

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2011

Thèse N° 72-2011

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Nazem CHAMAA

Le 7 Décembre 2011

**Conception d'un circuit oscillateur MMIC à 2 OCT commutés large bande
à faible bruit de phase pour applications spatiales**

Thèse dirigée par Jean-Christophe NALLATAMBY et Michel PRIGENT

JURY :

Raymond QUÉRÉ	Professeur, Université de Limoges	Président
Serge GALLIOU	Professeur, ENSMM Besançon	Rapporteur
Fabien PASCAL	Professeur, Université de Montpellier II	Rapporteur
Sébastien GRIBALDO	Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse	Examineur
Dominique LANGREZ	Ingénieur, Thales Alenia Space, Toulouse	Examineur
Jean-Christophe NALLATAMBY	Maître de Conférences, Université de Limoges	Examineur
Michel PRIGENT	Professeur, Université de Limoges	Examineur

Remerciements

Cette thèse a été préparée au sein du laboratoire XLIM de l'Université de Limoges dans le département C2S2 « Circuits Composants Signaux Systèmes » sur le site de L'IUT de Limousin département GEII de Brive la Gaillarde.

Je tiens en premier lieu à remercier Monsieur Dominique CROS de m'avoir permis d'effectuer ces travaux au sein du laboratoire XLIM, et plus particulièrement Monsieur le Professeur Raymond QUERE de m'avoir accueilli dans l'équipe Circuits Composants Signaux Système et en acceptant de participer au jury de cette thèse.

J'adresse également mes plus sincères remerciements à Monsieur Michel PRIGENT, Professeur à l'Université de Limoges, et Jean-Christophe NALLATAMBY Maître de conférence à l'Université de Limoges qui m'ont encadré durant ces années de thèse. Je tiens aussi à leur exprimer ma gratitude au soutien technique, pour l'aide et la disponibilité.

Je voudrais également remercier Monsieur Fabien PASCAL Professeur à l'université de Montpellier II, et Monsieur Serge GALLIOU Professeur École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques, ENSMM Besançon, d'avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteurs.

Mes remerciements vont également aux Messieurs Dominique LANGREZ, et Sébastien GRIBALDO ingénieurs de la société Thales Alenia Space à Toulouse qu'a cofinancé cette thèse pour leurs disponibilités et leurs contributions à ces travaux en apportant leur savoir et leurs conseils et d'avoir accepté de faire partie du jury.

J'associe mes remerciements à Madame H. BREUZARD, secrétaire du département C2S2 sur le site de Brive, pour son efficacité dans toutes les démarches qu'elle a réalisées sur Brive et pour son aide précieuse, sympathique et indispensable. J'associe mes remerciements à Madame M.-C. LEROUGE, Secrétaire de l'équipe C2S2 à Limoges.

Je tiens à remercier chaleureusement l'ensemble des membres du Laboratoire C2S2 pour leur sympathie et bon courage à ceux qui me suivent.

Enfin j'adresse mes remerciements à ma famille, ma femme et tous les amis qui m'ont soutenu et m'ont aidé durant ces longues années d'études.

Table des matières

I. Modélisation non linéaire et en bruit basse fréquence TBH InGaP/GaAs et des varactors GaAs	20
I.1 Introduction.....	20
I.2 Modélisation non linéaire du TBH.....	21
I.2.1 Introduction.....	21
I.2.2 Description du modèle utilisé	21
I.2.2.1 Modélisation convective.....	21
I.2.2.1.1 L'effet fondamental du transistor.....	21
I.2.2.1.2 Les courants de fuites.....	23
I.2.2.1.3 Les résistances d'accès.....	24
I.2.2.1.4 Les effets thermiques	25
I.2.2.2 Modélisation réactive	29
I.2.2.2.1 Les capacités de jonction.....	29
I.2.2.2.2 Les capacités de diffusion	30
I.2.2.2.3 Modèle non quasi-statique.....	31
I.2.3 Modélisation en bruit basse fréquence du TBH.....	35
I.2.3.1 Les principales sources de bruit BF [10].....	35
I.2.3.1.1 Le bruit thermique	35
I.2.3.1.2 Bruit shot	36
I.2.3.1.3 Le bruit de génération-recombinaison.....	36
I.2.3.1.4 Bruit 1/f.....	37
I.2.3.2 Description du modèle utilisé	37
I.2.3.3 Système de mesure de bruit BF	39
I.2.3.4 Mesures de bruit BF du transistor HB20M 6x2x40	47
I.2.3.5 Extraction du modèle de bruit.....	50
I.2.3.6 Implémentation du modèle cyclostationnaire sous ADS.....	55
I.3 Modélisation des varactors	57
I.3.1 Modélisation Convective du varactor.....	57
I.3.2 Modélisation réactive	59
I.4 Validation des éléments passifs	68
I.5 Conclusion	72
II. Généralités sur les oscillateurs accordables en tension large bande.....	74

II.1	Introduction.....	74
II.2	Caractéristiques des oscillateurs contrôlés en tension (OCT)	74
II.3	Analyse fondamentale d'oscillateurs.....	79
II.3.1	Oscillateurs sous forme de systèmes bouclés	79
II.3.2	Oscillateurs sous forme de résistances négatives.....	81
II.4	Outils de simulation d'oscillateurs.....	83
II.4.1	Boucle ouverte linéaire	84
II.4.2	Simulation par équilibrage harmonique	85
II.5	Les oscillateurs à large bande d'accord.....	87
II.5.1	Analyse des oscillateurs classiques	89
II.5.2	Analyse non-linéaire des OCT Colpitts et Clapp.....	93
II.5.2.1	Etude en amplificateur	94
II.5.2.2	Détermination de la boucle de réaction de l'oscillateur Colpitts à 3GHz	97
II.5.2.3	Simulation de l'oscillateur Colpitts à 3 GHz.....	98
II.5.2.4	Détermination de la boucle de réaction de l'oscillateur Clapp à 3 GHz	101
II.5.2.5	Simulation de l'oscillateur Clapp à 3 GHz.....	102
II.5.2.6	Réduction du bruit de phase	105
II.5.2.7	Simulation de l'OCT Colpitts.....	108
II.5.2.7.1	Variation de la capacité C_1	108
II.5.2.7.2	Variation de la capacité C_2	108
II.5.2.8	Simulation de l'OCT Clapp.....	109
II.5.2.8.1	Variation de la capacité C_1	109
II.5.2.8.2	Variation de la capacité C_2	110
II.5.2.8.3	Variation de la capacité C_s	111
II.5.2.9	Comparaisons des résultats.....	112
II.6	Conclusion	113
III.	Conception du circuit oscillateur à OCT commutés.....	114
III.1	Introduction	114
III.2	OCT à varactors externes	115
III.3	Caractéristiques de varactors externes	115
III.3.1.1	Varactor Microsemi MV34008-M30	115
III.3.1.2	Varactor Temex DH76015	117
III.3.2	Simulation des OCT à varactors externes.....	118
III.3.2.1	OCT à varactor Microsemi MV34008-M30	118
III.3.2.2	OCT à varactor Temex DH76015	120

III.3.3	Conclusion	122
III.4	Principe de fonctionnement du circuit oscillateur à OCT commutés	122
III.4.1	Principe de fonctionnement de l'OCT de base	123
III.4.2	Principe de fonctionnement du commutateur DC.....	126
III.4.3	Combineur Wilkinson	130
III.4.4	Circuit complet.....	131
III.5	Résultats de simulation du circuit oscillateur complet	132
III.5.1	Résultats de simulation du 1 ^{er} OCT	132
III.5.1.1	Stabilité linéaire de l'OCT1.....	135
III.5.1.2	Etat établi de l'OCT1	137
III.5.1.3	Influence de la capacité de 3 pF du collecteur (OCT1).....	140
III.5.1.4	Choix de la résistance de 60 Ω sur le collecteur (OCT1).....	143
III.5.1.5	Autres caractéristiques de l'OCT1	146
III.6	Résultats de simulation du 2 ^{ème} OCT	151
III.6.1.1	Stabilité linéaire de l'OCT2.....	154
III.6.1.2	Etat établi de l'OCT2	155
III.6.1.3	Influence de la capacité de 3 pF sur le collecteur (OCT2)	158
III.6.1.4	Autres caractéristiques de l'OCT2	161
III.6.2	Caractéristiques du circuit complet	165
III.7	Conclusion.....	170
Annexe I.1	Compléments de mesures des paramètres S du transistor HB20M 6x2x40	178
Annexe I.2	Méthode de Deloach pour l'extraction des éléments du circuit RLC	181
Annexe I.3	Compléments de mesures des paramètres S du Varactor HB20M 10x20x30	184

Table des illustrations

Figure I-1 Modèle de Gummel et Poon du transistor bipolaire	22
Figure I-2 Prise en compte des courants des fuites	23
Figure I-3 Modèle extrinsèque convectif du TBH	25
Figure I-4 Effet de la température sur la caractéristique $I_{BE} = f(V_{BE})$	25
Figure I-5 Modèle convectif électrothermique du TBH.....	27
Figure I-6 Banc de mesure I(V) en DC	28
Figure I-7 Comparaison mesure/modèle du réseau de sortie du TBH	28
Figure I-8 Comparaison mesure/modèle du réseau d'entrée du TBH.....	28
Figure I-9 Comparaison mesure/modèle sur les courbes de Gummel du TBH	28
Figure I-10 Comparaison mesure/modèle du gain en courant du TBH.....	28
Figure I-11 Modèle complet quasi-statique du TBH utilisé	31
Figure I-12 Modèle complet non quasi-statique du TBH.....	31
Figure I-13 Modèle complet du TBH.....	33
Figure I-14 Répartition des points de polarisation sur le réseau de sortie du TBH	34
Figure I-15 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation: $V_{CE0}=1.95V$, $I_{CE0}=33.77$ mA.....	34
Figure I-16 TBH bruyant et son modèle équivalent en vue de la mesure	37
Figure I-17 Schéma équivalent du transistor avec ses sources de bruit	38
Figure I-18 Principe de mesure de la source de courant de bruit I_{ecc} en entrée du transistor ...	40
Figure I-19 Principe de mesure de la source de courant de bruit I_{ecc} en sortie du transistor ...	40
Figure I-20 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de la tension de bruit en entrée	41
Figure I-21 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de la tension de bruit en sortie.....	42
Figure I-22 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de l'impédance Z_{in0}	42
Figure I-23 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de l'impédance Z_{out0}	43
Figure I-24 Schéma équivalent du système utilisé pour extraire la source de bruit I_{ecc}	43
Figure I-25 Schéma équivalent du système utilisé pour extraire la source de bruit I_{ecc}	44
Figure I-26 Les caractéristiques de l'amplificateur de tension EG&G modèle 5184	46

Figure I-27 Présentation des zones du cycle de charge pour un fonctionnement en oscillateur à faible bruit de phase.....	47
Figure I-28 Mesure de la tension de bruit équivalente en entrée	48
Figure I-29 Mesure de la tension de bruit équivalente en sortie	48
Figure I-30 Mesure des impédances vues aux accès du transistor	49
Figure I-31 Extraction des densités de courant en bruit en entrée(SI_{ecc}).....	50
Figure I-32 Extraction des densités de courant en bruit en sortie (SI_{scc}).....	50
Figure I-33 Schéma équivalent du transistor avec ses sources de bruit	51
Figure I-34 Les résultats d'extraction des sources internes SI_C et SI_{NC}	53
Figure I-35 Représentation graphique pour la détermination des coefficients des équations permettant de modéliser la source de bruit BF SI_C	54
Figure I-36 Représentation graphique pour la détermination des coefficients des équations permettant de modéliser la source de bruit BF SI_{NC}	54
Figure I-37 Principe d'intégration d'une source de bruit cyclostationnaire	56
Figure I-38 Modèle convectif de la diode varactor	58
Figure I-39 Comparaison entre modèle (bleu) et mesure (rouge) du courant traversant la diode par application des tensions directes	59
Figure I-40 Comparaison entre modèle (bleu) et mesure (rouge) du courant traversant la diode par application des tensions inverses.....	59
Figure I-41 Modèle réactif de la diode varactor en inverse	60
Figure I-42 Modèle simplifié de la diode varactor.....	60
Figure I-43 Mesure du paramètre S_{21} en parallèle du circuit RLC.....	61
Figure I-44 Extraction des paramètres ω_{2102} , f_1 , f_2 à partir de la mesure de ω_{212}	61
Figure I-45 Mesure en série	62
Figure I-46 Retour en parallèle les mesures des Paramètres [S].....	62
Figure I-47 Ajout d'une inductance pour rapprocher la résonance	63
Figure I-48 La capacité C_V en fonction de la tension inverse appliquée.....	63
Figure I-49 L'inductance L_S en fonction de la tension inverse appliquée.....	64
Figure I-50 La résistance R_S en fonction de la tension inverse appliquée.....	64
Figure I-51 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -1V	65
Figure I-52 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -11V	66

Figure I-53 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de +1V	67
Figure I-54 Modèle complet de la diode varactor HB20M 10X20x30	68
Figure I-55 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une inductance de 2.7 nH	69
Figure I-56 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une inductance de 5 nH	70
Figure I-57 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une capacité de 3 pF.	71
Figure I-58 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une capacité de 8 pF.	72
Figure II-1 Schéma bloc de l'oscillateur à boucle à verrouillage de fréquence.....	76
Figure II-2 Oscillateur à asservissements multiples.....	78
Figure II-3 Représentation d'un oscillateur sous forme de système bouclé	80
Figure II-4 Schéma de principe d'oscillateurs à (a) résistance et (b) à conductance négative .	81
Figure II-5 Schéma simplifié de l'oscillateur mettant en avant l'effet fondamental du transistor rebouclé sur un quadripôle	84
Figure II-6 Schéma simplifié de l'oscillateur en boucle ouverte	84
Figure II-7 Schéma du module OscPort	86
Figure II-8 Principe simplifié d'un OCT qui utilise une matrice de capacités commutées.....	88
Figure II-9 Principe d'un OCT utilisant trois varactors sur la base C_{jb} , le collecteur C_{jc} et l'émetteur C_{je} du transistor (triple tuned)	88
Figure II-10 Schéma de principe d'un oscillateur classique à trois accès	89
Figure II-11 Schéma équivalent simplifié de l'amplificateur	89
Figure II-12 Schémas équivalents de l'oscillateur	90
Figure II-13 Schéma de principe des oscillateurs classique Colpitts (a) et Hartley (b)	91
Figure II-14 Schéma de principe d'un oscillateur Clapp.....	92
Figure II-15 Limite en pointillé du cycle de charge pour minimiser le bruit de phase	93
Figure II-16 Simulation load-pull de l'amplificateur.....	94
Figure II-17 Résultat de la simulation load-pull de l'amplificateur	95
Figure II-18 Simulation du cycle de charge à 3GHz à la puissance ajoutée maximale	96
Figure II-19 Les formes temporelles des tensions V_{BE} et V_{CE} intrinsèques et des courants I_{BE} et I_{CE} intrinsèques du transistor.....	96
Figure II-20 Principe d'optimisation du réseau passif de l'oscillateur Colpitts.....	97
Figure II-21 Schéma de l'oscillateur Colpitts.....	99
Figure II-22 Gain en boucle ouverte linéaire de l'oscillateur.....	99

Figure II-23 Cycle de charge de l'oscillateur Colpitts	100
Figure II-24 Les formes d'ondes obtenus lors de la simulation de l'oscillateur Colpitts.....	101
Figure II-25 Principe d'optimisation du réseau passif de l'oscillateur Clapp.....	101
Figure II-26 Schéma de l'oscillateur Clapp.....	103
Figure II-27 Gain en boucle ouverte linéaire de l'oscillateur Clapp	103
Figure II-28 Cycle de charge et point de fonctionnement de la simulation effectuée de l'oscillateur Clapp avec l'outil Oscport.....	104
Figure II-29 Les formes d'ondes obtenus lors de la simulation de l'oscillateur Clapp.....	105
Figure II-30 Modèle du bruit basse fréquence du transistor avec ses charges aux 2 accès....	106
Figure II-31 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la variation de la capacité C_2 dans l'OCT Colpitts.....	108
Figure II-32 Le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse en fonction de la variation de la capacité C_2 dans l'OCT Colpitts	109
Figure II-33 Les cycles de charge obtenus pour les deux capacités $C_2=0.2$ pF (gauche) et $C_2=2$ pF (droite)	109
Figure II-34 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la capacité C_2 dans l'OCT Clapp.....	110
Figure II-35 Bruit de phase à 100 kHz de la porteuse en fonction de la capacité C_2 dans l'OCT Clapp.....	110
Figure II-36 Cycles de charge obtenus pour les deux capacités $C_2=1$ pF (gauche) et $C_2=10$ pF (droite)	111
Figure II-37 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la variation de la capacité C_S dans l'OCT Clapp	111
Figure II-38 Bruit de phase @ 100 kHz en fonction de la variation de C_S dans l'OCT Clapp	112
Figure II-39 Cycles de charge obtenus pour $C_S=0.2$ pF (gauche) et $C_S=2$ pF (droite)	112
Figure III-1 Modèle du varactor MV34008-M30 fourni par Microsemi.....	116
Figure III-2 Caractéristique C(V) du varactor Microsemi (MV34008-M30).....	116
Figure III-3 Modèle du varactor Temex DH76015	117
Figure III-4 Caractéristiques C(V) des capacités Temex (DH76015).....	117
Figure III-5 Schéma équivalent du transistor HB20M 6x2x40 d'UMS	118
Figure III-6 Schéma OCT utilisant le varactor MV34008-M30	119
Figure III-7 Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'accord V_{tune} : OCT à varactor Microsemi MV34008-M30	119

Figure III-8 Puissance de sortie (a) et bruit de phase à 100 kHz de la porteuse (b), en fonction de la tension d'accord V_{tune} : OCT à varactor Microsemi MV34008-M30	120
Figure III-9 Schéma OCT utilisant le varactor Temex DH76015.....	120
Figure III-10 Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'accord V_{tune} appliquée aux bornes du varactor Temex DH76015	121
Figure III-11 Puissance de sortie (a) et bruit de phase (b), à 100 kHz de la porteuse, en fonction de la tension d'accord V_{tune} appliquée aux bornes du varactor Temex DH76015 ...	121
Figure III-12 Principe de commutation DC des deux OCT.....	123
Figure III-13 Schéma électrique de l'OCT Clapp.....	124
Figure III-14 Commutation par le collecteur.....	126
Figure III-15 Commutateur par le collecteur : mode de fonctionnement pour $V_{\text{contrôle}}=0$ V ..	127
Figure III-16 Commutateur par le collecteur : mode de fonctionnement pour $V_{\text{contrôle}} = 5$ V	127
Figure III-17 Schéma de principe du commutateur par la base	128
Figure III-18 Commutateur par la base : mode de fonctionnement pour $V_{\text{contrôle}}=0$ V	129
Figure III-19 Commutateur par la base : mode de fonctionnement pour $V_{\text{contrôle}}=5$ V	129
Figure III-20 Schéma du principe de combineur Wilkinson à base d'éléments localisés.....	130
Figure III-21 Schéma électrique du circuit complet.....	131
Figure III-22 Cycle de charge de Q_2 lorsque l'OCT1 est en fonctionnement	133
Figure III-23 Schéma électrique de l'OCT1.....	134
Figure III-24 Pertes dans une seule inductance de 2.52 nH (bleu) et deux inductances dont la somme vaut 2,52 nH (rouge).....	135
Figure III-25 Simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT1 pour les tensions d'accord (a) $V_{\text{tune}}=1$ V (b) $V_{\text{tune}}=6$ V et (c) $V_{\text{tune}} = 11$ V.....	136
Figure III-26 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT1 en fonction de V_{tune}	137
Figure III-27 Sensibilité de l'OCT1 en fonction de V_{tune}	138
Figure III-28 Niveaux de rejection des harmoniques en fonction de V_{tune} 2 ^{ème} harmonique (en rouge) et 3 ^{ème} harmonique (en bleu) de l'OCT1	138
Figure III-29 Cycles de charge de l'OCT1 pour les tensions d'accord (a) $V_{\text{tune}}=1$ V (b) $V_{\text{tune}}=6$ V et (c) $V_{\text{tune}} = 11$ V	139
Figure III-30 Variation du bruit de phase de l'OCT1 à 100 kHz de la porteuse en fonction de V_{tune}	139

Figure III-31 Histogramme de la contribution des sources de bruit du transistor sur le bruit de phase de l'OCT	140
Figure III-32 Effet de la capacité de 3pF à l'intérieur de la partie MMIC sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c).....	141
Figure III-33 Contribution des sources de bruit du transistor au bruit de phase total de l'OCT1	142
Figure III-34 Simulation des impédances $Z_{\text{Collecteur}}$ et Z_{base} dans l'OCT1	143
Figure III-35 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur la fréquence d'oscillation.....	144
Figure III-36 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur la puissance de sortie	144
Figure III-37 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur le bruit de phase ...	144
Figure III-38 Effet de la résistance de 10 Ω directement sur le collecteur (rouge) ou en série avec l'inductance (bleu) sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c)	145
Figure III-39 Pulling de l'OCT1 en fonction de la tension d'accord V_{tune}	146
Figure III-40 Pushing de l'OCT1 appliqué sur la polarisation V_{CC} (a) V_{BB} (b) et $V_{\text{Contrôle}}$ (c) en fonction de la tension d'accord V_{tune}	148
Figure III-41 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT1 en fonction de V_{tune} pour la variation de la température entre -20° C (bleu) et 80°c (rouge).....	149
Figure III-42 Dispersion de la fréquence d'oscillation (a) et de la puissance de sortie (b) après l'analyse Monte-Carlo à 100 tirages.....	150
Figure III-43 Histogramme de la bande d'accord de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse	150
Figure III-44 Histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse	151
Figure III-45 Histogramme de la puissance de sortie pour la tension d'accord $V_{\text{tune}} = 6\text{V}$ de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse	151
Figure III-46 Cycle de charge de Q_1 lorsque l'OCT2 est en fonctionnement	152
Figure III-47 Schéma électrique de l'OCT2.....	153
Figure III-48 Simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT2 pour les tensions d'accord (a) $V_{\text{tune}}=1\text{V}$ (b) $V_{\text{tune}}=6\text{V}$ et (c) $V_{\text{tune}} = 11\text{V}$	154
Figure III-49 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT2 en fonction de V_{tune}	155

Figure III-50 Sensibilité de l'OCT2 en fonction de V_{tune}	156
Figure III-51 Niveaux de rejection des harmoniques en fonction de V_{tune} ($2^{ème}$ harmonique en rouge et $3^{ème}$ harmonique en bleu) de l'OCT2	156
Figure III-52 Cycles de charge de l'OCT2 pour les tensions d'accord (a) $V_{tune}=1V$ (b) $V_{tune}=6V$ et (c) $V_{tune} = 11 V$	157
Figure III-53 Variation du bruit de phase de l'OCT2 à 100 kHz de la porteuse en fonction de V_{tune}	157
Figure III-54 Histogramme de la contribution des sources de bruit du transistor	158
Figure III-55 Effet de la capacité de 3pF à l'intérieur de la partie MMIC sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c) (OCT2).....	159
Figure III-56 Contribution des sources de bruit du transistor au bruit de phase total de l'OCT2	160
Figure III-57 Simulation des impédances $Z_{Collecteur}$ et Z_{base} dans l'OCT2	160
Figure III-58 Pulling de l'OCT2 en fonction de la tension d'accord V_{tune}	161
Figure III-59 Pushing de l'OCT2 appliqué sur la polarisation V_{CC} (a) V_{BB} (b) et $V_{Controlé}$ (c) en fonction de la tension d'accord V_{tune}	162
Figure III-60 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT2 en fonction de V_{tune} pour des températures comprises entre $-20^{\circ} C$ (bleu) et $80^{\circ}c$ (rouge).....	163
Figure III-61 Dispersion de la fréquence d'oscillation (a) et de la puissance de sortie (b) après l'analyse Monte-Carlo à 100 tirages de l'OCT2	163
Figure III-62 Histogramme de la bande d'accord de l'OCT2 pour 100 tirages d'analyse	164
Figure III-63 Histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT2 pour 100 tirages.....	164
Figure III-64 Histogramme de la puissance de sortie pour la tension d'accord $V_{tune} =6V$ de l'OCT2 pour 100 tirages d'analyse	165
Figure III-65 Bande d'accord du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)	166
Figure III-66 Niveau bruit de phase @100 kHz de la porteuse du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)	166
Figure III-67 Niveau bruit de phase @100 kHz de la porteuse du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)	167
Figure III-68 Bande de recouvrement entre les deux OCT en fonction de la variation de la température	167
Figure III-69 Bande de recouvrement en fonction de dispersions appliquées sur le circuit... 168	

Figure III-70 Layout du circuit complet	169
Figure III-71 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation: $V_{CE0}=2.57V$, $I_{CE0}=9.18\text{ mA}$	178
Figure III-72 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation: $V_{CE0}=2.3V$, $I_{CE0}=19.08\text{ mA}$	179
Figure III-73 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation: $V_{CE0}=1.88V$, $I_{CE0}=42.66\text{ mA}$	180
Figure III-74 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de 0V.....	184
Figure III-75 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -5V	185

Liste des tableaux

TAB. I.1 Paramètres du modèle convectif du TBH HB20M 6x2x40.....	27
TAB. I.2 Paramètres du modèle du transistor TBH HB20M 6x2x40.....	33
TAB. I.3 Valeurs de paramètres des droites de tendance des sources SI_C et SI_{NC}	55
TAB. I.4 Paramètres du modèle de bruit BF	55
TAB. I.5 Paramètres du modèle convectif du varactor HB20M V10x20x30.....	58
TAB. I.6 Paramètres du modèle réactif du varactor HB20M 10x20x30.....	64
TAB. II.1 Valeurs des paramètres simulés en load-pull du transistor pour une puissance ajoutée maximale.....	95
TAB. II.2 Caractéristiques obtenues lors de la première étape de la méthodologie.....	97
TAB. II.3 Caractéristiques obtenues après optimisation de la boucle de réaction de l'oscillateur Colpitts	98
TAB. II.4 Les éléments passifs de la contre réaction de l'oscillateur Colpitts obtenus après optimisation.....	98
TAB. II.5 Bilan de puissance obtenu lors de la simulation en équilibrage harmonique de l'oscillateur Colpitts	100
TAB. II.6 Caractéristiques obtenus après optimisation de la boucle de réaction de l'oscillateur Clapp.....	102
TAB. II.7 Les éléments passifs de la contre réaction de l'oscillateur Clapp obtenus après optimisation.....	102
TAB. II.8 Bilan de puissance obtenu lors de la simulation en équilibrage harmonique de l'oscillateur Clapp	104
TAB. II.9 Contribution des sources de bruit BF en bruit de phase dans l'oscillateur Colpitts	106
TAB. II.10 Contribution des sources de bruit BF en bruit de phase dans l'oscillateur Clapp.....	107
TAB. II.11 Comparaison des simulations des OCT Colpitts et Clapp.....	112
TAB. III.1 Paramètres du modèle du varactor MV34008-M30 de Microsemi	116
TAB. III.2 Paramètres du modèle du varactor Temex DH76015	117
TAB. III.3 Valeurs des résistances du commutateur.....	130
TAB. III.4 Valeurs des éléments du combineur.....	131
TAB. III.5 Bilan des tensions dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT1	133
TAB. III.6 Bilan des courants dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT1	133

TAB. III.7 Résultats de la simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT1.....	137
TAB. III.8 Contribution des sources de bruit du transistor sur le bruit de phase @ 100 kHz pour l'OCT1	140
TAB. III.9 Bruit de phase avec et sans la capacité de 3 pF sur le collecteur.....	141
TAB. III.10 Impédances Z_{Base} et $Z_{collecteur}$ dans les 4 cas.....	143
TAB. III.11 Comparaison du pulling avec des OCT commerciaux.....	146
TAB. III.12 Comparaison du pushing avec des OCT commerciaux.....	148
TAB. III.13 Bilan des tensions dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT2	152
TAB. III.14 Bilan des courants dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT2	152
TAB. III.15 Résultats de la simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT2.....	155
TAB. III.16 Contribution des sources de bruit du transistor en bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de l'OCT2	158
TAB. III.17 Bruit de phase avec et sans la capacité de 3 pF sur le collecteur.....	159
TAB. III.18 Impédances Z_{base} et $Z_{collecteur}$ dans les 4 cas	161
TAB. III.19 Comparaison entre divers OCTs MMIC en technologie GaAs.	170

Introduction générale

Ces dernières années ont été marquées par le développement rapide de l'industrie des télécommunications spatiales. Cette industrie a débouché sur des progrès technologiques qui ont commencé à affecter d'innombrables aspects de notre vie quotidienne.

Parmi ces applications spatiales, on trouve des projets concernant la télévision haute définition (TVHD) numérique dans la bande 21 – 22 GHz de façon à transmettre le son en multi-voies en qualité studio jusqu'à des débits de 45 Mbit/s et à intégrer des services à la carte. La connectivité Internet est également envisagée en utilisant les bandes L,C, ku ou ka pour des débits espérés jusqu'à 1 Gbits/s.

D'autres applications spatiales dans le domaine de la navigation aérienne, permettant d'améliorer l'aide à l'atterrissage dans les aéroports en rectifiant la précision, jusqu'à un mètre près, et augmente la fiabilité grâce à des équipements à bord de trois satellites géostationnaires et un réseau complexe d'une quarantaine de stations et centres de contrôle au sol (Projet Egnos le système européen de navigation par recouvrement géostationnaire). Ce système qui peut être utilisé dans d'autres applications de recouvrement géostationnaire nécessitant une gestion plus fine comme la gestion de l'ensemencement des champs de cultures.

Des applications spatiales voient le jour dans le domaine de la météorologie grâce à des satellites de troisième génération MTG (Meteosat Third Generation) afin d'améliorer les prévisions, grâce à des instruments plus performants qui recueilleront des données plus fréquentes. Il s'agit aussi d'analyser la composition chimique de l'atmosphère afin d'évaluer la qualité de l'air, la présence de polluants, etc... Dans cette catégorie d'applications on trouve aussi la gestion et le contrôle de la végétation dans des régions du monde particulières. Les bandes utilisées sont ici les bandes C et X notamment.

Dans tous ces systèmes de télécommunications microondes et radios fréquences, les oscillateurs contrôlés en tension (OCT) sont les sources les plus employées pour générer les porteuses de façon à moduler, transposer, démoduler les signaux. L'intérêt de ces OCT à large bande d'accord est de pouvoir servir d'oscillateurs locaux reconfigurables. Il est ainsi possible de changer la fréquence de la source sur une large bande de fréquence sans changer le circuit

lui-même, permettant de réduire les coûts de fabrication surtout en réalisant des circuits OCT entièrement intégrés (MMIC) pour des grandes quantités à des surfaces réduites.

C'est dans ce cadre que s'inscrivent mes travaux de thèse cofinancés par Thales Alenia Space à Toulouse. Il s'agit de concevoir un circuit oscillateur accordable en tension réalisé en technologie MMIC, répondant aux spécifications fixées par Thales Alenia Space, à savoir une bande d'accord d'environ 30% comprise dans la bande de fréquence 2 – 3,5 GHz, un bruit de phase voisin de -100 dBc/Hz @ 100 kHz de la porteuse, et de façon entièrement intégré y compris les varactors.

Afin de réaliser ce circuit, il est indispensable de modéliser avec précision chaque composant du circuit notamment le transistor. Pour cela le premier chapitre décrira le modèle du transistor et les mesures effectuées afin de valider le comportement non-linéaire du modèle. Ensuite une modélisation du bruit basse fréquence du transistor est effectuée. Ce bruit représentant la contribution majeure au bruit de phase de l'oscillateur près de la porteuse, il est d'autant plus important de le décrire avec précision. Les sources de bruit de ce modèle que nous implémenterons possèdent la particularité d'être cyclostationnaires, c'est à dire de dépendre de l'état fort signal du transistor. La nécessité d'avoir une diode varactor dans ce type de circuit utilisée pour faire varier la fréquence d'oscillation, rend essentiel la modélisation précise du varactor employé. Pour cela ce chapitre décrira également la modélisation du varactor employé à partir de caractérisations expérimentales.

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, on rappellera de manière générale, dans un premier temps, le fonctionnement des oscillateurs accordables en tension (OCT), ainsi que leurs caractéristiques importantes. Les méthodes principales d'analyse d'un oscillateur ainsi que deux des outils essentiels employés pour le simuler seront présentés. Nous exposerons enfin une analyse non-linéaire des OCT de topologies classiques afin d'avoir une large bande d'accord tout en utilisant une méthodologie de minimisation du bruit de phase.

Cette analyse non-linéaire des OCT présentée dans le deuxième chapitre, nous permettra de choisir la topologie permettant d'avoir une large bande d'accord. Cette topologie sera utilisée pour la conception du circuit oscillateur qui sera exposé dans le troisième chapitre.

Dans ce dernier chapitre, nous présenterons la conception du circuit MMIC OCT large bande et faible bruit de phase. Dans un premier temps, nous avons recherché un varactor

possédant un rapport entre la capacité maximum et minimum (C_{\max}/C_{\min}) le plus élevé possible. Deux varactors commercialisés par les sociétés MICROSEMI et TEMEX seront utilisés dans un circuit oscillateur pour vérifier la possibilité d'obtenir une large bande d'accord.

Dans un deuxième temps, compte tenu de la contrainte d'intégration, nous avons conçu un oscillateur avec le varactor MMIC de la filière HB20M d'UMS qualifié spatiale afin de simuler la bande d'accord maximum réalisable. Comme cette topologie ne nous permettait pas de réaliser la totalité de la bande d'accord exigée, nous avons développé une technique utilisant 2 OCT commutés. Les résultats de simulation de ce circuit seront présentés ainsi que le dessin final de la puce. Le lancement en fabrication étant décalé dans le temps, aucun résultat de mesure ne pourra être montré.

Enfin les résultats de simulation obtenus sont comparés avec d'autres OCT intégrés qui utilisent la même technologie de fabrication GaAs.

I. Modélisation non linéaire et en bruit basse fréquence TBH InGaP/GaAs et des varactors GaAs

I.1 Introduction

Le transistor utilisé pour la conception du circuit oscillateur est un transistor bipolaire à hétérojonction (TBH) sur substrat InGaP/GaAs. Il s'agit du transistor issu de la filière HB20M d'UMS de 6 doigts d'émetteurs de $2\ \mu\text{m} \times 40\ \mu\text{m}$.

La taille de ce transistor est choisie de manière à avoir un faible bruit de phase et une puissance de sortie importante, puisque on veut la polariser en classe AB profond avec une variation dynamique importante.

Le « design kit » de cette filière HB20M implanté sur le logiciel de simulation ADS contient une version fermée de ce modèle de transistor. Une version éclatée est nécessaire dans la suite de travail. Elle sera développée suite à des mesures en I/V et en paramètres [S] qui sont faites pour valider son modèle non linéaire.

Après une présentation détaillée du modèle non-linéaire utilisé du TBH, des comparaisons du modèle et des mesures des caractéristiques I (V) et des paramètres [S] sont montrées afin de valider les parties convective et réactive du modèle.

Une modélisation en bruit basse fréquence du transistor est indispensable afin de prédire le bruit de phase d'un oscillateur. La méthodologie de cette modélisation nécessite une version éclatée du modèle afin d'implémenter les différentes sources de bruit. Une présentation du système de mesure de bruit, et les étapes de modélisation et d'implémentation sont données dans la deuxième partie de ce chapitre.

Un oscillateur contrôlé en tension nécessite l'utilisation d'une diode varactor qui nous permet de faire varier la fréquence d'oscillation. Une troisième partie présente la méthodologie de modélisation du varactor employé.

Ensuite, une série de mesures des éléments passifs est effectuée afin de valider les modèles de ces éléments qui seront utilisés dans la simulation du circuit.

I.2 Modélisation non linéaire du TBH

I.2.1 Introduction

Depuis quelques années, les transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) sont disponibles en technologie InGaP/GaAs. Les caractéristiques intéressantes en gain hyperfréquence et en bruit $1/f$ les rendent tout particulièrement attractifs pour concevoir des circuits oscillateurs à faible bruit de phase.

Même si son modèle est déjà bien connu [1] ainsi que les mesures permettant de l'obtenir, il nous apparaît intéressant de rappeler ces résultats qui seront utilisés dans la conception du circuit oscillateur.

Il existe des nombreux modèles de TBH plus ou moins complexes, basés sur la physique des composants ou plutôt comportementaux. L'objet de cette partie de travail est de valider, à partir des mesures, le modèle non-linéaire du TBH utilisé pour faire la conception du circuit. Ce modèle est le fruit des nombreux travaux qui ont été réalisés dans le laboratoire XLIM [2] [3] [4] [5].

I.2.2 Description du modèle utilisé

Le modèle comporte deux parties, un modèle convectif qui reproduit le fonctionnement du composant lorsque des signaux continus sont appliqués, et un modèle réactif qui prend en compte les phénomènes de transport des charges et traduit les comportements dynamiques du transistor.

I.2.2.1 Modélisation convective

Le modèle est basé sur une topologie de Gummel-Poon (GP) [6]. Des améliorations y ont été appliquées afin d'introduire des phénomènes initialement non pris en compte afin d'obtenir une description plus fine des phénomènes du comportement du transistor.

I.2.2.1.1 L'effet fondamental du transistor

Le modèle de Gummel-Poon convectif est le plus généralement utilisé dans les logiciels de simulation. Il est appelé également modèle de transport du transistor bipolaire et présente l'avantage de réduire le nombre de non linéarités à intégrer dans les logiciels de CAO des circuits.

La Figure I-1 montre le modèle GP idéal où le transistor est décrit comme une source de courant I_{CT} commandée par les jonctions base-émetteur (D_{BE}) et base collecteur (D_{BC}).

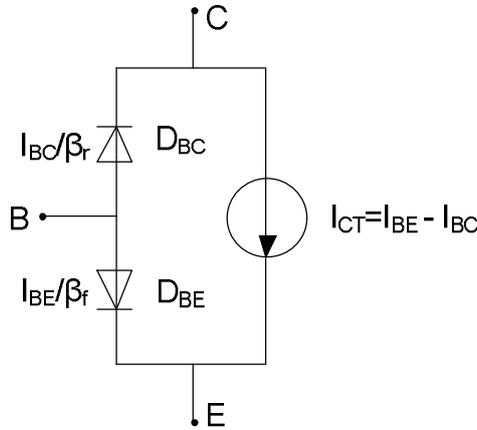


Figure I-1 Modèle de Gummel et Poon du transistor bipolaire

Les courants I_{BE} et I_{BC} sont régis par les équations classiques du courant dans une diode.

$$I_{BC} = I_{SC} \left(e^{\frac{qV_{BC}}{kT}} - 1 \right) \quad (I.1)$$

$$I_{BE} = I_{SE} \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right) \quad (I.2)$$

Dans ces équations I_{SE} et I_{SC} représentent les courants de saturation des deux diodes D_{BE} et D_{BC} , N_E et N_C sont les facteurs d'idéalité des diodes et $V_j = \frac{qV}{kT}$ où T est la température de la jonction, k la constante de Boltzmann et q la charge de l'électron. β_f et β_r représentent respectivement les gains direct et inverse des diodes et ils sont donnés par les équations suivantes:

$$\beta_f = \frac{I_{SC}}{I_{SE}} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \text{ et } \beta_r = 1 \quad (I.3)$$

où β_f et β_r sont des paramètres du modèle

Ce modèle représente l'effet fondamental du transistor et ne permet pas de prendre en compte d'autres effets comme les phénomènes de génération et recombinaison.

I.2.2.1.2 Les courants de fuites

Les phénomènes de génération et recombinaison qui interviennent durant les déplacements des porteurs dans les différentes zones du transistor, donnent naissance à des courants qui ne participent pas à l'effet transistor. Ces principaux courants sont appelés également courants de fuite et sont dûs:

- aux recombinaisons en surface,
- aux recombinaisons dans les zones de charge d'espace,
- aux recombinaisons dans la zone neutre de la base.

Ces courants peuvent être pris en compte en introduisant deux diodes supplémentaires dans la topologie du modèle.

Le modèle résultant de cette analyse est présenté en Figure I-2

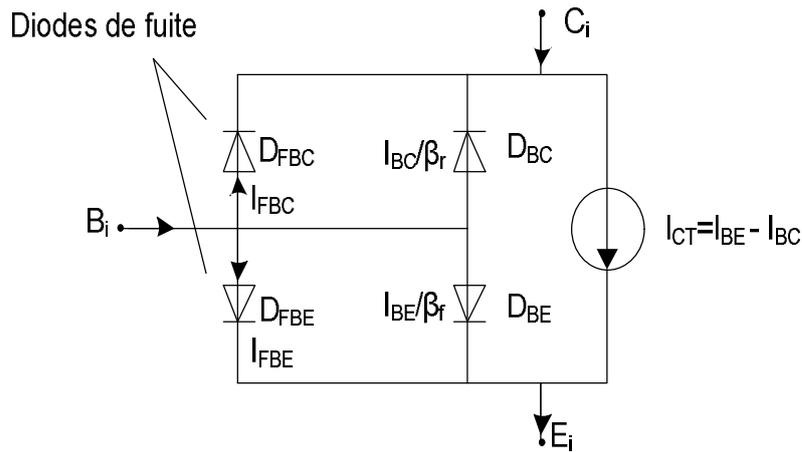


Figure I-2 Prise en compte des courants des fuites

Son architecture inclut les fuites et comprend donc quatre diodes (D_{BE} , D_{BC} , D_{FBC} et D_{FBE}) et une source de courant commandée I_{CT} . Les diodes D_{BC} et D_{BE} commandent cette source de courant avec des gains respectifs β_r et β_f , et les deux diodes D_{FBC} et D_{FBE} modélisent les courants de fuite.

Les expressions des courants des diodes de fuite sont données ci-dessous :

$$I_{FBC} = I_{FBE} \frac{I_{BE}}{I_{BC}} - I_{CT} \tag{I.4}$$

$$I_{E2} = I_{E1} \frac{I_{SFE}}{I_{SFC}} - I_{E1} \quad (I.5)$$

Où I_{SFE} et I_{SFC} représentent les courants de saturation des diodes de fuite D_{FBE} et D_{FBC} , où N_{FE} et N_{FC} sont les coefficients d'idéalité de ces diodes.

En appliquant la loi des nœuds, le bilan des courants aux accès du transistor sera écrit alors de la manière suivante :

$$I_{E1} = \frac{I_{E1}}{N_{FE}} + \frac{I_{E1}}{N_{FC}} + I_{E1} + I_{E1} \quad (I.6)$$

$$I_{E1} = N_{FE} I_{E1} - I_{E1} - \frac{I_{E1}}{N_{FC}} - I_{E1} \quad (I.7)$$

$$I_{E1} = N_{FE} I_{E1} - I_{E1} + \frac{I_{E1}}{N_{FC}} + I_{E1} \quad (I.8)$$

Les équations détaillées ci-dessus, décrivent le modèle intrinsèque convectif qui prend en compte l'effet fondamental du transistor et les effets des fuites. D'autres effets peuvent se produire lorsque le courant dans le transistor devient important, notamment ceux qui sont liés à la décroissance du gain en courant.

I.2.2.1.3 Les résistances d'accès

Parmi les effets indispensables à modéliser, on trouve celui des résistances d'accès dues à la structure verticale du transistor bipolaire (l'émetteur, la base et le collecteur sont superposés les uns sur les autres). L'accès en surface à ces couches provoque un éloignement des contacts métalliques induisant des résistances d'accès pour chaque couche.

Ces phénomènes engendrent ensuite des chutes de tension qui seront modélisées par des résistances d'accès (R_b , R_c , R_e), qui sont considérées comme des éléments constants. Le modèle extrinsèque du TBH résultant de cette analyse est présenté en Figure I-3.

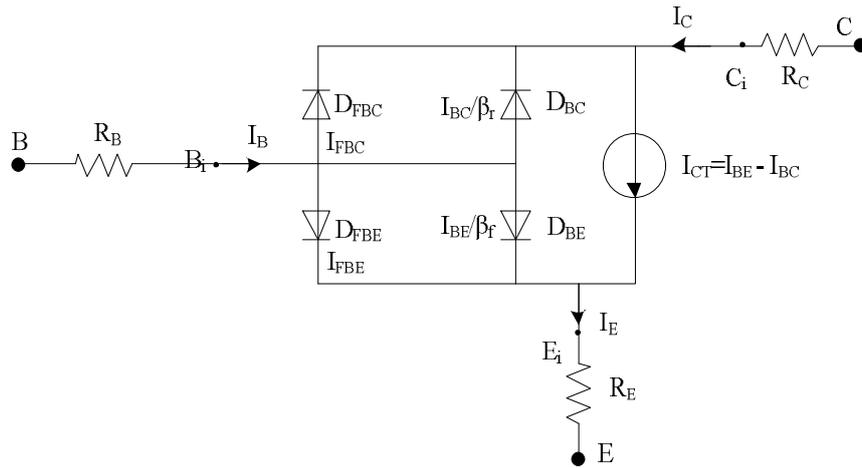


Figure I-3 Modèle extrinsèque convectif du TBH

I.2.2.1.4 Les effets thermiques

La température est un facteur limitatif et qui influe largement sur les performances électriques. C'est pourquoi les dépendances en température seront prises en considération dans le modèle convectif. Dès que le niveau de puissance dissipée est important, le phénomène d'auto-échauffement du transistor intervient sur l'ensemble des caractéristiques continues du composant. C'est un mécanisme de réalimentation thermique basse fréquence qui apparaît dans les TBH sur substrat GaAs pour les fréquences allant du DC à quelques centaines de kHz. Pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure du phénomène, le composant est considéré en état isothermique [1].

Les principales conséquences sur le modèle convectif sont l'augmentation du courant I_{BE} à V_{BE} constant (Figure I-4) et la diminution du gain en courant β [7].

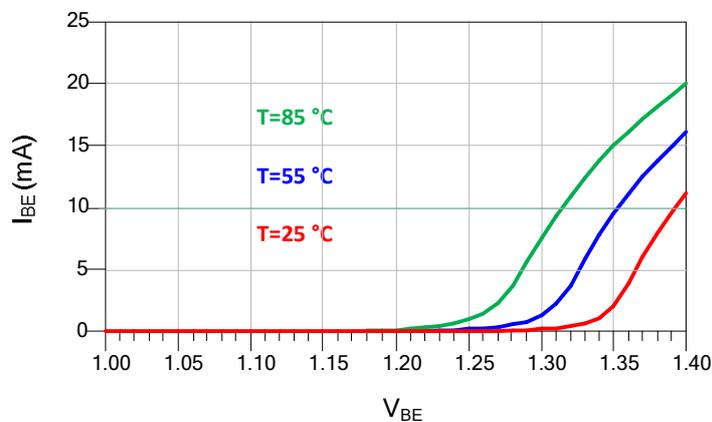


Figure I-4 Effet de la température sur la caractéristique $I_{BE} = f(V_{BE})$

La variation des courants de saturation des diodes en fonction de la température suit la loi suivante

$$I_{s,x}(T) = I_{s,x}(T_0) \cdot \exp\left(\frac{q}{k} \left(\frac{T}{T_0} - 1\right)\right) \quad (I.9)$$

Avec x valant pour E (diode fondamentale Base-Emetteur), C (diode fondamentale Base-collecteur), FE (diode de fuite Base-Emetteur) et FC (diode de fuite Base-collecteur).

Pour la mise en œuvre de cette influence et l'obtention d'un modèle compact puis ensuite l'implémentation dans un simulateur de circuits tel que ADS, une équivalence tension/température et courant/puissance a été utilisée. Dans le cas d'un phénomène passe-bas comme la thermique, le circuit électrique équivalent est un circuit RC parallèle classique constitué d'une résistance et d'une capacité en parallèle symbolisant respectivement la résistance thermique et la capacité thermique du transistor (Figure I-5). Ce circuit est parcouru par un courant qui traduit la variation de puissance dissipée instantanée du transistor par une variation de température ΔT relevée par la tension à ses bornes. La quantité ΔT est ensuite réinjectée dans les différentes équations du modèle grâce aux formules :

$$I_{s,x}(T) = I_{s,x}(T_0) \cdot \exp\left(\frac{q}{k} \left(\frac{T}{T_0} - 1\right)\right) \quad (I.10)$$

$$\Delta T = \frac{P_t}{R_{th}} \quad (I.11)$$

La variation de puissance est modélisée par la source de courant P_t . La variation de température modélisée par la tension ΔT , avec T_0 la température ambiante.

La Figure I-5 montre le modèle convectif électrothermique qui modélise correctement les effets majeurs apparaissant dans le transistor.

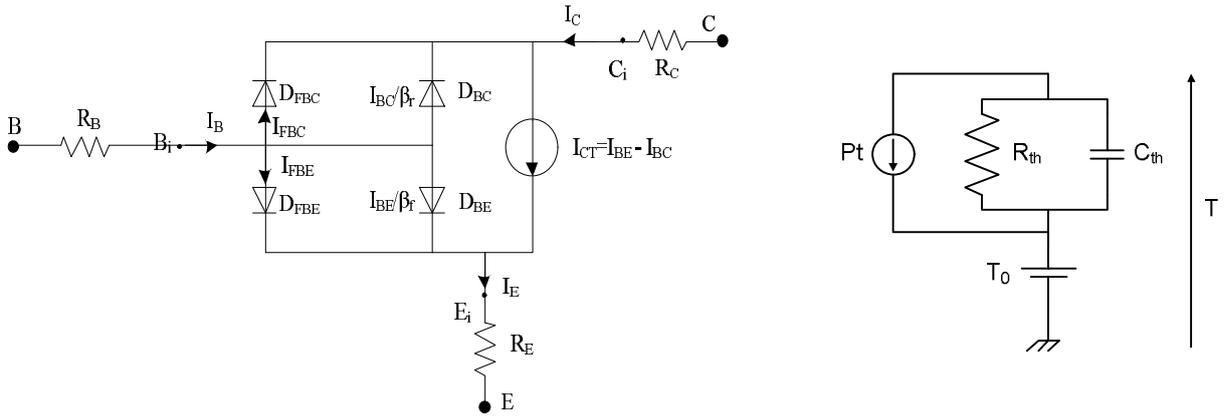


Figure I-5 Modèle convectif électrothermique du TBH

Par rapport aux équations précédentes la température apparaît de façon explicite avec les relations suivantes :

$$I_{BE} = I_{SE} \cdot \frac{I_{SE}}{I_{SE} + I_{SC}} \cdot \frac{I_{SE}}{I_{SE} + I_{SC}} - 1 \quad (I.12)$$

$$I_{BC} = I_{SC} \cdot \frac{I_{SC}}{I_{SC} + I_{SE}} \cdot \frac{I_{SC}}{I_{SC} + I_{SE}} - 1 \quad (I.13)$$

$$I_{FBE} = I_{SE} \cdot \frac{I_{SE}}{I_{SE} + I_{SC}} \cdot \frac{I_{SE}}{I_{SE} + I_{SC}} - 1 \quad (I.14)$$

$$I_{FBC} = I_{SC} \cdot \frac{I_{SC}}{I_{SC} + I_{SE}} \cdot \frac{I_{SC}}{I_{SC} + I_{SE}} - 1 \quad (I.15)$$

Les paramètres du modèle du TBH HB20M 6x2x40 optimisés sont les suivants :

$R_B=0.59 \Omega$	$R_C=1.8 \Omega$	$R_E=0.28 \Omega$
$\beta_0=17.2$	$\beta_1=330$	$\beta_r=1$
$I_{SE}= 115583$	$N_E = 1.1$	$T_{SE} = 18610$
$I_{SC} = 200$	$N_C = 1.1$	$T_{SC} = 18610$
$I_{SFE} = 186e-04$	$N_{FE} = 2$	$T_{SFE} = 9440$
$I_{SFC} = 38$	$N_{FC} = 2$	$T_{SFC} = 9440$
$R_{th}=130 \Omega , C_{th}=7.7 \text{ nF}$		

TAB. I.1 Paramètres du modèle convectif du TBH HB20M 6x2x40.

Afin de valider ce modèle avec des mesures, un système de caractérisation des semi-conducteurs Keithley 4200 est utilisé. Il permet de mesurer les réseaux I(V) en continu, et permet également de réaliser la mesure de la courbe de Gummel. Le schéma de mesure est représenté en Figure I-6.

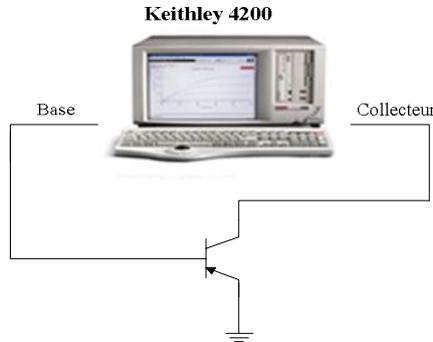


Figure I-6 Banc de mesure I(V) en DC

Les résultats de mesure I(V) (rouge) sont comparés avec la simulation du modèle convectif complet du transistor (bleu) dans les Figure I-7 à Figure I-10.

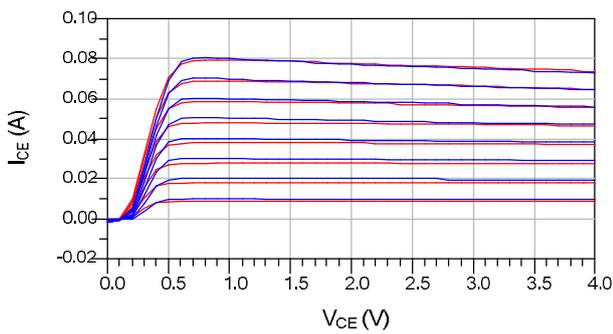


Figure I-7 Comparaison mesure/modèle du réseau de sortie du TBH

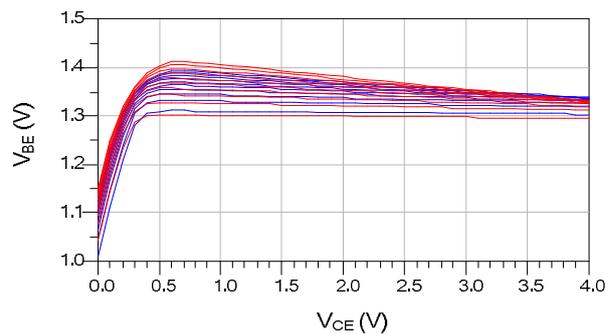


Figure I-8 Comparaison mesure/modèle du réseau d'entrée du TBH

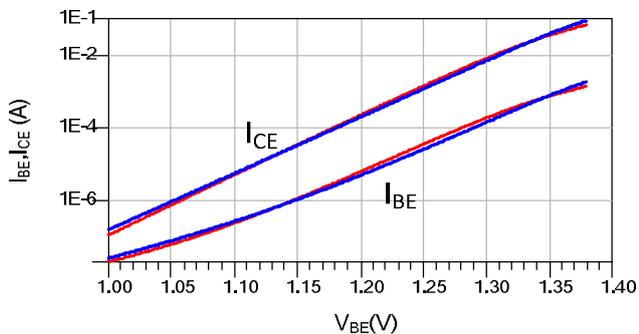


Figure I-9 Comparaison mesure/modèle sur les courbes de Gummel du TBH

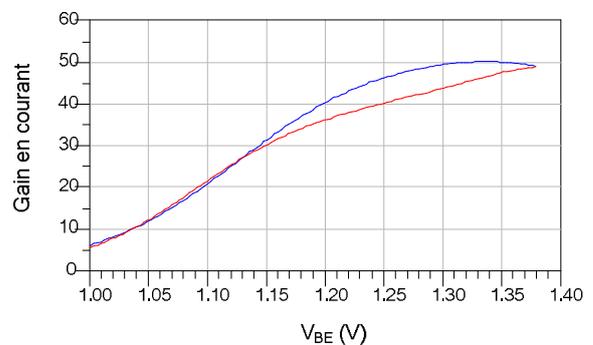


Figure I-10 Comparaison mesure/modèle du gain en courant du TBH

Ces comparaisons montrent la capacité du modèle à reproduire le comportement statique du TBH.

1.2.2.2 Modélisation réactive

La modélisation convective ne suffit pas pour décrire le fonctionnement du transistor aux fréquences microondes. Les effets dynamiques doivent être pris en compte.

La modélisation des charges non-linéaires Q_{BE} et Q_{BC} permet de représenter les phénomènes physiques en fonction de la fréquence aux bornes des jonctions base-émetteur et base-collecteur.

Ces capacités définissent les caractéristiques du transistor en hyperfréquence. Elles sont dues aux charges stockées et aux charges en mouvement dans le transistor. Deux types de capacités existent alors dans chaque jonction: les capacités de jonction (ou de déplétion) et les capacités de diffusion.

1.2.2.2.1 Les capacités de jonction

Une capacité de jonction est propre à toute jonction PN. Elle est issue de la variation de la charge des dopants non neutres de la zone de charge d'espace de la jonction. La quantité de ces charges fixes dépend de la tension aux bornes de la jonction. Il y aura donc une modulation de la charge en fonction de cette tension, ce qui se traduit par une capacité. Les capacités de jonction base-émetteur et base-collecteur notées C_{BEj} et C_{BCj} sont modélisées en utilisant les formules classiques des jonctions PN données par De Graaff et klaassen [8]. La charge qui correspond à cette capacité est donnée par la formule suivante :

$$Q_{jx}(V_x) = - \frac{C_{j0x} \phi_j}{1 - m_j} \left[1 - \frac{V_x}{\phi_j} \right]^{1+m_j} + k_j \quad (I.16)$$

La capacité de jonction devient alors:

$$C_{jx}(V_x) = \frac{dQ_{jx}(V_x)}{dV_x} = \frac{C_{j0x}}{\left[1 - \frac{V_x}{\phi_j} \right]^{1+m_j}} \quad (I.17)$$

Avec x valant pour BE (Base-émetteur) ou BC (base-collecteur), V_x est la tension aux bornes de la jonction, C_{j0x} est un coefficient d'ajustement, C_{j0x} est la capacité à polarisation nulle et ϕ_j

correspond à la tension de diffusion. Le terme k_0 représente la charge pour $\varphi_b = \phi_b$ mais n'a pas d'influence sur la capacité.

1.2.2.2 Les capacités de diffusion

Une capacité de diffusion résulte des charges en mouvement correspondant aux modes de fonctionnement direct et indirect du transistor. Elle décrit le passage de l'excès de porteurs minoritaires dans les régions neutres. La tension aux bornes de la jonction modifie la distribution de ces porteurs minoritaires et induit un courant.

La capacité sera donc définie en fonction du temps de transit dans la jonction et du courant traversant cette jonction. Les charges de diffusion des jonctions base émetteur Q_{BEd} et base collecteur Q_{BCd} sont modélisées comme suit :

$$Q_{BEd} = \tau_{BE} \cdot I_{BE} \quad (I.18)$$

$$Q_{BCd} = \tau_{BC} \cdot I_{BC} \quad (I.19)$$

Avec τ_{BE} et τ_{BC} correspondent respectivement aux temps de transit en mode direct et inverse.

Ces charges sont reformulées en fonction de la température et des tensions appliquées aux bornes des jonctions. Elles sont données par les équations suivantes :

$$Q_{BEd} = \frac{q A_{BE} \tau_{BE} n_i^2}{q} \cdot \exp\left(\frac{q V_{BE}}{k T}\right) \cdot \exp\left(\frac{q V_{BC}}{k T}\right) \quad (I.20)$$

$$Q_{BCd} = \frac{q A_{BC} \tau_{BC} n_i^2}{q} \cdot \exp\left(\frac{q V_{BC}}{k T}\right) \cdot \exp\left(\frac{q V_{BE}}{k T}\right) \quad (I.21)$$

Et les capacités équivalentes sont données par :

$$C_{BE} = \frac{Q_{BEd}}{V_{BE}} = \tau_{BE} \cdot I_{BE} \cdot \frac{1}{V_{BE}} \quad (I.22)$$

$$C_{BC} = \frac{Q_{BCd}}{V_{BC}} = \tau_{BC} \cdot I_{BC} \cdot \frac{1}{V_{BC}} \quad (I.23)$$

où A_{BE} , A_{BC} , n_i , N_{BC} et N_D sont des paramètres du modèle.

La Figure I-11 montre le modèle complet quasi-statique du TBH.

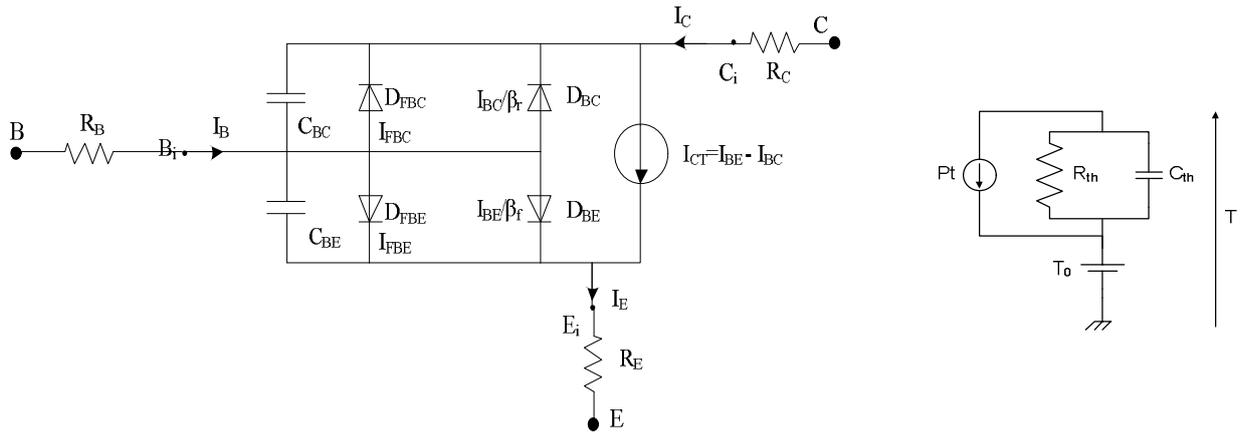


Figure I-11 Modèle complet quasi-statique du TBH utilisé

Le modèle complet tel qu'il est défini est représenté en Figure I-11 possède une limite. Il ne prend pas en compte la redistribution des charges. Pour régler ce problème, Fossum [9] a proposé l'utilisation d'un modèle de type non quasi-statique.

I.2.2.2.3 Modèle non quasi-statique

La répartition non quasi-statique des charges dans la base ne consiste pas seulement à représenter la dépendance des charges à la tension aux bornes de sa jonction, mais aussi à la tension aux bornes de l'autre jonction. Elle est représentée dans le circuit équivalent par l'ajout des transcapacités (Figure I-12).

Une transcapacité C_{BCE} modélise la modification des temps de redistribution des charges dans le collecteur induite par la tension V_{BE} ; et une autre transcapacité C_{BEC} modélise la modification des temps de redistribution des charges dans la base induite par la tension V_{BC} .

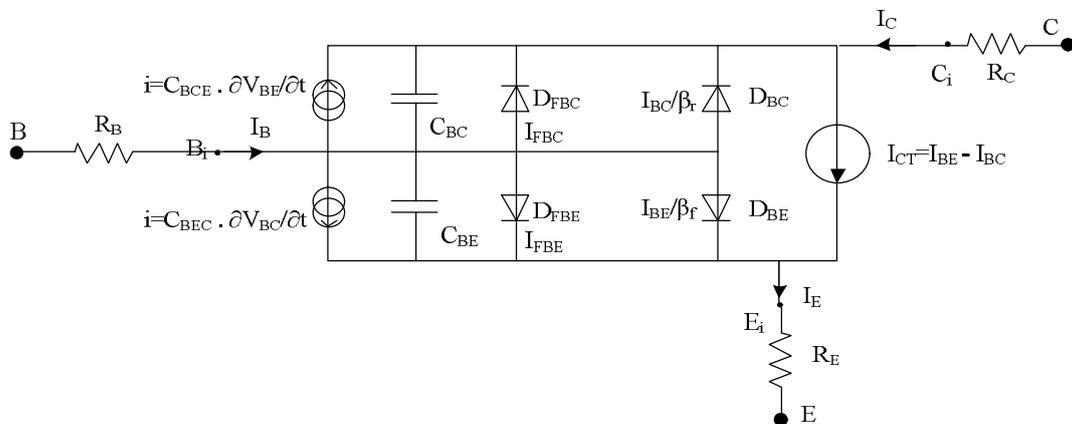


Figure I-12 Modèle complet non quasi-statique du TBH

Afin d'expliquer la modélisation de ces transcaptivités, nous allons représenter la charge totale de chaque jonction. Les charges Q_{BE} et Q_{BC} sont la somme de toutes les contributions décrites précédemment.

$$Q_{BE} = Q_{BE,j} + Q_{BE,d} + Q_{BE,b} \quad (I.24)$$

$$Q_{BC} = Q_{BC,j} + Q_{BC,d} + Q_{BC,b} \quad (I.25)$$

où $Q_{BE,j}$ et $Q_{BC,j}$ représentent les charge des jonctions, $Q_{BE,d}$ et $Q_{BC,d}$ sont les charges de diffusion. $Q_{BE,b}$ permet de modéliser la redistribution des charges dans la base lors d'une variation de la tension V_{BC} , $Q_{BC,b}$ est la charge dépendant de la tension V_{BE} . Les charges $Q_{BE,b}$ et $Q_{BC,b}$ sont données par les équations suivantes :

$$Q_{BE,b} = \frac{Q_{BE} \cdot Q_{BC}}{Q_{BE} + Q_{BC}} \cdot \frac{Q_{BE} \cdot Q_{BC}}{Q_{BE} + Q_{BC}} \quad (I.26)$$

$$Q_{BC,b} = Q_{BE,b} \cdot \frac{Q_{BE} \cdot Q_{BC}}{Q_{BE} + Q_{BC}} \quad (I.27)$$

Et les transcaptivités équivalentes sont données par :

$$C_{BE} = C_{BE,j} + C_{BE,d} + C_{BE,b} \quad (I.28)$$

$$C_{BC} = C_{BC,j} + C_{BC,d} + C_{BC,b} \quad (I.29)$$

où $C_{BE,j}$, $C_{BC,j}$, $C_{BE,d}$, $C_{BC,d}$ et N_{BE} sont des paramètres du modèle.

