

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie - Santé
FACULTE des Sciences et Techniques

Année : 2006

Thèse n° 8-2006

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Communications Optiques et Microondes

Présentée et soutenue publiquement par

Aymeric LE BRUN

Le 21 mars 2006

MODELISATION DE FONCTIONS ELEMENTAIRES D'UNE CHAÎNE RADIO POUR DES LIAISONS HAUT DEBIT

Directeur de Thèse : Raymond QUERE

Jury

Président : M. Jean-Michel NEBUS

Rapporteurs : M. Jean-Marie PAILLOT
M. Jean-François DIOURIS

Examineurs : M. Christian POUMIER
M. Raymond QUERE
M. Sébastien MONS

Invités : Mme Martine VILLEGAS
M. William REBERNAK
M. Jean-Christophe NALLATAMBY

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.) et de THALES Communications, tous deux situés à Brive-la-Gaillarde. Je tiens à remercier Monsieur le Professeur P.Y. GUILLON, Directeur de l'I.R.C.O.M., et Monsieur C. POUMIER, Responsable du service T.R.I. de Brive, de m'avoir accueilli dans leurs laboratoires.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette soutenance de thèse. Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Jean-François DIOURIS, Professeur à l'Université de Nantes, et Monsieur Jean-Marie PAILLOT, Professeur à l'Université de Poitiers, qui ont accepté la responsabilité de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

J'associe à ces remerciements Madame Martine VILLEGAS, Maître de Conférences au sein de l'école E.S.I.E.E. qui a participé à ce jury de thèse.

Je remercie Monsieur le Professeur R. QUERE, responsable de l'équipe « Circuits et Sous-ensembles Electroniques Non Linéaires Hautes Fréquences », pour m'avoir accueilli dans son équipe ainsi que Monsieur J.C. NALLATAMBY, Maître de Conférences à l'Université de Limoges, et Monsieur S. MONS, Chargé de Recherches à l'Université de Limoges, pour avoir encadré les travaux durant toute la thèse.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur W. REBERNAK, Responsable du service T.R.I. à THALES Communications, pour avoir supervisé mes travaux durant ces trois années.

Je remercie bien évidemment tous les collègues de THALES Communications et tous les thésards de l'I.R.C.O.M. que j'ai côtoyés au cours de ces trois années.

TABLE DES MATIERES

GLOSSAIRE.....	VII
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XV
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CONTEXTE GLOBAL.....	3
I. PRESENTATION DU CAHIER DES CHARGES.....	5
II.1. Contexte.....	5
II.2. Objectif de l'étude.....	7
II. PRESENTATION DES LOGICIELS DSP DESIGNER ET HP-PTOLEMY.....	8
II.1. Généralités.....	9
II.2. Simulation SDF.....	10
II.2.1. Equilibre de la production et de la consommation des données.....	11
II.2.2. Problème des verrouillages dans les systèmes bouclés.....	11
II.3. Simulation TSDF.....	11
II.4. Contrôleur de simulation.....	13
II.5. Création de nos propres modèles.....	13
II.5.1. Principe de création d'un modèle Ptolemy.....	13
II.5.2. Conclusion.....	15
III. CONCLUSION.....	15
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1.....	17
ELÉMENTS CONSTITUTIFS D'UNE CHAÎNE RADIO HAUT DÉBIT ..	19
INTRODUCTION.....	21
I. IMPLEMENTATION LOGICIELLE DE FILTRES ANALOGIQUES.....	23
I.1. Définition du filtre numérique.....	24
I.1.1. Les systèmes linéaires discrets invariants dans le temps.....	24
I.1.2. Conditions de stabilité et de causalité.....	24
I.2. Equations décrivant un filtre numérique.....	25
I.2.1. Réponse en fréquence.....	25
I.2.2. Définition de la Transformée en z	25
I.2.3. Fonction de transfert en z	26

I.2.4. Equation aux différences.....	28
I.3. Problèmes pratiques d'implémentation.	28
I.3.1. Quantification des coefficients et position des pôles.	28
I.3.2. Bruit de calcul dans les filtres.	28
I.4. Cas particulier du filtre courant-tension.	30
I.4.1. Présentation du filtre courant-tension.	30
I.4.2. Principe de la modélisation du filtre courant-tension.	30
I.4.3. Modélisation des filtres passe-bas d'une BVP-IC.....	31
I.4.3.1. Réponse en fréquence.....	31
I.4.3.2. Fonction de transfert en z.	32
I.4.3.3. Equation aux différences.....	33
I.5. Conclusion.	33
II. ELEMENTS CONSTITUTIFS DE LA CHAÎNE.	34
II.1. Les formes d'onde.....	34
II.1.1. Convertisseur série/parallèle pour 8PSK.....	34
II.1.2. Convertisseur numérique/analogique.....	34
II.2. Modulateurs/démodulateurs.....	35
II.2.1. Modulateur IQ.	35
II.2.2. Démodulateur IQ.....	36
II.2.3. Mélangeur.....	36
II.3. Détecteur à seuil.	37
II.4. Conclusion.	37
III. LE CANAL DE PROPAGATION.	38
III.1. Perturbations présentes dans le canal de propagation.	39
III.2. Caractérisation statique du canal de propagation.....	39
III.2.1. Notion de visibilité.....	39
III.2.2. L'atténuation en espace libre.....	40
III.2.3. Les différents types de réflexion.	41
III.2.4. Les trajets multiples.....	43
III.2.4.1. Temps d'étalement moyen.....	44
III.2.4.2. Bande de cohérence.....	46
III.3. Caractérisation dynamique du canal de propagation.....	46
III.3.1. L'effet Doppler.	47
III.3.2. Effets des mouvements du milieu constituant le canal.	49
III.3.3. Effets des déplacements des antennes dans le canal.	50
III.3.3.1. Petits déplacements.....	50
III.3.3.2. Grands déplacements.	52
III.3.4. Equation analytique du canal dynamique.	53
III.4. Présentation des modèles de canal développés.....	53
III.4.1. Equations constituant les modèles.	53

III.4.1.1. Equations du trajet direct (LOS).....	53
III.4.1.2. Equations du trajet réfléchi (NLOS).	54
III.4.1.3. Equations des scintillations troposphériques.	56
III.4.2. Modèle de canal discret N rayons.	59
III.4.2.1. Principe du modèle.	59
III.4.2.2. Résultats obtenus.	59
III.4.3. Modèle de canal dynamique 2 rayons.....	60
III.4.3.1. Principe du modèle.	60
III.4.3.2. Résultats obtenus.	61
III.5. Etat de l'art de la modélisation du canal de propagation.....	63
III.5.1. Modèle de Chuang.....	63
III.5.2. Modèles d'Elnoubi et de Dong.	64
III.5.3. Modèle de Haas.	65
III.5.4. Modèle de Painter.....	66
III.5.5. Modèle de Bello.	68
III.5.5.1. Canal du trajet direct.	69
III.5.5.2. Canal de la réflexion spéculaire discrète.	70
III.5.5.3. Canal de la réflexion diffuse.....	70
III.6. Conclusion.	70
IV – RECUPERATION DE PORTEUSE DANS LA CHAÎNE DE RECEPTION.	72
IV.1. La boucle à verrouillage de phase.....	72
IV.1.1. L'oscillateur contrôlé en tension.....	73
IV.1.2. Le comparateur de phase.	74
IV.1.3. Le filtre de boucle.	75
IV.2. Boucle à verrouillage de phase numérique.....	76
IV.2.1. Présentation de la BVP-IC.....	77
IV.2.1.1. Le comparateur de phase numérique.....	77
IV.2.1.1.1. Phasemètre à OU exclusif.....	77
IV.2.1.1.2. Phasemètre à bascule RS.....	78
IV.2.1.2. Le comparateur phase/fréquence numérique.	79
IV.2.1.2.1. C.P.F. à bascules JK.....	79
IV.2.1.2.2. C.P.F. à bascules D.	80
IV.2.1.4. Le V.C.O.	84
IV.2.1.5. Les diviseurs de fréquence par M et par N.....	85
IV.2.2. Modélisation de la BVP-IC.....	85
IV.2.2.1. Modèles du comparateur phase/fréquence numérique et du diviseur de fréquence par M.	85
IV.2.2.2. Modèles du circuit de pompe de charge et du filtre passe-bas.	89
IV.2.2.3. Modèle du V.C.O.	90
IV.2.2.4. Modèle du diviseur de fréquence par N numérique.	90

IV.2.2.5. Problématique du bruit de quantification.	91
IV.2.3. Caractérisations du modèle de la BVP-IC.	92
IV.2.3.1. Verrouillage de la BVP-IC.	92
IV.2.3.2. Démodulation d'un signal de type QPSK.	94
IV.2.3.3. Impact du bruit de phase dans la BVP-IC.	95
IV.3. Conclusion.	96
CONCLUSION.	97
BIBLIOGRAPHIES CHAPITRE 2.	99
LE BRUIT DE PHASE.	103
INTRODUCTION.	105
I. PRESENTATION DU BRUIT DE PHASE.	107
I.1. Définition et origines du bruit de phase.	107
I.2. Modélisation fréquentielle du bruit de phase.	108
I.3. Modélisation temporelle du bruit de phase.	110
I.4. Influences du bruit de phase sur une chaîne radio.	114
II. MODELISATION DU BRUIT DE PHASE.	116
II.1. Etat de l'art de la modélisation du bruit de phase.	117
II.1.2. Modèles statistiques.	118
II.1.3. Modèles temporels.	118
II.1.3.1. Modèles existants.	118
II.1.3.2. Modèle décrit dans le logiciel HP-ADS.	119
II.1.4. Conclusion.	120
II.2. Elaboration du modèle.	121
II.2.1. Equations du modèle.	121
II.2.2. Modes d'interpolation fréquentielle.	121
II.2.2.1. Intérêt de l'interpolation fréquentielle.	121
II.2.2.2. L'interpolation logarithmique précise.	123
II.2.2.3. L'interpolation logarithmique rapide.	125
II.2.3. Modes d'extrapolation des basses fréquences.	125
II.2.4. Limitations de l'interpolation dues aux paramètres temporels.	127
II.3. Evaluations du modèle.	129
II.3.1. Etude du comportement du modèle en temporel.	130
II.3.2. Comparaison avec le modèle statique.	136
II.3.3. Comparaison avec le modèle du logiciel HP-ADS.	141
II.3.4. Distribution du bruit de phase généré par notre modèle.	142
II.4. Limitations du modèle et définition de son domaine de validité.	144
II.4.1. Limitations dues aux paramètres temporels de la simulation.	144
II.4.2. Limitations dues au mode d'interpolation du modèle.	145

CONCLUSION	147
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 3	149
SIMULATION D'UNE CHAÎNE RADIO COMPLÈTE	153
INTRODUCTION.....	155
I. SIMULATIONS D'UNE LIAISON DE TYPE 8PSK.	157
I.1. Liaison directe.....	157
I.1.1. Synoptique de la liaison directe.	157
I.1.1.1. Module émission.	157
I.1.1.2. Module réception.....	158
I.1.2. Simulation de la liaison directe.....	159
I.2. Liaison avec canal de propagation.....	162
I.3. Liaison incluant le bruit de phase des oscillateurs locaux.....	165
I.3.1. Liaison avec seulement le bruit de phase des oscillateurs locaux.	165
I.3.2. Liaison avec le canal de propagation et le bruit de phase des oscillateurs locaux.	167
I.4. Comparaison simulations/mesures.....	168
I.4.1. Mesures en sortie du mélangeur FI/RF présent à l'émission.	170
I.4.2. Mesures en sortie du mélangeur RF/IF présent à la réception.....	170
II. DISCUSSION AUTOUR DES SIMULATIONS.	171
CONCLUSION	173
CONCLUSION GENERALE	175
ANNEXES.....	179
ANNEXE 1 : COMPOSITION DE L'ATMOSPHERE	180
ANNEXE 2-1 : PRÉSENTATION DES DIX GABARITS DE RÉFÉRENCE.....	181
ANNEXE 2-2 : RÉSULTATS OBTENUS POUR LES DIX GABARITS DE RÉFÉRENCE.....	182

GLOSSAIRE

16Q.A.M.	: 16-Quadrature Amplitude Modulation
8P.S.K.	: 8-Phase Shift Keying
A.C.P.R.	: Adjacent Channel Power Ratio
A.D.S.	: Advanced Design System
A.E.L.	: Atténuation en Espace Libre
A.M.	: Amplitude Modulation
BdB	: Bande de Base
B.E.R.	: Bit Error Rate
B.I.B.O.	: Bounded Input Bounded Output
B.V.P.	: Boucle à Verrouillage de Phase
BVP-IC	: Boucle à Verrouillage de Phase utilisant un circuit de pompe de charge
C.A.N.	: Convertisseur Analogique / Numérique
C.A.O.	: Conception Assistée par Ordinateur
C.D.M.A.	: Code Division Multiple Access
C.N.A.	: Convertisseur Numérique / Analogique
C.P.F.	: Comparateur Phase Fréquence
C.W.	: Constant Wave
D.F.	: Data Flow
E.V.M.	: Error Vector Magnitude
F.I.	: Fréquence Intermédiaire
F.M.	: Frequency Modulation
H.F.	: Haute Fréquence
H.P.A	: High Power Amplifier
I.F.	: Intermediary Frequency
I.P.3	: 3 rd order Intercept Point
I.S.	: Importance Sampling
I.S.I.	: Intéférence Inter Symbole
L.N.A.	: Low Noise Amplifier
L.O.S.	: Line Of Sight

N.L.O.S.	: Non Line Of Sight
N.P.R.	: Noise Power Ratio
N.R.Z.	: Non Retour à Zéro
O.F.D.M.	: Orthogonal Frequency Multiple Access
O.L.	: Oscillateur Local
P.L.L.	: Phase Locked Loop
P.M.	: Phase Modulation
Q.W.S.S.	: Quasi Wide Sense Stationary
Q.P.S.K.	: Quadrature Phase Shift Keying
R.F.	: Radio Frequency
R.I.F.	: Réponse Impulsionnelle Finie
R.I.I.	: Réponse Impulsionnelle Infinie
R.M.S.	: Root Mean Square
R.Z.	: Retour à Zéro
S.D.F.	: Synchronous Data Flow
S.N.R.	: Signal-to-Noise Ratio
Spurious	: Raie parasite
T.E.B.	: Taux d'Erreur Bit
T.F.	: Transformée de Fourier
T.L.	: Transformée de Laplace
T.S.D.F.	: Timed Synchronous Data Flow
U.S.	: Uncorrelated Scattering
V.C.O.	: Voltage Controlled Oscillator
W.S.S.	: Wide Sense Stationary
W.S.S.U.S.	: Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

LISTE DES FIGURES

1-1 – Exemple de synoptique d'une chaîne radio complète	5
1-2 – Problème des « deadlocks »	11
1-3 – Exemple d'interface graphique d'un modèle créé avec ses paramètres.....	14
2-1 – Structure d'une BVP-IC avec un filtre passe-bas courant-tension.....	30
2-2 – Topologies des filtres passe-bas d'une BVP-IC (ordre un, deux et trois)	31
2-3 – Ellipsoïde de Fresnel.....	40
2-4 – Types de réflexion	41
2-5 – Réflexion sur une surface lisse.....	41
2-6 – Surface rugueuse définie par la distribution de ses pentes	43
2-7 – Trajets multiples lors d'une transmission.....	44
2-8 – Profil Puissance/Retard	45
2-9 – LOS + NLOS	47
2-10 – LOS + composante diffuse	48
2-11 – Spectre de puissance de la composante diffuse et du LOS	49
2-12 – Régions de l'atmosphère.....	49
2-13 – Différentes distributions de Rayleigh (en haut) et de Rice (en bas).....	51
2-14 – Paramètres du LOS.....	53
2-15 – Paramètres du NLOS	54
2-16 – Paramètres des scintillations troposphériques	57
2-17 – Exemple de scintillations seules sur 100 sec ($E_{do} = 0.5$ Hz).....	58
2-18 – Profil Puissance/Retard discret N rayons	59
2-19 – Constellation QPSK observée en sortie du modèle de canal discret N rayons	60

2-20 – Module du signal QPSK obtenu en sortie du modèle de canal discret N rayons	60
2-21 – Principe du modèle de canal dynamique 2 rayons	61
2-22 – Constellation QPSK obtenue avec le modèle de canal dynamique 2 rayons	61
2-23 – Module du signal QPSK obtenu avec le modèle de canal dynamique 2 rayons	62
2-24 – Constellation et module obtenus : Canal dynamique 2 rayons + gains	62
2-25 – Trajets multiples dus aux réflexions du signal sur un sol rugueux.....	66
2-26 – Schéma de principe d'une P.L.L.....	73
2-27 – Caractéristique linéarisée du V.C.O. avec saturation	73
2-28 – Caractéristique du comparateur de phase analogique	75
2-29 – Structure d'une BVP-IC	76
2-30 – OU exclusif	77
2-31 – Signaux à l'entrée et à la sortie du « OU exclusif » ($0 < \Delta\phi < \pi$)	77
2-32 – Caractéristique du « OU exclusif »	78
2-33 – Bascule RS.....	78
2-34 – Caractéristique du phasemètre à bascule RS	79
2-35 – Bascule JK	79
2-36 – C.P.F. à bascules JK.....	80
2-37 – Signaux d'entrée et de sortie du C.P.F. à bascules JK.....	80
2-38 – Bascule D	80
2-39 – C.P.F. à bascules D.....	81
2-40 – Diagramme d'état du C.P.F. à bascules D	81
2-41 – Circuit de pompe de charge	83
2-42 – Détection des fronts montant des signaux $u_{ent}(t)$ et $u_{ref}(t)$ ($M = 5$)	87
2-43 – Allure des impulsions générées quand la boucle est verrouillée ($\tau = 2 \times T_e$). 90	
2-44 – Verrouillage en phase et en fréquence de la BVP-IC d'ordre quatre.....	92

2-45 – Verrouillage en phase et en fréquence de la BVP-IC avec pulses générés ..	93
2-46 – Récupération de la porteuse et démodulation d'un signal QPSK.....	95
3-1 – Elargissement du spectre d'un l'oscillateur dû au bruit.....	107
3-2 – Elargissement du spectre d'une P.L.L. dû au bruit	107
3-3 – Spectre d'un oscillateur bruité avec spurious	108
3-4 – Spectre d'un oscillateur bruité	108
3-5 – Densité spectrale de puissance du bruit de phase	109
3-6 – Spectres des différentes grandeurs caractérisant le bruit de phase.....	113
3-7 – Evolution de l'amplitude des fluctuations au cours du temps	113
3-8 – Contamination des canaux adjacents due au bruit de phase	114
3-9 – Principe de la mesure d'A.C.P.R.	114
3-10 – Impact du bruit de phase sur une constellation QPSK	115
3-11 – Variations de l'onde dues au jitter d'horloge.....	116
3-12 – Exemple de fluctuations de phase sans interpolation.....	122
3-13 – Exemple de fluctuations de phase avec interpolation.....	122
3-14 – Intérêt de l'interpolation fréquentielle.....	122
3-15 – Interpolation logarithmique précise en dBc/Hz	123
3-16 – Principe de l'interpolation fréquentielle compensée en puissance	124
3-17 – Interpolation logarithmique précise & compensée en puissance.....	124
3-18 – Interpolation logarithmique rapide & compensée en puissance	125
3-19 – Extrapolation linéaire de l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}].....	126
3-20 – Extrapolation plate de l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}].....	126
3-21 – Limitations fréquentielles dues aux paramètres temporels.....	129
3-22 – Influence du bruit de phase sur la phase d'un signal modulé IQ	130
3-23 – Fluctuations de la phase [0 ; 100 msec]	131
3-24 – Fluctuations de la phase [0 ; 1 msec]	131

3-25 – Impact du bruit de phase seul sur une constellation QPSK [0 ; 100 msec]	131
3-26 – Découpage temporel des fluctuations de la phase entre 0 et 100 msec	132
3-27 – Fluctuations de la phase entre 0 et 100 msec par séquences de 10 msec .	132
3-28 – Fluctuations de la phase pour TimeStop = 200 msec.....	133
3-29 – Périodicité des fluctuations de phase	134
3-30 – Extrapolations des fréquences proches de la porteuse	135
3-31 – Fluctuations de la phase avec l'extrapolation de] 0 Hz ; f_{\min}].....	135
3-32 – Périodicité due à l'extrapolation de] 0 Hz ; f_{\min}].....	136
3-33 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°9 (précis)	138
3-34 – Valeur efficace des fluctuations en fonction du temps (gabarit n°9) (précis)	138
3-35 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°1 (précis)	139
3-36 – Valeur efficace des fluctuations en fonction du temps (gabarit n°1) (précis)	139
3-37 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°9 (rapide).....	140
3-38 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°1 (rapide).....	141
3-39 – Distribution du bruit pour le gabarit n°1	143
3-40 – Distribution du bruit pour le gabarit n°3	143
3-41 – Distribution du bruit pour le gabarit n°9	143
4-1 – Module émission générant un signal de type 8PSK	158
4-2 – Module réception démodulant un signal de type 8PSK	159
4-3 – Génération du signal 8PSK pour une liaison directe	160
4-4 – Démodulation du signal 8PSK pour une liaison directe	161
4-5 – Démodulation du signal 8PSK pour une liaison (canal seul)	163
4-6 – Impact du canal de propagation sur la constellation ($r = 5 \mu\text{sec}$, $P_r = -20 \text{ dBc}$)	164
4-7 – Multipath fading causé par le NLOS	164
4-8 – Impact du canal de propagation sur la constellation ($r = 5 \mu\text{sec}$, $P_r = -15 \text{ dBc}$)	164

4-9 – Démodulation du signal 8PSK (bruit de phase seul)	166
4-10 – Impact du bruit de phase sur la constellation	166
4-11 – Démodulation du signal 8PSK (canal + bruit de phase)	167
4-12 – Impact du canal de propagation et du bruit de phase sur la constellation ...	168
4-13 – Focus sur un des états de la constellation en sortie du démodulateur RF/IF	168
4-14 – Synoptique de la chaîne de transmission utilisée par THALES Communications.....	169
4-15 – Définition de l'E.V.M.	169
4-16 – Constellation 8PSK mesurée en sortie du mélangeur IF/RF	170
4-17 – Impact des perturbations sur la constellation	170

LISTE DES TABLEAUX

2-1 – Fonctionnement des entrées/sorties du circuit de charge de pompe	83
2-2 – Détection des fronts montant du signal d'entrée	86
2-3 – Définition de la variable « état » en fonction des états des sorties du C.P.F... 88	
2-4 – Algorithme de fonctionnement du C.P.F.....	88
3-1 – Relations entre les différentes densités spectrales	112
3-2 – Gabarit de bruit de phase utilisé comme exemple.....	123
3-3 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les évaluations	130
3-3 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour la comparaison.....	137
3-4 – Comparaison des temps de calcul avec le modèle du logiciel HP-ADS	141
4-1 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les oscillateurs BdB/IF et IF/BdB.....	165
4-2 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les oscillateurs IF/RF et RF/IF	165

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de télécommunications hertziens connaissent depuis plusieurs années un développement considérable dans les bandes de fréquences millimétriques, autorisant des transmissions large bande, et donc haut débit.

De tels systèmes ont été mis en œuvre dans le domaine civil avec, entre autres, l'explosion du marché des liaisons satellites (dont les offres de bouquets incluant la télévision, la téléphonie et l'Internet), le développement de la téléphonie mobile troisième génération (téléchargement de vidéos), la télévision haute définition, mais aussi dans le domaine militaire. La société THALES Communications, spécialisée dans la conception de liaisons radio, travaille plus particulièrement sur des équipements militaires de transmission de données haut débit en bande millimétrique.

Compte tenu de la complexité de conception des systèmes de télécommunications actuels et de la diminution des délais de mise sur le marché des produits, il est, plus que jamais, indispensable de pouvoir en prévoir le fonctionnement à l'aide d'outils de simulation. En effet, la modélisation de chaînes radio complètes peut être utile dans la définition des besoins technologiques et des spécifications ; tout au long de l'étude, les simulations peuvent aider à comprendre le fonctionnement des modules à développer et prévoir d'éventuels problèmes ; enfin, il est possible de valider leur fonctionnement, lors de la réalisation, avec des rétro-simulations.

Il existe un large choix de logiciels permettant d'étudier des systèmes électroniques dans les domaines temporel et fréquentiel. Cependant, malgré un choix de modèles de plus en plus grand, les bibliothèques proposées sont souvent incomplètes. De plus, les documentations relatives aux modèles sont souvent limitées (dans un souci de confidentialité), rendant souvent leur utilisation difficile et leurs domaines de validité flous (entraînant des résultats faux ou ambigus). Enfin, leurs coûts en temps de calculs ne sont pas toujours pris en compte lors de leur élaboration.

Etant donnée la complexité croissante des systèmes de télécommunications, les simulations doivent être suffisamment fines pour délivrer des résultats réalistes, mais elles doivent aussi requérir des temps de calculs raisonnables pour faciliter leur usage ; bref, elles doivent respecter un compromis *Précision/Temps de calculs*.

Pour remplir toutes ces conditions, une solution est de créer nos propres modèles ; ainsi, ils sont adaptés à nos besoins spécifiques de simulation et peuvent être paramétrés selon un compromis *Précision/Temps de calculs*. De plus, leurs modes de fonctionnement étant parfaitement maîtrisés, leurs domaines de validité sont clairement définis.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent ces travaux de thèse. En effet, THALES Communications a souhaité mettre en place des outils de simulation performants, permettant de modéliser une chaîne radio haut débit complète. Dans un premier temps, il a fallu établir un cahier des charges, fixant les premiers éléments de la chaîne à modéliser et qui serviront de jalon pour évaluer la pertinence de cette démarche, et choisir le logiciel de simulation adéquat. La présentation de ce contexte global fera l'objet du premier chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les modèles développés des fonctions élémentaires de la chaîne radio. Nous parlerons tout d'abord des systèmes permettant de moduler et démoduler un signal ayant une forme d'onde adaptée aux liaisons haut débit ; puis, nous étudierons le canal de propagation dans lequel le signal utile est transmis ; enfin, nous présenterons des systèmes permettant la récupération de la porteuse pour une démodulation cohérente en réception.

Dans le cadre de liaisons haut débit, utilisant des modulations de phase, le bruit de phase est un phénomène prépondérant pour la qualité de la transmission. De plus, ce phénomène apparaît dans les oscillateurs locaux, présents tout le long de la chaîne émission/réception ; c'est pourquoi, il sera étudié à part dans le troisième chapitre. Nous présenterons une façon de le modéliser à partir des valeurs d'un gabarit simple bande, entrées sous la forme d'un tableau.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous réaliserons des simulations d'une chaîne radio complète, utilisant une forme d'onde 8PSK. Nous comparerons les résultats obtenus avec des mesures effectuées par THALES Communications.

La conclusion et les perspectives offertes par ces travaux de thèse clôtureront ce mémoire.

Chapitre 1

Contexte global

I. PRESENTATION DU CAHIER DES CHARGES.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le contexte qui est à l'origine du sujet de cette thèse ; nous ferons un tour d'horizon des principaux logiciels de simulation existants, puis nous verrons les principaux éléments qui limitent les performances d'une chaîne radio et nous préciserons ceux qui seront étudiés dans le cadre de cette thèse. Enfin, nous présenterons les logiciels DSP Designer et HP-Ptolemy, environnement choisi pour créer les modèles et simuler une chaîne radio complète.

II.1. Contexte.

La demande de plus en plus grande de liaisons haut débit dans un canal de propagation complexe nous amène en permanence à rechercher des solutions de transmissions numériques utilisant des concepts nouveaux. L'utilisation de logiciels de C.A.O. (Conception Assistée par Ordinateur) est donc indispensable lors du développement d'une chaîne radio, afin de prévoir le comportement de ses principales composantes (émetteur, canal de propagation et récepteur) et leurs impacts sur le signal transmis.

La **Figure 1-1** présente une chaîne de transmission « générique » et les principales fonctions qui la composent.

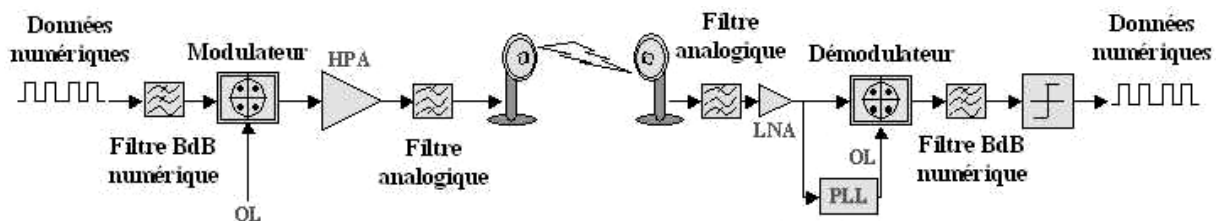


Figure 1-1 – Exemple de synoptique d'une chaîne radio complète

Les logiciels actuels proposent des solutions adaptées (paramètres d'information, modèles et outils de simulation) à des simulations « circuits » et « systèmes », selon le niveau hiérarchique de conception.

Le simulateur « circuit » permet la conception de fonctions électroniques de base (amplificateur, oscillateur, mélangeur, etc.), le signal étudié est composé d'une ou plusieurs fréquences porteuses pures (trois au maximum) ou modulées, et il est évalué à l'aide de critères temporels et fréquentiels (linéarité, I.P.3, S.N.R., A.C.P.R., N.P.R., spectres, fonctions de transfert, puissances, courants, tension, températures, etc.). Les formalismes de simulation utilisés sont l'*Harmonic Balance* (tempo-fréquentiel), le *Transient* (temporel), l'*Envelope* (utilisant à la fois le *Transient* et l'*Harmonic Balance*) et les paramètres [S].

Le simulateur « système » permet l'assemblage de blocs, i.e. de modèles issus de la simulation « circuit » (analogique et numérique), le signal utile est étudié en bande de base (i.e., sans fréquence porteuse) et généré sous la forme temporelle de flots de données. Les modulations numériques sont visualisées sous la forme de constellations et les facteurs de mérite sont généralement le débit, l'E.V.M. (Error Vector Magnitude), les diagrammes de l'œil et le T.E.B. (Taux d'Erreur Bit).

Parmi les principaux logiciels de simulation existants, nous trouvons Xpedion qui permet d'effectuer des conceptions « circuit » en utilisant les simulateurs *Harmonic Balance* et *Envelope* [1-1]. Simulink, intégré dans Matlab, permet la modélisation et la simulation de systèmes dynamiques analogiques, discrets ou hybrides, en utilisant une présentation graphique sous forme de schémas blocs [1-2]. Scicos est un équivalent de Simulink et il est intégré dans Scilab, lui-même équivalent à Matlab ; ils sont tous deux développés par l'I.N.R.I.A. (Institut National de Recherche en Informatique et en Automatique) et leur particularité réside dans leur gratuité (il s'agit d'« open sources ») [1-3]. La société A.W.R. (Applied Wave Research) propose quatre logiciels dédiés : Virtual System Simulator, qui combine les aspects « circuit » et « système » d'un dispositif, traite les signaux sous la forme de flots de données synchrones (ou asynchrones) et permet de prendre en compte les désadaptations inter étages ; Analog Office et Microwave Office (simulations « circuit ») qui utilisent les simulateurs *Harmonic Balance*, *Voltera* et *Synopsys' HSPICE* ; en dernier lieu, Test Wave propose d'intégrer les simulations dans un banc de mesure [1-4]. Enfin, HP-ADS, développé par Agilent, est composé des logiciels RF Designer, utilisant les simulateurs *Harmonic Balance*, *Transient* et *Envelope* pour des simulations « circuit », et DSP Designer, utilisant les flots de données pour des simulations « système » en y intégrant les notions de temps et de fréquence porteuse [1-5].

Les éléments clefs d'une chaîne nécessitant des simulations fines sont, entre autres, les modulateurs/démodulateurs (avec la récupération de la porteuse), les amplificateurs de puissance (aspect thermique, conversions AM/AM et AM/PM, effet mémoire, etc.), le canal de propagation (trajets multiples) et le bruit de phase présent dans les oscillateurs locaux.

Le T.E.B. est un facteur de mérite essentiel pour une chaîne de transmission ; or, celui-ci est déterminé en comparant bit à bit les signaux émis et reçu : Cette opération nécessite donc un coût en temps de calculs élevé, qui sera augmenté de façon importante par le nombre d'éléments composant la chaîne et par leur complexité. C'est pourquoi, il est primordial d'utiliser des modèles respectant un compromis *Précision/Temps de calculs*.

Actuellement, peu de modèles existent pour le niveau « système » de tels dispositifs ; il en résulte un certain empirisme quant à la démarche de leur conception, qui conduit, en général, à un surdimensionnement de ces équipements. Il est donc nécessaire de se doter de fonctions élémentaires permettant de réaliser des simulations d'une partie ou de l'ensemble d'une chaîne de transmission. Le logiciel, choisi dans le cadre de ces travaux de thèse, est DSP Designer car il est le seul, parmi ceux présentés, utilisé par le groupe THALES Communications.

II.2. Objectif de l'étude.

L'objectif est de définir différents modèles élémentaires pour simuler l'ensemble d'une chaîne radio. Nous devons utiliser les modèles existants du logiciel DSP Designer, les améliorer, si nécessaire, ou les créer s'ils font défaut. Ces modèles devront être écrits en tenant compte du compromis *Précision/Temps de calculs*. Les principaux modèles, à développer dans le cadre de cette étude, devront faire partie de la liste de fonctions suivante :

- Le canal de propagation pour une liaison *Air/Sol* et *Sol/Air* dans la bande *Ku* entre une station sol et un mobile aéroporté.
- Un générateur 8PSK, car cette forme d'onde est adaptée aux liaisons haut débit.
- Les modulateurs (mélangeurs) permettant les transpositions du signal de la bande de base à une fréquence porteuse et inversement.
- La récupération de porteuse.
- Les codages/décodages (Viterbi, Reed Salomon, entrelacement).

L'impact de l'amplificateur de puissance sur la chaîne de transmission (effet mémoire, thermique, etc.) est critique, il représente un travail de modélisation à part entière et ne sera donc pas traité ici, l'objectif étant avant tout la mise en place d'une simulation réaliste d'une chaîne radio émission/réception.

Des paramètres d'imperfection devront être intégrés dans les modèles (fonction activée ou non pour limiter les temps de calculs) :

- La linéarité (point de compression, IP3 ou tables de conversions AM/AM et AM/PM).
- Le bruit de phase des oscillateurs locaux, sous la forme d'une table.
- L'erreur d'amplitude et de phase sur les fonctions mélangeurs.
- L'adaptation des accès (sous réserve d'une prise en compte des boucles par le logiciel).
- Le facteur de bruit et la température de bruit.

Il s'agit là d'une liste dense mais non exhaustive des fonctions à modéliser. Cependant, ce cahier des charges sera amené à évoluer dans le temps en fonction des avancées des travaux et de la définition des domaines de validité du logiciel HP-Ptolemy.

Le logiciel HP-ADS (principal outil de simulation système utilisé par THALES Communications) ne propose pas toutes ces fonctions ou seulement de façon incomplète. Cependant, ce logiciel permet de créer nos propres modèles en les codant en langage C++ à l'aide des logiciels DSP Designer et HP-Ptolemy.

II. PRESENTATION DES LOGICIELS DSP DESIGNER ET HP-PTOLEMY. [1-5]

Nous allons présenter le logiciel DSP Designer, intégré dans le logiciel de C.A.O. HP-ADS d'Agilent Technologies, et utilisé dans le cadre de cette thèse.

Contrairement au logiciel RF designer, inclus lui aussi dans HP-ADS, il s'agit d'un logiciel temporel ; il a pour particularité de traiter tous les signaux en bande de base, leur fréquence porteuse ($f_c \geq 0$) étant un paramètre du signal servant aux calculs et à l'affichage. Il est donc possible de simuler une chaîne émission/réception complète. Nous pouvons cependant simuler une partie du circuit avec le logiciel DSP Designer et l'autre avec le logiciel RF designer : Nous parlons alors de *co-simulation*. En outre, ces logiciels permettent une description graphique du système simple à comprendre, à maintenir et à faire évoluer.

La plupart des modèles de calcul, utilisés dans les logiciels de C.A.O. commerciaux, pour la simulation en bande de base sont de type *flots de données synchrones* (noté SDF : *Synchronous Data Flow*). Ils permettent aussi d'écrire des programmes en langage évolué (C ou Matlab par exemple). C'est en particulier le cas du logiciel DSP Designer ; nous pourrions donc créer nos propres modèles qui feront partie intégrante du logiciel.

Les principes, que nous allons présenter, sont de portée générale et s'appliquent aux autres logiciels de type SDF.

II.1. Généralités.

Le simulateur DSP Designer a été développé à partir du logiciel Ptolemy de l'université de Berkeley (noté UC-Ptolemy, par opposition à HP-Ptolemy).

Dans Ptolemy, il est possible de mélanger différents modèles de calcul (appelés domaines). Un système complexe est décrit par une hiérarchie de circuits plus simples. Chaque sous-réseau est modélisé par un domaine, un sous-réseau pouvant utiliser un domaine différent de celui de son *père*. Quand des domaines différents sont ainsi associés, il faut s'assurer qu'à l'interface, le réseau *fil*s vérifie la sémantique du réseau *père*.

De nombreux domaines existent dans UC-Ptolemy (*Synchronous Data Flow*, *Dynamic Data Flow*, HOF : *Higer Order Function*, *Discret event*, automates finis, CP : *Communication Process*, MQ : *Message Queueing*, *Code Generation*, etc.). Ces domaines effectuent soit une simulation, soit une génération de code.

HP-Ptolemy utilise le domaine flot de données synchrones SDF. Il utilise une sémantique de flots de données avec une syntaxe de blocs-diagrammes pour décrire les algorithmes.

HP a ajouté au domaine SDF une simulation TSDF (*Timed Synchronous Data Flow*) incluant une notion de temps. Cette simulation TSDF est intéressante notamment lorsque nous voulons effectuer une co-simulation. La simulation du système complet (niveau supérieur de la hiérarchie) se fera dans le domaine DSP du logiciel HP-ADS, les éléments temporels s'interfacant avec des blocs du domaine RF, utilisant une simulation de type transitoire temporel (*transient*) ou enveloppe complexe en interne (*envelope*), et communiquant avec les blocs DSP par des échanges de flots de données temporelles.

II.2. Simulation SDF.

Dans une simulation SDF, les différents blocs d'un système consomment et fournissent des flots de données (*token*), les données échangées pouvant présenter des formats quelconques (scalaire réel, complexe, entier, format fixe, matrice). Ces blocs travaillent de manière synchrone, ce qui signifie que les données sont utilisées et produites en même temps par les différents blocs. Nous pouvons considérer que les blocs travaillent tous à un rythme multiple d'une cadence de base. Un bloc ne calcule sa sortie que lorsqu'il a reçu les données d'entrée dont il a besoin. L'ordre d'exécution des différents blocs (le flot de contrôle) est complètement prédictible à la compilation.

Le modèle de calcul SDF est appelé modèle *data-driven*, cadencé de manière statique. L'expression *data-driven* signifie que c'est la disponibilité des données à l'entrée d'un bloc qui en déclenche l'exécution. L'expression « cadencé de manière statique » signifie que l'ordre de déclenchement des différents blocs est déterminé une fois pendant la phase de démarrage, le séquençage des blocs étant périodique. Ce domaine ne permet pas un flot de contrôle dépendant des données.

Le domaine de calcul SDF est tout à fait adapté aux algorithmes de traitement de signal ou de communications numériques de type monocadence (utilisant une seule fréquence d'échantillonnage synchrone) ou multicadence (utilisant plusieurs fréquences d'échantillonnage synchrones). Il ne permet pas de prendre en compte des interruptions asynchrones du traitement, alors que d'autres logiciels, tels COSSAP le permettent.

II.2.1. Equilibre de la production et de la consommation des données.

Un bloc A consomme N_{ea} données d'entrée et produit N_{sa} sorties. Si un bloc A produisant $N_{sa} = 1$ sortie est connecté à un bloc B consommant $N_{eb} = 2$ entrées, le bloc A s'exécutera deux fois avant que le bloc B ne puisse s'exécuter (nous parlons de *firing* dans la littérature anglaise). A chaque itération, chaque bloc est exécuté le nombre minimum de fois permettant de vérifier l'équation d'équilibre de production consommation des données.

II.2.2. Problème des verrouillages dans les systèmes bouclés.

La **Figure 1-2** illustre le problème des *deadlocks* ou des verrouillages sans fin :

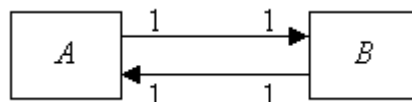


Figure 1-2 – Problème des « *deadlocks* »

Deux blocs A et B interconnectés produisent et consomment chacun une donnée. Ni A ni B ne sont validés, car chacun d'eux attend une donnée de l'autre bloc. Une façon de résoudre le problème consiste à ajouter un jeton initial en introduisant un retard sur un des arcs. Pour éviter les problèmes de *deadlocks*, toutes les boucles doivent contenir au moins un retard.

Cela nous permet déjà de penser que la prise en compte de l'adaptation des accès lors des simulations ne sera pas possible.

II.3. Simulation TSDF.

Dans une simulation TSDF, une valeur temporelle est affectée à la période élémentaire de calcul (le *time step* dans HP-ADS). Les blocs TSDF utilisent des données étiquetées en temps (type *timed data*).

Le type *timed data* dérive du type *complex*. Une donnée de ce type est constituée d'un paquet de cinq éléments : $[i(t), q(t), flavour, F_c \text{ et } t]$, où $i(t)$ et $q(t)$ représentent respectivement les composantes en phase et en quadrature, *flavour* précise le type de représentation d'un signal modulé, F_c est la porteuse et t le temps. Il existe deux représentations équivalentes d'un signal temporel : L'enveloppe complexe $\underline{V}(t)$ et le signal réel bande de base $v(t)$. La relation de passage de $\underline{V}(t)$ à $v(t)$ s'écrit :

$$v(t) = \Re\{ \underline{V}(t).e^{j2\pi.F_c.t} \} \quad (1-1)$$

Les données ne dépendant pas du temps peuvent être converties en données de type *timed data* et réciproquement, à l'aide des blocs de conversion HP-ADS :

- *FloatToTimed, ComplexToTimed, IntToTimed, FixedToTimed*
- *TimedToFloat, TimedToComplex, TimedToInt, TimedToFixed*

Un bloc-diagramme peut contenir des blocs de type numérique pur (SDF) et des blocs temporels (TSDF). Pour chaque donnée (ou *token*) de type *timed*, il faut connaître :

- La valeur du *time step* (notée *TStep* ou T_e) sur un arc (le *time step* correspond à l'intervalle de temps entre deux échantillons). La fréquence d'échantillonnage de l'enveloppe d'un arc temporel est donc $f_e = 1/T_e$. La valeur du *time step* est propagée sur tout le graphe, aussi bien aux composants numériques qu'aux composants temporels. La fréquence d'échantillonnage pour un composant est égale à la fréquence de l'entrée (respectivement de la sortie) divisée par la consommation sur ce port (respectivement la production).
- La valeur de la fréquence porteuse F_c .

Rq : Nous pouvons utiliser des résistances avec les composants temporels. Elles permettent de définir les résistances d'entrée/sortie de composants RF dans le cas d'une co-simulation, d'introduire un bruit thermique gaussien et de définir le niveau de puissance des signaux temporels.

II.4. Contrôleur de simulation.

Dans le logiciel DSP Designer, il n'y a qu'un seul type de simulation : La simulation par flot de données synchrones. Le contrôleur de simulation pour les domaines SDF et TSDF est appelé DF (*Data Flow*).

L'un des paramètres de ce contrôleur permet de déterminer le mode de traitement des *deadlocks*, qui peuvent au choix être simplement signalés (*report deadlocks*), ou bien localisés (*identify deadlocks*), ou bien traités (*resolve deadlocks*) par insertion automatique de retards.

La durée d'une simulation peut être définie au niveau des paramètres du contrôleur DF ou au niveau de composants appelés *sinks*, qui servent à collecter les données à la sortie des différents blocs. La simulation continue jusqu'à ce que le nombre de données demandé par les différents *data sinks* soit atteint, ou bien, s'il n'y a pas de bloc *sink*, jusqu'à ce que la durée de simulation donnée dans le contrôleur de simulation soit atteinte.

Il existe deux types de composants permettant d'enregistrer ou de visualiser les données : Les *sinks* qui collectent les données dans un fichier, qui pourra être visualisé a posteriori, et les composants interactifs qui permettent d'afficher les résultats pendant la simulation (*TkPlot* par exemple). Il existe par ailleurs des composants permettant le contrôle et la modification interactive de certains paramètres (*TkSlider* par exemple).

Il est possible d'utiliser un bloc appelé *parameter sweep*, qui permet d'effectuer automatiquement plusieurs simulations successives en faisant varier à chaque fois un paramètre, pour lequel nous définissons les valeurs de départ et de fin, ainsi que le pas de variation. Les résultats des simulations successives sont sauvegardés dans un même fichier (appelé *dataset*).

II.5. Création de nos propres modèles.

II.5.1. Principe de création d'un modèle Ptolemy.

Il est possible de créer ses propres modèles sous le logiciel DSP Designer. Pour cela, il faut écrire les programmes dans un langage évolué, basé sur le C++, mais présentant des spécificités.

Le programme se décompose en quatre principales parties :

- Identification du modèle : Nom, type (SDF, TSDF), description, auteur, librairie.
- Déclaration des paramètres du modèle.
- Déclaration des entrées et des sorties : Nom et type (*float*, *integer*, *timed*, etc.).
- Corps du programme.

Une fois le programme enregistré dans un fichier texte de type *.pl*, il faut ouvrir une fenêtre *Invite de commandes* pour effectuer les opérations suivantes :

- Compilation : Pour détecter les erreurs de programmation.
- Génération automatique d'un fichier A.E.L..
- Génération automatique d'un fichier de type *bitmap* qui représentera le modèle dans la librairie de composants (i.e., un icône).
- Génération automatique d'un fichier *symbol* qui représentera le modèle dans la fenêtre *design*.

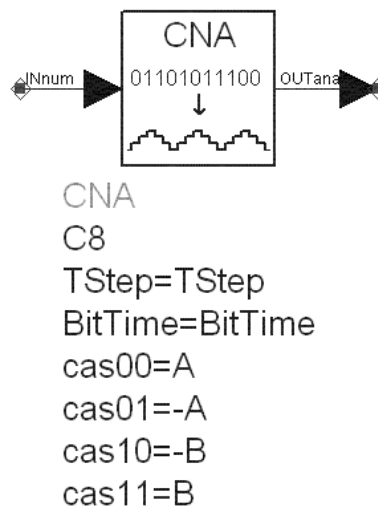


Figure 1-3 – Exemple d'interface graphique d'un modèle créé avec ses paramètres

Nous disposons alors d'un modèle où les entrées, les sorties et les paramètres sont fixés lors de l'écriture du code en C++ (cf. **Figure 1-3**).

Nous pouvons alors appeler le modèle créé dans le logiciel DSP Designer ; son utilisation est similaire à celle des modèles proposés par le logiciel puisqu'ils sont générés de la même manière.

II.5.2. Conclusion.

Cette démarche présente de réels avantages. Tout d'abord, elle permet de créer des modèles qui sont inexistantes ou incomplets dans les bibliothèques du logiciel DSP Designer. Cela permet aussi de générer un modèle représentant la fonction d'un sous-ensemble de modèles, réduisant ainsi les temps de calculs (il y a moins de transitions de données entre « boîtes »). Les possibilités de personnalisation des modèles permettent de rendre leur interface plus conviviale et plus conforme aux autres modèles proposés par le logiciel. Enfin, le modèle n'est pas figé et peut donc évoluer en fonction des besoins.

III. CONCLUSION

Nous avons présenté le contexte global qui a défini les besoins de développement d'outils de simulation pour modéliser une chaîne radio complète. Après avoir vu quels étaient les principaux logiciels de simulation existants, nous avons détaillé les principales fonctions incomplètes ou inexistantes dans le logiciel DSP Designer, choisi dans le cadre de cette thèse.

Nous avons aussi expliqué les principes utilisés dans les logiciels de simulation de type flots de données synchrones au travers de l'exemple du logiciel DSP Designer. Ce type de simulation est particulièrement bien adapté au traitement d'un signal mono ou multicausal, i.e. dans les systèmes où les traitements utilisent une ou plusieurs fréquences d'horloges synchrones.

Dans le cas du logiciel DSP Designer, cette simulation flots de données peut s'interfacer avec des techniques de simulation analogiques, telles que la simulation d'enveloppe et le calcul de transitoires. Il est donc possible, avec un même logiciel, d'effectuer une co-simulation sans avoir à échantillonner tous les signaux à une même cadence d'échantillonnage (ce qui serait rédhibitoire en radiocommunications, compte tenu de la valeur élevée des fréquences porteuses mises en jeu).

Nous avons aussi vu que nous pouvions créer nos propres modèles ; nous utiliserons cette possibilité, afin de simuler une chaîne radio complète en y incluant les modèles faisant défaut dans les bibliothèques de HP-ADS et en optimisant les temps de calculs.

BIBLIOGRAPHIE Chapitre 1

[1-1] Site Internet Xpedion

<http://www.xpedion.com>

[1-2] Site Internet Matlab/Simulink

<http://www.mathworks.com>

[1-3] Site Internet Scilab/Scicos

<http://www.scilab.org>

[1-4] Site Internet A.W.R.

<http://www.appwave.com>

[1-5] Site Internet Agilent

<http://www.agilent.com>

Chapitre 2

Eléments constitutifs d'une chaîne radio haut débit

INTRODUCTION

La chaîne radio peut être scindée en trois parties distinctes : Le module d'émission, le canal de propagation et le module de réception.

Nous allons donc étudier une chaîne émission/réception complète, fonctionnant sous le logiciel DSP Designer. Elle comprendra en émission : La mise en forme d'un flot de données binaires, les modulations numériques de phase et d'amplitude et la mise sur porteuse R.F. ; le canal de propagation faisant apparaître un bruit, une atténuation et des déformations liées à la présence de trajets multiples lors de la propagation ; à la réception, nous retrouverons des systèmes permettant la récupération de la porteuse (pour effectuer une démodulation cohérente) et les opérations duales de l'émission.

Les filtres analogiques et numériques sont récurrents dans toute la chaîne émission/réception ; leur implémentation fait l'objet de la première partie de ce chapitre. Dans un deuxième temps, nous présenterons les éléments constitutifs de la chaîne (formes d'onde, modulateur, etc.), puis les modèles de canal de propagation. Enfin, nous verrons quels sont les systèmes qui permettent la récupération de la porteuse en vue d'une démodulation cohérente.

I. IMPLEMENTATION LOGICIELLE DE FILTRES ANALOGIQUES.

Dans une chaîne radio, les filtres sont omniprésents, qu'ils soient analogiques (passifs, actifs) ou numériques. De tels filtres sont disponibles dans les bibliothèques du logiciel DSP Designer ; cependant, nous devons savoir les modéliser dans les cas où nous regrouperons un ensemble de fonctions (dont des filtres) dans un seul et même modèle. Nous allons donc étudier dans ce paragraphe une manière de les synthétiser.

Les modèles que nous utilisons dans le logiciel DSP Designer sont temporels et traitent des signaux échantillonnés. Pour pouvoir modéliser des filtres analogiques, il faut donc connaître leur réponse impulsionnelle $h(t)$ et réaliser l'opération de convolution \otimes car le signal de sortie $y(t)$ d'un filtre s'écrit :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2-1)$$

Où $x(t)$ est le signal d'entrée du filtre.

L'opérateur de convolution est complexe, même en numérique. Comme les filtres numériques sont, pour les signaux échantillonnés, les équivalents des filtres analogiques pour des signaux continus, il est plus simple de décrire le comportement d'un filtre analogique en synthétisant un filtre numérique équivalent. En effet, les filtres numériques sont capables de traiter un flot continu de données, et les opérations effectuées sur un signal échantillonné par un filtre numérique restent élémentaires (addition, soustraction, multiplication, division).

Nous allons donc rappeler succinctement comment synthétiser des filtres numériques passe-bas. Les filtres passe-bande et passe-haut peuvent être déduits des filtres passe-bas en effectuant un simple changement de variable.

I.1. Définition du filtre numérique.

I.1.1. Les systèmes linéaires discrets invariants dans le temps.

Par définition, un système est :

- *Discret*, si à la suite d'entrée discrète $x(n)$ correspond une suite de sortie discrète $y(n)$.
- *Linéaire*, si à la suite $\{x_1(n) + a.x_2(n)\}$ correspond la suite $\{y_1(n) + a.y_2(n)\}$.
- *Invariant dans le temps*, si à la suite $x(n-m)$ correspond la suite $y(n-m)$.

Un filtre numérique est un système linéaire discret invariant dans le temps qui réalise une combinaison d'échantillons afin de modifier la distribution fréquentielle d'un signal numérique selon les spécifications données. Il est entièrement décrit par sa réponse impulsionnelle $h(n)$. Le problème du filtrage numérique consiste donc à déterminer l'équation régissant cette transformation des signaux numériques. La transformation peut être implémentée sous forme logicielle (algorithme) ou matérielle (circuits électroniques).

I.1.2. Conditions de stabilité et de causalité.

Un système discret, linéaire et invariant dans le temps est stable si à toute suite d'entrée bornée correspond une suite de sortie bornée (nous parlons alors de système B.I.B.O. = *Bounded Input Bounded Output*). Une condition nécessaire et suffisante pour qu'un système soit stable est que la somme des valeurs absolues de sa réponse impulsionnelle soit bornée :

$$\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} |h(n)| < +\infty \quad (2-2)$$

Un filtre est causal si sa réponse impulsionnelle est nulle pour les instants négatifs :

$$h(i) = 0 \quad , \forall i < 0 \quad (2-3)$$

I.2. Equations décrivant un filtre numérique.

Pour étudier un filtre, il est plus simple de raisonner dans le domaine fréquentiel (la convolution devient alors une multiplication) et donc moins coûteux en temps de calculs. Pour ces raisons, les filtres sont souvent définis par leur *fonction de réponse en fréquence*.

I.2.1. Réponse en fréquence.

Il s'agit de la Transformée de Fourier (T.F.) de la réponse impulsionnelle du filtre. Elle s'obtient à partir de la réponse impulsionnelle $h(t)$ du filtre :

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j.2\pi.f.t} dt \quad (2-4)$$

Dans le cas de signaux échantillonnés (et définis par N échantillons), nous parlons de Transformée de Fourier Discrète (T.F.D.) :

$$H[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h[n] e^{-j.2\pi.\frac{n.k}{N}} \quad (2-5)$$

Cependant, pour les filtres numériques, nous utiliserons la *Transformée en z*.

I.2.2. Définition de la Transformée en z.

Elle constitue l'outil privilégié pour l'étude des systèmes discrets et joue un rôle équivalent à celui de la Transformée de Laplace (T.L.). Soit $x(n)$ une suite d'échantillons, sa Transformée en z s'écrit :

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n).z^{-n} \quad (2-6)$$

Où z est une variable complexe définie sur le plan complexe.

Nous pouvons retrouver la Transformée de Fourier en effectuant le changement de variable suivant dans l'équation (2-6) :

$$z = e^{j.2\pi.f.T_e} \quad (2-7)$$

Où T_e est la période d'échantillonnage temporel. La Transformée de Fourier est donc une Transformée en z pour laquelle $|z| = 1$ (z étant la coordonnée d'un point sur le cercle unité).

I.2.3. Fonction de transfert en z .

Connaissant la réponse en fréquence d'un filtre $H(f)$ ou $H(p)$, si nous voulons déduire $H(z)$, il suffit d'effectuer un des changements de variable suivants :

- Méthodes simplifiées :

$$\rightarrow \text{Dérivée (multiplication par } p) : p \rightarrow \frac{1 - z^{-1}}{T_e}$$

$$\rightarrow \text{Intégrale (division par } p) : \frac{1}{p} \rightarrow \frac{T_e}{1 - z^{-1}}$$

$$\rightarrow \text{Retard pur} : e^{-\Delta t.p} \rightarrow z^{-\left[\frac{\Delta t}{T_e}\right]}$$

$$\text{- Méthode des trapèzes} : p \rightarrow \frac{2}{T_e} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Bien que plus complexe, nous utiliserons la méthode des trapèzes (appelée aussi *transformée bilinéaire*) car elle est plus précise que les autres. Nous obtenons alors la fonction de transfert en z du filtre sous la forme suivante :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^N a_i \cdot z^{-i}}{1 - \sum_{j=1}^M b_j \cdot z^{-j}} = \frac{a_0 \cdot \prod_{i=1}^N (z - z_i)}{\prod_{j=1}^M (z - p_j)} = \frac{N(z)}{D(z)} \quad (2-8)$$

Où a_i et b_j sont des coefficients réels (voire nuls), z_i et p_j sont les zéros et les pôles complexes de $H(z)$; $N(z)$ et $D(z)$ sont respectivement le numérateur et le dénominateur de $H(z)$.

Il existe deux catégories de filtres numériques : Les filtres à *Réponse Impulsionnelle Finie* (filtres R.I.F. ou *filtres transversaux*) et les filtres à *Réponse Impulsionnelle Infinie* (filtres R.I.I. ou *filtres récurrents*). Un filtre est dit transversal si $D(z) = 1$ (i.e., $b_j = 0, \forall j$), sinon il est dit récurrent, et même récurrent au sens strict si $N(z) = 1$ (i.e., $a_0 = 1$ et $a_i = 0, \forall i \geq 1$). Les filtres transversaux n'ont pas de signification physique ; ils n'ont pas leur équivalent en analogique. Les filtres numériques, que nous synthétiserons pour modéliser les filtres analogiques présents dans la chaîne radio, seront donc tous des filtres récurrents.

Pour les filtres R.I.I., l'ordre du filtre est déterminé par le nombre de pôles de sa fonction de transfert (trois pôles \equiv filtre d'ordre trois) ; les filtres R.I.F. n'ayant pas de pôles, leur ordre correspond au nombre de coefficients a_i qui le composent.

A partir de l'expression de la fonction de transfert, une représentation des pôles et des zéros sur le cercle unité ($|z| = 1$ dans le plan complexe) s'avère très utile pour caractériser le comportement spectral du système : z_i sera la coordonnée d'un zéro de transmission et p_j celle d'un pôle.

De la même façon qu'un filtre analogique linéaire est stable si ses pôles ont leur partie réelle négative, un filtre numérique est stable si ses pôles sont à l'intérieur du cercle unité (les filtres R.I.F. n'ayant pas de pôles, ils sont toujours stables).

Le changement de variable effectué pour obtenir la fonction de transfert en z à partir de la fonction de réponse en fréquence n'est pas linéaire (cf. **Equation (2-7)**) ; de ce fait, les fréquences de coupure f_n du filtre numérique et f_a du filtre analogique sont différentes. L'équation qui les relie est la suivante :

$$f_a = \frac{1}{\pi T_e} \cdot \tan(\pi T_e \cdot f_n) \quad (2-9)$$

Pour modéliser un filtre analogique ayant une fréquence de coupure f_a' , il faut donc :

- Synthétiser un filtre numérique équivalent ayant pour fréquence de coupure $f_n = f_a'$.
- Calculer la fréquence f_a à partir de l'équation **(2-9)** qui sera utilisée comme paramètre des coefficients a_i et b_i du filtre numérique.

Connaissant la fonction de transfert en z du filtre, nous allons pouvoir en déduire l'équation aux différences définissant le système.

I.2.4. Equation aux différences.

L'expression (2-8) nous donne la relation entre la Transformée en z de la sortie du filtre $Y(z)$ et celle de son entrée $X(z)$. En calculant leur Transformée en z Inverse, nous obtenons l'équation suivante :

$$y[n] = \sum_{i=0}^N a_i \cdot x[n-i] + \sum_{j=1}^M b_j \cdot y[n-j] \quad (2-10)$$

Cette équation pourra être implémentée directement dans le modèle nécessitant un filtrage ; les coefficients a_i et b_j sont paramétrés par les caractéristiques du filtre.

I.3. Problèmes pratiques d'implémentation.

Le filtre numérique est implémenté dans un modèle dont les variables ont une précision numérique bornée par le nombre de bits utilisés. Deux problèmes distincts se posent alors, liés à la quantification des coefficients des filtres, aux limites de précision des calculs et aux limites de représentation des résultats.

I.3.1. Quantification des coefficients et position des pôles.

Les coefficients des filtres n'étant codés en pratique que sur un nombre de bits fini, ils ne peuvent prendre qu'un certain nombre de valeurs ; pôles et zéros ne peuvent être placés qu'en un nombre fini d'endroits dans le plan complexe. La quantification des pôles peut avoir une incidence sur la stabilité du filtre qui sera d'autant plus forte que l'ordre du filtre sera élevé. Il est donc préférable d'implémenter un filtre d'ordre élevé en décomposant sa fonction de transfert en cellules d'ordre inférieur (un ou deux) mises en parallèle ou en série.

I.3.2. Bruit de calcul dans les filtres.

Les opérations d'addition et de multiplication, nécessaires à l'implémentation du filtre, introduisent des erreurs liées à la troncature des résultats : En effet, deux nombres, codés chacun sur 16 bits et multipliés entre eux, donnent un résultat sur 32 bits (Ce résultat est

généralement tronqué ou arrondi à 16 bits). Cette opération introduit un *bruit de calcul* qui n'affecte au départ que le bit de poids faible mais qui, en se propageant dans le filtre, peut être amplifié et devenir non négligeable. Ce bruit est généralement modélisé par un bruit blanc de variance σ^2 , décorrélé du signal et additionné au résultat d'une multiplication. Nous pouvons faire les hypothèses suivantes :

- Chaque opération de troncature ou d'arrondi est représentée par un bruit additif $e_i(n)$ de variance σ_i^2 .
- Les signaux $e_i(n)$ sont blancs, décorrélés de l'entrée du filtre et non-corrélés.
- Chaque signal $e_i(n)$ apparaît à l'endroit où est effectuée une troncature ou un arrondi.

Si q est le pas de quantification des échantillons du signal, nous avons :

$$\sigma_i^2 = \frac{q^2}{12} \quad (2-11)$$

Qu'il y ait troncature ou arrondi, mais :

$$\begin{aligned} E(e(n)) &= 0 \quad , \text{ pour l'arrondi} \\ E(e(n)) &= -\frac{q}{2} \quad , \text{ pour la troncature} \end{aligned} \quad (2-12)$$

Les sources de bruit $e_i(n)$ étant décorrélées, la puissance du bruit en sortie du filtre est la somme de chaque source, après passage dans le sous-filtre correspondant. Soit $H_i(z)$ le sous-filtre correspondant au bruit $e_i(n)$ (i.e., la fonction de transfert entre le point où le bruit est introduit et la sortie du filtre), la puissance totale σ_s^2 des bruits de calcul en sortie s'écrit :

$$\sigma_s^2 = \sum_i \sigma_i^2 \cdot K_i^2 \quad (2-13)$$

Où K_i représente le gain du filtre $H_i(z)$.

Cependant, le bruit de calcul dans les filtres est négligeable si l'unité de calcul est de type *float* ou *double* (ce qui est notre cas).

I.4. Cas particulier du filtre courant-tension.

I.4.1. Présentation du filtre courant-tension.

Dans certains cas particuliers, l'entrée et la sortie du filtre à synthétiser ne sont pas de la même nature : C'est notamment le cas pour la *boucle à verrouillage numérique* (aussi appelée BVP-IC). En effet, la BVP-IC est constituée d'un *comparateur phase/fréquence numérique* qui commande un circuit de pompe de charge par le biais de tensions de commande *UP* et *DOWN* ; ce dernier délivre un courant i_{comp} positif ($+I_{cc}$), négatif ($-I_{cc}$) ou nul. Un filtre passe-bas est chargé de filtrer les perturbations, stabiliser la boucle et lisser la tension V_c transmise à l'oscillateur contrôlé en tension (V.C.O.). La **Figure 2-1** illustre la structure d'une BVP-IC [2-1].