Enfin le modèle complet du transistor y compris les réseaux d'accès externes, est donné Figure I-13.

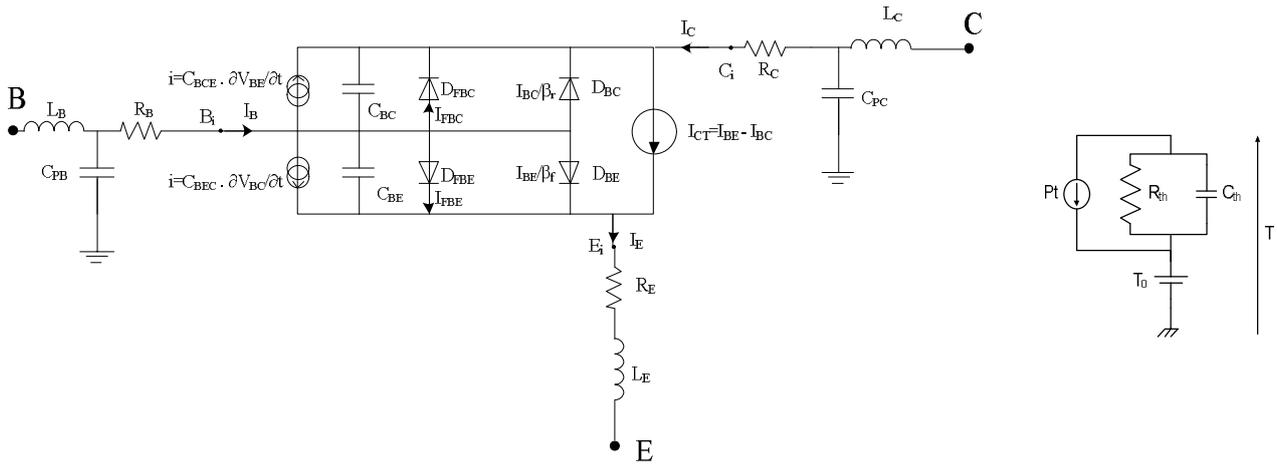


Figure I-13 Modèle complet du TBH

Afin de valider le modèle du TBH, nous avons présenté précédemment les comparaisons entre les mesures statiques et son modèle convectif. Nous allons comparer dans ce qui suit les mesures des paramètres [S] avec les résultats issus de la simulation des paramètres [S] avec le modèle non linéaire. Cette comparaison est faite pour différentes polarisations et pour le même jeu d'éléments extrinsèques. TAB. I.2 présente les valeurs des paramètres optimisés pour le modèle complet du TBH HB20M 6x2x40.

Éléments extrinsèques	Diodes de commande
$L_B=29 \text{ pH}$ $L_C=25 \text{ pH}$ $L_E=21 \text{ pH}$ $R_B=0.59 \Omega$ $R_C=1.8 \Omega$ $R_E=0.28 \Omega$ $C_{PB}=220 \text{ fF}$ $C_{PC}=190 \text{ fF}$	$I_{SE}= 115583$ $N_E = 1.1$ $T_{SE} = 18610$ $I_{SC} = 200$ $N_C = 1.1$ $T_{SC} = 18610$ $\beta_0=17.2$ $\beta_1=330$ $\beta_r=1$
Diodes de fuite	Circuit thermique
$I_{SFE} = 186e-04$ $N_{FE} = 2$ $T_{SFE} = 9440$ $I_{SFC} = 38$ $N_{FC} = 2$ $T_{SFC} = 9440$	$R_{th}=130 \Omega$, $C_{th}=7.7 \text{ nF}$
Capacité base-émetteur	Capacité base-collecteur
$C_{BEJ0} = 7.1e-14$ $\phi_{BE} = 1.5$ $V_{BE_L} = 1.3$ $C_{BE_d0} = 1.8e-5$ $C_{BE_d1} = 18610$ $N_D=1.1$ $C_{BE_c0}=6e-17$ $C_{BE_c1}=9.6$ $N_{BE}=1.08$	$C_{BCJ0} = 4.724e-13$ $\phi_{BC} = 1.5$ $V_{BC_L} = 1.31$ $C_{BC_d0} = 1.08e-22$ $N_{BC} = 1.1$ $C_{BC_e0}=4.8e-6$ $C_{BC_e1}=18777$

TAB. I.2 Paramètres du modèle du transistor TBH HB20M 6x2x40.

La comparaison des résultats de mesure avec ceux de la simulation du modèle non-linéaire complet est montrée (Figure III-71 à Figure III-73). Ces mesures sont effectuées pour les

fréquences comprises entre 45 MHz et 20 GHz et pour 4 points de polarisations situés sur le lieu du cycle de charge que devra avoir le transistor en oscillation (Figure I-14).

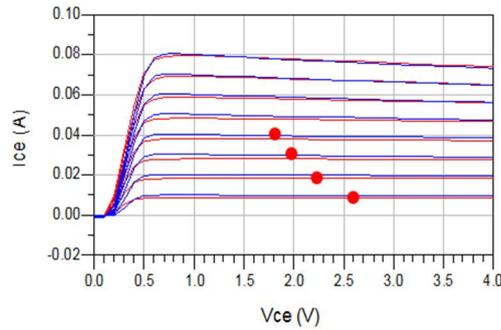


Figure I-14 Répartition des points de polarisation sur le réseau de sortie du TBH

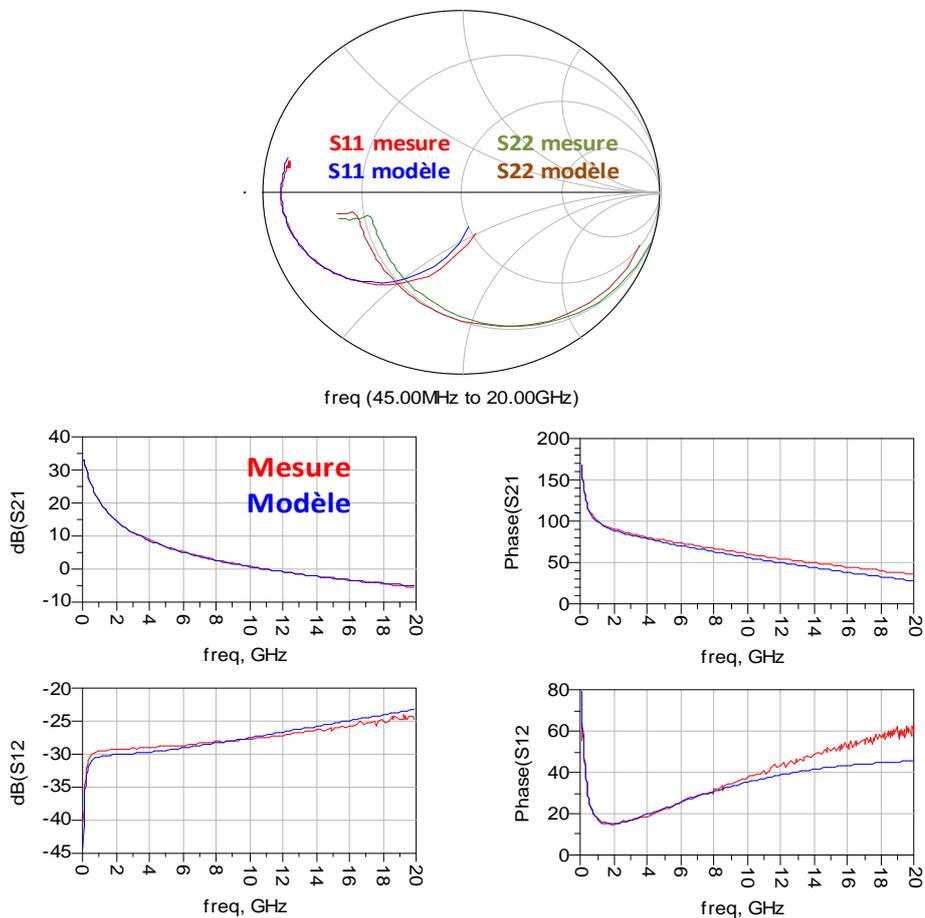


Figure I-15 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation:

$$V_{CE0}=1.95V, I_{CE0}=33.77 \text{ mA}$$

D'autres points de polarisation sont montrés en Annexe I.1

Nous observons une bonne concordance entre les mesures et les simulations du modèle non-linéaire pour ces points situés sur le lieu du cycle de charge que devra avoir le transistor en oscillation.

I.2.3 Modélisation en bruit basse fréquence du TBH

De nombreuses applications attachent une importance particulière au niveau de bruit généré par les circuits microondes. Dans le cas d'un oscillateur à faible bruit de phase, la contribution majeure au bruit de phase près de la porteuse est due au bruit basse fréquence (BF) de l'élément actif. En effet, l'oscillateur fonctionnant en régime non linéaire, la source de bruit prépondérante vient du bruit en $1/f$ généré par le transistor. Ce bruit sera converti autour de la porteuse pour créer du bruit de phase: d'où l'importance de mesurer et modéliser finement les sources de bruit BF des transistors afin de pouvoir prédire en simulation le spectre de bruit de phase.

Cette partie s'attache à décrire dans un premier temps les principales sources d'origine de bruit BF, ensuite à expliquer le modèle utilisé pour la simulation, basé sur des mesures expérimentales.

Ensuite, une présentation du banc de mesure de bruit BF, ainsi que la procédure d'extraction des sources internes et leur implémentation dans le logiciel ADS seront données.

I.2.3.1 Les principales sources de bruit BF [10]

I.2.3.1.1 Le bruit thermique

Ce bruit est dû à l'agitation thermique aléatoire des porteurs de charge élémentaires dans les matériaux conducteurs, des collisions aléatoires affectent les trajectoires de ces porteurs. Il a été observé par J. JOHNSON en 1927, et analysé théoriquement par NYQUIST en 1928. La densité spectrale de tension de ce bruit est proportionnelle à la résistance R du composant étudié ainsi qu'à la température T de ce composant.

$$S_{V_{\text{bruit thermique}}}(f) = 4 k T R \text{ [V}^2/\text{Hz]} \quad (\text{I.30})$$

Sa densité spectrale de courant est donnée par la relation :

$$S_{I_{\text{bruit thermique}}}(f) = \frac{q^2 q}{2} \text{ [A}^2/\text{Hz]} \quad (\text{I.31})$$

Il est à noter que le bruit thermique subsiste même en l'absence de champ électrique appliqué.

I.2.3.1.2 Bruit shot

Ce bruit est appelé également bruit de grenaille. En fait, il résulte de la superposition d'un nombre conséquent d'impulsions élémentaires dues à la non-uniformité du courant lors de son passage dans une jonction.

Ce bruit est dû au passage des porteurs de charge à travers une barrière de potentiel, du type de celle induite par la présence d'une jonction à faible niveau d'injection. Il s'agit également d'un bruit blanc dont la densité spectrale du courant I qui traverse la jonction s'écrit :

$$S_{I_{\text{shot}}}(f) = 2qI \text{ [A}^2/\text{Hz]} \quad (\text{I.32})$$

Ce bruit est bien cyclostationnaire, il dépend du courant instantané, comme cela a été montré par Dragone [11] et Held et Kerr [12]. Enfin, comme le bruit thermique, le bruit de grenaille est un bruit de diffusion.

I.2.3.1.3 Le bruit de génération-recombinaison

Ce bruit est lié à la fluctuation du nombre de porteurs de charge. Il s'agit de fluctuations liées au caractère non déterministe des générations-recombinaisons des paires électrons-trous, de la libération ou de la capture de porteurs par les pièges de surface par exemple. Ce phénomène est dû à des imperfections de la structure cristallographique du semi-conducteur générant des niveaux d'énergie situés dans la bande interdite de ce dernier.

Ce type de bruit génère un signal aléatoire dont l'amplitude est inversement proportionnelle au volume du semi-conducteur et dont l'évolution fréquentielle est lorentzienne. Il dépend principalement du matériau.

Sa densité spectrale en courant s'écrit :

$$S_{I_{\text{gen-rec}}}(f) = \frac{q^2 I^2}{nV} \frac{\tau^2}{1 + \omega^2 \tau^2} \text{ [A}^2/\text{Hz]} \quad (\text{I.33})$$

où I est le courant moyen traversant le barreau de semi-conducteur, n est la densité volumique de porteurs de charge, V est le volume de l'échantillon considéré, $\frac{q^2 I^2}{nV}$ est la valeur quadratique moyenne des fluctuations du nombre de porteurs et τ est le temps de relaxation, caractéristique d'un niveau de piège.

I.2.3.1.4 Bruit 1/f

La véritable origine du bruit 1/f est toujours à l’origine de nombreux débats et aucun modèle n’est encore en mesure d’expliquer parfaitement les causes de ce phénomène, mais plusieurs hypothèses ont été avancées, comme la fluctuation du nombre de porteurs ou de leur mobilité [13] [14] [15].

De plus, comme sa densité spectrale est inversement proportionnelle à la fréquence, il est communément appelé bruit en 1/f, sa densité spectrale en courant s’écrit :

$$SI_{\text{bruit}}(f) = \frac{I_{\text{cc}}^2}{f} \text{ [A}^2\text{/Hz]} \tag{I.34}$$

La cyclostationnarité de ce bruit dans les transistors bipolaires a été étudié au laboratoire par Lisboa de Souza [16].

I.2.3.2 Description du modèle utilisé

Puisque le bruit est un signal bas niveau, la représentation des sources de bruit du transistor est une représentation linéaire. En outre tout quadripôle linéaire bruyant peut être mis sous la forme d’un quadripôle linéaire non bruyant auquel on associe deux sources de bruit corrélées. Ces sources de bruit considérées peuvent être des sources de tension, des sources de courant ou bien une combinaison des deux types localisées en sortie ou en entrée du quadripôle. La présentation choisie pour ce modèle est celle des sources de bruit en courant de court-circuit aux accès extrinsèques du transistor montré Figure I-16.

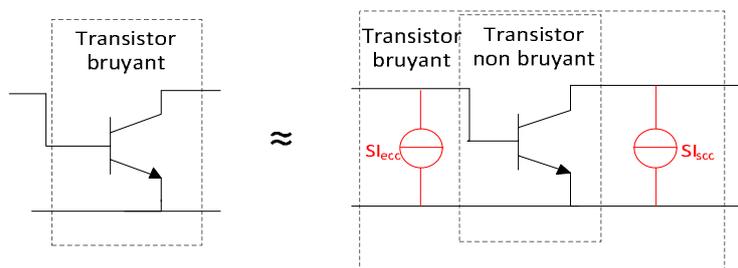


Figure I-16 TBH bruyant et son modèle équivalent en vue de la mesure

où SI_{ecc} représente la densité spectrale de bruit en courant de la source d’entrée lorsque celle de la sortie est court-circuitée, et SI_{sc} représente la densité spectrale de bruit en courant de la source de sortie lorsque celle de l’entrée est court-circuitée.

Cette présentation extrinsèque résulte de la combinaison des sources internes liées aux différents éléments convectifs du transistor. Le but essentiel de la modélisation est de caractériser ces sources internes.

Afin de simuler précisément le bruit de phase des oscillateurs, un modèle de bruit BF a été développé au laboratoire XLIM [17]. Ce modèle est basé sur le modèle d'Ebers et Moll [18] (modèle en T), car celui-ci est proche de la réalité physique que le précédent et plus facile à extraire. De plus pour ces fréquences, ces 2 modèles linéaires sont identiques. Il est donné par la Figure I-17.

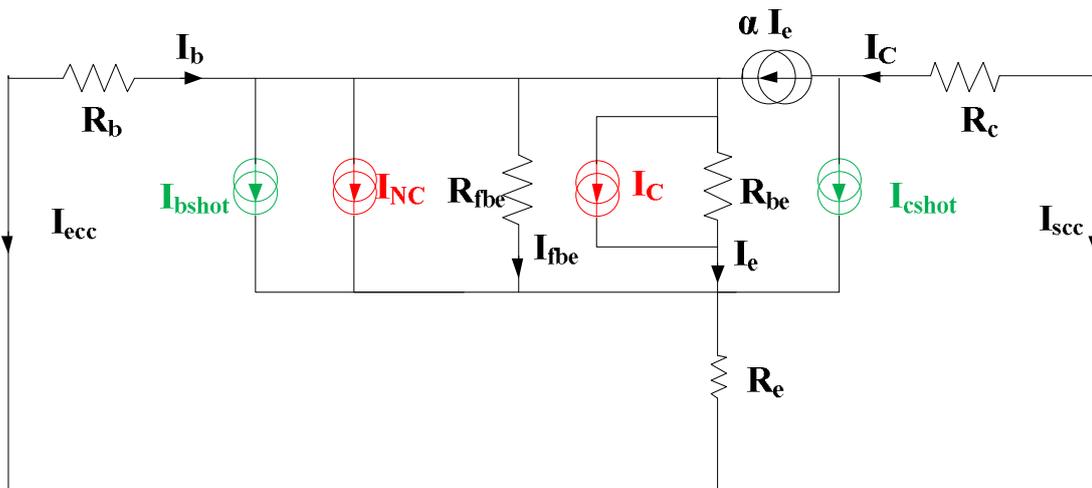


Figure I-17 Schéma équivalent du transistor avec ses sources de bruit

Chacune des sources existant dans le modèle peut avoir diverses origines :

Les sources I_C et I_{NC} représentent le bruit en excès (globalement $1/f$ et GR),

- I_C correspond au bruit dans le volume de la jonction base-émetteur du modèle d'Ebers Moll et qui sera trouvé sur la jonction base collecteur par l'effet transistor ([2], [4]), pour cela elle est appelée source commandée.
- I_{NC} correspond au bruit généré dans la périphérie de la jonction base-émetteur, et peut être associé à la source de fuite I_{fbc} qui ne participe pas à l'effet transistor, pour cela elle est appelée source non commandée.

Les sources I_{bshot} et I_{cshot} représentent le bruit shot. Leurs densités spectrales en courant sont données par :

$$SI_{bshot} = 2 \cdot q \cdot I_b \quad (I.35)$$

$$SI_{\text{cshot}} = 2 \cdot q \cdot I_c \quad (\text{I.36})$$

Ce modèle ne comporte pas les sources de bruit thermique associées aux résistances d'accès (R_b , R_c et R_e), car elles ont des niveaux négligeables devant les autres sources internes.

D'après cette présentation du modèle des sources de bruit BF, on montre que les sources de bruit shot sont connues et données par les équations (I.35) et (I.36). Par contre les sources commandée I_c et non commandée I_{NC} , constituées globalement des sources de bruit en excès (1/f et G-R) appelées aussi sources de bruit réductibles, dépendent du composant étudié. Elles ne sont pas à priori connues et nécessitent donc une caractérisation précise basée sur des mesures pour qu'on puisse les extraire. La partie suivante concerne le banc de mesure de bruit BF permettant de seulement caractériser les sources de bruit en courant de court-circuit aux accès du transistor I_{ecc} et I_{sc} . La procédure d'extraction des sources internes I_c et I_{NC} sera détaillée ultérieurement.

1.2.3.3 Système de mesure de bruit BF

Un banc de mesure de bruit BF a été développé au sein du laboratoire XLIM [19] [20] avec pour rôle de caractériser les sources de courant de bruit en courant (I_{ecc} et I_{sc}). Il utilise des amplificateurs en tension, ce qui rend possible la caractérisation du transistor en bruit BF pour des forts courants au contraire des bancs utilisant des amplificateurs transimpédances [21] [22].

Le rôle du système est de caractériser le bruit BF dans la bande des fréquences comprises entre 100 Hz et 100 kHz, puisque dans cette bande, le bruit de phase des oscillateurs est en général spécifié.

Le principe utilisé pour caractériser la source de courant de bruit d'entrée I_{ecc} est montré Figure I-18, où la source I_{ecc} est refermée sur une résistance R_{in} dite «résistance de mesure». Afin d'avoir la source I_{ecc} seule, la source I_{sc} est refermée sur un court-circuit BF qui est dans notre cas une capacité de 20 mF. Puis on mesure la tension générée V_{in} aux bornes de la résistance. En principe, l'extraction de la source de courant de bruit I_{ecc} se fait alors par la division de la tension mesurée V_{in} par l'impédance vue de ce côté, Z_{in0} .

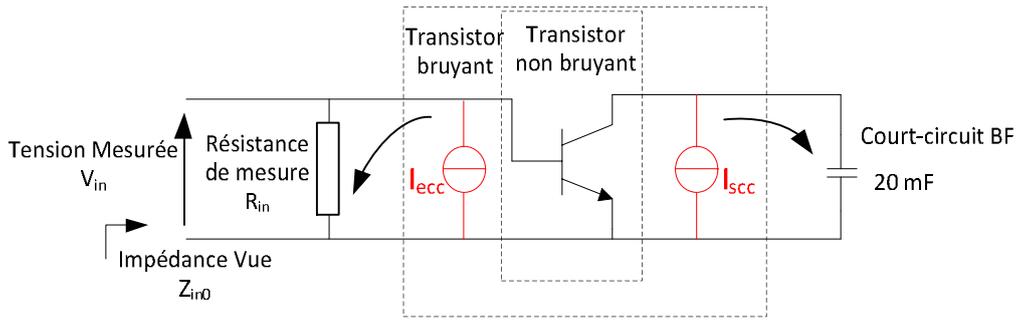


Figure I-18 Principe de mesure de la source de courant de bruit I_{ecc} en entrée du transistor

La caractérisation de la source I_{scc} est montrée Figure I-19 . Dans ce cas on mesure la source I_{scc} , qui est refermée sur une résistance R_{out} , par contre la source de l'autre côté I_{ecc} sera refermée sur une capacité de 20 mF, puis on mesure la tension générée V_{out} aux bornes de la résistance R_{out} . De la même façon, l'extraction de la source de courant de bruit I_{scc} ici se fait alors par la division de la tension mesurée V_{out} par l'impédance vue de ce côté, Z_{out0} .

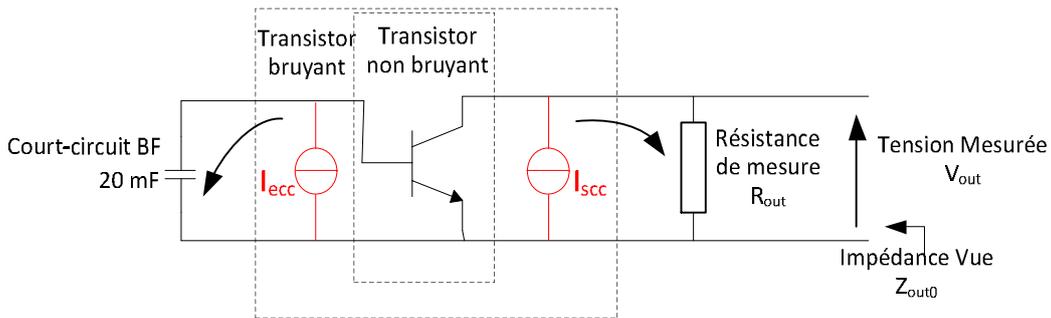


Figure I-19 Principe de mesure de la source de courant de bruit I_{ecc} en sortie du transistor

Ainsi la caractérisation des sources de bruit en courant (I_{ecc} et I_{scc}) existant aux accès du transistor nécessite dans chaque cas deux manipulations : une mesure de la tension de bruit générée aux accès du transistor (V_{in} et V_{out}) et une deuxième mesure de l'impédance vue (Z_{in0} et Z_{out0}).

Avant de présenter ces manipulations, on va présenter la description du banc de mesure ainsi que les appareils utilisés. Le système de mesure dans les deux cas de mesure des tensions de bruit en entrée et en sortie est donné Figure I-20 et Figure I-21.

Dans ce système, le transistor est alimenté à l'aide des batteries pour s'affranchir au maximum des effets extérieurs (ex 50 Hz d'EDF). Un potentiomètre est utilisé permettant de régler le niveau de tension. Les batteries et les potentiomètres de chaque côté sont découplés en utilisant deux capacités de 20 mF.

Afin d'éviter les oscillations du transistor, deux tés de polarisation sont reliés au TBH, dont les accès RF sont chargés par 50Ω pour éviter toute oscillation du transistor lors de la mesure. Ces tés de polarisation sont supposés transparents dans la bande de caractérisation.

Les tensions générées sont amplifiées par des amplificateurs de tension EG&G modèle 5184 [23] ayant un gain de 60 dB en tension pour les fréquences comprises entre 0.5 Hz et 1MHz. Cet amplificateur est alimenté avec des batteries aussi pour éviter d'utiliser le support EDF.

Les sorties de ces amplificateurs sont connectées à l'analyseur de spectre FFT HP 89410A [24] qui nous permet de mesurer les tensions de bruit en $V/\sqrt{\text{Hz}}$ pour les fréquences comprises entre DC et 10 MHz. Cet analyseur de spectre est commandé par le PC à travers une connexion GPIB.

La mesure des impédances se fait par l'analyseur d'impédances HP 4194A [25] permettant une mesure dans la gamme des fréquences comprises entre 100 Hz et 100 MHz.

La première manipulation à faire est présentée Figure I-20. Elle concerne la mesure de $V_{in_mesuré}$, la tension de bruit générée dans le cas de la caractérisation de la source I_{ecc} . Dans ce cas une capacité de 20 mF est branchée sur l'autre côté du système (en sortie) permettant de court-circuiter la source I_{scc} .

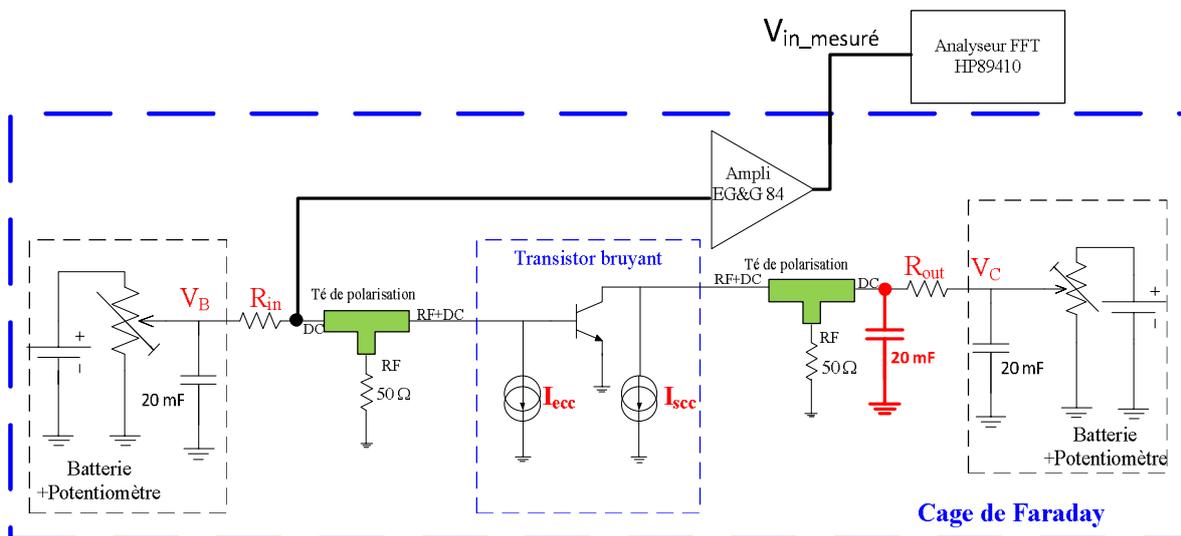


Figure I-20 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de la tension de bruit en entrée

La deuxième manipulation à faire est présentée Figure I-21. Elle concerne la mesure de $V_{out_mesuré}$, la tension de bruit générée dans le cas de la caractérisation de la source I_{scc} . Dans ce cas

une capacité de 20 mF est branchée de l'autre côté du système (en entrée) permettant de court-circuiter la source I_{ecc} .

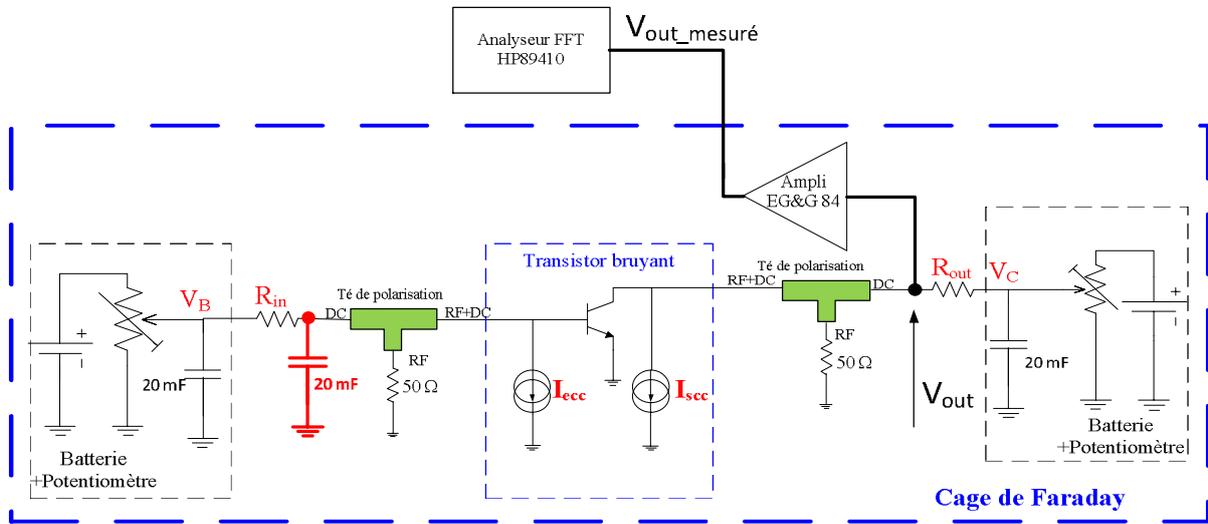


Figure I-21 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de la tension de bruit en sortie

La troisième manipulation à faire est présentée Figure I-22 . Cette manipulation concerne la mesure de l'impédance Z_{in0} qui est vue coté entrée. Ce paramètre est utilisé ultérieurement avec V_{in} pour extraire la source I_{ecc} . Dans ce cas une capacité de 20 mF est branchée de l'autre accès du transistor (en sortie) similaire dans le cas de la première manipulation.

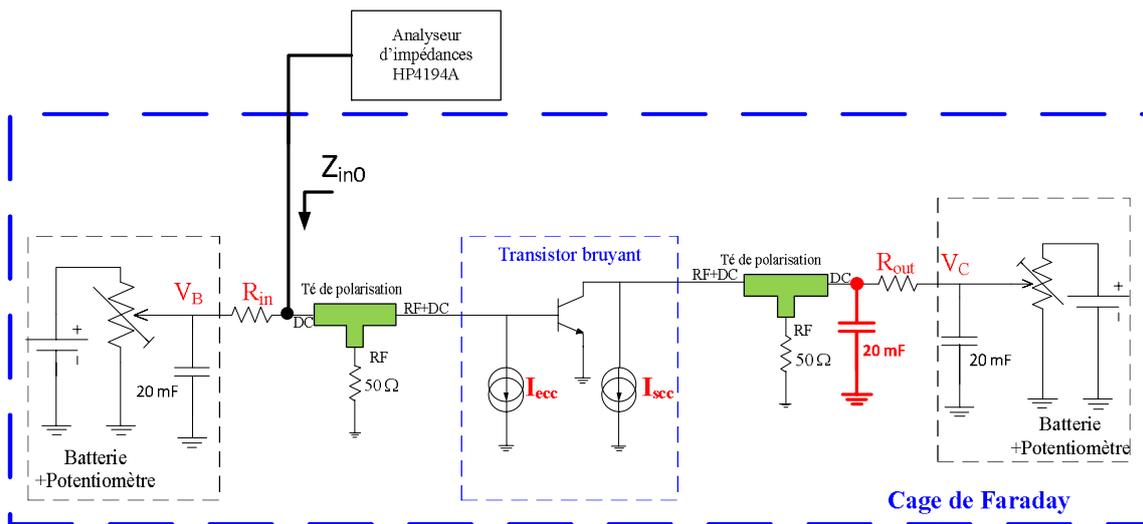


Figure I-22 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de l'impédance

Z_{in0}

Une quatrième manipulation, permettant de mesurer l'impédance Z_{out0} vue coté sortie, est présentée Figure I-23.

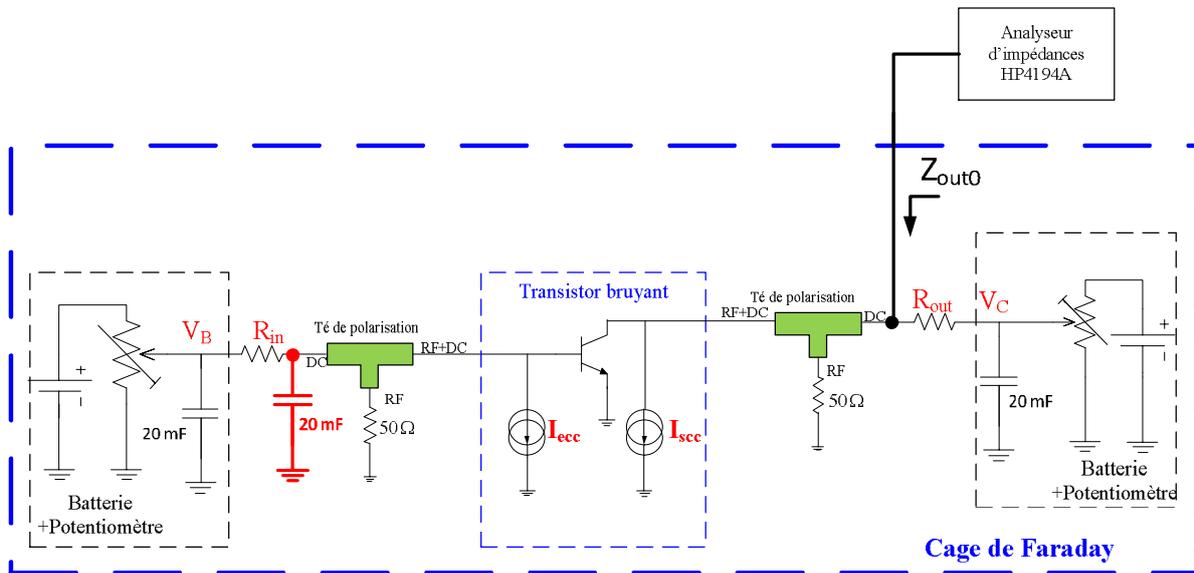


Figure I-23 Le système de mesure de bruit basse fréquence dans le cas de mesure de l'impédance Z_{out0}

Après la présentation de ces manipulations qui permettent d'avoir quatre paramètres $V_{in_mesuré}$, Z_{in0} , $V_{out_mesuré}$ et Z_{out0} , on passe à l'étape suivante concernant l'extraction des sources de bruit en courant aux accès du transistor I_{ecc} et I_{scc} en tenant compte des éléments existant dans le système de mesure.

La Figure I-24 montre le schéma équivalent présenté coté entrée du transistor. Ce schéma est résultant de la première manipulation. Il nous permet d'extraire la source de courant de bruit en entrée I_{ecc} en fonction des autres paramètres du système.

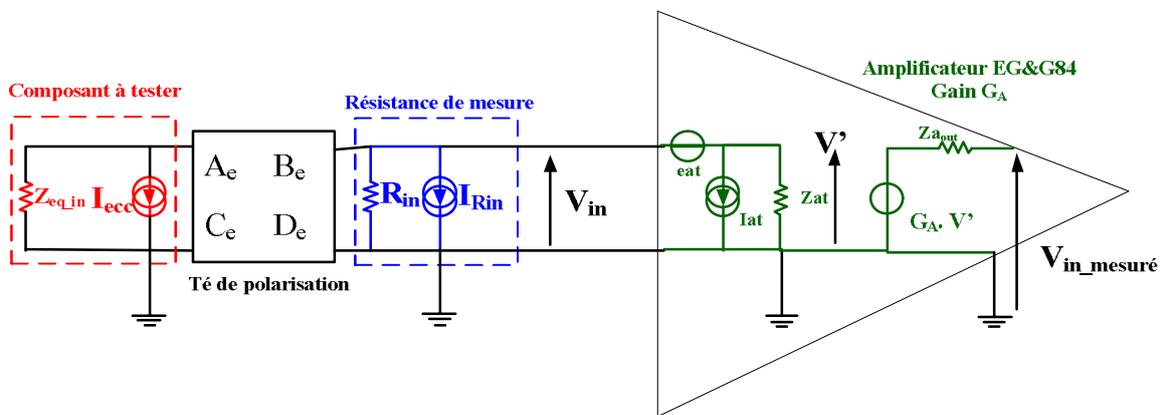


Figure I-24 Schéma équivalent du système utilisé pour extraire la source de bruit I_{ecc}

La Figure I-25 représente le schéma équivalent résultant de la troisième manipulation concernant la mesure de l'impédance d'entrée Z_{in0} .

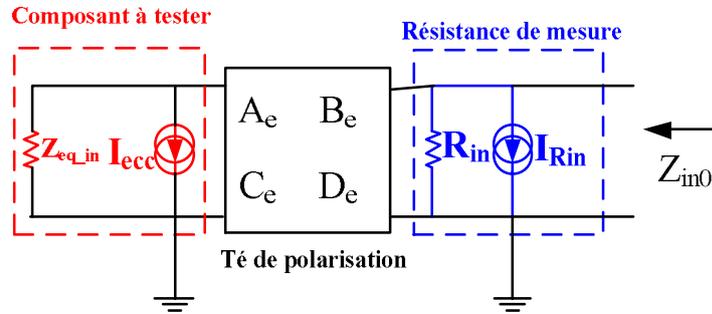


Figure I-25 Schéma équivalent du système utilisé pour extraire la source de bruit I_{ecc}

Le paramètre Z_{eq_in} représente l'impédance équivalente vue directement en entrée du transistor. I_{ecc} représente la source de courant de court-circuit de bruit à caractériser.

De plus, le bloc té de polarisation est représenté par une matrice chaîne ABCD. Cette matrice est idéale avec ($A_e = 1$ $B_e = 0$ $C_e = 0$ et $D_e = 1$), puisque les tés de polarisation sont transparents dans la bande de mesure voulue 100 Hz et 100 kHz. C'est-à-dire que les caractéristiques du té de polarisation donc ne seront pas prises en compte dans l'extraction des sources de courant.

R_{in} représente la résistance de mesure côté entrée et I_{Rin} représente la source de bruit thermique de cette résistance. Sa densité spectrale en courant est donnée par $4kT/R_{in}$

Enfin, l'amplificateur faible bruit est représenté par ses sources de bruit en tension e_{ati} , sa source de bruit en courant I_{ati} et par son impédance d'entrée Z_{ati} . $V_{in_mesuré}$ représente la tension obtenue lors de la première manipulation. Elle est déjà amplifiée avec un gain G_A de 60 dB en tension pour être mesurée sur l'analyseur FFT. Les mesures des caractéristiques de l'amplificateur seront données ultérieurement. L'impédance vue Z_{in0} est l'impédance mesurée obtenue lors de la troisième manipulation.

L'équation (I.37) relie la densité spectrale de bruit en courant de court-circuit du composant à la tension de bruit mesurée en entrée $V_{in_mesuré}$ et les autres éléments du système (Figure I-20 et Figure I-22). Dans cette équation les câbles et les tés de polarisation sont supposés comme idéaux et n'interviennent pas dans le calcul.

Le bilan d'extraction de la densité spectrale de bruit en courant SI_{ecc} en fonction des paramètres résultants des première et troisième manipulations est donné par l'équation (I.37) :

$$SI_{I_{at}} = \frac{SI_{V_{in_mesuré}}}{G_A^2} \left[\frac{SI_{R_{in}} + SI_{e_{at}}}{SI_{R_{in}} \cdot G_A} - \frac{SI_{e_{at}}}{|G_A|^2} - 2 \cdot \text{réel} \left[\frac{SI_{R_{in}} \cdot SI_{e_{at}}^*}{SI_{R_{in}} G_A} \right] - SI_{R_{in}} - SI_{e_{at}} \right] \quad (I.37)$$

Où $S_{V_{in_mesuré}}$ est la densité spectrale de la tension ($V_{in_mesuré}$) mesurée directement par l'analyseur FFT et G_A représente le gain en tension de l'amplificateur faible bruit. $SI_{R_{in}}$ est la densité spectrale de bruit thermique en courant associé à la résistance R_{in}

Se_{at} la densité spectrale de la tension de bruit e_{at} de l'amplificateur (EG&G modèle 5184) et SI_{at} est la densité spectrale du courant de bruit de la source I_{at} .

Dans le cas dual, Le bilan d'extraction de la densité spectrale de bruit en courant SI_{scc} en fonction des paramètres résultants des deuxième et quatrième manipulations est donné par l'équation (I.38)

$$SI_{I_{at}} = \frac{SI_{V_{out_mesuré}}}{G_A^2} \left[\frac{SI_{R_{out}} + SI_{e_{at}}}{SI_{R_{out}} \cdot G_A} - \frac{SI_{e_{at}}}{|G_A|^2} - 2 \cdot \text{réel} \left[\frac{SI_{R_{out}} \cdot SI_{e_{at}}^*}{SI_{R_{out}} G_A} \right] - SI_{R_{out}} - SI_{e_{at}} \right] \quad (I.38)$$

Où $S_{V_{out_mesuré}}$ est la densité spectrale de la tension ($V_{out_mesuré}$) mesurée directement par l'analyseur FFT et $SI_{R_{out}}$ est la densité spectrale de bruit thermique en courant associé à la résistance R_{out} . Sa densité spectrale en courant est donnée par $4kT/R_{out}$

Les caractéristiques de l'amplificateur faible bruit sont présentées Figure I-26. L'impédance d'entrée Figure I-26 (a) est donnée par le constructeur équivalente à une capacité de 50 pF en parallèle avec une résistance de 5 MΩ. Le gain de l'amplificateur est mesuré et tracé Figure I-26 (b). La densité de bruit en tension mesurée $S_{e_{at}}$ est donnée Figure I-26 (c). La source de bruit en courant de l'amplificateur I_{at} est mesurée. Sa densité spectrale est donnée Figure I-26 (d).

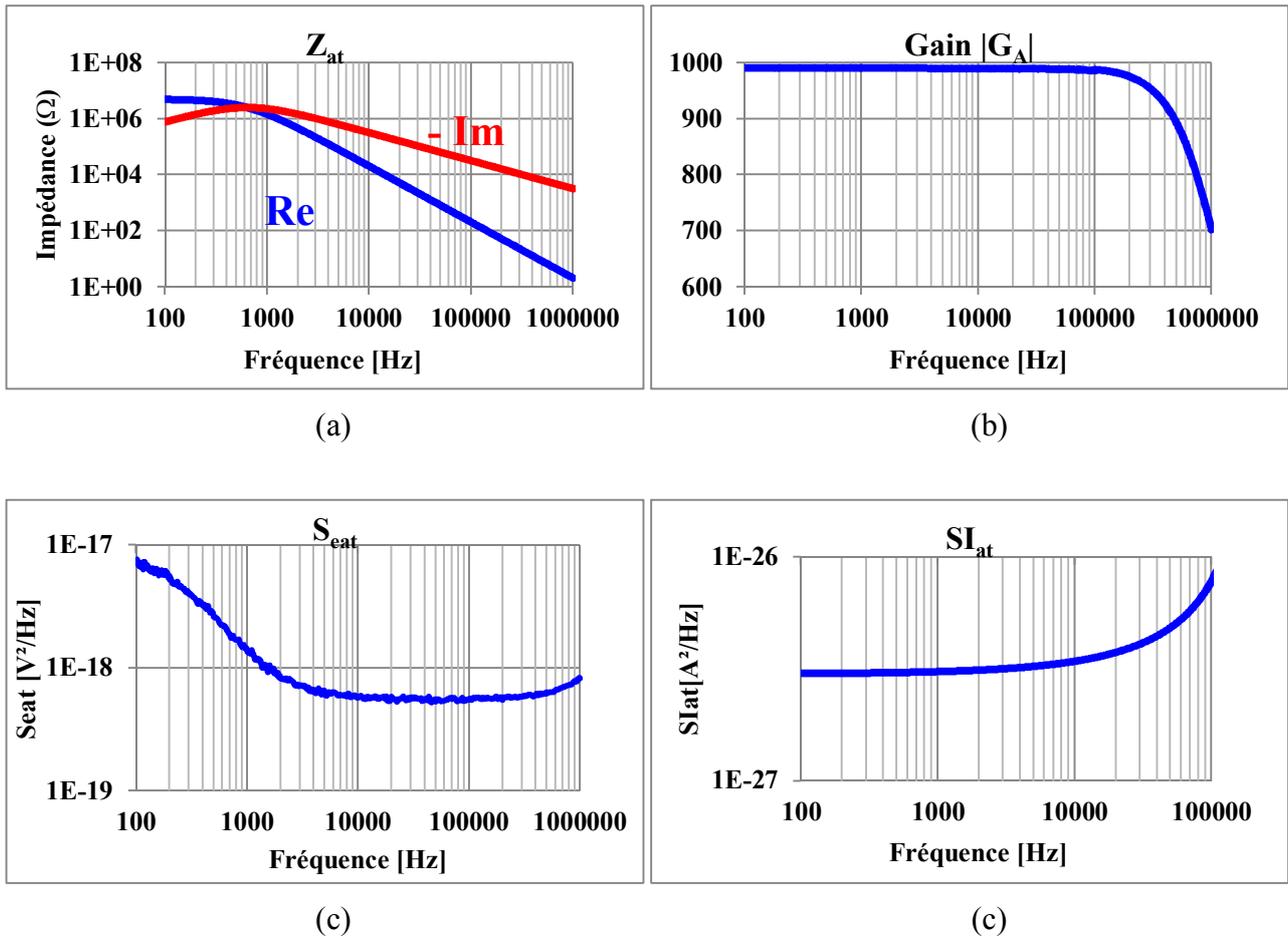


Figure I-26 Les caractéristiques de l'amplificateur de tension EG&G modèle 5184

Les valeurs de SI_{at} sont supposés négligeables ($1e^{-26} A^2/Hz$) par rapport aux d'autres paramètres du système et SI_{ecc} et SI_{scc} seront écrites de la manière suivante :

$$SI_{ecc} = \frac{SI_{at} \cdot |Z_{at}|^2}{|Z_{in}|^2} \left[\frac{SI_{at} + SI_{at}^2}{SI_{at} \cdot |Z_{at}|} \right] - \frac{SI_{at}}{|Z_{in}|^2} - SI_{ecc} \quad (I.39)$$

$$SI_{scc} = \frac{SI_{at} \cdot |Z_{at}|^2}{|Z_{in}|^2} \left[\frac{SI_{at} + SI_{at}^2}{SI_{at} \cdot |Z_{at}|} \right] - \frac{SI_{at}}{|Z_{in}|^2} - SI_{scc} \quad (I.40)$$

Après cette présentation du banc de mesure de bruit BF, on va présenter dans la partie suivante les mesures des sources de bruit aux accès du transistor I_{ecc} et I_{scc} .

I.2.3.4 Mesures de bruit BF du transistor HB20M 6x2x40

Plutôt que de faire une campagne de mesure systématique dans tout le plan de fonctionnement du transistor \mathbb{Q}_{BF} (\mathbb{Q}_{BF}), nous allons nous limiter aux zones dans lesquelles le transistor va fonctionner en oscillateur (Figure I-27). Nous avons déjà montré [17] que pour obtenir un oscillateur à faible bruit de phase le cycle de charge doit rester dans la zone limitée par les pointillés de la Figure I-27.

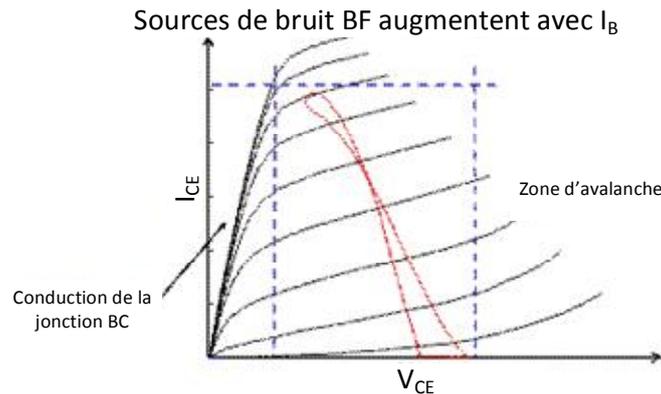


Figure I-27 Présentation des zones du cycle de charge pour un fonctionnement en oscillateur à faible bruit de phase

Pour cela des mesures sont effectuées sur le transistor HB20M 6x2x40 pour 3 valeurs de densité de courant d'émetteur 5, 10 et 15kA/cm² (équivalentes à 24, 48 et 72 mA) pour les fréquences comprises entre 100 Hz et 100 kHz. Ces valeurs de densité de courant sont choisies pour couvrir la marge où le transistor sera polarisé.

De plus, les sources de bruit internes du modèle de TBH que nous proposons sont indépendantes de la tension V_{CE0} , tout au moins dans la zone de fonctionnement choisie pour le transistor. La tension de polarisation est fixée à $V_{CE0} = 3V$.

Pour ces mesures nous avons fixé les deux résistances de mesure R_{in} coté base 1 k Ω à et R_{out} à 100 Ω dans les cas des trois densités de courant. Ces résistances sont choisies de manière à avoir un état stable du transistor pendant la mesure.

Dans un premier temps, les densités spectrales de bruit en courant de court-circuit en entrée et en sortie (SI_{ecc} et SI_{scc}) sont extraites pour chaque point de polarisation en utilisant les données des mesures effectuées. Quatre mesures doivent être faites afin d'extraire SI_{ecc} et SI_{scc} , les deux impédances Z_{in0} et Z_{out0} , ainsi que les tensions de bruit $V_{in_mesuré}$ et $V_{out_mesuré}$. De plus les

caractéristiques de l'amplificateur faible bruit, le gain G_A , La densité spectrale la source de bruit en tension S_{eat} ainsi que son impédance d'entrée Z_{at} sont introduites dans le calcul.

Les résultats de mesure obtenus suite aux deux premières manipulations sont montrées Figure I-28 pour la tension $V_{in_mesuré}$ et Figure I-29 pour $V_{out_mesuré}$. Ces deux tensions de bruit sont données en $[V/\sqrt{200}]$.

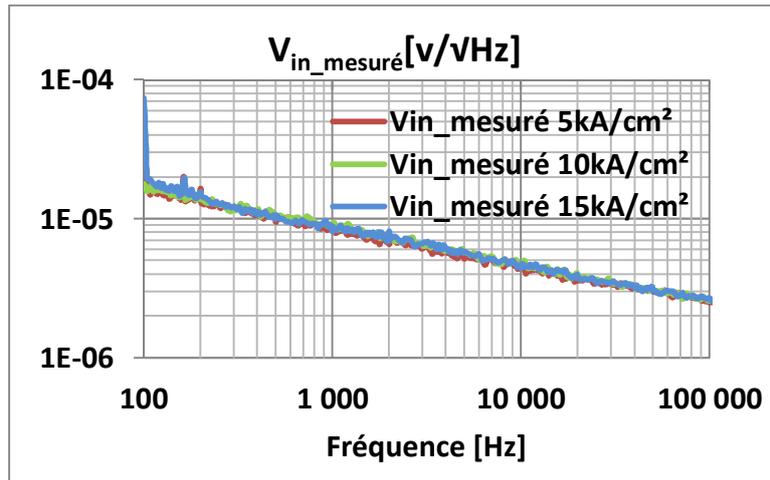


Figure I-28 Mesure de la tension de bruit équivalente en entrée

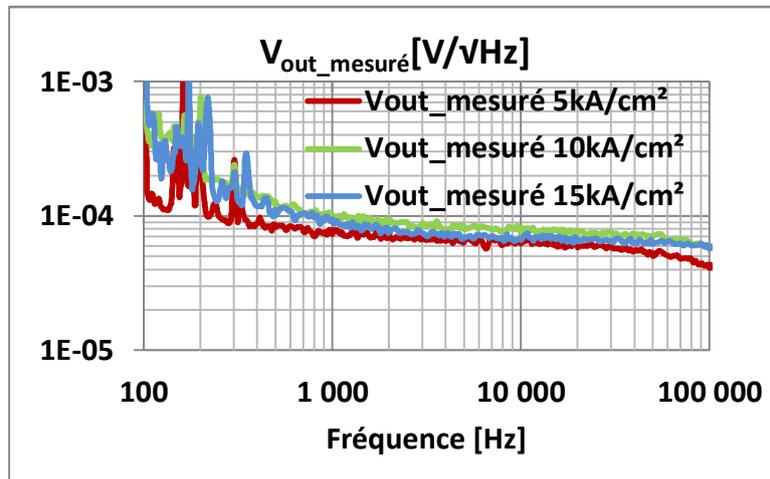
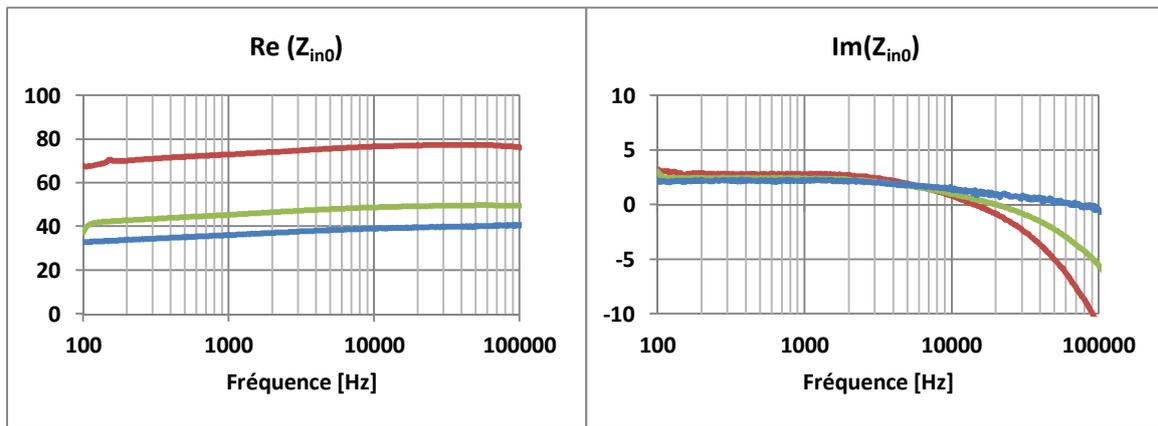


Figure I-29 Mesure de la tension de bruit équivalente en sortie

Ensuite, les impédances vues de chaque côté du transistor sont mesurées, et les résultats sont montrés en Figure I-30 (partie réelle (Re) et imaginaire (Im) de l'impédance d'entrée Z_{in0} et celle de la sortie Z_{out0}).



• 5kA/cm² • 10kA/cm² • 15kA/cm²

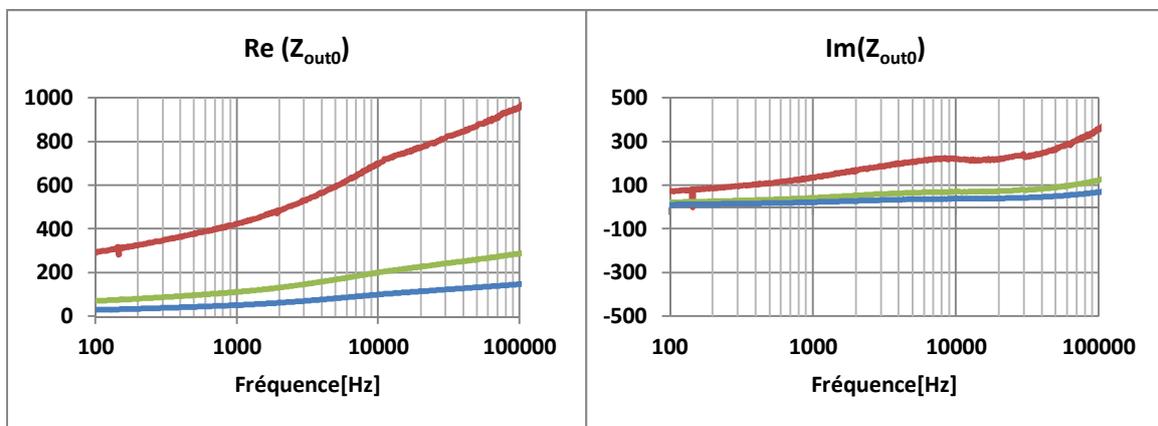


Figure I-30 Mesure des impédances vues aux accès du transistor

A partir des mesures des sources de tensions de bruit et des impédances vues, et en se servant des données concernant l'amplificateur faible bruit, nous allons extraire les densités spectrales de courant de bruit aux accès du TBH données par les équations (I.39) et (I.40).

Les résultats d'extraction des densités de courant en bruit en entrée ($S_{I_{ecc}}$) et en sortie ($S_{I_{scc}}$) sont montrés Figure I-31 et Figure I-32 .

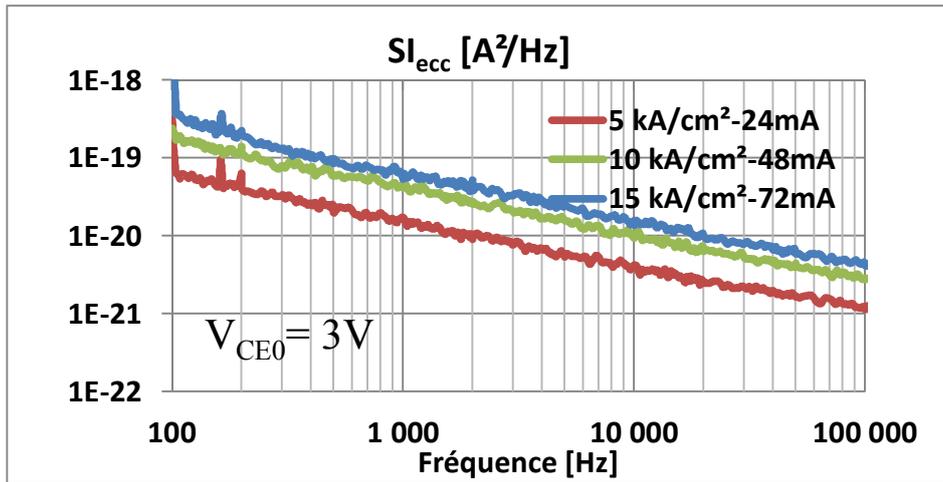


Figure I-31 Extraction des densités de courant en bruit en entrée(SI_{ecc})

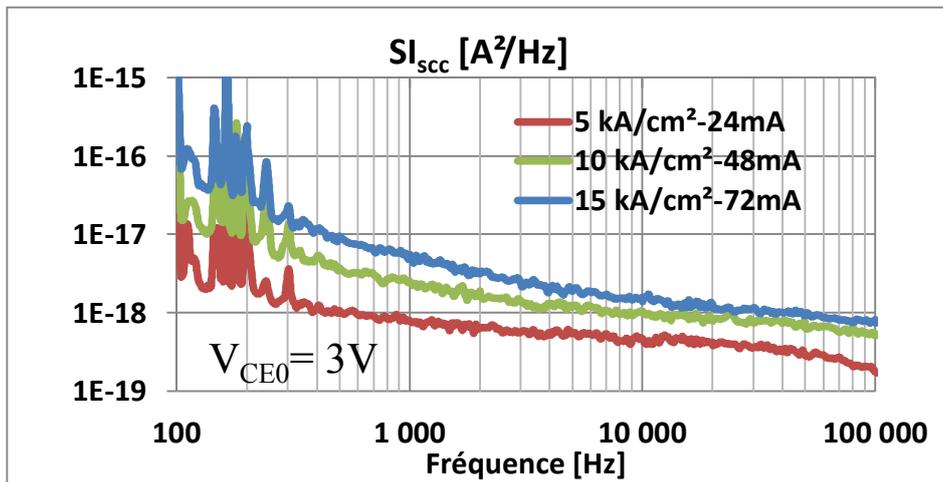


Figure I-32 Extraction des densités de courant en bruit en sortie (SI_{scc})

I.2.3.5 Extraction du modèle de bruit

L'extraction du modèle du bruit BF du transistor consiste à déterminer les sources de bruit internes c'est-à-dire les deux sources commandée (I_C) et non commandée (I_{NC}) qui se trouvent sur la jonction base émetteur.

A partir de ces sources externes nous allons calculer les sources internes du transistor dont nous rappelons le schéma (Figure I-33).

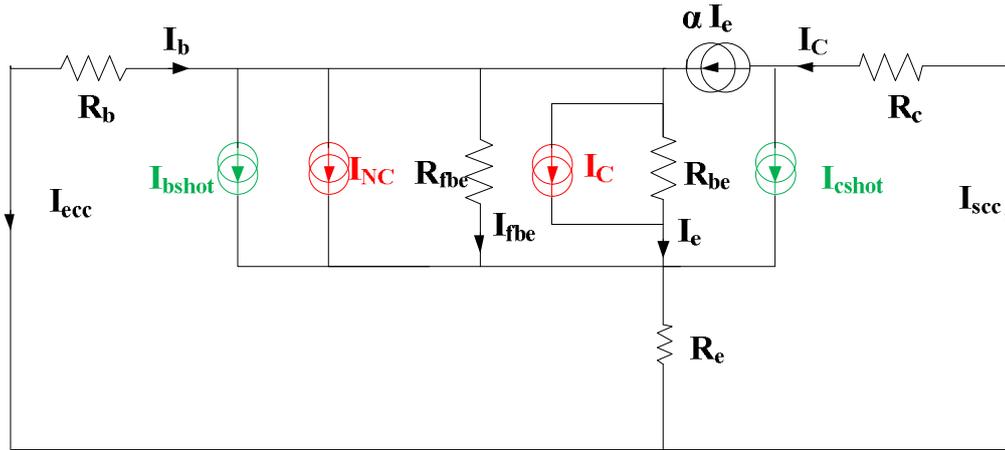


Figure I-33 Schéma équivalent du transistor avec ses sources de bruit

A partir de la Figure I-33, nous obtenons la contribution de toutes les sources de courant de bruit indépendantes aux sources de Norton (\$I_{ecc}\$ et \$I_{scc}\$) :

$$S_{I_{ecc}} = - \frac{S_{I_{bshot}} \cdot R_b + 1 \cdot S_{I_{IC}} \cdot R_b^2}{R_b + 1 \cdot R_{fbc} + R_{fbc} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{ecc}} - \frac{S_{I_{IC}}}{R_b + 1 \cdot R_{fbc} + R_{fbc} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{ecc}} \quad (I.41)$$

$$- \frac{S_{I_{ccshot}} \cdot R_c + 1 \cdot S_{I_{scc}} \cdot R_c^2}{R_c + 1 \cdot R_{be} + R_{be} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{ecc}} + \frac{S_{I_{scc}}}{R_c + 1 \cdot R_{be} + R_{be} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{ecc}}$$

$$S_{I_{scc}} = + \frac{S_{I_{bshot}} \cdot R_b + S_{I_{IC}} \cdot R_b^2}{R_b + 1 \cdot R_{fbc} + R_{fbc} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{scc}} - \frac{S_{I_{IC}} \cdot R_b}{R_b + 1 \cdot R_{fbc} + R_{fbc} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{scc}} \quad (I.42)$$

$$+ \frac{S_{I_{ccshot}} \cdot R_c + S_{I_{scc}} \cdot R_c^2}{R_c + 1 \cdot R_{be} + R_{be} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{scc}} - \frac{S_{I_{scc}} \cdot R_c + 1 \cdot S_{I_{ecc}} \cdot R_c + S_{I_{ecc}} \cdot R_e}{R_c + 1 \cdot R_{be} + R_{be} \cdot R_e + R_e} \cdot S_{I_{scc}}$$

Le paramètre $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ représente le gain en courant du transistor. \$R_e\$, \$R_b\$ représente les résistances d'accès extrinsèques. \$R_{be}\$ à la résistance équivalente de la jonction base-émetteur, elle correspond à l'inverse de la conductance différentielle de la source \$I_{be}\$ dans le modèle en T

$$R_{be} \text{ modèle T} = \frac{R_{be} \cdot R_e \cdot R_{fbc} \cdot R_b}{R_e}, \text{ avec } \frac{\beta}{R_{be} \cdot R_e \cdot R_{fbc} \cdot R_b} = \frac{R_{fbc}}{R_e} \quad (I.43)$$

Les densités spectrales de courant de bruit \$S_{I_{ecc}}\$ et \$S_{I_{scc}}\$ sont calculées à partir des équations (I.41) et (I.42), en supposant que toutes les sources sont indépendantes et non corrélées.

$$\begin{aligned}
 S_{f_{\text{out}}} = & \frac{2 \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{in}}^2 + \frac{2 \cdot 2_{\text{out}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & + \frac{2 \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & + \frac{2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{in}}^2
 \end{aligned} \tag{I.44}$$

$$\begin{aligned}
 S_{f_{\text{out}}} = & \frac{2 \cdot 2_{\text{out}} + 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{out}}^2 + \frac{2 \cdot 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{in}}^2 \\
 & + \frac{2 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & + \frac{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} + 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2 + 2_{\text{in}}} \cdot 2_{\text{in}}^2
 \end{aligned} \tag{I.45}$$

Les densités spectrales $S_{I_{\text{ecc}}}$ et $S_{I_{\text{sc}}}$ nous permettent d'extraire les densités spectrales de courant de bruit des sources internes $S_{I_{\text{NC}}}$ et $S_{I_{\text{C}}}$ en tenant compte des sources de bruit shot : $S_{I_{\text{cshot}}}$ et $S_{I_{\text{bshot}}}$.

$$\begin{aligned}
 S_{f_{\text{out}}} = & \frac{2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2 + 2_{\text{out}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & - \frac{2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & - \frac{2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}} + 2 \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{in}} \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2
 \end{aligned} \tag{I.46}$$

$$\begin{aligned}
 S_{f_{\text{out}}} = & \frac{2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2 - 2_{\text{out}}^2 \\
 & + \frac{2_{\text{in}} - 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}}}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2 \\
 & - \frac{2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2}{2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{out}} \cdot 2_{\text{in}} + 1 \cdot 2 + 2_{\text{in}} \cdot 2_{\text{in}} - 1 \cdot 2 - 2_{\text{in}} \cdot 2} \cdot 2_{\text{out}}^2
 \end{aligned} \tag{I.47}$$

L'extraction du modèle de bruit BF est choisie pour 3 fréquences (1kHz, 10kHz et 100kHz) pour lesquelles les oscillateurs sont en général qualifiés, puisque les puissances de bruit générées à ces fréquences sont indépendantes les unes des autres.