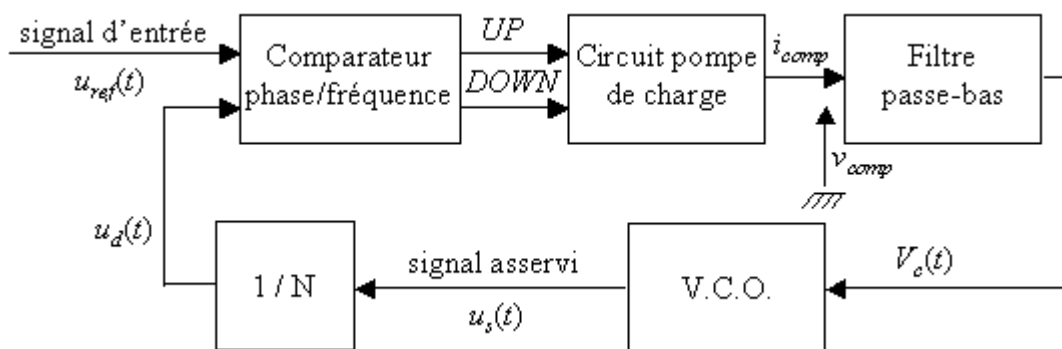


Figure 2-1 – Structure d'une BVP-IC avec un filtre passe-bas courant-tension

Ainsi, le filtre de boucle est attaqué à son entrée par un courant et délivre une tension à sa sortie : Nous parlerons de *filtre courant-tension*. De tels filtres n'existant pas sous le logiciel DSP Designer, nous allons étudier leur modélisation pour les ordres un, deux et trois qui sont couramment utilisés dans ce domaine d'application.

I.4.2. Principe de la modélisation du filtre courant-tension.

Nous avons vu dans les paragraphes précédents comment modéliser des filtres « classiques » (tension-tension) en déterminant leur fonction de réponse en fréquence, puis leur fonction de transfert en z (en utilisant la transformée bilinéaire), et enfin, leur équation aux différences (qui peut être implémentée sous forme logicielle).

Dans le cas présent, il suffit de déterminer la fonction de transfert $F_z(f)$ qui relie la tension de sortie du filtre V_c à son courant d'entrée i_{comp} ; cette fonction inclut l'impédance $Z_{comp}(f)$ et la fonction de transfert $F(f)$ reliant V_c à la tension d'entrée du filtre v_{comp} :

$$F_z(f) = \frac{V_c}{i_{comp}} = \frac{V_c}{v_{comp}} \cdot \frac{v_{comp}}{i_{comp}} = F(f) \cdot Z_{comp}(f) \quad (2-14)$$

Pour plus de simplicité, il est préférable de déterminer directement la fonction $F_z(f)$ en exprimant la tension de sortie du filtre V_c en fonction de son courant d'entrée i_{comp} . Cette fonction de transfert obtenue, il suffit de reprendre la procédure établie pour les filtres tension-tension ; nous appliquerons donc la transformée bilinéaire pour obtenir $F_z(z)$, la fonction de transfert en z , et nous en déduisons l'équation aux différences.

I.4.3. Modélisation des filtres passe-bas d'une BVP-IC.

Nous avons choisi de modéliser des filtres passe-bas d'ordre un, deux et trois qui sont généralement utilisés dans les BVP-IC. Les topologies des filtres à modéliser sont présentées **Figure 2-2**. Pour ces trois filtres courant-tension, nous allons étudier leur fonction de réponse en fréquence, leur fonction de transfert en z , et pour finir, leur équation aux différences.

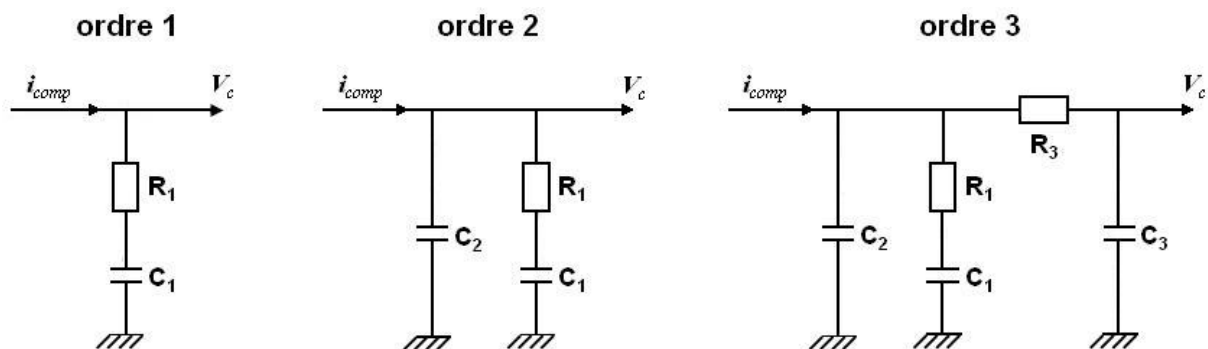


Figure 2-2 – Topologies des filtres passe-bas d'une BVP-IC (ordre un, deux et trois)

I.4.3.1. Réponse en fréquence.

A partir des simples lois des nœuds et des mailles, nous pouvons déterminer les expressions $F_z(f)$, fonctions de réponse en fréquence des filtres courant-tension d'ordre i .

Ces fonctions exprimant aussi une impédance, nous ne pouvons pas les exprimer en fonction d'une fréquence de coupure proportionnelle aux résistances et aux capacités composant les filtres. Pour faciliter leur écriture, nous les exprimerons dans le domaine de Laplace :

$$F_{z_1}(p) = \frac{V_c}{i_{comp}} = \frac{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p}{C_1 \cdot p} \quad (2-15)$$

$$F_{z_2}(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p}{(C_1 + C_2) + R_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot p} \quad (2-16)$$

$$F_{z_3}(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p}{(C_1 + C_2 + C_3) + [R_2 \cdot C_1 \cdot C_3 + R_2 \cdot C_2 \cdot C_3 + R_1 \cdot C_1 \cdot (C_2 + C_3)] \cdot p + R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot p^2} \quad (2-17)$$

Les fonctions de réponse en fréquence calculées, nous pouvons déterminer les fonctions de transfert en z à l'aide de la transformée bilinéaire.

1.4.3.2. Fonction de transfert en z .

Pour obtenir les fonctions de transfert en z à partir des fonctions de réponse en fréquence, nous reprendrons la méthodologie présentée précédemment pour l'implémentation numérique des filtres analogiques. Les calculs devenant lourds pour les filtres d'ordre deux et trois, nous présenterons les résultats pour le filtre d'ordre un uniquement.

En effectuant le changement de variable p vers z (transformée bilinéaire) pour la fonction de réponse en fréquence du filtre passe-bas d'ordre un (cf. **Equation (2-15)**), nous obtenons la fonction de transfert en z suivante :

$$F_{z_1}(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\frac{T_e + 2 \cdot R_1 \cdot C_1}{2 \cdot C_1} + \frac{T_e - 2 \cdot R_1 \cdot C_1}{2 \cdot C_1} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2-18)$$

Où T_e est la période d'échantillonnage temporel ; $X(z)$ et $Y(z)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du filtre (i.e., i_{comp} et V_c).

I.4.3.3. Equation aux différences.

De l'équation (2-18), nous déduisons l'équation aux différences permettant de modéliser le filtre passe-bas courant-tension d'ordre un :

$$y[n] = \left(\frac{T_e + 2.R_1.C_1}{2.C_1} \right) .x[n] + \left(\frac{T_e - 2.R_1.C_1}{2.C_1} \right) .x[n-1] + y[n-1] \quad (2-19)$$

I.5. Conclusion.

Nous avons vu qu'en raison de l'aspect temporel du logiciel DSP Designer et de l'échantillonnage des signaux, il était préférable de modéliser les filtres analogiques en synthétisant des filtres numériques équivalents. Nous avons décrit la procédure à suivre pour créer de tels filtres. Nous avons aussi vu que le codage des valeurs par un nombre limité de bits introduisait des bruits de quantification et de calcul ; ces bruits devenant importants pour un filtre d'ordre élevé, il est recommandé de le décomposer en filtres d'ordre un ou deux mis en série ou en parallèle.

Cette méthodologie nous a permis de modéliser des filtres de Butterworth qui ont pour avantage d'avoir comme seuls paramètres leur ordre, leur fréquence de coupure et leur bande passante (s'il s'agit d'un passe-bande). L'équation aux différences obtenue peut être implémentée dans tous les modèles faisant appel à un filtrage.

Enfin, nous avons vu que cette méthodologie nous permettait également de modéliser des filtres courant-tension (l'entrée étant un courant, la sortie une tension), utilisés dans le cadre des boucles à verrouillage de phase numériques (BVP-IC).

II. ELEMENTS CONSTITUTIFS DE LA CHAÎNE.

Dans ce paragraphe, nous allons étudier différents éléments constituant une chaîne radio. Généralement, celle-ci est constituée d'un signal utile (une trame par exemple), comportant les informations à transmettre ; il est modifié à travers un codage canal (forme d'onde) avant d'être transposé autour d'une fréquence porteuse intermédiaire puis d'une fréquence porteuse radio à l'aide de modulateurs (ou mélangeurs).

II.1. Les formes d'onde.

Nous souhaitons pouvoir générer des formes d'onde, de type QPSK et 8PSK (modulations adaptées aux liaisons haut débit), à partir d'une trame (i.e., un train de bits) ; l'intérêt d'une telle démarche est de pouvoir appliquer à l'entrée du modulateur des fichiers de données issus de mesures. Le logiciel DSP Designer offre cette possibilité uniquement pour la modulation QPSK ; nous devons donc étudier les modèles permettant de générer une modulation 8PSK. Nous allons donc présenter les modèles de convertisseur série/parallèle (et parallèle/série) et de convertisseur numérique/analogique (et analogique/numérique), adaptés à la modulation 8PSK.

II.1.1. Convertisseur série/parallèle pour 8PSK.

A partir de trois bits de son entrée (de durée Tb_E), le modèle de convertisseur série/parallèle génère deux bits sur chacune de ses deux sorties ; ces bits ont donc une durée $Tb_S = 3.Tb_E/2$. Par exemple, si ABC est le mot présent à l'entrée, nous retrouvons les mots AB et BC sur les voies de sortie I et Q . Le modèle de convertisseur parallèle/série, quant à lui, effectue l'opération inverse à la réception ; il permet de reconstituer la trame initiale à partir du signal reçu.

II.1.2. Convertisseur numérique/analogique.

Le convertisseur numérique/analogique est présent sur les voies I et Q en sortie du convertisseur série/parallèle.

A partir de deux bits de son entrée (Tb_E), le modèle génère un bit en sortie ($Tb_S = 2.Tb_E$). Les paramètres $casXY$ correspondent à la tension A V du signal analogique de sortie si le mot de deux bits d'entrée vaut 'XY'. Par exemple, si le mot de deux bits, présent à l'entrée, est '01', nous retrouvons en sortie une tension A V pendant une durée $2.Tb_E$. Le modèle fonctionne aussi bien avec les codes R.Z. que les codes N.R.Z., quelles que soient leur amplitude. En effet, si la valeur du bit est ≤ 0 , le modèle le considère comme un '0' ; si elle est > 0 , le modèle le considère comme un '1'.

Le modèle de convertisseur analogique/numérique, effectue l'opération inverse à la réception ; il permet de retrouver les signaux numériques sur les voies I et Q .

Nous allons maintenant étudier les modèles de modulateur/démodulateur permettant de transposer le signal 8PSK autour d'une fréquence porteuse et inversement.

II.2. Modulateurs/démodulateurs.

De tels modèles sont disponibles sous le logiciel DSP Designer ; mais pour pouvoir intégrer notre modèle de bruit de phase (cf. §chap3), nous avons créé des modèles de modulateurs et de démodulateurs. Le modulateur IQ transpose le signal bande de base (composé de deux signaux $I(t)$ et $Q(t)$) autour d'une fréquence porteuse intermédiaire (F.I.) ; le mélangeur le transpose autour d'une fréquence porteuse radio (R.F.).

II.2.1. Modulateur IQ.

Le modulateur IQ utilise deux mélangeurs en quadrature transposant les voies I et Q à la fréquence f_0 . Ces signaux sont délivrés à l'aide d'un oscillateur local (O.L.) et d'un déphaseur $\pi/2$. Les signaux issus de ces mélanges sont additionnés et forment le signal de sortie modulé $v(t)$; le signal $v(t)$ s'écrit donc sous la forme :

$$v(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi_0) \quad (2-20)$$

Où ϕ_0 est la phase aléatoire de l'oscillateur local telle que $\phi_0 \in [-\pi; \pi]$.

Il s'agit ici du fonctionnement idéal du modulateur ; nous avons donc introduit différents phénomènes qui peuvent le perturber :

- Au niveau des voies I et Q : Déséquilibre en phase et en gain, décalages en tension et en phase, bruit d'amplitude gaussien.
- Au niveau de l'oscillateur local : Décalage en fréquence, bruit d'amplitude gaussien, bruit de phase (cf. **§chap3**).

Le fonctionnement complet du modulateur, incluant les perturbations décrites précédemment et générant un signal $v(t)$ d'amplitude A , est décrit par les équations suivantes :

$$v(t) = (A + N_{OL}) \cdot (v_i(t) - v_q(t)) \cdot e^{j \left[2\pi \cdot (f_0 + f_{erreur}) \cdot t + \phi_0 + \phi_{OL}(t) + \frac{\varphi_{IOffset} \cdot \pi}{180} \right]} \quad (2-21)$$

$$v_i(t) = \left[I(t) + \frac{(V_{Offset} + N_i)}{A} \right] - 10^{\frac{G_{Imbalance}}{20}} \cdot \left[Q(t) + \frac{(V_{Offset} + N_q)}{A} \right] \cdot \sin\left(\frac{\varphi_{Imbalance} \cdot \pi}{180}\right) \quad (2-22)$$

$$v_q(t) = -10^{\frac{G_{Imbalance}}{20}} \cdot \left[Q(t) + \frac{(V_{Offset} + N_q)}{A} \right] \cdot \cos\left(\frac{\varphi_{Imbalance} \cdot \pi}{180}\right) \quad (2-23)$$

II.2.2. Démodulateur IQ.

Le modèle de démodulateur IQ est basé sur le même principe que le modulateur ; nous avons aussi créé un modèle asynchrone où l'oscillateur local est une entrée du modèle (le modèle du bruit de phase n'est donc pas incorporé).

II.2.3. Mélangeur.

Le modèle de mélangeur permet de transposer la fréquence du signal en intégrant le bruit de phase de son oscillateur local.

Notre modèle de bruit de phase est ainsi présent à tous les niveaux de la chaîne émission/réception utilisant un oscillateur local.

II.3. Détecteur à seuil.

En sortie du démodulateur IQ , les composantes $2.f_{mod}$ des voies $I(t)$ et $Q(t)$ sont filtrées par des filtres passe-bas. Le logiciel DSP Designer ne proposant pas de modèle adéquat pour détecter les niveaux d'amplitude des bits présents sur les voies $I(t)$ et $Q(t)$, nous avons créé un modèle de détecteur à quatre seuils (pour un signal 8PSK) ; le modèle définit donc quatre zones afin d'identifier les amplitudes des bits, et il propose de prendre en compte des zones d'incertitudes.

II.4. Conclusion.

Nous avons donc étudié et modélisé les principales fonctions présentes dans une chaîne radio : La modulation 8PSK (modèles de convertisseurs série/parallèle, parallèle/série, numérique/analogique, analogique/numérique et un modèle de détecteur à quatre seuils), les modèles de modulateur IQ / démodulateur IQ et les mélangeurs permettant de transposer le signal utile autour d'une fréquence porteuse (le bruit de phase sera traité à part dans le **chapitre 3**).

Nous avons aussi créé les modèles équivalents pour la génération de la modulation 16QAM.

Nous allons maintenant étudier le canal de propagation dans lequel le signal est transmis ; nous allons voir quelles perturbations y sont présentes et présenter les modèles développés.

III. LE CANAL DE PROPAGATION.

Pour assurer le fonctionnement des systèmes de communications, il importe de connaître et de maîtriser les principaux phénomènes de propagation dans les milieux qui assurent la transmission de l'information ; c'est pourquoi nous allons étudier, dans ce paragraphe, la modélisation du canal de propagation.

Plusieurs voies peuvent être suivies et sont complémentaires [2-2] : Les mesures, la modélisation *déterministe* et la modélisation statistique. Les campagnes de mesures sont fastidieuses et leur qualité tributaire des performances du matériel employé ; elles sont cependant indispensables comme base de comparaison à un résultat issu d'une simulation. La simulation déterministe (i.e., le lancer de rayon) consiste à se placer dans un environnement bien identifié, d'intégrer toutes les données topographiques (bâtiments, collines), géographiques (végétation), mais aussi industrielles (matériaux), et de simuler, sous des hypothèses plus ou moins simplificatrices, la propagation des ondes électromagnétiques. Ces simulations peuvent être lourdes en calcul suivant la complexité du site ; elles nécessitent beaucoup de données, souvent indisponibles, et ont le gros inconvénient d'avoir des résultats valables uniquement dans la configuration choisie. Enfin, la modélisation *statistique* consiste à dégager des résultats de mesures et/ou de simulations un certain nombre de paramètres sensiblement identiques pour un type d'environnement (intérieur, urbain, sub-urbain, campagne) et à trouver le modèle ou la combinaison de modèles statistiques intégrant au mieux ces paramètres.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement aux liaisons de type *Air/Sol*. Tout d'abord, nous énumérerons les principales perturbations qui peuvent dégrader ce type de liaison. Ensuite, nous verrons que le comportement du canal de propagation peut être caractérisé en statique et en dynamique. Enfin, nous présenterons les modèles de canal que nous avons développés ainsi que ceux présents dans la littérature.

III.1. Perturbations présentes dans le canal de propagation.

Le canal de propagation présente de nombreux types de dégradations possibles au cours d'une liaison *Air/Sol* [2-3][2-4][2-5][2-6][2-9] :

- Les effets troposphériques tels que l'affaiblissement dû à la pluie, l'absorption par les gaz, la réfraction, la scintillation, la courbure du faisceau (qui est causée par des variations à grande échelle de l'indice de réfraction) et la variation de l'angle d'arrivée due à des fluctuations à petite échelle de l'indice de réfraction.
- Le retard dû au temps de propagation.
- Les effets de la réflexion dus à la surface (propagation par trajets multiples en raison de trajets secondaires dus à la réflexion des ondes radioélectriques sur la surface).
- Les effets de l'environnement local (mouvements des navires et état de la mer).
- L'effet Doppler dû aux mouvements des antennes l'une par rapport à l'autre.

Tous ces effets combinés génèrent des évanouissements longs ou rapides qui sont plus ou moins profonds et des *interférences inter symboles* à l'origine d'un T.E.B. irréductible.

III.2. Caractérisation statique du canal de propagation.

III.2.1. Notion de visibilité.

La *visibilité* entre deux points définit le dégagement du trajet direct entre ces deux points. Cette notion qualifie la proportion d'énergie véhiculée d'un point à un autre par rapport à l'énergie émise dans cette direction.

Une liaison en visibilité peut être définie comme étant une liaison sur laquelle les phénomènes de diffraction sont négligeables. Pour exploiter ceci, un critère basé sur les *ellipsoïdes de Fresnel* est largement employé. Le premier d'entre eux joue un rôle particulier puisqu'il détermine la région de l'espace où passe la plus grande partie de l'énergie (cf. **Figure 2-3**).

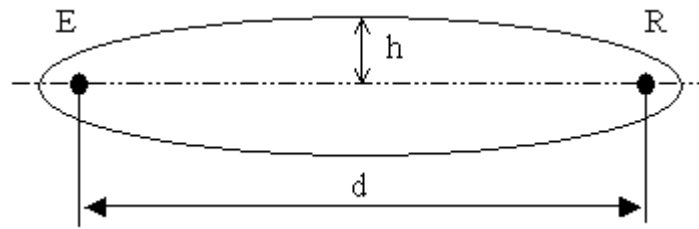


Figure 2-3 – Ellipsoïde de Fresnel

Ainsi, il est admis qu'une liaison est en visibilité si aucun obstacle ne coupe son premier ellipsoïde de Fresnel. Pour une distance d donnée séparant les deux antennes, les rayons équatoriaux des m premiers ellipsoïdes se déduisent de l'équation suivante :

$$h_m = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{m \cdot \lambda_0 \cdot d + \frac{m^2 \cdot \lambda_0^2}{4}} \quad (2-24)$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

Considérant $\lambda_0 \ll d$, nous trouvons :

$$h_m = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{m \cdot \lambda_0 \cdot d} \quad (2-25)$$

Rq : Les antennes sont situées toujours en hauteur afin de favoriser cet aspect de visibilité.

III.2.2. L'atténuation en espace libre.

La puissance associée à une onde électromagnétique décroît progressivement au fur et à mesure que l'onde se propage ; ceci est dû à l'élargissement des surfaces d'ondes avec la distance. Nous obtenons l'*atténuation en espace libre* (A.E.L.) :

$$AEL_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi \cdot d} \right) \quad (2-26)$$

III.2.3. Les différents types de réflexion.

Une onde incidente sur une surface peut subir différentes interactions avec celle-ci selon que la surface est lisse ou rugueuse. Deux phénomènes entrent en concurrence : La réflexion (ou *réflexion spéculaire*) et la diffusion (ou *réflexion diffuse*) (cf. **Figure 2-4**).

Une surface dite lisse (ou *surface de Fresnel*) n'est sujette qu'à la réflexion spéculaire définie par les lois de Snell-Descartes : L'onde est réfléchi dans une direction qui forme un angle à la normale à la surface égal à l'angle entre la direction incidente et la normale (ces trois directions étant coplanaires) (cf. **Figure 2-5**).

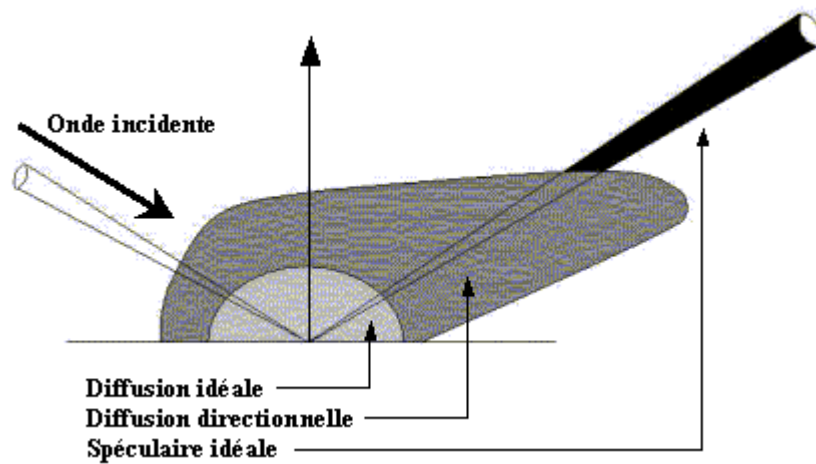


Figure 2-4 – Types de réflexion

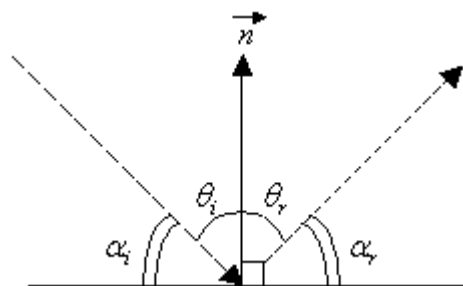


Figure 2-5 – Réflexion sur une surface lisse

En considérant la surface homogène et en connaissant sa constante diélectrique relative ϵ_r' ainsi que sa conductivité σ , nous pouvons calculer, avec les équations (2-27), les coefficients de réflexion de Fresnel pour chaque type de polarisation (perpendiculaire, parallèle et circulaire) [2-4][2-6][2-7][2-9].

$$\begin{aligned}
 R_{\perp} &= \frac{\sin \alpha_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_i}}{\sin \alpha_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_i}} \\
 R_{//} &= \frac{\epsilon_r \cdot \sin \alpha_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_i}}{\epsilon_r \cdot \sin \alpha_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_i}} \\
 R_C &= \frac{R_{\perp} + R_{//}}{2}
 \end{aligned} \tag{2-27}$$

Où α_i représente l'angle d'incidence par rapport à la normale, et ϵ_r la permittivité relative complexe du milieu définie par :

$$\epsilon_r = \epsilon'_r - j \cdot \frac{\sigma \cdot \epsilon_0}{2\pi \cdot f_0} \approx \epsilon'_r - j \cdot 60 \cdot \lambda_0 \cdot \sigma \tag{2-28}$$

Dans le cas d'une surface rugueuse, l'essentiel de l'onde électromagnétique est réfléchi dans la direction théorique définie par les lois de Snell-Descartes, mais une partie de celle-ci est également réfléchie à l'intérieur d'un cône centré sur cette direction. Plus l'angle entre la direction d'observation et la direction théorique augmente et plus la quantité de lumière observée diminue. Dans le cas d'une surface lisse, nous observerons un pic spéculaire ; dans le cas d'une surface rugueuse, ce sera un lobe.

La réflexion diffuse, quant à elle, ne se produit que sur une surface rugueuse. Elle est constituée par l'ensemble des réflexions spéculaires sur la multitude des surfaces planes élémentaires, orientées dans tous les sens et qui constituent une surface rugueuse : Elle est donc isotrope.

Pour distinguer une surface lisse d'une surface rugueuse, le *critère de Rayleigh* est très utilisé. Il faut que la hauteur h de ses irrégularités vérifie [2-2][2-9] :

$$h < \frac{\lambda_0}{8 \cdot \sin \alpha_i} \tag{2-29}$$

Une surface rugueuse peut être définie par la distribution de ses hauteurs ; il faut connaître σ_{rms} (i.e., la valeur efficace des fluctuations relatives de la hauteur des rugosités par rapport à la hauteur moyenne de la surface).

Cependant, cette description n'est pas suffisante pour déterminer le relief de la surface : La distance entre les bosses et les creux de la surface n'est paramétrée d'aucune manière. Voilà pourquoi il faut également introduire l'auto-corrélation $C(l)$ entre les valeurs prises par la hauteur des points de la surface séparés d'une distance égale à l [2-9] :

$$C(l) = e^{(-l^2/L^2)} \quad (2-30)$$

Où L est la *distance de corrélation*.

Il existe une autre manière plus simple de modéliser une surface rugueuse : Nous pouvons la considérer comme constituée d'un semble de micro-surfaces planes dont les pentes sont aléatoires. Les angles formés par les normales à ces pentes et la normale à la surface nous suffisent pour le calcul des coefficients de réflexion ; la surface rugueuse peut donc être définie par la simple connaissance de la distribution de ses pentes (cf. **Figure 2-6**).

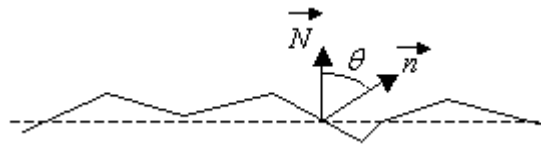


Figure 2-6 – Surface rugueuse définie par la distribution de ses pentes

III.2.4. Les trajets multiples.

L'onde émise peut emprunter plusieurs trajets distincts (nous considérerons le nombre de ces trajets comme fini) (cf. **Figure 2-7**). Lorsqu'une impulsion est transmise, le signal reçu apparaît alors comme un train d'impulsions de même forme. La réponse impulsionnelle d'un tel canal s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_n A_n(t) e^{-j.2\pi.f_0.\tau_n} .\delta(t - \tau_n) \quad (2-31)$$

Où A_n est l'amplitude et τ_n le retard du $n^{\text{ième}}$ trajet.

Dans le cas d'un canal parfaitement statique, la réponse impulsionnelle du canal ne varie pas dans le temps ; le modèle du canal est alors dit *déterministe*.

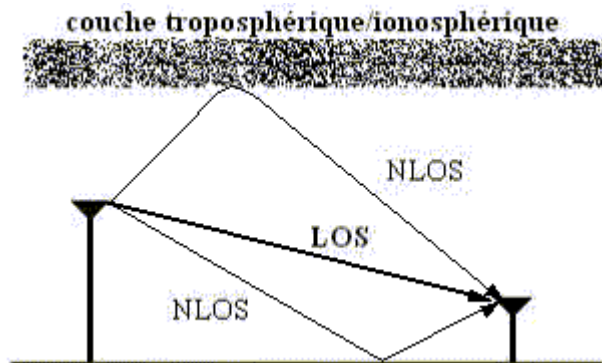


Figure 2-7 – Trajets multiples lors d'une transmission

Rq : Dans la littérature, le trajet direct est souvent appelé LOS (*Line Of Sight*), et, par opposition, les trajets diffus NLOS (*Non Line Of Sight*).

III.2.4.1. Temps d'étalement moyen.

Nous poserons ici une hypothèse plus large de stationnarité appelée *Wide-Sense-Stationary* (W.S.S.) où le canal est stationnaire pour les moments du deuxième ordre (donc d'autocorrélation) sur un temps infini (pour une durée finie, nous parlerons de *Quasi Wide-Sense-Stationary*). Nous pouvons alors définir la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle [2-2][2-8] :

$$\phi_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \cdot E[h^*(\tau_1, t) \cdot h(\tau_2, t + \Delta t)] \quad (2-32)$$

Nous considérerons aussi que les amplitudes complexes des trajets τ_1 et τ_2 sont décorréliées ; cela est connu sous le terme *Uncorrelated Scattering* (U.S.). Si les hypothèses W.S.S. et U.S. sont vérifiées, la stationnarité du deuxième ordre en temps et en fréquence est assurée ; la fonction d'autocorrélation formée avec la fonction de transfert du canal est stationnaire. L'équation (2-32) devient alors :

$$\frac{1}{2} \cdot E[h^*(\tau_1, t) \cdot h(\tau_2, t + \Delta t)] = \phi_h(\tau_1; \Delta t) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2-33)$$

En prenant $\Delta t = 0$, la fonction d'autocorrélation $\phi_h(\tau; 0)$, que nous noterons $\phi_h(\tau)$, représente la puissance moyenne en sortie du canal en fonction du retard temporel τ (cf. **Figure 2-8**). Pour cette raison, $\phi_h(\tau)$ est appelée *spectre de puissance des retards* ou encore *profil Puissance/Retard*.

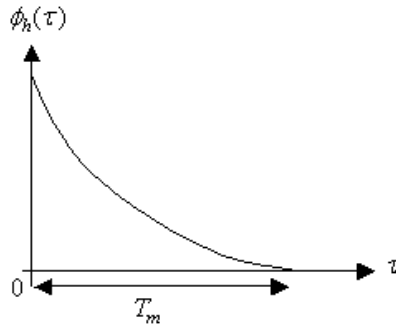


Figure 2-8 – Profil Puissance/Retard

L'intervalle de τ sur lequel $\phi_h(\tau)$ n'est pas nulle (ou tout du moins $\phi_h(\tau) > \phi_h(0) - 30$ dB) est appelé le *temps d'étalement* du canal multi-trajets, et noté T_m . Une autre possibilité, plus précise, pour caractériser le profil *Puissance/Retard* est d'utiliser le *temps d'étalement moyen* du canal τ_{rms} , défini comme l'écart-type de la puissance en fonction du retard :

$$\tau_{rms} = \sqrt{E(\tau^2) - E^2(\tau)} \quad (2-34)$$

Où :

$$E(\tau) = \frac{\sum_k \tau_k \cdot A_k^2}{\sum_k A_k^2} \quad (2-35)$$

Avec A_k^2 la puissance reçue sur le $k^{\text{ième}}$ trajet.

Ce critère fixe une limite haute au débit. En effet, si le temps symbole n'est pas assez grand par rapport au temps d'étalement moyen de la réponse impulsionnelle, nous pouvons considérer que le canal introduit une dégradation non négligeable en terme d'interférence inter symboles (I.S.I.).

III.2.4.2. Bande de cohérence.

La mesure duale du temps d'étalement dans le domaine fréquentiel est la *bande de cohérence* du canal, notée $(\Delta f)_c$ [2-2][2-8] :

$$(\Delta f)_c \propto \frac{1}{T_m} \quad (2-36)$$

La bande de cohérence est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation du signal sont corrélées. Si nous considérons un signal dont la bande passante est supérieure à la bande de cohérence du canal, le signal sera distordu de manière non-équivalente sur toutes les fréquences. Dans ce cas, le temps d'étalement sera supérieur à la durée du symbole ; le canal est alors dit *sélectif en fréquence*. Si, par contre, la bande passante du signal transmis est inférieure à la bande de cohérence du canal, alors le signal reçu subira les effets du canal de manière équivalente, quelle que soit la fréquence ; le canal est dit *non sélectif en fréquence*. Nous retrouvons la limite haute du débit utile sans I.S.I. (et sans égalisation), mais s'exprimant de manière simple par :

$$(D_{\text{ymb}})_{\text{max}} \propto (\Delta f)_c \quad (2-37)$$

III.3. Caractérisation dynamique du canal de propagation.

Les mouvements du milieu, de l'émetteur ou du récepteur radio induisent une variation temporelle du canal de propagation, caractérisé par sa réponse impulsionnelle, qui modifie le signal reçu : Ce phénomène est appelé *fading* (*évanouissement*). Lorsque le signal transmis est à bande étroite ($W_u \ll (\Delta f)_c$), toutes les composantes fréquentielles subissent le même évanouissement ; la fonction de transfert du canal a alors une amplitude variant dans le temps et s'appliquant à l'ensemble de la bande utile du signal. Dans ce cas, le canal est dit *multiplicatif* ; l'évanouissement est dit *non sélectif en fréquence* ou *plat* (*flat fading*). Lorsque le signal est transmis sur large bande fréquentielle ($W_u \gg (\Delta f)_c$), l'évanouissement est alors *sélectif en fréquence* (nous parlerons de *canal sélectif en fréquence*) [2-2][2-8].

Tout d'abord, nous présenterons les paramètres qui permettent de caractériser les évolutions de la liaison au cours du temps. Puis nous verrons que ces variations temporelles peuvent être les effets du mouvement du milieu même constituant le canal tout comme les effets du déplacement des antennes d'émission et de réception ; ces causes distinctes sont à l'origine du comportement dynamique du canal de propagation.

III.3.1. L'effet Doppler.

Pour caractériser l'évolution temporelle du canal, deux paramètres sont essentiels : La *bande Doppler* (B_d) et le *temps de cohérence* ($(\Delta t)_c$). La bande Doppler caractérise l'étalement fréquentiel introduit dans le canal. Si une porteuse pure est émise, le signal reçu est non nul sur une bande de fréquence égale à la bande Doppler. Le temps de cohérence est la représentation duale de la bande Doppler dans le domaine temporel. Le temps de cohérence représente l'intervalle de temps sur lequel le canal peut être considéré comme invariant ou stable. Plus le canal est instable, plus le temps de cohérence est court [2-2][2-8].

$$(\Delta t)_c \propto \frac{1}{B_d} \quad (2-38)$$

Nous parlerons de *canal à évanouissements lents* (*slow fading*) lorsque la durée d'un symbole transmis sera suffisamment inférieure au temps de cohérence du canal ($T_{\text{symb}} \ll (\Delta t)_c$). Dans le cas contraire, nous qualifierons le canal de *canal à évanouissements rapides* (*fast fading*).

Le mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur pendant la transmission génère un décalage fréquentiel, appelé *effet Doppler*, qui dépend de l'angle formé par l'onde émise et le vecteur vitesse de l'antenne en déplacement (cf. **Figure 2-9**).

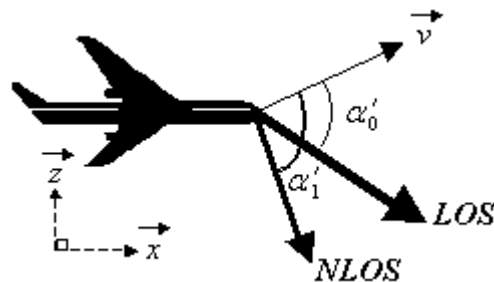


Figure 2-9 – LOS + NLOS

Le décalage fréquentiel du $n^{\text{ième}}$ trajet s'écrit :

$$f_{D_n} = f_0 \cdot \left(\frac{v_x}{(c_0/n)} \cdot \cos(\alpha'_n) + \frac{v_z}{(c_0/n)} \cdot \sin(\alpha'_n) \right) \quad (2-39)$$

Si beaucoup de diffuseurs sont présents (par exemple en milieu urbain), la composante diffuse sera importante (cf. **Figure 2-10**) et le mouvement des antennes générera un spectre continu, en théorie tout du moins, appelé *spectre Doppler*.

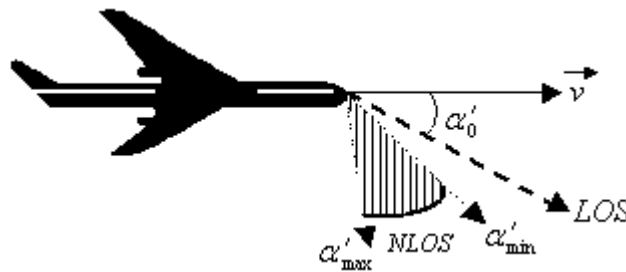


Figure 2-10 – LOS + composante diffuse

Le spectre normalisé Doppler de puissance $S(f)$ de la composante diffuse, selon le modèle de Jakes, s'écrit sous la forme :

$$S(f) = \begin{cases} \frac{p(\alpha'_n)}{\sqrt{f_{D_{\max}}^2 - (f - f_0)^2}} & , \text{si } |f - f_0| < f_{D_{\max}} \\ 0 & , \text{sinon} \end{cases} \quad (2-40)$$

Où $p(\alpha'_n)$ est la densité de puissance normalisée des angles d'émission α'_n (cf. **Equation (2-41)**).

$$p(\alpha'_n) = \frac{1}{\alpha'_{\max} - \alpha'_{\min}} \quad (2-41)$$

En général, $S(f)$ n'est pas symétrique autour de f_0 comme le montre la **Figure 2-11**.

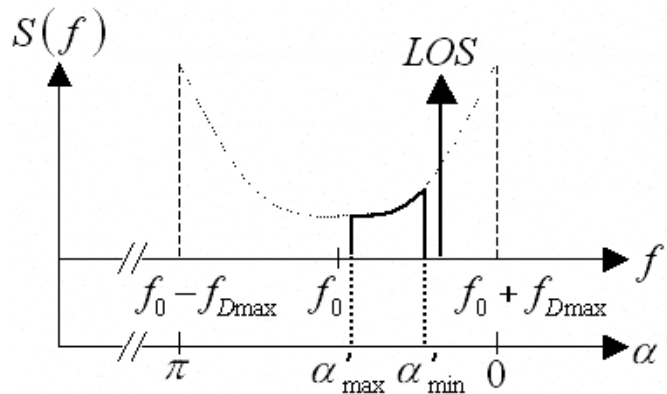


Figure 2-11 – Spectre de puissance de la composante diffuse et du LOS

III.3.2. Effets des mouvements du milieu constituant le canal.

Il existe de nombreuses causes à l'évolution du canal de propagation au cours du temps : Les mouvements des feuilles dans les arbres, de personnes ou d'objets, des vagues (propagation au-dessus de la mer), etc.. Mais le canal est aussi en mouvement du fait des variations des couches atmosphériques qui le composent (cf. **Figure 2-12** et **Annexe 1**). Les scintillations troposphériques constituent une des turbulences à l'origine de la déformation du signal.

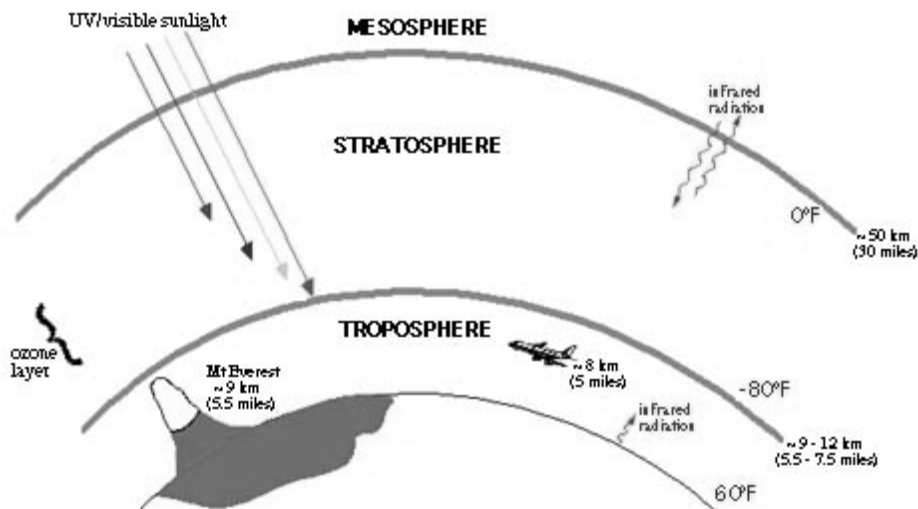


Figure 2-12 – Régions de l'atmosphère

L'ampleur de ces scintillations diffère selon le type de liaison, de la fréquence, de la saison, etc.. Par exemple, des scintillations de faible amplitude sont observées pour la plupart des liaisons satellites d'angles d'incidence moyens et faibles, générant des évanouissements inférieurs à 5 dB environ [2-15] ; l'évanouissement a une amplitude distribuée suivant une loi Log-Normale et une vitesse lente (bande Doppler d'environ 0.2 Hz) ; il n'y a pas de points brillants distincts dans le volume produisant la turbulence. Pour de très faibles angles de tir ($< 3^\circ$ par exemple) les scintillations de fortes amplitudes sont fréquentes. Pour cette classe de scintillations, les hétérogénéités de la troposphère sont suffisantes pour qu'elles produisent un ensemble d'ondes secondaires assimilables à un modèle de points brillants ; dans ces conditions, l'évanouissement interférentiel sera correctement décrit par une loi de Rice (Rayleigh pour les situations les plus difficiles).

III.3.3. Effets des déplacements des antennes dans le canal.

Nous distinguerons les petits déplacements, ceux pour lesquels la distance de déplacement est de l'ordre de la longueur d'onde λ_0 , et les grands déplacements, ceux pour lesquels la distance de déplacement est grande par rapport à la longueur d'onde.

III.3.3.1. Petits déplacements.

Lorsque l'émetteur (et/ou le récepteur) se déplace sur une distance $\Delta d \approx \lambda_0$, les phases φ_n associées aux trajets de propagation concernés varient sur $[0 ; 2\pi]$ de manière aléatoire. La réponse impulsionnelle du canal $h(t, \tau)$ ainsi que le signal reçu $r(t, \tau)$ peuvent être modélisés par des processus aléatoires. Si nous sommes en présence d'un grand nombre de trajets, le théorème de la Limite Centrale s'applique ; $h(t)$ et $r(t)$ peuvent alors être modélisés comme processus aléatoires complexes gaussiens (leur amplitude ont donc une distribution de Rayleigh) [2-2][2-8].

Dans le cas d'une transmission à bande étroite, les vecteurs $\{A_n \cdot e^{j \cdot \varphi_n}\}$ ne sont pas discernables puisque la période du symbole est supérieure au temps d'étalement du canal. Il faut réaliser alors une somme vectorielle des différents trajets. Étant donnée la variation aléatoire des phases associées à ces trajets, la somme sera tantôt destructive tantôt constructive. Ce phénomène est connu sous le terme de *multipath fading* (évanouissements par trajets multiples).

La fonction de densité de probabilité de l'enveloppe A_r du signal reçu suit en général une distribution de Rice en temps (cf. **Figure 2-13**) :

$$A_r = \sum_n A_n \cdot e^{j \cdot \varphi_n}$$

$$p(A_r) = \frac{A_r}{S_f} \cdot \exp\left(-\frac{S_0}{S_f}\right) \cdot \exp\left(-\frac{A_r^2}{2 \cdot S_f}\right) \cdot I_0\left(\frac{A_r \cdot \sqrt{2 \cdot S_0}}{S_f}\right) \quad (2-42)$$

$$A_r \geq 0$$

Avec $I_0(.)$ la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro, S_0 la puissance moyenne contenue dans la composante fixe et S_f la puissance moyenne contenue dans les composantes soumises au fading.

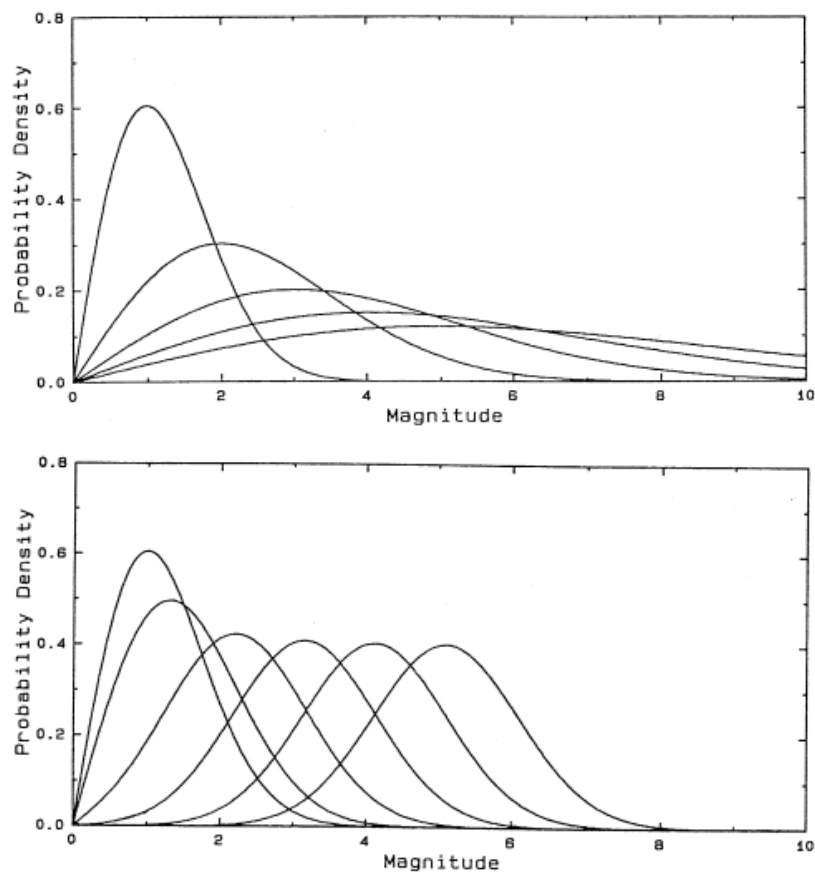


Figure 2-13 – Différentes distributions de Rayleigh (en haut) et de Rice (en bas)

Le rapport, entre la puissance moyenne contenue dans la composante fixe et la puissance moyenne contenue dans les composantes soumises au fading, est appelé *facteur de Rice* et noté K :

$$K = \frac{\overline{S_0}}{S_f} = \frac{A_0^2}{\sum_{n \geq 1} A_n^2} \quad (2-43)$$

Lorsqu'il n'existe pas de trajet fixe, la composante S_0 s'annule, $K = 0$ et l'enveloppe suit alors une loi de Rayleigh en temps (cf. **Figure 2-13**) :

$$p(A_r) = \frac{A_r}{S} \cdot \exp\left(-\frac{A_r^2}{2 \cdot S}\right) \quad (2-44)$$

$$A_r \geq 0$$

Où S représente la puissance moyenne transmise.

Dans le cas de transmissions large bande ($T_{\text{symp}} \ll T_m$), le signal reçu se compose d'un certain nombre de composantes résolues. Les amplitudes de chaque composante sont distribuées suivant une loi de Rayleigh si chacune est le résultat d'un nombre suffisant, au sens du théorème de la Limite Centrale, de trajets non résolus.

III.3.3.2. Grands déplacements.

Lorsque l'émetteur (et/ou le récepteur) se déplace sur une distance $\Delta d \gg \lambda_0$, non seulement la phase $\varphi_n(t)$ des trajets concernés va changer mais aussi leur amplitude $A_n(t)$. En effet, sur de telles distances, certains trajets principaux peuvent apparaître ou disparaître en fonction de la position des deux antennes : Ce phénomène est appelé *shadowing*.

Le signal reçu ne peut alors plus être considéré comme un processus complexe gaussien centré. Dans le cas du canal radio-mobile en milieu urbain, la puissance reçue fluctue en suivant une loi statistique Log-Normale autour d'une puissance moyenne locale.

III.3.4. Equation analytique du canal dynamique.

Soit $s(t)$ le signal émis dans le canal de propagation dynamique, le signal reçu $r(t)$ s'écrit sous la forme :

$$r(t) = \sum_n A_n(t) e^{-j.2\pi.f_0.\tau_n(t)} . e^{j.2\pi.f_{Dn}.t} . s(t - \tau_n(t)) \quad (2-45)$$

Cette équation diffère de l'équation (2-31) par le fait que les retards des trajets ne sont plus constants au cours du temps.

Si les antennes effectuent des petits déplacements, nous considérerons que les amplitudes complexes et les retards associés à chaque trajet restent constants ; nous parlerons alors de *paramètres moyens invariants*.

Comme nous l'avons vu précédemment, les scintillations sont aussi à l'origine de la variation des amplitudes des trajets au cours du temps. Du fait du mouvement de la turbulence, les retards associés aux trajets diffus de la scintillation varient ; cependant ces variations restent très faibles et pourront être, elles aussi, négligées.

III.4. Présentation des modèles de canal développés.

III.4.1. Equations constituant les modèles.

III.4.1.1. Equations du trajet direct (LOS).

La configuration optée pour représenter la propagation du LOS dans le canal est la suivante :

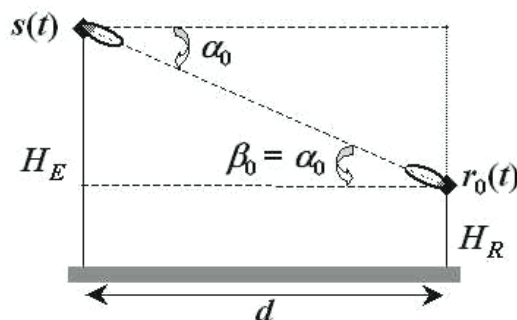


Figure 2-14 – Paramètres du LOS

Par des calculs géométriques, nous en déduisons :

- La distance parcourue: $d_0 = \sqrt{d^2 + (H_E - H_R)^2}$ (2-46)

- Le retard induit : $\tau_0 = d_0 / (c_0 / n)$ (2-47)

- L'atténuation en espace libre : $AEL_0 = \frac{1}{4\pi \cdot \tau_0 \cdot f_0}$ (2-48)

- L'angle d'émission : $\alpha_0 = \sin^{-1} \left[\frac{H_E - H_R}{d_0} \right]$ (2-49)

- L'angle de réception : $\beta_0 = \alpha_0$ (2-50)

- Les gains des antennes (diagramme parabolique, supposées en vis-à-vis) :

$$gain_{E_0} = 10^{\frac{G_{EdB}}{20}}$$

$$gain_{R_0} = 10^{\frac{G_{RdB}}{20}}$$

- Le déphasage : $\varphi_0 = -2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_0$ (2-52)

Le signal reçu $r_0(t)$ s'écrit donc :

$$r_0(t) = AEL_0 \cdot gain_{E_0} \cdot gain_{R_0} \cdot e^{j \cdot \varphi_0} \cdot s(t - \tau_0)$$
 (2-53)

III.4.1.2. Equations du trajet réfléchi (NLOS).

En ce qui concerne les NLOS, nous nous limiterons au cas de la réflexion spéculaire sur une surface lisse (cf. **Figure 2-15**). Nous déterminerons donc le trajet réfléchi pour lequel l'angle d'émission α_1 est égal à l'angle de réception β_1 .

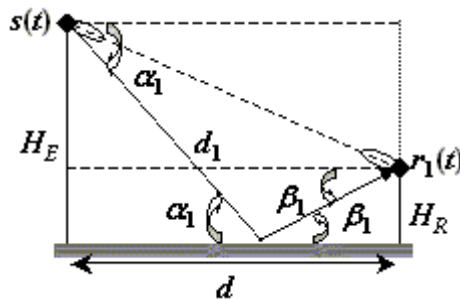


Figure 2-15 – Paramètres du NLOS

De la même manière que pour le LOS et en connaissant les propriétés diélectriques du sol, nous en déduisons les paramètres caractérisant la liaison :

$$\text{- Les angles d'émission et de réception : } \alpha_1 = \beta_1 = \tan^{-1}[(H_E + H_R)/d] \quad (2-54)$$

$$\text{- Le coefficient de réflexion de Fresnel : } R(\alpha_1) = \frac{\sin \alpha_1 - q \cdot \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_1}}{\sin \alpha_1 + q \cdot \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \alpha_1}} \quad (2-55)$$

Avec $q = 1$, si la polarisation est perpendiculaire, et $q = 1/\epsilon_r$, si elle est parallèle (pour la polarisation circulaire, nous ferons la moyenne des coefficients des deux autres polarisations).

$$\text{- La distance parcourue : } d_1 = \frac{H_E}{\sin(\alpha_1)} + \frac{H_R}{\sin(\beta_1)} \quad (2-56)$$

$$\text{- Le retard induit : } \tau_1 = d_1/(c_0/n) \quad (2-57)$$

$$\text{- L'atténuation en espace libre : } AEL_1 = \frac{1}{4\pi \cdot \tau_1 \cdot f_0} \quad (2-58)$$

- Les gains d'antennes (diagramme parabolique) [2-17] :

$$\begin{aligned} gain_{E_1} &= 10 \frac{\left(G_{E_{dB}} - \frac{(\alpha_1 - \alpha_0)^2 \cdot 3dB}{\theta_{E_{3dB}}^2} \right)}{20} \\ gain_{R_1} &= 10 \frac{\left(G_{R_{dB}} - \frac{(\beta_1 + \alpha_0)^2 \cdot 3dB}{\theta_{R_{3dB}}^2} \right)}{20} \end{aligned} \quad (2-59)$$

Où $\theta_{E_{3dB}}$ et $\theta_{R_{3dB}}$ sont les angles de coupure des antennes d'émission et de réception.

$$\text{- Le déphasage : } \varphi_1 = -2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_1 \quad (2-60)$$

Le signal reçu $r_1(t)$ s'écrit donc :

$$r_1(t) = AEL_1 \cdot R(\alpha_1) \cdot gain_{E_1} \cdot gain_{R_1} \cdot e^{j\varphi_1} \cdot s(t - \tau_1) \quad (2-61)$$

III.4.1.3. Equations des scintillations troposphériques.

Nous ne prendrons en compte que les scintillations troposphériques dans nos modèles de canal de propagation. Pour cela, il nous faut pouvoir modéliser la distribution de l'amplitude de ces scintillations (suivant une loi de Rice) et leur distribution temporelle (liée à leur bande Doppler). D. Sorais [2-16] propose de modéliser les scintillations troposphériques d'un signal complexe émis $s(t)$ à l'aide d'une fonction complexe $G(t)$, le canal étant implicitement supposé W.S.S.U.S. :

$$r(t) = G(t).s(t) \quad (2-62)$$

La fonction $G(t)$ possède les propriétés suivantes :

- $|G(t)|$ est distribué suivant une loi de Rice

- Le spectre Doppler de $G(t)$ est imposé :

→ E_{do} = Etalement Doppler

→ σ_{do} = Ecart-type de la distribution = $E_{do}/2$

→ v_M = Doppler moyen

⇒ Spectre Doppler décrit par : $v = v_M + k. \delta v$ avec $k = -M, M$

→ $N = (v - v_M)/\sigma_{do}$

→ $q(N)$ = Forme du spectre Doppler

⇒ $N_k = k. \delta v/\sigma_{do}$ et $\delta N = N_k - N_{k-1} = \delta v/\sigma_{do}$

La fonction $G(t)$ s'écrit alors :

$$G(t) = e^{j.2\pi.v_M.t} \cdot \sqrt{\delta N} \cdot \sum_{k=-M}^M \sqrt{q(N_k)} \cdot e^{j.(\varphi_k + 2\pi.\sigma_{do}.N_k.t)} \quad (2-63)$$

Il est admis que cette fonction représente $(2.M + 1)$ ondes de phases initiales φ_k (uniformément distribuées sur $[0 ; 2\pi]$) et de phases variables avec le temps $(2\pi.\sigma_{do}.N_k.t)$. Nous noterons que la fonction $G(t)$ est normalisée par le terme $\sqrt{\delta N}$; nous pourrions donc

attribuer l'amplitude (et donc la puissance) souhaitée aux scintillations à l'aide d'une simple constante. Pour une densité spectrale gaussienne, nous prendrons :

$$q(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(\nu-\nu_M)^2}{2\sigma_{\nu}^2}} \quad (2-64)$$

D'après le théorème de la Limite Centrale, $G(t)$ sera un processus complexe gaussien centré et son module sera donc distribué selon une loi de Rayleigh. Le signal incident, qui arrive au niveau de la turbulence (cf. **Figure 2-16**) avec une puissance P_{i_n} , voit une partie de sa puissance P_{d_n} diffusée sous forme de scintillations et une autre transmise P_{t_n} . Nous considérerons que la puissance est conservée :

$$P_{i_n} = P_{d_n} + P_{t_n} \quad (2-65)$$

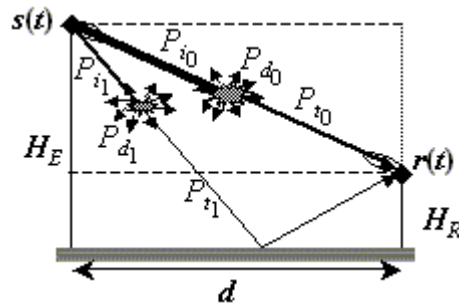


Figure 2-16 – Paramètres des scintillations troposphériques

Les scintillations ayant une distribution de Rayleigh additionnée d'une constante réelle (i.e., le trajet transmis), le signal reçu a une distribution de Rice ; la répartition de la puissance entre les deux composantes pourra être fixée à l'aide d'un *facteur de Rice* noté $K_{\text{scintillations}}$:

$$K_{\text{scintillations}} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_t}{P_d}\right) \quad (2-66)$$

$$a = \sqrt{P_t} = \sqrt{\frac{K_{\text{scintillations}}}{K_{\text{scintillations}} + 1}} ; c = \sqrt{P_d} = \sqrt{\frac{1}{K_{\text{scintillations}} + 1}} \quad (2-67)$$

Où a et c sont respectivement les amplitudes de la constante et de la variable aléatoire. Ainsi l'énergie totale émise est conservée puisque $a^2 + c^2 = 1$.

Observons, pour exemple, des scintillations ayant un étalement Doppler de 0.5 Hz sur une durée de 100 sec :

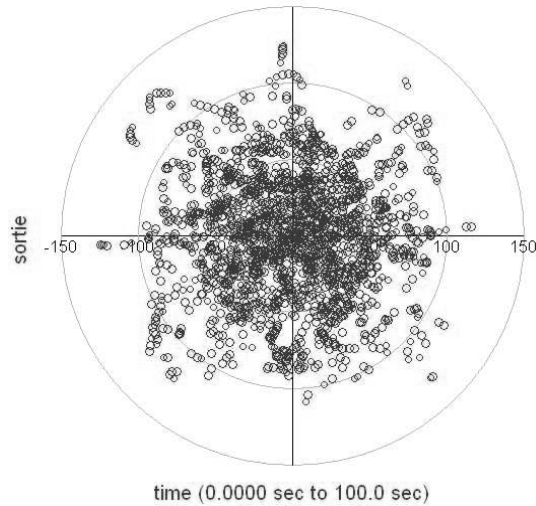


Figure 2-17 – Exemple de scintillations seules sur 100 sec ($E_{do} = 0.5$ Hz)

Nous supposons qu'un canal sélectif est formé de N chemins associés à des retards relatifs discernables ; il suffit donc de réaliser une sommation avec des fonctions $G_n(t)$ indépendantes. Le signal reçu s'écrit sous la forme :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_{n_{tot}} \cdot (a + c \cdot G_n(t)) \cdot s(t - \tau_n) \quad (2-68)$$

Où $A_{n_{tot}}$ représente l'amplitude complexe englobant toutes les autres perturbations liées au canal de propagation ; a et c sont les amplitudes des composantes liées au facteur de Rice et définies par l'équation (2-67).

Pour des raisons de simplicité, nous ferons le choix d'attribuer le même facteur de Rice à tous les trajets (LOS et NLOS).

Nous allons maintenant présenter les modèles de canal que nous avons développés à partir de ces équations.

III.4.2. Modèle de canal discret N rayons.

III.4.2.1. Principe du modèle.

Ce modèle est basé sur un profil *Puissance/Retard* discret (cf. **Figure 2-18**) constitué du trajet direct et de $(N - 1)$ trajets multiples. Le modèle est statique car les antennes ne se déplacent pas au cours du temps ; seuls les mouvements du milieu constituant le canal sont pris en compte au travers des scintillations troposphériques et de leur bande Doppler.

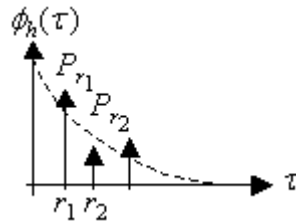


Figure 2-18 – Profil *Puissance/Retard* discret N rayons

L'utilisateur doit entrer un tableau des retards r_n et des puissances P_{r_n} relatifs des NLOS par rapport au LOS. Le modèle recrée ainsi un multipath fading avec des trajets réfléchis pouvant représenter toute sorte de réflexion puisque nous contrôlons les valeurs de leur retard et de leur puissance.

Les effets pris en compte sont τ_n , AEL_n , φ_n et les scintillations ($G_0(t)$ et $G_1(t)$ représentent les scintillations liées au trajets direct et réfléchis respectivement). Le signal reçu s'écrit sous la forme :

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} AEL_n \cdot (a + c \cdot G_n(t)) \cdot e^{j \cdot \varphi_n} \cdot s(t - \tau_n) \quad (2-69)$$

III.4.2.2. Résultats obtenus.

L'exemple choisi est tel que les dégradations apportées par le multipath fading sont très importantes (cf. **Figure 2-19**). Si nous regardons le module du signal complexe émis, nous voyons les instants auxquels apparaissent les différents signaux et leur impact sur le signal transmis (cf. **Figure 2-20**).

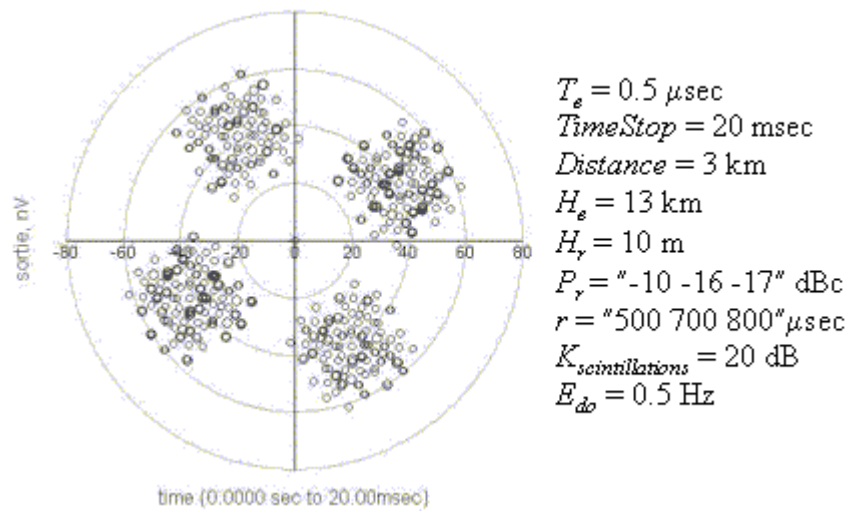


Figure 2-19 – Constellation QPSK observée en sortie du modèle de canal discret N rayons

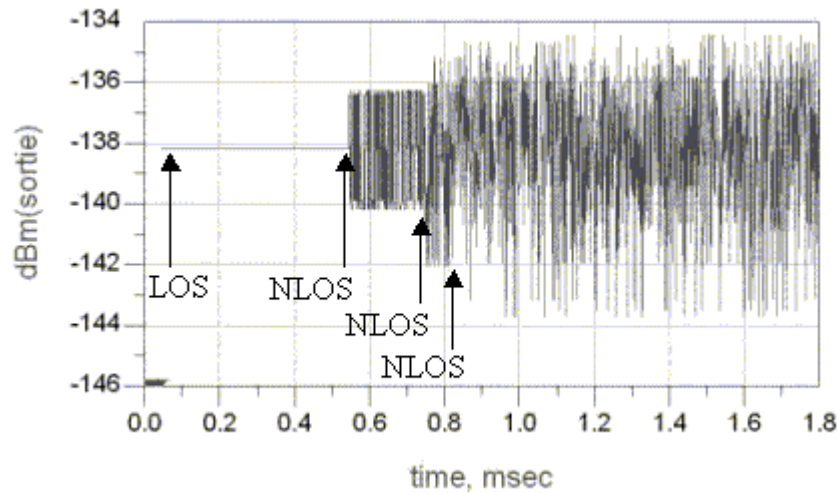


Figure 2-20 – Module du signal QPSK obtenu en sortie du modèle de canal discret N rayons

III.4.3. Modèle de canal dynamique 2 rayons.