A partir des équations précédentes et des paramètres du modèle, on effectue l'extraction des densités spectrales des sources internes SI_C et SI_{NC} pour les fréquences choisies et pour les trois densités de courant de 5, 10 et 15 kA/cm². Les résultats d'extraction de SI_C et SI_{NC} sont présentés Figure I-34(a) et Figure I-34(b) respectivement.

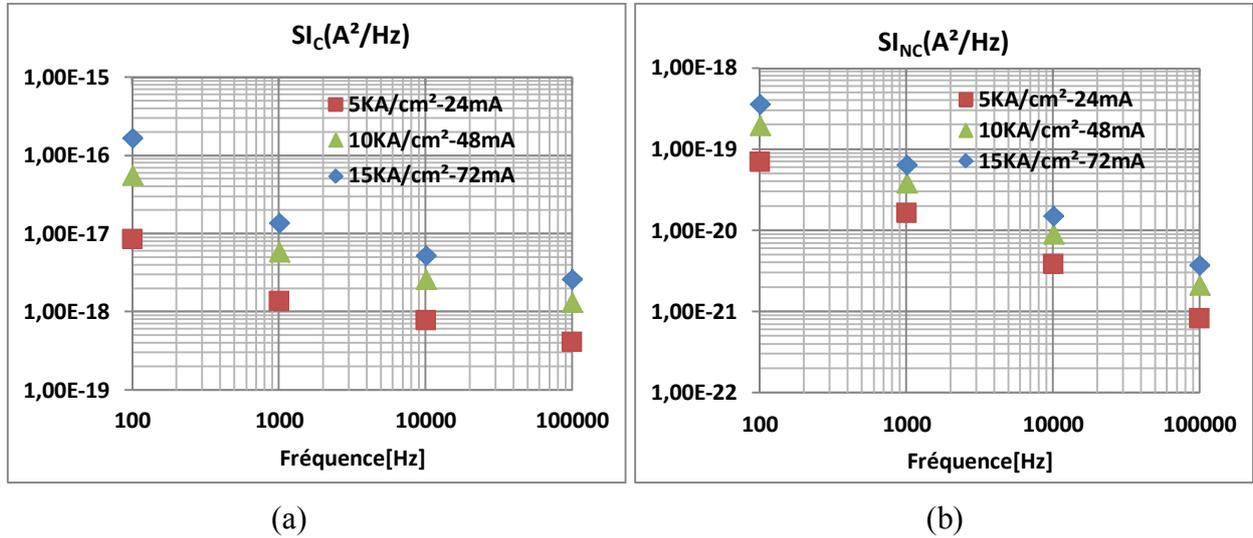


Figure I-34 Les résultats d'extraction des sources internes SI_C et SI_{NC}

La dernière étape de l'extraction du modèle consiste à déduire les courbes de tendance de SI_C et SI_{NC} en fonction du courant pour chaque fréquence. La densité spectrale de bruit en courant évolue avec le courant à la puissance P multiplié par un facteur k comme le montrent les équations suivantes (déduites de l'allure des courbes Figure I-35 et Figure I-36) :

$$SI_C = k_C \cdot J_e^{P_C} \tag{I.48}$$

$$SI_{NC} = k_{NC} \cdot J_e^{P_{NC}} \tag{I.49}$$

Afin de déterminer les paramètres P_{IC} , k_{IC} , P_{INC} et k_{INC} à chaque fréquence, on trace donc la densité spectrale de bruit en courant en fonction de la densité de courant d'émetteur J_e [A/m²] sur une échelle log-log de façon à faire passer par la mesure une droite de tendance ayant pour pente P et ordonnée à l'origine $\log(k)$ (Figure I-36).

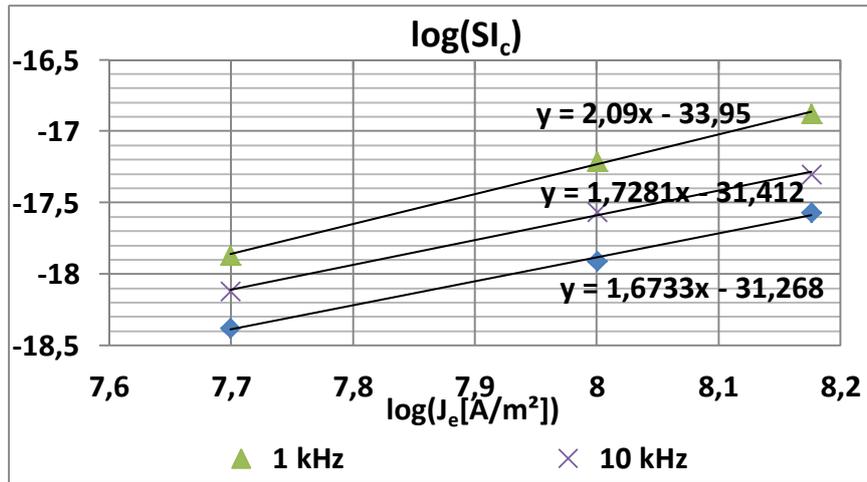


Figure I-35 Représentation graphique pour la détermination des coefficients des équations permettant de modéliser la source de bruit BF SI_c

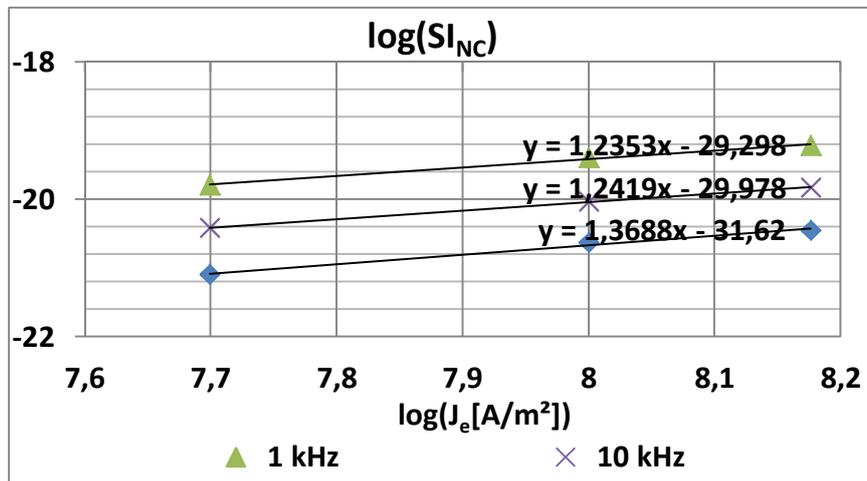


Figure I-36 Représentation graphique pour la détermination des coefficients des équations permettant de modéliser la source de bruit BF SI_{NC}

Le tracé de la densité spectrale de courant de bruit en fonction du courant sur une échelle log-log (Figure I-36) à une fréquence constante, nous montre un comportement linéaire donné par une droite sous forme $y=Ax+B$.

A partir de ces tracés, nous définissons les courbes de tendance et nous obtenons alors les équations de droites suivantes pour chaque source à chaque fréquence

$$S_{I_c} = A \cdot J_e^2 + B \quad (I.50)$$

$$S_{I_{NC}} = A \cdot J_e^2 + B \quad (I.51)$$

Les valeurs de A_{IC} , B_{IC} , A_{INC} et B_{INC} sont reportés dans TAB. I.3

Fréquence	SI_C		SI_{INC}	
	A_{IC}	B_{IC}	A_{INC}	B_{INC}
1 kHz	2.09	-33.95	1.235	-29.29
10 kHz	1.728	-31.41	1.241	-29.97
100 kHz	1.673	-31.26	1.368	-31.62

TAB. I.3 Valeurs de paramètres des droites de tendance des sources SI_C et SI_{INC}

A partir de ces équations, nous exprimons les densités spectrales de SI_C et SI_{INC} en fonction du courant I_e comme :

$$S_x(f) = k_x I_e^{2x} \text{ à } f_{\text{constante}} \tag{I.52}$$

x est pris pour I_{NC} ou I_C

Donc par identification entre les équations (I.50), (I.51) et (I.52) nous obtenons :

$$k_{IC} = 10^{2.09}, k_{INC} = 1.235 \tag{I.53}$$

$$P_{IC} = 10^{2.09}, P_{INC} = 1.235 \tag{I.54}$$

Nous pouvons donc déterminer les valeurs k_{IC} , P_{IC} , k_{INC} et P_{INC} présentées dans le TAB. I.4.

Fréquence	P_{IC}	k_{IC}	P_{INC}	k_{INC}
1 kHz	2,09	3,36E-15	1,24	1,63E-18
10 kHz	1,73	4,91E-16	1,24	3,93E-19
100 kHz	1,67	2,12E-16	1,37	1,37E-19

TAB. I.4 Paramètres du modèle de bruit BF

I.2.3.6 Implémentation du modèle cyclostationnaire sous ADS

Sous polarisation DC, les densités spectrales des sources de bruit commandée et non commandée SI_C et SI_{INC} sont données par les équations suivantes :

$$S_{I_C} = k_{IC} \cdot I_C^{2x} \tag{I.55}$$

$$S_{I_{INC}} = k_{INC} \cdot I_{INC}^{2x} \tag{I.56}$$

En fonctionnement RF, ces sources de bruit BF sont modulées partiellement. La théorie de modulation de ces sources de bruit en fonctionnement fort signal est développée dans [16] [17] [26] [27] et [28]. Les sources de bruit shot sont quant à elles, modulées entièrement.

Les équations des densités spectrales des sources cyclostationnaires commandée S_{I_C} , non commandée $S_{I_{NC}}$ et shot de base $S_{I_{bshot}}$ et shot de collecteur $S_{I_{cshot}}$ sont écrites de la manière suivante :

$$S_{I_C} = S_{I_{NC}} \cdot \frac{P_{IC}}{P_{IN}} \cdot S_{I_{bshot}} \cdot S_{I_{cshot}} \quad (I.57)$$

$$S_{I_{NC}} = S_{I_{bshot}} \cdot \frac{P_{IC}}{P_{IN}} \cdot S_{I_{cshot}} \quad (I.58)$$

$$S_{I_{bshot}} = 2q \cdot I_{b0} \quad (I.59)$$

$$S_{I_{cshot}} = 2q \cdot I_{c0} \quad (I.60)$$

L'objectif est d'intégrer ces sources de bruit cyclostationnaires dans le modèle du TBH dans le logiciel ADS. Puisque ADS ne nous permet pas directement d'intégrer les densités spectrales de bruit en courant cyclostationnaires mais uniquement des sources de bruit en tension et en courant stationnaires, on a besoin de les créer de manière indirecte.

La Figure I-37 montre le principe d'intégration de la source de bruit en courant cyclostationnaire commandée I_C (sa densité spectrale est donnée en (I.57)).

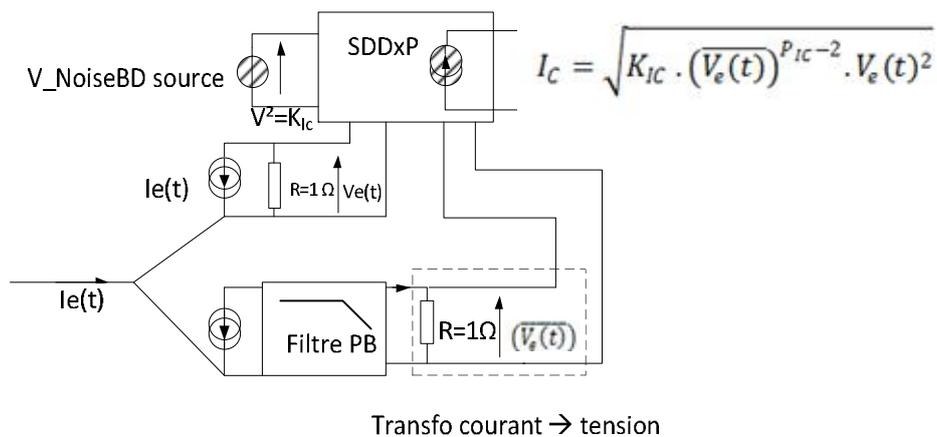


Figure I-37 Principe d'intégration d'une source de bruit cyclostationnaire

Dans ADS, des sources de bruit en tension (V_NoiseBD), des sondes de courant et des boîtes SDD (Symbolically Defined Device) sont utilisées. Une boîte SDD est une boîte de calcul qui permet d'évaluer des courants à partir des tensions. L'implémentation de la source commandée cyclostationnaire I_C nécessite de connaître la valeur instantanée et la valeur moyenne du courant d'émetteur $I_e(t)$. En outre on a besoin d'une source de bruit en tension (V_NoiseBD) permettant de représenter la partie k_{IC} . IL permet aussi d'avoir une source de bruit comme résultante. Le courant $I_e(t)$ est récupéré par une sonde de courant branchée sur l'émetteur du TBH. Afin d'avoir sa valeur moyenne $\overline{I_e(t)}$, un filtre passe bas formé d'une capacité de 1 F et une résistance de 1 Ω est utilisé. Ensuite les valeurs des courants résultantes $\overline{I_e(t)}$ et $\overline{I_b(t)}$ sont retransformées en tension ($\overline{V_e(t)}$ et $\overline{V_b(t)}$) en faisant passer ces courants dans des résistances de 1 Ω comme le montre la Figure I-37.

Cette transformation courant/tension est obligatoire pour que ces sources soient traitées par le SDD qui ne peut gérer que des tensions.

Enfin, la source de bruit de courant cyclostationnaire I_C est composée de la racine du produit des trois tensions. De la même façon les deux sources de bruit shot sont intégrées, mais dans ce cas on n'a pas besoin de la valeur moyenne de $I_e(t)$ et $I_b(t)$, juste de la partie dynamique pour accomplir cette intégration.

I.3 Modélisation des varactors

Un circuit OCT exige l'utilisation d'une diode varactor permettant de faire varier la fréquence de résonance de la partie passive. Une diode varactor de la filière HB20M d'UMS est choisie pour la conception du circuit OCT. Cette diode ayant 10 doigts de $20 \times 30 \mu\text{m}^2$, elle est choisie comme compromis entre ses pertes et les valeurs extrêmes des capacités C_{max} et C_{min} .

La modélisation de cette diode est une étape primordiale avant d'aborder la conception du circuit. Pour cela une série des mesures $I(V)$ statiques et des paramètres $[S]$ est effectuée afin de produire le modèle complet de cette diode.

I.3.1 Modélisation Convective du varactor

Cette diode varactor utilisée dans la conception du circuit est une jonction base-collecteur d'un TBH. Le modèle classique convectif proposé de cette diode est représenté en Figure I-38.

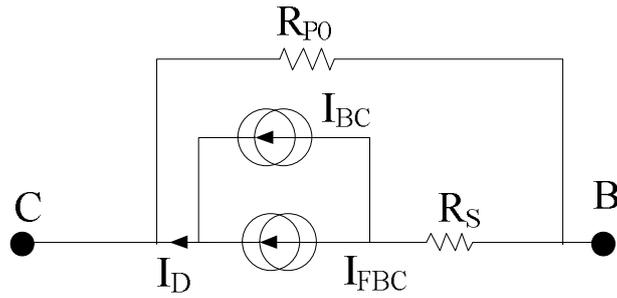


Figure I-38 Modèle convectif de la diode varactor

Il est constitué de deux sources de courant : la première I_{BC} modélise l'effet fondamental de la jonction et la deuxième I_{FBC} modélise le courant de fuite. Donc le courant total I_D parcourant la jonction est donné par l'équation suivante (I.61):

$$I_D = I_{BC} + I_{FBC} = I_{BC} \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] + I_{FBC} \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (I.61)$$

Une résistance R_S est ajoutée en série, elle permet de modéliser les pertes.

Ensuite, pour modéliser les effets qui apparaissent sous l'application des tensions négatives, une grosse résistance R_{P0} de quelques dizaines de $M\Omega$ est ajoutée en parallèle aux sources de courant.

Les paramètres optimisés pour ce modèle sont montrés TAB. I.5:

$I_{SC} = 3.63 \cdot 10^{-13}$	$N_C = 1.93$	$T_{SC} = 1500.85$
$I_{SFC} = 5.1 \cdot 10^{-12}$	$N_{FC} = 2$	$T_{SC} = 660.92$
$R_S = 0.65 \Omega$	$R_{P0} = 47 M\Omega$	

TAB. I.5 Paramètres du modèle convectif du varactor HB20M V10x20x30

La comparaison entre les mesures statiques réalisées par application des tensions en direct et en inverse avec le modèle construit à base de ces mesures est montrée Figure I-39 et Figure I-40 respectivement.

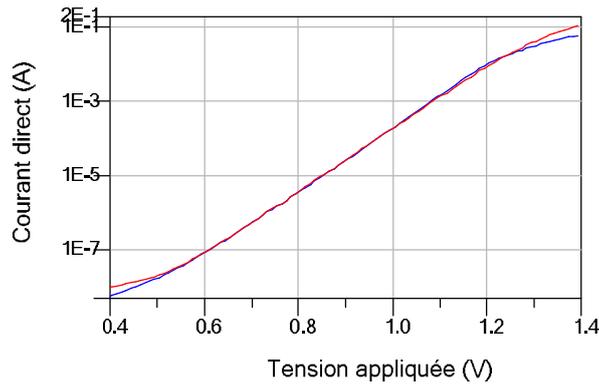


Figure I-39 Comparaison entre modèle (bleu) et mesure (rouge) du courant traversant la diode par application des tensions directes

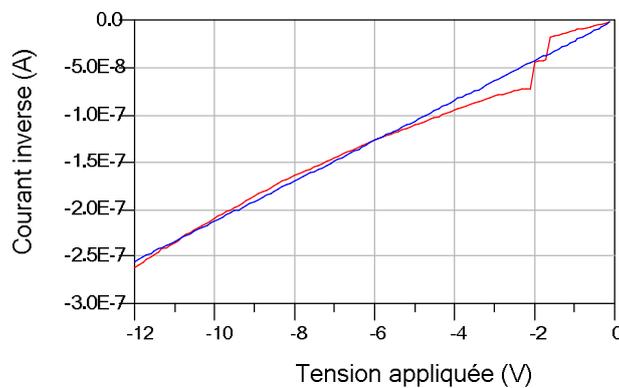


Figure I-40 Comparaison entre modèle (bleu) et mesure (rouge) du courant traversant la diode par application des tensions inverses

Le modèle convectif en mode de fonctionnement direct coïncide avec les mesures et afin de produire le modèle complet, il nous reste la partie réactive à modéliser.

I.3.2 Modélisation réactive

La partie réactive comporte la charge totale de la diode, elle est constituée de deux types: les charges liées à la capacité de jonction, et ceux qui sont liées à la capacité de diffusion. La capacité de jonction représente la capacité variable du varactor en polarisation inverse. La capacité de diffusion est seulement vue en polarisation directe. Enfin des éléments parasites sont rajoutés pour affiner le modèle du varactor. Le modèle présenté en Figure I-41 est le modèle proposé pour des tensions négatives appliquées.

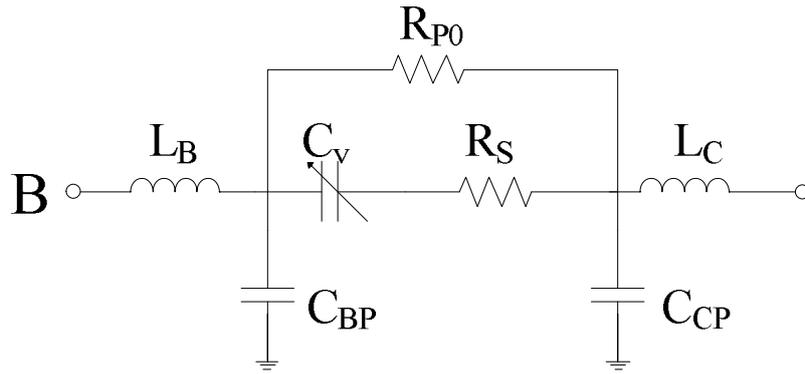


Figure I-41 Modèle réactif de la diode varactor en inverse

Où C_v est la capacité variable, R_s , L_B , L_C , C_{CP} , C_{BP} sont des éléments parasites.

La relation de la charge de la jonction base-collecteur équivalente à la capacité C_v est donnée par :

$$Q_{JBC}(V) = - \frac{Q_{JBC}(\phi_{JBC})}{1 - \alpha} \left[1 - \frac{Q_{JBC}(\phi_{JBC})}{\phi_{JBC}} \right] + Q_{JBC} \quad (I.62)$$

La capacité de la jonction base collecteur devient alors:

$$C_{JBC}(V) = \frac{dQ_{JBC}(V)}{dV} = \frac{dQ_{JBC}(\phi_{JBC})}{d\phi_{JBC}} \left[1 - \frac{Q_{JBC}(\phi_{JBC})}{\phi_{JBC}} \right] \quad (I.63)$$

où ϕ_{JBC} est la tension aux bornes de la jonction base-collecteur, α est un coefficient d'ajustement, $Q_{JBC}(\phi_{JBC})$ est la capacité à polarisation nulle et ϕ_{JBC} correspond à la tension de diffusion. Le terme Q_{JBC} représente la charge à $Q_{JBC}(V)$ pour $V = \phi_{JBC}$ mais n'a pas d'influence sur la capacité.

Afin de déterminer ce modèle complet, un modèle simplifié est d'abord proposé. Il est constitué d'un circuit RLC série montré Figure I-42.



Figure I-42 Modèle simplifié de la diode varactor

Dans le but d'extraire ces éléments R_s , L_s et C_v du modèle, une méthode mise au point par Deloach [29] est employée. Elle consiste à déduire ces éléments à partir d'une simple mesure du paramètre S_{21} de ce quadripôle mis en parallèle comme le montre la Figure I-43.

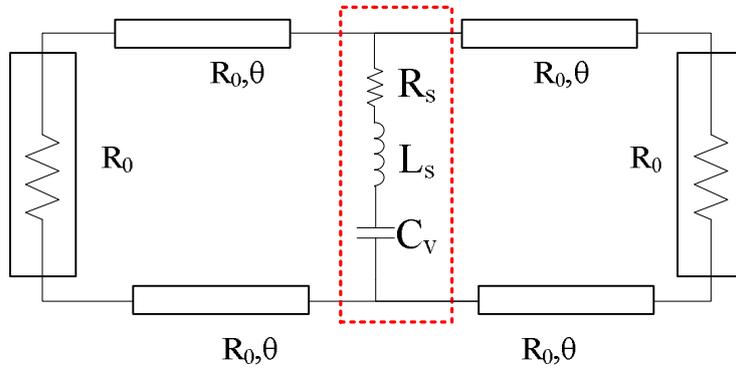


Figure I-43 Mesure du paramètre S_{21} en parallèle du circuit RLC

A partir de la mesure de $|S_{21}|^2$, on déduit le niveau minimum $|S_{21}|^2_{min}$ de $|S_{21}|^2$, à la fréquence f_0 de résonance du circuit RLC série. De plus les deux fréquences f_1 et f_2 à -3 dB de f_0 sont déduites (Figure I-44)

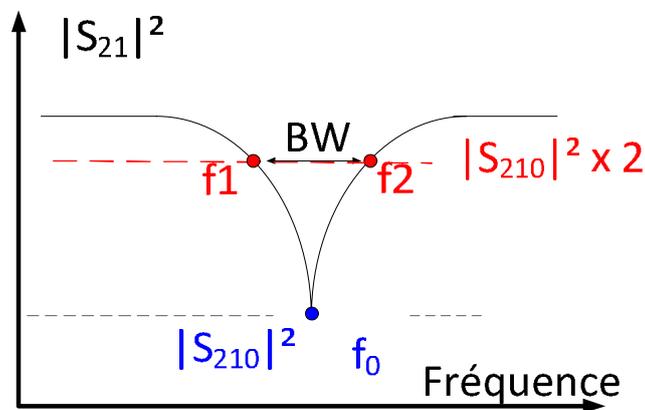


Figure I-44 Extraction des paramètres $|S_{210}|^2$, f_1 , f_2 à partir de la mesure de $|S_{21}|^2$

Les éléments du circuit sont calculés en se servant de f_1 , f_2 et $|S_{210}|^2$ aux différentes tensions appliquées en utilisant les équations suivantes, dont le calcul détaillé est donné en annexe I.2 :

$$R_s = \frac{R_0 \cdot |S_{210}|^2}{2|S_{21}|^2 - |S_{210}|^2} \quad (I.64)$$

$$|S_{21}| = \frac{1}{4|Z_{in}|^2 |Z_{out}|^2} \tag{I.65}$$

$$|S_{21}| = \frac{|Z_{in}| - |Z_{out}|}{|Z_{in}|} \frac{4|Z_{in}|^2 |Z_{out}|^2 - 1}{|Z_{out}|^2} - 8|Z_{in}| - |Z_{in}|^2 |Z_{out}|^2 \tag{I.66}$$

Après la présentation de la méthode de Deloach, on va maintenant utiliser nos mesures effectuées sur la diode varactor pour extraire le modèle. En fait, les mesures du varactor en paramètres [S] sont réalisées dans le cas où ce varactor est mis en série ce qui est équivalent à un bloc de paramètre [S] à 2 ports S2P comme le montre la Figure I-45 . La méthode de Deloach Figure I-43 exige que le quadripôle soit mis en parallèle. Pour cela le bloc S2P est retourné pour être en parallèle comme le montre la Figure I-46.

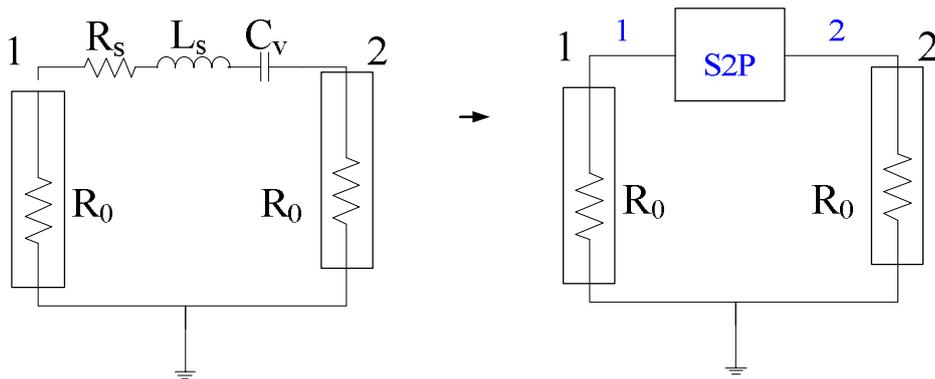


Figure I-45 Mesure en série

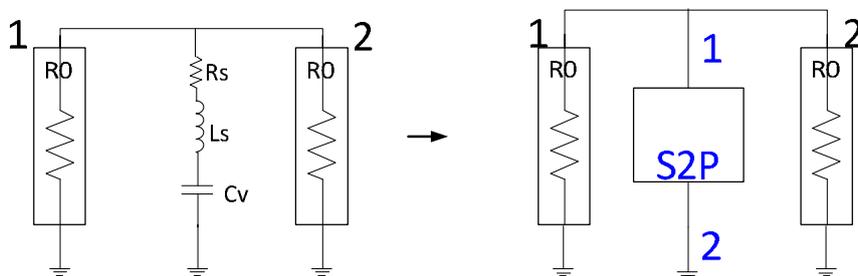


Figure I-46 Retour en parallèle les mesures des Paramètres [S]

On retourne ce quadripôle dans le logiciel de simulation ADS et on fait extraire à nouveau le paramètre $|S_{21}|$ résultant de cette mise en parallèle.

La condition demandée par la méthode de Deloach est maintenant résolue, mais un autre problème apparaît puisque les mesures sont faites entre 200 MHz et 20 GHz, et la résonance obtenue pour S_{21} se trouve au-dessus de 20 GHz, et cela nous empêche de faire l'extraction demandée. Pour cela une inductance de 0.5 nH est ajoutée en série avec le bloc S2P comme le montre la Figure I-47. Cette valeur est choisie afin d'avoir la résonance à une fréquence inférieure à 20 GHz et elle sera soustraite de la valeur d'inductance extraite.

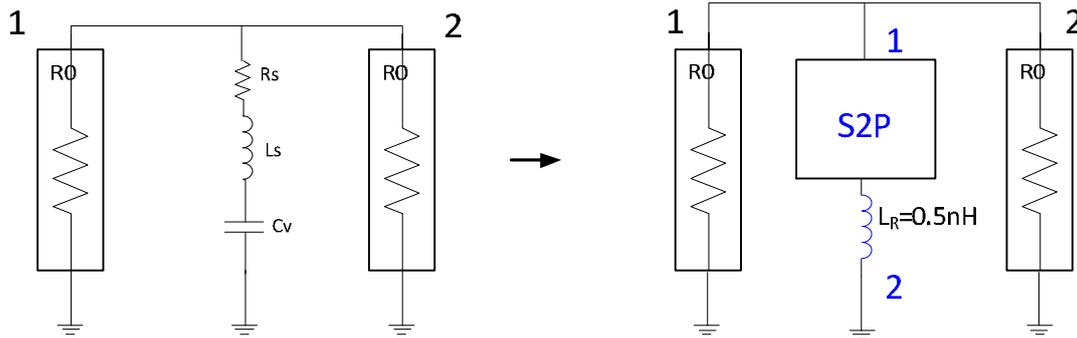


Figure I-47 Ajout d'une inductance pour rapprocher la résonance

Une première extraction à partir des mesures est montrée dans les figures suivantes (Figure I-48, Figure I-49 et Figure I-50)

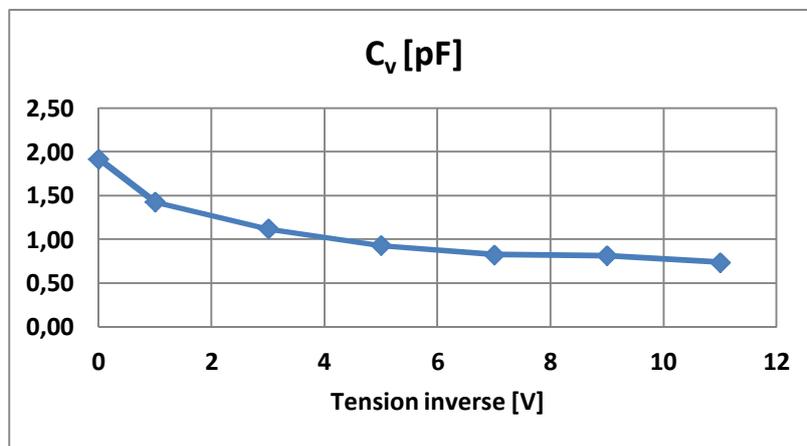


Figure I-48 La capacité C_v en fonction de la tension inverse appliquée

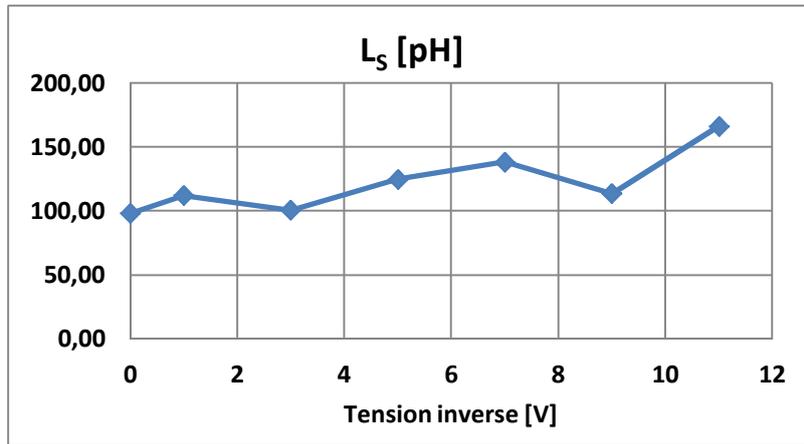


Figure I-49 L'inductance L_S en fonction de la tension inverse appliquée

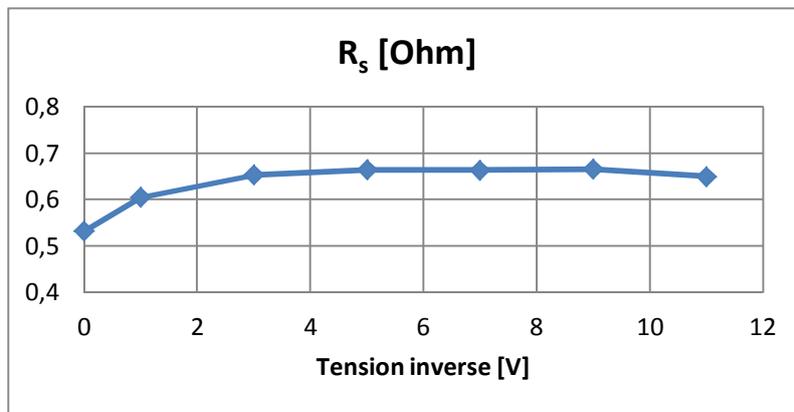


Figure I-50 La résistance R_S en fonction de la tension inverse appliquée

D'après ces figures (Figure I-48 , Figure I-49 et Figure I-50), on extrait les paramètres de la capacité variable dont l'équation est la même que celle de la capacité de jonction des transistors (I.17) : $C_{j0} = 2$ pF, $\phi_{j0} = 1.5$ et $m = 0.5$. En plus les valeurs moyennes de l'inductance et la résistance sont extraites : $L_S = 110$ pH et $R_S = 0.65$ Ohm. Ensuite, à partir de ces valeurs, une phase d'ajustage complète est réalisée et les paramètres finaux sont donnés dans TAB. I.6, pour des tensions négatives comprises entre 1 et 11 volts.

$C_{j0} = 2$ pF	$\phi_{j0} = 1.5$	$m = 0.5$
$L_C = 32$ pH	$L_B = 41$ pH	$(L_S = L_C + L_B)$
	$C_{CP} = 79$ fF	$C_{BP} = 9$ fF
	$R_{P0} = 47$ M Ω	$R_S = 0.65$

TAB. I.6 Paramètres du modèle réactif du varactor HB20M 10x20x30

La Figure I-51 montrent une bonne concordance entre les valeurs comparées pour une tension de -1 V et Figure I-52 pour une tension de -11 V, d'autres points sont montrées dans l'annexe I.3

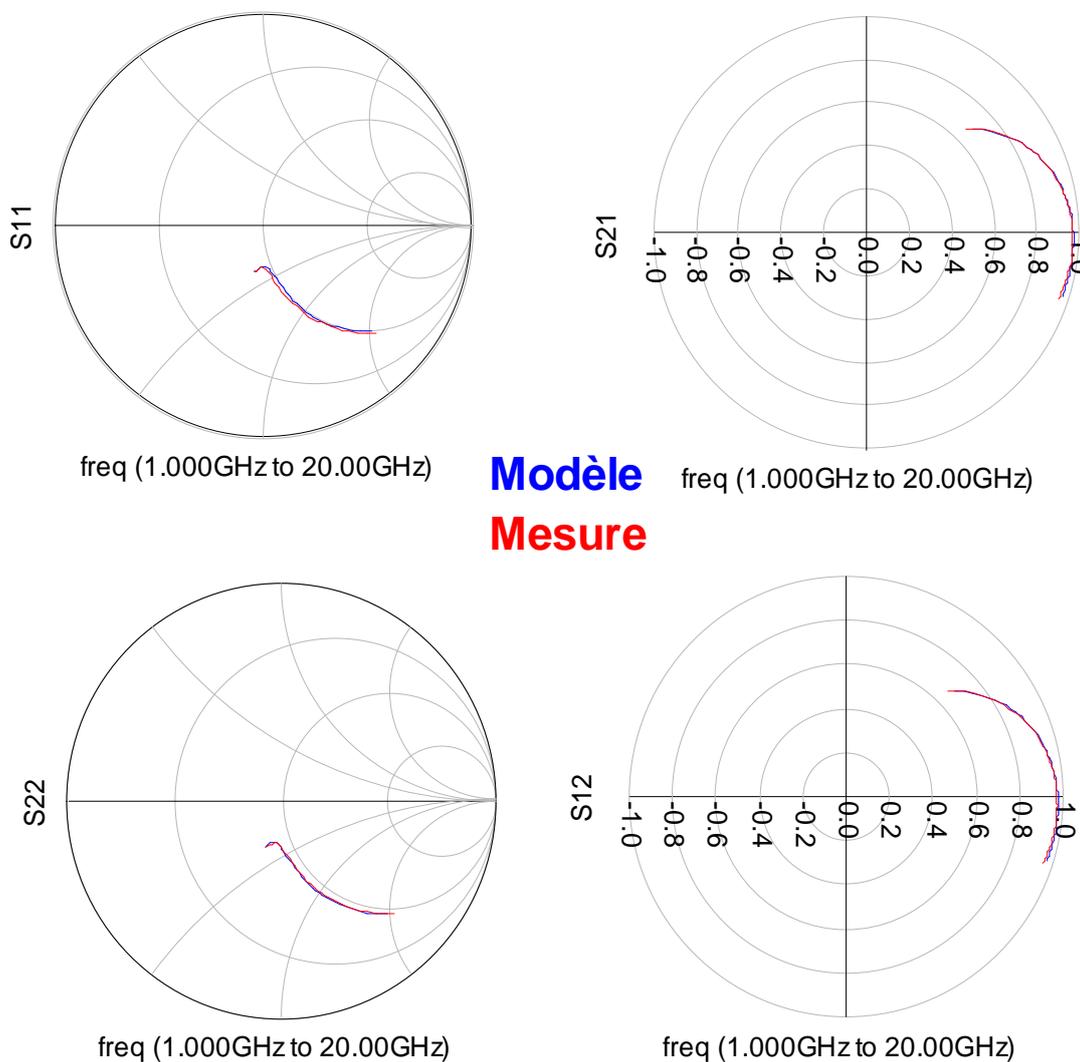


Figure I-51 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -1V

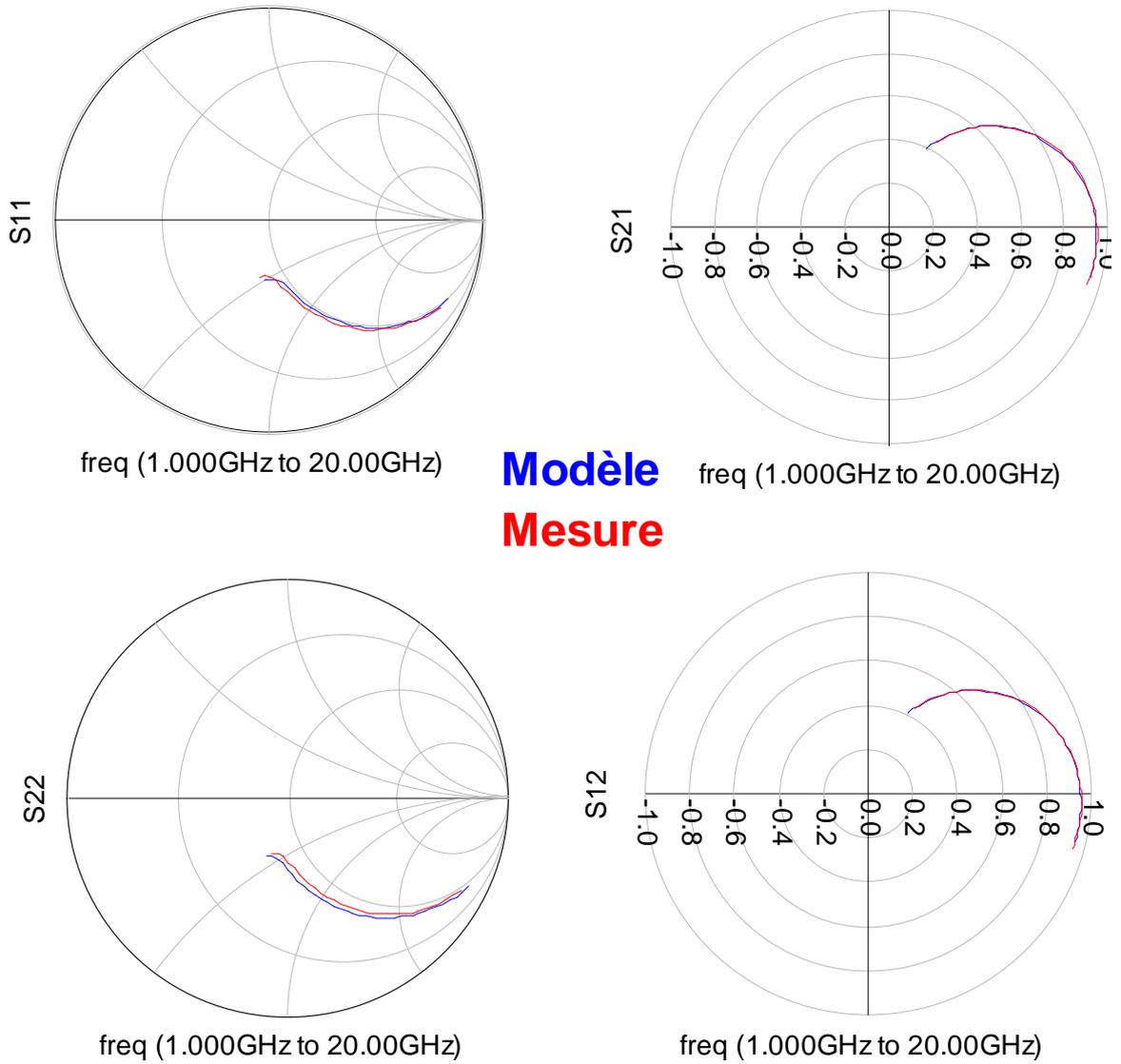


Figure I-52 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -11V

Afin d'établir le modèle complet, Il nous reste à modéliser la partie réactive sous des tensions positives par l'ajout de la capacité de diffusion. La charge liée à cette capacité est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{diff} = \frac{Z_0 \cdot Z_{diff}}{Z_0} \cdot Z_{diff} \cdot Z_{diff} \quad (I.67)$$

Et la capacité de diffusion équivalente est donnée par :

$$C_{BC_d0} = \frac{Q_{BC_d0}}{V_{BC_d0}} \quad (I.68)$$

Après ajustage, les valeurs adoptées les paramètres de cette capacité sont

$$C_{BC_d0} = 7.41 \cdot 10^{-31} \text{ F et } N_{BC} = 1.092$$

Une comparaison des paramètres [S], pour une tension de +1 V, montre une bonne concordance entre les mesures et le modèle complet qui est basé sur ces mesures. Cette comparaison est présentée en Figure I-53

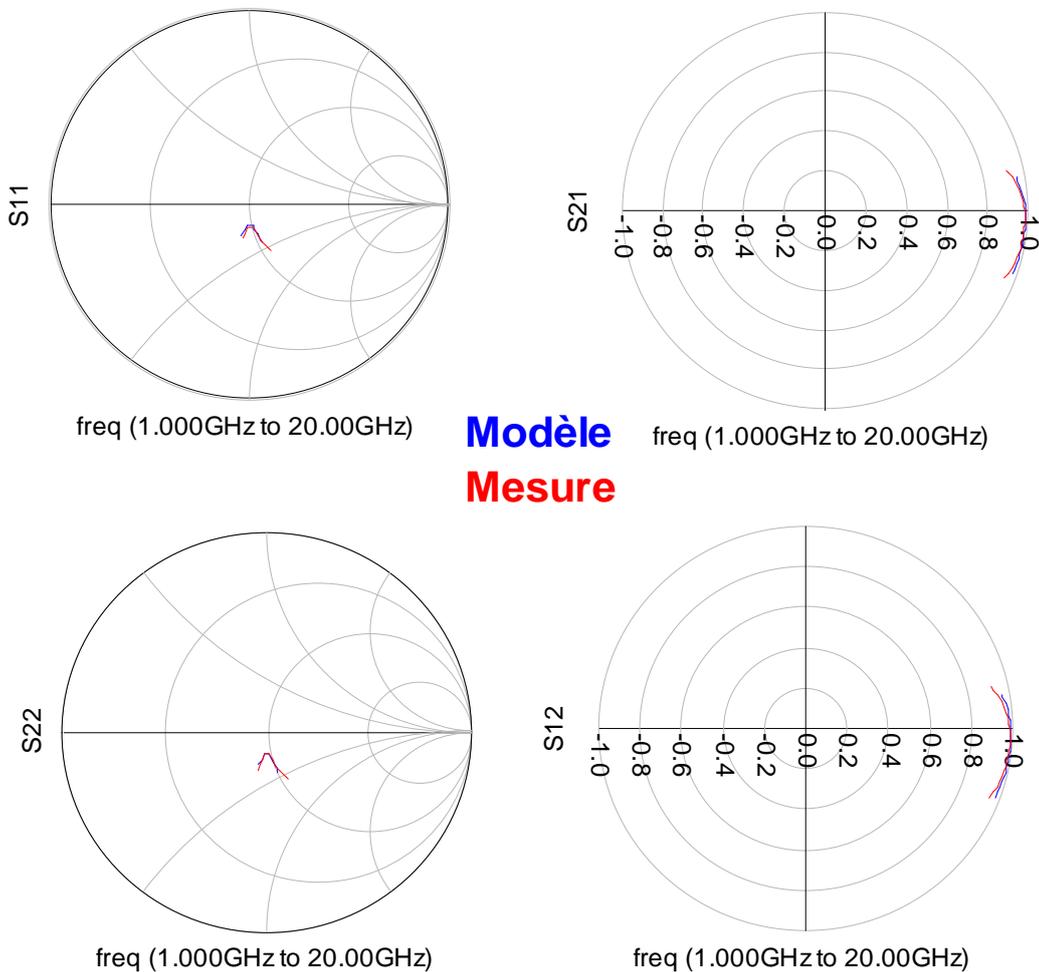


Figure I-53 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de +1V

Finalement le modèle résultant de cette analyse donne le modèle complet de la diode varactor présenté en Figure I-54.

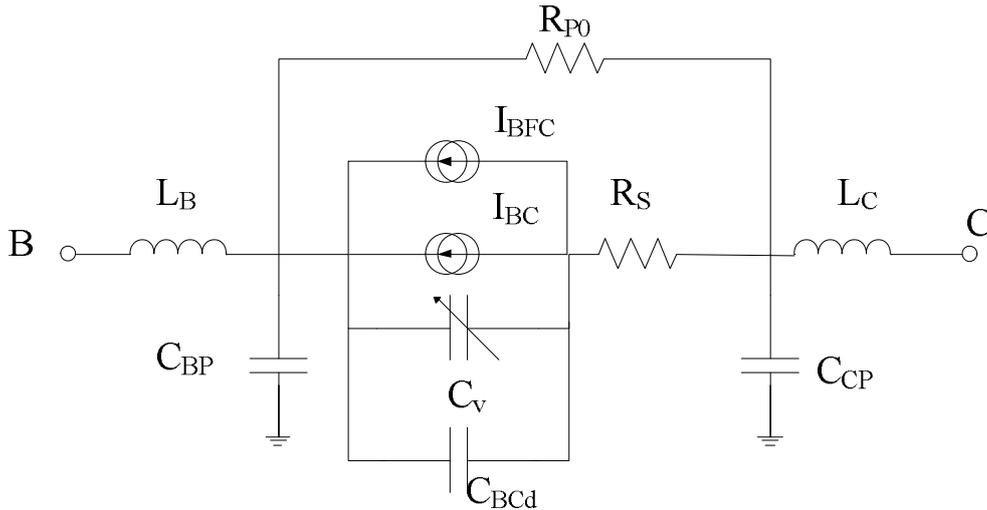


Figure I-54 Modèle complet de la diode varactor HB20M 10X20x30

I.4 Validation des éléments passifs

Des plaques de test issues de la filière HB20M ont été fournies. Ces plaques contiennent des éléments passifs (capacités, inductances et résistances) à tester afin de valider leurs modèles donnés par le design kit. Des mesures de paramètres [S] sont effectuées sur ces éléments (inductances de 2.7nH et 5nH, les capacités de 3 pF et 8 pF) pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 20 GHz. Ces mesures et les résultats de simulation des modèles sont présentés Figure I-55, Figure I-56, Figure I-57 et Figure I-58.

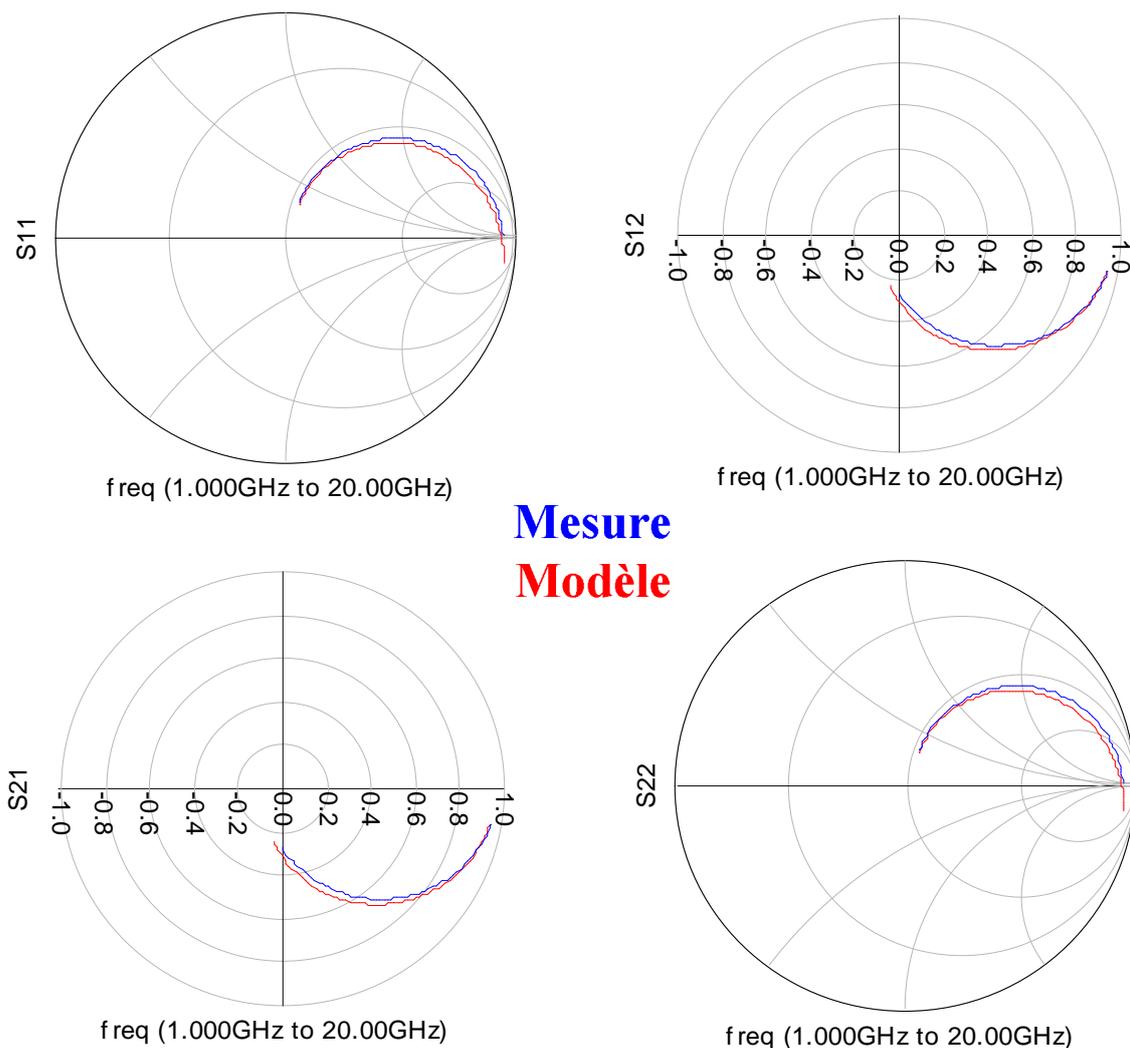


Figure I-55 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une inductance de 2.7 nH

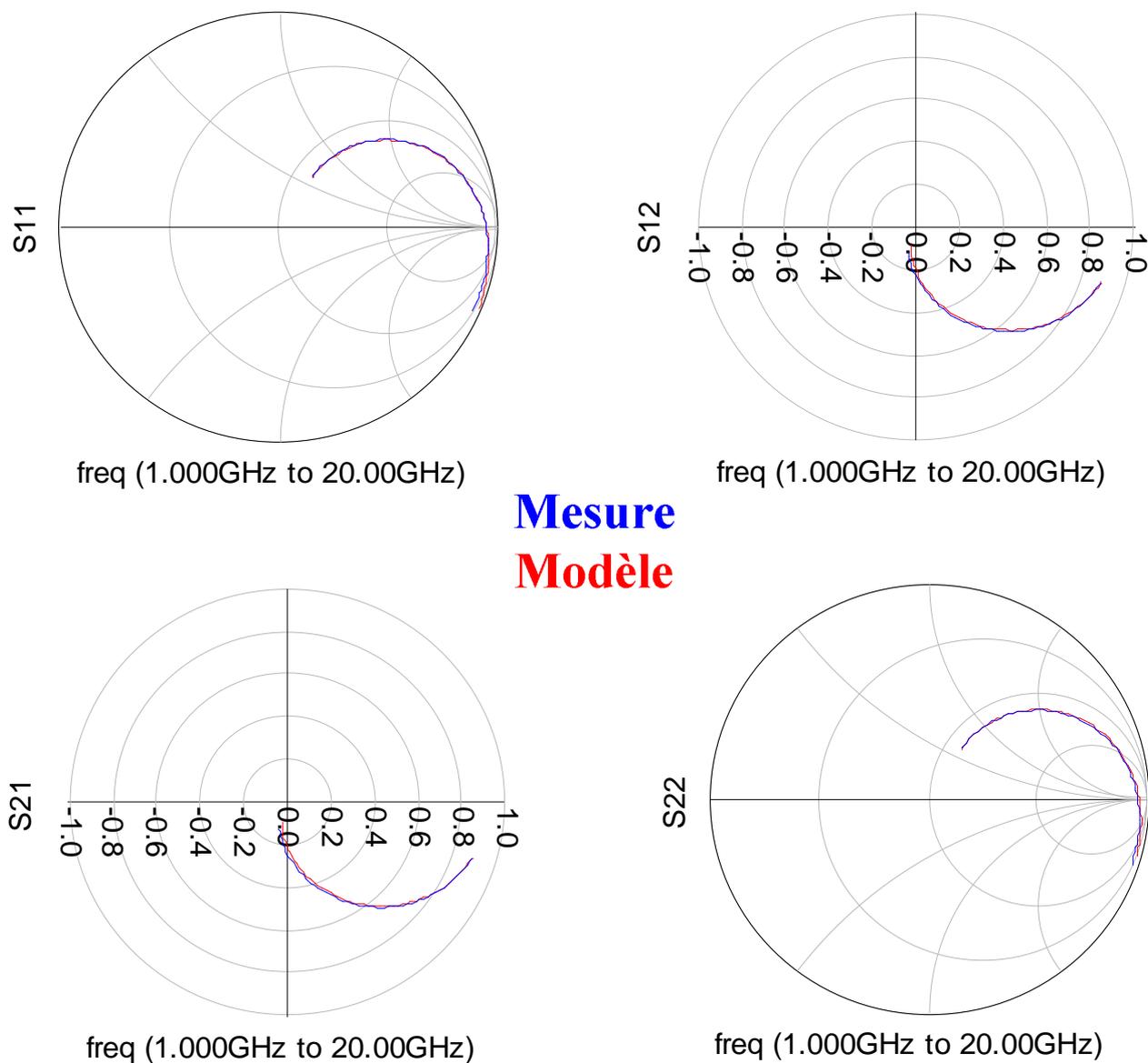


Figure I-56 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une inductance de 5 nH

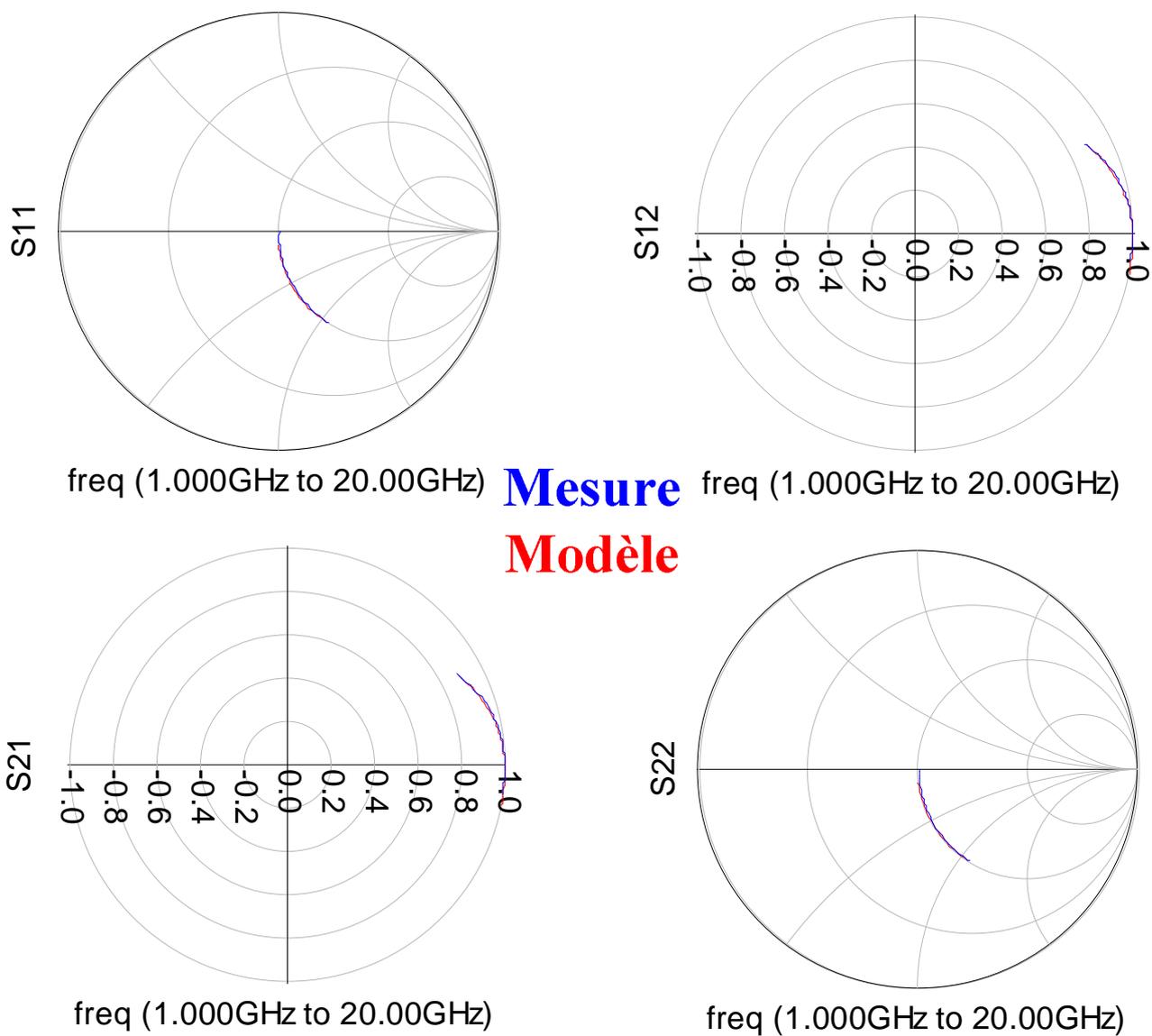


Figure I-57 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une capacité de 3 pF.

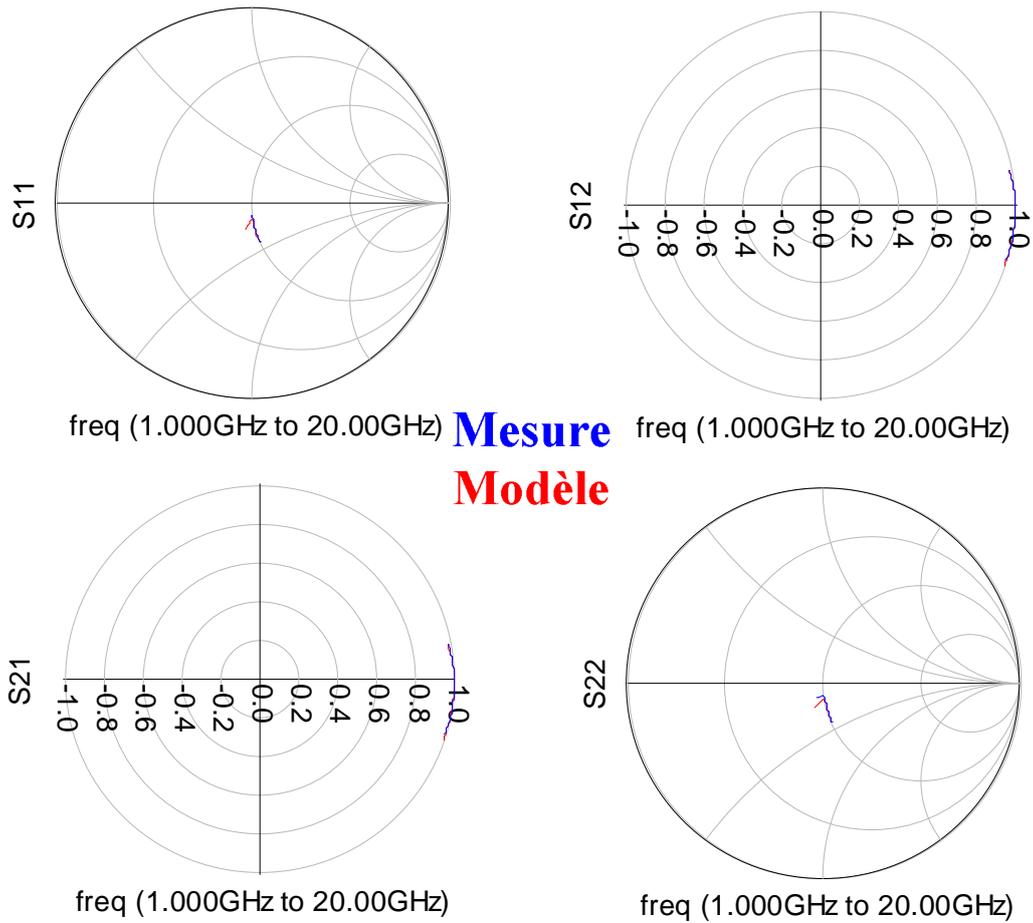


Figure I-58 Comparaison entre modèle et mesure des paramètres [S] d'une capacité de 8 pF.

I.5 Conclusion

Ce chapitre a abordé la modélisation non-linéaire du TBH HB20M 6x2x40. Ce transistor sera utilisé pour la conception du circuit dans la bande 2-3.5 GHz et il est validé pour la gamme des fréquences comprises entre 45 MHz et 20 GHz. Les résultats de mesure de plusieurs motifs du transistor montrent une bonne concordance entre le modèle et les mesures. Enfin on peut prévoir avec précision l'état établi du circuit.

Le modèle de bruit basse fréquence est construit à base des mesures expérimentales des sources bruit BF du TBH pour les fréquences BF comprises entre 100 Hz et 100 kHz et pour des densités des courant comprises entre 5 et 15 kA/cm². Ce modèle nous permet de prévoir le bruit de phase de l'oscillateur près de la porteuse.

La modélisation complète du varactor HB20M 10x20x30 que nous utiliserons pour la conception a été décrite. Son modèle est valide pour des tensions comprises entre +1 V et -11V. De plus les mesures des éléments passifs donnent un bon accord avec les modèles du design kit utilisé.

Toutes les conditions sont donc réunies pour réaliser la conception d'un OCT à large bande d'accord et à faible bruit de phase en bande 2- 3.5.

II. Généralités sur les oscillateurs accordables en tension large bande

II.1 Introduction

L'objectif final étant la conception d'un circuit oscillateur accordable en tension fonctionnant en bande 2-3.5 GHz pour des applications spatiales, il est nécessaire de rappeler de manière générale, dans un premier temps, le fonctionnement des oscillateurs accordables en tension, ainsi que ses caractéristiques importantes. Nous présenterons ensuite les méthodes principales d'analyse d'un oscillateur ainsi que deux des outils essentiels employés pour le simuler. Nous exposerons enfin une analyse non-linéaire des OCTs de topologies classiques afin d'avoir une large bande d'accord tout en utilisant une méthodologie de minimisation du bruit de phase.

II.2 Caractéristiques des oscillateurs contrôlés en tension (OCT)

L'oscillateur est le circuit de base de tout système de communication. Il délivre un signal périodique à partir du bruit de fond de l'élément actif (transistor) et de l'énergie fournie par la polarisation de cet élément. Ce signal sert d'horloge ou de porteuse du signal modulant suivant le type de système de communication.

Les oscillateurs partagent tous un principe fondamental de fonctionnement : un amplificateur est rebouclé sur un circuit résonnant plus ou moins sélectif de la fréquence d'oscillation. Le choix de la topologie va se faire en analysant les conditions de stabilité de façon à ce que l'oscillateur ait une fréquence d'oscillation stable.

De plus, le choix du type de la partie amplificateur et celle de filtrage nous amène à une large variété de combinaisons ainsi que de façons de coupler ces deux parties. En outre il faut aussi tenir compte du choix du type de filtre (résonateur, lignes de transmission, etc...). La nécessité d'avoir des systèmes de transmission qui peuvent fonctionner sur une large bande de fréquence, rend la conception des sources accordables en tension à large bande d'accord nécessaire. De manière générale, cette accordabilité en fréquence de l'oscillateur se fait au moyen d'une capacité variable insérée dans le filtre et réalisée grâce à une diode varactor.

Parmi les caractéristiques de ces oscillateurs, la principale est le niveau de bruit de phase qui caractérise la pureté spectrale de ces sources. Il est donné à une distance f_m de la porteuse et désigne le rapport entre la puissance du signal à f_m et celle de la porteuse dans une bande de 1 Hz, son unité est exprimée en dBc/Hz.

Ce bruit de phase est directement lié au bruit basse fréquence (BF) de la partie active, converti par l'effet non-linéaire du transistor autour de la porteuse. Il est inversement proportionnel au facteur de qualité de l'oscillateur [30] [31] [32].

Donc l'obtention d'un faible bruit de phase qui nécessite un facteur de qualité élevé va à l'encontre d'une large bande d'accord de l'oscillateur (lié à un facteur de qualité faible). Nous devons donc trouver un compromis entre ces deux objectifs. Pour y arriver différentes techniques de réduction de bruit de phase existent, en plus de l'utilisation de structures résonantes à fort coefficient de qualité.

Certaines techniques de réduction du bruit de phase sont basées sur la minimisation de la conversion du bruit basse fréquence autour de la porteuse, au moyen d'une contre réaction basse fréquence [33]. Cela est réalisé tout d'abord par une optimisation des conditions de charge des accès du transistor aux basses fréquences (BF) et apporte une diminution du bruit $1/f$ converti dans les oscillateurs.

Dans un second temps, l'optimisation d'une contre-réaction basse fréquence permet de réduire d'environ 12 dB le bruit de phase de l'oscillateur près de la porteuse. Cette technique de réduction du bruit semble, cependant, peu adaptée pour les oscillateurs micro-ondes, du fait de l'encombrement prohibitif amené par la présence de circuits basse fréquence.

D'autres techniques tiennent compte du fait que l'élément actif de l'oscillateur apporte une contribution très importante au bruit. En effet, il est possible de faire fonctionner l'élément actif en régime le plus linéaire possible puis de l'associer à un circuit assurant la saturation au sein du dispositif et générant moins de bruit [34] [35].

Dans un oscillateur comportant un transistor unique, le transistor joue un double rôle. Il doit d'une part, fournir du gain et d'autre part assurer la saturation, pour limiter les excursions en courant et tension afin d'atteindre un régime d'entretien. Le régime de saturation entraîne un comportement fortement non linéaire du transistor, induisant des phénomènes de conversion de bruit très importants.

Dans la topologie d'oscillateurs avec limiteurs, la saturation n'est pas assurée par le transistor mais par un circuit limiteur externe présentant un bruit moindre. Le transistor a uniquement un rôle d'amplificateur ; il fonctionne alors en régime quasi linéaire et ne participe donc que très faiblement au bruit de phase total. Le limiteur peut être construit à partir de diodes Sckottky montées tête bêche. Le bruit BF présenté par cet élément non linéaire étant plus faible que celui du transistor, il en résulte un bruit de phase réduit par rapport à l'oscillateur dans lequel la fonction de saturation est réalisée par le transistor.

Notons qu'il existe d'autres types de limiteurs, offrant également une amélioration du bruit de phase. Ce sont des limiteurs réalisés en matériau supra conducteur, dont le bruit en $1/f$ est négligeable [35].

D'autres techniques existent et utilisent des asservissements en fréquence, en puissance souvent associés à une stabilisation en température. Nous allons recenser, dans ce paragraphe, les différentes possibilités d'asservissements existantes. La première concerne un asservissement en fréquence. Ce type de topologie est appelée oscillateur à boucle à verrouillage de fréquence. Le but de cette topologie est de maintenir la fréquence d'oscillation sur la fréquence de résonance du résonateur. Le synoptique de cet asservissement est donné ci-dessous (Figure II-1)

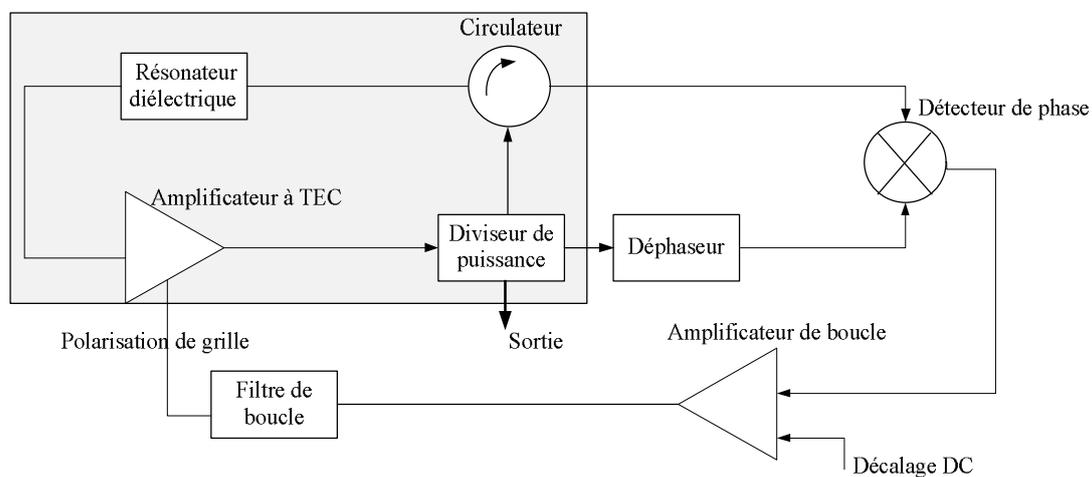


Figure II-1 Schéma bloc de l'oscillateur à boucle à verrouillage de fréquence.

Le bloc gris constitue la boucle principale, c'est à dire l'oscillateur. Dans la boucle à verrouillage de fréquence, le résonateur est utilisé en réflexion et constitue également une partie du discriminateur de fréquence. La sortie du discriminateur est réappliquée, après amplification et filtrage, au transistor composant l'amplificateur de la chaîne principale.

Une amélioration globale de 15 à 20 dB a été relevée avec un dispositif à dégénérescence du bruit par rapport à un oscillateur traditionnel fonctionnant dans les mêmes conditions, avec une fréquence d'oscillation de 10 GHz et un résonateur de coefficient de qualité à vide de 4200 [36] [37].

Cette méthode de diminution du bruit de phase apporte une amélioration notoire en terme de bruit de phase dans la conception d'oscillateurs à résonateur diélectrique. Toutefois, la mise en œuvre et l'intégration d'un tel circuit dans un dispositif de réception par exemple est compromise du fait de l'augmentation de la taille du dispositif.

Nous allons à présent évoquer la configuration d'oscillateurs associant des asservissements multiples. Dans ce cas, à l'asservissement de fréquence sont associés une régulation en température, et d'autres asservissements, notamment en puissance, qui sont quant à eux développés à température ambiante.

Le dispositif comportant l'oscillateur et ses divers asservissements devient rapidement complexe.

La technique proposée par A. N. Luiten et al. [38] utilise deux hétérodynages.

Le verrouillage en fréquence est obtenu grâce à une stabilisation par dispositif actif de POUND. De plus, un asservissement en puissance, afin d'éviter les dérives en fonction de la température est également réalisé. Enfin, un asservissement des modulations d'amplitude est ajouté pour compléter le dispositif comme le montre la Figure II-2.

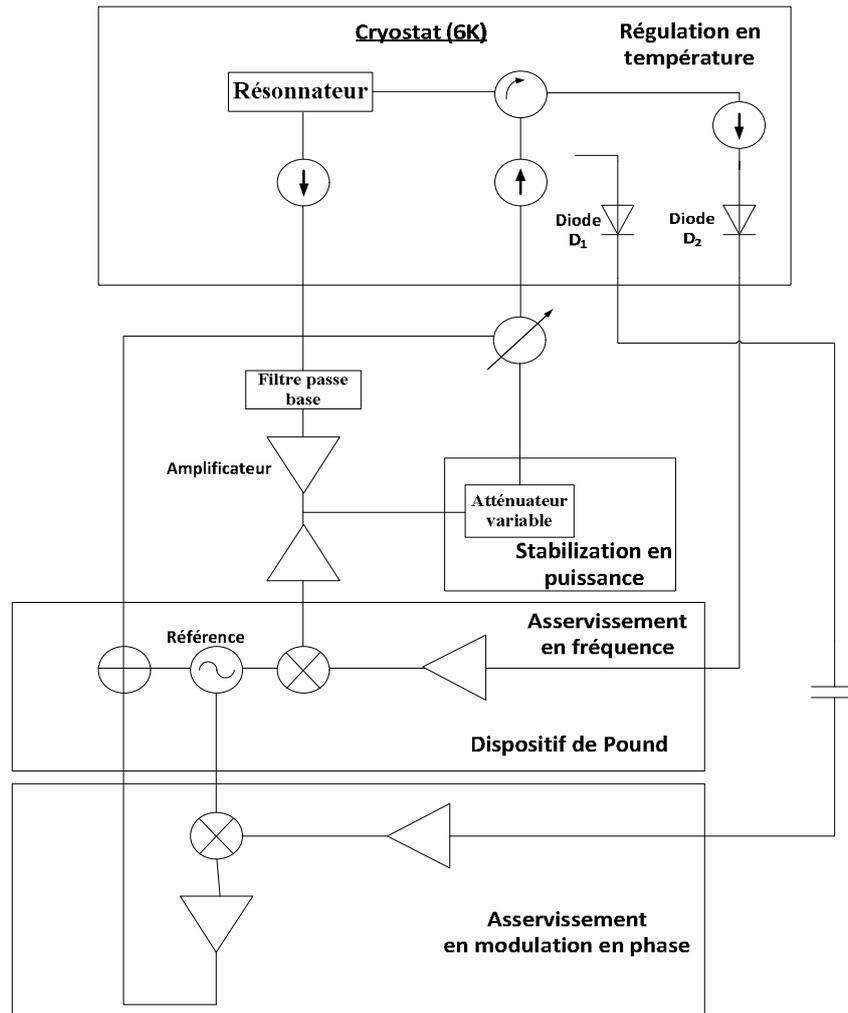


Figure II-2 Oscillateur à asservissements multiples.

L'oscillateur est composé d'un résonateur diélectrique opérant en transmission, et dont le mode de fonctionnement est sélectionné grâce à un filtre passe bas. L'asservissement de fréquence permet de maintenir l'oscillation sur la fréquence de résonance du résonateur.

Une seconde boucle est utilisée afin d'éviter les fluctuations de puissance de sortie et les variations des pertes d'insertion du dispositif. Un dernier asservissement est ajouté au circuit pour éliminer les effets de modulation d'amplitude et limiter les conversions AM-PM. Cette architecture conduit à d'excellents résultats.

Toutefois, ce type de circuit ressemble plutôt à un prototype. Et du fait de l'encombrement global, il ne peut pas être envisagé pour des applications embarquées.

Finalement, les autres principales caractéristiques des OCT sont citées ci-dessous :

- La puissance délivrée à la charge : elle est reliée directement au point de fonctionnement du transistor et aux effets des désadaptations par rapport à la charge et doit peu varier sur toute la bande d'accord. Son unité est donnée en dBm.
- Les niveaux de réjection des harmoniques indésirables: ce sont les différences entre les niveaux de puissance entre la fréquence fondamentale et ses harmoniques. Afin de réduire ces niveaux, un filtre passe bas peut être utilisé en sortie .Il sont exprimés en dB.
- La consommation DC du circuit : elle est donnée en mW. Il est nécessaire à la diminuer lors de la conception de l'oscillateur.
- D'autres caractéristiques des OCT sont moins critiques, comme le pushing qui exprime la variation de la fréquence d'oscillation face à une variation de la polarisation et le pulling qui exprime une variation de la fréquence d'oscillation par rapport à une variation du taux d'onde stationnaire de l'impédance de charge.

Après cette brève présentation du principe de fonctionnement d'un oscillateur, ainsi que les caractéristiques essentielles d'un OCT, le paragraphe suivant va concerner les méthodes d'analyse des oscillateurs

II.3 Analyse fondamentale d'oscillateurs

Les oscillateurs peuvent être analysés selon deux représentations : celle de la résistance négative et celle du système bouclé. Chaque représentation permet de déterminer les conditions de démarrage, et présente des avantages et inconvénients. Ces deux représentations décrivent des comportements équivalents et nous permettront d'aborder les notions de conditions d'oscillation, de stabilité et de facteur de qualité.

II.3.1 Oscillateurs sous forme de systèmes bouclés

Le principe de la représentation d'un oscillateur à système bouclé concerne les oscillateurs fonctionnant en transmission (Figure II-3). Il consiste à présenter l'oscillateur comme un amplificateur rebouclé sur un circuit passif permettant de fixer la fréquence d'oscillation et de délivrer un signal à la charge.

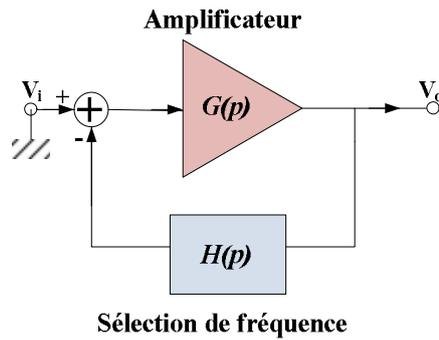


Figure II-3 Représentation d'un oscillateur sous forme de système bouclé

La fonction de transfert ou gain en boucle ouverte (FTBO) du système est $G_{BO}(p) = G(p) \cdot H(p)$. Le gain en boucle ouverte dans le plan complexe ($p = \sigma + j\omega$) est unitaire pour certaines valeurs de p , ce qui montre que la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de l'oscillateur possède un pôle instable p_i dans le plan complexe [39].

$$G_{BO}(p_i) = 1 \quad (II.1)$$

avec $\sigma_i > 0$ durant la période transitoire et $\sigma_i = 0$ en régime établi.

Cette formulation est exacte, cependant il existe très peu de simulateurs qui sont capables d'effectuer ces calculs dans le plan des fréquences complexes. Le travail est donc effectué dans le plan $p = j\omega$ où le diagramme de Bode de $G_{BO}(j\omega)$ sera tracé.

Les conditions de démarrage sont données alors par le critère de Barkhausen, à savoir, que la fréquence d'oscillation est déterminée pour une valeur nulle du déphasage total introduit par les deux éléments et que l'amplitude d'oscillation est atteinte lorsque le gain de boucle est supérieur à l'unité auxquelles il faut toutefois ajouter une condition sur la pente de la phase. Ainsi les conditions de démarrage d'oscillation pour cette représentation sont:

$$|G_{BO}(j\omega)| > 1 \quad (II.2)$$

$$\angle G_{BO}(j\omega) = 0 \quad (II.3)$$

$$\frac{\partial |G_{BO}(j\omega)|}{\partial \omega} < 0 \quad (II.4)$$

L'oscillateur ayant démarré, les oscillations vont croître vers le régime établi lors de la phase transitoire. Ce régime est atteint grâce à la présence d'éléments non linéaires, généralement des

transistors, qui diminuent le gain de la partie amplificatrice lorsque l'amplitude des oscillations augmente. Cette phase transitoire correspond à la décroissance de φ vers 0 et n'est pas calculable dans le domaine fréquentiel. En revanche, la simulation de type équilibrage harmonique (HB) permet de déterminer avec précision l'état établi du circuit, puisque $\varphi = 0$, qui correspond au régime harmonique.

II.3.2 Oscillateurs sous forme de résistances négatives

Le principe de la représentation d'un oscillateur à résistance négative concerne les oscillateurs fonctionnant en réflexion (Figure II-4). L'oscillateur est constitué de deux dipôles :

- Le premier représente la partie passive qui est constituée en général d'un résonateur qui présente des pertes et sert à sélectionner la fréquence d'oscillation.
- Le deuxième constitue la partie active, son rôle est de fournir une résistance négative permettant de compenser les pertes du premier dipôle.

L'oscillateur est constitué d'un transistor fermé sur des impédances de charge le rendant instable à la fréquence d'oscillation choisie. Les parties réactives de ces deux dipôles permettent de sélectionner la fréquence d'oscillation lorsqu'elles s'annulent.

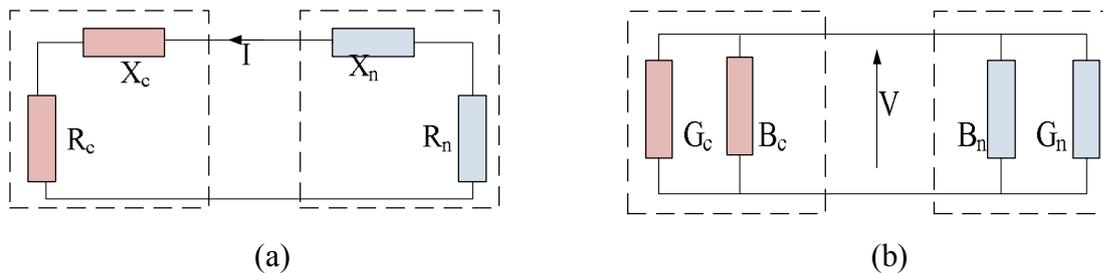


Figure II-4 Schéma de principe d'oscillateurs à (a) résistance et (b) à conductance négative

L'oscillateur peut être représenté par deux impédances ou deux admittances associées en parallèle ou en série. La partie active présente une impédance $R_n + jX_n$ ou admittance $G_n + jB_n$ qui possède des parties réelles R_n et G_n négatives, son rôle donc est de fournir de l'énergie au circuit. La partie passive présente une impédance $R_c + jX_c$ ou admittance $G_c + jB_c$, et permet de sélectionner la fréquence d'oscillation. Ces deux dipôles peuvent se connecter en parallèle ou en série. Ils donneront la même représentation schématique mais des critères d'oscillation différents suivant le

type de résonance, série ou parallèle. Suivant la configuration choisie les conditions de démarrage sont différentes.

La mise en équation de ce formalisme est donnée par Kurokawa [40] [41]. L'équation d'un oscillateur libre est la suivante (avec les 2 formalismes):

$$\Re Z_{in} + R_c + X_{in} I = 0 \quad (II.5)$$

$$\Re Y_{in} + G_c + B_{in} V = 0 \quad (II.6)$$

De plus, l'obtention d'une oscillation stable est réalisée si l'un des deux critères suivants est respecté :

$$\frac{\Re Z_{in} + R_c}{\Re Z_{in}} - \frac{\Re Z_{in} + R_c}{\Re Z_{in}} > 0 \quad (II.7)$$

$$\frac{\Re Y_{in} + G_c}{\Re Y_{in}} - \frac{\Re Y_{in} + G_c}{\Re Y_{in}} > 0 \quad (II.8)$$

avec A l'amplitude du signal et ω sa pulsation.

Il faut noter que le second terme des équations (II.7) et (II.8) est la plupart du temps négligeable devant le premier car, à la résonance, le terme dominant est la variation des réactances ou susceptances de charge (X_c ou B_c) par rapport à la fréquence devant la variation des résistances ou conductances de charge (R_c ou G_c).

A partir des équations ((II.5),(II.6),(II.7) et (II.8), se déduisent les conditions de démarrage des oscillations pour chacun des deux formalismes série ou parallèle. Dans le cas du formalisme série les conditions de démarrage sont données par les équations :

$$|R_c| + R_c < 0 @ \omega \quad (II.9)$$

$$|B_c| + B_c = 0 @ \omega \quad (II.10)$$

$$\frac{\Re Z_{in} + R_c}{\Re Z_{in}} + \frac{\Re Z_{in} + R_c}{\Re Z_{in}} > 0 \quad (II.11)$$

La valeur absolue de la résistance négative $|R_c|$ doit être supérieure à celle de la résistance de charge $|R_c|$ pour compenser les pertes dans la charge et ensuite avoir le démarrage d'une

oscillation. Ainsi la dérivée de $\frac{R_n + R_c}{\omega}$ doit donc être positive pour que $R_n + R_c$ puisse s'annuler lorsque l'amplitude augmente, et donc pour respecter l'équation de Kurokawa.

Dans le cas d'une résonance parallèle, les conditions de démarrage sont données par les équations :

$$R_n + R_c < 0 @ \omega_0 \quad (II.12)$$

$$R_n + R_c = 0 @ \omega_0 \quad (II.13)$$

$$\frac{d(R_n + R_c)}{d\omega} + \frac{d(R_n + R_c)}{d\omega} \omega > 0 \quad (II.14)$$

Ainsi pour ce type de formalisme, il est nécessaire de connaître le type de résonance pour réaliser l'analyse du circuit.

En ce qui concerne le régime établi, l'impédance (ou admittance) du circuit résonant et celle du transistor et de la résistance de charge vont s'équilibrer et donc s'annuler. Ainsi en régime établi les conditions sont :

$$R_n + R_c = 0 \quad (II.15)$$

$$R_n + R_c = 0 \quad (II.16)$$

Le choix d'une de ces méthodes repose sur leurs avantages et leurs inconvénients, mais la méthode en système bouclé reste mieux adaptée dans notre prochaine analyse, car elle nous offre la possibilité d'analyser les conditions de démarrage ainsi que la stabilité de l'oscillateur et déterminer son facteur de qualité.

Après cette présentation des méthodes d'analyse d'un oscillateur, la prochaine partie va concerner les outils essentiels de simulation des oscillateurs.

II.4 Outils de simulation d'oscillateurs

On présente dans cette partie deux outils essentiels utilisés pour simuler un l'oscillateur : le premier outil est le calcul de la boucle ouverte linéaire (BOL) qui permet de réaliser la simulation

du démarrage de l'oscillateur, et le deuxième est la simulation par équilibrage harmonique (harmonic balance) qui permet de simuler l'état établi de l'oscillateur.

II.4.1 Boucle ouverte linéaire

Cette analyse nécessite une intervention sur le modèle du transistor et est donc impossible à réaliser sur un modèle compilé. En effet, un endroit tout indiqué pour ouvrir la boucle du circuit est la source de courant commandée en tension du transistor (Figure II-5). [39]

L'ouverture de cette boucle s'effectue au seul endroit où il y a du gain. Une source AC vient commander la source de courant (Figure II-6) à la place de la source commandée V_{BE} .

L'unilatéralité de cet élément permet de calculer la FTBO de façon rigoureuse puisqu'on ne modifiera pas les conditions de charge du circuit.

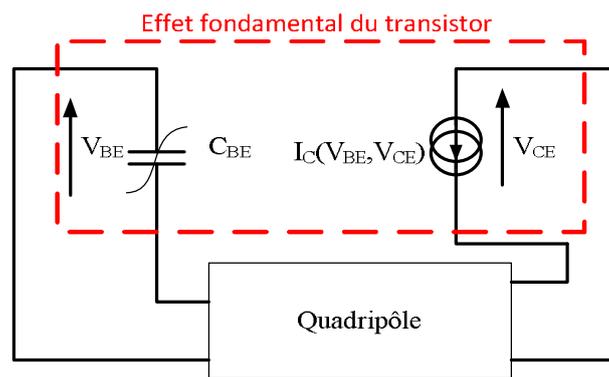


Figure II-5 Schéma simplifié de l'oscillateur mettant en avant l'effet fondamental du transistor rebouclé sur un quadripôle

Il suffit ensuite d'effectuer le rapport entre la tension de commande V_{EXT} et V_{BE} pour obtenir la fonction de transfert de la boucle ouverte (FTBO) linéaire (attention toutefois à ne pas ouvrir le chemin DC pour avoir une polarisation correcte du transistor).

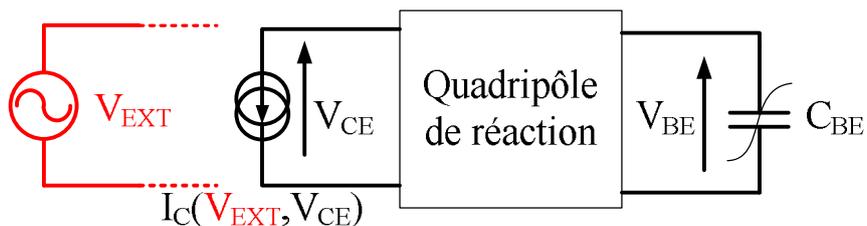


Figure II-6 Schéma simplifié de l'oscillateur en boucle ouverte

Le gain en boucle ouverte linéaire est donc défini par le rapport entre la tension V_{BE} et V_{EXT} :

$$G_{BO} = \frac{V_{BE}}{V_{EXT}}$$

Les conditions d'oscillation sont ainsi définies par les équations ((II.2), (II.3) et (II.4)).

La FTBO est donc importante dans la définition de la fréquence d'oscillation et sera l'une des étapes importantes de l'analyse des instabilités du circuit. Elle est un outil visuel qui permet au concepteur d'effectuer des réglages rapides et permet aussi de détecter d'éventuelles autres instabilités et d'appliquer des marges de stabilité en gain ou/et en phase sur celles-ci, à la fréquence souhaitée.

Enfin, la FTBO est aussi utilisée pour déterminer le coefficient de qualité du circuit en charge [30] donné en (II.17) et dont dépend le bruit de phase que générera le circuit.

$$Q_{eff} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\frac{1}{Q_{11}} + \frac{1}{Q_{22}} + \frac{1}{Q_{33}}} \right] \quad (II.17)$$

II.4.2 Simulation par équilibrage harmonique

La simulation par équilibrage harmonique permet de résoudre le régime établi de circuits complexes avec un temps de calcul réduit. Le nombre d'harmoniques utilisés est choisi par l'utilisateur, il doit être assez faible pour ne pas trop augmenter le temps de calcul tout en étant assez important pour obtenir la bonne solution.

Le principe général est de séparer les éléments linéaires, définis dans le domaine fréquentiel, des éléments non-linéaires, définis dans le domaine temporel, en sous-circuits reliés par des nœuds. L'idée est ensuite d'appliquer à chaque nœud une valeur de tension $V(k\omega_0)$ à chaque harmonique puis de vérifier que la loi de kirchhoff des nœuds est bien respectée. Finalement, l'objectif est de trouver les zéros de l'équation de kirchhoff (II.18):

$$I_{NL}(V) + I_{L}(V) = I_{S}(V) = 0 \quad (II.18)$$

Les méthodes itératives permettent de déterminer ces zéros, notamment la méthode de Newton communément employée dans les simulateurs commerciaux.

Dans le cas réel, c'est le bruit d'un oscillateur qui va être amplifié et donner naissance aux oscillations. En simulation, le circuit sera excité par une source externe pour converger vers une solution non nulle, dont on ne connaît pas la fréquence à priori. La tension de cette source externe ainsi que la fréquence d'oscillation devront être déterminées par le simulateur de façon à placer le circuit en régime établi. Il effectuera donc des simulations HB itératives avec pour variables la tension du générateur et la fréquence fondamentale.

Une solution pour "aider" le simulateur à estimer ces variables est d'utiliser le gain de boucle ouverte de l'oscillateur. Pour chaque tension, le simulateur déterminera s'il existe une fréquence pour laquelle la FTBO est unitaire. Un outil permettant de calculer ce gain boucle ouverte non-linéaire est donc utilisé, il est nommé OscPort dans le simulateur Advanced Design System (Figure II-7)

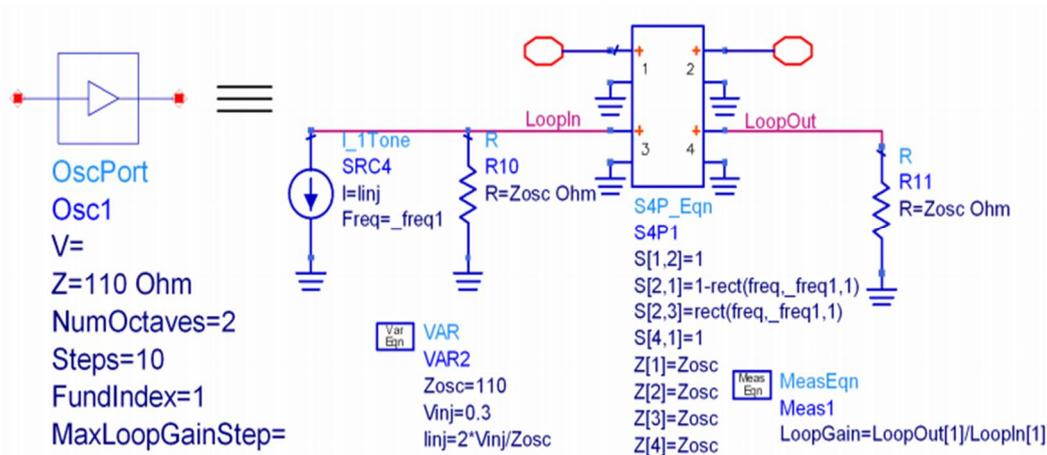


Figure II-7 Schéma du module OscPort

Le module OscPort peut être assimilé à un octopole: le signal est transmis de l'accès 1 vers l'accès 2 aux fréquences harmoniques (pas au fondamental) tandis que la transmission est totale de l'accès 2 vers l'accès 1. Il est donc transparent aux harmoniques et un isolateur unidirectionnel au fondamental. Cela permet de garder les conditions de charge du circuit aux harmoniques et de l'ouvrir au fondamental pour injecter un signal d'excitation grâce au passage de l'accès 3 vers l'accès 2. Enfin, le signal de retour est récupéré sur l'accès 4 grâce au passage de l'accès 1 vers l'accès 4.

Donc à chaque itération, une nouvelle tension de commande est appliquée, ensuite le calcul de la FTBO permet de déterminer si le régime établi est atteint. Enfin le logiciel réalise une dernière simulation en boucle fermée permettant de préciser la fréquence d'oscillation et la puissance de

l'oscillateur. Par contre, le placement de ce module dans le circuit reste judicieux, en effet un mauvais placement de ce dernier ne permet pas la convergence de la simulation. Ainsi la plupart du temps ce module est placé dans la partie boucle de réaction proche de la sortie RF de notre oscillateur. Cet outil ne donne qu'une tendance du gain en boucle ouverte mais cela suffit pour statuer si le régime établi est atteint ou non.

Après cette description des formalismes classiques employés pour analyser un oscillateur, ainsi que les conditions de démarrage d'une oscillation, les conditions de l'état établi et les outils essentiels de simulation d'un oscillateur, Nous allons présenter les principes généraux d'analyse et de conception d'un OCT à large bande d'accord.

II.5 Les oscillateurs à large bande d'accord

Pour que le circuit oscillateur fonctionne sur une large bande d'accord, un ou plusieurs éléments du circuit doivent être variables en fonction d'une tension de commande, ces éléments sont généralement des capacités variables.

La difficulté réside alors dans le fait d'avoir une résistance négative sur une large bande de fréquence en même temps qu'un accord du résonateur sur cette même bande. La bande d'accord est directement liée au rapport de la variation C_{\max}/C_{\min} de la capacité du varactor.

Il existe plusieurs topologies d'OCT dans la littérature [42], qui permettent de réaliser une large bande d'accord. Dans toutes ces topologies la diode varactor reste l'élément clé.

Dans un OCT traditionnel, la fréquence d'oscillation évolue selon la variation d'une seule capacité associée à une inductance fixe. L'une des méthodes employées pour réaliser une large bande d'accord est d'utiliser une matrice de capacités afin de commuter entre les sous-bandes possibles. En général, cette solution est utilisée avec la technologie MOS [43] [44] [45] et permet d'avoir une bande d'accord importante mais divisée en sous bandes. En revanche, cette technique nécessite des tensions de contrôle supplémentaires et souffre d'un niveau de bruit supérieur dû à l'utilisation des technologies MOS. La Figure II-8 montre le principe simplifié d'un OCT qui utilise un matrice de capacités, avec C_0 , C_1 et C_2 qui sont les capacités commutées et qui sont choisies à l'aide des tensions de commande V_0 , V_1 et V_2 . De plus R_n et C_n représentent respectivement la résistance négative et la capacité équivalente de la partie active (transistor) de l'OCT. Ces capacités (C_0 , C_1 et C_2) sont mises en parallèle avec l'inductance L et le varactor C_v .

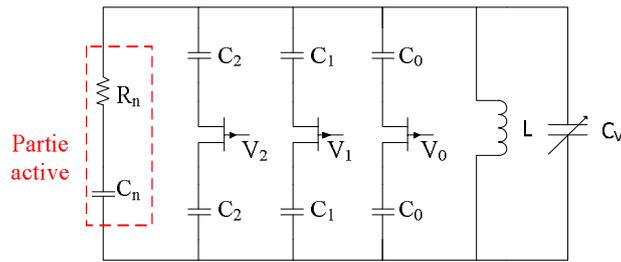


Figure II-8 Principe simplifié d'un OCT qui utilise une matrice de capacités commutées

D'autres techniques récentes sont employées, comme l'utilisation de plusieurs varactors dans différents endroits du circuit (double tuned, triple tuned). [46] [47] [48]. La Figure II-9 montre un OCT qui utilise trois varactors sur les différents accès du transistor, C_{jb} sur la base, C_{jc} sur le collecteur et C_{je} sur l'émetteur (triple tuned). Le choix du type des réactances de l'ensemble des capacité/inductance de chaque accès est soumis à des conditions basées sur un calcul détaillé [47].

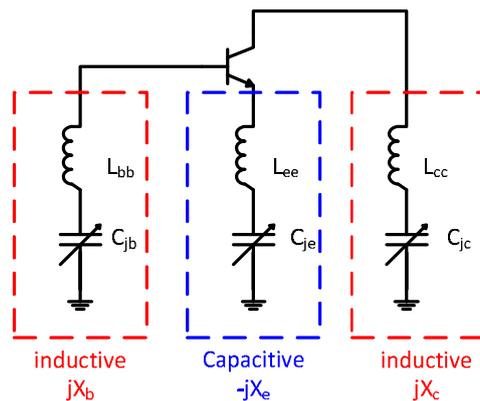


Figure II-9 Principe d'un OCT utilisant trois varactors sur la base C_{jb} , le collecteur C_{jc} et l'émetteur C_{je} du transistor (triple tuned)

Le respect des conditions précises sur le choix des valeurs des capacités permet d'avoir une bande d'accord qui peut atteindre 2 octaves de bande. Cette technique permet d'avoir une large bande d'accord mais nécessite des tensions de commande supplémentaires par rapport à un OCT traditionnel.

Il existe aussi d'autres oscillateurs dits en anneau qui permettent d'avoir une large bande d'accord mais cette solution souffre d'un mauvais niveau de bruit de phase due à l'utilisation de plusieurs étages. De plus ce type d'oscillateurs est moins employé en haute fréquence [49].

Dans l'application que nous devons développer, la contrainte est d'avoir un circuit entièrement intégré y compris le varactor avec un TBH monté en émetteur commun. Nous allons donc dans le paragraphe suivant analyser les topologies classiques d'oscillateur Hartley, Colpitts et Clapp afin de trouver celle qui permet d'obtenir une large bande d'accord à l'aide d'un varactor.

II.5.1 Analyse des oscillateurs classiques

Afin de prédire laquelle parmi ces topologies est la meilleure à employer, on va analyser leurs principes de fonctionnement ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Chacun des oscillateurs classiques peut se représenter par un amplificateur fermé sur trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 dites impédances de fermeture qui constituent la partie passive. (Figure II-10 (a)). De plus V_e et V_o représentent les tensions d'entrée et de sortie.

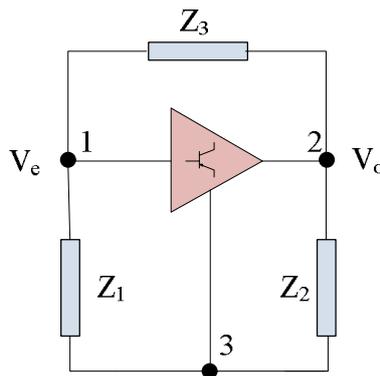


Figure II-10 Schéma de principe d'un oscillateur classique à trois accès

Afin de prédire les conditions nécessaires employées pour le choix de types des éléments du circuit oscillateur nous allons calculer le gain en boucle ouverte G_{BO} du circuit. A l'aide du schéma équivalent simplifié l'amplificateur de la Figure II-11 où R_0 est la résistance de sortie et G_m la transconductance de l'amplificateur :

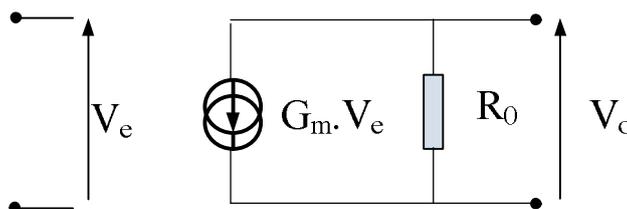


Figure II-11 Schéma équivalent simplifié de l'amplificateur

Le schéma de la Figure II-10 devient le suivant (Figure II-12) avec lequel nous calculons le gain en boucle ouverte G_{BO} :

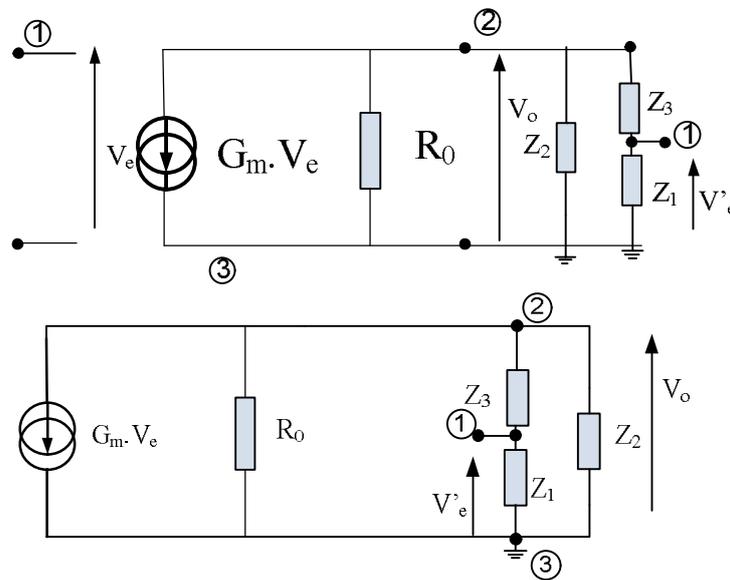


Figure II-12 Schémas équivalents de l'oscillateur

On peut déduire à partir de cette figure que la tension d'entrée s'écrit de la manière suivante :

$$V'_e = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} V_e \quad (\text{II.19})$$

De l'autre côté de la boucle on peut écrire la tension d'entrée de la façon suivante:

$$V_e = \frac{Z_2 + Z_3}{G_m \cdot R_0 \cdot Z_2 + Z_2 + Z_3} \cdot V_o \quad (\text{II.20})$$

Le gain en boucle ouverte s'écrit comme le rapport des tensions des deux côtés de la boucle :

$$G_{BO} = \frac{V_o}{V'_e} = \frac{G_m \cdot R_0 \cdot Z_2 \cdot Z_3}{R_0 \cdot Z_2 + Z_2 + Z_3 + Z_2 + Z_3} \quad (\text{II.21})$$

Pour des oscillateurs « LC », les impédances de fermetures sont constitués d'éléments réactifs purs (inductances et capacités), pour cela les impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 seront remplacées par jX_1 , jX_2 et jX_3 et le gain en boucle ouverte sera donné par l'équation suivante:

$$G_{BO} = \frac{-G_m \cdot R_0 \cdot X_2 \cdot X_3}{R_0 \cdot X_2 + X_2 + X_3 + X_2 + X_3} \quad (\text{II.22})$$

Pour que le gain en boucle ouverte G_{BO} soit réel il faut que :

$$X_{\text{1}} + X_{\text{2}} + X_{\text{3}}=0 \tag{II.23}$$

A partir des équations (II.22) et (II.23) on obtient l'équation suivante :

$$\frac{X_{\text{3}}}{X_{\text{1}}} = - G_{\text{BO}} R_{\text{BO}} \frac{X_{\text{2}}}{X_{\text{1}}} \tag{II.24}$$

Ainsi, à partir de l'équation (II.24), on peut déduire que pour que le système soit considéré comme un oscillateur, il faut que le gain en boucle ouverte G_{BO} soit réel positif. En conséquence on peut conclure que X_{1} et X_{2} doivent avoir le même signe, soit capacitives soit inductives. De plus il faut que X_{3} ait un signe opposé à celle de X_{1} et X_{2} . D'ici vient le développement de base des oscillateurs de Hartley et Colpitts. Si X_{1} et X_{2} sont inductives et X_{3} capacitive, l'oscillateur est un montage Hartley Figure II-13 (a), et l'approximation de sa fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_{\text{0}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_{\text{1}} + L_{\text{2}})}} \tag{II.25}$$

Ce type d'oscillateur est utilisé en RF depuis longtemps, mais maintenant il est peu employé parce qu'il présente des inconvénients par rapport aux autres types d'oscillateurs comme l'utilisation de 2 inductances : cela nécessite une espace important pour la conception d'oscillateurs entièrement intégrés.

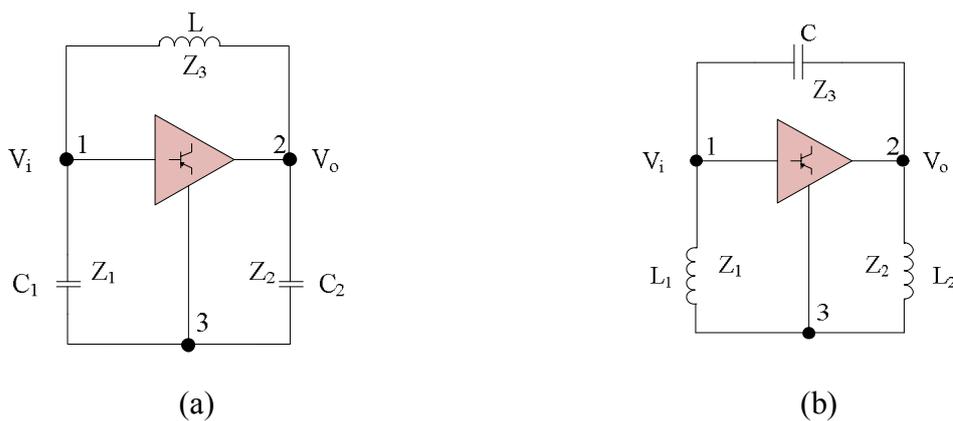


Figure II-13 Schéma de principe des oscillateurs classique Colpitts (a) et Hartley (b)

Si X_{1} et X_{2} sont capacitives et X_{3} est inductive, l'oscillateur est un montage Colpitts Figure II-13 (b), et l'approximation de sa fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}} \text{ avec } \frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (\text{II.26})$$

Par comparaison avec l'oscillateur Hartely, l'oscillateur Colpitts présente des avantages parce qu'il ne nécessite qu'une seule inductance au lieu de deux, ce qui prend de la place dans un circuit MMIC.

Cependant, l'utilisation de ce type d'oscillateur pour concevoir un OCT, reste limitée par un inconvénient : le fait de varier une des deux capacités entraîne une variation du rapport de la rétroaction sur toute la bande d'accord.

L'oscillateur Clapp peut résoudre ce problème en remplaçant l'inductance du circuit de Colpitts par une inductance en série avec la capacité, dans ce cas le rapport de la rétroaction reste constant en fonction de la variation de cette capacité (Figure II-14).

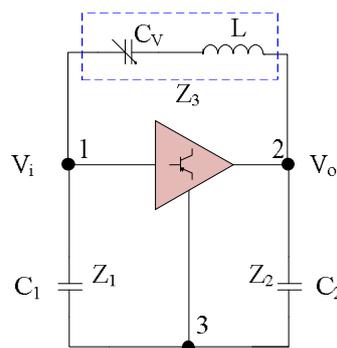


Figure II-14 Schéma de principe d'un oscillateur Clapp

En outre l'approximation de sa fréquence d'oscillation sera donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2 + C_3)}} \text{ avec } \frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad (\text{II.27})$$

Après cette brève description des oscillateurs classiques, on va passer à la partie concernant l'étude non-linéaire de la conception des OCT Colpitts et Clapp afin d'avoir une large bande d'accord. Ces OCT vont être caractérisés en terme de bande d'accord et de bruit de phase ainsi que de puissance de sortie.

II.5.2 Analyse non-linéaire des OCT Colpitts et Clapp

Dans cette partie, nous allons présenter la conception des oscillateurs accordables en tension de type Colpitts et Clapp afin de comparer leurs caractéristiques importantes comme la bande d'accord, le bruit de phase, la puissance de sortie et le cycle de charge. Une étude non-linéaire complète sera effectuée.

Cette étude commence par la conception d'un oscillateur à fréquence fixe à 3 GHz (qui est la fréquence centrale de l'OCT que nous devons concevoir) en utilisant une méthodologie de minimisation de bruit de phase développée par Branger [50]. Cette méthodologie consiste à faire fonctionner le transistor en amplificateur pour qu'il délivre une puissance ajoutée maximale, cette puissance devant, ensuite être dissipée pour sa plus grande part dans le résonateur et le reste dans la charge.

A cette condition, s'ajoute une contrainte supplémentaire sur cet amplificateur qui sera rebouclé par le circuit passif pour réaliser l'oscillateur : il ne devra pas fonctionner dans des zones où le bruit BF est trop important (zone à fort courants de base, zone de conduction de la jonction base-collecteur, zone d'avalanche) (Figure II-15) de façon à réduire le bruit de phase (et par là même réduire cette puissance ajoutée : un compromis sera alors nécessaire entre les 2 conditions)

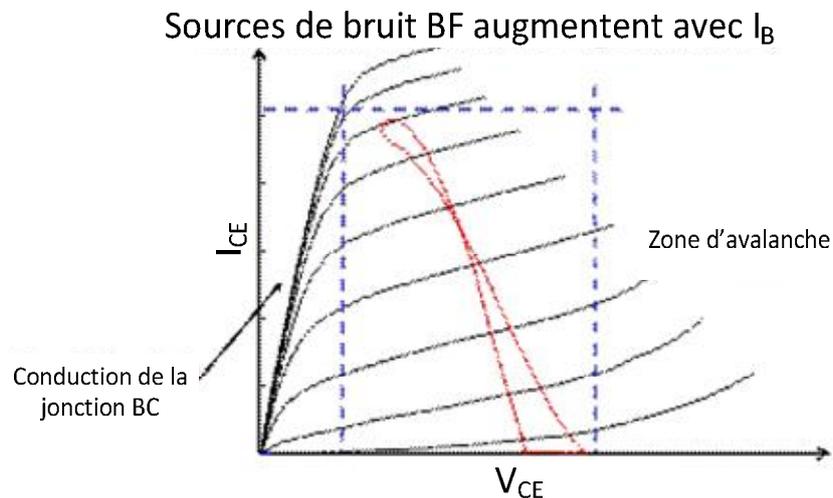


Figure II-15 Limite en pointillé du cycle de charge pour minimiser le bruit de phase

Dans un deuxième temps, nous ferons varier une par une les capacités présentes dans chacune de ces 2 topologies afin de comparer les performances des OCT pour choisir la plus performante pour le circuit à réaliser.

II.5.2.1 Etude en amplificateur

Cette étape consiste à adapter le transistor pour qu'il délivre sa puissance ajoutée maximale en s'appuyant sur la forme du cycle de charge.

Le transistor utilisé, présenté dans le chapitre 1 pour réaliser l'oscillateur est un TBH HB20M de 6 doigts d'émetteur de $2 \times 40 \mu\text{m}^2$ de la fonderie UMS.

Dans un premier temps, le point de polarisation du transistor est défini de manière à avoir une puissance de sortie raisonnable (quelques dBm). Pour cela on a choisi un courant de collecteur de 30mA soit une densité de 6.25 kA/cm^2 et une tension V_{CE0} de 3V (ces valeurs tiennent compte des contraintes technologiques en densité de courant (33 kA/cm^2 maximum en continu) et tension V_{CE0} max (4V) imposées par la fonderie UMS). Ce point de polarisation correspond à une classe AB profonde qui, d'après l'expérience déjà acquise avec d'autres conceptions d'oscillateurs [51], permet d'obtenir un cycle de charge de l'oscillateur qui respecte les critères évoqués ci-dessus. En entrée, une polarisation mixte (une source de tension et une résistance) est utilisée de façon à éviter des problèmes d'instabilités qui se produisent avec une polarisation en courant de base pure. La première simulation à faire, de type load-pull est présentée Figure II-16.

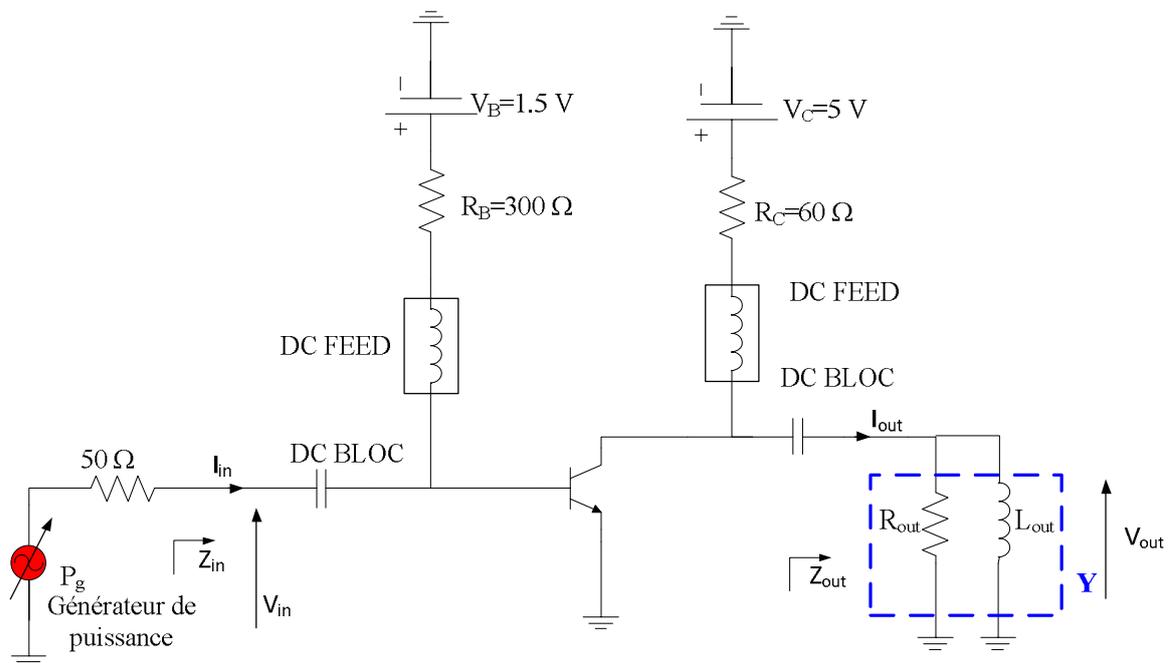


Figure II-16 Simulation load-pull de l'amplificateur

Cette simulation consiste à déterminer les impédances de charge (Z_{out}) et d'entrée (Z_{in}) du transistor permettant d'obtenir le maximum de puissance ajoutée ($P_{out} - P_{in}$) à la fréquence de 3 GHz.

Dans cette simulation nous pouvons faire varier à la fois l'admittance de sortie Y (représentée par la résistance R_{out} mise en parallèle avec l'inductance L_{out}) et la puissance délivrée à l'amplificateur P_g . Pour le point de polarisation choisi ($V_{CE0}=3V$, $I_{CE0}=30mA$), on contrôle l'allure du cycle de charge grâce à la résistance et à l'inductance d'accord : la résistance permet de régler l'inclinaison du cycle tandis que l'inductance agit sur la surface du cycle. Enfin, la valeur de la puissance délivrée à l'amplificateur P_g est ajustée afin d'optimiser le cycle de charge de l'amplificateur. Après ajustement de ces paramètres, la Figure II-17 présente le tracé de la puissance de sortie P_{out} , la puissance ajoutée P_{aj} et le gain en puissance G_L en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour une admittance de sortie Y équivalente à une résistance R_{out} de 30Ω et une inductance L_{out} de 3 nH en parallèle correspondant à l'impédance présentée pour obtenir la puissance ajoutée maximale P_{ajMax} .

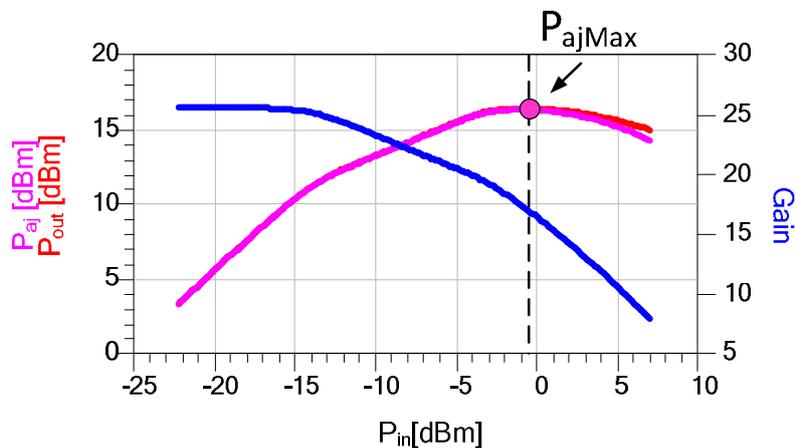


Figure II-17 Résultat de la simulation load-pull de l'amplificateur

Les résultats de cette simulation sont donnés TAB. II.1 : la puissance d'entrée P_{in} , la puissance de sortie P_{out} , la puissance ajoutée maximale P_{ajMax} , le gain en puissance de l'amplificateur G_L et la compression du gain en puissance de l'amplificateur C_G .

P_{in} (mW)	P_{out} (mW)	P_{ajMax} (mW)	G_L (dB)	C_G (dB)
0.79	44.05	43.26	17.42	8.21

TAB. II.1 Valeurs des paramètres simulés en load-pull du transistor pour une puissance ajoutée maximale

Le cycle de charge résultant de cette simulation à la puissance ajoutée maximale est présenté en Figure II-18.

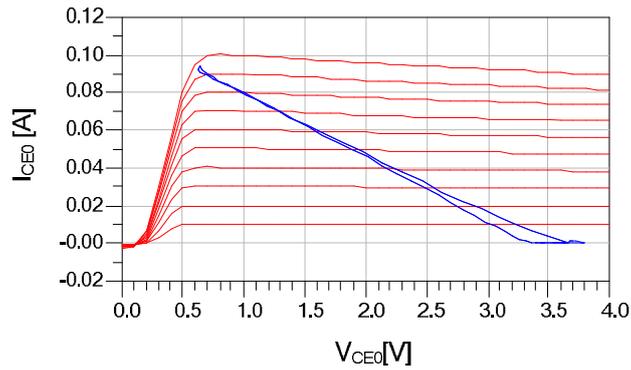


Figure II-18 Simulation du cycle de charge à 3GHz à la puissance ajoutée maximale

La Figure II-19 présente les formes temporelles des tensions V_{BE} et V_{CE} intrinsèques et des courants I_{BE} et I_{CE} intrinsèques du transistor.

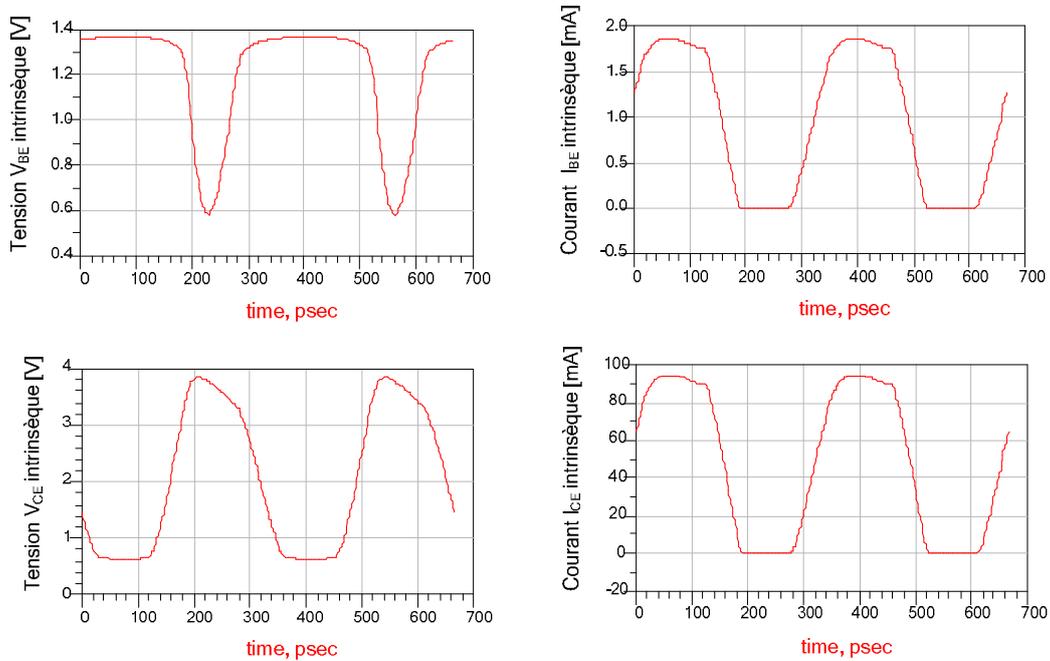


Figure II-19 Les formes temporelles des tensions V_{BE} et V_{CE} intrinsèques et des courants I_{BE} et I_{CE} intrinsèques du transistor

Ces formes temporelles montrent que la tension collecteur-émetteur dynamique V_{CE} est limitée à un niveau maximal de 4V tandis que le niveau de courant collecteur maximal est de 90 mA.

A partir de cette simulation, le TAB. I.2 présente les impédances d'entrée Z_{in} et de sortie Z_{out} (en parties réelle et imaginaire) à présenter directement aux bornes du transistor ainsi que les tensions d'entrée V_{in} , de sortie V_{out} et leur rapport N (en module et phase) afin de réaliser l'optimisation des réseaux de contre réaction des oscillateurs Colpitts et Clapp :

$Z_{in} (\Omega)$	$Z_{out} (\Omega)$	$V_{in} (V)$	$V_{out} (V)$	$N=V_{out} (V)/ V_{in} (V)$
2.09 -j 10.12	23.51 + j 12.3	0.28/-67°	1.62/104°	5.69/172°

TAB. II.2 Caractéristiques obtenues lors de la première étape de la méthodologie.

II.5.2.2 Détermination de la boucle de réaction de l'oscillateur Colpitts à 3GHz

Le principe de cette méthode repose sur l'optimisation « petit signal » à une fréquence donnée, des éléments passifs (R_s qui représente les pertes de l'inductance L_s , L_s , C_1 et C_2) qui constitue la boucle de réaction de l'oscillateur (Figure II-20). L'amplificateur est représenté par son impédance d'entrée $Z_{in} = 2.09 -j 10.12\Omega$ remplacée par une résistance R_{in} de 2.09Ω en série avec une capacité C_{in} de 5.24 pF . De plus la charge R_{charge} est connectée en sortie et sera optimisée en même temps que les éléments passifs.

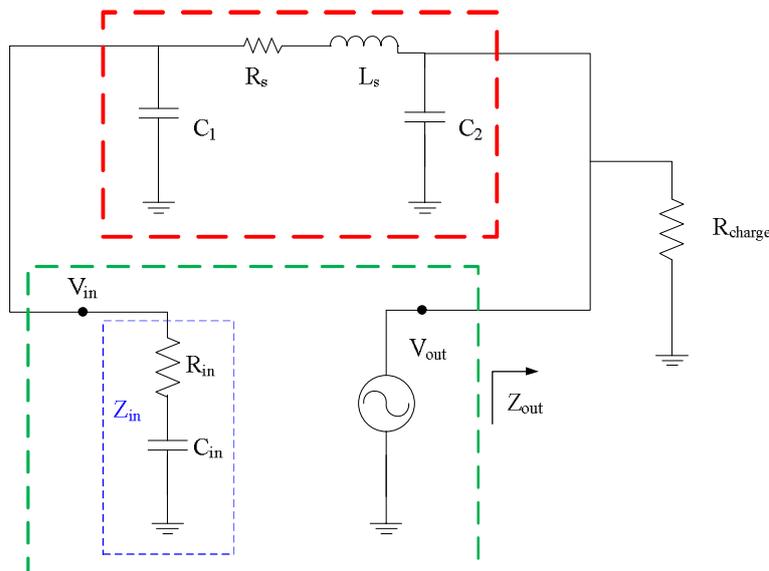


Figure II-20 Principe d'optimisation du réseau passif de l'oscillateur Colpitts

De plus, la tension V_{out} en sortie de l'amplificateur est représentée par une source de tension. La boucle de réaction est connectée en sortie à une résistance de charge qui représente la charge de l'oscillateur.

Les éléments passifs sont donc optimisés afin de retrouver les valeurs de l'impédance de sortie Z_{out} , et le gain en tension $N=V_{out}/V_{in}$ en module et en phase, obtenues lors de l'adaptation de la partie amplificateur (II.5.2.1) et présentées dans TAB. II.2.

Après cette phase d'optimisation linéaire, les résultats obtenus sont présentés dans TAB. II.3 pour l'impédance de sortie Z_{out} (en partie réelle et imaginaire), la tension d'entrée et le gain en tension N (en module et phase). Ils sont à comparer aux résultats du TAB. II.2.

$Z_{out} (\Omega)$	$\varphi = \frac{\varphi_{out}}{\varphi_{in}}$
23.78+j 12.64	5.74/171°

TAB. II.3 Caractéristiques obtenues après optimisation de la boucle de réaction de l'oscillateur Colpitts

Les valeurs des éléments passifs obtenues après la phase d'optimisation de la boucle de réaction sont présentées dans le TAB. II.4.

L_s [nH]	R_s [Ω]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	R_{Charge}
2.1	0.1	3.8	0.61	30

TAB. II.4 Les éléments passifs de la contre réaction de l'oscillateur Colpitts obtenus après optimisation

L'étape suivante est la simulation de l'état établi de l'oscillateur.

II.5.2.3 Simulation de l'oscillateur Colpitts à 3 GHz

L'oscillateur Colpitts présenté en Figure II-21 est la combinaison de la partie amplificateur étudié dans le paragraphe II.5.2.1, pour un fonctionnement en puissance ajouté maximum, et la partie passive optimisée à la fréquence de 3 GHz dans II.5.2.2 qui nous donne les valeurs des éléments passifs (L_s , R_s , C_1 , C_2 et R_{Charge}) montrés dans le TAB. II.4.