III.4.3.1. Principe du modèle.

Ce modèle *dynamique 2 rayons* suppose que le canal de propagation est constitué d'un trajet direct et d'un trajet réfléchi par la surface. Pour pouvoir déterminer le trajet réfléchi par réflexion spéculaire, nous devons connaître sa polarisation et les propriétés diélectriques de la surface ; les calculs géométriques nous donnant les angles d'émission et de réception de chaque onde, nous pouvons simuler les gains des antennes avec un diagramme de rayonnement de forme parabolique.

Ce modèle pourra être aussi utilisé en dynamique puisqu'il propose d'entrer la vitesse de l'émetteur suivant deux dimensions (x et z) (cf. **Figure 2-21**). Quelques soient les vitesses choisies, nous considérerons que l'émetteur effectue de petits déplacements ($\Delta d \approx \lambda_0$) et donc que les paramètres globaux du canal (distance entre les antennes, hauteurs, angles d'émission et de réception, etc.) restent constants (i.e., paramètres moyens invariants).

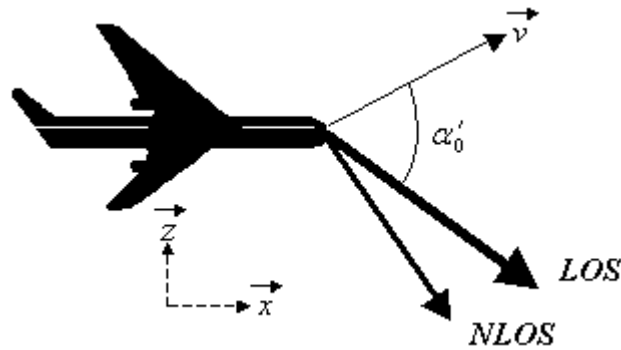


Figure 2-21 – Principe du modèle de canal dynamique 2 rayons

III.4.3.2. Résultats obtenus.

Le retard entre les deux trajets étant de $3.75 \mu\text{sec}$ seulement et les gains des antennes n'étant pas pris en compte, leurs amplitudes sont très proches (le rapport LOS/NLOS vaut $\approx 98\%$); de ce fait, les dégradations engendrées sur le signal QPSK sont extrêmement importantes comme nous pouvons le constater sur les **Figures 2-22** et **2-23**.

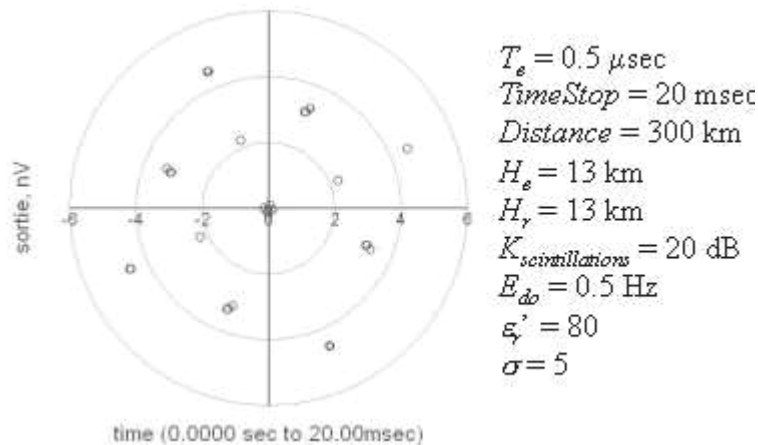


Figure 2-22 – Constellation QPSK obtenue avec le modèle de canal dynamique 2 rayons

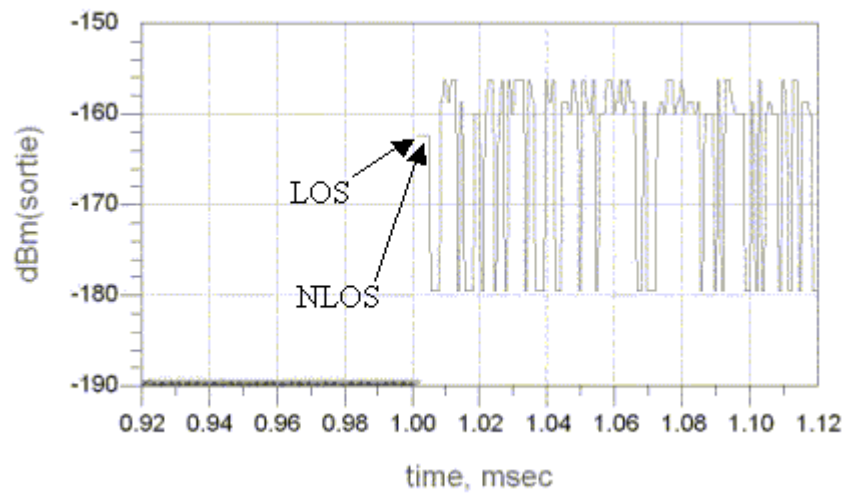


Figure 2-23 – Module du signal QPSK obtenu avec le modèle de canal dynamique 2 rayons

Maintenant, si nous considérons les gains des antennes avec les paramètres $G_{EdB} = 10$ dB, $\theta_{E3dB} = 5^\circ$, $G_{RdB} = 20$ dB et $\theta_{R3dB} = 2^\circ$, le trajet réfléchi est fortement atténué puisque les antennes ont des diagrammes de rayonnement paraboliques, minimisant ainsi les dégradations qu'il causait sur le signal.

Les résultats obtenus sont exposés **Figure 2-24**. Les antennes étant très directives, le rapport des amplitudes LOS/NLOS passe de $\approx 98\%$ à $\approx 8\%$, et ce pour le même retard relatif. Cela démontre l'intérêt de modéliser les antennes et leur diagramme de rayonnement.

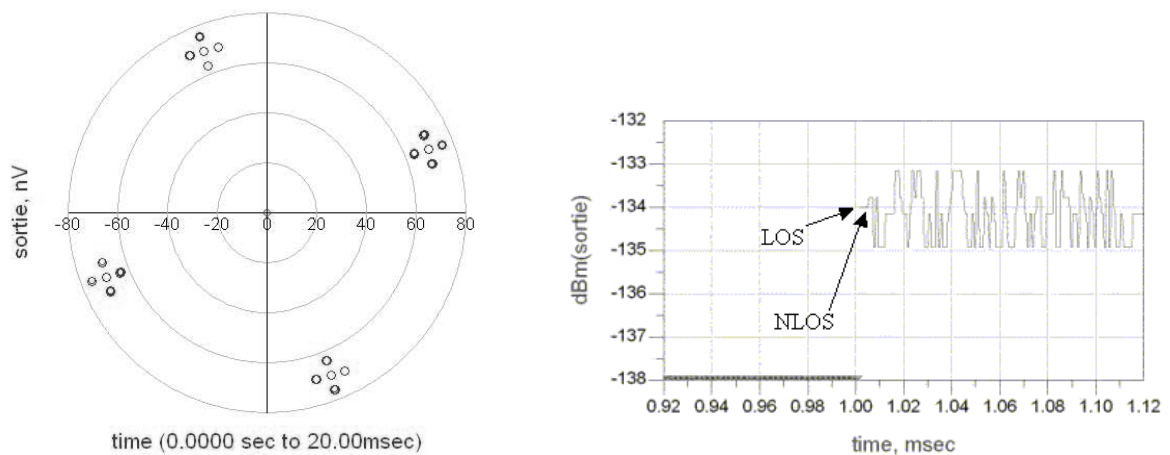


Figure 2-24 – Constellation et module obtenus : Canal dynamique 2 rayons + gains

Si la liaison est dynamique nous voyons apparaître l'effet Doppler. En prenant pour exemple un aéronef, nous constatons que, pour les mêmes paramètres que l'exemple précédent, la constellation QPSK « tourne » ; en effet, il existe une modulation parasite du signal complexe due à la fréquence de décalage Doppler f_D . Cette modulation parasite est gênante dans le sens où le démodulateur, suivant l'antenne de réception, devra la compenser. Elle apparaît plus clairement si nous observons la puissance reçue au niveau de l'antenne de réception. Ce modèle regroupe donc, et de manière simplifiée, les principales perturbations que nous pouvons trouver dans des canaux de propagation : Un trajet réfléchi par réflexion spéculaire, les scintillations troposphériques, l'effet Doppler, les gains et les diagrammes de rayonnement des antennes.

III.5. Etat de l'art de la modélisation du canal de propagation.

En fait, il faudrait créer autant de modèles qu'il existe de canaux de propagation. Cela dépend de la nature de la liaison utilisée (*Terre/Espace, Air/Air, Air/Sol, Air/Espace*), de la configuration de l'environnement (situation géographique, climatique), etc.. Différents modèles de canal sont proposés dans la littérature ; ils se distinguent les uns des autres par leurs approches plus ou moins statistiques et par les natures même des variables aléatoires. Nous allons présenter quelques modèles caractéristiques.

III.5.1. Modèle de Chuang.

Chuang [2-10] propose un modèle de canal relativement simple modélisant les variations petite échelle et à court terme du signal dues aux trajets multiples. Tout d'abord, il pose l'hypothèse que le canal est W.S.S.U.S.. Le signal reçu étant la combinaison d'un grand nombre de trajets, et d'après le théorème de la Limite Centrale, sa distribution tend vers une distribution complexe gaussienne. Il propose donc de modéliser le canal en écrivant sa réponse impulsionnelle sous la forme décrite par l'**Equation (2-70)**.

$$h(t) = \sum_n A_n \cdot e^{j \cdot \varphi_n} \cdot \delta(t - \tau_n) \quad (2-70)$$

Où A_n et φ_n sont des variables aléatoires qui varient lentement, introduisant ainsi un faible décalage Doppler dans le canal de propagation. A_n a une distribution de Rayleigh et φ_n une distribution uniforme dans l'intervalle $[0 ; 2\pi]$; $h(t)$ est donc une variable aléatoire complexe gaussienne centrée. Soit $s(t)$ le signal transmis dans le canal, le signal reçu $r(t)$ s'écrit :

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2-71)$$

Où $n(t)$ est un bruit blanc gaussien additif.

Ce modèle décrit le canal uniquement par des lois statistiques et n'est valable que pour une liaison statique (pas d'effet Doppler dû aux mouvements des antennes pris en compte).

III.5.2. Modèles d'Elnoubi et de Dong.

Les modèles de canal d'Elnoubi [2-11], de Dong, Xu et Ling [2-12] présentent la même mise en équation de la réponse impulsionnelle :

$$h(t) = \sum_n B_n(t) \cdot \delta(t - \tau_n) \quad \text{avec} \quad B_n(t) = A_n(t) \cdot e^{j \cdot (2\pi \cdot f_{D_n} \cdot t + \varphi_n)} \quad (2-72)$$

Où $A_n(t)$ représente les pertes en espace libre du $n^{\text{ième}}$ trajet, f_{D_n} est la fréquence de décalage Doppler du $n^{\text{ième}}$ trajet et φ_n est une variable aléatoire uniformément dans l'intervalle $[0 ; 2\pi]$

D'après le théorème de la Limite Centrale, $h(t)$ est une variable aléatoire complexe gaussienne centrée.

La fréquence de décalage Doppler f_{D_n} est calculée par l'équation :

$$f_{D_n} = f_0 \cdot \frac{v}{(c_0/n)} \cdot \cos(\alpha'_n) = f_{D_{\max}} \cdot \cos(\alpha'_n) \quad (2-73)$$

Où v représente la vitesse de l'antenne mobile, α'_n est l'angle formé à l'émission par le $n^{\text{ième}}$ trajet et le vecteur vitesse de l'antenne mobile (cf. **Figure 2-10**).

La forme du spectre Doppler choisie est celle du modèle de Jakes (cf. §chap2.III.3.1). Elnoubi [2-11] propose d'utiliser le facteur de Rice K pour déterminer la puissance des composantes diffuses P_d par rapport à la puissance du trajet direct P_s :

$$K = \frac{P_s}{P_d} \quad (2-74)$$

Le trajet direct s'écrivant alors :

$$r_0(t) = \sqrt{2P_s} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_{D0} \cdot t} \cdot s(t) \quad (2-75)$$

III.5.3. Modèle de Haas.

Haas [2-13] décrit plusieurs scénarios possibles qui peuvent se présenter dans le cas d'une liaison *Avion/Station de base* : *En route, Arrivée et décollage, Déplacement au sol, Parking* et *Vol au-dessus de la station de base*. A chacune de ces situations, il attribue un spectre Doppler (modèle de Jakes), un profil *Puissance/Retard* (discret ou continu) et un facteur de Rice ; le facteur de Rice K est donné par :

$$K = \frac{a^2}{c^2} \quad (2-76)$$

Où $a \in \Re_e$ est l'amplitude du trajet direct et $c^2 \in \Re_e$ est la variance du processus complexe gaussien centré caractérisant la composante diffuse.

Nous pouvons déduire de l'équation (2-96) :

$$a = \sqrt{\frac{K}{K+1}} ; c = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \quad (2-77)$$

Pour la mise en équation de la réponse impulsionnelle du canal, il pose l'hypothèse que celui-ci est W.S.S.U.S. ; il distingue le canal non sélectif (cf. **Equation (2-78)**) du canal sélectif en fréquence (cf. **Equation (2-79)**).

$$h(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=1}^N e^{j \cdot \varphi_n} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_{D_n} \cdot t} \quad (2-78)$$

$$h(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{n=1}^N e^{j \cdot \varphi_n} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_{D_n} \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_n} \quad (2-79)$$

D'après le théorème de la Limite Centrale (et si le nombre N de trajets est suffisant), $h(t)$ est un processus complexe gaussien.

III.5.4. Modèle de Painter.

Il s'agit d'un modèle mathématique proposé par Painter [2-14] incorporant des statistiques sur la rugosité de la surface pour les réflexions au sol :

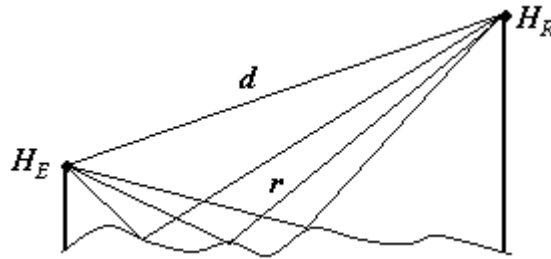


Figure 2-25 – Trajets multiples dus aux réflexions du signal sur un sol rugueux

Le signal émis dans le canal est :

$$s(t) = m(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \quad (2-80)$$

La somme des composantes diffuses issues des réflexions au sol est modélisée par :

$$r_d(t) = \sum_n \frac{R_n}{r_n} \cdot m\left(t - \frac{r_n}{(c_0/n)}\right) \cdot e^{j \cdot (2\pi \cdot f_0 \cdot t - \beta \cdot r_n)} \quad (2-81)$$

Où $\beta = \frac{\omega}{(c_0/n)}$ est la constante de propagation, R_n le coefficient de réflexion du $n^{\text{ième}}$ trajet, d

la distance parcourue par le trajet direct et r_n la distance parcourue par le $n^{\text{ième}}$ trajet.

Il suppose que les variations de la forme d'onde du signal sont suffisamment faibles durant l'intervalle de temps nécessaire aux ondes réfléchies pour atteindre l'antenne de réception :

$$m\left(t - \frac{r_n}{(c_0/n)}\right) \approx m\left(t - \frac{r_m}{(c_0/n)}\right) \approx m\left(t - \frac{r}{(c_0/n)}\right), \forall n, m \quad (2-82)$$

Où r est la distance de référence passant par le point de réflexion spéculaire.

L'équation (2-81) peut alors être transformée :

$$r_d(t) \approx \frac{R}{r} \cdot m\left(t - \frac{r}{(c_0/n)}\right) \cdot e^{j \cdot (2\pi \cdot f_0 \cdot t - \beta \cdot r)} \cdot \sum_n \alpha_n \cdot e^{j \cdot \varphi_n} \quad (2-83)$$

Où les α_n sont des constantes réelles inférieures à 1 et les φ_n / β sont distribués autour de la valeur de r (mais pas forcément de façon uniforme) ; R est le coefficient de réflexion complexe du sol rugueux.

La fonction $r_d(t)$ est donc un processus complexe gaussien dont la moyenne et la variance sont déterminées par les propriétés de la surface. Le signal total reçu a donc la forme :

$$r(t) = \frac{1}{d} \cdot g(t) \cdot m\left(t - \frac{d}{(c_0/n)}\right) \cdot e^{j \cdot (2\pi \cdot f_0 \cdot t - \beta \cdot d)} \quad (2-84)$$

Avec :

$$g(t) = 1 + \frac{d}{r} \cdot R \cdot \rho(t) \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot (r-d)} \cdot \frac{m\left(t - \frac{r}{(c_0/n)}\right)}{m\left(t - \frac{d}{(c_0/n)}\right)} \quad (2-85)$$

Où $\rho(t)$ est le coefficient de réflexion stochastique gaussien dont les paramètres dépendent du terrain.

Les équations (2-84) et (2-85) constituent un modèle de canal sélectif en fréquence ; pour le canal non sélectif en fréquence, il faut utiliser l'équation suivante :

$$g(t) = 1 + \frac{d}{r} \cdot R \cdot \rho(t) \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot (r-d)} \quad (2-86)$$

De ce fait, seul le coefficient $r(t)$ est aléatoire contrairement à d , r et R qui peuvent être déterminés ; d et r varient dans le temps mais les termes d/r et $(r - d)$ sont supposés varier lentement. $g(t)$ est donc un processus aléatoire complexe gaussien. Les résultats expérimentaux ont permis de valider le modèle du canal non sélectif en fréquence pour de faibles rugosités de la surface et pour des angles d'incidence allant de 0.5° à 45° .

III.5.5. Modèle de Bello.

Il existe différents types de liaisons possibles et donc autant de canaux de propagation : *Air/Air*, *Air/Sol*, *Air/Espace* et *Sol/Espace*. Bello [2-9] propose de les décomposer en combinaisons de canaux, supposés linéaires, qui présentent chacun un des effets de la propagation. Ces effets sont les réflexions sur la surface de diffusion, les scintillations troposphériques, la réfraction troposphérique, la diffusion troposphérique du trajet direct et la réfraction ionosphérique. Il présente seulement le modèle du canal de propagation, supposé W.S.S.U.S., dans le cas d'une liaison *Avion/Satellite* (i.e., *Air/Espace*) en portant une attention particulière aux réflexions sur la surface de la Terre. L'équation générale du signal reçu est :

$$r(t) = \int s(t - \tau) \cdot h(t, \tau) d\tau \quad (2-87)$$

Où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal ; d'un point de vue statistique, $h(t, \tau)$ est supposé être un processus complexe gaussien.

Si la surface de réflexion est lisse, il utilise les coefficients de réflexion de Fresnel ; si elle est rugueuse, il définit deux paramètres statistiques pour la décrire : σ_{rms} (valeur efficace des fluctuations relatives de la hauteur des rugosités par rapport à la hauteur moyenne de la surface) et γ_{rms} (valeur efficace des angles des pentes de la surface).

Il utilise aussi le paramètre de corrélation spatiale des fluctuations des hauteurs (cf. §chap2.III.2.3). Il a été démontré que pour le cas de la mer, une distribution gaussienne des hauteurs était une bonne approximation.

Soit α l'angle d'incidence, la surface est considérée comme lisse si les fluctuations de la hauteur de la surface sont très faibles par rapport à $\lambda_0/\sin(\alpha)$; la réflexion est alors spéculaire. Si la surface est rugueuse, le coefficient de réflexion est pondéré :

$$R = R_0 \cdot D \cdot e^{\left(-\frac{1}{2} \left[4\pi \cdot \frac{\sigma_{rms}}{\lambda_0} \right]^2 \cdot \sin^2(\alpha) \right)} \quad (2-88)$$

Avec R_0 le coefficient de réflexion pour une surface lisse et D le coefficient de divergence dû à la courbure de la Terre.

Il décompose donc le canal de propagation en un ensemble de sous-canaux : Le canal du trajet direct, le canal de la réflexion spéculaire discrète, le canal de la réflexion diffuse et du bruit additif. Le signal total reçu s'écrit donc :

$$r(t) = r_{dir}(t) + r_{sp}(t) + r_{dif}(t) + n(t) \quad (2-89)$$

III.5.5.1. Canal du trajet direct.

Il ne prend pas en compte les effets troposphériques et ionosphériques ; les retards varient dans le temps (canal dynamique) ; il y inclut les gains complexes associés aux antennes et les pertes en espace libre :

$$r_{dir}(t) = G_{dir} \cdot s(t - \tau_{dir}) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_{dir}(t)} \quad (2-90)$$

Où G_{dir} correspond aux gains complexes des antennes et aux pertes en espace libre et $\tau_{dir}(t)$ au retard du trajet direct. $\tau_{dir}(t)$ varie suffisamment lentement pour que $s(t - \tau_{dir}(t)) \approx s(t - \tau_{dir})$, mais crée une variation rapide de phase pour $(2\pi \cdot f_0 \cdot \tau_{dir}(t))$; il génère aussi un décalage Doppler :

$$f_D = f_0 \cdot \frac{d\tau_{dir}(t)}{dt} \quad (2-91)$$

III.5.5.2. Canal de la réflexion spéculaire discrète.

En supposant que la surface de réflexion est très grande, l'énergie est entièrement concentrée dans la direction spéculaire ; la réflexion est donc similaire à celle sur un miroir.

$$r_{sp}(t) = R.G_{sp}.s(t - \tau_{sp}).e^{-j.2\pi.f_0.\tau_{sp}(t)} \quad (2-92)$$

Où G_{sp} correspond aux gains complexes des antennes et aux pertes en espace libre et $\tau_{sp}(t)$ au retard du trajet réfléchi.

III.5.5.3. Canal de la réflexion diffuse.

Il modélise tous les effets du canal exceptés le trajet direct et la réflexion spéculaire :

$$r_{dif}(t) = \int s(t - \tau).h_{dif}(t, \tau) d\tau \quad (2-93)$$

Où $h_{dif}(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal de la réflexion diffuse ; elle est déterminée à partir du modèle de Kirchhoff.

III.6. Conclusion.

Au cours de notre étude du canal de propagation, nous avons pu voir qu'il s'agissait d'un domaine extrêmement vaste, dense et complexe. En effet, il n'existe pas, au jour d'aujourd'hui, de modèle empirique mais un ensemble de modèles adaptés à des canaux de propagation bien définis. La liste, non exhaustive, des perturbations présentes dans le canal est une des raisons pour lesquelles il est difficile de définir un modèle complet ; d'autant plus que ces perturbations sont fonctions de la fréquence porteuse utilisée, de la topologie des terrains, de la saison, etc..

Cependant, à partir de cette énumération des perturbations, nous avons créé deux modèles de canal de propagation en retenant les phénomènes principaux (atténuation en espace libre, réflexion spéculaire, retards, scintillations troposphériques, etc.)

Les modèles créés ont en commun la détermination du trajet direct (LOS) à partir des positions géométriques des antennes d'émission et de réception. Ils diffèrent essentiellement sur la modélisation des trajets multiples (NLOS) : Soit ils seront définis à partir d'un profil *Puissance/Retard* discret, soit un seul rayon réfléchi spéculaire sera déterminé à partir de la nature diélectrique du sol. Le premier cas est adapté aux environnements urbains ou semi-urbains, le second aux liaisons dites *en vue directe*.

Ainsi, nous avons conçu un modèle de canal dont le paramètre principal est le profil *Puissance/Retard* discret (i.e., les rayons sont définis de façon discrète par leur retard et leur puissance relatifs) ; il propose de générer N trajets (soit un trajet direct et $(N - 1)$ trajets réfléchis). Ce modèle permet donc de simuler l'impact du canal sur une transmission en fixant le profil *Puissance/Retard* directement, lorsque la nature de l'environnement est inconnue ou trop complexe à modéliser.

Le deuxième modèle, quant à lui, propose de simuler le trajet direct et un trajet réfléchi (le sol est supposé lisse, la réflexion spéculaire idéale, les propriétés diélectriques du sol et la polarisation de l'onde déterminent la valeur du coefficient de réflexion de Fresnel). Cette configuration a pour avantage de pouvoir prendre en compte l'impact des antennes directives puisque que les angles d'émission et de réception des trajets sont calculés ; les antennes modélisées possèdent des diagrammes de rayonnement paraboliques dont le gain maximal et l'angle d'ouverture à 3 dB sont paramétrables. Enfin, l'effet Doppler peut être simulé car une des deux antennes peut être mobile selon deux dimensions (i.e., il existe un paramètre vecteur vitesse) ; cependant, dans le cas d'une telle liaison (dite dynamique), nous avons fait le choix de considérer les paramètres moyens invariants car les antennes effectuent des petits déplacements et que cela permet de simplifier le modèle sans en altérer le comportement. Ce modèle peut être intéressant quand la configuration de la liaison est connue mais pas l'impact du trajet réfléchi.

Enfin, nous avons énuméré les modèles existants de canal de propagation les plus caractéristiques, montrant ainsi leurs spécificités et leurs diversités. Nous avons pu voir que la plupart se limitaient à modéliser un faible nombre de caractéristiques du canal et qu'ils avaient souvent des domaines de validité restreints.

Nous avons étudié comment modéliser le canal de propagation à travers les perturbations qu'il apportait au signal transmis. Nous allons maintenant étudier la chaîne de réception qui lui succède, et qui permet de démoduler le signal pour pouvoir récupérer les informations.

IV – RECUPERATION DE PORTEUSE DANS LA CHAÎNE DE RECEPTION.

La récupération de porteuse reste une des principales fonctions à réaliser dans un récepteur. De la qualité de cette fonction dépendent les performances globales du récepteur, d'où son importance dans les simulations. Le logiciel DSP Designer propose de synthétiser des boucles à verrouillage de phase (avec un comparateur de phase ou phase/fréquence) en assemblant les éléments les composant. Ceci augmentant les temps de calculs, et les topologies des comparateurs étant figées, nous avons créé des modèles de boucles à verrouillage de phase analogique et numérique (intégrant notre modèle du bruit de phase).

IV.1. La boucle à verrouillage de phase.

Les boucles à verrouillage de phase (appelées aussi B.V.P. ou P.L.L. en anglais pour *Phase Locked Loop*) ont pour rôle d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur. Le schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase est donné **Figure 2-26** ; il s'agit ici d'une boucle analogique avec un circuit multiplieur comme comparateur de phase, d'un filtre passe-bas (appelé *filtre de boucle*) et d'un V.C.O. (*Voltage Controlled Oscillator*). Le principe du verrouillage de phase est de forcer le signal de sortie du V.C.O. $u_s(t)$ à suivre le signal d'entrée $u_{ref}(t)$ (aussi appelé *signal de référence*). Cela signifie que les deux signaux ont mêmes fréquences et une différence de phase constante (et éventuellement nulle). Lorsque la boucle n'est pas verrouillée, les deux signaux peuvent avoir (momentanément) des fréquences différentes.

Nous allons tout d'abord présenter, de façon simplifiée, le fonctionnement global de la boucle avant celui de chaque bloc. Le V.C.O. délivre une fréquence dont la valeur dépend de la tension appliquée $V_c(t)$ sur son entrée de commande. Cette fréquence est comparée à la fréquence de référence (i.e., celle du signal d'entrée) par l'intermédiaire de leur phase instantanée : Le comparateur de phase donne en temps réel l'écart (ou l'erreur) de phase $\phi(t)$. Le rôle du filtre de boucle est d'extraire la valeur moyenne de la tension $\phi(t)$; nous obtenons en sortie une tension $V_c(t)$. Quand la boucle est verrouillée, l'erreur de phase $\phi(t)$ et la tension $V_c(t)$ sont constantes.

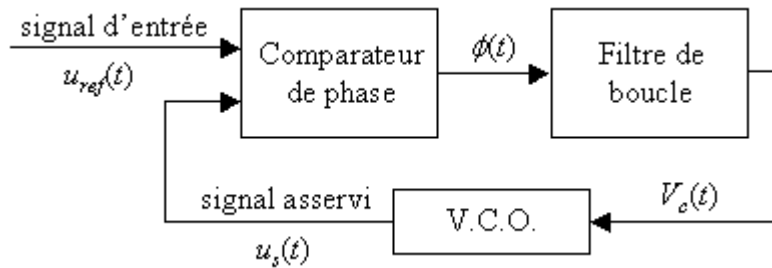


Figure 2-26 – Schéma de principe d'une P.L.L.

IV.1.1. L'oscillateur contrôlé en tension.

Le V.C.O. délivre une fréquence $f_s(t)$ proportionnelle à la tension de commande $V_c(t)$, ceci sur une certaine plage de fréquence délimitée par les fréquences f_{\min} et f_{\max} comme le montre la **Figure 2-27**. La fréquence f_{0vco} , générée pour $V_c = 0$, est appelée la *fréquence libre d'oscillation* (ou *fréquence centrale*) du V.C.O. ; elle doit être beaucoup plus grande que la fréquence de coupure du filtre de boucle. Dans le domaine linéaire, la relation fréquence-tension du V.C.O. s'écrit :

$$f_s(t) = f_{0vco} + K_0 \cdot V_c(t) \quad (2-94)$$

Où K_0 est la sensibilité de l'oscillateur exprimée en Hz/V (et $2\pi K_0$ en rad/(s.V)). La sensibilité est en général faible pour éviter des problèmes d'instabilité de la boucle.

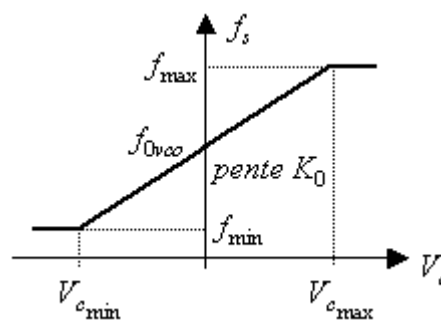


Figure 2-27 – Caractéristique linéarisée du V.C.O. avec saturation

La fréquence étant la dérivée de la phase, nous avons aussi [2-18] :

$$\frac{d\phi_s(t)}{dt} = 2\pi \cdot f_{0vco} + 2\pi \cdot K_0 \cdot V_c(t) \quad (2-95)$$

$$\phi_s(t) = 2\pi \cdot f_{0vco} \cdot t + 2\pi \cdot K_0 \cdot \int_0^t V_c(t) dt + \varphi_0 \quad (2-96)$$

Où φ_0 est une phase aléatoire constante telle que $\varphi_0 \in [-\pi; \pi]$.

La phase du signal de sortie de l'oscillateur est donc linéairement dépendante de l'intégrale de la tension de commande. Le signal de sortie du V.C.O. peut donc s'écrire :

$$\begin{aligned} u_s(t) &= B \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_{0vco} \cdot t + 2\pi \cdot K_0 \cdot \int_0^t V_c(t) dt + \varphi_0\right) \\ &= B \cdot \cos(\omega_{0vco} \cdot t + \varphi_s(t)) \end{aligned} \quad (2-97)$$

Avec :

$$\varphi_s(t) = 2\pi \cdot K_0 \cdot \int_0^t V_c(t) dt + \varphi_0 \quad (2-98)$$

IV.1.2. Le comparateur de phase.

Le comparateur de phase réalise le produit des signaux $u_{ref}(t)$ et $u_s(t)$:

$$\phi(t) = K_d \cdot u_{ref}(t) \cdot u_s(t) \quad (2-99)$$

Où K_d est le gain du comparateur de phase exprimé en V/rad.