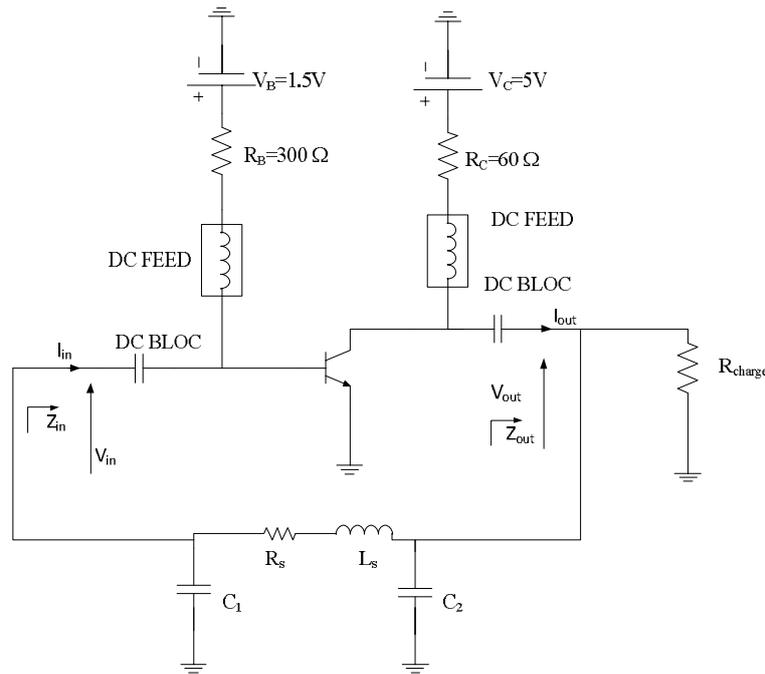


Figure II-21 Schéma de l'oscillateur Colpitts

La première simulation concerne le calcul du gain en boucle ouverte linéaire afin de vérifier qu'une oscillation peut démarrer au voisinage de la fréquence voulue et qu'il n'y a pas d'autres oscillations parasites ((II.2), (II.3) et (II.4)). La Figure II-22 montre une fréquence de démarrage de 3.25 GHz et un gain en boucle ouverte de 7.75 dB.

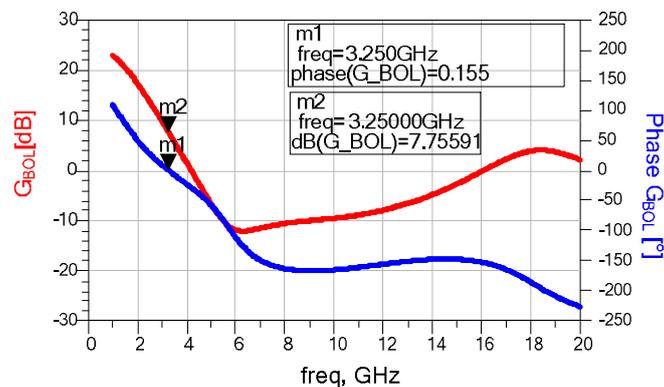


Figure II-22 Gain en boucle ouverte linéaire de l'oscillateur

La simulation en équilibrage harmonique (HB) de cet oscillateur nous donne une fréquence d'oscillation de 3.04 GHz et un cycle de charge présenté Figure II-23.

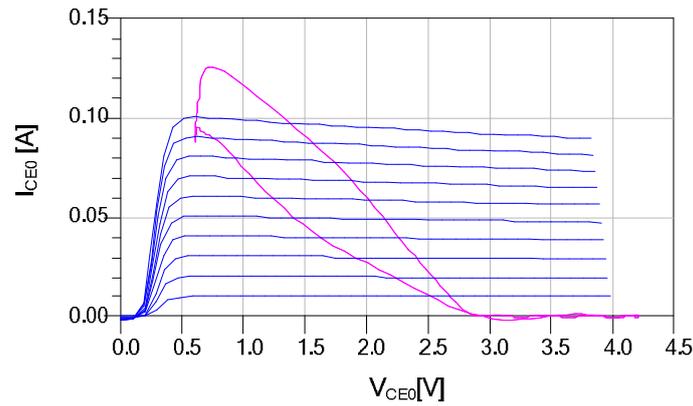


Figure II-23 Cycle de charge de l'oscillateur Colpitts

La différence entre ce cycle et celui déjà obtenu lors de l'étude de la partie amplificateur dans Figure II-18 vient du fait que l'optimisation de la contre réaction est effectuée en petit signal seulement à la fréquence de 3 GHz et qu'il n'est donc pas tenu compte dans cette optimisation des valeurs des impédances présentées par ces éléments aux harmoniques de cette fréquence. En fait, cette optimisation linéaire très rapide permet d'avoir un point de départ sur les valeurs des éléments passifs de contre réaction et d'obtenir la fréquence d'oscillation voulue. Les différentes puissances d'entrée et de sortie du transistor, le gain du transistor, la puissance dans la résistance de charge et le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse sont données dans le TAB. II.5.

P_{in} (mW)	P_{out} (mW)	P_{aj} (mW)	G_L (dB)	P_{Charge} (dBm)	S_{Φ} (dBc/Hz) @100 kHz
0.81	52.5	51.69	18.13	17.12	-88.6

TAB. II.5 Bilan de puissance obtenu lors de la simulation en équilibre harmonique de l'oscillateur Colpitts

Les formes d'ondes des tensions V_{BE} et V_{CE} intrinsèques et des courants I_{BE} et I_{CE} intrinsèques du transistor lors de cette simulation sont présentées dans la Figure II-24 et montrent que le niveau maximal de la tension dynamique en sortie du transistor V_{CE} intrinsèque dépasse 4V. En outre le niveau du courant I_{CE} intrinsèque atteint le niveau de 125 mA qui est un niveau trop élevé par rapport au niveau obtenu lors de la phase d'étude de l'amplificateur.

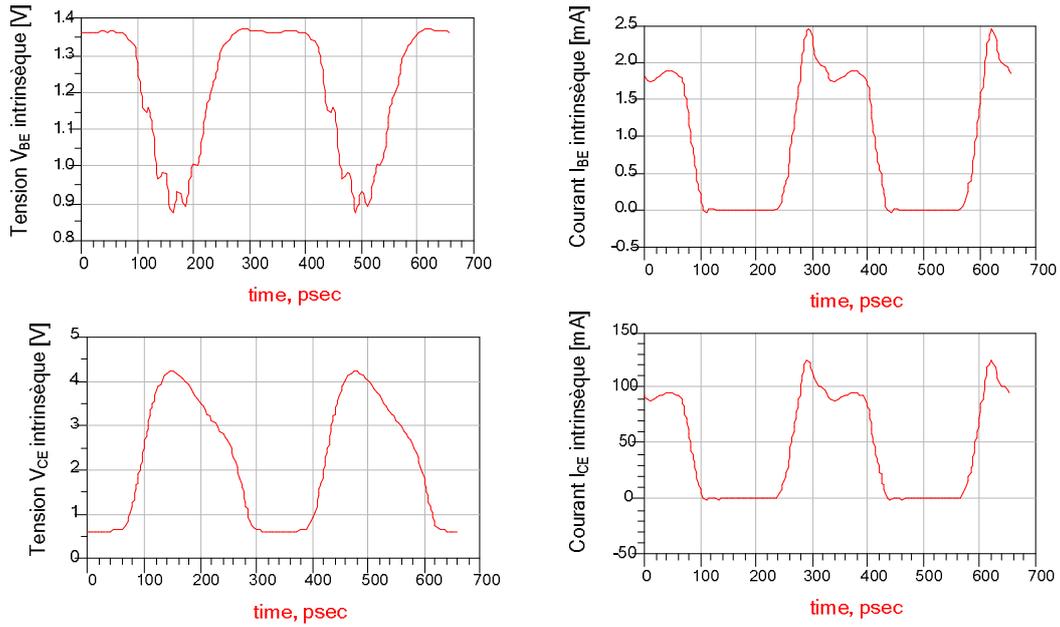


Figure II-24 Les formes d'ondes obtenus lors de la simulation de l'oscillateur Colpitts

II.5.2.4 Détermination de la boucle de réaction de l'oscillateur Clapp à 3 GHz

Le même principe que celui mis en œuvre pour optimiser la boucle de réaction de l'oscillateur Colpitts dans II.5.2.2, est utilisé pour l'oscillateur Clapp afin d'obtenir les valeurs des éléments passifs (R_S , L_S , C_1 , C_2 , C_S et R_{Charge}) qui constituent la boucle de réaction Figure II-25. Bien entendu les objectifs de l'optimisation restent les mêmes que pour l'oscillateur précédent, à savoir les valeurs du TAB. II.2.

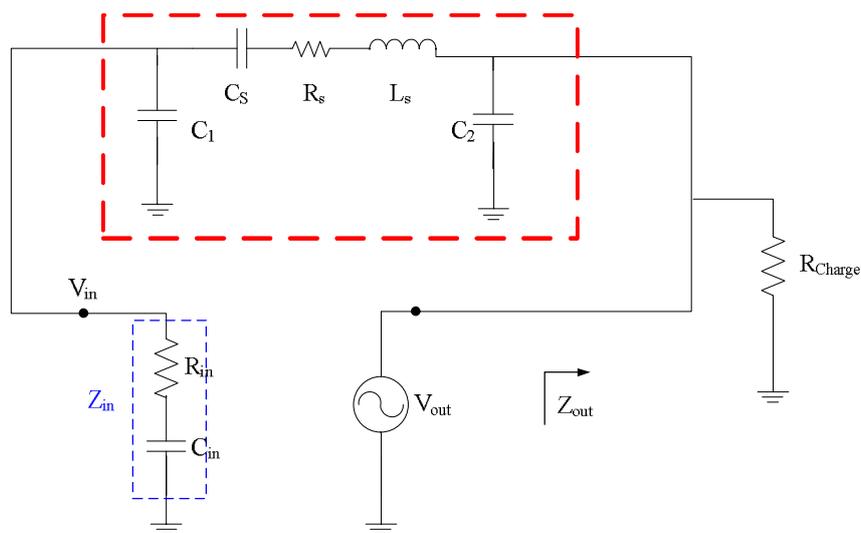


Figure II-25 Principe d'optimisation du réseau passif de l'oscillateur Clapp

Après cette étape d'optimisation, le TAB. II.6 présente les résultats obtenus pour l'impédance de sortie Z_{out} (en partie réelle et imaginaire), la tension d'entrée et le gain en tension N (en module et phase). Ils sont à comparer aux résultats du TAB. II.2.

$Z_{out} (\Omega)$	$\frac{V_{in}}{V_{out}}$
23.87+j 12.48	5.72/172°

TAB. II.6 Caractéristiques obtenus après optimisation de la boucle de réaction de l'oscillateur Clapp

Enfin, les caractéristiques obtenues après optimisation de la boucle de réaction nous amène aux valeurs des éléments passifs présentés dans le TAB. II.7.

$L_s[\text{nH}]$	$R_s[\Omega]$	$C_s[\text{pF}]$	$C_1[\text{pF}]$	$C_2[\text{pF}]$	$R_{\text{Charge}}[\Omega]$
6.7	8	0.5	12	1.8	35

TAB. II.7 Les éléments passifs de la contre réaction de l'oscillateur Clapp obtenus après optimisation

Après cette étape on réalise la simulation de l'état établi de l'oscillateur en utilisant la simulation équilibrage harmonique.

II.5.2.5 Simulation de l'oscillateur Clapp à 3 GHz

De la même façon que pour l'oscillateur Colpitts, on va simuler l'oscillateur Clapp présenté Figure II-26 . Les éléments passifs optimisés (L_s , R_s , C_1 , C_2 , C_s et R_{Charge}) sont donnés dans le TAB. II.7.

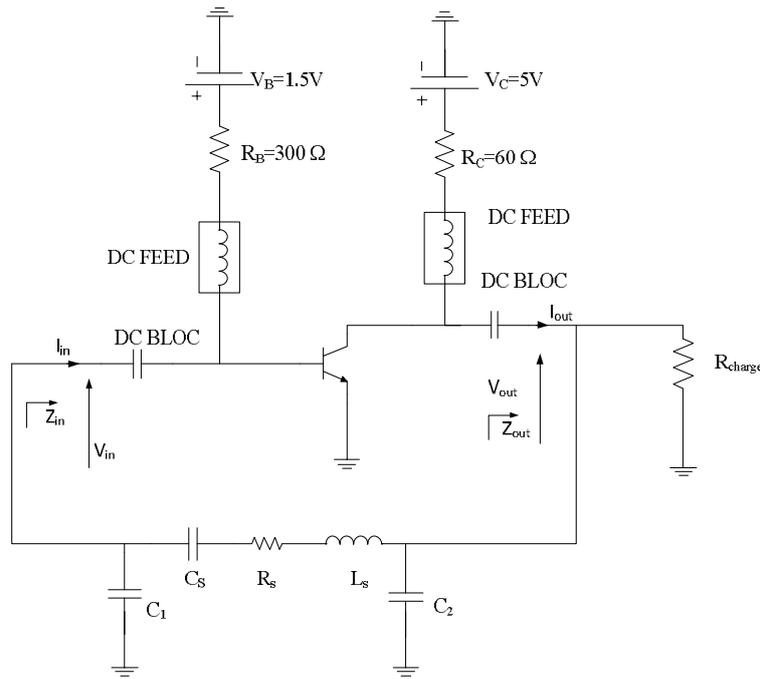


Figure II-26 Schéma de l'oscillateur Clapp

Comme pour l'oscillateur Colpitts, la première simulation consiste à vérifier qu'une oscillation peut démarrer au voisinage de la fréquence voulue et qu'il n'y a pas d'autres oscillations parasites ((II.2), (II.3) et (II.4)), en calculant le gain en boucle ouverte linéaire. La Figure II-27 montre une fréquence de démarrage de 3.09 GHz et un gain en boucle ouverte de 5.83 dB.

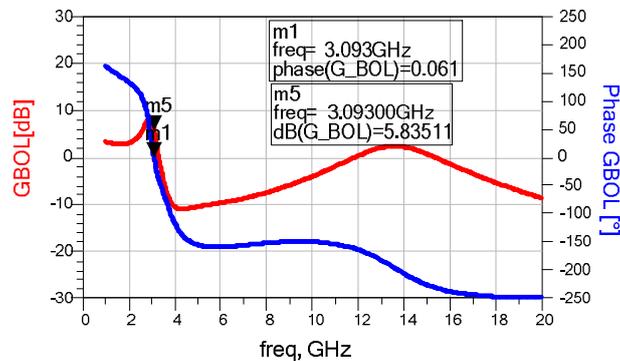


Figure II-27 Gain en boucle ouverte linéaire de l'oscillateur Clapp

En régime établi, on obtient une fréquence d'oscillation de 3.08 GHz et le cycle de charge résultant est présenté Figure II-28. De même que pour la topologie Colpitts, la différence entre ce cycle et celui obtenu lors de la phase d'adaptation vient du fait que l'optimisation de la contre-réaction est effectuée en petit signal à une seule fréquence à 3 GHz.

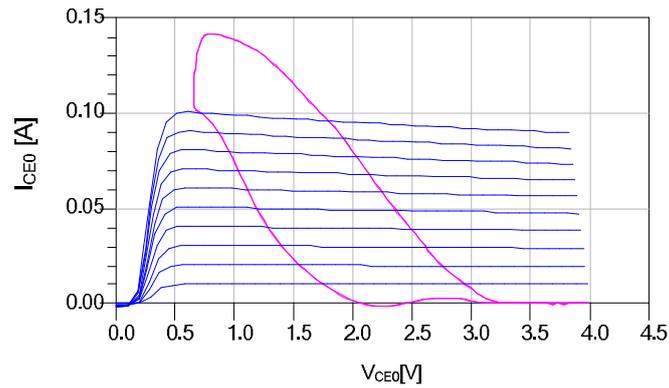


Figure II-28 Cycle de charge et point de fonctionnement de la simulation effectuée de l'oscillateur Clapp avec l'outil Oscope

Les mêmes grandeurs que pour l'oscillateur Colpitts sont données dans le TAB. II.8.

P_{in} (mW)	P_{out} (mW)	P_{aj} (mW)	G_L (dB)	P_{Charge} (dBm)	S_{Φ} (dBc/Hz) @100 kHz
0.798	47.52	46.722	17.54	15.09	-97.3

TAB. II.8 Bilan de puissance obtenu lors de la simulation en équilibrage harmonique de l'oscillateur Clapp

La Figure II-29 montre les formes d'ondes obtenues à partir de cette simulation. L'excursion de la tension V_{CE} intrinsèque du transistor dépasse 4V et le niveau du courant I_{CE} intrinsèque dépasse 150 mA ce qui est un niveau également trop élevé par rapport au niveau obtenu lors de la phase d'étude d'amplificateur.

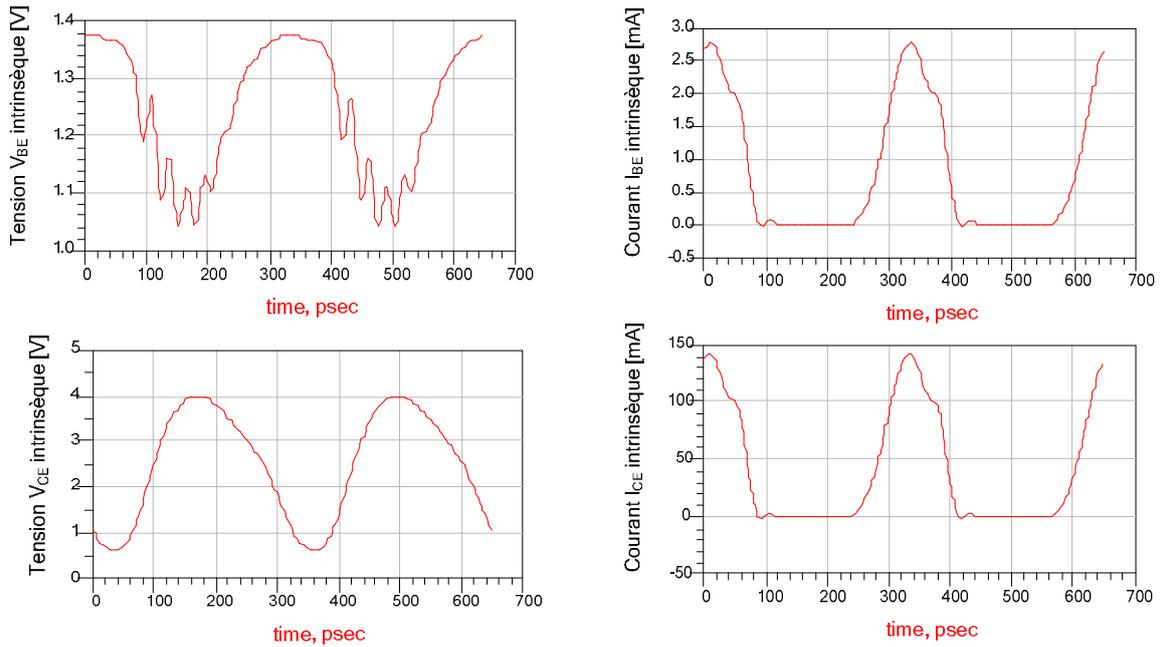


Figure II-29 Les formes d'ondes obtenus lors de la simulation de l'oscillateur Clapp

II.5.2.6 Réduction du bruit de phase

L'objectif de notre travail est de concevoir un OCT large bande mais aussi à faible bruit de phase. Nous allons montrer dans ce paragraphe l'importance de charger correctement en BF les accès du transistor. Le modèle de bruit basse fréquence (BF) du transistor décrit au chapitre I et présenté en

Figure II-30 est constitué des deux sources de bruit en excès : I_C et I_{NC} existant dans la jonction base-émetteur (BE) et deux sources de bruit shot : I_{bshot} qui se trouve dans la jonction base-émetteur et I_{cshot} qui se trouve dans la jonction collecteur-émetteur. On rappelle que la source I_C possède une composante dans la jonction collecteur-émetteur grâce à l'effet transistor.

Un élément clé dans cette technique de réduction est de diminuer le plus possible l'effet de ces sources en connectant une faible impédance BF sur les accès BE et CE qui a pour rôle de court-circuiter ces sources.

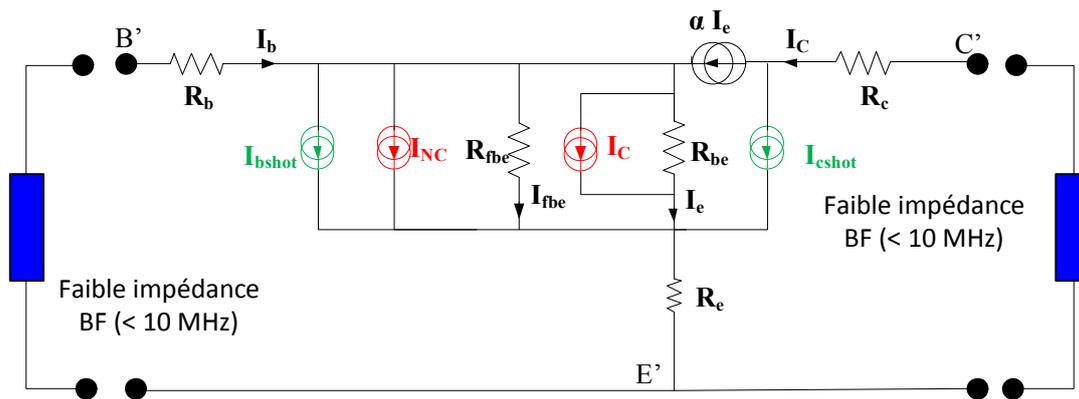


Figure II-30 Modèle du bruit basse fréquence du transistor avec ses charges aux 2 accès

Nous avons réalisé 4 simulations du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse résumées dans le TAB. II.9 pour l'oscillateur Colpitts et dans le TAB. II.10 pour l'oscillateur Clapp. La simulation nominale est l'oscillateur sans charges BF, puis nous avons placé cette impédance en entrée seulement, puis en sortie uniquement et enfin en entrée et en sortie. De plus nous avons indiqué les contributions des sources de bruit BF du modèle du transistor (Figure I-17) sur le bruit de phase total.

Source de bruit BF	Nominal	Impédance en entrée	Impédance en sortie	Impédance en entrée et en sortie
Source de bruit commandée [dBc/Hz]	-102	-107.3	-107.7	-119.3
Source de bruit non commandée [dBc/Hz]	-92.2	-109	-113.1	-124.6
Source de bruit shot coté BE [dBc/Hz]	-96.7	-113.5	-117.5	-129.3
Source de bruit shot coté CE [dBc/Hz]	-94.7	-112.2	118.7	-130.7
Bruit de phase total [dBc/Hz]	-88.65	-103.5	-105.8	-117.5

TAB. II.9 Contribution des sources de bruit BF en bruit de phase dans l'oscillateur Colpitts

Source de bruit BF	Nominal	Impédance en entrée	Impédance en sortie	Impédance en entrée et en sortie
Source de bruit commandée [dBc/Hz]	-112.2	-128.8	-117.7	-138.5
Source de bruit non commandée [dBc/Hz]	-98.9	-126	-114.6	-156
Source de bruit shot coté BE [dBc/Hz]	-104.1	-129.5	-120	-155.7
Source de bruit shot coté CE [dBc/Hz]	-112.6	-128.6	-133.7	-154.2
Bruit de phase total [dBc/Hz]	-97.3	-120.9	-112	-138

TAB. II.10 Contribution des sources de bruit BF en bruit de phase dans l'oscillateur Clapp

Les résultats donnés par les tableaux ci-dessus montrent que l'utilisation de la faible impédance BF dans les deux circuits permet de diminuer largement l'effet de la conversion de fréquence de toutes les sources mais de manière différente pour chacune. Afin de comprendre dans le détail cet effet, une étude plus fine serait nécessaire en prenant notamment en compte l'influence de la résistance R_S . L'objectif de cette étude est de vérifier quelques règles simples pour réduire le bruit de phase globalement : cette méthode de charge BF montre qu'elle est efficace.

A partir de ces 2 circuits, nous allons étudier la possibilité de réaliser un oscillateur accordable en tension. La prochaine étude va consister à chercher le bon endroit où placer une capacité variable pour faire varier la fréquence d'oscillation afin d'avoir une large bande d'accord. Pour cela, nous allons remplacer séparément chacune des deux capacités de l'oscillateur Colpitts par une capacité variable, et comparer la bande d'accord et le bruit de phase obtenus sur la bande. Afin d'avoir des résultats exploitables, nous limiterons le rapport entre les valeurs extrêmes des capacités variables C_{\max}/C_{\min} à un maximum de 10, ce qui correspond à des valeurs classiques pour des varactors en boîtier commerciaux [52]. Ensuite, cette même étude sera effectuée sur les trois capacités de l'oscillateur Clapp.

II.5.2.7 Simulation de l'OCT Colpitts

La simulation de l'OCT consiste à faire varier les deux capacités C_1 et C_2 de manière séparée de façon à faire osciller avec des rapports C_{\max}/C_{\min} qui ne dépassent pas 10.

II.5.2.7.1 Variation de la capacité C_1

La capacité C_2 est fixée à sa valeur initiale de 0.6 pF. Les résultats de simulation obtenus par l'analyse de l'état établi de l'oscillateur Colpitts en faisant varier la capacité C_1 pour des valeurs comprises entre 3.5 pF et 15 pF montre une faible variation de fréquence d'oscillation ne dépassant pas 20 MHz de variation. Cela vient du fait que pour ces valeurs de C_1 celle-ci sera masquée par les capacités existant à l'intérieur du transistor (C_{BE} et C_{BC}). Nous ne garderons pas ce cas en mémoire pour la suite.

II.5.2.7.2 Variation de la capacité C_2

La capacité C_1 est fixée à sa valeur initiale de 3.8 pF. Dans cette analyse, on remplace la capacité C_2 par une capacité variable avec un rapport C_{\max}/C_{\min} égale à 10 pour des valeurs comprises entre 0.2 pF et 2 pF.

La simulation de l'état établie dans ce cas nous donne une bande d'accord comprise entre 1.79 et 3.8 GHz (72% de bande) et un niveau de puissance de sortie entre 14.8 et 17.1 dBm comme le montre la Figure II-31.

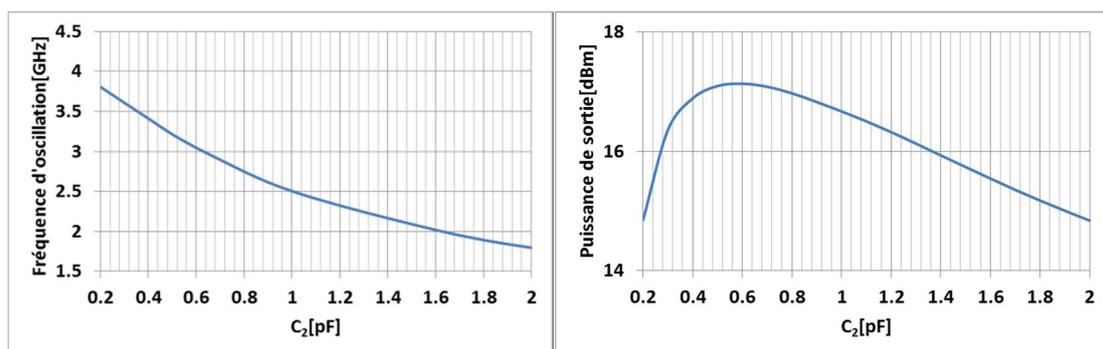


Figure II-31 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la variation de la capacité C_2 dans l'OCT Colpitts

Une simulation de bruit de phase est effectuée à 100 kHz de la porteuse et on a obtenu un niveau inférieur à -83 dBc/Hz (Figure II-32).

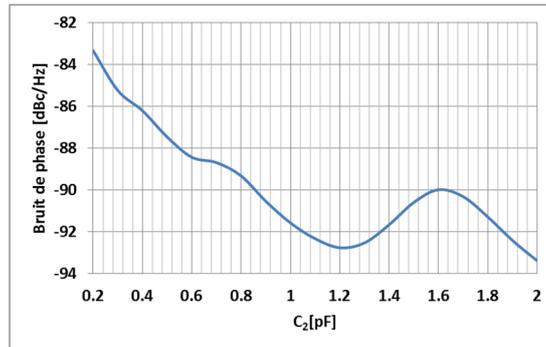


Figure II-32 Le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse en fonction de la variation de la capacité C_2 dans l'OCT Colpitts

Le niveau de puissance obtenu avec la variation de la capacité C_2 varie de manière décroissante, cela vient du fait que la capacité C_2 est en parallèle avec la charge de 50Ω et affecte directement le niveau de puissance. Les cycles de charge obtenus lors de cette simulation pour les valeurs extrêmes de C_2 égales à 0.2 pF et 2 pF sont montrés en Figure II-33.

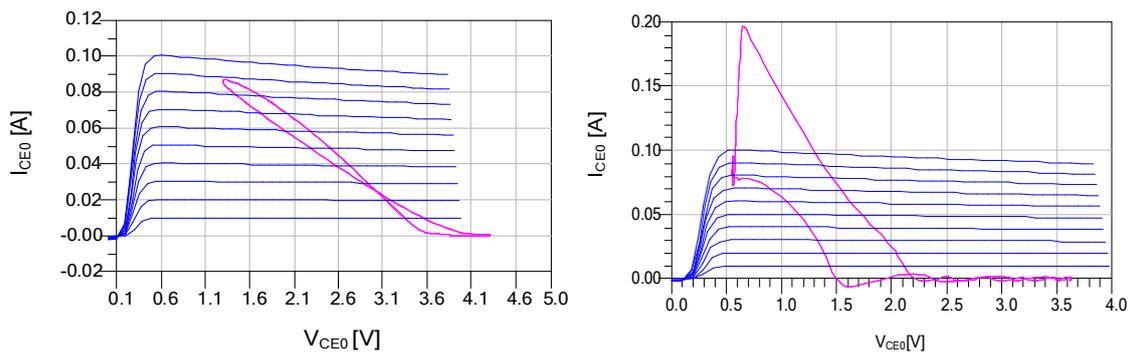


Figure II-33 Les cycles de charge obtenus pour les deux capacités $C_2=0.2 \text{ pF}$ (gauche) et $C_2=2 \text{ pF}$ (droite)

II.5.2.8 Simulation de l'OCT Clapp

De la même façon, dans cette partie nous allons simuler l'OCT Clapp qui contient 3 capacités, puis on comparera les résultats des simulations obtenues .

II.5.2.8.1 Variation de la capacité C_1

Les capacités C_2 et C_S sont fixées à leurs valeurs nominales 1.8 pF et 0.5 pF . Les résultats de simulation obtenus par l'analyse de l'état établi de l'oscillateur Clapp en faisant varier la capacité C_1 montre une faible variation de fréquence d'oscillation ne dépassant pas 20 MHz de variation. On peut faire la même remarque pour la capacité C_1 que pour celle de l'oscillateur Colpitts que ça

vient du fait que pour ces valeurs de C_1 celle-ci sera masquée par les capacités existant à l'intérieur du transistor (C_{BE} et C_{BC}).

II.5.2.8.2 Variation de la capacité C_2

Les capacités C_1 et C_s sont fixées à leurs valeurs nominales 12 pF et 0.5 pF. La capacité C_2 est remplacée par une capacité variable qui varie de 1 pF à 10 pF. La simulation de l'état établi dans ce cas nous donne une bande d'accord comprise entre 2.85 et 3.22 GHz (12,2 % de bande) et un niveau de puissance de sortie compris entre 15 et 0 dBm comme le montre la Figure II-34.

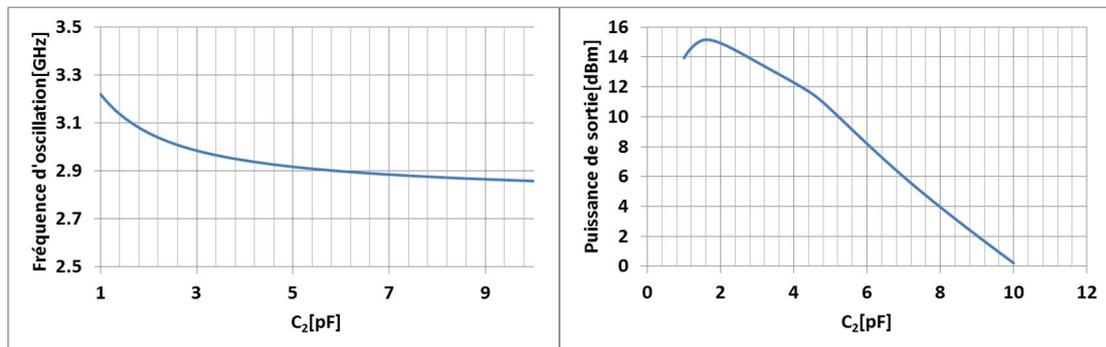


Figure II-34 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la capacité C_2 dans l'OCT Clapp

Une simulation de bruit de phase est effectuée à 100 kHz de la porteuse et on a obtenu un niveau inférieur à -93 dBc/Hz (Figure II-35).

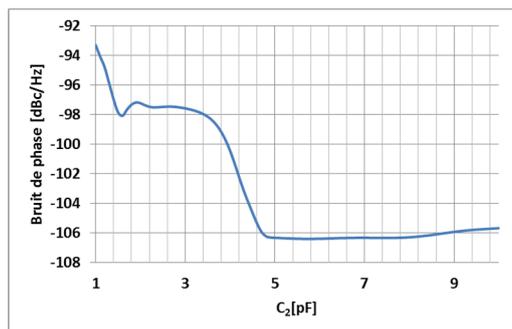


Figure II-35 Bruit de phase à 100 kHz de la porteuse en fonction de la capacité C_2 dans l'OCT Clapp

Les cycles de charge obtenus lors de cette simulation pour les valeurs extrêmes de C_2 égales à 1 pF et 10 pF sont montrés Figure II-36.

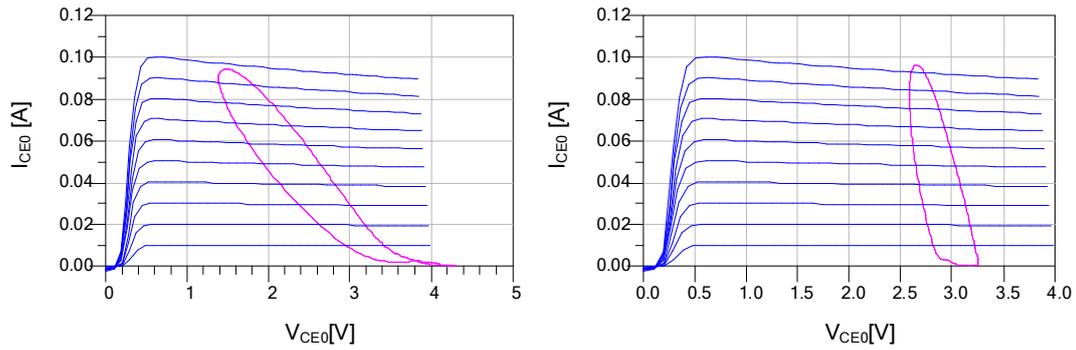


Figure II-36 Cycles de charge obtenus pour les deux capacités $C_2=1$ pF (gauche) et $C_2=10$ pF (droite)

II.5.2.8.3 Variation de la capacité C_s

Les capacités C_1 et C_2 sont fixées à leurs valeurs nominales 12 pF et 1,8 pF. La simulation en équilibrage harmonique dans ce cas nous donne une bande d'accord comprise entre 2 et 4.54 GHz (77,7 % de bande) et un niveau de puissance de sortie compris entre 10 et 16.5 dBm comme le montre la Figure II-37. Cette simulation est effectuée pour les valeurs de C_s comprises entre 0.2 pF et 2 pF.

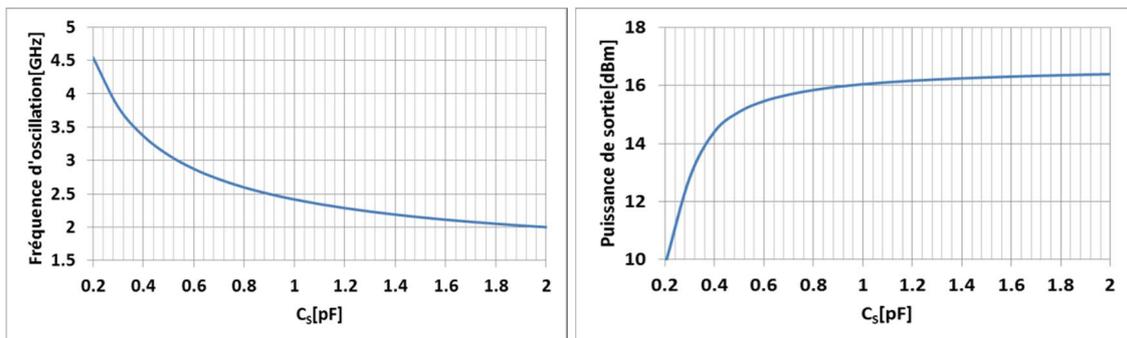


Figure II-37 La fréquence d'oscillation et le niveau de puissance de sortie en fonction de la variation de la capacité C_s dans l'OCT Clapp

Une simulation de bruit de phase est effectuée à 100 kHz de la porteuse et on a obtenu un niveau inférieur à -93 dBc/Hz (Figure II-38).

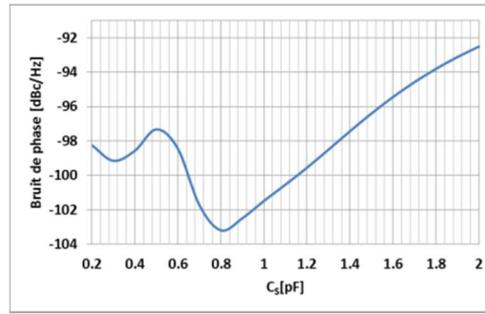


Figure II-38 Bruit de phase @ 100 kHz en fonction de la variation de C_S dans l'OCT Clapp

Enfin, les cycles de charge obtenus lors de cette simulation pour les valeurs extrêmes de C_S égales à 0.2 pF et 2 pF sont montrés Figure II-39.

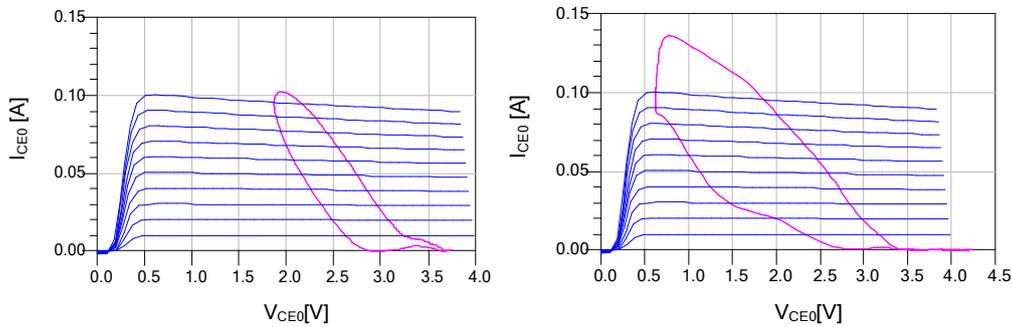


Figure II-39 Cycles de charge obtenus pour $C_S=0.2$ pF (gauche) et $C_S=2$ pF (droite)

II.5.2.9 Comparaisons des résultats

Après ces simulations des OCT Colpitts et Clapp, nous avons récapitulé dans le TAB. II.11 tous les résultats, à savoir les bandes d'accord en fréquence, les variations des capacités, un rapport traduisant le pourcentage de bande sur le pourcentage de variation de capacité, le bruit de phase et la variation de la puissance de sortie, sauf pour la variation de C_1 qui donne pour les 2 oscillateurs une variation de fréquence trop faible pour être retenue.

Cas	f_{\min} (GHz)	f_{\max} (GHz)	Bande d'accord ΔB (%)	C_{\min} (pF)	C_{\max} (pF)	Variation $C : \Delta C$ (%)	$k =$ $\Delta B / \Delta C$	S_{ϕ} max (dBc/Hz) @100 kHz	Variation Puissance (dBm)
Colpitts C_2	1.79	3.8	72	0.2	2	163	0,44	-83	14.8 – 17.1
Clapp C_2	2.85	3.22	54	1	10	163	0,34	-93	0 – 15
Clapp C_S	2	4.54	77.6	0.2	2	163	0,47	-93	10–16.5

TAB. II.11 Comparaison des simulations des OCT Colpitts et Clapp

Ensuite le TAB. II.11 montre que la variation des capacités C_S dans l'oscillateur Clapp est celle qui entraîne la plus grande variation de fréquence relative (coefficient k) ainsi que le niveau de puissance de sortie le plus élevé pour le meilleur niveau de bruit de phase par rapport à la variation de la capacité C_2 dans les deux topologies Clapp et Colpitts.

Cette étude nous servira dans le troisième chapitre à choisir la topologie que nous utiliserons pour concevoir l'oscillateur.

II.6 Conclusion

Ce deuxième chapitre a été consacré dans un premier temps à la présentation des caractéristiques des OCT à large bande d'accord ainsi que les principales méthodes d'analyses et les outils de simulation des oscillateurs.

Dans un deuxième temps une étude non linéaire est effectuée sur des OCT réalisés avec les topologies Colpitts et Clapp dans le but de pouvoir choisir la topologie avec laquelle nous réaliserons l'oscillateur intégré. Il en résulte d'après le TAB. II.11 que la topologie de type Clapp avec variation de C_S (la capacité entre collecteur et base) est celle qui permet le meilleur compromis entre largeur de bande, puissance de sortie et bruit de phase. C'est donc celle-ci que nous utiliserons pour concevoir notre oscillateur dans le chapitre III.

III. Conception du circuit oscillateur à OCT commutés

III.1 Introduction

Le premier chapitre a eu pour objectif principal de présenter les mesures nécessaires et les méthodes d'extraction du modèle non-linéaire électrothermique et en bruit basse fréquence du TBH InGaP/GaAs et de la diode varactor HB20M ainsi la validation des modèles des éléments passifs de la filière HB20M. Ces éléments seront utilisés pour la conception du circuit oscillateur. Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié différentes topologies d'oscillateur contrôlés en tension du point de vue de leur bande de fréquence d'accord et niveau de bruit de phase. Il en est résulté que la topologie qui présente le meilleur compromis entre les 3 paramètres importants d'un oscillateur contrôlé en tension (largeur de bande, puissance de sortie et bruit de phase) était la topologie Clapp avec variation de la capacité série entre collecteur et base du transistor.

Nous allons, dans ce chapitre, présenter la méthodologie de conception du circuit oscillateur accordable en tension répondant aux spécifications fixées par Thales Alenia Space, à savoir une bande d'accord d'environ 30% comprise dans la bande de fréquence 2 – 3,5 GHz, un bruit de phase voisin de -100 dBc/Hz @ 100 kHz de la porteuse.

Compte tenu de la bande importante imposée, nous avons, dans un premier temps recherché un varactor possédant un rapport entre la capacité maximum et minimum (C_{\max}/C_{\min}) le plus élevé possible. Deux varactors commercialisés par les sociétés MICROSEMI et TEMEX seront utilisés pour vérifier la possibilité d'obtenir une large bande d'accord.

Dans un deuxième temps, compte tenu de la contrainte d'intégration exigée, y compris les diodes varactor, nous avons conçu un oscillateur avec le varactor MMIC de la filière HB20M d'UMS afin de simuler la bande d'accord maximum réalisable. Comme cette topologie nous ne permettait pas de réaliser la totalité de bande d'accord exigée (nécessite un C_{\max}/C_{\min} théorique supérieure à 1.85 et un rapport plus élevé en circuit réel), nous avons développé une technique utilisant 2 OCT commutés. Tous les résultats de simulation de ce circuit seront présentés ainsi que le dessin final de la puce. Le lancement en fabrication étant décalé dans le temps, aucun résultat de mesure ne pourra être montré.

Enfin les résultats de simulation obtenus sont comparés avec d'autres OCT intégrés qui utilisent la même technologie de fabrication GaAs.

III.2 OCT à varactors externes

La bande d'accord d'un OCT est directement liée au rapport C_{\max}/C_{\min} du varactor utilisé dans cet OCT (chapitre I). Parmi les solutions proposées pour avoir une large bande d'accord la première solution est d'utiliser la technologie hybride qui emploie des varactors hyperabruptes ayant un rapport C_{\max}/C_{\min} élevé. D'autres circuits OCTs sont réalisés en connectant à l'extérieur de la partie MMIC une diode varactor hyperabrupte en utilisant des fils de bonding. Ce type de circuits s'appelle OCT quasi-MMIC.

Dans cette partie nous allons présenter la simulation de deux circuits OCT à varactors externes (quasi-MMIC). Ces deux OCT sont simulés en utilisant respectivement deux différentes diodes varactors : le MV34008-M30 de chez Microsemi [53] et le DH76015 de chez Temex. [54].

III.3 Caractéristiques de varactors externes

III.3.1.1 Varactor Microsemi MV34008-M30

Le modèle électrique de la diode varactor MV34008-M30 fourni par le constructeur est donné Figure III-1. Il est constitué de la capacité non-linéaire C_1 qui est polarisée en inverse. Son équation très classique est celle d'une capacité de jonction :

$$C_1(V) = C_{j0} \left(1 - \frac{V}{V_J} \right)^{-M} \quad (III.1)$$

où C_{j0} représente la valeur de la capacité équivalente de la diode à tension nulle, V_J la tension de seuil de la jonction, M puissance du profil de la capacité.

De plus d'autres éléments linéaires existent dans le modèle : une inductance L_S qui permet de modéliser la fréquence de résonance série (fréquence limite à partir de laquelle le comportement du composant passe d'un comportement capacitif à un comportement inductif).

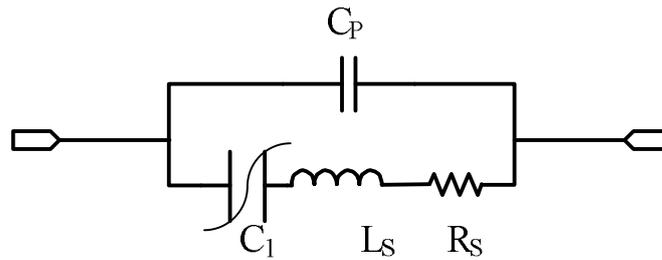


Figure III-1 Modèle du varactor MV34008-M30 fourni par Microsemi

En outre la résistance R_S modélise les pertes métalliques dans le composant. La capacité C_P permet de modéliser la fréquence de résonance parallèle de la diode. Les paramètres du modèle du varactor sont fournis par le constructeur et donnés TAB. III.1.

Paramètres de la capacité C_1		
$C_{j0}=32.203$ pF	$V_j=1.2$ V	$M=1.5$
Éléments linéaires		
$L_S = 0.2$ nH	$R_S= 0.495$ Ω	$C_P=0.23$ pF

TAB. III.1 Paramètres du modèle du varactor MV34008-M30 de Microsemi

La capacité équivalente de cette diode possède une variation importante avec un rapport C_{max}/C_{min} (32.4 pF/0.87 pF) égale à 37.2 pour une variation de tension inverse comprise entre 0 V et 15 V comme la montre la Figure III-2.

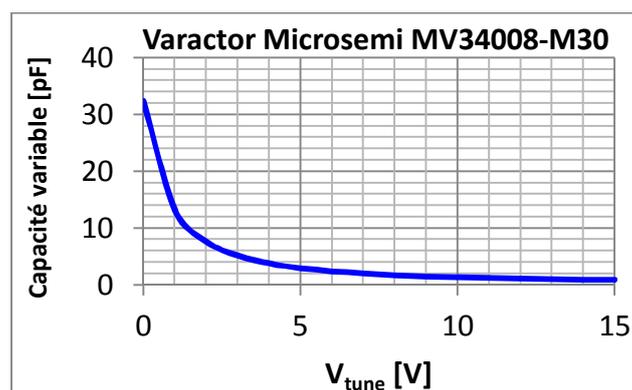


Figure III-2 Caractéristique $C(V)$ du varactor Microsemi (MV34008-M30)

III.3.1.2 Varactor Temex DH76015

Un modèle simplifié du deuxième varactor, Temex DH76015, est utilisé. Il est composé d'une capacité C_1 en série avec une résistance R_S de 1Ω permettant de modéliser les pertes métalliques du varactor. Ce modèle est donné Figure III-3.



Figure III-3 Modèle du varactor Temex DH76015

Où C_1 a la même équation que (III.1). Les paramètres du modèle du varactor sont montrés TAB. III.2.

Paramètres de la diode D_1

$C_j0=5.43 \text{ pF}$ $V_j=0.8 \text{ V}$ $M=0.6$

TAB. III.2 Paramètres du modèle du varactor Temex DH76015

La capacité équivalente du varactor possède un rapport C_{\max}/C_{\min} ($3.15 \text{ pF}/0.65 \text{ pF}$) égale à 4.8 pour les tensions inverses V_{tune} comprises entre 1 V et 18 V comme la montre la Figure III-4.

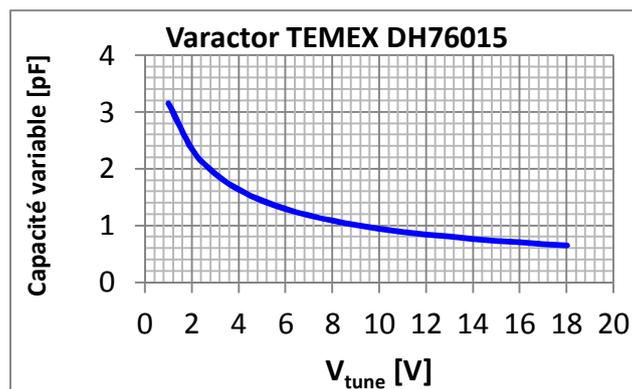


Figure III-4 Caractéristiques $C(V)$ des capacités Temex (DH76015)

III.3.2 Simulation des OCT à varactors externes

Après la présentation des caractéristiques des varactors externes que l'on va utiliser, nous allons décrire l'étape de conception des OCT avec ces varactors. Ces OCT sont basés sur la topologie Clapp avec une capacité variable mise dans la contre réaction. Cette topologie est choisie suite à l'étude non-linéaire effectuée dans chapitre II, permettant d'avoir une large bande d'accord.

Dans ces deux OCT, le transistor employé est le HB20M 6x2x40 étudié dans chapitre I et rappelé par son schéma équivalent présenté Figure III-5.

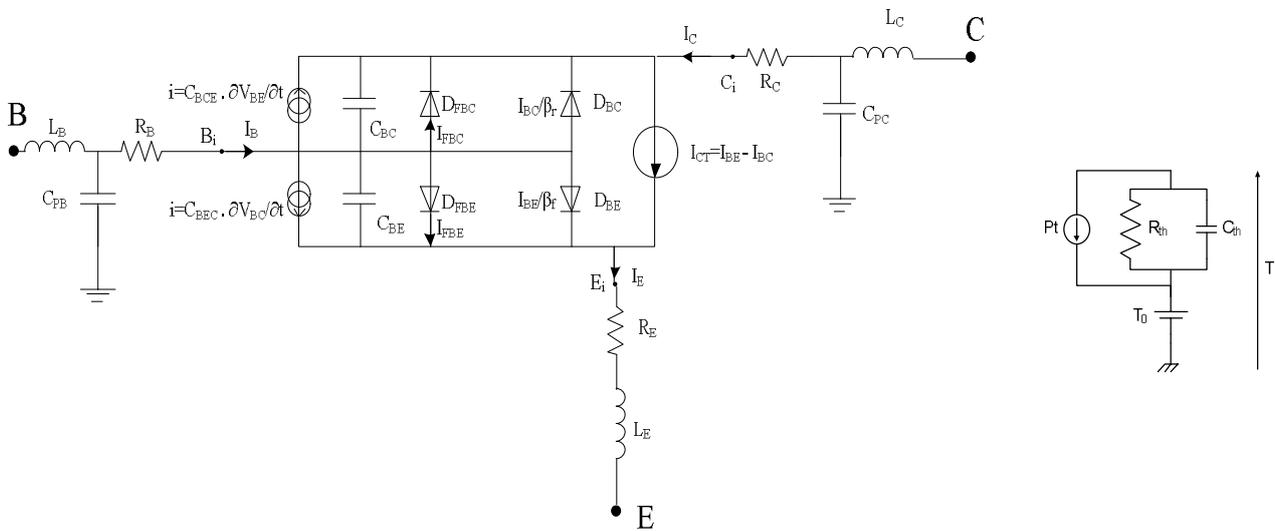


Figure III-5 Schéma équivalent du transistor HB20M 6x2x40 d'UMS

Les paramètres du modèle sont déjà donnés (TAB. I.2). Le transistor sera polarisé dans les deux OCT autour du point de polarisation $I_{CE0} = 30 \text{ mA}$ et $V_{CE0} = 3 \text{ V}$.

III.3.2.1 OCT à varactor Microsemi MV34008-M30

Le premier OCT quasi-MMIC montré Figure III-6 utilise le varactor Microsemi MV34008-M30. En outre il utilise des éléments passifs fournis par le design kit UMS.

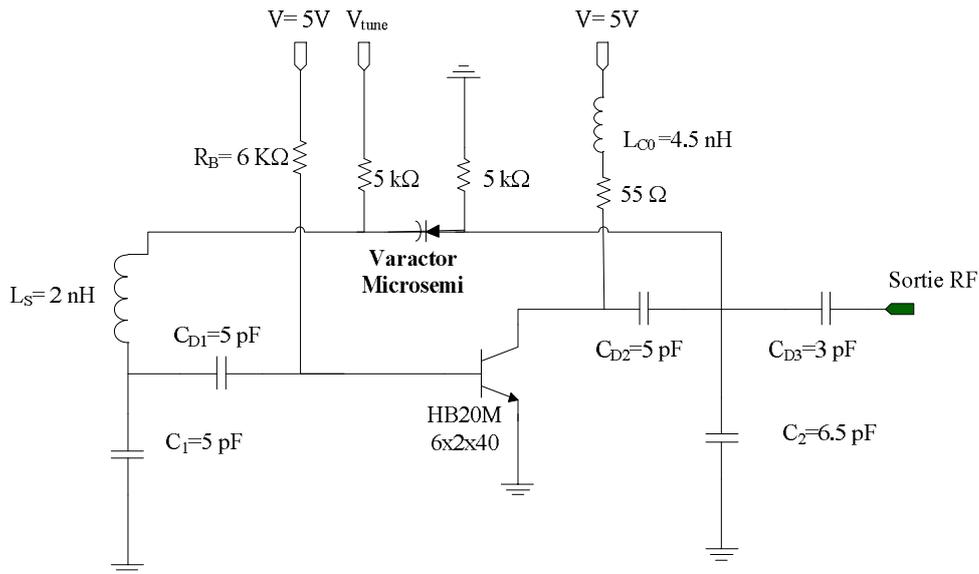


Figure III-6 Schéma OCT utilisant le varactor MV34008-M30

Le transistor est alimenté avec des tensions de 5V au travers d'une résistance R_C de 55Ω coté collecteur et une forte résistance sur la base de $6 \text{ k}\Omega$, son point de polarisation est $V_{CE0} = 3.17 \text{ V}$ et $I_{CE0} = 29.68 \text{ mA}$. La diode varactor est polarisée en utilisant deux fortes résistances de $5 \text{ k}\Omega$. Les capacités C_{D1} , C_{D2} et C_{D3} servent comme de capacités de découplage et joue un rôle aussi sur le fonctionnement non-linéaire de l'état établi. La simulation de l'état établi de cet OCT montre une bande d'accord comprise entre 1.98 et 3.88 GHz, ce qui est équivalent à 64.8% de bande autour de 2.93 GHz (Figure III-7).

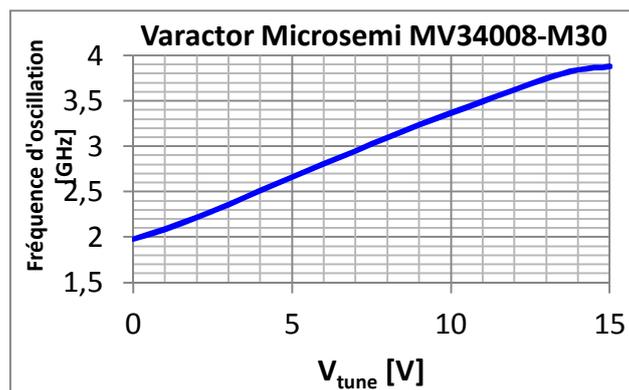


Figure III-7 Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'accord V_{tune} : OCT à varactor Microsemi MV34008-M30

D'autres caractéristiques de cet OCT sont simulées comme la puissance de sortie donnée Figure III-8 (a) et le bruit de phase donné Figure III-8 (b). Ces caractéristiques ne sont pas optimisées

puisque cette simulation est effectuée afin d'obtenir la plus large bande d'accord avec cette diode varactor.

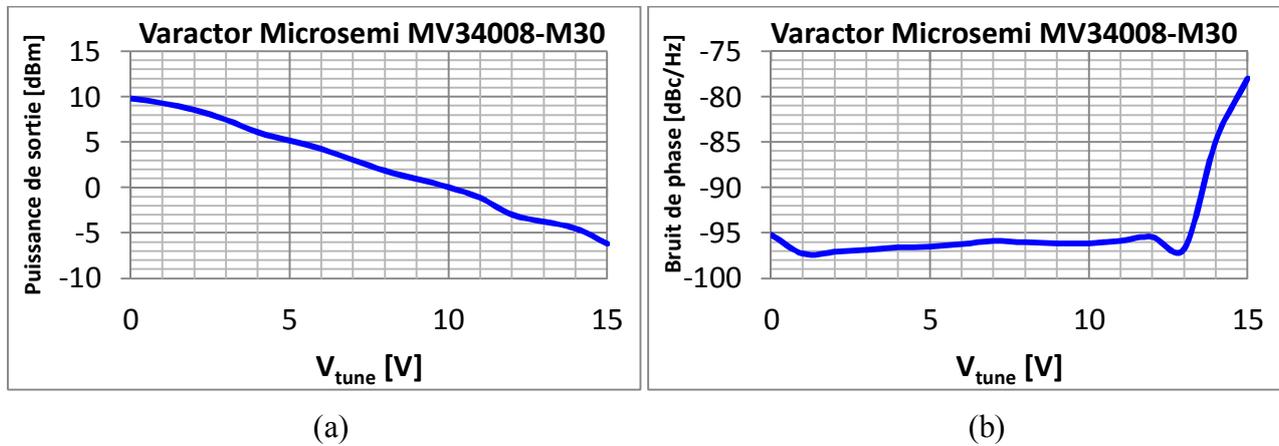


Figure III-8 Puissance de sortie (a) et bruit de phase à 100 kHz de la porteuse (b), en fonction de la tension d'accord V_{tune} : OCT à varactor Microsemi MV34008-M30

III.3.2.2 OCT à varactor Temex DH76015

Le deuxième OCT quasi-MMIC montré Figure III-9 utilise le varactor Temex DH76015 et des éléments passifs fournis par le design kit UMS.

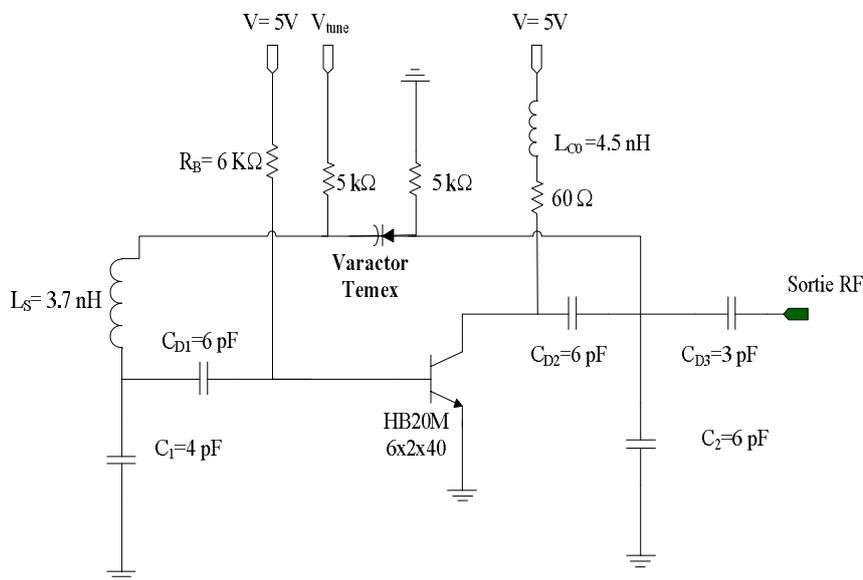


Figure III-9 Schéma OCT utilisant le varactor Temex DH76015

Le transistor est alimenté avec des tensions de 5V au travers une résistance R_C de 60 Ω coté collecteur et une forte résistance sur la base de 6 k Ω , son point de polarisation devient $V_{CE0} = 3.02$ V et $I_{CE0} = 29.73$ mA. La diode varactor est polarisée de la même façon que le premier OCT en utilisant

deux fortes résistances de 5 kΩ. De plus les capacités C_{D1} , C_{D2} et C_{D3} servent comme de capacités de découplage et joue un rôle aussi sur le fonctionnement non-linéaire de l'état établi. La simulation de l'état établi de cet OCT montre une bande d'accord avec des fréquences comprises entre 2.05 GHz et 3.41 GHz, ce qui est équivalent à un pourcentage de bande égale à 47.6% autour de la fréquence 2.77 GHz (Figure III-10).

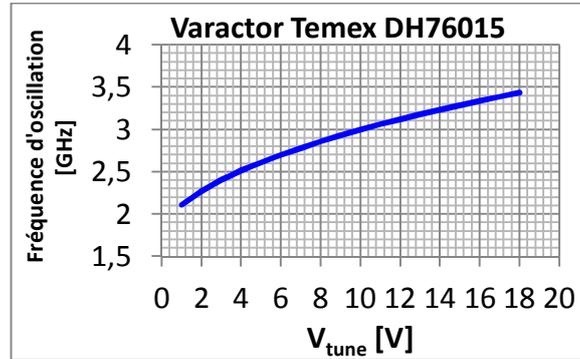


Figure III-10 Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'accord V_{tune} appliquée aux bornes du varactor Temex DH76015

La puissance de sortie obtenue est donnée Figure III-11(a) et le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse donné Figure III-11 (b). Ces caractéristiques ne sont pas optimisées comme dans le cas de l'OCT à varactor Microsemi.

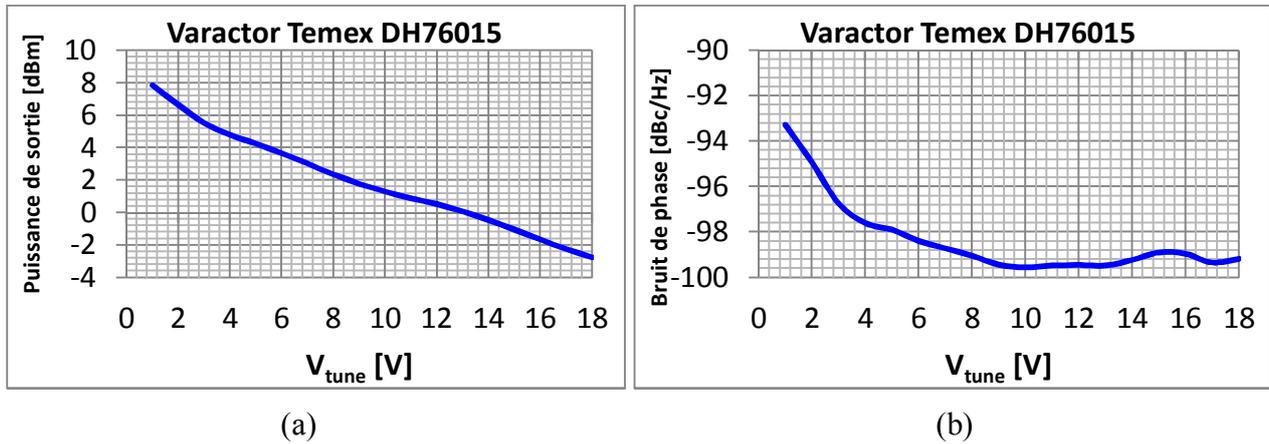


Figure III-11 Puissance de sortie (a) et bruit de phase (b), à 100 kHz de la porteuse, en fonction de la tension d'accord V_{tune} appliquée aux bornes du varactor Temex DH76015

III.3.3 Conclusion

Après la simulation de ces deux OCT à bases de varactors externes, on obtient des larges bandes d'accord satisfaisantes pour répondre aux exigences demandées au niveau bande. De plus, une optimisation plus poussée devrait permettre d'améliorer le bruit de phase. Cette étude a surtout servi à évaluer le pourcentage de bande que l'on pourrait obtenir dans le cas où l'utilisation du varactor serait libre. Mais la contrainte exigée de réaliser un circuit entièrement intégré (MMIC), nous amène à délaissier cette solution et pour passer à la conception d'un OCT MMIC en utilisant un varactor intégré de rapport $C_{\max}/C_{\min} = 1.93$ beaucoup plus faible (chapitre I). Finalement, l'obtention de la bande d'accord exigée avec un circuit entièrement intégré en technologie MMIC n'est pas faisable sans utiliser des techniques avancées. Une technique de commutation des deux OCT peut être utilisée. Elle consiste à combiner deux OCT MMIC dans un seul circuit et faire fonctionner l'un des deux OCT en fournissant l'alimentation DC soit à l'un soit à l'autre.

La première étape, avant de concevoir ce type de circuit est de décrire son principe de fonctionnement proposé ainsi que le rôle de chaque partie.

III.4 Principe de fonctionnement du circuit oscillateur à OCT commutés

Comme nous l'avons évoqué dans le paragraphe précédent, un seul OCT à varactor intégré ne peut couvrir la bande de fréquence voulue. Nous proposons donc l'idée qui consiste à commuter l'alimentation DC entre deux circuits OCT en utilisant un commutateur réalisé avec un transistor de la même technologie HB20M. Grâce à une tension de commande externe, il sera possible de choisir de faire fonctionner l'un des deux OCT comme le montre la Figure III-12.

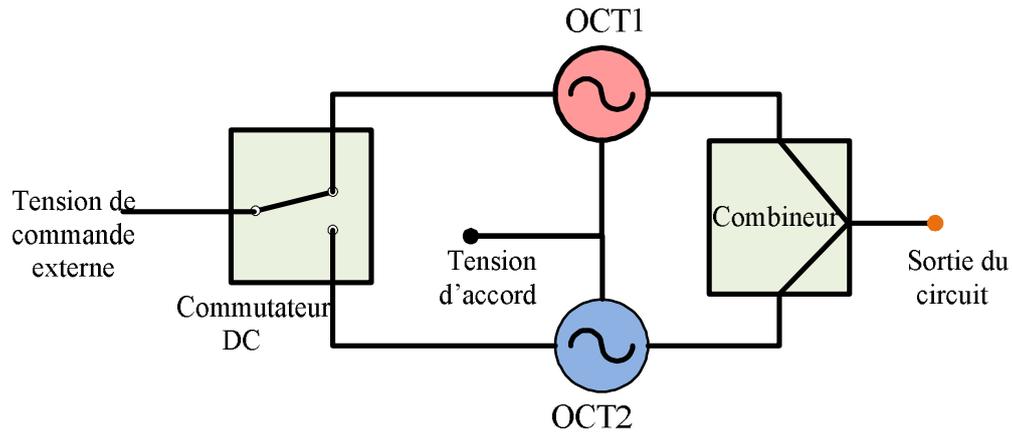


Figure III-12 Principe de commutation DC des deux OCT

Il existera deux cas de fonctionnement, dans chaque cas, l'un des deux OCT est en fonctionnement tandis que l'autre est hors fonctionnement. Chaque OCT fonctionne alors pour couvrir une sous bande de fréquence de la bande totale. En prévoyant un léger recouvrement de chaque sous-bande, il est alors possible de couvrir une bande plus large qu'avec un seul OCT.

III.4.1 Principe de fonctionnement de l'OCT de base

La topologie adoptée pour concevoir l'OCT de base, est la topologie Clapp montrée en Figure III-13. Cette topologie a été choisie suite à l'étude non-linéaire réalisée dans le deuxième chapitre. L'analyse non-linéaire de cette topologie montre qu'elle nous permet d'avoir une large bande d'accord, un niveau de puissance de sortie important (quelques dBm) et un bon niveau de bruit de phase.

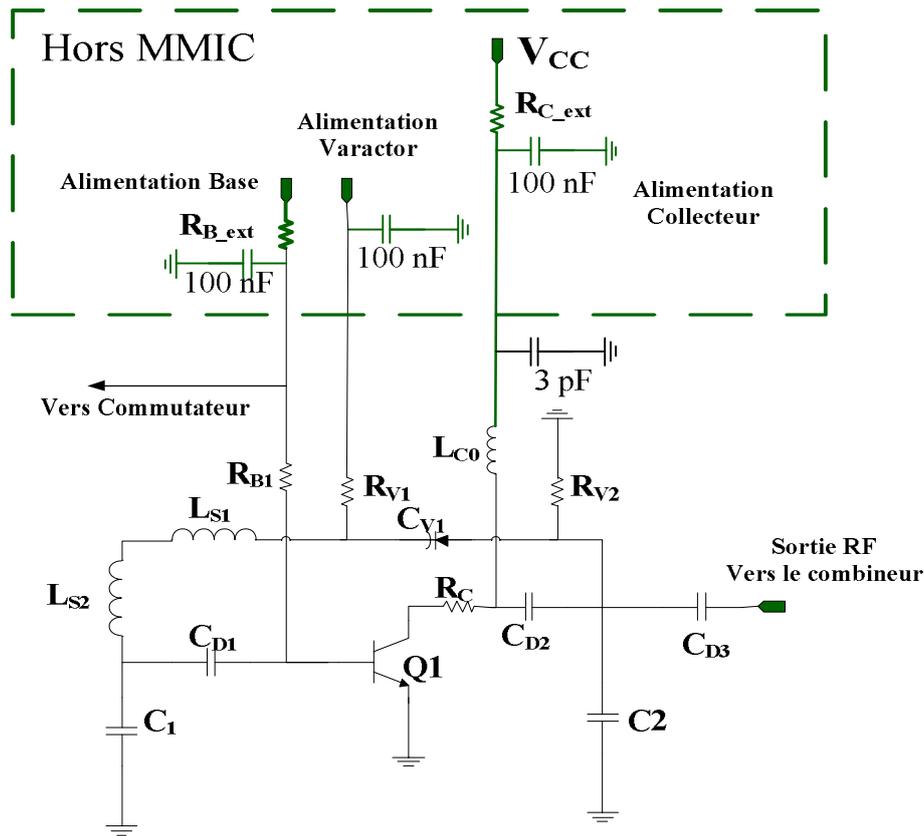


Figure III-13 Schéma électrique de l'OCT Clapp

Cette figure montre le circuit utilisé pour la conception de l'OCT de base qui est constitué du transistor Q_1 (HB20M 6x2x40), monté en configuration émetteur-commun imposée par la fonderie.

Le point de polarisation du transistor est défini de manière à avoir une puissance de sortie raisonnable (quelques dBm). Pour cela on a choisi un courant de collecteur de 30 mA soit une densité de 6.25 kA/cm² et une tension V_{CE0} de 3V. Ce point de polarisation est le même que celui utilisé dans l'étude non-linéaire décrite dans le chapitre II.

La définition de ce schéma résulte d'un certain nombre de réglages et d'essais de l'OCT qui ne seront pas présentés dans ce manuscrit pour ne pas l'alourdir. Seules les justifications finales de cette topologie seront présentées dans ce paragraphe.

Concernant la façon de polariser le transistor, il en existe différentes mais nous avons choisi de pouvoir changer les polarisations de la base et du collecteur indépendamment, ce qui entraîne la présence d'une polarisation de base et une de collecteur. Nous utiliserons alors une polarisation avec une forte résistance à la base pour polariser en courant le transistor. Cette résistance sera divisée en deux parties (R_{B1} et R_{B_ext}). La partie la plus importante R_{B_ext} sera connectée à

l'extérieur de la puce du circuit MMIC et découplée par une capacité de 100nF et une partie plus faible R_{B1} , sera intégrée au circuit MMIC : elle sera vue par le signal HF d'oscillation. L'emploi de cette faible résistance est conforme à la technique de réduction de bruit de phase évoquée au chapitre II, par la présentation de faibles impédances BF afin de diminuer la conversion de la source de bruit non-commandée (fuite) existant en entrée sur la jonction base-émetteur.

De plus le collecteur est alimenté au travers d'une inductance (L_{C0}) et deux faibles résistances (R_C et R_{C_ext}) afin d'éviter l'obtention d'une trop forte consommation. Le fait d'utiliser le même montage que sur la base (deux résistances séparées) va nous permettre de bien maîtriser la charge vue en HF afin d'obtenir un optimum en puissance de sortie et en bruit de phase. De plus une autre capacité de 3 pF sera mise sur le collecteur à l'intérieur de la partie MMIC dans le but d'avoir un point froid à l'intérieur du MMIC en HF.

Le varactor C_V est la diode HB20M de 10 doigts de 20 μm par 30 μm décrite dans le chapitre I. Elle est polarisée en inverse avec une tension d'accord V_{tune} à travers deux fortes résistances (R_{V1} et R_{V2}). Cela nous permet d'éviter l'utilisation des grosses inductances qui prennent en générale une surface importante en technologie MMIC. Ce varactor ne sera utilisé que pour des tensions de polarisation négatives inférieures à 1V de façon à limiter le bruit de phase provenant des sources de bruit BF dont le niveau augmente dès que la diode devient conductrice.

L'inductance de la contre réaction sera divisée en deux parties (L_{S1} et L_{S2}) ayant chacune un niveau de perte donné. Cette division en deux parties nous permet de bien ajuster les pertes existant dans la contre réaction et ensuite jouer sur la forme de cycle de charge afin d'ajuster le niveau de bruit de phase. De plus compte tenu des contraintes technologiques liées à la valeur élevée de cette inductance, il n'était pas toujours possible, soit de la réaliser ou soit d'avoir des possibilités de réglages.

Les trois capacités C_{D1} , C_{D2} et C_{D3} peuvent servir comme capacités de découplage mais ont aussi une influence dans la détermination de l'état établi, et donc dans le réglage du cycle de charge et par conséquent le niveau de bruit de phase de l'oscillateur.

Après cette présentation générale du circuit OCT de base, nous allons présenter dans le paragraphe suivant le principe de fonctionnement du commutateur DC employé afin de choisir l'un des deux OCT.

III.4.2 Principe de fonctionnement du commutateur DC

Le rôle de ce commutateur va être d'alimenter ou non un des 2 OCT de façon qu'un seul oscille à la fois. Pour ce faire, 2 solutions existent : commuter l'alimentation au niveau du collecteur ou bien au niveau de la base.

Le schéma électrique du circuit de commutation au niveau du collecteur est donné en Figure III-14. Les niveaux d'alimentation adoptés sont de 5V pour toutes les alimentations (V_{CC} , V_{BB1} , V_{BB2} et $V_{contrôle}$) et les niveaux de courants demandés sont ajustés grâce aux résistances. Q_1 et Q_2 sont les transistors des OCT 1 et 2. Le TBH utilisé dans le commutateur (Q) est le même que celui employé dans les deux OCT.

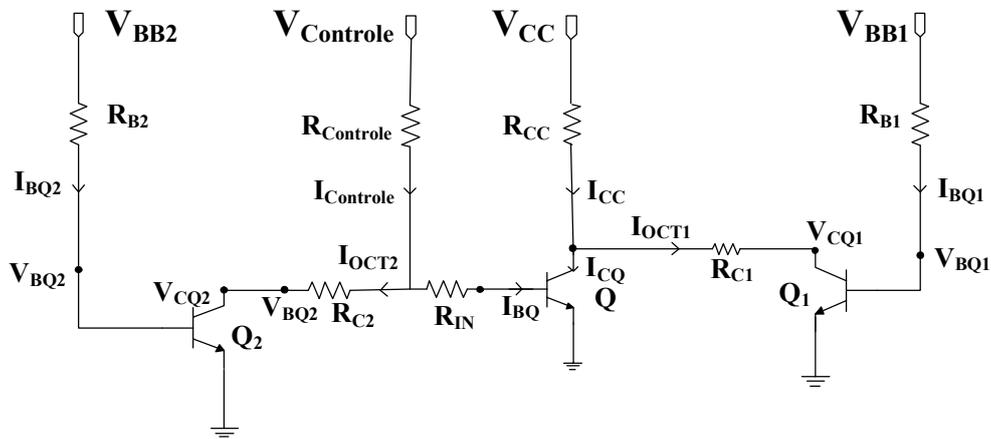


Figure III-14 Commutation par le collecteur

Les 2 modes de fonctionnement sont décrits ci-dessous avec les consommations associées :

- $V_{contrôle} = 0 \text{ V}$: la tension V_{CCQ2} du collecteur est nulle, donc le transistor Q_2 est bloqué et cet OCT n'oscillera donc pas. Le transistor Q est également bloqué et donc le courant $I_{OCT1} = I_{CC}$. Si les résistances sont bien calculées, Q_1 est alimenté et l'OCT1 va osciller (Figure III-15). Au niveau consommation, nous avons donc :

$$P_{consommation} = P_{Q2} + P_{Q} + P_{Q1} = I_{BQ2} \cdot V_{BB2} + I_{BQ} \cdot V_{BB1} + I_{BQ1} \cdot V_{BB1} \quad (III.2)$$

Le point de polarisation du transistor d'un OCT en fonctionnement a été défini dans le chapitre II : $I_{OCT}=30 \text{ mA}$, $V_{CQ} =3 \text{ V}$, $I_{BQ}= 632 \text{ }\mu\text{A}$ et $V_{BQ}= 1.32\text{V}$. La consommation est donc de 153,16 mW.

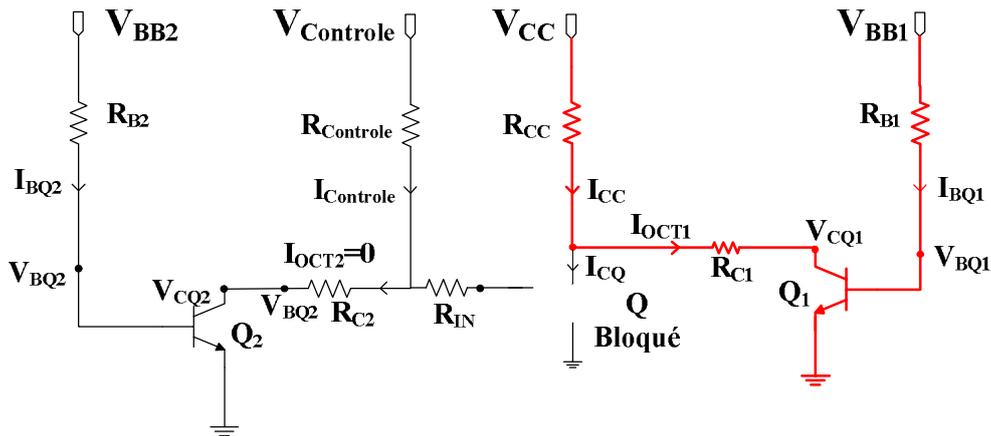


Figure III-15 Commutateur par le collecteur : mode de fonctionnement pour $V_{\text{control}}=0 \text{ V}$

- $V_{\text{control}} = 5 \text{ V}$: la tension V_{CQ2} existe et avec un réglage correct des résistances, Q_2 sera alimenté et l'OCT2 oscillera. Le transistor Q sera passant également et $I_{CQ} = I_{CC}$, et donc I_{OCT1} sera nul donc l'OCT1 ne fonctionnera pas (Figure III-16). La consommation DC totale résultante de ce schéma électrique est la suivante :

$$P_{\text{total}} = V_{\text{BB2}} \cdot I_{BQ2} + V_{\text{Controle}} \cdot I_{\text{Controle}} + V_{\text{CC}} \cdot I_{\text{CC}} \quad (\text{III.3})$$

Avec $I_{\text{control}} = I_{CQ2} + I_{BQ1}$ et les valeurs du point de polarisation du transistor de l'OCT précédent, la consommation totale sera de 306,32 mW.

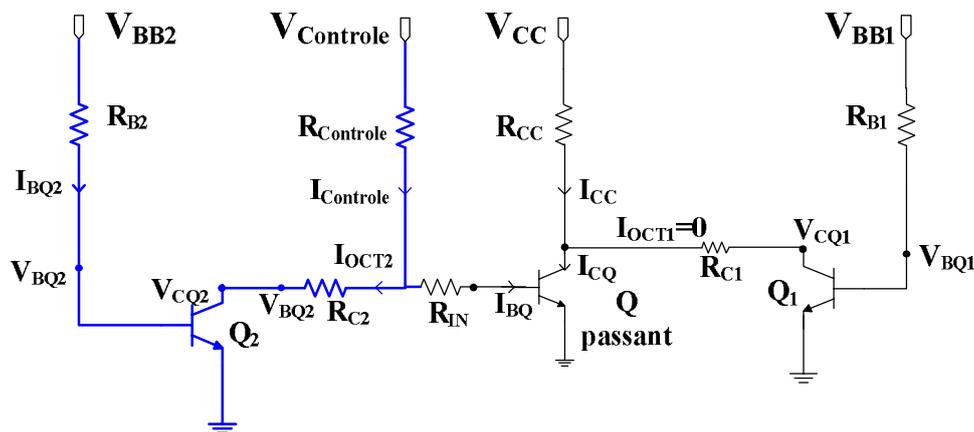


Figure III-16 Commutateur par le collecteur : mode de fonctionnement pour $V_{\text{control}} = 5 \text{ V}$

L'inconvénient de cette topologie est que dans le mode $V_{\text{control}} = 5 \text{ V}$, le transistor Q consomme inutilement. La consommation moyenne, si l'on suppose que les 2 OCT fonctionnent chacun la moitié du temps est donc de 229,74 mW.

Afin de résoudre ce problème et réduire la consommation, qui devrait être dans chaque cas, la seule consommation de l'OCT, nous allons présenter un commutateur par la base au lieu du collecteur.

La Figure III-17 présente le schéma électrique du commutateur permettant de commuter l'alimentation DC entre les 2 voies OCT1 et OCT2 par la base des transistors. Il est constitué d'un seul transistor TBH (Q) et utilise trois résistances (R_{BB} , $R_{Contrôle}$ et R_{IN}) dans le but de contrôler les niveaux de courants du circuit (I_{OCT1} , I_{OCT2} , I_{BB} , I_{BQ} , I_{CQ} et $I_{Contrôle}$). Le TBH utilisé dans le commutateur est toujours le même que celui employé dans les deux OCT.

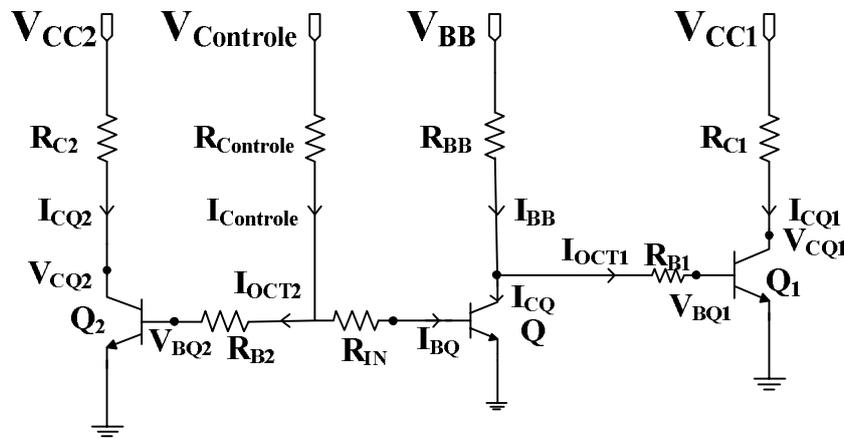


Figure III-17 Schéma de principe du commutateur par la base

Grâce à la tension de commande ($V_{Contrôle}$), le commutateur va commuter l'alimentation vers l'un des deux OCT. Les 2 modes de fonctionnement sont :

- $V_{Contrôle} = 0$ V, le transistor Q est bloqué, et le circuit OCT1 sera alimenté à travers l'alimentation « V_{BB} ». Le courant qui va passer vers OCT1, I_{OCT1} , sera contrôlé par le biais des résistances R_{BB} et R_{B1} . En revanche le circuit d'alimentation de l'OCT2 sera en circuit ouvert, et par conséquent sera hors fonctionnement (Figure III-18). La puissance consommée sera donc :

$$P_{\text{consommée}} = V_{BB} \cdot I_{OCT1} + V_{CC1} \cdot I_{CQ1} = 153,16 \text{ mW} \quad (\text{III.4})$$

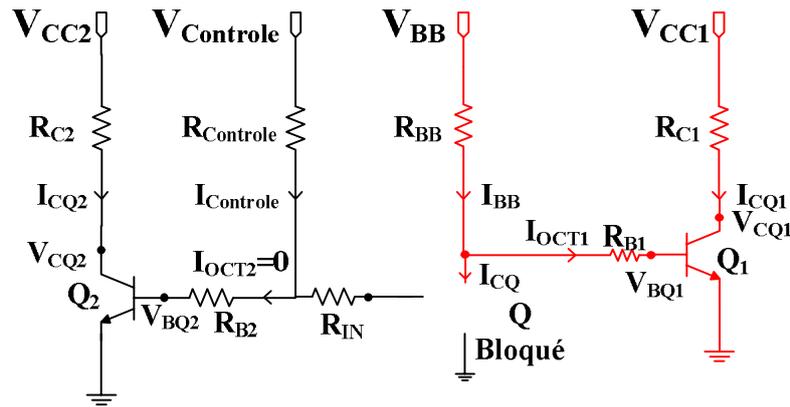


Figure III-18 Commutateur par la base : mode de fonctionnement pour $V_{\text{controlé}}=0 \text{ V}$

- $V_{\text{Controlé}} = 5 \text{ V}$, le transistor Q devient faiblement passant, de façon à absorber le courant de base de $632 \mu\text{A}$ qui permettrait à Q1 de fonctionner : $I_{\text{BB}} = I_{\text{CQ}} = 632 \mu\text{A}$ et donc aucun courant ne passe vers le circuit OCT1, qui est hors fonctionnement. Le circuit OCT2 sera alimenté par l'entrée $V_{\text{Controlé}}$. Le courant qui va passer vers le circuit OCT2 sera contrôlé par la résistance $R_{\text{Controlé}}$. Tous ces réglages se font au moyen d'un ajustage fin des résistances (Figure III-19).

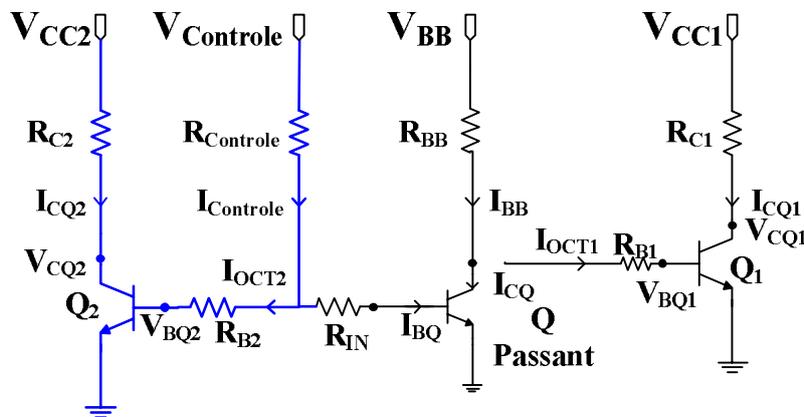


Figure III-19 Commutateur par la base : mode de fonctionnement pour $V_{\text{controlé}}=5 \text{ V}$

La consommation s'établit, pour ce mode de fonctionnement à :

$$P_{\text{consommation}} = P_{\text{Q2}} + P_{\text{Q1}} + P_{\text{RBB}} = 156.6 \text{ mW} \quad (\text{III.5})$$

Avec $I_{\text{BB}} = 55 \mu\text{A}$, $I_{\text{controlé}} = 632 \mu\text{A}$

Si nous faisons le même calcul que dans la commutation par le collecteur, la consommation moyenne est maintenant de $154,9 \text{ mW}$ ce qui correspond à peu près à la consommation d'un seul OCT : ce nouveau montage a réduit cette consommation de 30% .

Les valeurs des résistances sont données dans le TAB. III.3.

R_{Controle}	R_{IN}	R_{BB}
5,5 k Ω	4,8 k Ω	5,5 k Ω

TAB. III.3 Valeurs des résistances du commutateur

De plus, l'analyse de sensibilité du commutateur par la base, en fonctionnement DC, montre une robustesse du circuit ce qui nous permet de plus de continuer sur le choix de la commutation par la base.

Après cette présentation du principe de fonctionnement du commutateur nous allons présenter dans le paragraphe suivant le rôle du combineur Wilkinson utilisé en sortie du circuit.

III.4.3 Combineur Wilkinson

Afin d'obtenir une sortie unique de notre circuit, nous proposons l'utilisation d'un circuit qui va assurer le transfert de la puissance fournie par chacun des deux OCT vers la charge, d'où le choix d'utiliser un combineur Wilkinson [55]. Ce combineur n'a pas vraiment le rôle de combineur puisqu'il ne combine pas la puissance délivrée par les 2 OCT car il n'y en a qu'un seul en fonctionnement simultanément.

Le combineur Wilkinson à base d'éléments localisés est montré en Figure III-20. Ce combineur n'est pas conçu à l'aide d'éléments distribués parce qu'ils occupent de la surface à ces fréquences de fonctionnement (2 -3.5 GHz).

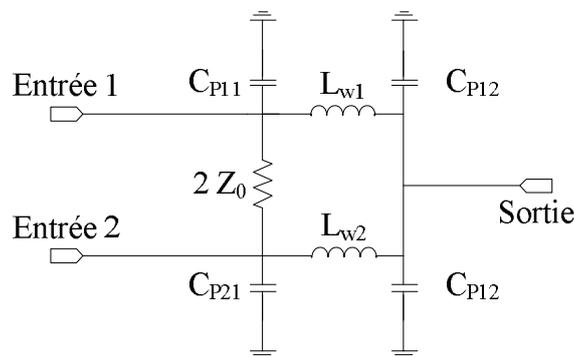


Figure III-20 Schéma du principe de combineur Wilkinson à base d'éléments localisés

Ce combineur assure l'isolation entre ses deux ports d'entrée et comme il est conçu avec des éléments passifs, il est linéaire et donc n'amène pas de distorsion sur le signal de sortie.

Les éléments localisés utilisés pour réaliser cette structure sont à notre disposition dans le design kit HB20M d'UMS. Ils ont été optimisés afin d'avoir une bonne isolation entre les deux voies d'entrée (1 et 2) et une bonne transmission entre les deux voies d'entrée et la voie de la sortie. Leurs valeurs sont données dans TAB. III.4.

C_{P11}	C_{P12}	C_{P21}	L_{w2}	L_{w1}	$2.Z_0$
0,5 pF	0,5 pF	0,3 pF	2,3 nH	2,46 nH	100 Ω

TAB. III.4 Valeurs des éléments du combineur

Dans la partie suivante, on va monter les résultats de simulation du circuit complet dans les deux cas de fonctionnement.

III.4.4 Circuit complet

Le schéma électrique du circuit complet est donné Figure III-21. Il comporte la partie MMIC (entouré en noir) et une partie externe, constituée des capacités de découplages basses fréquences ajoutés sur les plots d'alimentation ainsi que des résistances de polarisation mises à l'extérieur.

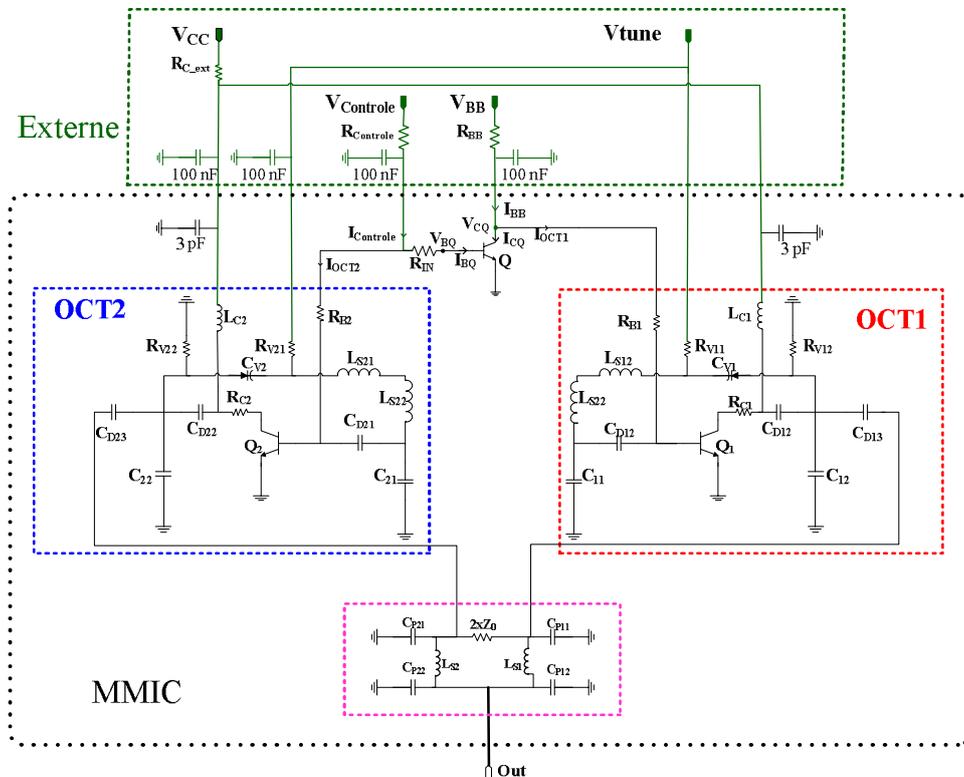


Figure III-21 Schéma électrique du circuit complet

La partie MMIC est constituée des deux OCT : l'OCT1 (entouré en rouge) couvre la sous-bande supérieure et l'OCT2 (entouré en bleu) couvre la sous-bande inférieure. Le commutateur constitué du TBH Q, permet de fournir l'alimentation DC vers l'une de deux bases des transistors (Q_1 et Q_2) existant dans les deux OCT (OCT1 et OCT2) tandis que les deux collecteurs de ces deux transistors sont toujours alimentés dans les deux cas de fonctionnement. En outre le combineur Wilkinson (entouré en violet) composé des éléments localisés permet d'assurer le transfert de la puissance vers la charge.

Enfin le circuit est alimenté à travers des résistances mises à l'extérieur du circuit MMIC et d'autres mises à l'intérieur, et l'alimentation est découplée en utilisant des grosses capacités de 100 nF. Le principe de fonctionnement de chaque bloc sera détaillé dans la partie suivante.

III.5 Résultats de simulation du circuit oscillateur complet

Dans cette partie nous allons présenter les résultats de simulation du circuit complet final, c'est-à-dire optimisé pour un fonctionnement qui nous a permis de minimiser le bruit de phase, d'assurer une puissance de sortie de quelques dBm et d'avoir un dessin assez symétrique et de taille réduite. Pour cela nous allons détailler les résultats obtenus pour chaque oscillateur, compte tenu que dans ces simulations l'ensemble du circuit est considéré, seule la tension de commande est commutée entre 0 V pour faire fonctionner l'OCT1 dans la demi-bande supérieure ou 5 V pour faire fonctionner l'OCT2 dans la demi-bande inférieure. Nous commençons par présenter la stabilité linéaire du circuit dans les deux cas de fonctionnement, ensuite l'état établi du circuit sera simulé grâce à l'outil équilibrage harmonique qui nous permet de calculer la fréquence d'oscillation, la puissance de sortie, le niveau de bruit de phase et les autres caractéristiques des OCTs (pushing, pulling, applications d'incertitudes sur la précision de la réalisation de certains éléments, ...).

III.5.1 Résultats de simulation du 1^{er} OCT

Dans le cas de fonctionnement de l'OCT1, la tension de commande $V_{\text{Contrôle}}$ du commutateur est mise à 0V, ce qui signifie que le transistor du commutateur Q est hors fonctionnement et en circuit-ouvert. Les bilans des tensions et des courants dans le commutateur d'après la Figure III-17 sont donnés TAB. III.5 et TAB. III.6.

$V_{\text{Contrôle}}$ (V)	V_{BB} (V)	V_{BQ} (V)	V_{CQ} (V)
0	5	0	1.52

TAB. III.5 Bilan des tensions dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT1

$I_{\text{Contrôle}}$ (μA)	I_{BB} (μA)	I_{BQ} (μA)	I_{CQ} (μA)	I_{OCT1} (μA)	I_{OCT2} (μA)
0	632	0	0	632	0

TAB. III.6 Bilan des courants dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT1

Il apparaît bien d'après le TAB. III.6 que le courant I_{OCT2} qui va passer vers la base du transistor Q_2 de l'OCT2 est nul, ce qui signifie que l'OCT2 est bien hors fonctionnement et l'OCT1 est en fonctionnement avec un courant de base de Q_1 de $632 \mu\text{A}$, correspondant au point de fonctionnement choisi. Afin de vérifier que l'OCT2 est bien éteint, nous avons tracé le cycle de charge du transistor de cet OCT (Figure III-22).

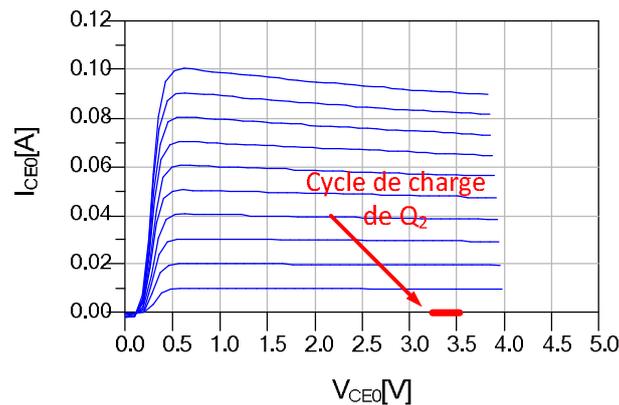


Figure III-22 Cycle de charge de Q_2 lorsque l'OCT1 est en fonctionnement

Nous constatons bien que le courant est nul dans ce transistor et donc qu'il n'oscille pas. Le schéma électrique du premier OCT est montré Figure III-23.

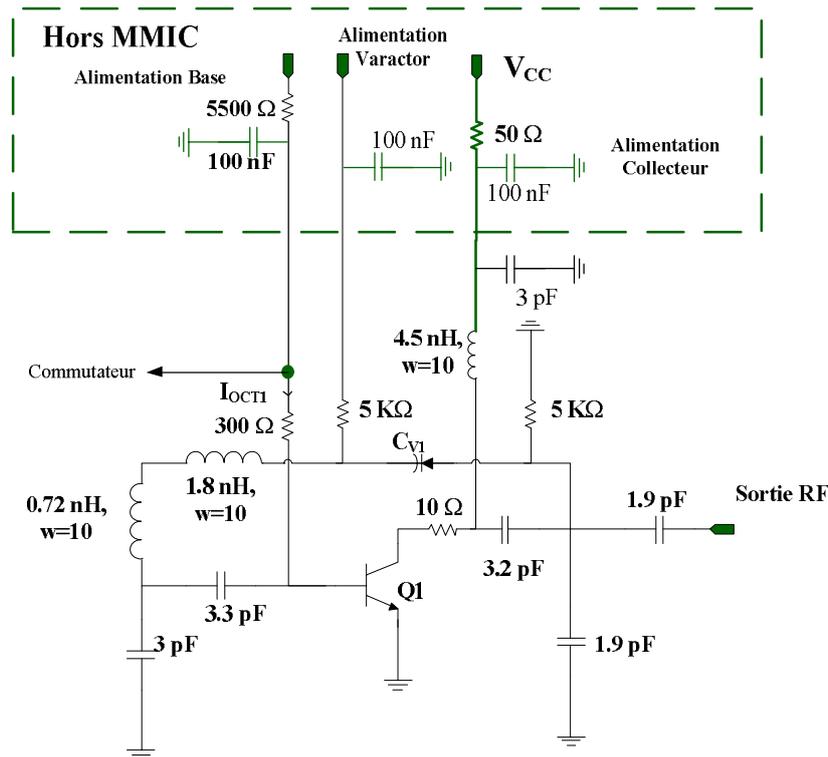


Figure III-23 Schéma électrique de l'OCT1

Il est constitué du transistor Q_1 polarisé au travers d'une inductance de 4.5 nH de 10 μm de largeur de ruban et une résistance totale de 60 Ω coté collecteur, divisée en deux parties : $R_{c_ext}=50 \Omega$ à l'extérieur de la partie MMIC et $R_{c1}=10 \Omega$ à l'intérieur du MMIC directement sur le collecteur. Ce choix résulte d'une minimisation du bruit de phase sur toute la bande d'accord et sera explicité par la suite.

Sur la base nous avons une résistance totale de 5800 Ω pour avoir une alimentation en courant. Cette résistance divisée en deux parties : 300 Ω de façon à charger les sources de bruit sur une faible impédance pour réduire le bruit de phase (voir chapitre II) et 5500 Ω mise à l'extérieur du circuit.

En ce qui concerne la partie réactive de l'OCT, la diode varactor HB20M V10x20x30 est polarisée en inverse en utilisant une résistance de 5 k Ω connectée sur la cathode. Une autre résistance de 5 k Ω est mise sur l'anode afin de fermer le chemin DC. Ces deux résistances sont choisies assez grandes pour qu'elles ne perturbent pas en HF. Cette diode varactor sera polarisée avec une tension inverse allant de 1 V à 11V.

De plus l'inductance de la contre réaction est divisée en deux parties : une inductance de 1.8 nH et une autre inductance 0.72 nH avec une largeur du ruban égale à $w=10 \mu\text{m}$. Cette division de l'inductance permet d'ajuster les pertes dans la contre réaction afin d'ajuster le cycle de charge. La Figure III-24 montre la comparaison de la simulation de la résistance d'une seule inductance et deux inductances de même valeur pour la même largeur du ruban.

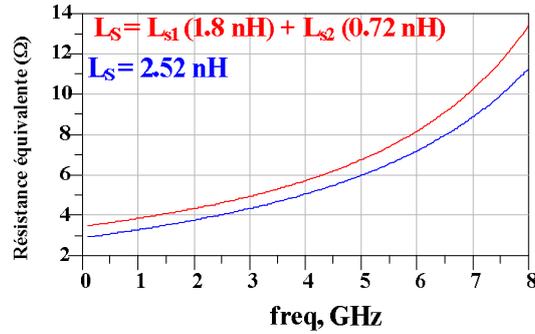


Figure III-24 Pertes dans une seule inductance de 2.52 nH (bleu) et deux inductances dont la somme vaut 2,52 nH (rouge)

Finalement une optimisation est faite sur les capacités du circuit afin d'avoir un faible niveau de bruit de phase et la plus grande puissance de sortie.

III.5.1.1 Stabilité linéaire de l'OCT1

Nous commençons la présentation des résultats de l'OCT1 par la simulation du gain en boucle ouverte linéaire afin de vérifier qu'une oscillation peut démarrer au voisinage de la fréquence voulue et qu'il n'y a pas d'autres oscillations parasites. Les tracés du gain en boucle ouverte linéaire en dB (rouge) et sa phase en degré (bleu) pour les tensions d'accord ($V_{\text{tune}}=1\text{V}$, $V_{\text{tune}}=6\text{V}$ et $V_{\text{tune}}=11\text{V}$) sont présentés Figure III-25.

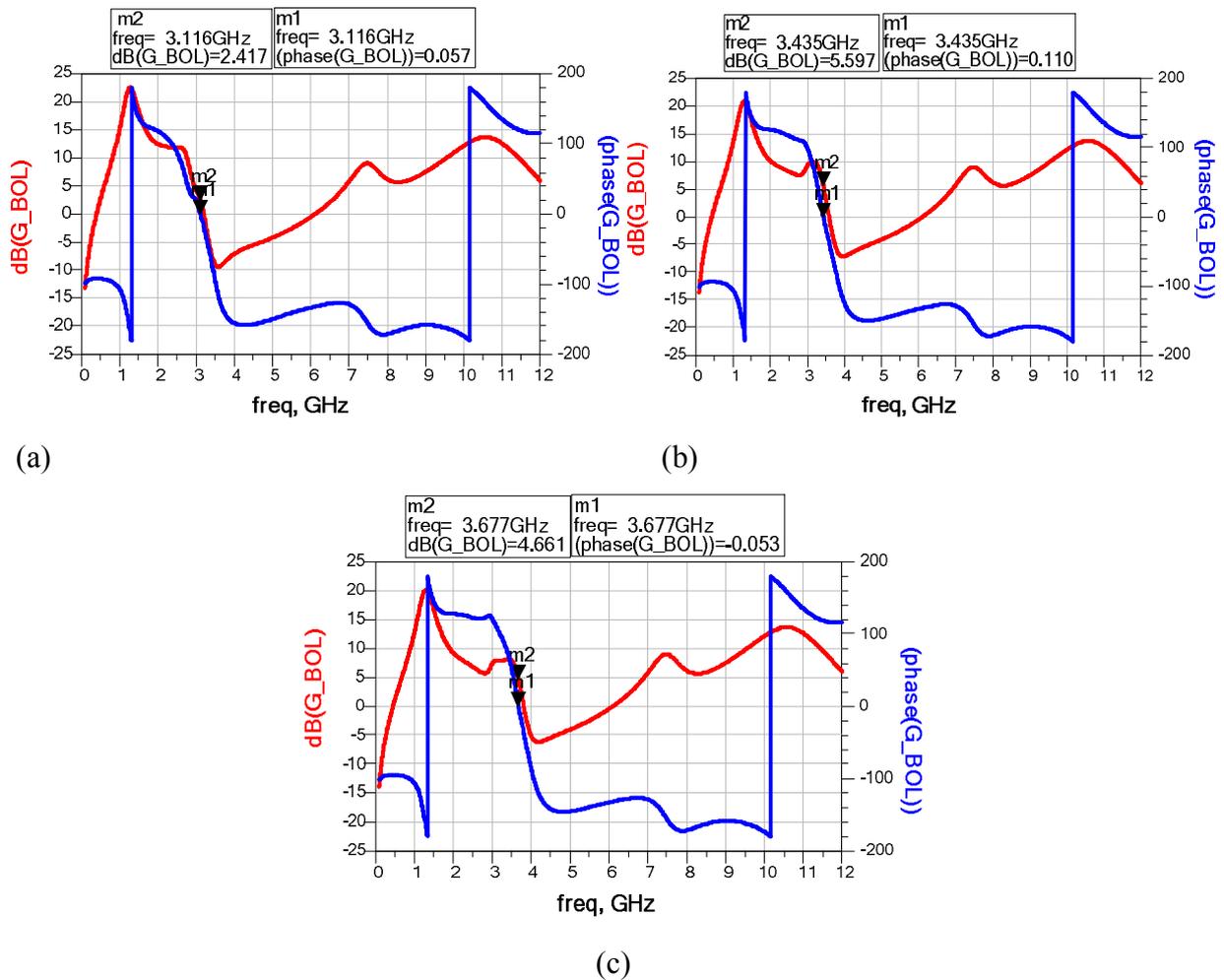


Figure III-25 Simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT1 pour les tensions d'accord

(a) $V_{tune}=1V$ (b) $V_{tune}=6V$ et (c) $V_{tune} = 11 V$

Ces tracés montrent bien pour chaque tension V_{tune} la présence d'une seule fréquence d'oscillation et l'absence d'oscillations parasites.

Le TAB. III.7 donne, pour chaque tension d'accord V_{tune} simulée, la fréquence d'oscillation $f_{oscillation}$ obtenue en GHz, le gain en boucle ouverte G_{BOL} en dB et le coefficient de qualité de l'oscillateur en charge $Q_{Loscillateur}$ donné par l'équation suivante (II.17) :

$$Q_{Loscillateur} = \frac{1}{2} \left[\frac{2 \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{\omega_0}}{2} \right] \quad (III.6)$$

V_{tune}	$f_{\text{oscillation}}$ [GHz]	G_{BOL} [dB]	$Q_{\text{Oscillateur}}$
1 V	3.11	2.41	339
6 V	3.43	5.59	444
11 V	3.67	4.66	548

TAB. III.7 Résultats de la simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT1

Ce TAB. III.7 montre bien qu'il y a un démarrage d'oscillation avec un gain en boucle ouverte relativement suffisant (supérieur à 2.4 dB) et un coefficient de qualité important.

III.5.1.2 Etat établi de l'OCT1

Ensuite le résultat obtenu lors de la simulation de l'état établi de cet OCT est présenté en Figure III-26 (a) et montre une bande d'accord comprise entre 3.11 GHz et 3.66 GHz, ce qui est équivalent à une bande de 16.25% autour de 3.38 GHz.

La puissance de sortie en fonction de V_{tune} est montrée Figure III-26 (b) et supérieure à +3dBm. De plus la consommation DC totale du circuit dans ce cas est de 165.1 mW.

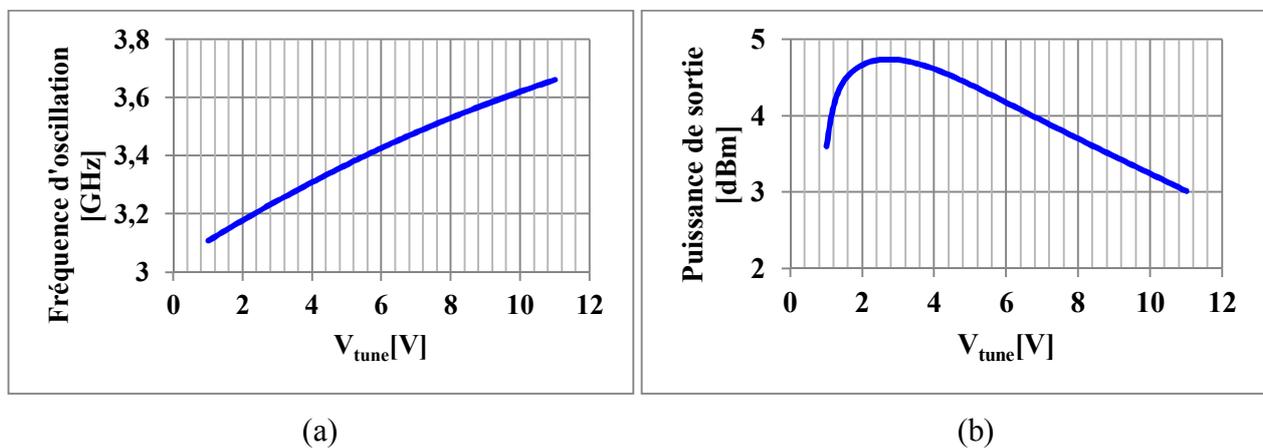


Figure III-26 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT1 en fonction de V_{tune}

La sensibilité de la fréquence en fonction de la tension d'accord est donnée Figure III-27.

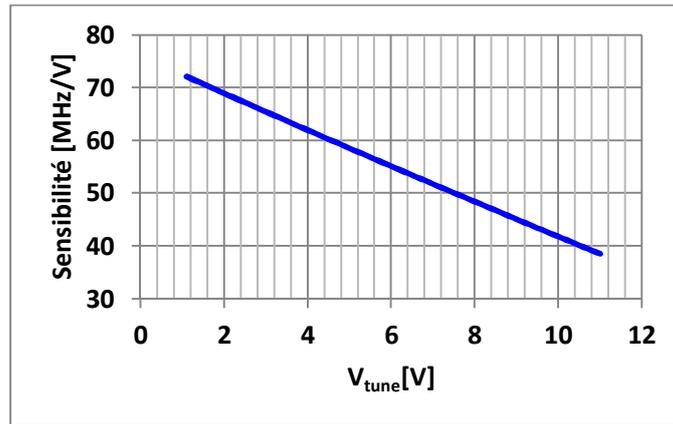


Figure III-27 Sensibilité de l'OCT1 en fonction de V_{tune}

Les taux de rejection des harmoniques sont donnés Figure III-28. Ils montrent un niveau de rejection supérieur à 33 dBc pour la deuxième harmonique et un niveau supérieur à 45 dBc de rejection pour la troisième harmonique.

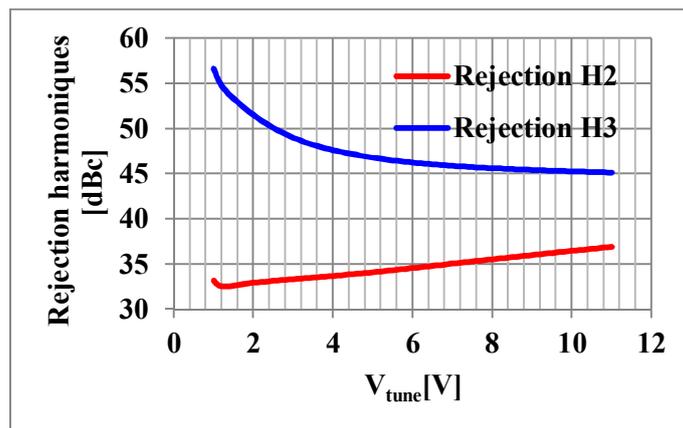


Figure III-28 Niveaux de rejection des harmoniques en fonction de V_{tune} 2^{ème} harmonique (en rouge) et 3^{ème} harmonique (en bleu) de l'OCT1

Les cycles de charge obtenus lors de cette simulation pour les tensions inverses V_{tune} de 1V, 6V et 11V sont montrés Figure III-29.

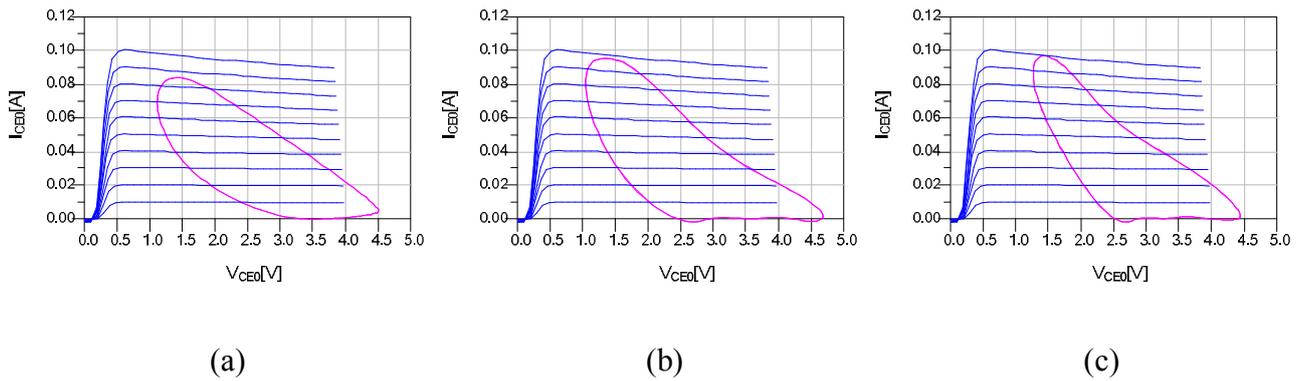


Figure III-29 Cycles de charge de l'OCT1 pour les tensions d'accord (a) $V_{\text{tune}}=1\text{V}$ (b) $V_{\text{tune}}=6\text{V}$ et (c) $V_{\text{tune}} = 11\text{V}$

Ces cycles se trouvent bien dans la zone optimum pour avoir un faible bruit de phase (Chapitre II). La simulation de bruit de phase à 100 kHz de la porteuse, montre un niveau inférieur à -98.5 dBc/ Hz sur toute la bande d'accord (Figure III-30). De plus il atteint un niveau de -100.5 dBc/Hz à V_{tune} égale à 3V. En conséquence cet OCT présente une variation maximale de bruit de phase de 2dB.

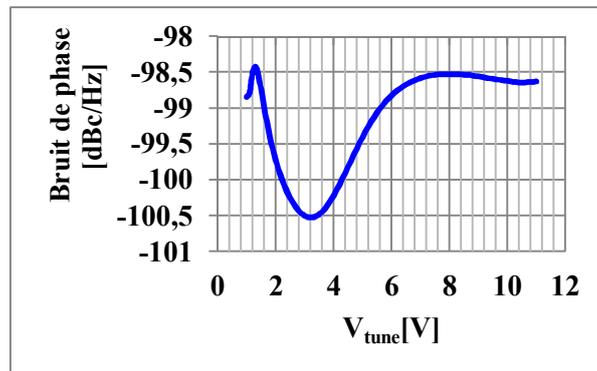


Figure III-30 Variation du bruit de phase de l'OCT1 à 100 kHz de la porteuse en fonction de V_{tune}

Le TAB. III.8 montre la contribution des sources de bruit BF et shot du modèle du transistor présenté au chapitre II sur le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse pour l'OCT1.

Source de Bruit BF	$V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$	$V_{\text{tune}} = 6 \text{ V}$	$V_{\text{tune}} = 11 \text{ V}$
Total [dBc/Hz]	-98.8	-98.8	-98.6
Bruit Commandé [dBc/Hz]	-111.2	-112.0	-111.3
Bruit non-commandé [dBc/Hz]	-106.4	-102.1	-101.1
Bruit shot BE [dBc/Hz]	-107.7	-106.8	-106.1
Bruit shot CE [dBc/Hz]	-105.3	-110.5	-112.1

TAB. III.8 Contribution des sources de bruit du transistor sur le bruit de phase @ 100 kHz pour l'OCT1

Pour avoir une vision plus claire de cette contribution, nous avons calculé les puissances de bruit de chaque source et ramenées celles-ci à la puissance totale de bruit. Le résultat est donc donné en pourcentage (Figure III-31).

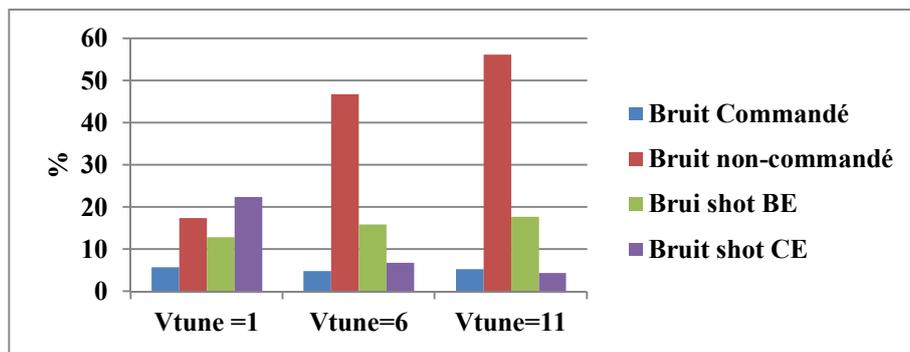


Figure III-31 Histogramme de la contribution des sources de bruit du transistor sur le bruit de phase de l'OCT

On remarque une grande disparité sur les contributions des sources suivant la tension V_{tune} , montrant ainsi la difficulté d'optimiser le bruit de phase de l'OCT sur toute la bande d'accord en fréquence.

III.5.1.3 Influence de la capacité de 3 pF du collecteur (OCT1)

L'ajout d'une capacité de 3 pF entre l'inductance de 4,5 nH du collecteur et la résistance externe de 50 Ω (Figure III-23) sert à réaliser un point froid sur le collecteur à l'intérieur du circuit MMIC. Elle joue aussi un rôle dans la minimisation du niveau de bruit de phase et dans l'amélioration du niveau de puissance comme la montre la Figure III-32 (en rouge avec la capacité et en bleu sans la capacité).

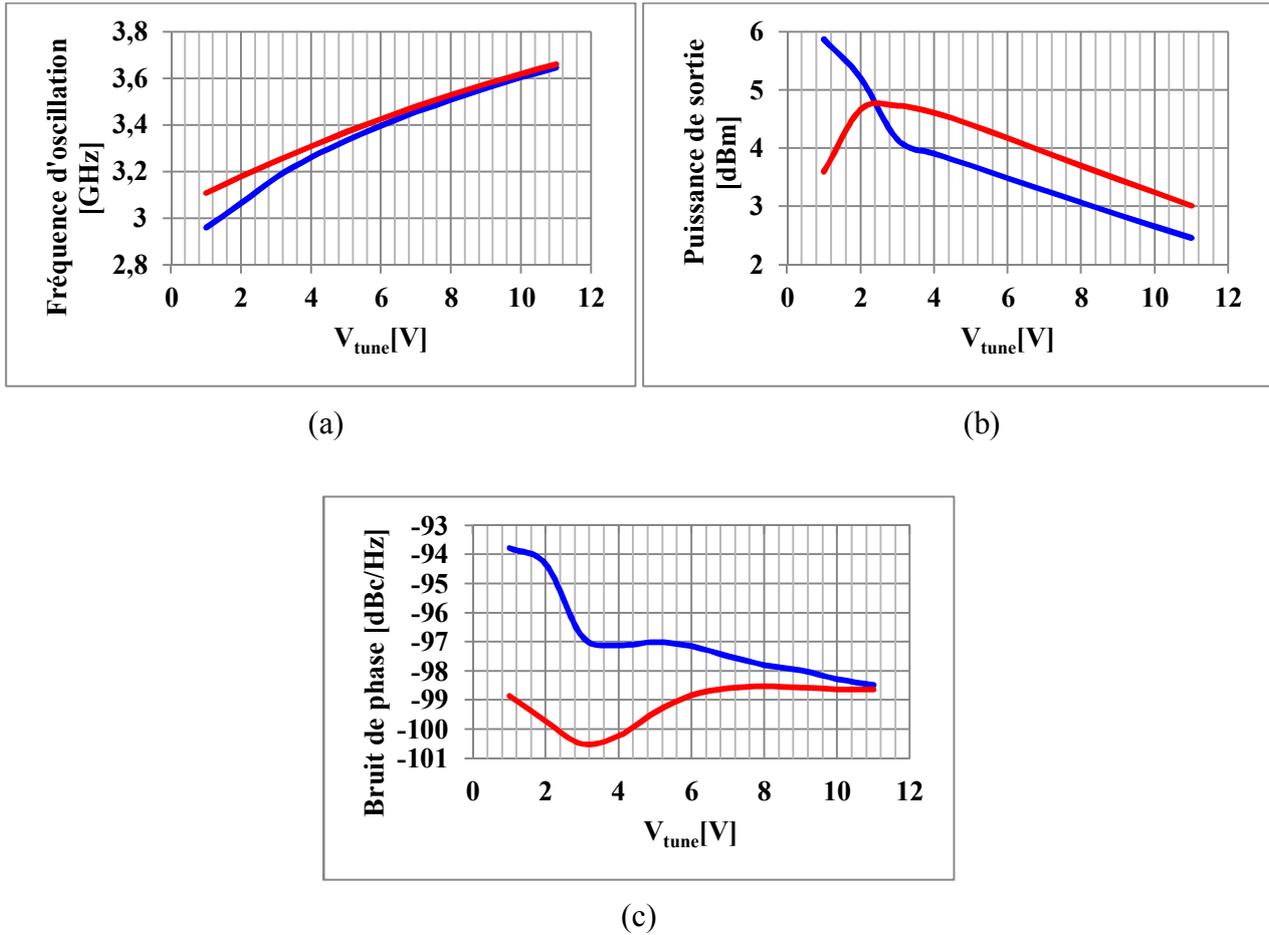


Figure III-32 Effet de la capacité de 3pF à l'intérieur de la partie MMIC sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c)

Pour tenter d'expliquer cette amélioration nous donnons les valeurs du bruit de phase obtenus pour les 2 valeurs extrêmes de V_{tune} avec et sans cette capacité de 3 pF dans le TAB. III.9. Une variation importante pour $V_{tune} = 1V$ confirme la courbe de la Figure III-32.

	Avec la capacité		Sans la capacité	
	$V_{tune} = 1V$	$V_{tune} = 11 V$	$V_{tune} = 1 V$	$V_{tune} = 11 V$
Source de Bruit BF [dBc/Hz]				
Total [dBc/Hz]	-98.8	-98.6	-93.8	-98.5
Bruit Commandé [dBc/Hz]	-111.2	-111.3	-101.5	-111
Bruit non-commandé [dBc/Hz]	-106.4	-101.1	-98	-101
Bruit shot BE [dBc/Hz]	-107.7	-106.1	-103.7	-106
Bruit shot CE [dBc/Hz]	-105.3	-112.1	-110.3	-112.2

TAB. III.9 Bruit de phase avec et sans la capacité de 3 pF sur le collecteur

Nous présentons maintenant (Figure III-33) la contribution de chacune des sources de bruit du transistor au bruit de phase total :

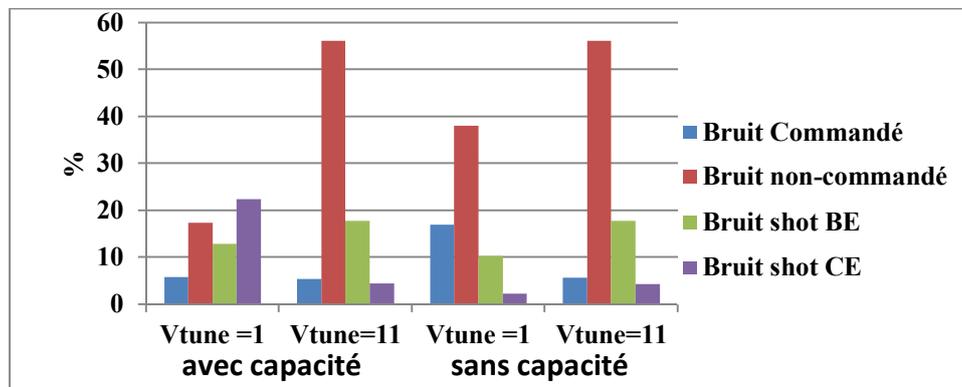


Figure III-33 Contribution des sources de bruit du transistor au bruit de phase total de l'OCT1

Nous remarquons que pour $V_{tune} = 11 \text{ V}$ les contributions relatives restent identiques. En revanche, pour $V_{tune} = 1 \text{ V}$, les contributions des sources de bruit non-commandée (ou de fuite) et commandée diminuent de moitié, celle de la source de bruit shot BE reste identique et celle la source de bruit shot CE augmente, mais sa valeur absolue reste très inférieure aux autres donc sa variation ne compense pas les baisses des autres sources et donc le bruit de phase totale diminue. Nous avons donc simulé les impédances Z_{base} et $Z_{collecteur}$ indiquée Figure III-34 et dont les valeurs sont indiquées TAB. III.10: En fait il s'agit simplement, en oscillation du calcul du rapport de la tension collecteur (base) sur le courant collecteur (base) à la fréquence d'oscillation.

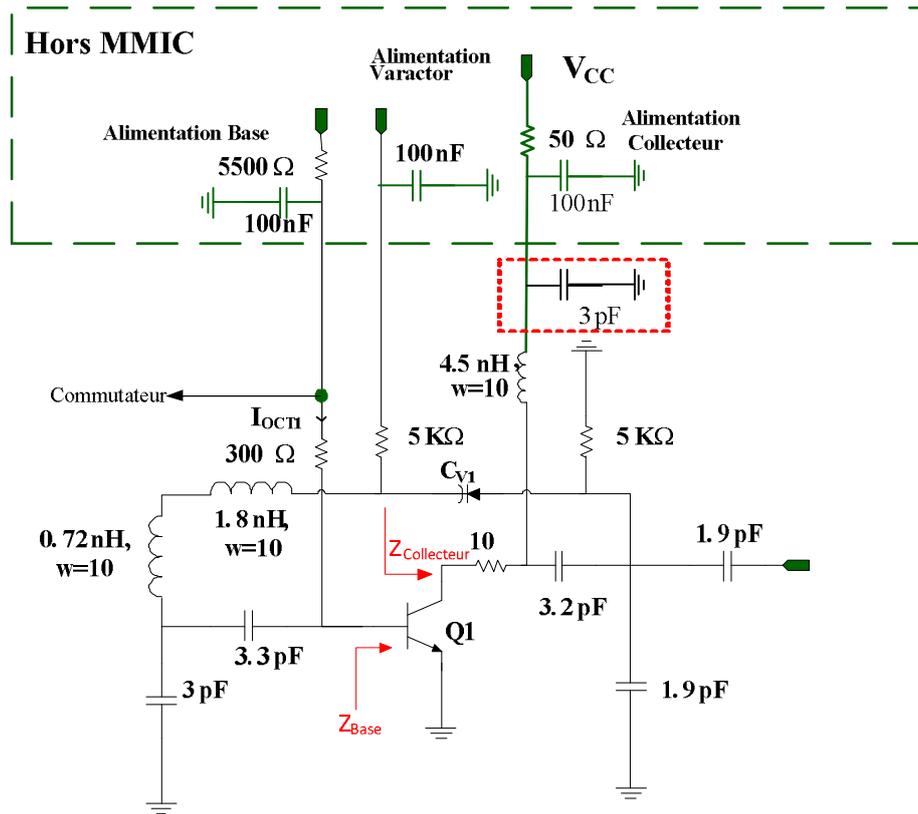


Figure III-34 Simulation des impédances $Z_{Collecteur}$ et Z_{base} dans l'OCT1

	$V_{tune} = 1V$	$V_{tune} = 1V$	$V_{tune} = 11V$	$V_{tune} = 11V$
	Avec la capacité	Sans la capacité	Avec la capacité	Sans la capacité
$Z_{Base} [\Omega]$	$4.4 + j 3$	$8.2 + j 7.8$	$7 + j 5.6$	$7.24 + j 5.9$
$Z_{Collecteur} [\Omega]$	$47 - j 10$	$45 - j 14.8$	$32.3 - j 10$	$30.3 - j 10.8$

TAB. III.10 Impédances Z_{Base} et $Z_{collecteur}$ dans les 4 cas

L'impédance du collecteur ne varie pas, En revanche l'ajout de la capacité fait baisser l'impédance sur la base d'un rapport 2, ce qui peut expliquer la diminution du bruit converti par les sources commandée et de fuite. Bien sûr, ceci n'explique pas tous les effets mais est une des causes de cette diminution du bruit.

III.5.1.4 Choix de la résistance de 60Ω sur le collecteur (OCT1)

Dans ce paragraphe, nous allons justifier le choix de la distribution de la résistance de 60Ω du collecteur. La somme restant constante égale à 60Ω , on montre que pour des paires de résistances

$R_{c1}=6 \Omega$, $R_{c_ext}=54 \Omega$ (bleu sur les figures) et $R_{c1}=15 \Omega$, $R_{c_ext}=45 \Omega$ (rouge sur les figures) le bruit de phase est moins bon (Figure III-37), la puissance varie légèrement (Figure III-36) par contre la fréquence varie très peu (Figure III-35) par rapport aux valeurs nominales ($R_{c_ext}=50 \Omega$ et $R_{c1}=10 \Omega$) (en rouge). Il faut noter que cette résistance externe R_{c_ext} est commune aux 2 OCT. Nous verrons que cette paire de valeur de $R_{c_ext}=50 \Omega$ et $R_{c1}=10 \Omega$ correspond bien à un optimum pour les 2 OCT à la fois.