Sachant que :

$$\begin{aligned} u_{ref}(t) &= A \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t + \varphi_{ref}) = A \cdot \sin(\phi_{ref}(t)) \\ u_s(t) &= B \cdot \cos(\omega_{0vco} \cdot t + \varphi_s(t)) = B \cdot \cos(\phi_s(t)) \end{aligned} \quad (2-100)$$

Nous obtenons alors en sortie du comparateur de phase :

$$\phi(t) = \frac{K_d \cdot A \cdot B}{2} \cdot \left[\underbrace{\sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\varphi(t))}_{\text{composante B.F.}} + \underbrace{\sin(\Sigma\omega \cdot t + \Sigma\varphi(t))}_{\text{composante H.F.}} \right] \quad (2-101)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \omega_{ref} - \omega_{0vco} & \Delta\varphi(t) &= \varphi_{ref} - \varphi_s(t) \\ \Sigma\omega &= \omega_{ref} + \omega_{0vco} & \Sigma\varphi(t) &= \varphi_{ref} + \varphi_s(t) \end{aligned} \quad (2-102)$$

Seul le terme de battement basse fréquence est conservé pour tracer la caractéristique du comparateur de phase (cf. **Figure 2-28**).

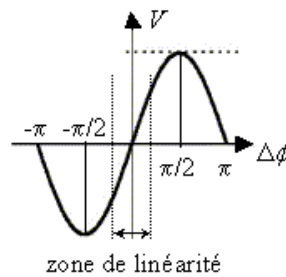


Figure 2-28 – Caractéristique du comparateur de phase analogique

IV.1.3. Le filtre de boucle.

Les paramètres du filtre (fréquence de coupure f_c , pente, etc.) sont déterminants pour les caractères de l'asservissement : Stabilité, précision, temps de réponse, plages de capture et de verrouillage. Il s'agit d'un filtre passe-bas qui va permettre d'extraire la valeur moyenne de la tension $\varphi(t)$ en rejetant la composante H.F.. Nous obtenons ainsi en sortie :

$$V_c(t) = \frac{K_d \cdot A \cdot B}{2} \cdot \sin(\Delta\omega \cdot t + \Delta\varphi(t)) = \frac{K_d \cdot A \cdot B}{2} \cdot \sin(\Delta\varphi(t)) \quad (2-132)$$

Le modèle développé regroupe donc les équations de fonctionnement de chacun des éléments constituant la boucle à verrouillage de phase, diminuant ainsi les temps de calculs. Nous avons aussi créé les modèles d'autres circuits dérivés de la P.L.L. tels que la boucle de Costas (verrouillage de l'oscillateur en phase et en fréquence), la boucle de Costas pour QSPK (démodulation d'un signal QPSK ; l'oscillateur local est commandé par une tension déduite des signaux démodulés sur les voies I et Q) et la boucle d'élévation à la puissance M (démodulation de signaux MPSK).

Nous venons d'étudier la boucle à verrouillage de phase « analogique ». Ces circuits sont de moins en moins utilisés au profit de circuits numériques. C'est pourquoi, nous allons présenter la boucle à verrouillage de phase numérique qui se différencie par son comparateur de phase numérique.

IV.2. Boucle à verrouillage de phase numérique.

Les boucles à verrouillage de phase numériques sont identiques dans leur principe aux dispositifs analogiques, exceptés le comparateur de phase et le V.C.O.. Leur principal avantage est de pouvoir disposer de comparateurs capables de détecter à la fois la différence de phase et de fréquence entre le signal de référence et le signal du V.C.O. ; cela permet d'augmenter significativement la plage de capture et la vitesse d'accrochage de la boucle.

Les boucles à verrouillage de phase numériques (aussi appelées *BVP-IC*) sont donc constituées d'un *comparateur phase/fréquence* qui pilote un *circuit de pompe de charge* ; le signal i_{comp} , délivré par ce dernier, est intégré par un filtre de boucle qui fournit une tension continue $V_c(t)$ nécessaire à la commande du V.C.O.. Les signaux d'entrée $u_{ent}(t)$ et du V.C.O. $u_s(t)$, de fréquence f_{ent} et f_{vco} , sont ramenés à la fréquence référence (ou *fréquence de comparaison*) à l'aide de diviseurs par M et par N ; les fréquences obtenues en sortie des diviseurs sont donc $f_{ref} = f_{ent} / M$ pour le signal $u_{ref}(t)$ et $f_{div} = f_{vco} / N$ pour le signal $u_d(t)$ (le signal $u_{ref}(t)$ est appelé *signal référence*). La structure d'une BVP-IC, telle que nous allons l'étudier, est résumée par la **Figure 2-29**.

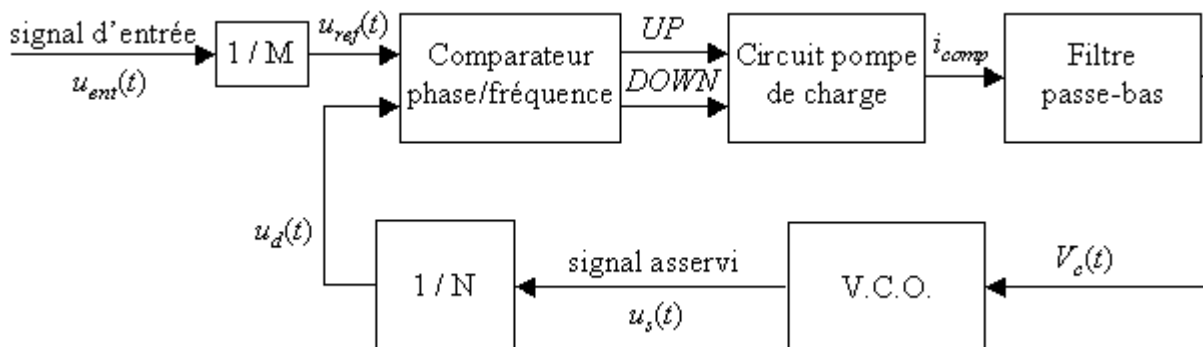


Figure 2-29 – Structure d'une BVP-IC

IV.2.1. Présentation de la BVP-IC.

IV.2.1.1. Le comparateur de phase numérique.

Il s'agit généralement de comparateur synthétisé à l'aide d'un *OU exclusif* ou de *modulateurs de Gilbert* [2-19].

IV.2.1.1.1. Phasemètre à *OU exclusif*.

Les deux signaux à comparer (V_e et V_s) doivent avoir un rapport cyclique de $\frac{1}{2}$. L'utilisation d'un *OU exclusif* (cf. **Figure 2-30**) donne un signal V_r dont la valeur moyenne est fonction linéaire du déphasage de 0 à π puis de π à 2π avec un changement de signe ; la phase n'est mesurée qu'à π près (cf. **Figure 2-31**).

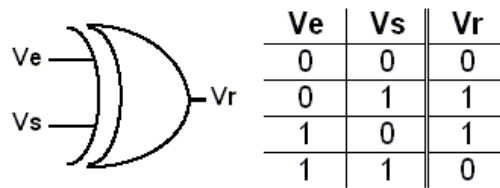


Figure 2-30 – *OU exclusif*

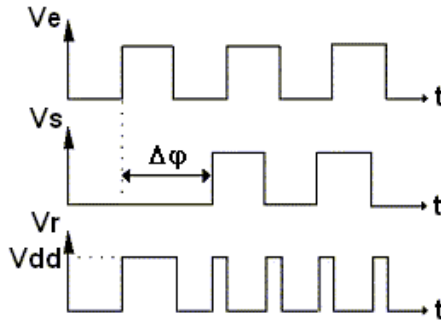


Figure 2-31 – Signaux à l'entrée et à la sortie du « *OU exclusif* » ($0 < \Delta\phi < \pi$)

La tension moyenne V_c en sortie du filtre de boucle est donnée par :

$$\begin{aligned}
 V_c &= V_{dd} \cdot \frac{\Delta\phi}{\pi} & , \text{si } 0 < \Delta\phi < \pi \\
 V_c &= V_{dd} \cdot \left(2 - \frac{\Delta\phi}{\pi}\right) & , \text{si } \pi < \Delta\phi < 2\pi
 \end{aligned}
 \tag{2-104}$$

Une représentation graphique de V_c est donnée sur la **Figure 2-32** ; nous pouvons en déduire le gain du comparateur :

$$K_d = V_{DD} / \pi \tag{2-105}$$

Si un des deux signaux possède un rapport cyclique différent de 50%, il en résulte un écrêtage de la caractéristique triangulaire.

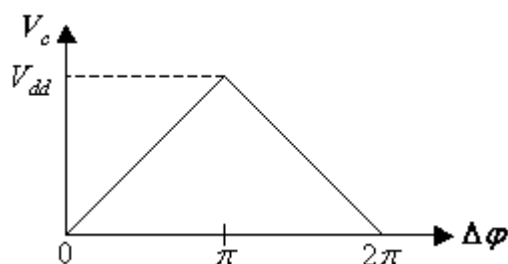


Figure 2-32 – Caractéristique du « OU exclusif »

IV.2.1.1.2. Phasemètre à bascule RS.

La bascule RS (constituée de portes *nand*) est présentée **Figure 2-33**. L'événement caractéristique des deux signaux d'entrée est le front descendant. Il est différencié par un circuit *RC* de faible constante de temps et l'impulsion obtenue appliquée aux entrées *R* et *S* d'un bistable RS. Le signal recueilli sur sa sortie *Q* a une valeur moyenne qui est directement proportionnelle au déphasage. C'est l'un des rares montages fournissant la phase absolue de 0 à 2π (cf. **Figure 2-34**).

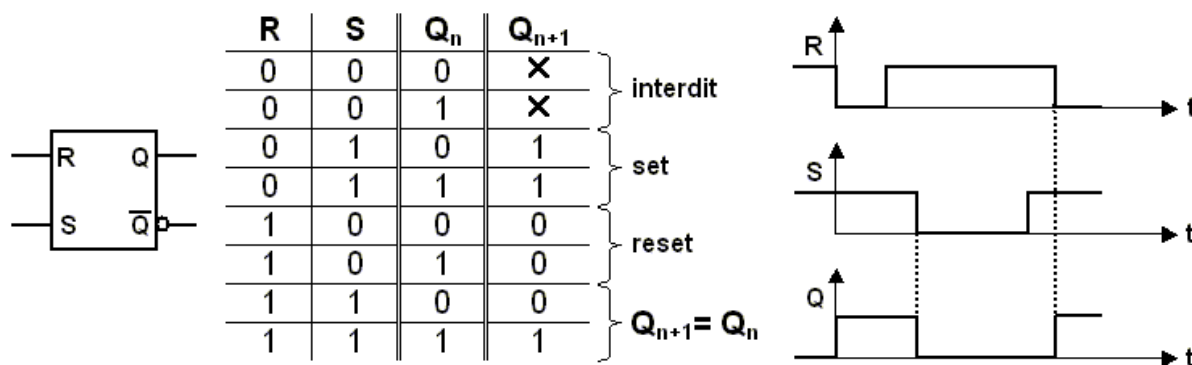


Figure 2-33 – Bascule RS

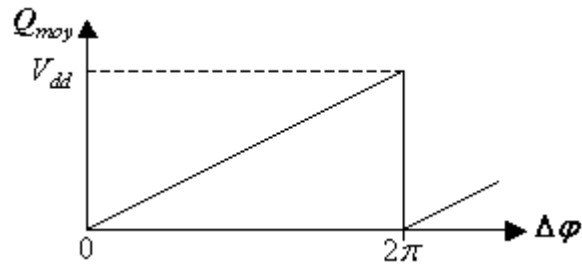


Figure 2-34 – Caractéristique du phasemètre à bascule RS

IV.2.1.2. Le comparateur phase/fréquence numérique.

Les comparateurs phase/fréquence (ou C.P.F.) sont synthétisés à l'aide de bascules JK ou D.

IV.2.1.2.1. C.P.F. à bascules JK.

La bascule JK est présentée **Figure 2-35** et le C.P.F. **Figure 2-36**. L'événement caractéristique des deux signaux d'entrée est le front descendant. Les deux bascules JK ont leur entrée *K* au niveau haut. A l'arrivée du front descendant sur *H*, la sortie *Q* recopie la valeur présente de *J*, soit '1'. Au repos, les deux sorties *QA* et *QB* sont au niveau bas. Lorsque le front arrive simultanément sur les deux entrées, les sorties *QA* et *QB* montent à '1', mais la porte *nand* délivre alors un niveau bas qui, après un temps de transit, dû aux trois portes mises en série, attaque les entrées *clear* (notées */clr*) des deux bascules, provoquant leur retour à l'état de repos. Nous observons donc sur les deux sorties deux impulsions brèves dont la durée est le retard des trois portes *nand* plus le temps de réaction des circuits vis-à-vis de leur entrée *clear*.

J	K	Q_n	Q_{n+1}	
0	0	0	0	} $Q_{n+1} = Q_n$
0	0	1	1	
0	1	0	0	} reset
0	1	1	0	
1	0	0	1	} set
1	0	1	1	
1	1	0	1	} $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$
1	1	1	0	

Figure 2-35 – Bascule JK

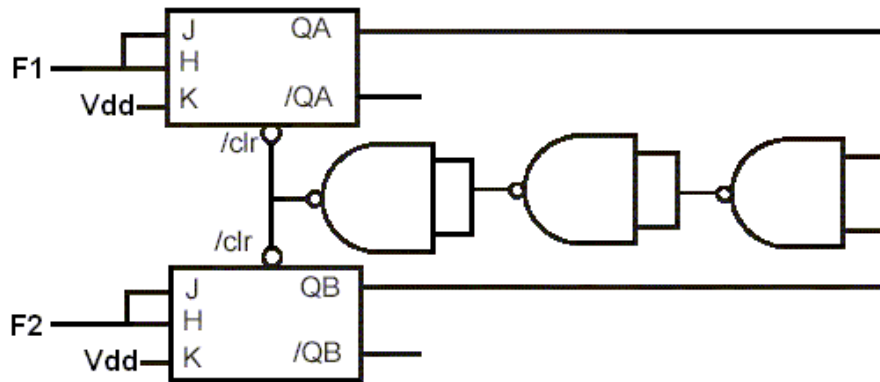


Figure 2-36 – C.P.F. à bascules JK

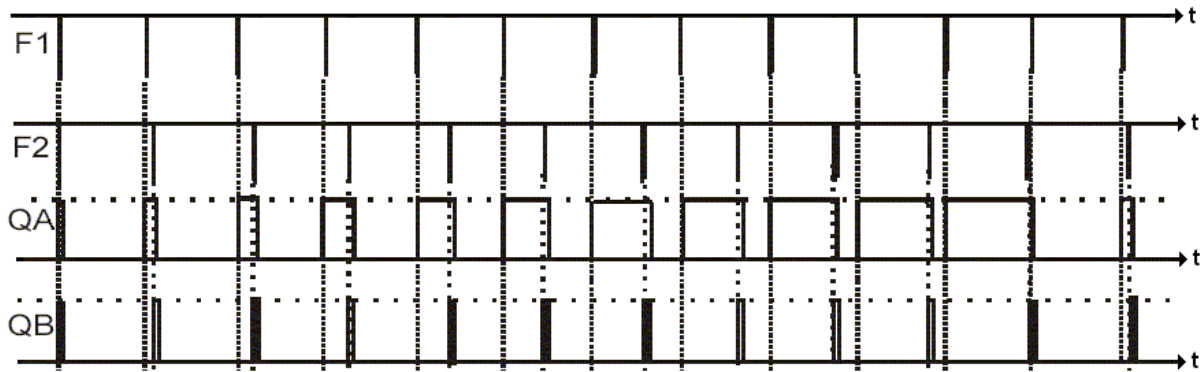


Figure 2-37 – Signaux d'entrée et de sortie du C.P.F. à bascules JK

IV.2.1.2.2. C.P.F. à bascules D. [2-19]

La bascule D est présentée **Figure 2-38** et le C.P.F. **Figure 2-39**. Deux bascules D réinitialisables sont utilisées, les entrées *D* sont au niveau haut et les entrées d'horloge aux signaux à comparer (de fréquences *F1* et *F2*).

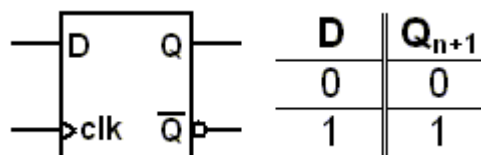


Figure 2-38 – Bascule D

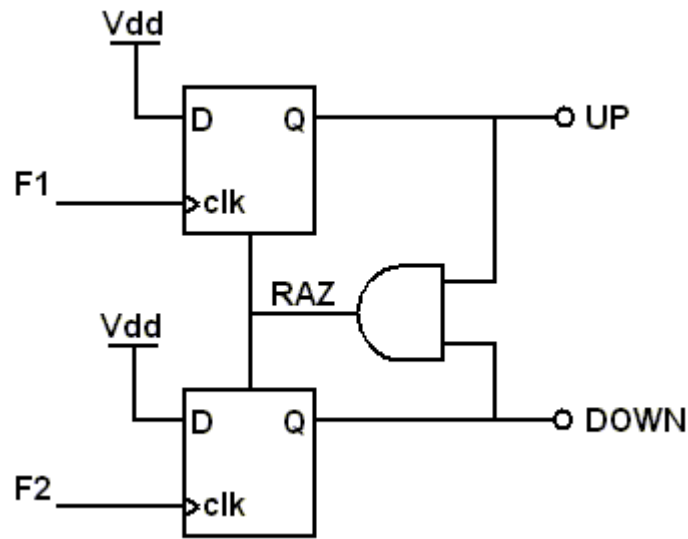


Figure 2-39 – C.P.F. à bascules D

Ainsi, pour une fréquence $F1$ supérieure à la fréquence $F2$, le C.P.F. génère des impulsions positives sur la sortie UP , la sortie $DOWN$ restant à zéro. Le phénomène inverse se produit dès lors que $F1$ est inférieure à $F2$. Par contre, lorsque les deux signaux à l'entrée du C.P.F. ont la même fréquence (i.e., $F1 = F2$) mais sont déphasés l'un par rapport à l'autre, des impulsions, dont la largeur est égale à la différence de phase, sont générées sur UP ou $DOWN$ (en fonction du signe du déphasage). Par conséquent, la valeur moyenne du signal $UP - DOWN$ est proportionnelle à la différence de phase ou de fréquence entre les deux signaux d'entrée. Notons que cette topologie est insensible au rapport cyclique du signal d'entrée puisque les bascules sont déclenchées sur fronts et non sur niveaux. Ainsi, le circuit passe d'un état à l'autre par détection d'un front montant des signaux comme le montre le diagramme d'état du C.P.F. donné **Figure 2-40**.

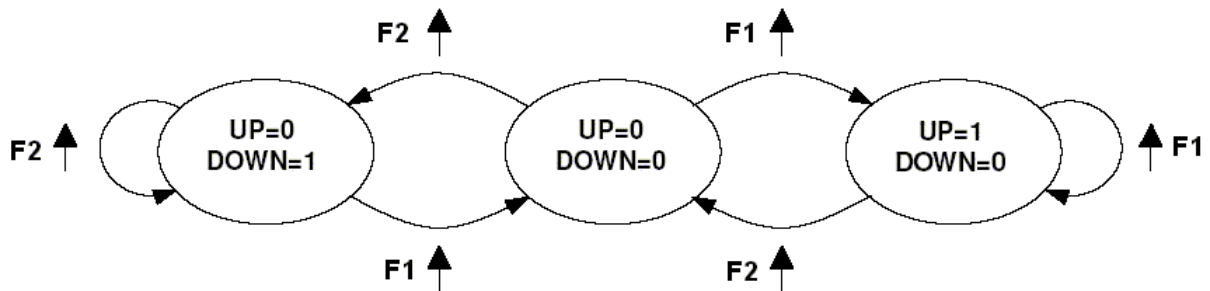


Figure 2-40 – Diagramme d'état du C.P.F. à bascules D

L'état logique ('1','1') est donc interdit par la remise à zéro des bascules qui est activée par la porte *ET*. Cependant, pour un fonctionnement à fréquence élevée, les signaux *UP* et *DOWN* sont simultanément à l'état logique '1' le temps que la porte *ET* commute. Cet état, apparaissant notamment lorsque l'erreur de phase/fréquence est nulle, peut contribuer à la génération de bandes latérales dans le spectre du signal de sortie du V.C.O. (constituant la boucle à verrouillage de phase numérique), pénalisant ainsi les performances du système.

Pour la suite de nos travaux, nous garderons la topologie du comparateur phase/fréquence à bascules D.

Les impulsions de sortie du C.P.F. sont en général converties en un signal continu, exploitable par le V.C.O., par le biais du circuit de pompe de charge (ou *charge pump*).

IV.2.1.3. Le circuit de pompe de charge et le filtre de boucle.

[2-1][2-19]

La topologie du circuit de pompe de charge dépend naturellement de celle du comparateur phase/fréquence utilisé et plus particulièrement du fonctionnement de ses données de sortie. Puisque nous avons choisi précédemment un comparateur phase/fréquence à bascules D, la topologie du circuit de charge de pompe est présentée **Figure 2-41**.

Le circuit de pompe de charge consiste en deux sources de courant I_{cc} commandées par les signaux de sortie *UP* et *DOWN* du C.P.F.. Le courant i_{comp} délivré est filtré par un filtre passe bas qui génère la tension $V_c(t)$ de commande du V.C.O..

Les états possibles de la sortie i_{comp} sont $\{- I_{cc}, 0, I_{cc}\}$; ils correspondent aux trois combinaisons autorisées des sorties *UP* et *DOWN*. La valeur du courant délivré par le circuit de charge de pompe peut donc d'écrire :

$$i_{comp}(t) = E(t)I_{cc} \quad (2-106)$$

Avec :

$$E(t) = \{-1, 0, 1\} \quad (2-107)$$

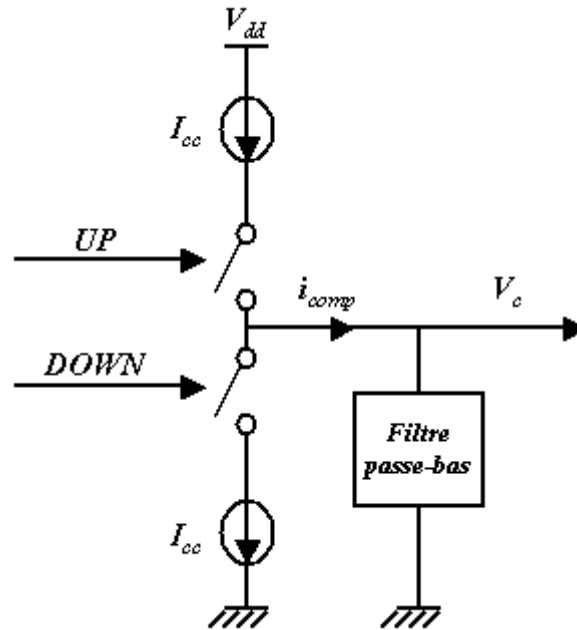


Figure 2-41 – Circuit de pompe de charge

Le circuit de pompe de charge obéit donc aux règles suivantes :

<i>UP</i>	<i>DOWN</i>	i_{comp}	
0	0	0	Conservation des charges (état <i>haute impédance</i>)
0	1	$-I_{cc}$	Retrait de charges du filtre
1	0	I_{cc}	Injection de charges dans le filtre
1	1	×	Etat interdit

Tableau 2-1 – Fonctionnement des entrées/sorties du circuit de charge de pompe

Il résulte de ce fonctionnement que la sortie i_{comp} du circuit pompe de charge est constituée de séries d'impulsions en courant dont la répétition et la largeur dépendront de l'écart en phase et/ou en fréquence entre le signal référence et le signal issu du V.C.O..

Le filtre de boucle est un filtre passe-bas dont le rôle est d'intégrer les impulsions de courant issues de la pompe de charge afin de fournir la tension continue nécessaire à la commande du V.C.O.. Il permet également de fixer les paramètres dynamiques de la boucle tels que la fréquence nominale, le coefficient d'amortissement et surtout la stabilité. Son architecture est donc choisie en fonction de ces paramètres mais aussi en fonction du bruit de bande souhaité.

Ainsi, si nous supposons que le filtre de boucle est constitué d'une simple capacité C , alors il y a injection de charges dans la capacité si $f_{ref} = f_{ent} / M$ (fréquence du signal d'entrée divisé et donc fréquence référence) est supérieure à $f_{div} = f_{0vco} / N$ (fréquence du signal issu du V.C.O. divisé par N) ou si le signal de référence est en avance de phase par rapport au signal du V.C.O. divisé dans le cas où f_{ref} est égale à f_{div} . Par conséquent, pour une impulsion de largeur T sur la sortie *UP* du C.P.F., la source de courant dépose une quantité de charge égale à $(I_{cc}.T)$ sur la capacité C . La tension de commande $V_c(t)$ du V.C.O. croît alors tant que l'erreur de phase et/ou de fréquence subsiste.

A l'inverse, si des impulsions apparaissent sur *DOWN*, alors la source de courant retire des charges de la capacité C faisant ainsi décroître la tension $V_c(t)$. Lorsque aucune impulsion n'apparaît sur *UP* et *DOWN*, la tension $V_c(t)$ reste constante (état *haute impédance*). Notons que les performances de la pompe de charge sont d'autant meilleures que la caractéristique liant la quantité de charge injectée dans le filtre à l'erreur de phase/fréquence est linéaire.

Malheureusement, ce dispositif souffre considérablement de problèmes de fuites de courant, de variations technologiques et du phénomène de *zone morte* pour laquelle la pompe de charge ne corrige plus (cela se traduit par une zone plate dans la caractéristique quantité de charge – erreur de phase/fréquence au voisinage de zéro).

Ainsi, la génération de bandes latérales (*spurious*), dans le spectre du signal de sortie de la P.L.L., liée à l'état logique ('1','1') est une des conséquences directes de ces imperfections.

Rq : De même que pour la P.L.L., si le filtre de boucle est d'ordre (n), nous parlerons de BVP-IC d'ordre ($n + 1$).

IV.2.1.4. Le V.C.O..

Le principe du V.C.O. utilisé dans une BVP-IC est identique à celui étudié pour la boucle à verrouillage de phase « analogique » (cf. §**chap2.IV.1.1.1.1**). Seule sa fréquence libre d'oscillation est différente car elle sera de l'ordre de N fois la fréquence référence (i.e., $f_{0vco} = N.f_{ref}$).

IV.2.1.5. Les diviseurs de fréquence par M et par N.

Le signal d'entrée est ramené à la fréquence de comparaison f_{ref} à l'aide d'un diviseur de fréquence par M ; idem pour le signal issu du V.C.O. à l'aide d'un diviseur de fréquence par N . C'est une *P.L.L. fractionnaire*. La relation entre les fréquences est donc :

$$f_{ref} = \frac{f_{ent}}{M} = \frac{f_{0vco}}{N} \quad (2-108)$$

IV.2.2. Modélisation de la BVP-IC.

Nous allons étudier à présent le modèle de la BVP-IC créé en reprenant un à un les éléments composant la boucle à verrouillage de phase numérique.

IV.2.2.1. Modèles du comparateur phase/fréquence numérique et du diviseur de fréquence par M.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons choisi de modéliser le comparateur phase/fréquence utilisant les bascules D (cf. §chap2.IV.2.1.2.2).

Le modèle est basé sur le diagramme d'état de ce dernier (cf. **Figure 2-40**). Cela signifie donc que les signaux de sortie sont fixés et modifiés en fonction de la détection des fronts montant des signaux d'entrée ; rappelons que les signaux d'entrée du C.P.F. sont, d'une part, le signal d'entrée de référence $u_{ref}(t)$, et d'autre part, $u_d(t)$, le signal issu du V.C.O. divisé par N . Un tel mode de fonctionnement implique donc de détecter les fronts montant des deux signaux d'entrée. Nous devons donc numériser ces signaux et détecter leurs fronts montant.

Par exemple, le signal d'entrée $u_{ent}(t)$ est modélisé par un signal analogique échantillonné. C'est pourquoi, nous devons procéder à sa « numérisation » en le transformant en un signal $u_{entNUM}(t)$ R.Z. (= *Retour à Zéro*). En effet, le modèle fixe la valeur de $u_{entNUM}(t)$ à +1 V, lorsque $u_{ent}(t)$ est positif, et à 0 V lorsque $u_{ent}(t)$ est négatif. Le cas « $u_{ent}(t) = 0$ V » est un cas critique car le bruit de quantification (dû à l'échantillonnage du signal) empêche d'avoir une valeur nulle exacte ; nous avons donc choisi, dans ce cas précis, d'affecter à $u_{entNUM}(t)$ la valeur qu'il possédait à l'instant précédent (cf. **Tableau 2-2**).

Une fois le signal d'entrée numérisé, les fronts montant F_{ent} sont détectés par les passages de $u_{entNUM}(t)$ d'une valeur nulle (0 V) à une valeur positive (+1 V). Nous pouvons alors en déduire les fronts montant F_{ref} du signal $u_{ref}(t)$ issu du diviseur par M ; pour cela, il suffit de générer un front montant F_{ref} à chaque fois que M fronts montant F_{ent} sont détectés.

$u_{ent}[n]$	$u_{entNUM}[n-1]$	$u_{entNUM}[n]$	F_{ent}
> 0	0	1	1
> 0	1	1	0
< 0	0	0	0
< 0	1	0	0
= 0	0	0	0
= 0	1	1	0

Tableau 2-2 – Détection des fronts montant du signal d'entrée

Rq : Le choix de fixer l'amplitude du signal R.Z. à +1 V est arbitraire mais il n'a aucune influence sur le comportement de la boucle puisque celle-ci ne nécessite pas d'information sur la puissance du signal de référence.

La **Figure 2-42** illustre la numérisation du signal d'entrée, la détection des fronts montant F_{ent} et F_{ref} (avec $M = 5$) dans le cas où la référence est une sinusoïde de fréquence $f_{ent} = 1$ MHz et la fréquence d'échantillonnage $f_e = 40 \times f_{ent}$. Cet exemple met en avant l'importance de la fréquence d'échantillonnage dans la précision du modèle ; en effet, les temps de montée et de descente du signal numérisé $u_{entNUM}(t)$ sont égaux au pas d'échantillonnage temporel T_e ($T_e = 1/(40 \text{ MHz}) = 25 \text{ nsec}$ pour notre exemple).

Les temps de montée et de descente de $u_{entNUM}(t)$ ne sont pas les seules limites du modèle liées à la fréquence d'échantillonnage. En effet, des erreurs peuvent apparaître lorsque le signal d'entrée $u_{ent}(t)$ passe par la valeur 0 V : Le signal étant échantillonné à une fréquence f_e , la valeur calculée peut être très proche de 0 V sans jamais s'en approcher ; de plus, celle-ci peut être tantôt positive, tantôt négative.

Il en résulte donc que les fronts montant F_{ent} et F_{div} peuvent être détectés avec une précision de $\pm T_e$, générant une erreur qui se répercute dans toute la boucle : Ce phénomène est directement lié au bruit de quantification.

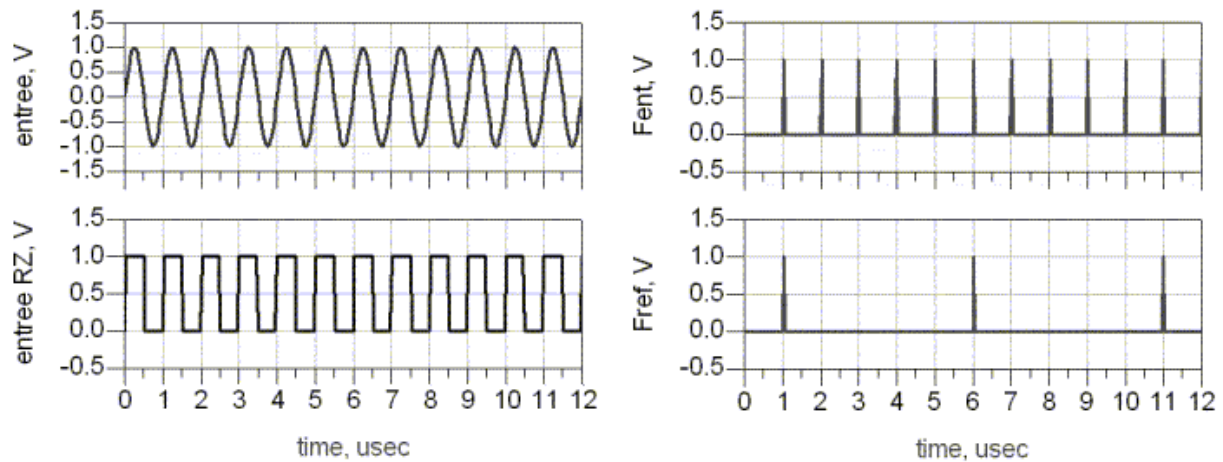


Figure 2-42 – Détection des fronts montant des signaux $u_{ent}(t)$ et $u_{ref}(t)$ ($M = 5$)

Une solution, qui pourrait permettre de s'affranchir du bruit de quantification lié au passage par zéro du signal de référence, serait de travailler avec la dérivée de ce signal. Cependant, nous nous sommes rendu compte que, même avec cette méthode, le bruit de quantification avait une influence sur la numérisation du signal.