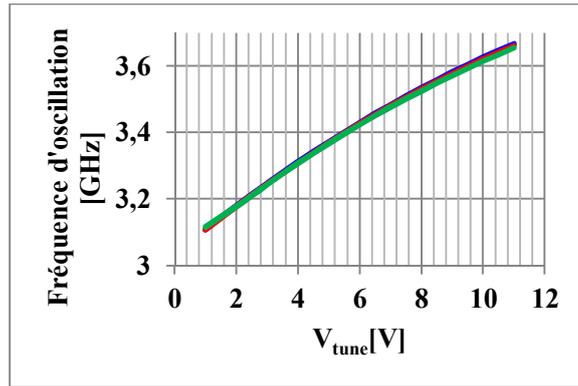


Figure III-35 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur la fréquence d'oscillation

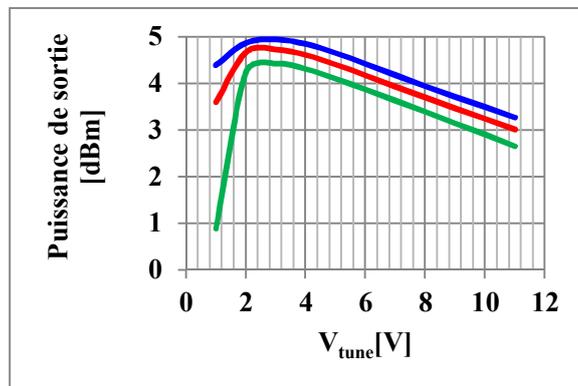


Figure III-36 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur la puissance de sortie

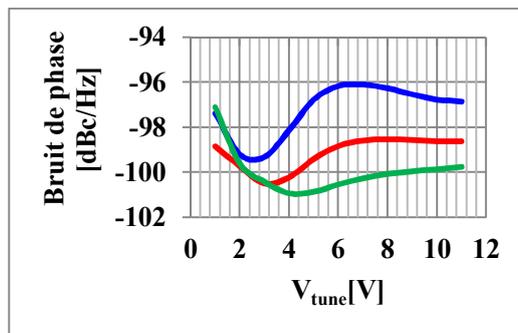


Figure III-37 Influence de la variation de la résistance de collecteur sur le bruit de phase

Le choix a été fait d'avoir un bruit le plus constant possible sur toute la bande (et ceci pour les 2 OCT comme nous le verrons par la suite).

Un autre choix a été fait concernant la position de cette résistance de $10\ \Omega$. L'effet de mettre cette résistance directement sur le collecteur ou de la mettre en série avec l'inductance de $4.5\ \text{nH}$ joue un rôle sur l'amélioration du bruit de phase comme présenté Figure III-38 (c).

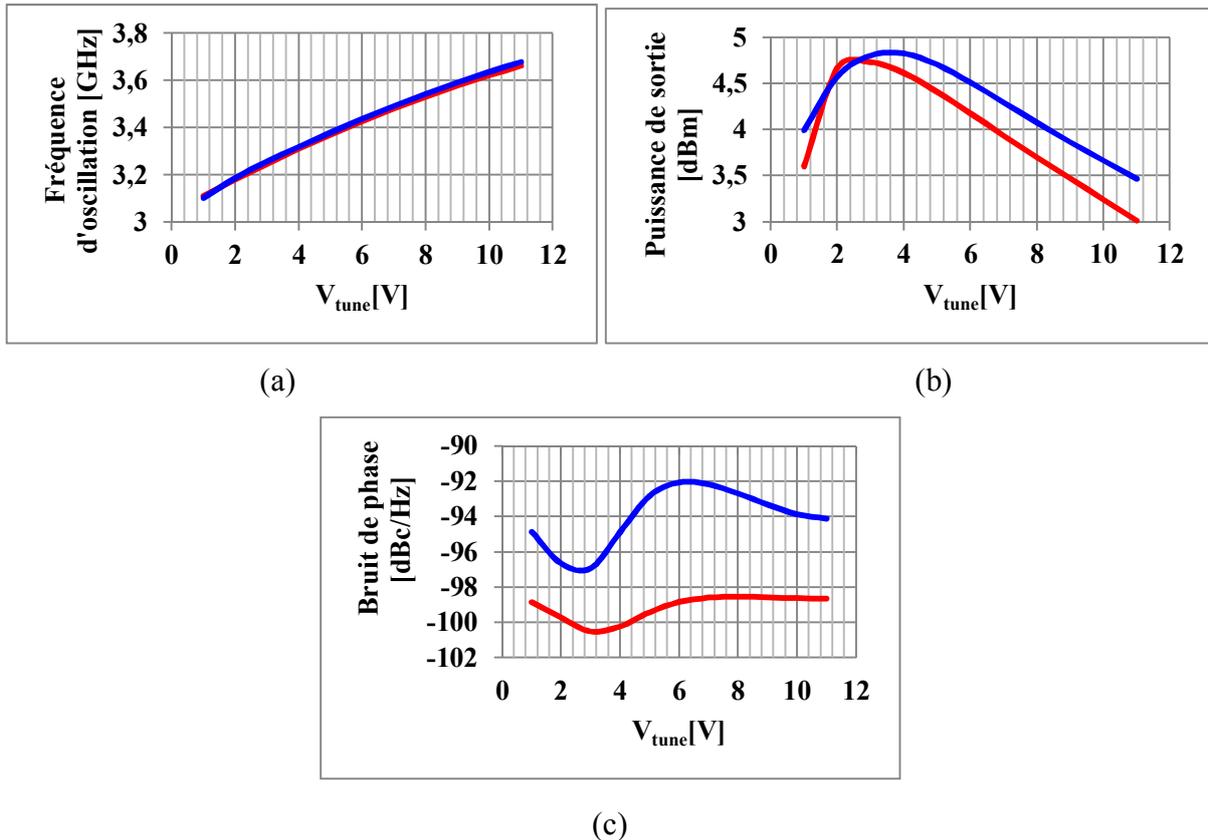


Figure III-38 Effet de la résistance de $10\ \Omega$ directement sur le collecteur (rouge) ou en série avec l'inductance (bleu) sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c)

En revanche, la puissance de sortie est dégradée de $0.5\ \text{dB}$ (Figure III-38(b)) et cela n'a pas d'effet important sur la variation de la fréquence d'oscillation Figure III-38 (a). Une analyse plus fine au niveau des impédances (comme pour la capacité de $3\ \text{pF}$) ne nous a pas permis de bien identifier les causes de cette diminution.

III.5.1.5 Autres caractéristiques de l'OCT1

Après la simulation des paramètres essentiels de l'OCT1, on va simuler maintenant les autres paramètres (comme le pulling, pushing, etc...).

La variation de l'impédance de charge connectée en sortie de l'oscillateur introduit une variation du niveau de puissance de sortie ainsi que de la fréquence d'oscillation. Cette variation est dite pulling. Le pulling peut être obtenu par simulation en faisant varier l'impédance de charge. Normalement cette variation de l'impédance est spécifiée pour un coefficient de réflexion défini avec une phase variante entre 0 et 2π . Un coefficient de réflexion de -12 dB qui correspond à un rapport d'onde stationnaire VSWR=1.67, est souvent employé pour caractériser le pulling en fréquence d'un oscillateur. La Figure III-39 montre le résultat de pulling de l'OCT1 pour cette valeur de VSWR.

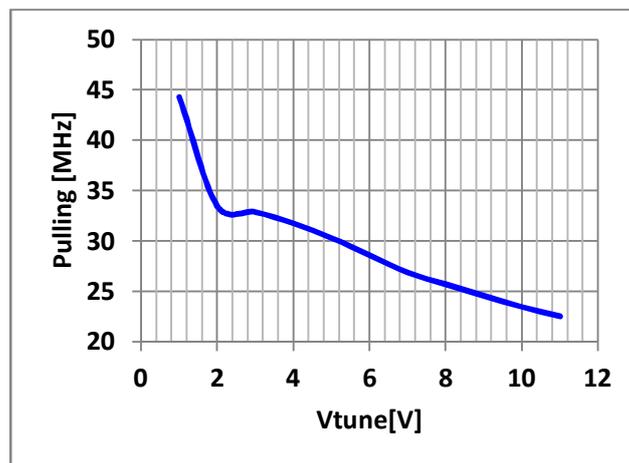


Figure III-39 Pulling de l'OCT1 en fonction de la tension d'accord V_{tune}

Une variation de pulling comprise entre 45 MHz et 22 MHz est obtenue ce qui est normal sans l'utilisation des techniques de réduction de pulling employé en général dans les OCT commerciaux. TAB. III.11 présente quelques résultats d'OCT commerciaux.

OCT	Pulling typique@VSWR=1.67	Bande de fréquence
[56]	9 MHz	2.02 à 4.067 GHz
[57]	3 MHz	2.6 à 5.2 GHz

TAB. III.11 Comparaison du pulling avec des OCT commerciaux

Parmi ces techniques l'utilisation d'un amplificateur tampon (buffer) qui permet d'augmenter en même temps le niveau de puissance de sortie mais aussi la consommation du circuit. Le pulling peut aussi être aussi minimisé en utilisant un atténuateur qui peut dégrader le niveau de puissance de sortie, sans augmenter la consommation du circuit.

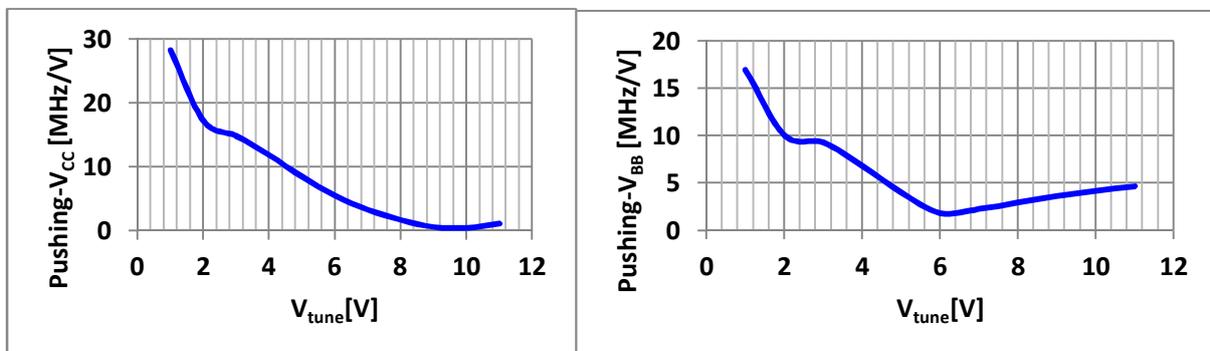
Une autre caractéristique analysée lors de cette simulation est le facteur de pushing qui consiste à étudier l'influence de la variation de la tension de polarisation sur la fréquence d'oscillation. Le pushing se caractérise par une variation de la tension de polarisation et l'observation de la variation de la fréquence et de l'amplitude résultante. Le pushing est exprimé en Hz/volt.

Un bon filtrage du circuit de polarisation doit être effectué afin de minimiser le pushing. Cela consiste à bien isoler la partie continue des autres parties de l'oscillateur et ainsi réduire l'effet de la variation de la tension de polarisation sur les performances du circuit.

L'application d'une variation de la tension V_{CC} (coté collecteur) pour des valeurs comprises entre $V_{CC}=4.5$ V et $V_{CC}= 5.5$ V nous donne des niveaux de pushing à chaque tension d'accord de l'OCT montrée Figure III-40(a). Ce résultat montre un pushing de 28 MHz/V à $V_{tune} =1$ V et un pushing de quelques centaines de kHz/V pour les tensions d'accord élevées.

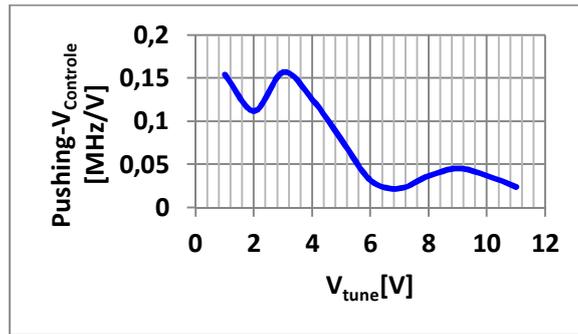
L'application d'une variation de la tension V_{BB} (coté base) pour des valeurs des tensions compris entre $V_{BB}=4.5$ V et $V_{BB}= 5.5$ V nous donne des niveaux de pushing à chaque tension d'accord de l'OCT montrée Figure III-40(b). Ce résultat montre un pushing maximum de 17 MHz/V à $V_{tune} =1$ V et un minimum de 1.8 MHz/V de à $V_{tune} =6$ V.

Enfin, la Figure III-40(c) montre le pushing obtenu par la variation de $V_{Contrôle}$ entre 0V et 1V, les valeurs obtenues sont inférieures à 200 kHz/V.



(a)

(b)



(c)

Figure III-40 Pushing de l'OCT1 appliqué sur la polarisation V_{CC} (a) V_{BB} (b) et $V_{Control}$ (c) en fonction de la tension d'accord V_{tune}

Cette caractéristique est comparée par rapport à des OCT commerciaux dans le TAB. III.12. Seule la tension d'alimentation est prise en compte dans ces résultats.

OCT	Pushing	Bande de fréquence
[56]	5 MHz	2.02 à 4.067 GHz
[57]	0.3 MHz/V	2.6 à 5.2 GHz
[58]	1 MHz/V	2.970 à 3.190 GHz
[59]	2 MHz/V	3.15 à 3.4 GHz

TAB. III.12 Comparaison du pushing avec des OCT commerciaux

Nos résultats sont effectivement moins bons, mais une explication est due au fait que ces OCT commerciaux intègrent en général des régulateurs de tension pour limiter cette déviation de fréquence.

Le circuit doit également fonctionner pour les températures comprises entre $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $80\text{ }^{\circ}\text{C}$, pour cela une analyse en température est effectuée. La variation de la fréquence d'oscillation et celle de la puissance de sortie en fonction de la tension d'accord V_{tune} pour les deux pires-cas de températures sont montrées respectivement Figure III-41 (a) et Figure III-41 (b).

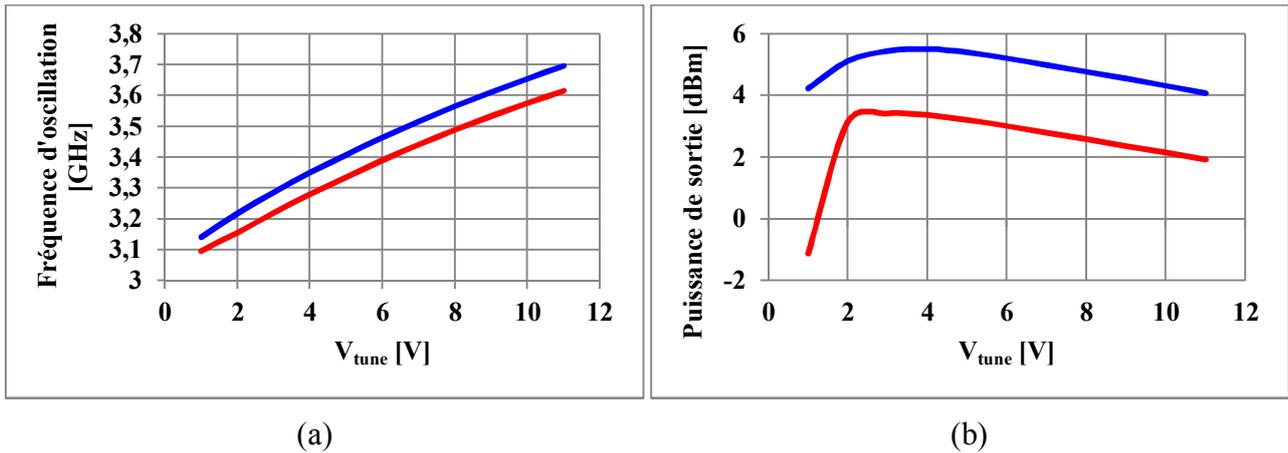


Figure III-41 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT1 en fonction de V_{tune} pour la variation de la température entre -20°C (bleu) et 80°C (rouge)

Cette simulation en température montre une variation moyenne de la fréquence d'oscillation sur toute la bande d'accord de 70 MHz lorsque la température varie entre -20°C et 80°C . En outre la variation maximale de la puissance de sortie sur toute la bande d'accord obtenue est égale 2.4 dBm sauf qu'il présente un maximum de 5 dB à 1V.

Après la simulation des différentes caractéristiques du circuit, on va maintenant présenter les résultats de simulation de la dispersion des paramètres du circuit en utilisant l'analyse Monte-Carlo [60]. Celle-ci est réalisée en appliquant des variations aléatoires gaussiennes sur les différents éléments du circuit. Cette analyse est effectuée sur l'état établi du circuit.

Les pires cas obtenus après cette simulation de 100 tirages nous montre la dispersion maximale et minimale pour la variation de fréquence d'oscillation présentée Figure III-42 (a) et pour la puissance de sortie présentée Figure III-42 (b).

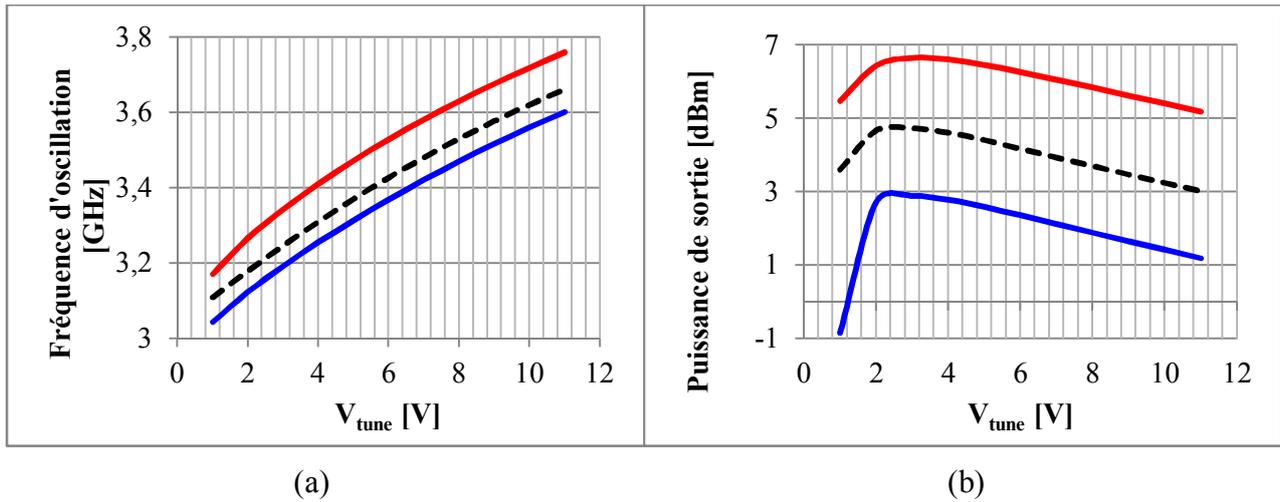


Figure III-42 Dispersion de la fréquence d'oscillation (a) et de la puissance de sortie (b) après l'analyse Monte-Carlo à 100 tirages

La variation de la fréquence d'oscillation est comprise entre les deux bandes d'accord [3.04 – 3.6 GHz] (bleu) et [3.17 – 3.76 GHz] (rouge) et les valeurs nominales sont tracées en noir pointillé.

Ensuite nous présentons les histogrammes résultants de l'application des facteurs de dispersion sur les paramètres du circuit. Le premier histogramme présenté Figure III-43 concerne les bandes d'accord de fréquence obtenues pour 100 tirages, 98 tirages ayant abouti à une oscillation. Le principe adopté pour tracer ces histogrammes est d'affecter toutes les tirages donnant une bande d'accord comprise entre $B-10$ MHz et $B+10$ MHz à la valeur B (tous les histogrammes suivants seront tracés sur le même principe).

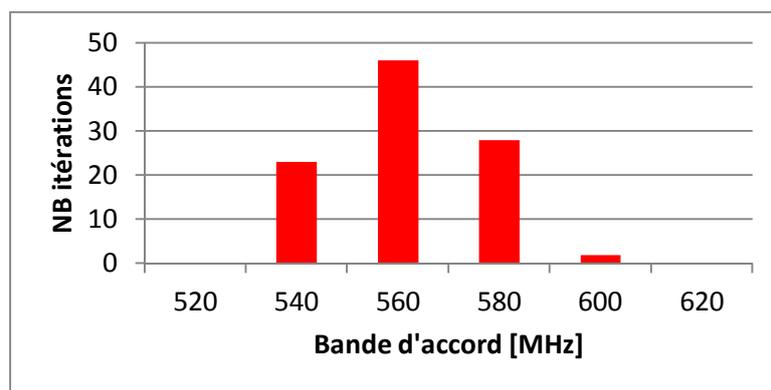


Figure III-43 Histogramme de la bande d'accord de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse

La bande d'accord est comprise entre 520 MHz et 600 MHz avec une majorité de 45% entre 540 et 560 MHz. Ce résultat signifie que la bande d'accord n'est pas trop dispersée par rapport à la bande d'accord nominale (550 MHz).

La Figure III-44 présente l'histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT1 pour le même nombre de tirages que précédemment. Ce résultat implique que près de 60% des fréquences centrales simulées pour 100 tirages sont comprises entre 3.35 GHz et 3.4 GHz, et donc qu'il n'y a pas trop de dispersion de la fréquence centrale nominale (3.385 GHz).

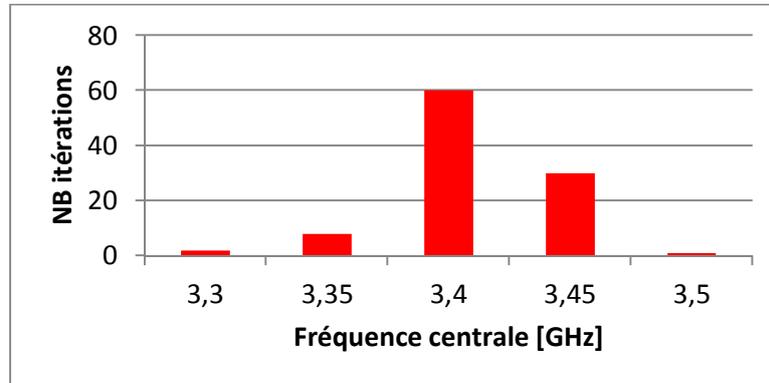


Figure III-44 Histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse

La Figure III-45 montre la dispersion de la puissance de sortie pour la tension d'accord inverse $V_{\text{tune}} = 6V$ (milieu de la plage des tensions). La puissance de sortie nominale pour cette valeur de tension est 4.2 dBm, et l'histogramme montre que près de 40% des tirages sont compris entre 4 dBm et 5 dBm.

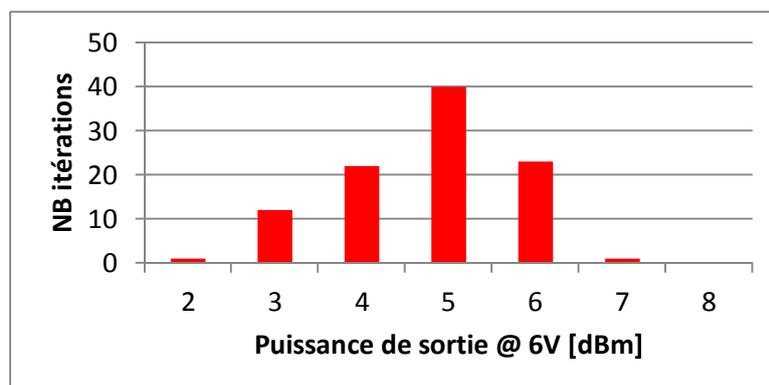


Figure III-45 Histogramme de la puissance de sortie pour la tension d'accord $V_{\text{tune}} = 6V$ de l'OCT1 pour 100 tirages d'analyse

III.6 Résultats de simulation du 2^{ème} OCT

Nous allons, dans ce paragraphe, présenter les mêmes types de résultats que pour l'OCT1. Nous rappelons que toutes les simulations suivantes ont été réalisées sur le circuit entier, seul la valeur de

la tension de contrôle change par rapport au paragraphe précédent et donc l'OCT1 est maintenant éteint et l'OCT2 fonctionne. Dans ce cas de fonctionnement, la tension de commande $V_{\text{contrôle}}$ du commutateur est mise à 5V. Les bilans des tensions et courants dans le commutateur sont donnés TAB. III.13 et TAB. III.14.

$V_{\text{Contrôle}}(\text{V})$	$V_{\text{BB}}(\text{V})$	$V_{\text{BQ}}(\text{V})$	$V_{\text{CQ}}(\text{V})$
5	5	1.24	0.32

TAB. III.13 Bilan des tensions dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT2

$I_{\text{Contrôle}}(\mu\text{A})$	$I_{\text{BB}}(\mu\text{A})$	$I_{\text{BQ}}(\mu\text{A})$	$I_{\text{CQ}}(\mu\text{A})$	$I_{\text{OCT1}}(\mu\text{A})$	$I_{\text{OCT2}}(\mu\text{A})$
635	850	54.8	850	0	580

TAB. III.14 Bilan des courants dans le commutateur lors du fonctionnement de l'OCT2

D'après le TAB. III.14, on remarque que le courant I_{OCT1} qui va passer vers la base du transistor Q_1 de l'OCT1 est nulle, ce qui signifie que l'OCT1 est bien hors fonctionnement et l'OCT2 est en fonctionnement avec un courant de base de Q_2 de 580 μA .

Vérifions dans ce cas aussi que l'OCT1 n'oscille pas en traçant le cycle de charge du transistor Q_1 (Figure III-46) :

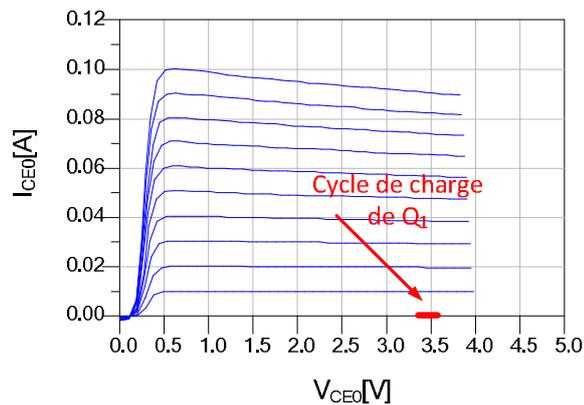


Figure III-46 Cycle de charge de Q_1 lorsque l'OCT2 est en fonctionnement

Le cycle de charge est plat avec un courant de collecteur nul, montrant ainsi que l'OCT1 n'oscille pas.

Le schéma électrique final du deuxième OCT, obtenu après réglages est montré Figure III-47.

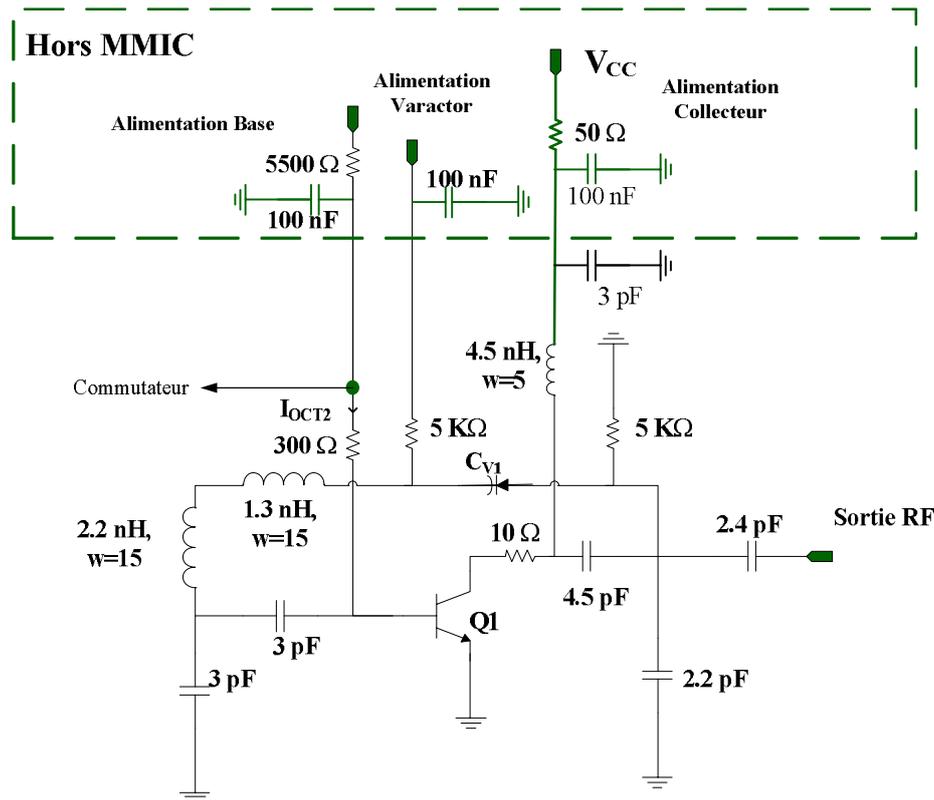


Figure III-47 Schéma électrique de l'OCT2

La topologie utilisée dans l'OCT2 est la même utilisée que précédemment mais avec des valeurs différentes puisque cet OCT couvre une autre sous bande de fréquence. Afin de décaler la fréquence d'oscillation, la différence majeure existant entre les deux OCT est la valeur de l'inductance de la contre réaction, puisque on utilise la même diode varactor HB20M de même taille 10 doigts de $20 \mu\text{m} \times 30 \mu\text{m}$. Cet OCT est constitué alors du transistor Q_2 (HB20M $6 \times 2 \times 40$) polarisé de manière identique à l'OCT1 : côté collecteur, une inductance de 4.5 nH de $5 \mu\text{m}$ de largeur de ruban, et une résistance totale de 60Ω (repartie en deux parties 50Ω à l'extérieur de la partie MMIC et 10Ω à l'intérieur du MMIC directement sur le collecteur) ; côté base une résistance totale de 5800Ω répartie en deux parties (300Ω dans la puce MMIC et 5500Ω mise à l'extérieur du circuit).

Le point de polarisation du transistor Q_2 est finalement ajusté à un courant de collecteur $I_{CE0} = 28.46 \text{ mA}$, et une tension collecteur de $V_{CE0} = 3 \text{ V}$. La diode varactor de l'OCT2 est polarisée de la même façon que celle de l'OCT1 en utilisant deux résistances de $5 \text{ k}\Omega$.

De plus l'inductance de la contre réaction est divisée en deux parties : une inductance de 1.3 nH avec w la largeur de ruban égale à $15 \mu\text{m}$ et une autre inductance 2.2 nH avec $w = 15$. Cela nous fait une inductance totale de 3.5 nH . Cette valeur de l'inductance permet de décaler la fréquence

d'oscillation de l'OCT et cette distribution de l'inductance en deux permet de bien ajuster les pertes dans la contre réaction.

Finalement une optimisation complète de tous les autres éléments passifs a été faite afin d'avoir un faible niveau de bruit de phase et une puissance de sortie de plusieurs dBm.

III.6.1.1 Stabilité linéaire de l'OCT2

Comme dans le cas de l'OCT1, nous commençons la présentation des résultats par la simulation du gain en boucle ouverte linéaire afin de vérifier qu'une oscillation peut démarrer au voisinage des fréquences voulues et qu'il n'y a pas d'autres oscillations parasites. Les tracés du gain en boucle ouverte linéaire et de sa phase pour les tensions d'accord ($V_{tune}=1V$, $V_{tune}=6V$ et $V_{tune}=11V$) sont présentés Figure III-48.

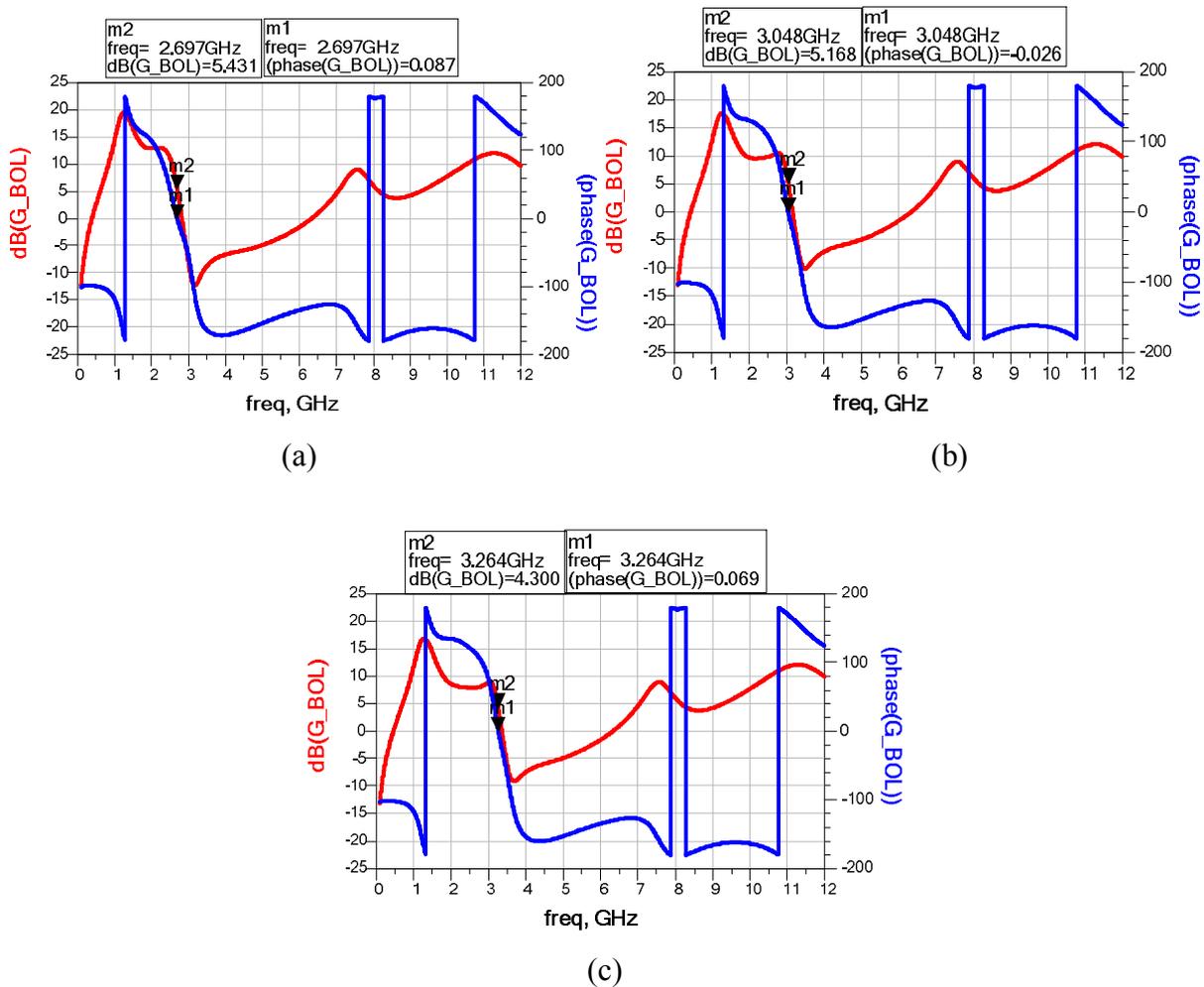


Figure III-48 Simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT2 pour les tensions d'accord

(a) $V_{tune}=1V$ (b) $V_{tune}=6V$ et (c) $V_{tune}=11V$

Ces tracés montrent bien la présence d'une seule fréquence d'oscillation pour chaque tension V_{tune} et l'absence d'oscillations parasites. Le TAB. III.15 donne, pour chaque tension d'accord V_{tune} simulée, la fréquence d'oscillation linéaire $f_{\text{oscillation}}$ obtenue en GHz, le gain en boucle ouverte G_{BOL} en dB et le coefficient de qualité de l'oscillateur en charge $Q_{\text{Loscillateur}}$ donnée par l'équation (II.17).

V_{tune}	$f_{\text{oscillation}}$ [GHz]	G_{BOL} [dB]	$Q_{\text{Loscillateur}}$
1 V	2.69	5.43	256
6 V	3.05	5.16	381
11 V	3.26	4.3	468

TAB. III.15 Résultats de la simulation en boucle ouverte linéaire de l'OCT2

Cette présentation montre bien qu'il y a un démarrage d'oscillation avec un gain en boucle ouverte relativement suffisant (supérieur à 4.3 dB) et un facteur d'oscillation important (supérieur à 256).

III.6.1.2 Etat établi de l'OCT2

Ensuite les résultats obtenus lors de la simulation de l'état établi du circuit montrent une bande d'accord comprise entre 2.69 GHz et 3.26 GHz (Figure III-49(a),) ce qui est équivalent à une bande de 19.15% autour 2.975 GHz. La puissance de sortie en fonction de V_{tune} est montrée Figure III-49 (b), il présente une puissance de sortie supérieure à 4 dBm avec une variation 3dB sur toute la bande d'accord. De plus la consommation DC totale du circuit dans ce cas 160.2 mW.

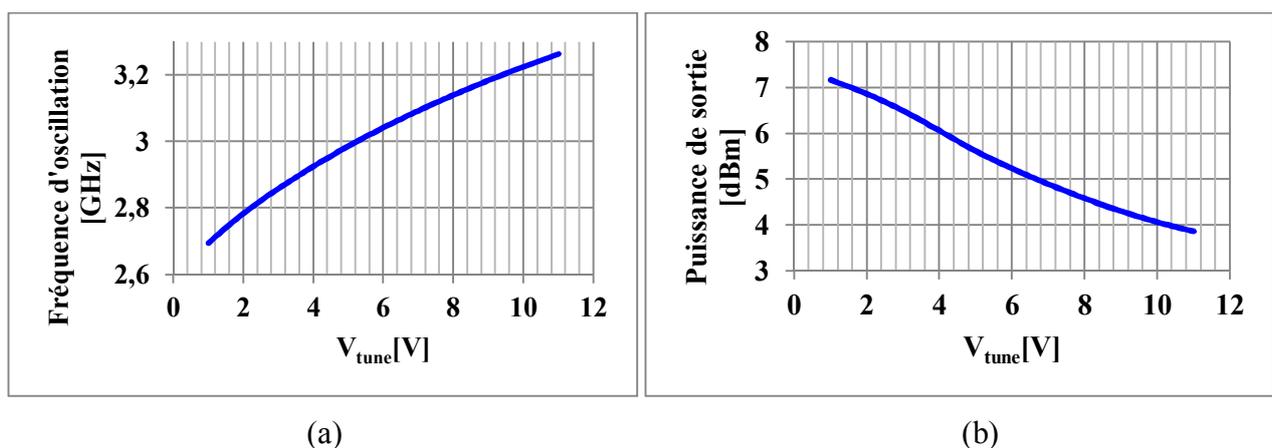


Figure III-49 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT2 en fonction de V_{tune}

La sensibilité de l'OCT est donnée (Figure III-50 .)

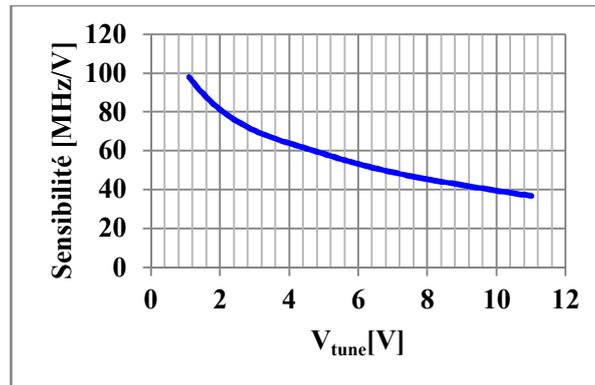


Figure III-50 Sensibilité de l'OCT2 en fonction de V_{tune}

Les résultats de simulation des rejections des harmoniques du deuxième OCT sont donnés Figure III-51 . Ces résultats montrent un niveau de rejection de 2^{ème} harmonique supérieure à 25 dBc et un niveau de rejection supérieur à 45 dBc pour la troisième harmonique.

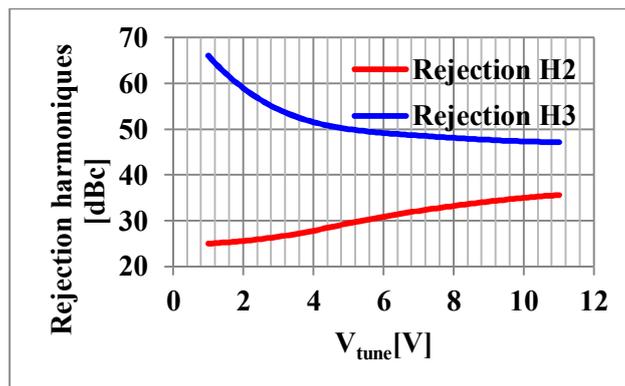


Figure III-51 Niveaux de rejection des harmoniques en fonction de V_{tune} (2^{ème} harmonique en rouge et 3^{ème} harmonique en bleu) de l'OCT2

Les cycles de charge obtenus lors de cette simulation pour les tensions inverses V_{tune} 1V, 6V et 11V sont montrés Figure III-52.

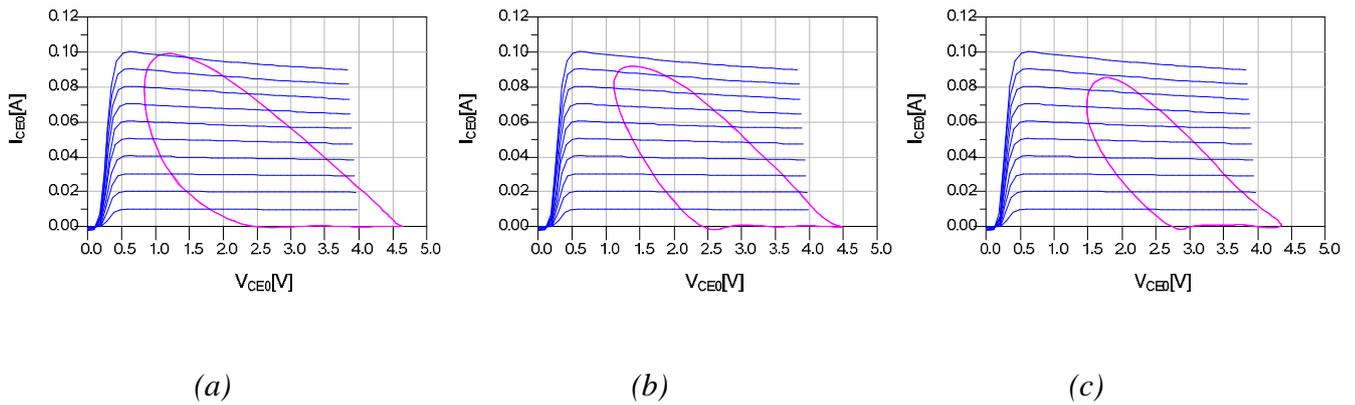


Figure III-52 Cycles de charge de l'OCT2 pour les tensions d'accord (a) $V_{\text{tune}}=1\text{V}$ (b) $V_{\text{tune}}=6\text{V}$ et (c) $V_{\text{tune}} = 11 \text{ V}$

Ces cycles se trouvent bien dans la zone définie au chapitre II pour avoir un faible bruit de phase.

La simulation du bruit de phase à 100 kHz de la porteuse est donnée Figure III-53 et montre un niveau inférieur à -98.5 dBc/ Hz sur toute la bande d'accord. De plus il atteint un niveau de -100.5 dBc/Hz à V_{tune} égale à 3V. En conséquence cet OCT représente une variation maximale de bruit de phase de 2dB. Cette valeur maximum de bruit de phase (-98,5 dBc/Hz) a été réglée de façon identique pour les 2 OCT de manière volontaire.

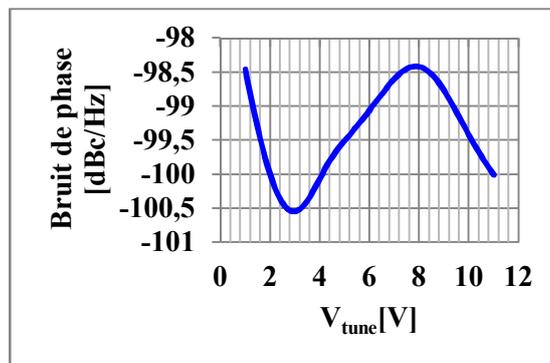


Figure III-53 Variation du bruit de phase de l'OCT2 à 100 kHz de la porteuse en fonction de V_{tune}

Le TAB. III.16 montre la contribution des sources de bruit BF et shot du transistor sur le bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de l'OCT2.

Source de Bruit BF	$V_{\text{tune}}=1\text{V}$	$V_{\text{tune}}=6\text{V}$	$V_{\text{tune}}=11\text{V}$
Total [dBc/Hz]	-98.5	-99.1	-100.0
Bruit Commandé [dBc/Hz]	-105.7	-111.8	-111.3
Bruit non-commandé [dBc/Hz]	-110.2	-103.6	-103.6
Bruit shot BE [dBc/Hz]	-111.7	-107.4	-107.7
Bruit shot CE [dBc/Hz]	-107.9	-107.4	-109.5

TAB. III.16 Contribution des sources de bruit du transistor en bruit de phase à 100 kHz de la porteuse de l'OCT2

Un histogramme montrant les contributions de chaque source en % du bruit total est donné Figure III-54:

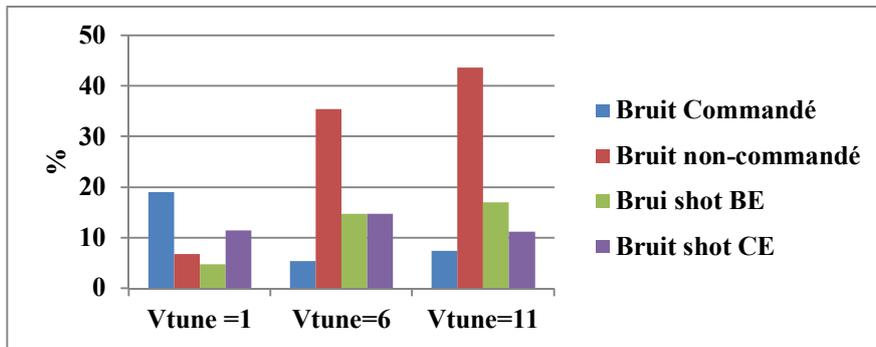


Figure III-54 Histogramme de la contribution des sources de bruit du transistor

L'influence de ces sources est voisine de celle de l'OCT1 et comme pour celui-ci il est assez difficile d'optimiser ce bruit de phase sur une large bande de fréquence.

III.6.1.3 Influence de la capacité de 3 pF sur le collecteur (OCT2)

Comme pour l'OCT1, l'ajout d'une capacité de 3 pF entre l'inductance de 4,5 nH du collecteur et la résistance externe de 50 Ω (Figure III-23) sert à réaliser un point froid sur le collecteur à l'intérieur du circuit MMIC. En revanche, pour cet OCT elle n'a aucune influence sur la bande d'accord en fréquence (Figure III-55(a)), le niveau de puissance de sortie (Figure III-55(b)) et le bruit de phase (Figure III-55(c))

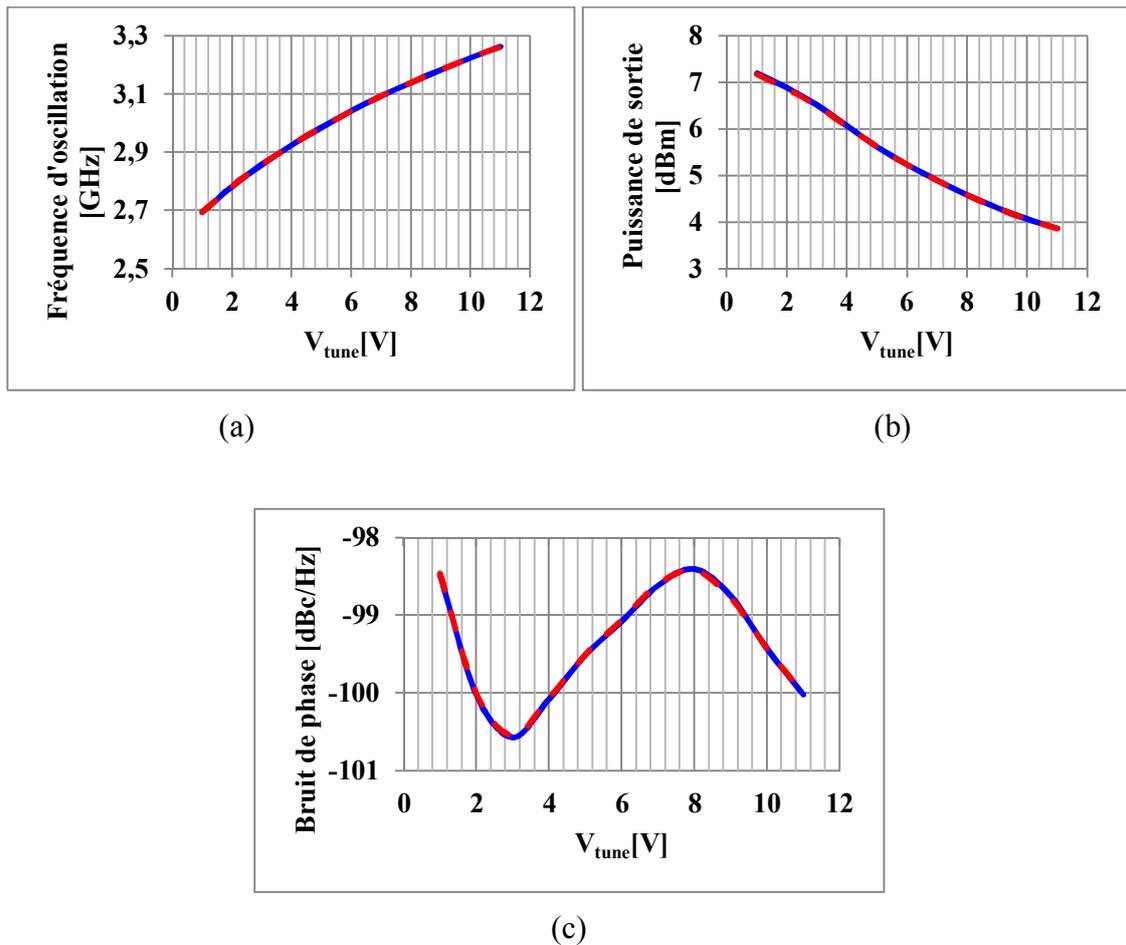


Figure III-55 Effet de la capacité de 3pF à l'intérieur de la partie MMIC sur la variation de la fréquence (a) et la puissance de la sortie (b) et le niveau de bruit de phase (c) (OCT2)

Les valeurs du bruit de phase obtenus pour les 2 valeurs extrêmes de V_{tune} avec et sans cette capacité de 3 pF sont donnés dans le TAB. III.17.

Source de Bruit BF	Avec la capacité		Sans la capacité	
	$V_{tune}=1\text{ V}$	$V_{tune}=11\text{ V}$	$V_{tune}=1\text{ V}$	$V_{tune}=11\text{ V}$
Total [dBc/Hz]	-98.46	-100	-98.46	-100
Bruit Commandé [dBc/Hz]	-105.7	-111.3	-105.7	-111.3
Bruit non-comma [dBc/Hz]ndé	-110.2	-103.6	-110.2	-103.6
Bruit shot BE [dBc/Hz]	-111.7	-107.7	-111.7	-107.7
Bruit shot CE [dBc/Hz]	-107.6	-109.5	-107.9	-109.5

TAB. III.17 Bruit de phase avec et sans la capacité de 3 pF sur le collecteur

Nous présentons maintenant Figure III-56 la contribution de chacune des sources de bruit du transistor au bruit de phase total :

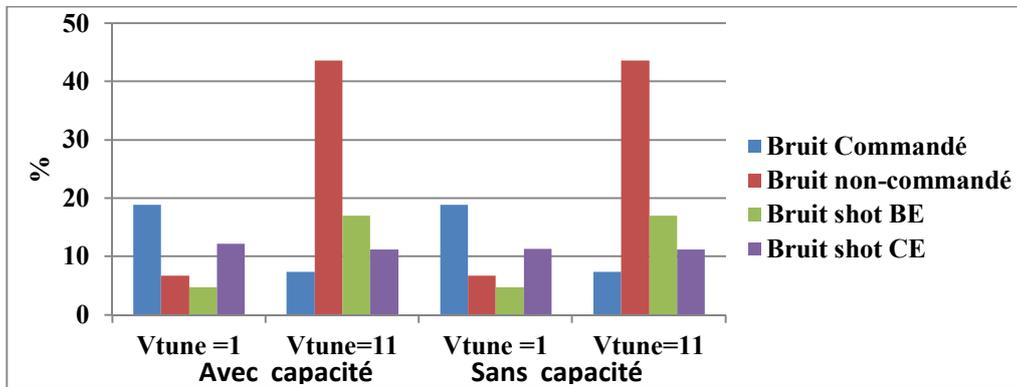


Figure III-56 Contribution des sources de bruit du transistor au bruit de phase total de l'OCT2

Nous remarquons que pour $V_{\text{tune}} = 11 \text{ V}$ et $V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$ les contributions relatives restent identiques. Nous avons donc simulé les impédances Z_{base} et $Z_{\text{collecteur}}$ (Figure III-57) et dont les valeurs sont indiquées TAB. III.18. En fait il s'agit simplement, en oscillation, du calcul du rapport de la tension collecteur (base) sur le courant collecteur (base) à la fréquence d'oscillation.

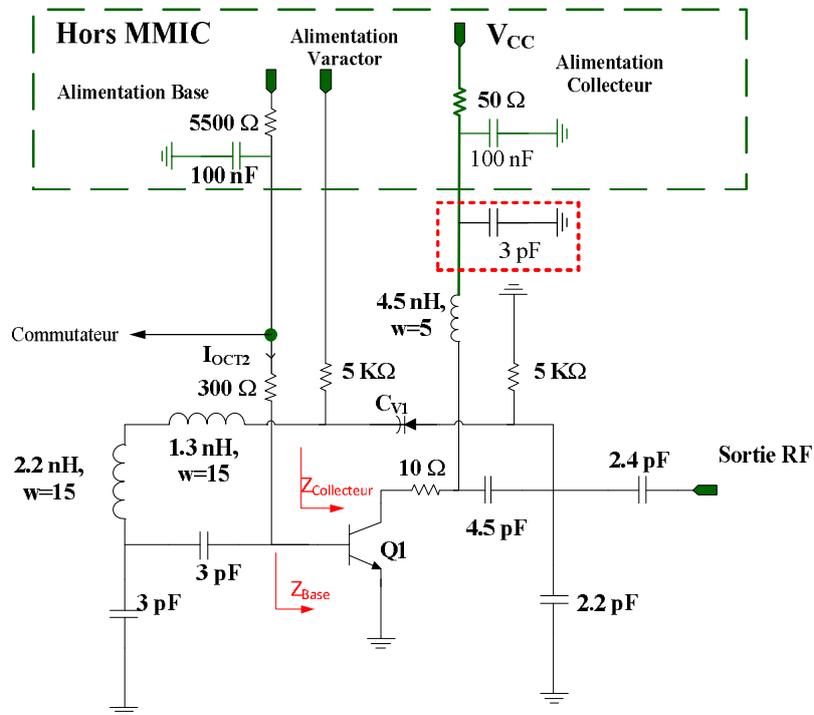


Figure III-57 Simulation des impédances $Z_{\text{Collecteur}}$ et Z_{base} dans l'OCT2

	$V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$	$V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$	$V_{\text{tune}} = 11 \text{ V}$	$V_{\text{tune}} = 11 \text{ V}$
	Avec la capacité	Sans la capacité	Avec la capacité	Sans la capacité
$Z_{\text{Base}} [\Omega]$	7.1 -j7.8	7.1 -7.8	7.08 -j6.6	7.08 -j6.6
$Z_{\text{Collecteur}} [\Omega]$	45.2- j 16	45.2- j 16	32 - 13.7	32 - 13.7

TAB. III.18 Impédances Z_{base} et $Z_{\text{collecteur}}$ dans les 4 cas

Les 2 impédances côtés base et collecteur ne varient pas dans les 2 cas (avec et sans la capacité de 3 pF). Ceci confirme bien l'influence de l'impédance sur la base autour de la fréquence d'oscillation sur le bruit converti (à comparer à l'OCT1).

III.6.1.4 Autres caractéristiques de l'OCT2

Après la simulation des caractéristiques principales de cet OCT, nous avons simulé le pulling pour un coefficient de réflexion de -12 dB équivalent à un VSWR de 1.67. Le résultat de cette simulation est donné en Figure III-58.

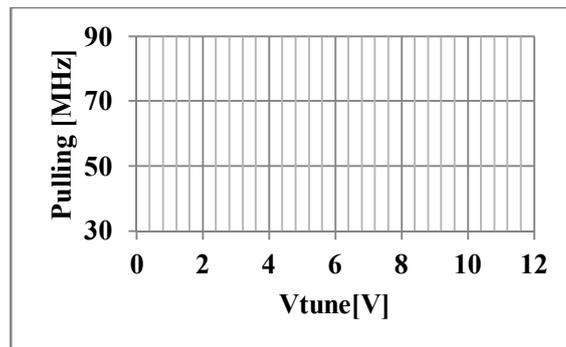


Figure III-58 Pulling de l'OCT2 en fonction de la tension d'accord V_{tune}

Cette simulation montre un niveau de pulling supérieur à celui obtenu par l'OCT1. Un niveau de pulling compris entre 40 MHz et 85 MHz est obtenu.

Le niveau de pushing sur la tension V_{CC} (coté collecteur) pour des valeurs de tension comprises entre $V_{\text{CC}}=4.5 \text{ V}$ et $V_{\text{CC}}= 5.5 \text{ V}$ est montrée Figure III-59 (a).

Ce résultat montre un pushing pour la tension V_{CC} de 33 MHz/V à $V_{\text{tune}} = 1 \text{ V}$ et, il descend à un niveau de 6 MHz/V pour les tensions d'accord élevées. L'application de pushing sur la tension V_{BB} (coté base) pour des valeurs des tensions comprises entre $V_{\text{BB}}=4.5 \text{ V}$ et $V_{\text{BB}}= 5.5 \text{ V}$ nous donne des variations pour l'OCT2 montrés Figure III-59 (b)

La Figure III-59 (c) montre le pushing obtenu par la variation de $V_{\text{Contrôle}}$ entre 4.5V et 5.5V, les valeurs obtenues sont comprises entre 21 MHz/V et 0.5 MHz/V.

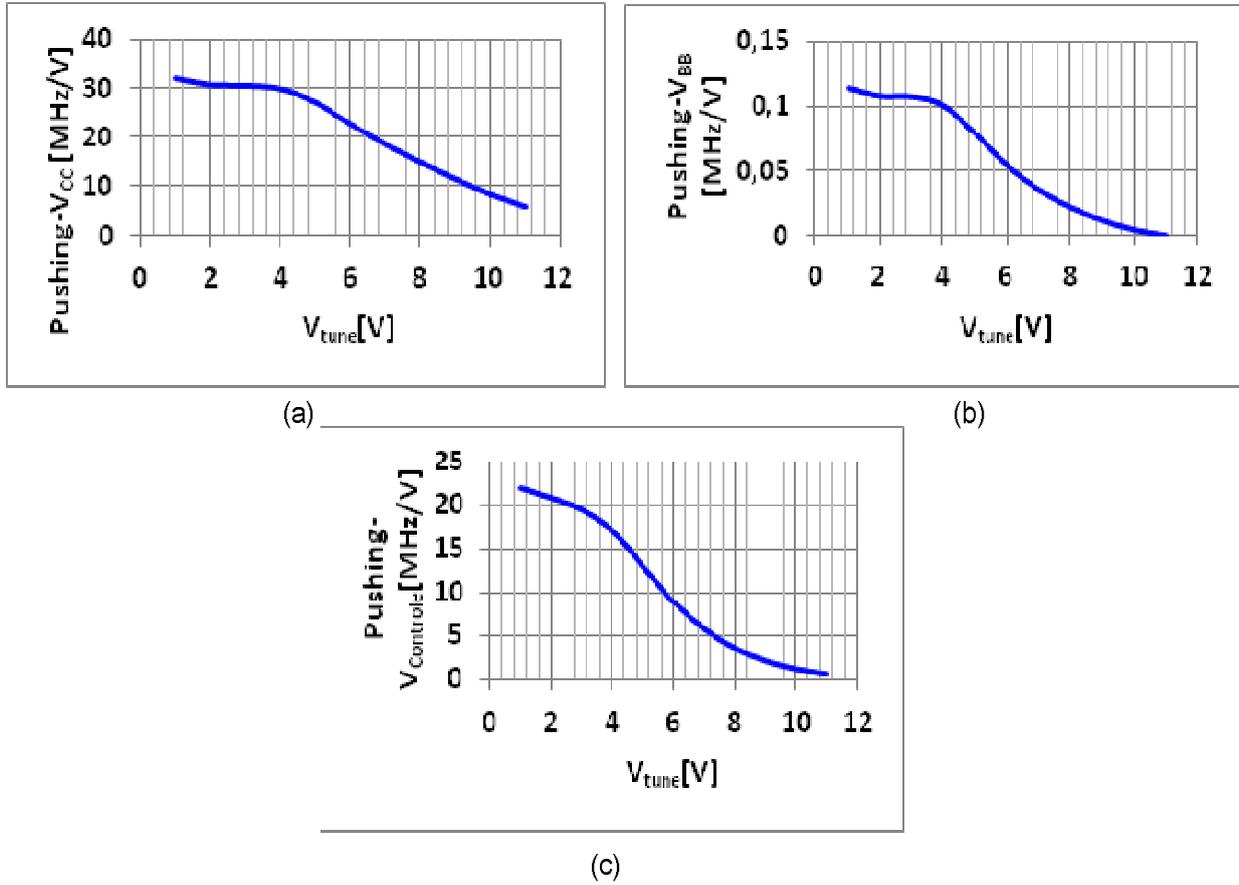


Figure III-59 Pushing de l'OCT2 appliqué sur la polarisation V_{CC} (a) V_{BB} (b) et $V_{\text{Contrôle}}$ (c) en fonction de la tension d'accord V_{tune}

De la même façon que dans l'OCT1, le circuit est simulé pour les températures comprises entre -20 °C et 80 °C. La variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'accord pour les deux pires cas (-20°C et 80°C) de températures est montrée Figure III-60 (a). De plus la variation de la puissance de sortie est montrée Figure III-60 (b)

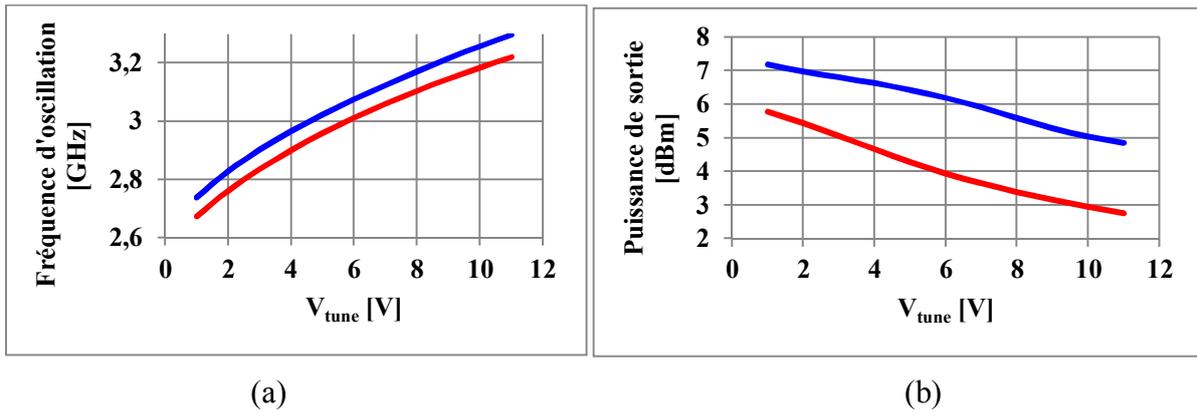


Figure III-60 Variation de la fréquence d'oscillation (a) de la puissance de sortie (b) de l'OCT2 en fonction de V_{tune} pour des températures comprises entre -20°C (bleu) et 80°C (rouge)

La variation moyenne de la fréquence d'oscillation sur toute la bande d'accord est 68 MHz entre les deux cas pires (-20°C et 80°C). En outre la variation moyenne de la puissance sur toute la bande d'accord obtenue est égale 2 dBm.

La simulation des paramètres principaux de notre OCT est maintenant effectuée. Comme dans le cas de l'OCT1, nous allons maintenant présenter les résultats de simulation de la dispersion du circuit en réalisant une analyse Monte-Carlo en appliquant des variations sur les éléments du circuit.

La Figure III-61 montre les pires cas obtenus après la simulation de 100 tirages d'analyse pour la variation de fréquence d'oscillation présentée Figure III-61 (a) et la puissance de sortie présentée Figure III-61 (b).