L'opération de numérisation est répétée avec les signaux $u_s(t)$ issu du V.C.O. (il est transformé en un signal R.Z. appelé $u_{sNUM}(t)$ et ses fronts montant sont notés F_{vco}), et $u_d(t)$ issu du diviseur (il est transformé en un signal R.Z. appelé $u_{dNUM}(t)$ et ses fronts montant sont notés F_{div}).

Le bruit de quantification étant intrinsèque à l'échantillonnage d'un signal, il ne peut être annulé ; de plus il présente un caractère pseudo-aléatoire rendant sa modélisation complexe. La seule solution raisonnable reste de l'amoindrir en augmentant la fréquence d'échantillonnage pour les modèles y étant particulièrement sensibles. Si cette solution ne permet pas d'augmenter suffisamment la précision des échantillons, afin d'éliminer le problème du passage par zéro, elle permet d'en diminuer les conséquences. En effet, nous avons vu précédemment que l'erreur commise sur la détection des fronts montant était de $\pm T_e$; or, en augmentant la fréquence d'échantillonnage f_e , nous diminuons du même coup la valeur du pas d'échantillonnage temporel T_e et donc l'impact du bruit de quantification.

Les fronts montant des signaux d'entrée étant détectés, le modèle du comparateur phase/fréquence peut délivrer des signaux de commande *UP* et *DOWN* au circuit de pompe de charge en fonction de l'apparition des fronts.

L'algorithme régissant le fonctionnement du C.P.F. est assez complexe car il dépend à la fois de l'apparition des fronts montant des signaux d'entrée mais aussi de l'état précédent du comparateur (i.e., les états des sorties *UP* et *DOWN*).

Pour simplifier sa présentation, nous utiliserons un tableau fonctionnant sur le principe des tables de vérité ; mais, dans un premier temps, nous allons introduire la notion d'état du C.P.F. à l'aide d'une variable nommée *état* et définie par le **Tableau 2-3**.

<i>UP</i>	<i>DOWN</i>	<i>état</i>
0	0	1
0	1	0
1	0	2
1	1	3

Tableau 2-3 – Définition de la variable « état » en fonction des états des sorties du C.P.F.

La variable *état* étant définie, le **Tableau 2-4** présente donc le fonctionnement du C.P.F. en fonction de l'état des fronts montant de ses entrées (F_{ref} et F_{div}) et de l'état de ses sorties ($état[n - 1]$ et $état[n]$).

F_{ref}	F_{div}	$état[n - 1]$	$état[n]$
0	0	----	$état[n - 1]$
0	1	0	0
0	1	1	0
0	1	2	1
1	0	0	1
1	0	1	2
1	0	2	2
1	1	----	3

Tableau 2-4 – Algorithme de fonctionnement du C.P.F.

Rq : Le symbole « ---- » signifie que tous les états de la variable génèrent le même résultat.

Le fonctionnement des commandes *UP* et *DOWN* étant établi, nous allons étudier celui du circuit de pompe de charge et du filtre passe-bas.

IV.2.2.2. Modèles du circuit de pompe de charge et du filtre passe-bas.

Comme nous l'avons vu précédemment (cf. §chap2.IV.2.1.3), le circuit de pompe de charge consiste en deux sources de courant I_{cc} commandées par les signaux de sortie du C.P.F. *UP* et *DOWN*. Le courant i_{comp} délivré est filtré par un filtre passe bas qui génère la tension $V_c(t)$ de commande du V.C.O. (cf. **Figure 2-41**).

Le **Tableau 2-1** résume les relations entre les commandes d'entrées *UP* et *DOWN* du circuit de pompe de charge et son courant de sortie i_{comp} (cf. §chap2.IV.1.a.3).

Le fonctionnement global du C.P.F. et du circuit de pompe de charge peut être résumé et simplifié en comparant les phases instantanées des deux signaux d'entrée (ϕ_{ref} et ϕ_{div}) :

- Si le V.C.O. est en avance sur la référence ($\phi_{div} > \phi_{ref}$ et donc F_{div} apparaît avant F_{ref}), le courant délivré est $-I_{cc}$, la phase instantanée du V.C.O. décroît.
- Si le V.C.O. est en retard sur la référence ($\phi_{div} < \phi_{ref}$ et donc F_{div} apparaît après F_{ref}), le courant délivré est $+I_{cc}$, la phase instantanée du V.C.O. croît.
- Entre les instants d'apparition des deux fronts montant, le système ne reçoit aucune information ; cela signifie qu'il n'y a aucun changement, le courant délivré garde la même valeur ($-I_{cc}$, 0 ou $+I_{cc}$). La « paire » des deux fronts montant détectée, le courant délivré est nul jusqu'à l'apparition d'un autre front montant d'une autre « paire » (d'où l'aspect d'impulsion en courant).
- Lorsque la boucle est accrochée, les fronts montant apparaissent simultanément, le courant délivré est nul.

Cependant, pour cette dernière configuration (qui correspond donc à *état* = 3), les composants physiques présentent un autre fonctionnement. En effet, comme nous l'avons vu dans le paragraphe §chap2.IV.2.1.2, les signaux *UP* et *DOWN* sont simultanément à l'état logique '1' pendant une durée égale au temps de commutation de la porte logique avant d'être ramenés à l'état '0' à l'aide d'une porte *ET*. Certains composants délivrent donc une impulsion positive suivie d'une autre négative ; leurs durées sont très faibles et configurables. Notre modèle proposera donc de générer de telles impulsions dont la durée τ sera paramétrable (cf. **Figure 2-43**) ; si cette durée est inférieure au pas d'échantillonnage temporel T_e , les impulsions ne seront pas visibles et le courant délivré sera nul.

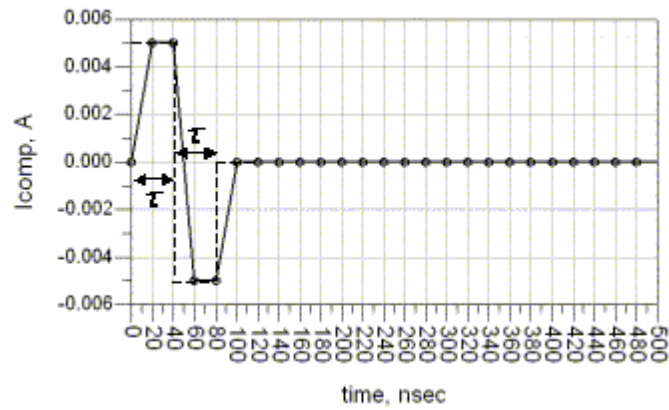


Figure 2-43 – Allure des impulsions générées quand la boucle est verrouillée ($\tau = 2 \times T_e$)

Nous venons de voir que la sortie du circuit de pompe de charge délivrait des trains d'impulsions en courant, plus ou moins longues, positives ou négatives. Il faut donc filtrer ce signal à l'aide d'un filtre passe-bas ; celui-ci aura pour rôle d'intégrer les impulsions de courant et de fournir une tension continue qui commandera le V.C.O. : Il s'agit donc de filtres courant-tension (i.e., l'entrée est un courant, la sortie est une tension) d'ordre un, deux et trois. Généralement les topologies des filtres de boucle constituant une BVP-IC sont celles présentées **Figure 2-2**. La tension de sortie du filtre RC du premier ordre est très irrégulière car elle comporte des sauts en tension dus au passage du courant dans la résistance. C'est pourquoi le filtre d'ordre un n'est que rarement utilisé ; le concepteur lui préférera les filtres d'ordre deux ou trois pour lisser ces sauts de tension.

IV.2.2.3. Modèle du V.C.O..

Le principe du V.C.O. utilisé pour la BVP-IC est le même que celui qui a été développé pour la boucle à verrouillage de phase « analogique » (cf. §chap2.IV.1.1.1.1). Le modèle du bruit de phase (cf. §chap3) sera incorporé au modèle du V.C.O..

IV.2.2.4. Modèle du diviseur de fréquence par N numérique.

Comme nous l'avons vu précédemment, le signal $u_s(t)$, issu du V.C.O., est codé par ses fronts montant, et donc le modèle du diviseur numérique par N est simplement constitué d'un compteur ; lorsque ce compteur vaut N , le diviseur génère un front montant à sa sortie (et le compteur est remis à zéro). Le signal de sortie sera donc codé par des fronts montant F_{div}

(puisqu'il est appliqué à une des entrées du C.P.F.) et il possédera N fois moins de fronts montant que le signal issu du V.C.O..

IV.2.2.5. Problématique du bruit de quantification.

Nous avons vu précédemment que le modèle de la BVP-IC était particulièrement sensible au bruit de quantification car il travaille sur les fronts montant des signaux d'entrée et du V.C.O.. En effet, le bruit de quantification peut modifier les instants d'apparition des fronts montant et créer un phénomène de jitter (τ_q).

Il faut donc augmenter la fréquence d'échantillonnage f_e , de façon significative, pour qu'il devienne négligeable. Ce procédé a un autre impact sur les simulations : En effet, si le bruit de quantification génère un jitter équivalent à un échantillon temporel (soit $\tau_q = T_e$), plus la fréquence d'échantillonnage sera grande, plus le jitter, lié au bruit de quantification, sera faible (car $\tau_q = T_e = 1/f_e$). De plus, la diminution de T_e permet d'augmenter la précision du jitter créé par les variations de phase du V.C.O., lors du verrouillage de la boucle, et par le bruit de phase.

Il est évident que l'inconvénient majeur de ceci est l'augmentation importante du nombre d'échantillons calculés et donc du temps de calcul. Pour limiter ce sur-échantillonnage au cas du modèle de la BVP-IC, nous utiliserons des fonctions (disponibles sous DSP Designer) de sur-échantillonnage à son entrée (fonction *Repeat*) et de sous échantillonnage à ses sorties (fonction *DownSample*). Ainsi, le modèle de la BVP-IC bénéficiera d'un pas d'échantillonnage temporel $T_{e_{BVP}}$ qui lui sera propre, les autres modèles du circuit conservant le pas d'échantillonnage temporel T_e qui leur est suffisant. Nous définirons par S le *facteur de sur-échantillonnage* :

$$T_{e_{BVP}} = T_e / S \quad (2-109)$$

Rq : Pour le sur-échantillonnage, nous avons préféré la fonction *Repeat* à la fonction *UpSample* car la première effectue une interpolation en répétant la valeur précédente alors que la seconde insère des valeurs nulles.

IV.2.3. Caractérisations du modèle de la BVP-IC.

Pour étudier le comportement du modèle de la BVP-IC, nous verrons tout d'abord le cas où le signal d'entrée de la boucle est une fréquence pure (CW) pour caractériser le verrouillage de la boucle en phase et en fréquence ; nous observerons alors l'impact des pulses de courant générés dans le domaine spectral. Ensuite, nous verrons le cas où l'entrée de la boucle est un signal modulé de type QPSK ; le signal généré par le V.C.O. sera utilisé comme oscillateur local dans un démodulateur IQ pour démoduler le signal QPSK. Enfin, nous verrons l'impact du bruit de phase, dû au V.C.O., dans la boucle en observant le jitter.

IV.2.3.1. Verrouillage de la BVP-IC.

Nous allons observer le comportement du modèle de la BVP-IC lors de son verrouillage en phase et en fréquence. Le signal CW d'entrée a pour fréquence $f_{ent} = 1$ MHz et la fréquence de comparaison est fixée à $f_{ref} = 200$ kHz ($M = 5$) ; le circuit de pompe de charge délivre un courant crête $I_{cc} = 5$ mA ; le filtre de boucle est d'ordre trois ($R_1 = 5.6$ k Ω , $C_1 = 8.2$ nF, $C_2 = 1$ nF, $R_3 = 3.3$ k Ω et $C_3 = 620$ pF) ; la fréquence libre du V.C.O. vaut $f_{0vco} = 0.95$ MHz au lieu de 1 MHz ($f_{min} = 0.7$ MHz ; $f_{max} = 1.3$ MHz ; $K_0 = 50$ kHz/V ; $\tau = 0$ sec ; $\varphi_0 = 30^\circ$; le bruit de phase est désactivé) ; le diviseur de fréquence aura un facteur $N = 5$.

Le verrouillage de la BVP-IC est observé sur une durée de 1 msec avec des pas d'échantillonnage temporel $T_e = 250$ nsec et $T_{eBVP} = 12.5$ nsec (soit $S = 20$).

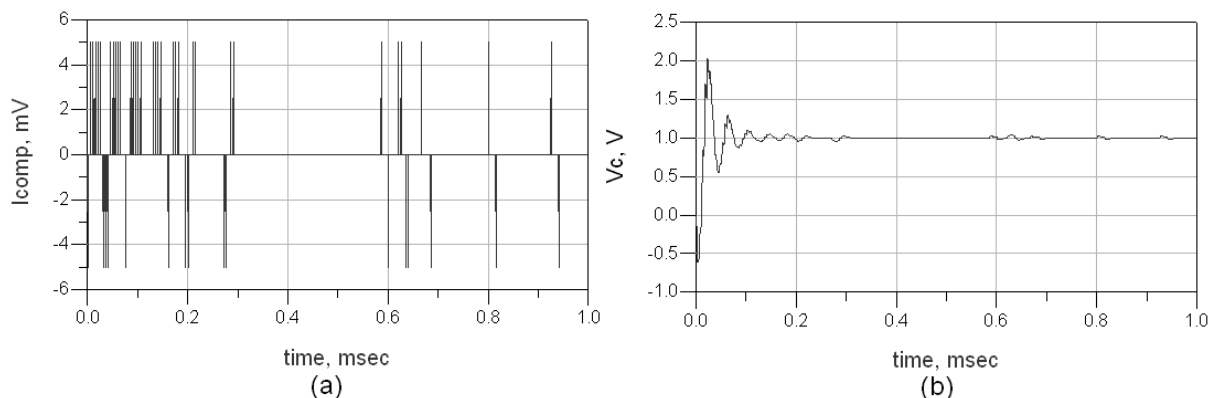


Figure 2-44 – Verrouillage en phase et en fréquence de la BVP-IC d'ordre quatre

La **Figure 2-44** représente les évolutions des grandeurs caractéristiques de la BVP-IC pendant le verrouillage de la boucle. La figure (a) représente le courant $i_{comp}(t)$; la figure (b) représente la tension de commande $V_c(t)$ du V.C.O..

Rq : Nous pouvons vérifier que, une fois la boucle verrouillée, la tension de commande du V.C.O. vaut bien $V_c = \frac{\Delta f}{K_0} = \left(\frac{50 \text{ kHz}}{50 \text{ kHz}} \right) = 1 \text{ V}$.

Nous allons maintenant observer l'impact des pulses générés par le circuit de pompe de charge sur le comportement de la BVP-IC lorsque celle-ci est verrouillée. Les paramètres de la simulation sont les mêmes que précédemment, exceptés pour le V.C.O. dont la fréquence centrale vaut $f_{vco} = 1 \text{ MHz}$ et la phase initiale $\varphi_0 = 0^\circ$; la largeur des pulses générés vaut $\tau = 4 \times T_{eBVP} = 50 \text{ nsec}$ (cf. **Figure 2-45**).

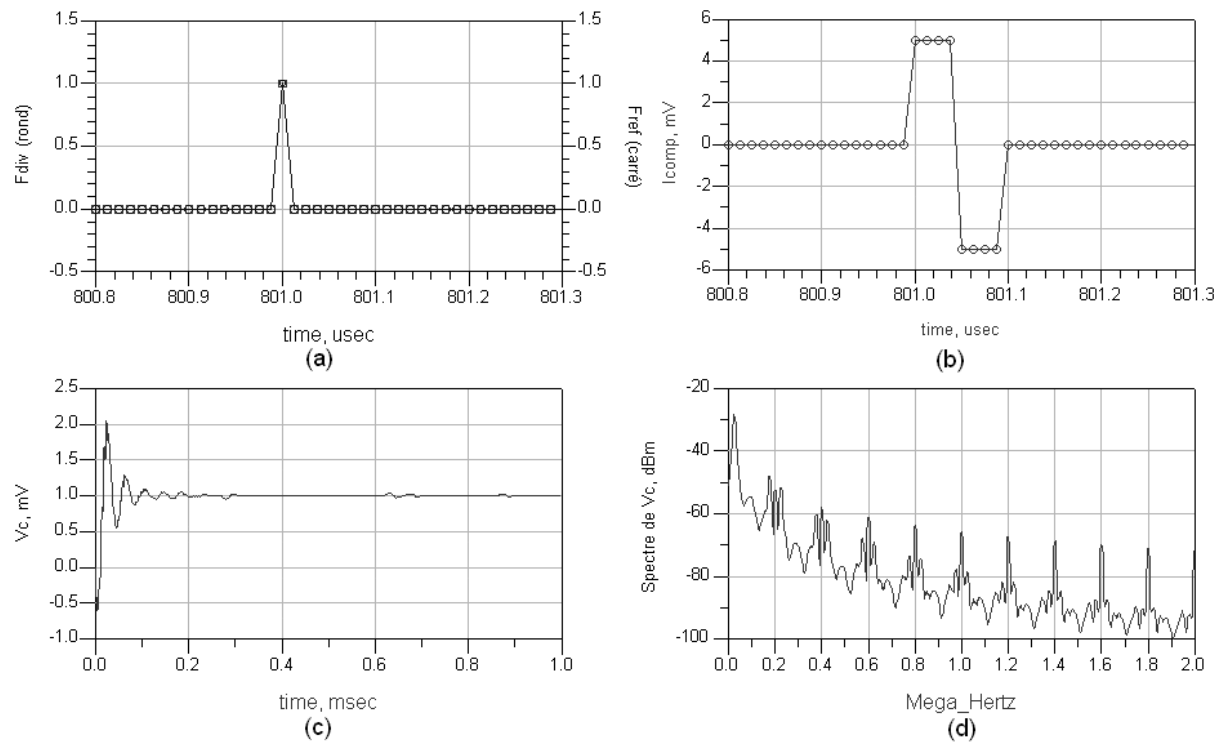


Figure 2-45 – Verrouillage en phase et en fréquence de la BVP-IC avec pulses générés

La figure (a) montre, qu'à l'instant $t = 801 \mu\text{sec}$, les fronts montant F_{ref} et F_{div} arrivent simultanément sur les entrées du C.P.F. ; la figure (b) montre que le circuit de pompe de charge génère alors un pulse positif et un pulse négatif de largeur $\tau = 50 \text{ nsec}$. Ces pulses sont donc générés à une période équivalente à la fréquence de comparaison (i.e., $T_{ref} = 1/f_{ref}$) ; la figure (c) montre que l'impact sur la tension de commande du V.C.O. est faible, mais nous noterons l'apparition d'un bruit d'amplitude sur celle-ci ; la figure (d) montre que du point de vue spectral, des *fréquences parasites* apparaissent à la fréquence de comparaison ($f_{ref} = 200 \text{ kHz}$) et à ses harmoniques.

Nous allons étudier la récupération de la fréquence porteuse à partir d'un signal de type QPSK et sa démodulation en utilisant le signal issu du V.C.O. comme oscillateur local pour un démodulateur *IQ* asynchrone (l'oscillateur local est une entrée du modèle).

IV.2.3.2. Démodulation d'un signal de type QPSK.

Le signal QPSK est constitué de deux trains de bits $I(t)$ et $Q(t)$ (de durée $5 \mu\text{sec}$) modulés par une fréquence porteuse $f_{ent} = 1 \text{ MHz}$; cette fréquence est divisée pour être ramenée à la fréquence de comparaison de la BVP-IC ($f_{ref} = 200 \text{ kHz}$, $M = 5$).

Les paramètres de la BVP-IC sont les mêmes que ceux utilisés pour observer son verrouillage en phase et en fréquence ($f_{0vco} = 0.95 \text{ MHz}$; $K_0 = 50 \text{ kHz/V}$; $\tau = 0 \text{ sec}$; $\varphi_0 = 30^\circ$, $N = 5$). Le verrouillage de la BVP-IC est observé sur une durée de 1 msec ; pour diminuer le bruit de quantification, auquel le démodulateur asynchrone est sensible, nous fixerons les pas d'échantillonnage temporels à $T_e = 250 \text{ nsec}$ et $T_{eBVP} = 5 \text{ nsec}$ (soit $S = 50$).

Les résultats obtenus sont présentés **Figure 2-46**. La figure (a) représente le courant $i_{comp}(t)$. La figure (c) nous permet de vérifier que, une fois la boucle verrouillée, la tension de commande du V.C.O. vaut bien $V_c = \frac{\Delta f}{K_0} = \left(\frac{50 \text{ kHz}}{50 \text{ kHz}} \right) = 1 \text{ V}$.

Les trains issus du démodulateur *IQ* asynchrone sont filtrés par des filtres passe-bas pour éliminer la composante H.F. ($\omega_{ent} + \omega_s(t)$) due au mélangeur. Les figures (b) et (d) illustrent les trains $I_s(t)$ et $Q_s(t)$ ainsi obtenus ; nous pouvons voir que la composante H.F. n'est pas complètement éliminée. Il suffit alors d'utiliser des détecteurs à seuil pour retrouver les trains de bits $I(t)$ et $Q(t)$ émis.

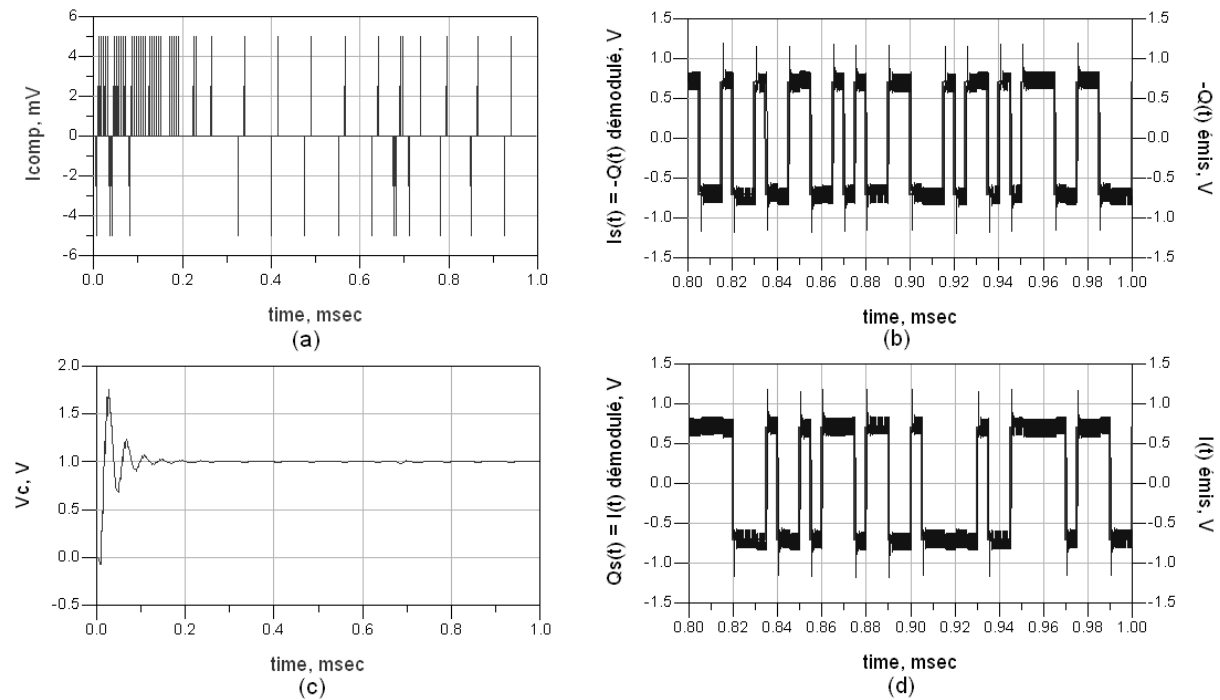


Figure 2-46 – Récupération de la porteuse et démodulation d'un signal QPSK

Nous noterons que les voies I et Q en sortie du démodulateur sont inversées par rapport à celles émises (pour notre exemple, nous avons $I_s(t) = -Q(t)$ et $Q_s(t) = I(t)$) ; ceci est dû à un déphasage de $\pm 90^\circ$ de l'oscillateur local, synthétisé par la BVP-IC, par rapport à la référence. Les transitoires, que nous pouvons observer sur les signaux $I_s(t)$ et $Q_s(t)$ à chaque changement de signe des bits, sont dus aux filtres passe-bas et non au démodulateur.

Nous allons étudier l'impact du bruit de phase dans le modèle de BVP-IC que nous avons créé.

IV.2.3.3. Impact du bruit de phase dans la BVP-IC.

Le bruit de phase, dû au V.C.O., a été introduit de la même manière que pour la P.L.L. « analogique » ; cependant, il existe une différence fondamentale entre les deux boucles : En effet, la BVP-IC utilise les fronts montant du signal généré par le V.C.O..

D'un point de vue temporel, ceci a pour conséquence que le bruit de phase n'intervient, dans la boucle, qu'aux instants d'apparition des fronts montant, soit à une période T_{ref} . De plus, le bruit de phase aura une influence sur les fronts sous la forme d'un jitter $\tau_{OL}[k.T_{ref}]$ qui peut décaler l'apparition des fronts montant du signal issu du V.C.O.. Ce jitter se répercute alors sur les fronts montant du signal en sortie du diviseur par N .

Le C.P.F. étant sensible au phénomène de jitter, les pulses en courant, générés par le circuit de charge de pompe auront donc des largeurs modifiées par le jitter du bruit de phase. Aussi, lorsque la boucle est verrouillée, un tel jitter peut générer un pulse en courant d'une durée égale au jitter ; nous observons alors, en sortie du filtre de boucle, des variations d'amplitude de la tension de commande. Le bruit de phase vient donc s'ajouter au bruit de quantification τ_q dont nous avons parlé précédemment, de sorte qu'en sortie du C.P.F., les deux bruits sont corrélés (i.e., ils ne peuvent être dissociés l'un l'autre).

D'un point de vue fréquentiel, l'impact du bruit de phase est équivalent à celui vu pour la P.L.L. analogique. Cependant, nous avons vu que le logiciel de simulation générait un bruit de quantification intrinsèque et qu'il fallait donc sur-échantillonner pour le réduire. Du coup, les temps de simulation, nécessaires pour observer le spectre du bruit de phase, deviennent trop grands. En outre, le bruit de quantification, lié au simulateur, est souvent trop important pour pouvoir le négliger par rapport au bruit de phase ; les deux phénomènes étant corrélés en sortie de la BVP-IC, l'étude du bruit de phase seul devient délicate. C'est pourquoi, nous ne montrerons pas de résultats issus des simulations pour illustrer l'impact du bruit de phase dans la BVP-IC.

IV.3. Conclusion.

Nous avons donc étudié et modélisé les boucles à verrouillage de phase (ou P.L.L.) analogique et numérique (aussi appelée BVP-IC) d'ordre deux, trois et quatre. Nous avons vu que ces boucles permettaient de récupérer la fréquence porteuse du signal reçu et donc de réaliser une démodulation cohérente de celui-ci à l'aide d'un démodulateur *IQ* asynchrone.

La principale différence entre ces deux boucles est le comparateur de phase. En effet, pour la P.L.L. classique, il s'agit d'un simple multiplieur ; la boucle permet donc uniquement un verrouillage en phase ou en fréquence. La BVP-IC est le système le plus répandu car il est constitué d'un comparateur phase/fréquence numérique. Il détecte un écart de phase et/ou de fréquence entre les signaux à partir de leurs fronts montant. La BVP-IC permet donc un verrouillage en phase et en fréquence, même s'il est important de noter qu'elle est particulièrement sensible au bruit de quantification des convertisseurs analogique/numérique (et tout particulièrement de la fréquence d'échantillonnage du simulateur).

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié et modélisé les principaux éléments constitutifs d'une chaîne radio haut débit.

Tout d'abord, nous avons présenté l'implémentation logicielle des filtres analogiques car ils sont présents à différents niveaux de la chaîne émission/réception. Nous avons vu qu'en raison de l'aspect temporel du logiciel DSP Designer et de l'échantillonnage des signaux, il était nécessaire de modéliser les filtres analogiques en synthétisant leurs filtres numériques équivalents.

Puis, nous avons étudié différentes fonctions présentes dans une chaîne radio : Génération et démodulation d'un signal 8PSK, les modulateur *IQ* / démodulateur *IQ* et les mélangeurs.

Au cours de l'étude du canal de propagation, nous avons pu voir qu'il s'agissait d'un domaine extrêmement complexe car il n'existe pas, au jour d'aujourd'hui, de modèle empirique mais un ensemble de modèles adaptés à des canaux de propagation bien définis. Cependant, à partir de cette énumération des perturbations, nous avons créé deux modèles de canal de propagation en retenant les phénomènes principaux, basés sur le profil *Puissance/Retard* ou sur les paramètres géométriques du canal de propagation (positions des antennes, l'une par rapport à l'autre, et selon deux dimensions).

Enfin, nous avons modélisé les boucles à verrouillage de phase (ou P.L.L.) analogique et numérique (aussi appelée BVP-IC). Nous avons vu que ces boucles permettaient de récupérer la fréquence porteuse du signal reçu et donc de réaliser une démodulation cohérente de celui-ci à l'aide d'un démodulateur *IQ* asynchrone. La première utilise un comparateur de phase simple (multiplieur) et ne permet qu'un verrouillage en phase ou en fréquence ; la seconde est constituée d'un comparateur phase/fréquence numérique (travaillant sur les fronts montant des signaux) et peut se verrouiller en phase et en fréquence.

Au cours de cette étude, nous avons vu que le bruit de phase intervenait à la fois à l'émission et à la réception et que les liaisons haut débit y étaient particulièrement sensibles. S'agissant d'un point dur, tant au niveau système qu'en terme de modélisation, nous allons consacrer le prochain chapitre à son étude et à sa modélisation.

BIBLIOGRAPHIES Chapitre 2

[2-1] Etude de la boucle à verrouillage de phase par impulsions de charge – Prise en compte des aspects hybrides

Pascal ACCO

Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences appliquées de Toulouse, 2003, n° d'ordre 717

[2-2] Conception et Réalisation d'un Système de Transmission Numérique CDMA autour de 60GHz

S. LEVEQUE

Thèse de doctorat de l'Université de Marne-la-Vallée, décembre 1999

[2-3] Données de propagation et méthodes de prévision nécessaires pour la conception de systèmes de télécommunication Terre-espace.

Assemblées des radiocommunications de l'UIT.

Recommandation UIT-R P.618-7, (1986-1990-1992-1994-1995-1997-1999-2001)

[2-4] Données de propagation pour la conception de systèmes de télécommunication mobiles maritime Terre-espace.

Assemblées des radiocommunications de l'UIT.

Recommandation UIT-R P.680-3, (1990-1992-1997-1999)

[2-5] Données de propagation nécessaires pour la conception de systèmes de télécommunication mobiles terrestres Terre-espace.

Assemblées des radiocommunications de l'UIT.

Recommandation UIT-R P.681-5, (1990-1994-1995-1997-1999-2001)

[2-6] Données de propagation nécessaires pour la conception de systèmes de télécommunication aéronautiques mobiles Terre-espace.

Assemblées des radiocommunications de l'UIT.