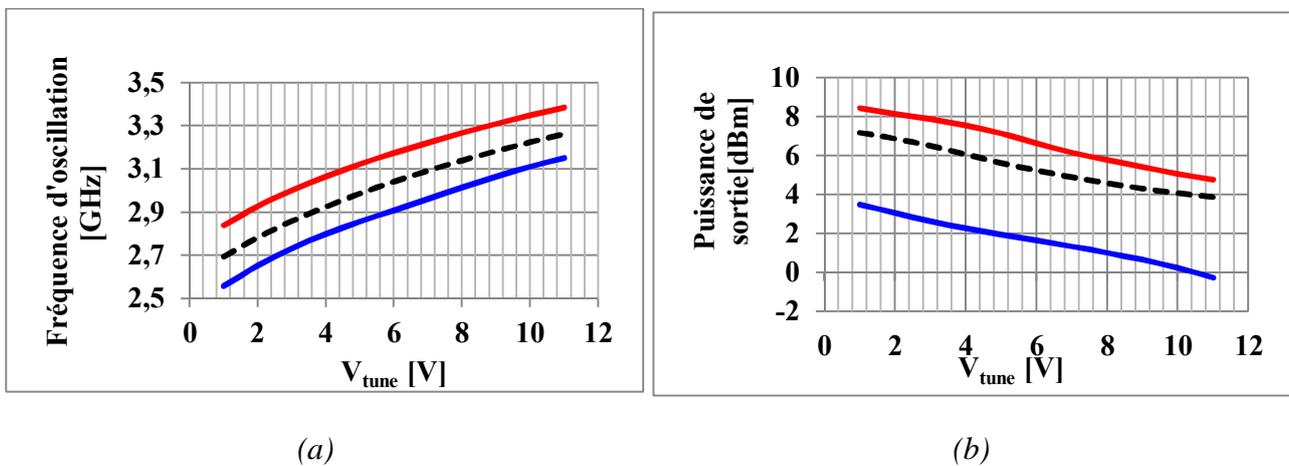


Figure III-61 Dispersion de la fréquence d'oscillation (a) et de la puissance de sortie (b) après l'analyse Monte-Carlo à 100 tirages de l'OCT2

La variation de la fréquence d'oscillation est comprise entre les deux bandes d'accord [2.83 – 3.38 GHz] et [2.55 – 3.15 GHz].

Comme dans le cas de l'OCT1 nous présentons les histogrammes résultants de l'application des facteurs de dispersion sur les paramètres du circuit. Le premier histogramme présenté Figure III-62 concerne les bandes d'accord de fréquence obtenues pour 100 tirages. Sur ces 100 tirages il y a 99 tirages qui ont oscillé.

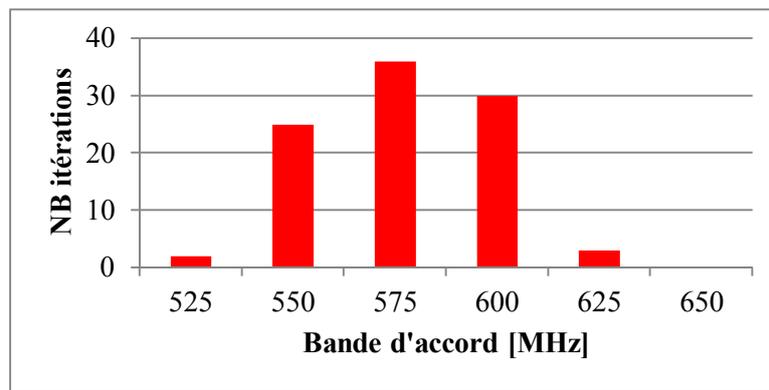


Figure III-62 Histogramme de la bande d'accord de l'OCT2 pour 100 tirages d'analyse

Les bandes d'accord obtenues après cette simulation varient entre 525 MHz et 625 MHz avec 35% de cas entre 550 et 575 MHz.

La Figure III-63 présente l'histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT2 pour le même nombre de tirages.

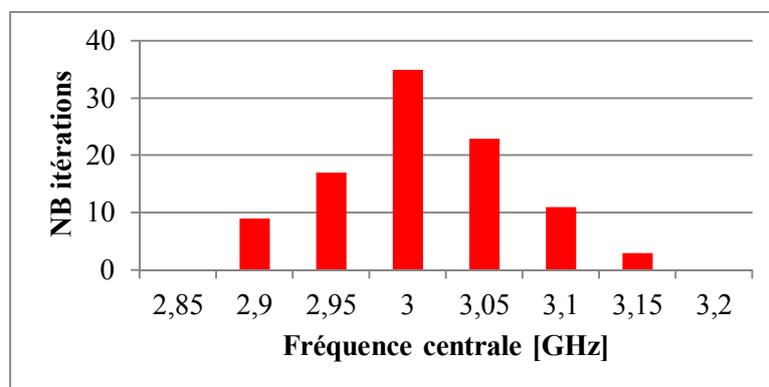


Figure III-63 Histogramme de la fréquence centrale de la bande d'accord de l'OCT2 pour 100 tirages

La Figure III-64 montre la dispersion de la puissance de sortie pour la tension d'accord inverse $V_{\text{tune}} = 6V$. La puissance de sortie nominale pour cette valeur de tension est 5.2 dBm, et l'histogramme montre que 45% des tirages sont comprises entre 5 dBm et 6 dBm.

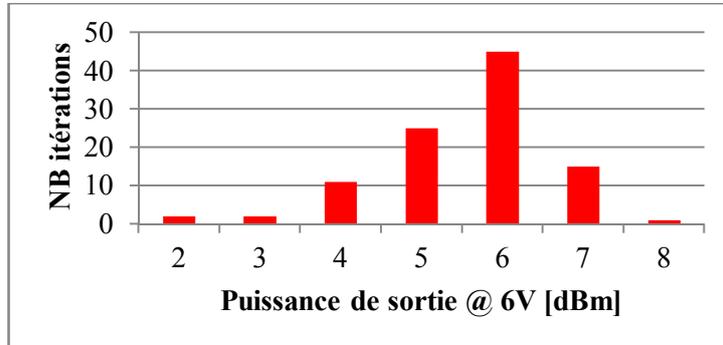


Figure III-64 Histogramme de la puissance de sortie pour la tension d'accord $V_{\text{tune}} = 6V$ de l'OCT2 pour 100 tirages d'analyse

Après la présentation des résultats de simulation de chacun des OCT, nous allons maintenant regarder des résultats de l'ensemble du circuit.

III.6.2 Caractéristiques du circuit complet

Cette partie concerne les caractéristiques du circuit complet. Dans un premier temps, nous allons montrer la bande d'accord totale du circuit en combinant les deux bandes d'accord obtenues avec les deux OCT (Figure III-65) : l'OCT1 en rouge couvre la bande de 3.11 à 3.66 GHz et l'OCT2 en bleu couvre de 2.69 GHz à 3.GHz. Ces deux bandes cumulées font une bande d'accord totale de près de 1 GHz comprise entre 2.69 et 3.66 GHz avec une bande de recouvrement de 150 MHz ce qui fait 15% de recouvrement.

La bande d'accord totale comprise entre 2.69 et 3.66 est équivalent à 30.5 % de bande autour de 3.175 GHz.

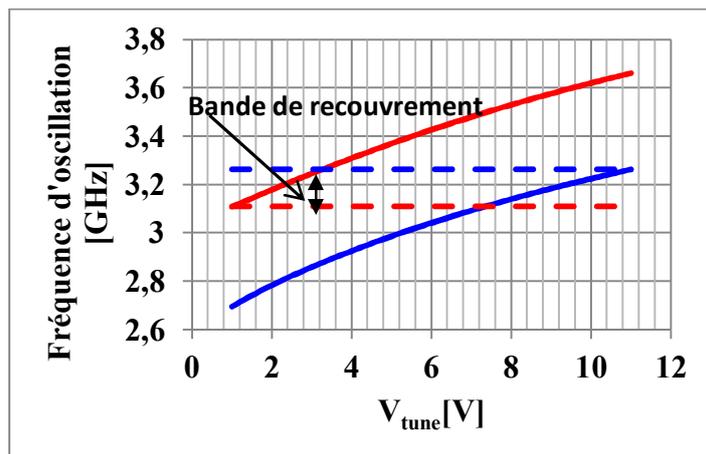


Figure III-65 Bande d'accord du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)

La Figure III-66 montre les niveaux de bruit de phase @100 kHz de la porteuse du circuit complet. Un niveau inférieur à -98.5 dBc/Hz sur toute la bande a été obtenu dans les deux cas de fonctionnement.

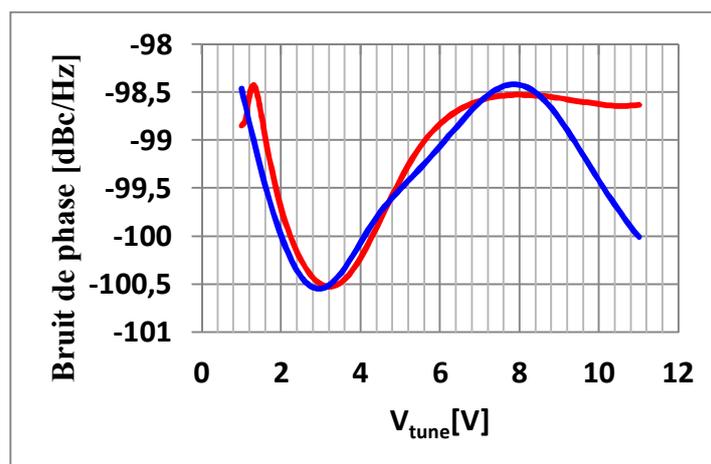


Figure III-66 Niveau bruit de phase @100 kHz de la porteuse du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)

De plus un niveau de puissance comprise 3 dBm et 7dBm sur toute la bande d'accord est obtenu comme la montre la Figure III-67. Cette variation du niveau de puissance sur toute la bande d'accord (4 dB de variation) peut être résolue en utilisant un amplificateur tampon en sortie du circuit.

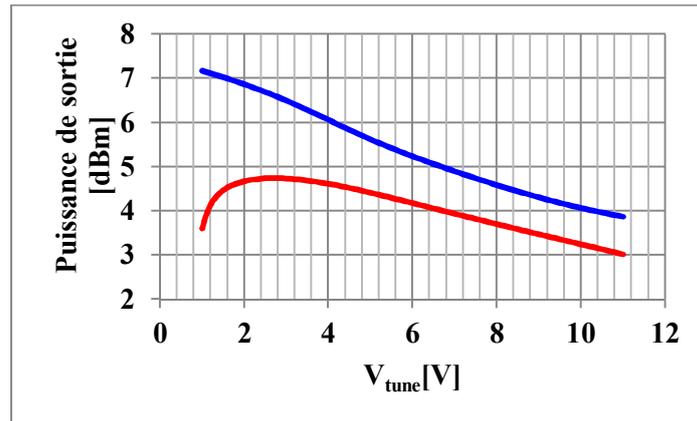


Figure III-67 Niveau bruit de phase @100 kHz de la porteuse du circuit complet : OCT1 (rouge) et OCT2 (bleu)

Après cette présentation des paramètres principaux du circuit complet, nous allons étudier la bande recouvrement en fonction de la variation de la température.

La Figure III-68 montre le pourcentage de la bande de recouvrement en fonction de la température. On remarque sur cette figure que le pourcentage de recouvrement varie de manière décroissante lorsque la température augmente, mais dans tous les cas on obtient une bande de recouvrement supérieure à 13 %.

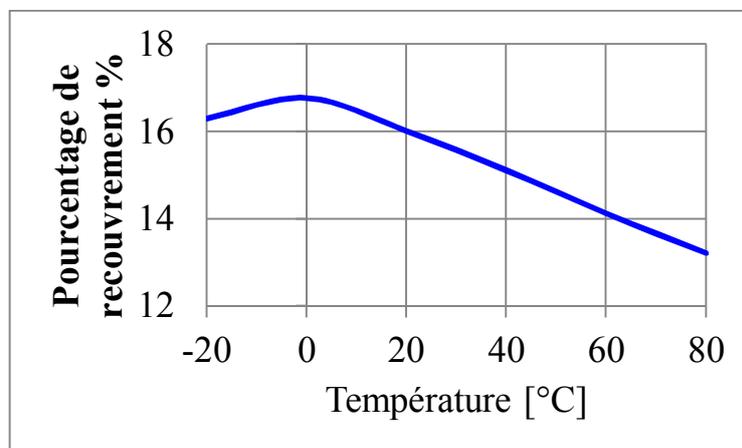


Figure III-68 Bande de recouvrement entre les deux OCT en fonction de la variation de la température

Dans un deuxième temps, nous présentons la bande de recouvrement résultant de l'analyse de MonteCarlo. On combine les deux figures Figure III-42 et Figure III-61 dans Figure III-69, qui représente les variations de la fréquence d'oscillation obtenu d'après l'analyse MonteCarlo

Elle montre les deux pires-cas en fréquence d'oscillation pour OCT1 ([3.04 – 3.6 GHz] et [3.17 – 3.76 GHz]) et OCT2 ([2.83 – 3.38 GHz] et [2.55 – 3.15 GHz]).

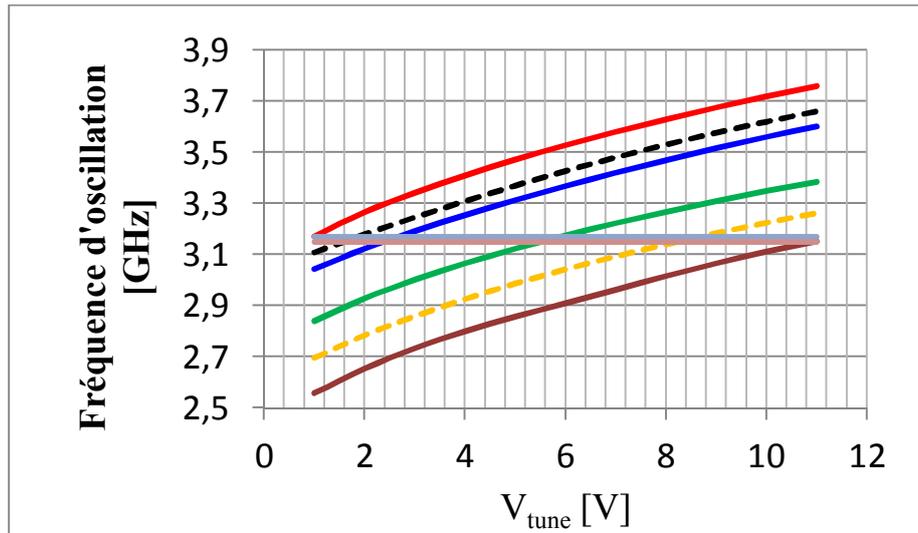


Figure III-69 Bande de recouvrement en fonction de dispersions appliquées sur le circuit

Cette figure montre qu'il existe toujours un recouvrement sauf dans le cas où l'OCT1 fonctionne dans son pire cas maximum présenté en rouge et l'OCT2 dans son pire cas minimum présenté en brun, c'est-à-dire pour les valeurs comprises entre 3.15 et 3.17 (20 MHz).

En principe, ces deux cas ne peuvent pas être obtenus en même temps, car si la dispersion des paramètres du circuit va dans un sens donné, comme les 2 OCT sont conçus avec la même topologie, les fréquences d'oscillation devraient varier de la même façon dans les deux cas de fonctionnement du circuit.

Après cette présentation des résultats de simulation du circuit complet, le dessin du circuit complet (layout) est montré Figure III-70. Ce layout correspond au circuit MMIC montré Figure III-21. Il est formé des cinq entrées en haut qui constituent les alimentations DC (V_{CC} , $V_{Contrôle}$, V_{BB} , V_{tune} et GND) et la sortie RF en bas. Il mesure 2.750 x 1.900 mm².

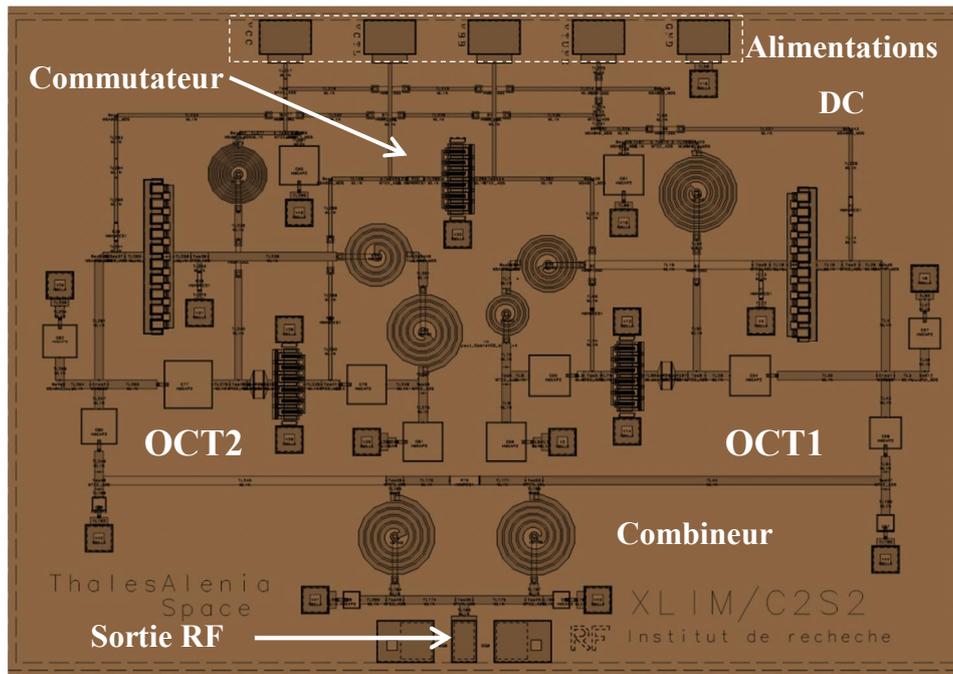


Figure III-70 Layout du circuit complet

Ce layout présente les deux OCT montés de manière symétrique : l'OCT1 à droite et l'OCT2 à gauche. De plus le transistor du commutateur est installé au milieu entre les deux OCT et permet de permuter l'alimentation DC entre les deux bases des OCTs. En outre le combineur est mis en bas du circuit est relié directement à la charge.

Finalement, les résultats de ce circuit sont comparés à d'autres circuits OCT MMIC (entièrement intégrés) dans le TAB. III.19. Il faut noter que nous n'avons pas trouvé dans la littérature d'autres OCT commutés comme celui-ci. La définition du Facteur de Mérite (FDM) choisi est donnée par la relation (III.7). Plus la valeur est faible, meilleur sera l'oscillateur.

$$FDM = \frac{1}{20} \left(\frac{L_{11}}{L_{22}} \right)^2 + \frac{1}{20} \left(\frac{L_{22}}{L_{11}} \right)^2 + \frac{1}{10} \left(\frac{L_{12}}{L_{11} L_{22}} \right)^2 \quad (III.7)$$

Le critère essentiel de ce FDM est le bruit de phase L_{11} . Il est corrigé par la fréquence d'oscillation f_0 qui est ramenée à une fréquence de référence f_{ref} (on choisit dans cette étude 3.2 GHz). De plus d'autres corrections sont appliquées en introduisant la distance de mesure du bruit par rapport à la porteuse f_m qui est ramenée à une distance référence f_{mref} (on choisit dans cette étude 100 kHz) et la bande d'accord relative de l'OCT en % (utilisable seulement si la bande d'accord dépasse 1%, sinon, ce terme est négligé comme dans le cas d'un oscillateur à fréquence fixe).

Réf	f_0 [GHz]	B %	\mathcal{L} [100kHz/dBc]	P_{DC} [mW]	FDM[dB]
Ce Travail	3.2	31.2	-98.5	147	-106.5
[61]	3.44	4	-96.7	87	-90
[62]	6.4	2.3	-112	185	-102.6
[63]	13.125	6.3	-91	36	-103.7
[59]	3.275	7.63	-113	117	-110.1
[64]	3.45	5.8	-112	123	-107

TAB. III.19 Comparaison entre divers OCTs MMIC en technologie GaAs.

Ce tableau montre bien que d'autres oscillateurs (Hittite) possède des meilleure facteurs de mérite cela est dû au niveau de bruit de phase qu'ils présentent. Mais on remarque que la bande d'accord obtenue par notre travail vaut (plus de 4 fois celle des autres OCT présentés).

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation d'un circuit oscillateur à deux OCT commutés qui présente une bande d'accord comprise entre 2.69 et 3.66 GHz ce qui est équivalent à plus de 30% de bande autour de 3.175 GHz avec un niveau de bruit de phase inférieur à -98.5 dBc/Hz sur toute la bande d'accord . De plus un niveau de puissance de sortie supérieure à +3dBm est obtenu sans amplificateur buffer de sortie.

Enfin ces résultats de simulation sont comparées avec d'autres OCT qui utilise la même technologie de fabrication GaAs.

Conclusion générale et perspectives

Le premier chapitre a décrit le modèle non-linéaire du TBH utilisé pour la conception du circuit oscillateur ainsi que les mesures permettant de valider ce modèle. Ensuite ce chapitre a décrit le modèle de bruit basse fréquence du TBH ainsi que le principe et le banc de caractérisation qui permet de mesurer les sources de bruit aux accès du transistor ainsi que la méthode d'extraction des sources internes du modèle et enfin l'implémentation du modèle élaboré dans le simulateur ADS. Ce chapitre a aussi abordé la modélisation de la diode varactor utilisée dans le circuit. Enfin, une présentation des comparaisons entre les mesures et les simulations avec les modèles des éléments passifs permettant de valider le Design kit fourni par la fonderie UMS.

Le deuxième chapitre a été consacré, dans la première partie, à la présentation des caractéristiques des OCT à large bande d'accord ainsi que les principales méthodes d'analyses et les outils de simulation des oscillateurs. Dans un deuxième temps une étude non linéaire est effectuée sur des OCT réalisés avec les topologies Colpitts et Clapp dans le but de pouvoir choisir la topologie avec laquelle nous réaliserons l'oscillateur intégré. Cette étude nous amène à la conclusion que la topologie de type Clapp avec une variation de la capacité entre collecteur et base est celle qui permet le meilleur compromis entre largeur de bande, puissance de sortie et bruit de phase. Cette topologie alors a été utilisée pour concevoir notre oscillateur dans le troisième chapitre.

Le troisième chapitre a décrit dans un premier temps la faisabilité des circuits OCT à varactors externes commerciaux ayant un rapport C_{\max}/C_{\min} élevé permettant l'obtention des larges bandes d'accord.

Dans un deuxième temps et compte tenu de la contrainte d'intégration, nous avons conçu un oscillateur avec le varactor MMIC de la filière HB20M d'UMS afin de simuler la bande d'accord maximum réalisable. Comme ce varactor utilisé dans le circuit nous ne permettait pas de réaliser la totalité de bande d'accord exigée, nous avons développé une technique utilisant 2 OCT commutés. Les résultats de simulation du circuit oscillateur à deux OCT commutés réalisé présente une bande d'accord comprise entre 2.69 et 3.66 GHz soit plus de 30% de bande autour de 3.175 GHz avec un niveau de bruit de phase inférieur à -98.5 dBc/Hz

@100 kHz sur toute la bande d'accord. De plus un niveau de puissance de sortie supérieure à +3dBm est obtenu sans amplificateur buffer de sortie.

Enfin les résultats de simulation obtenus sont comparés avec d'autres OCT intégrés qui utilisent la même technologie de fabrication GaAs.

Nous prévoyons nécessaire de poursuivre les perspectives du présent travail par une étude selon trois axes :

Le premier axe concerne le circuit oscillateur à 2 OCT commutés présenté dans le dernier chapitre. Il est constitué d'ajouter un amplificateur tampon (buffer) en sortie du circuit permettant d'augmenter le niveau de la puissance de sortie, de même il est capable de diminuer le niveau de pulling. Cet amplificateur sera ajouté après le stage d'isolation (combineur) pour éviter de compliquer le circuit et pour s'affranchir au maximum des effets qui peuvent être obtenus et qui peut entraîner une dégradation du niveau de bruit de phase. Ensuite une fabrication du circuit aura le mérite d'être effectuée.

Le deuxième axe concerne la partie modélisation de bruit basse fréquence, une amélioration peut être obtenue en réalisant des mesures de bruit BF jusqu'à une fréquence de 10 MHz et en fonction de la température. Cette mesure permettant bien d'affiner le modèle de bruit déjà présenté dans le premier chapitre qui résulte une augmentation de la précision du bruit de phase obtenu.

Le troisième axe concerne la largeur de la bande d'accord qui peut être augmenté en utilisant d'autres techniques comme la commutation des capacités au lieu des OCT, mais cette solution sera compliquée en utilisant des technologies TBH qui sera remplacée par d'autres technologies MOS largement employés pour réaliser des commutateurs.

Un autre technique peut être aussi employée pour augmenter la largeur de la bande d'accord est d'utiliser plusieurs varactors dans différents endroits du circuit (double tuned, triple tuned) comme j'ai déjà présenté dans le deuxième chapitre.

Nous estimons que ces trois axes pourront apporter des améliorations majeures sur les caractéristiques essentielles du circuit tel que la bande d'accord, le bruit de phase et la puissance de sortie.

Bibliographie

- [1] O. Jardel, R. Quéré, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, D. Floriot, "An Electrothermal Model for GaInP/GaAs Power HBTs with Enhanced Convergence Capabilities", in *European Microwave Integrated Circuits Conference*, Manchester, UK, 2006, pp. 296-299.
- [2] T. Peyretailade, "Modélisation Electrothermique des Transistors Bipolaires à Hétérojonction. Application à la Conception Non Linéaire d'Amplificateurs de Puissance à Haut Rendement", Doctorat de l'Université de Limoges 1997.
- [3] J-P. Fraysse, "Modélisation Non Linéaire des Transistors Bipolaires à Hétérojonction : Application à la Conception Optimum d'Amplificateurs Distribués de Puissance à Montage Cascade", Doctorat de l'Université de Limoges 1999.
- [4] S. Heckmann, "Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bandes L et S pour des applications de télécommunications civiles et radar", Doctorat de l'Université de Limoges 2003.
- [5] O. Jardel, "Contribution à la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes. Développement d'un nouveau modèle électrothermique de HEMT ALGaN/GaN incluant les Effets de Pièges", Doctorat de l'Université de Limoges 2008.
- [6] HC. Poon, HK. Gummel, "An integral charge control model of bipolar transistors", *Bell Syst. Tech. J*, vol. 49, no. 5, pp. 827-852, 1970.
- [7] D. Lopez, "Intégration dans un environnement de simulation circuit d'un modèle électrothermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques tridimensionnelles", Doctorat de l'Université de Limoges 2002.
- [8] H. C. de Graaff and F. M. Klaassen, "Compact transistor modelling for circuit design", *Springer*, vol. 2, 1990.
- [9] J. Fossum and S. Veeraraghavan, "Partitioned-charge-based modeling of bipolar transistors for non-quasi-static simulation", *IEEE Electron Devices Letters*, vol. 12, pp. 652-654, Dec 1986.
- [10] A. van der Ziel, *Noise in Solid State Devices and Circuits*.: Wiley-Interscience, 1986.
- [11] C. Dragone, "Analysis of thermal and shot noise in pumped resistive diodes", *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, pp. 1883-1902, 1968.
- [12] D. Held and A. Kerr, "Conversion loss and noise of microwave and millimeter wave mixers : Part 1. theory", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 49-55, Feb 1978.

- [13 F.N. Hooge, T.G. Kleinpenning, L.K. Vandamme, "Experimental studies on 1/f noise", *Reports on progress in physics*, vol. 44, no. 5, pp. 479-532, May 1981.
- [14 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, no. 11, pp. 1936-1945, November 1994.
- [15 A.H. Pawlikiewicz, A. van der Ziel, G.S. Kousik and C.M. Van Vliet, "Fundamental 1/f Noise in Silicon Bipolar Transistors", *Solid-State Electronics*, vol. 31, pp. 831-834, 1988.
- [16 A. A. Lisboa de Souza, J-C Nallatamby, M. Prigent, J. Obregon, "On the cyclostationary properties of the 1/f noise of microwave semiconductor devices", in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, June 2008, pp. 1569-1572.
- [17 J.-C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, A. Sion, C. Gourdon, and 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. 5, pp. 1601 - 1612, May 2005.
- [18 J. Ebers and J. Moll, "Large-signal behaviour of junction transistors", *Proceedings of the IRE*, vol. 42, pp. 1761–1772, December 1954.
- [19 A. 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", Doctorat de l'Université de Limoges 52-2002, 2002.
- [20 A. A. Lisboa de Souza, "Caractérisation Expérimentale et Modélisation Cyclostationnaire des Sources de Bruit BF dans les Composants Semiconducteurs pour la CAO des Circuits MMIC Non Linéaires", Doctorat de l'Université de Limoges 25-2008, 2008.
- [21 S. P.. Bruce, L. K.. Vandamme, and A. Rydberg, "Measurement of low-frequency base and collector current noise and coherence in SiGe heterojunction bipolar transistors using transimpedance amplifiers", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 46, no. 5, pp. 993-1000, May 1999.
- [22 Bary, L.; Borgarino, M.; Plana, R.; Parra, T.; Kovacic, S.J.; Lafontaine, H.; Graffeuil, J.; , "Transimpedance amplifier-based full low-frequency noise characterization setup for Si/SiGe HBTs", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 4, pp. 767-773, Apr 2001.
- [23 EG&G. Ultra Low Noise Preamplifier, Model 5184. [Online].
] <http://www.signalrecovery.com/5184page.htm>
- [24 Hewlett-Packard. HP 89410A Technical Data. [Online].
] <http://www.testequity.com/documents/pdf/89410a.pdf>
- [25 Hewlett Packard. HP4194A Impedance/Gain-Phase Analyzer. [Online].
] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/04194-90011.pdf>

- [26 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. 50, no. 5, pp. 1353 -1362, May 2003.
- [27 J.E Sanchez, "semiconductor simulation of low frequency noise under period large signal] conditions ", University of Florida, Gainesville , PhD. Thesis 2000.
- [28 O. Jantsch, "Flicker (1/f) noise generated by a random walk of electrons in interfaces", *IEEE] Transactions on Electron Devices*, vol. 34, pp. 1100-1115, May 1987.
- [29 B. C. Deloach, "A New Microwave Measurement Technique to Characterize Diodes and an 800-] Gc Cutoff Frequency Varactor at Zero Volts Bias", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 12, no. 1, pp. 15- 20, Jan 1964.
- [30 J.C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, J. Obregon, "Phase noise in oscillators-Leeson formula] revisited", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 1386–1394, 2003.
- [31 J.C. Nallatamby, M. Prigent, M. Camiade, J. Obregon, "Extension of the Leeson formula to phase] noise calculation in transistor oscillators with complex tanks", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 690–696, 2003.
- [32 A. Hajimiri , T.H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators", *IEEE Journal of] Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 179–194, 1998.
- [33 M. Prigent, J. Obregon, "Phase Noise Reduction in FET oscillators by Low-Frequency Loading and] Feedback Circuitry Optimization", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 3, pp. 349-352, March 1987.
- [34 F. Massin, H. Christange, and R. Knochel, "Novel phase noise reduction technique using HTSC-] limiters", *Microwave Symposium Digest IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 307-310, 1997.
- [35 A. M. Darwish, A. K. Ezzeddine, H.-L. A. Hung, and F. R. Phelleps, "Novel phase noise reduction] technique using HTSC limiters", in *IEEE MTT S-Digest Denver*, vol. 1, 1997.
- [36 M. J. Bianchini, J. B. Cole, R. DiBiase, Z. Galani, R. W. Laton, and R. C. Wateman, "A Single-] Resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration", *Microwave Symposium Digest, 1984 IEEE MTT-S International*, pp. 270-273, 1984.
- [37 Z. Galani, M. J. Bianchini, R. C. Waterman, R. Dibiase, R. W. Laton, and J. B. Cole, "Analysis and] Design of a Single-Resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 12, pp. 1556-1565.
- [38 "A. N. Luiten, A. G. Mann, N. J. McDonald, and D. G. Blair, "Latest results of the U.W.A. cryogenic] sapphire oscillator," in , 1995, pp. 433-437.", in *49th Frequency Control Symposium , Proceedings of the 1995 IEEE International*, 1995, pp. 433-437.

- [39 M. Odyniec, *RF and Microwave Oscillator Design.*: Artech House, 2002.
]
- [40 K. Kurokawa, "The Single-Cavity Multiple-Device Oscillator", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, pp. 793- 801, 1971.
- [41 K. Kurokawa, "Injection locking of microwave solid-state oscillators", *Proceedings of the IEEE*, vol. 61, pp. 1386–1410., 1973.
- [42 J. Millmann, A. Grabel, *Microelectronics.*: McGraw-Hill, 1988.
]
- [43 Jiawei Hu, Zhiquan Li, and Zhigong Wang, "A 0.5-V 4.8GHz CMOS LC VCO with wide tuning range",
] in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, vol. 2, Nanjing, China, 2010.
- [44 B. Sadhu and R. Harjani, "Capacitor bank design for wide tuning range LC VCOs: 850MHz-7.1GHz
] (157%)", in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, France, Paris, 2010, pp. 1975-1978.
- [45 K. Manetakis, D. Jessie, and C. Narathong, "A CMOS VCO with 48% tuning range for modern
] broadband systems", in *Custom Integrated Circuits Conference, 2004. Proceedings of the IEEE, 2004*, pp. 265-268.
- [46 W. Michielsen, L. R. Zheng, and H. Tenhunen, "Analysis and design of a double tuned Clapp
] oscillator for multi-band multi-standard radio," in *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems*", in *IEEE, International Symposium Circuits and Systems, ISCAS*, vol. I-681-I-684, Bangkok, Thailand, 2003.
- [47 M. Tsuru, K. Kawakami, K. Tajima, K. Miyamoto, M. Nakane, K. Itoh, M. Miyazaki, and Y. Isota, "A
] Triple-Tuned Ultra-Wideband VCO", *IEEE, Trans. MTT*, vol. 56, pp. 346-354, 2008.
- [48 B. Catli , M. M. Hella, "A 1.94 to 2.55 GHz, 3.6 to 4.77 GHz Tunable CMOS VCO Based on Double-
] Tuned, Double-Driven Coupled Resonators", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2463-2477, 2009.
- [49 M. M. Abdul-Latif , E. Sanchez-Sinencio, "A 3.16 – 12.8GHz low phase noise N-Push/M-push cyclic
] coupled ring oscillator", in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2011, pp. 1-4.
- [50 B. Branger, "La conception optimale de circuits oscillateurs à bruit de phase minimum -
] Application à la réalisation d'un oscillateur en bande X dans le cadre du projet PHARAO",
Doctorat de l'Université de Limoges vol. N°d'ordre : 3-1998, 1998.
- [51 C. Gourdon, J.-C. Nallatamby, D. Baglieri, M. Prigent, M. Camiade, and J. Obregon, "Accurate
] design of HBT VCOs with flicker noise up-conversion minimization, using an advanced low-frequency cyclostationary noise model", in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S*

International, 2005.

- [52 MICROSEMI. [Online]. <http://www.microsemi.com/en/products/product-directory/77452>
]
- [53 Microsemi. (2008) Microwave & Millimeterwave Tuning Varactors. [Online].
] http://www.microsemi.com/en/sites/default/files/datasheets/MS_C_GaAs_Varactor_hyper.pdf
- [54 Temex. Microwave Silicon Components. [Online]. <http://doc.chipfind.ru/pdf/temex/dh76015.pdf>
]
- [55 David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. USA: John Wiley & Sons, Inc., 2004.
]
- [56 Mini-circuits.com. Voltage Controlled Oscillator, ROS-ED13130/1. [Online].
] http://www.minicircuits.com/pdfs/ROS-ED13130-1_SPEC.pdf
- [57 Spectrum microwave. Voltage Controlled Oscillator HVA87SM-32. [Online].
] <http://www.spectrummicrowave.com/pdf/vco/HVA87T-3.pdf>
- [58 Mica Microwave. Voltage Controlled Oscillators MW500-1233, 2970 MHz to 3190 MHz. [Online].
] <http://www.micronetics.com/datasheets/datasheet.html?t=vco&model=MW500-1233>
- [59 Hittite Microwave, "VCO SMT w/Buffer Amplifier, 3.15 - 3.4 GHz", no.
] http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc388lp4.pdf.
- [60 Agilent Technologies. Using Monte Carlo Yield Analysis. [Online].
] http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2008/optstat/ads2008/Using_Monte_Carlo_Yield_Analysis.html
- [61 R. Maharjan, K. Nam-Young, "InGaAs/GaAs HBT based MMIC differential VCO for S-band satellite
] communication applications", in *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on*, 2009, pp. 493 – 496.
- [62 H. Zirath, R. Kozhuharov, and M. Ferndahl, "Balanced Colpitt oscillator MMICs designed for ultra-
] low phase noise", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 10, pp. 2077- 2086, Oct 2005.
- [63 Donghyun Baek, Sangsoo Ko, Jeong-Geun Kim, Dong-Wook Kim, and Songcheol Hong, "Ku-band
] InGaP-GaAs HBT MMIC VCOs with balanced and differential topologies", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1353- 1359, Apr 2004.
- [64 Hittite Microwave. MMIC VCO SMT w/ Buffer Amplifier, 3.35 - 3.55 GHz. [Online].
] http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc389lp4.pdf
- [65 A. van der Ziel, "Noise in solid-state devices and lasers ," *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, no. 8,
] pp. 1178–1206, , Aug 1970.

Annexe I.1 Compléments de mesures des paramètres S du transistor HB20M 6x2x40

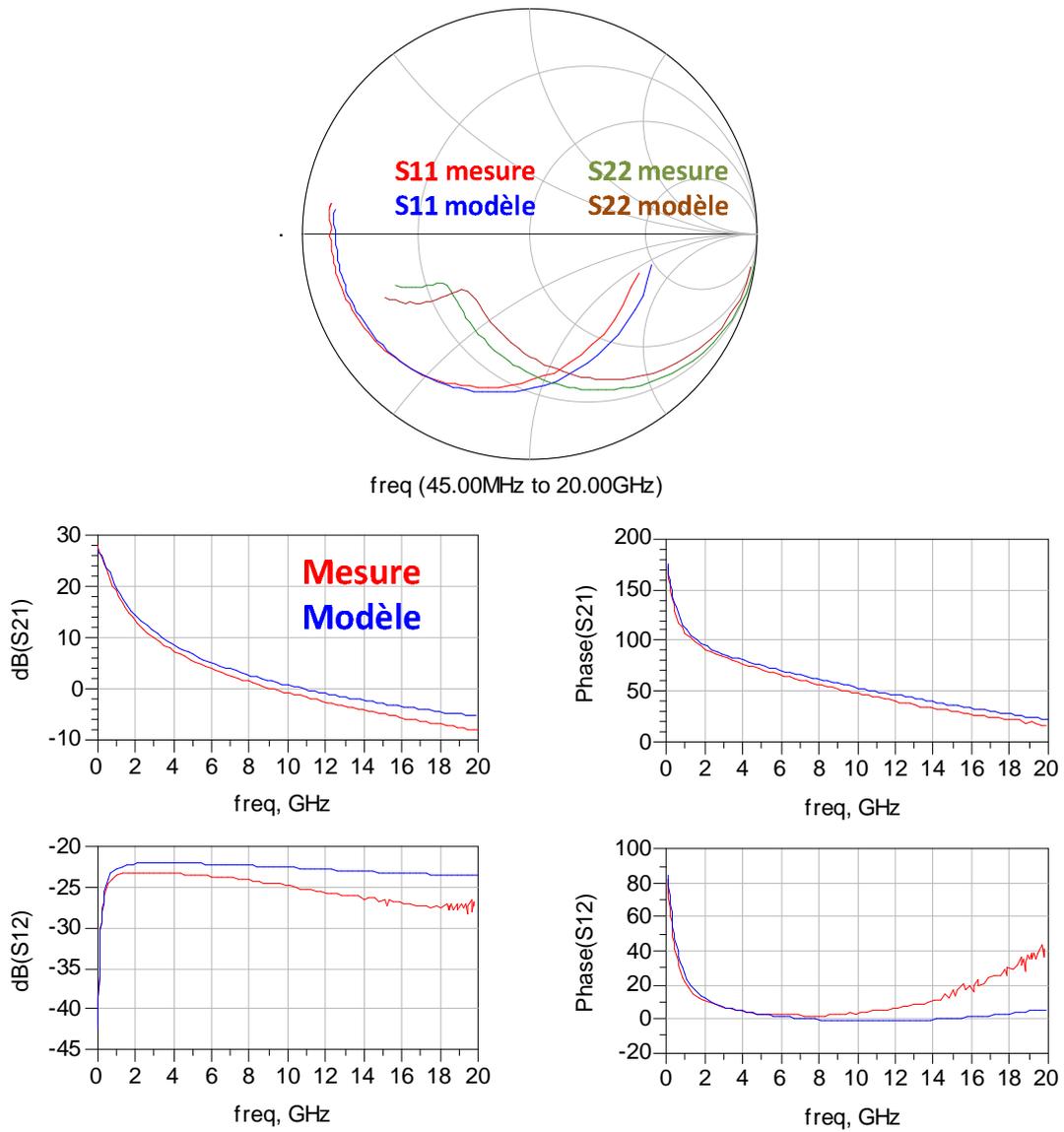


Figure III-71 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation:

$$V_{CE0}=2.57V, I_{CE0}=9.18 \text{ mA}$$

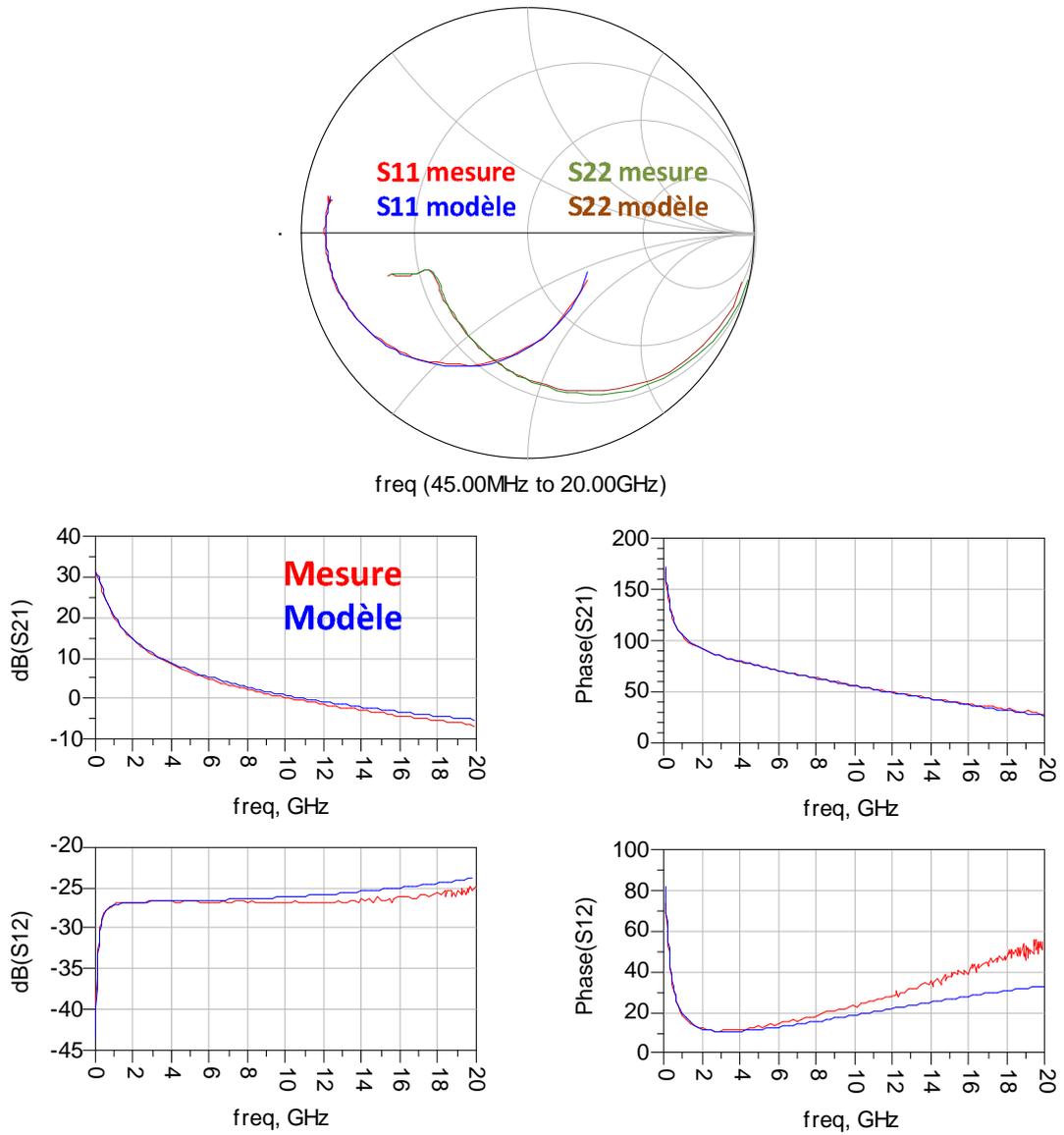


Figure III-72 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation:

$$V_{CE0}=2.3V, I_{CE0}=19.08 \text{ mA}$$

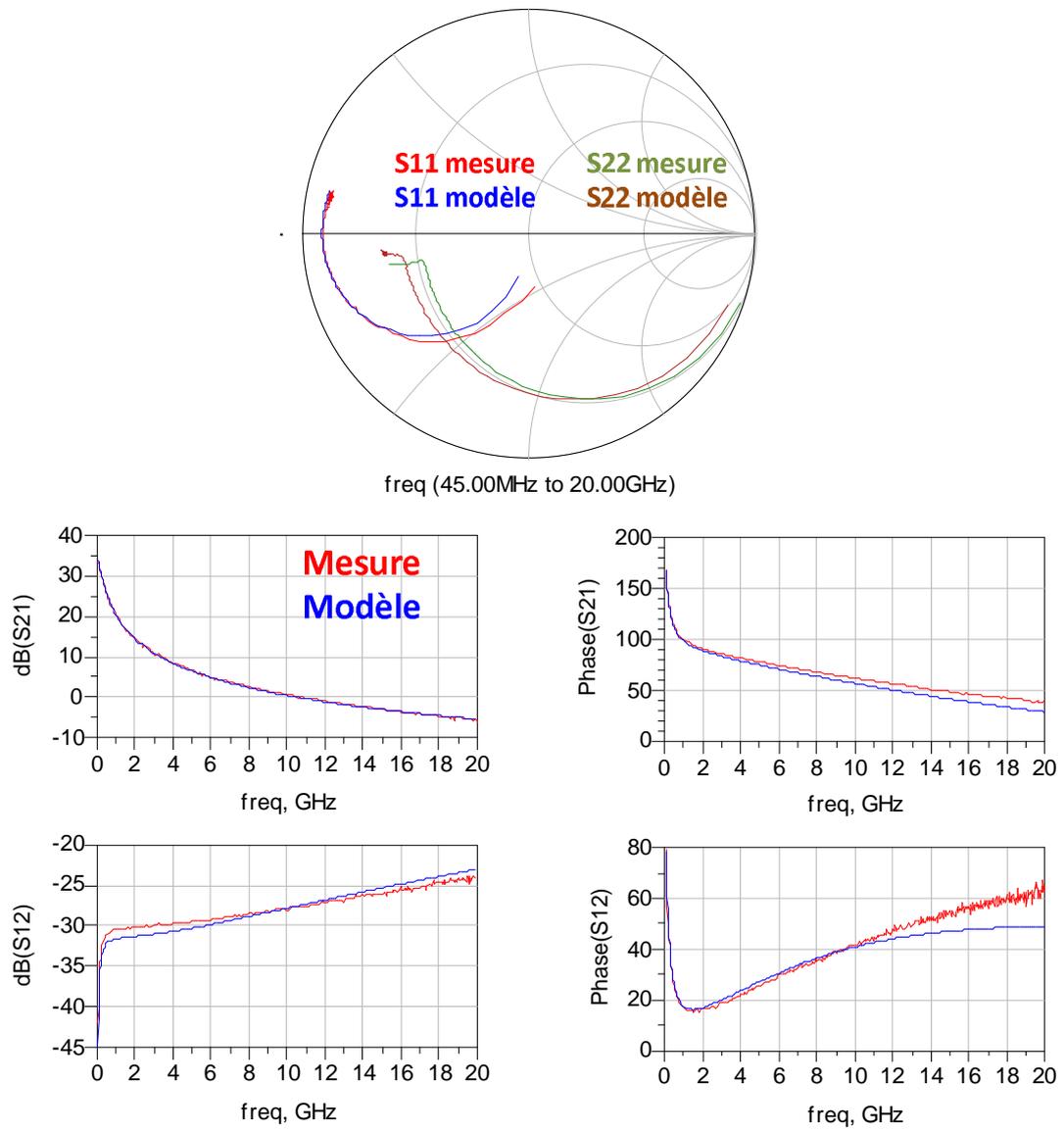


Figure III-73 Comparaison des paramètres [S] mesure/modèle pour le point de polarisation:

$V_{CE0}=1.88V$, $I_{CE0}=42.66$ mA

Annexe I.2 Méthode de Deloach pour l'extraction des éléments du circuit RLC

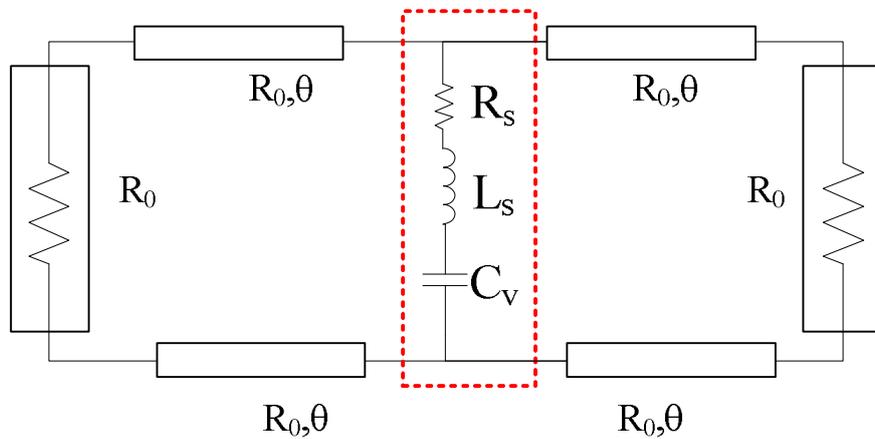


Figure A2.1 Configuration de Deloach pour l'extraction des éléments RLC

Nous présentons dans cette annexe le calcul du paramètre S_{21} en fonction des éléments existants dans le circuit. La matrice chaîne d'une ligne de transmission est donnée (A2.1):

$$\begin{bmatrix} \cos \beta l & j \sin \beta l Z_0 \\ j \frac{\sin \beta l}{Z_0} & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (A2.1)$$

La matrice chaîne d'un circuit RLC série mis en parallèle est donné (A2.2) :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (A2.2)$$

avec $Y = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2}$

La matrice chaîne de l'ensemble est notée $M_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ avec :

$$A = \cos \beta l - \sin \beta l \frac{Z_0}{Z_0} Y \cos \beta l \sin \beta l$$

$$B = - \frac{Z_0}{Z_0} \sin \beta l \cos \beta l + 2 \frac{Z_0}{Z_0} \cos \beta l \sin \beta l$$

$$C = \cos \beta l \frac{1}{Z_0} + 2 \frac{\sin \beta l \cos \beta l}{Z_0}$$

$$Z = \cos^2 \theta - \sin^2 \theta + Z_0 \cdot Y \cdot \cos^2 \theta \sin^2 \theta$$

S_{21} est calculé en utilisant l'équation (A2.3) :

$$Z_{22} = \frac{2Z_0}{Z_0 + 1 + Z_0^2 + Z_0} \quad (\text{A2.3})$$

Le module de S_{21} sera écrit après simplification :

$$|Z_{22}| = 2Z_0 \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta + 1 - \cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\cos^2 \theta \sin^2 \theta + 2Z_0 \cos^2 \theta + 4Z_0^2 - \cos^2 \theta \sin^2 \theta} \quad (\text{A2.4})$$

A la fréquence de résonance série de l'admittance de la diode, f_0 pour laquelle $(1 - \cos^2 \theta \sin^2 \theta) = 0$, le module $|Z_{22}| = 2Z_0 \cos^2 \theta$ et s'écrit :

$$\cos^2 \theta = 4 \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \theta}{\cos^2 \theta \sin^2 \theta + 2Z_0 \cos^2 \theta} = 4 \frac{\cos^2 \theta}{\cos^2 \theta + 2Z_0 \cos^2 \theta} \quad (\text{A2.5})$$

La résistance R_s s'écrit en fonction de $\cos^2 \theta$:

$$R_s = \frac{Z_0 \cdot \cos^2 \theta}{2Z_0 - \cos^2 \theta} \quad (\text{A2.6})$$

On remplace R_s (A2.6) dans $|Z_{22}|$ (A2.4), et $|Z_{22}|^2$ est donné par :

$$|Z_{22}|^2 = Z_0^2 \frac{1 + \frac{1}{Z_0^2} - \cos^2 \theta \cdot 4 \frac{1}{Z_0^2} - 1 \frac{1}{Z_0^2}}{1 + \frac{1}{Z_0^2} - \cos^2 \theta \cdot 4Z_0^2 - \cos^2 \theta \frac{1}{Z_0^2}} \quad (\text{A2.7})$$

Pour $|Z_{22}|^2$ égale à $2Z_0 \cos^2 \theta$, on obtient deux pulsations ω_1 et ω_2 solutions de l'équation :

$$2Z_0 + \frac{4}{Z_0^2} \frac{1}{Z_0^2} - \cos^2 \theta \cdot Z_0 - \cos^2 \theta \cdot Z_0 = 1 + \frac{4}{Z_0^2} \frac{1}{Z_0^2} - \cos^2 \theta \cdot Z_0 - 1 \frac{1}{Z_0^2} \quad (\text{A2.8})$$

Qui peut s'écrire:

$$1 + \frac{1}{\omega^2 L^2} - \frac{1}{\omega^2 L^2} = \frac{1}{4 \frac{1}{\omega^2 L^2} - 1 - 8 - \frac{1}{\omega^2 L^2}} = \frac{1}{\omega^2 L^2} \quad (\text{A2.9})$$

Les pulsations ω_1 et ω_2 sont solutions de :

$$\frac{1}{\omega^2 L^2} - \frac{1}{\omega^2 L^2} = \pm \frac{1}{\omega^2 L^2} \quad (\text{A2.10})$$

Et s'écrivent :

$$\omega_1 = \frac{-\frac{1}{\omega^2 L^2} + \sqrt{\frac{1}{\omega^2 L^2} + 4 \frac{1}{\omega^2 L^2}}}{2 \frac{1}{\omega^2 L^2}} \quad (\text{A2.11})$$

$$\omega_2 = \frac{\frac{1}{\omega^2 L^2} + \sqrt{\frac{1}{\omega^2 L^2} + 4 \frac{1}{\omega^2 L^2}}}{2 \frac{1}{\omega^2 L^2}} \quad (\text{A2.12})$$

La multiplication de ω_1 et ω_2 nous permet de calculer l'inductance L_S

$$\omega_1 \omega_2 = \frac{1}{4 \frac{1}{\omega^2 L^2} - 1 - 8 - \frac{1}{\omega^2 L^2}} \quad (\text{A2.13})$$

En remplaçant cette valeur dans l'équation A2.10 nous obtenons :

$$\omega_1 = \frac{\frac{1}{\omega^2 L^2} - \frac{1}{\omega^2 L^2}}{\frac{1}{\omega^2 L^2} - 1 - 8 - \frac{1}{\omega^2 L^2}} = \frac{1}{\omega^2 L^2} \quad (\text{A2.14})$$

Annexe I.3 Compléments de mesures des paramètres S du Varactor HB20M 10x20x30

Les courbes suivantes montrent les comparaisons entre les mesures et les simulations obtenues avec le modèle non-linéaire du varactor pour différentes tensions du varactor.

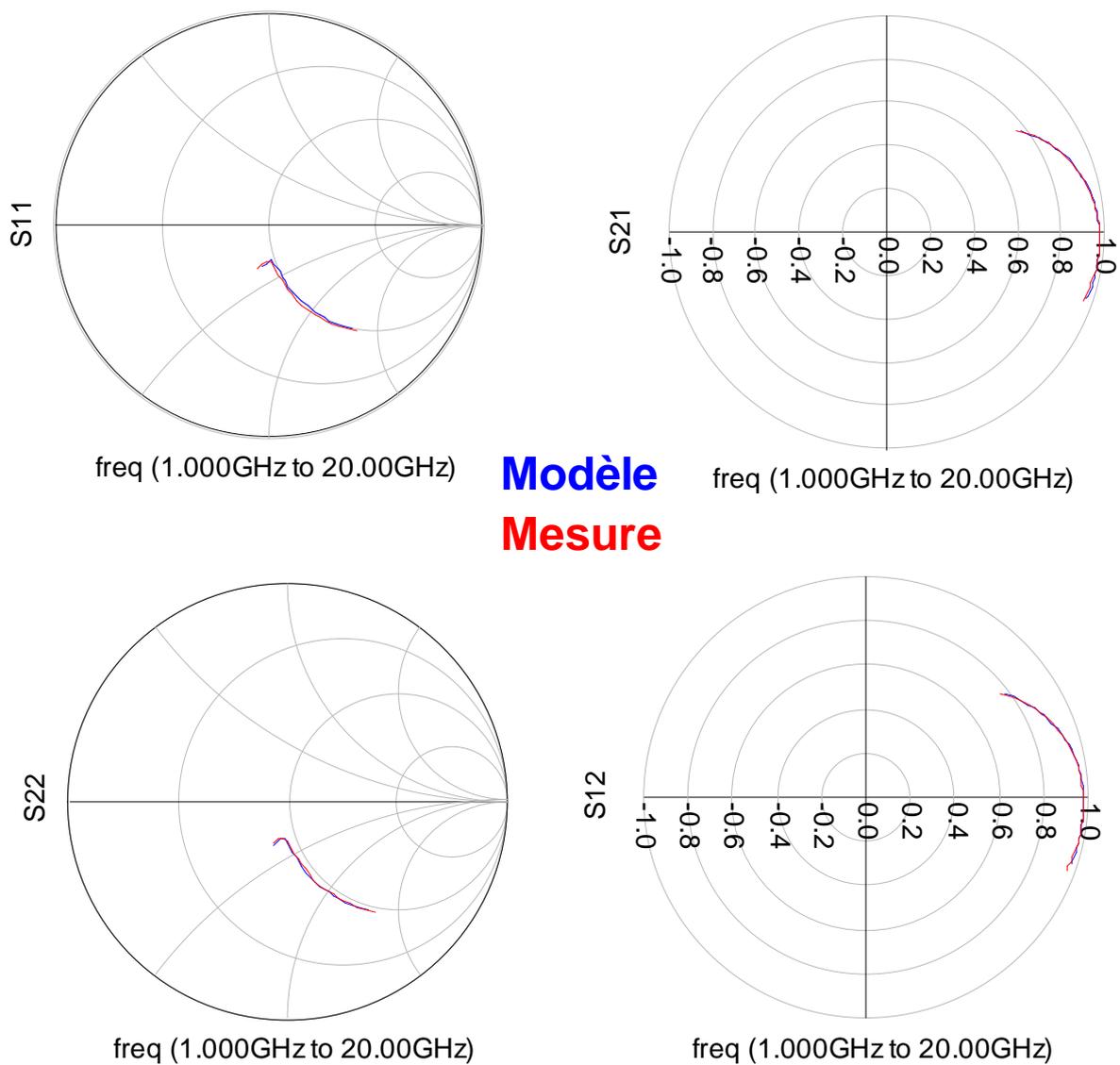
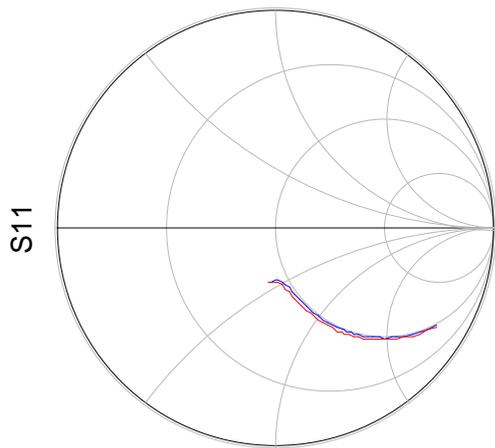
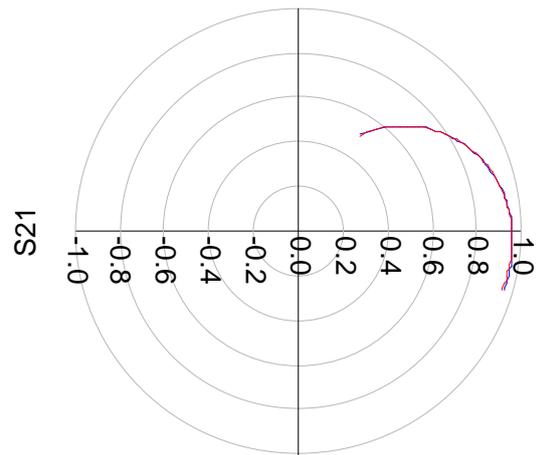


Figure III-74 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de 0V

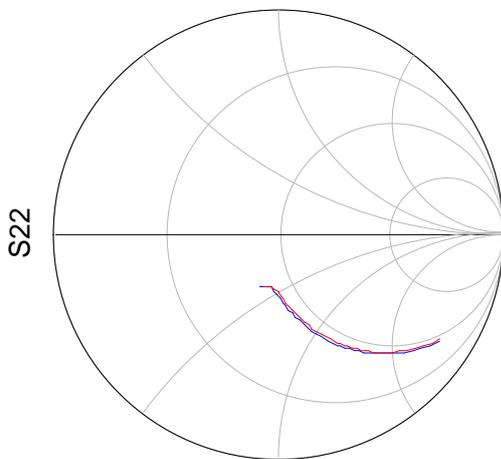


freq (1.000GHz to 20.00GHz)

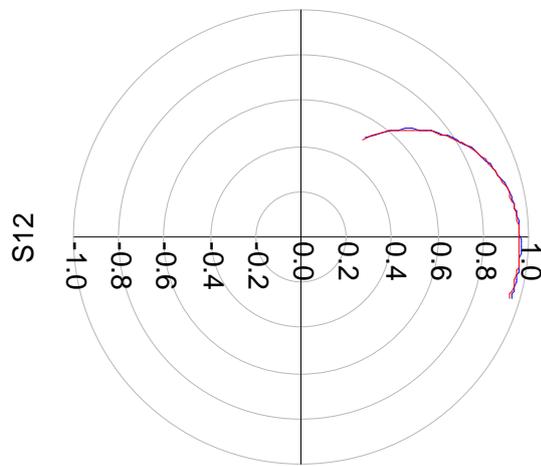


freq (1.000GHz to 20.00GHz)

Modèle
Mesure



freq (1.000GHz to 20.00GHz)



freq (1.000GHz to 20.00GHz)

Figure III-75 Comparaison mesures /modèle des paramètres [S] pour une tension appliquée de -5V

Conception d'un circuit oscillateur MMIC à 2 OCT commutés large bande à faible bruit de phase pour applications spatiales

Résumé :

Ce mémoire est consacré à la conception d'un circuit OCT MMIC à large bande d'accord et à faible bruit de phase utilisant un TBH InGaP/GaAs pour les applications spatiales.

Le premier chapitre décrit le modèle non linéaire du transistor utilisé pour la conception du circuit et les mesures effectuées afin de valider le comportement de ce modèle ainsi que la modélisation de bruit BF du transistor. De plus une modélisation de la diode varactor utilisée dans le circuit est réalisée basée sur des caractérisations expérimentales.

Le deuxième chapitre de ce mémoire, rappelle de manière générale le fonctionnement des OCT, ainsi que leurs caractéristiques importantes et leurs méthodes principales d'analyse. De plus, ce chapitre est constitué d'une étude non-linéaire des topologies classiques des OCT afin d'avoir une large bande d'accord tout en utilisant une méthodologie de minimisation du bruit de phase.

Le troisième chapitre est consacré à la conception du circuit oscillateur utilisant une technique de commutation. Les résultats de simulation du circuit oscillateur à deux OCT commutés réalisé présente une bande d'accord comprise entre 2.69 et 3.66 GHz soit plus de 30% de bande autour de 3.175 GHz avec un niveau de bruit de phase @100kHz de la porteuse inférieur à -98.5 dBc/Hz sur toute la bande d'accord. De plus un niveau de puissance de sortie supérieure à +3dBm est obtenu.

Mots clés : MMIC, TBH InGaP/GaAs, bruit basse fréquence, OCT, bruit de phase, modèle non linéaire, diode varactor, commutation DC, applications spatiales

Design of a wideband MMIC oscillator circuit with 2 switched VCOs for spatial applications

Abstract:

This research work is dedicated to the design of a wideband MMIC oscillator with low phase noise using InGaP/GaAs HBT for spatial applications.

First chapter describes the transistor nonlinear model used in the design circuit and the required measurements to validate this model and the low frequency noise model. Besides, a modeling procedure of the varactor diode used in the circuit was realized based on experimental characterization.

Second chapter of this thesis; explains the VCO's fundamentals, their characteristics and their analysis main methods. In addition this chapter contains a nonlinear analysis of the VCO's classical topologies in order to obtain a wide tuning band while using a methodology for minimizing the phase noise.

The third chapter presents the design of the oscillator circuit using a switching technique. The simulation results of this circuit containing two switched VCOs show a tuning band between 2.69 and 3.66 GHz (i.e. more than 30% tuning band around 3.175 GHz) and the phase noise at an offset of 100 kHz is less than -98.5 dBc / Hz over the entire tuning band. Moreover, an output power greater than 3 dBm is achieved over the entire tuning band.

Keywords: MMIC, InGaP/GaAs HBT, low frequency noise, VCO, phase noise, non-linear model, varactor diode, DC switch, spatial applications.