Recommandation UIT-R P.618-7, (1990-1992)

[2-7] Détermination de la Permittivité Complexe de Matériaux de Construction dans le Domaine Microonde : Comparaison des Méthodes de Fresnel et de l'Ellipsométrie par Réflexion

F. SAGNARD, C. VIGNAT, V. MONCOURTOIS, E. ROLLAND

Publication du Laboratoire Systèmes de Communication de l'Université de Marne-la-Vallée

[2-8] Digital Communications

J. PROAKIS

Ed. McGraw-Hill, chap. 14 « Digital Communication Through Multipath Channels », 2000

[2-9] Aeronautical Channel Characterization

P. A. BELLO

I.E.E.E. Transactions on Communications, vol. COM-21, n°5, mai 1973

[2-10] The Effects of Time Delay Spread on Portable Radio Communications Channels with Digital Modulation

J. C-I CHUANG

I.E.E.E. Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-5, n°5, juin 1987

[2-11] A Simplified Stochastic Model for the Aeronautical Mobile Radio Channel

S. M. ELNOUBI

I.E.E.E. Vehicular Technology Conference, ref. 0-7803-0673-2/92, 1992

[2-12] Prediction of Fast Fading Mobile Radio Channels in Wideband Communication Systems

L. DONG, G. XU, H. LING

I.E.E.E., ref. 0-7803-7206-9/01, 2001

[2-13] Aeronautical Channel Modeling

E. HAAS

I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology, vol. 51, n°2, mars 2002

[2-14] Multipath Modeling for Aeronautical Communications

J. H. PAINTER, S.C. GUPTA, L.R. WILSON

I.E.E.E. Transactions on Communications, mai 1973

[2-15] Simulation temporelle du canal SHF Air→Sol

D. SORAIS (Expert Thales Communications)

Note interne à Thales Communications

[2-16] Note sur la simulation d'un évanouissement de Rice de spectre quelconque

D. SORAIS (Expert Thales Communications)

Note interne à Thales Communications

[2-17] Frequency Dependence of Amplitude Scintillation

M. M. J. L. VAN DE KAMP, C. RIVA, J. K. TERVONEN, and E.T. SALONEN

I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, n°1, janvier 1999

[2-18] Boucle à verrouillage de phase / P.L.L.

A. VACHOUX

« Modélisation de Systèmes Analogiques et Mixtes », Chap. 5, 2003

[2-19] Etude comportementale et conception d'oscillateurs intégrés polyphases accordables en fréquence en technologie Si et SiGe pour les radiocommunications

David CORDEAU

Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 2004, n° d'ordre 05-98

Chapitre 3

Le bruit de phase

INTRODUCTION

Les oscillateurs que nous utilisons en pratique sont sujets au *bruit de phase*, une perturbation aléatoire de la phase de l'onde sinusoïdale pure. En général, les modulateurs et démodulateurs réels fonctionnent soit en bande de base, soit à une fréquence intermédiaire (F.I.) convenable. Etant donné que nous devons émettre notre signal à une fréquence porteuse radioélectrique (R.F.) prédéterminée, nous devons dans la pratique déplacer le signal modulé autour de cette fréquence porteuse R.F. dans l'émetteur, puis le faire redescendre de la fréquence R.F. à la fréquence F.I. ou à la bande de base dans le récepteur. Cette opération nécessite un oscillateur, qui va transmettre son bruit de phase au signal acheminé. Ces oscillateurs, connus sous le nom d'*oscillateurs locaux* (O.L.), se présentent en général sous la forme d'oscillateurs libres, dont la fréquence est ultérieurement stabilisée à la précision voulue grâce à une boucle à verrouillage de phase. Le spectre du bruit de phase, produit par cet O.L., est fonction des propriétés de l'oscillateur libre et de celles des composantes de la boucle.

Le bruit de phase de tous les O.L. de la chaîne émission/réception va venir se superposer au signal démodulé dans le récepteur. L'impact du bruit de phase sur la transmission dépend aussi de la forme d'onde et du débit utilisés (les transmissions haut débit utilisant des modulations de phase y sont donc particulièrement sensibles) ; de plus, de par sa nature, il est généralement croissant avec la durée de la transmission. Il est impossible de spécifier la conception de systèmes tant que nous ne comprenons pas les effets du bruit de phase sur la démodulation en fonction du type de signal utilisé. Toute erreur dans la spécification sera susceptible de provoquer une grave dégradation de la réception ou conduira à des systèmes inutilement onéreux. Il est donc important de disposer d'un modèle de bruit de phase temporel pour pouvoir le prendre en considération lors de simulations systèmes.

Dans ce chapitre, nous allons étudier le modèle de bruit de phase développé à l'aide du compilateur HP-Ptolemy. Dans un premier temps, nous présenterons le bruit de phase, ses représentations et son impact sur une chaîne de transmission ; puis, nous analyserons les outils qui permettent de modéliser cette perturbation, nous les évaluerons et nous verrons quelles sont leurs limites. Le modèle de bruit de phase développé devra respecter un compromis *Précision/Temps de calculs* pour faciliter sa mise en œuvre lors des simulations.

I. PRESENTATION DU BRUIT DE PHASE.

I.1. Définition et origines du bruit de phase.

Une des caractéristiques essentielles des oscillateurs et des boucles à verrouillage de phase (P.L.L.) est leur pureté spectrale qui permet de qualifier les dispositifs vis-à-vis du bruit. Dans le cas idéal où ils seraient dépourvus de sources de bruit, leur spectre serait constitué d'une seule raie $\delta(f)$ de largeur nulle, à la fréquence d'oscillation.

Mais la présence de sources de bruit dans les composants actifs provoque un élargissement de cette raie dû aux phénomènes de modulation du signal d'oscillation par les sources de bruit essentiellement basse fréquence [3-1]. Cet étalement est différent pour l'oscillateur (cf. **Figure 3-1**) et la P.L.L. (cf. **Figure 3-2**) [3-6]. Pour le cas de l'oscillateur, nous pouvons observer une *Lorentzienne* autour de la fréquence désirée mais aussi autour de chacun de ses harmoniques :

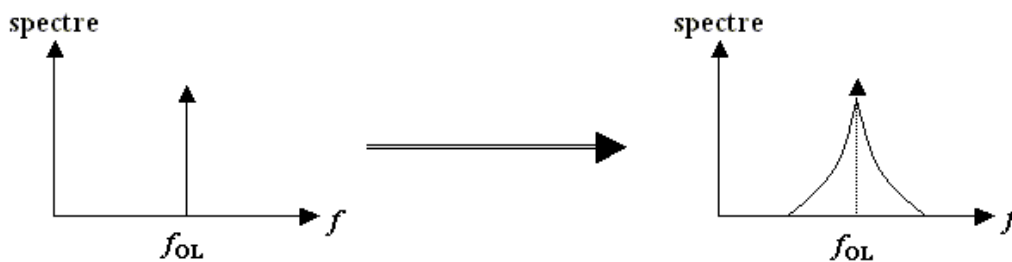


Figure 3-1 – Elargissement du spectre d'un l'oscillateur dû au bruit

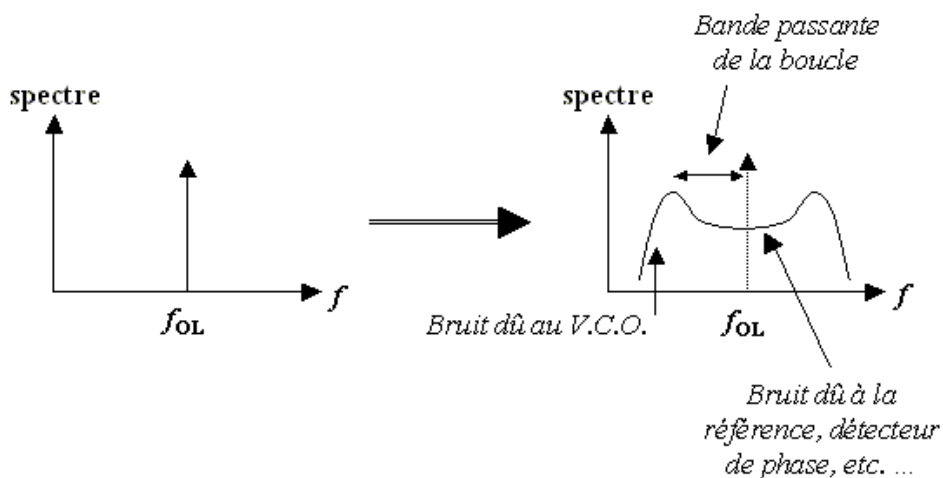


Figure 3-2 – Elargissement du spectre d'une P.L.L. dû au bruit

Pour le cas de la P.L.L. utilisée pour des fréquences millimétriques, le bruit de phase est surtout dû au facteur de surtension Q de son résonateur ; c'est pourquoi celui-ci doit être élevé [3-4]. Le bruit de phase, généré par les sources de bruit autour de la fréquence fondamentale, est dû à deux phénomènes, du même ordre de grandeur, simultanés et corrélés : Le bruit de phase additif et le bruit de phase converti dus à la conversion d'une bande latérale vers l'autre. Il résulte des simulations numériques que le bruit converti est plus important que le bruit additif (d'environ 6 dB) [3-2]. Il est intéressant de noter que nous pouvons aussi observer des fréquences résiduelles de part et d'autre de la porteuse (cf. **Figure 3-3**) ; cela est dû à la suppression incomplète de composantes indésirables en sortie du dispositif. Ces raies parasites sont aussi appelées *spurious* [3-4][3-5]. En général, le bruit d'amplitude est très souvent négligé car très faible devant le bruit de phase (-20 dBc), surtout pour les fréquences inférieures à 1 MHz [3-3][3-4] ; c'est pourquoi nous étudierons le bruit de phase seul.

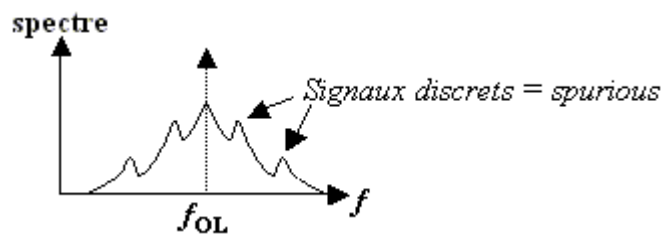


Figure 3-3 – Spectre d'un oscillateur bruité avec *spurious*

I.2. Modélisation fréquentielle du bruit de phase.

Pour quantifier ce phénomène [3-1][3-3], il faut calculer la puissance de bruit à une distance donnée f_m de la porteuse, normalisée par la puissance à la fréquence fondamentale, dans une largeur de bande fixée B (en général $B = 1$ Hz) : C'est la définition même du spectre de bruit de phase.

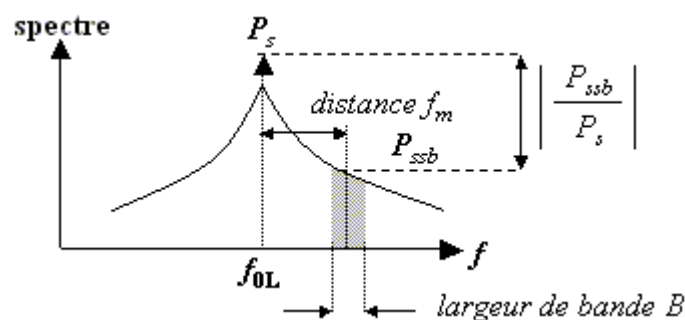


Figure 3-4 – Spectre d'un oscillateur bruité

Où P_s est la puissance de la porteuse au fondamental et P_{ssb} est le niveau de puissance dans la bande latérale de largeur égale à B .

Le *bruit de phase simple bande*, noté $\mathcal{L}(f_m)$, est défini comme étant le rapport de la puissance de bruit contenue dans une bande latérale de 1 Hz, située à une distance f_m de la porteuse et appelée *fréquence d'offset*, et la puissance de celle-ci :

$$\mathcal{L}(f_m) = \left(\frac{P_{ssb}}{P_s} \right)_{1\text{Hz}} \quad (3-1)$$

Ce bruit s'exprime dans 1 Hz de bande ; il aura donc pour unité le dBc/Hz en notation logarithmique. Pour illustrer cela, nous présenterons l'allure classique du spectre de bruit de phase simple bande d'un oscillateur sur la **Figure 3-5** :

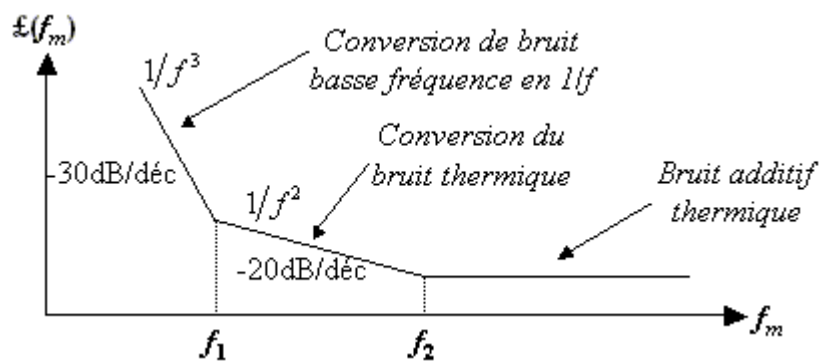


Figure 3-5 – Densité spectrale de puissance du bruit de phase

Soit : $-f_c$ la fréquence de coupure du bruit en $1/f$

- $f_0/(2.Q) = B/2$ où f_0 = fréquence d'oscillation, Q = facteur de qualité en charge de la cavité et B = bande passante du résonateur

Si $f_0/(2.Q) > f_c \Rightarrow f_1 = f_c$ et $f_2 = f_0/(2.Q)$

Si $f_0/(2.Q) < f_c \Rightarrow f_1 = f_0/(2.Q)$ et $f_2 = f_c$

La densité spectrale de bruit de phase s'écrit [3-7] :

$$S_{\Delta\phi}(f_m) = 2.\mathcal{L}(f_m) \quad (3-2)$$

Nous pouvons en déduire la densité spectrale de bruit de fréquence :

$$S_{\Delta F}(f_m) = f_m^{-2} \cdot S_{\Delta\phi}(f_m) = 2 \cdot f_m^{-2} \cdot \mathfrak{L}(f_m) \quad (3-3)$$

$$S_{\Delta F}(f_m)_{dB} = S_{\Delta\phi}(f_m)_{dB} + 20 \cdot \log(f_m) \quad (3-4)$$

Ce qui montre que le spectre de bruit de fréquence a une pente de 20 dB/décade supérieure à celle du spectre de bruit de phase.

Un modèle général quasi-statique a été établi par Kurokawa et Kaertner puis repris par Démir [3-14][3-15] ; il est basé sur la résolution d'une équation différentielle stochastique pour le terme de phase $\phi(t)$: Une seule constante c suffit pour décrire le bruit de phase et la densité spectrale de puissance.

$$\mathfrak{L}(f_m) = 10 \cdot \log \left(\frac{f_0^2 \cdot c}{\pi^2 \cdot f_0^4 \cdot c^2 + f_m^2} \right) \quad (3-5)$$

Rq : Pour décrire le spectre de bruit de phase, sont aussi utilisées la *formule de Leeson* (et son extension par Sherer) [3-5][3-8][3-10] et la *variance d'Allan* [3-5][3-9].

I.3. Modélisation temporelle du bruit de phase.

Un signal bruité $v(t)$ (ayant une phase aléatoire $\phi_0 \in [-\pi; \pi]$ et des fluctuations de phase $\Delta\phi(t)$) s'écrit de façon générale :

$$v(t) = \Re e \left[V_0 \cdot \left(1 + \frac{\Delta V(t)}{V_0} \right) \cdot e^{j(\omega_0 t + \phi_0 + \Delta\phi(t))} \right] \quad (3-6)$$

Le spectre de bruit d'amplitude est moins gênant que le spectre de bruit de phase pour les modulations d'angle (FM et PM), d'autant plus qu'il lui est inférieur de 20 dB comme nous l'avons précisé précédemment ; il peut aussi être contrecarré par l'utilisation de mélangeurs équilibrés [3-11]. C'est pourquoi nous le négligerons et nous nous préoccupons uniquement du bruit de phase dans ce paragraphe.

L'équation (3-6) est donc simplifiée et devient donc [3-3][3-5][3-10][3-12] :

$$v(t) = V_0 \cdot \cos \left\{ \omega_0 \cdot t + \frac{\Delta f_{peak}}{f_m} \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \right\} \quad (3-7)$$

Avec :

$$\Delta \phi_{peak} = \frac{\Delta f_{peak}}{f_m} \quad (3-8)$$

Où $\Delta \phi_{peak}$ et Δf_{peak} sont les fluctuations en phase et en fréquence crêtes causées par la modulation de phase.

Pour un indice de modulation suffisamment faible (i.e., $\Delta f_{peak} / f_m \ll 1$), nous pouvons effectuer les approximations suivantes :

$$\left(\frac{V_{ssb}}{V_s} \right) \approx J_1 \left(\frac{\Delta f_{peak}}{f_m} \right) \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta f_{peak}}{f_m} \approx \frac{1}{2} \cdot \Delta \phi_{peak} \quad (3-9)$$

Où $J_1(x)$ est la fonction de Bessel d'ordre un, V_s la tension à la fréquence d'oscillation et V_{ssb} la tension maximale dans une bande latérale.

En élevant l'expression (3-9) au carré, nous obtenons en notation logarithmique :

$$\left(\frac{V_{ssb}}{V_s} \right)^2 = -6 \text{ dB} + 20 \cdot \log(\Delta \phi_{peak}) \quad (3-10)$$

Nous prendrons la valeur efficace de la grandeur $\Delta \phi_{peak}$:

$$\Delta \phi_{peak} = \sqrt{2} \cdot \Delta \phi_{eff} \quad (3-11)$$

Nous arrivons finalement à :

$$\mathfrak{L}(f_m) = \left(\frac{V_{ssb}}{V_s} \right)_{1Hz}^2 = \frac{1}{2} \cdot \Delta\phi_{eff}^2 \quad (3-12)$$

La densité spectrale de bruit de phase s'écrit donc :

$$S_{\Delta\phi}(f_m) = 2 \cdot \mathfrak{L}(f_m) = \Delta\phi_{eff}^2 \quad (3-13)$$

La densité spectrale de bruit de fréquence devient alors :

$$S_{\Delta F}(f_m) = f_m^2 \cdot S_{\Delta\phi}(f_m) = 2 \cdot f_m^2 \cdot \mathfrak{L}(f_m) = \Delta f_{eff}^2 \quad (3-14)$$

Les différentes relations entre densités spectrales de bruit et les différentes grandeurs de fluctuations sont résumées dans le tableau suivant :

Densités spectrales	Fluctuations de phase	Fluctuations de fréquence	Bruit simple bande $\mathfrak{L}(f_m)$
$S_{\Delta\phi}(f_m)$	$ \Delta\phi(f_m) ^2$	$\frac{ \Delta f(f_m) ^2}{f_m^2}$	$2 \cdot \mathfrak{L}(f_m)$
$S_{\Delta F}(f_m)$	$f_m^2 \cdot \Delta\phi(f_m) ^2$	$ \Delta f(f_m) ^2$	$2 \cdot f_m^2 \cdot \mathfrak{L}(f_m)$

Tableau 3-1 – Relations entre les différentes densités spectrales

Sur la **Figure 3-6** est représentée l'allure générale des spectres de bruit de phase représentant la densité spectrale de phase $S_{\Delta\phi}(f_m)$, le bruit de phase simple bande $\mathfrak{L}(f_m)$, qui est inférieur de 3 dB, et la densité spectrale de fréquence $S_{\Delta F}(f_m)$, qui est multipliée par f_m^2 .

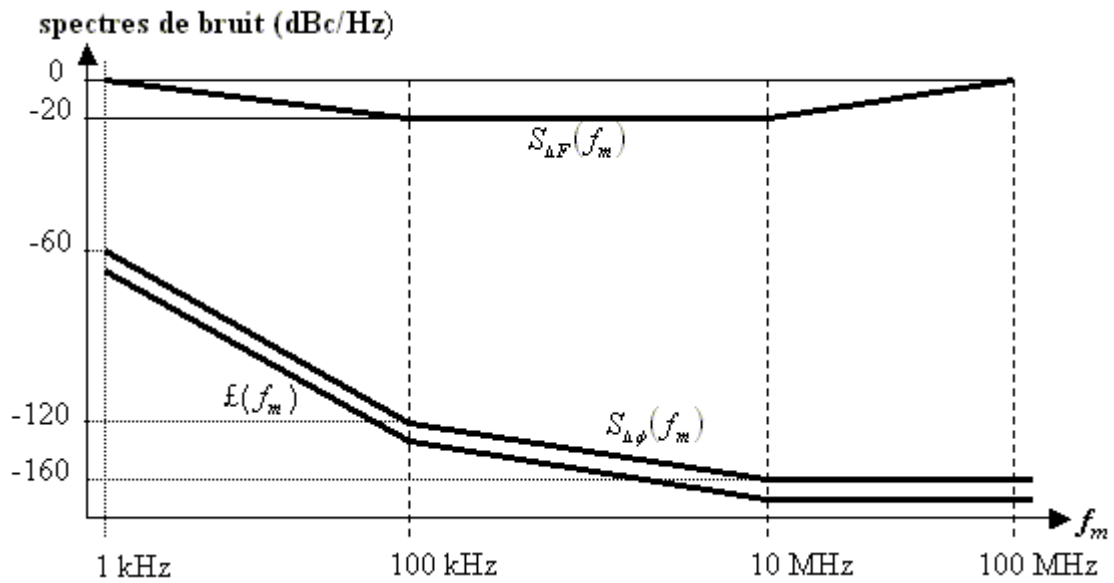


Figure 3-6 – Spectres des différentes grandeurs caractérisant le bruit de phase

La **Figure 3-7** nous montre l'évolution de l'amplitude de ces fluctuations en fonction du temps [3-5] :

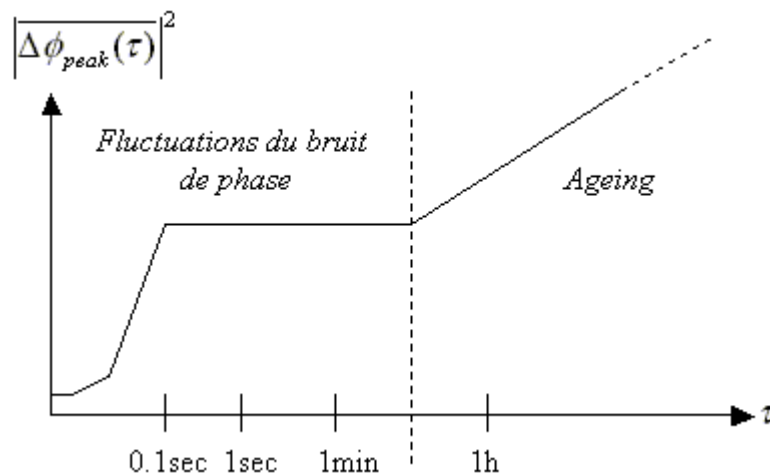


Figure 3-7 – Evolution de l'amplitude des fluctuations au cours du temps

En effet, la déviation de la phase augmente au bout d'un certain laps de temps : C'est un processus non stationnaire.

I.4. Influences du bruit de phase sur une chaîne radio.

Le bruit de phase peut avoir de grandes répercussions sur le système utilisé, particulièrement s'il s'agit d'une chaîne radio.

Tout d'abord, l'étalement spectral dû au bruit de phase peut, s'il est trop important, contaminer les canaux adjacents (cf. **Figure 3-8**) [3-10].

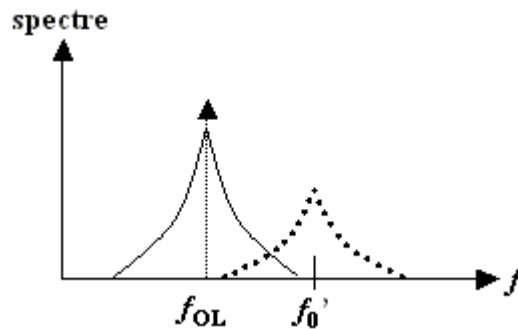


Figure 3-8 – Contamination des canaux adjacents due au bruit de phase

Cela a pour première conséquence d'affecter l'A.C.P.R. (*Adjacent Channel Power Ratio*) de l'amplificateur de puissance utilisé. Ce critère de linéarité traduit les phénomènes de distorsion (par intermodulation fréquentielle) d'un système en mode multi-porteuse ; il est défini comme étant le rapport entre la puissance moyenne dans le canal utilisé et la puissance moyenne dans un des deux canaux adjacents (cf. **Figure 3-9**).

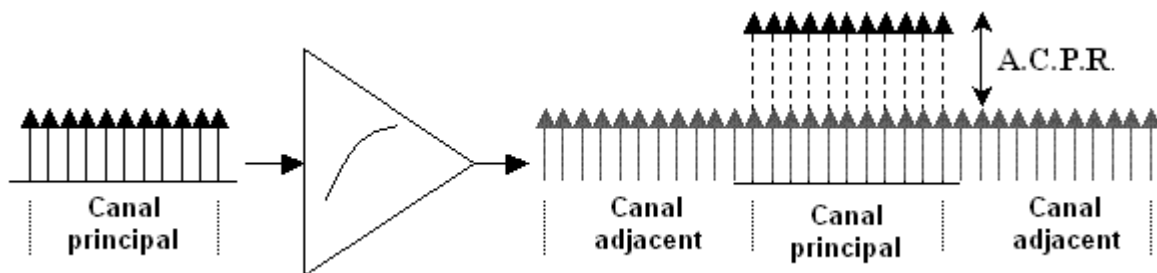


Figure 3-9 – Principe de la mesure d'A.C.P.R.

L'importance du bruit de phase dépend aussi de la modulation utilisée : Plus la forme d'onde est complexe (i.e., plus il y a d'états qui la composent), plus les dégradations dues au bruit de phase sont grandes. Son impact peut se mesurer sur les constellations puisqu'il engendre une fluctuation de la phase des états (cf. **Figure 3-10**).

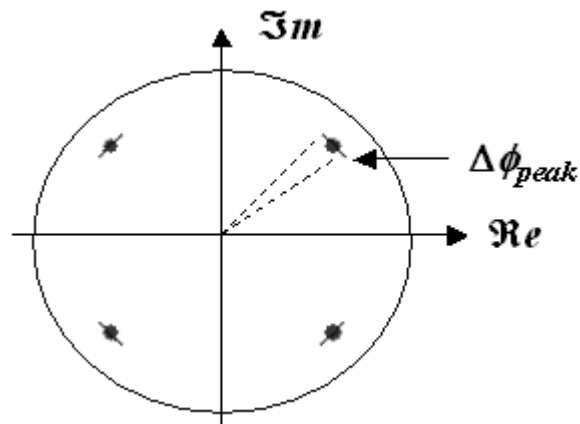


Figure 3-10 – Impact du bruit de phase sur une constellation QPSK

Ces fluctuations font évoluer au cours du temps la phase des états de la modulation autour de sa valeur théorique. Pour avoir l'excursion totale $\Delta\phi_{peak}$ des fluctuations de la phase, il faut attendre un certain laps de temps ; en effet, si le spectre du bruit de phase contient une composante à 10 Hz, c'est seulement au bout du temps $t = 1/(10 \text{ Hz}) = 100 \text{ msec}$ que nous verrons intégralement son influence sur la constellation. Au delà de la période correspondant à la composante spectrale la plus proche de la porteuse, l'excursion totale des fluctuations de la phase reste constante.

Ceci est très important car la dégradation causée par le bruit de phase dépendra de la longueur des trames utilisées dans la chaîne radio. Par exemple, une trame de 10 msec ne subira que l'influence des composantes du spectre du bruit de phase supérieures à 100 Hz ; elle sera donc moins affectée par le bruit de phase qu'une trame de 100 msec qui subira celle des composantes supérieures à 10 Hz. Ceci est d'autant plus vrai que, comme nous l'avons vu précédemment, le bruit de phase est plus important à mesure que nous nous approchons de la fréquence d'oscillation (i.e., f_m faibles).

Il est donc essentiel de tenir compte, dans les simulations, de ces variations de phase en fonction du temps.

Pour les liaisons haut débit, le bruit de phase est converti en un phénomène appelé *jitter d'horloge* (ou *gigue*) [3-9] : Les échantillons ne sont plus espacés les uns des autres de façon identique à cause du bruit de phase de l'oscillateur (cf. **Figure 3-11**).

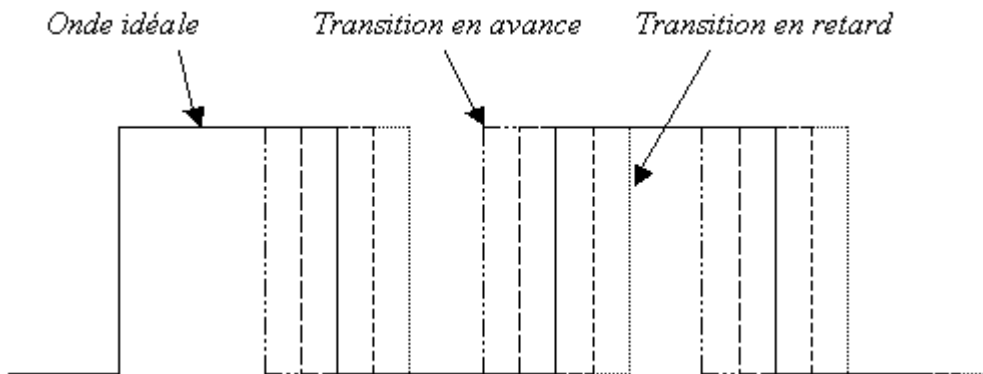


Figure 3-11 – Variations de l'onde dues au jitter d'horloge

Rq : Une relation permettant de relier le bruit de phase à la variance d'Allan et la variance d'Allan au jitter d'horloge a été établie [3-9].

Toutes ces influences du bruit de phase sur les éléments constituant une chaîne radio amènent à dégrader le Taux d'Erreur Bit (T.E.B.) de celle-ci. Il est donc essentiel de pouvoir le modéliser afin de le prendre en compte lors des simulations.

II. MODELISATION DU BRUIT DE PHASE.

Il existe dans la littérature plusieurs façons de modéliser le bruit de phase : Nous présenterons des modèles statiques, statistiques et temporels ainsi que leurs limitations. Nous verrons ensuite l'élaboration de notre modèle de bruit de phase, puis nous comparerons les résultats obtenus avec ceux de modèles précédemment cités et enfin nous verrons son utilisation sous le logiciel HP-ADS.

II.1. Etat de l'art de la modélisation du bruit de phase.

II.1.1. Modèle statique. [3-13]

Nous avons vu précédemment que nous pouvions décrire le bruit de phase à l'aide de l'équation suivante (cf. §chap3.I.3) :

$$v(t) = V_0 \cdot \cos\{\omega_0 \cdot t + \Delta\phi_{peak} \cdot \sin(\omega_m \cdot t)\} \quad (3-15)$$

Où $\Delta\phi_{peak}$ est la déviation de phase crête causée par le bruit de phase.

Rq : Si nous considérons ces fluctuations de phase comme une modulation de phase, cette grandeur représente aussi l'*indice de modulation*.

Pour déterminer la valeur de cette déviation, nous devons calculer la puissance de bruit de phase dans la bande désirée $[f_1 ; f_2]$:

$$N = \text{NoisePower} = \int_{f_1}^{f_2} \mathfrak{L}(f_m) df \quad (3-16)$$

L'équation (3-17) permet de déterminer la valeur efficace de l'excursion angulaire totale $\Delta\phi_{eff}$ causée par cette puissance de bruit.

$$\Delta\phi_{eff} = 2 \cdot \sqrt{10^{\frac{N}{10}}} \quad (\text{radians}) \quad (3-17)$$

La principale limite de cette modélisation est qu'elle aboutit à une valeur statique des fluctuations de phase dues au bruit de phase et qu'elle ne donne donc aucune information sur les distributions temporelle et d'amplitude du bruit de phase ; à partir de cette simple valeur, il est difficile de reproduire le comportement aléatoire et non-linéaire des fluctuations de phase comme nous l'avons décrit dans le paragraphe §chap3.I.3.

Nous allons maintenant nous intéresser aux modèles statistiques.

II.1.2. Modèles statistiques.

Les paramètres décrivant le bruit sont des variables aléatoires ; les modèles diffèrent entre eux par leur choix dans le type de distribution. Par exemple, si $V_n(t)$ est le bruit dans 1 Hz de bande à la fréquence d'offset f_m , $V_n(t)$ peut s'écrire sous la forme [3-11] :

$$V_n(t) = \sqrt{2.N_0} \cdot \sin(\omega_m \cdot t + \psi) \quad (3-18)$$

Où N_0 est la valeur moyenne statistique de la densité spectrale de puissance et ψ la phase. N_0 a une distribution de Rayleigh et ψ une distribution uniforme dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$.

Mais, ces modèles ne fournissent aucune information sur la distribution temporelle du bruit de phase.

Nous allons maintenant nous intéresser aux modèles temporels.

II.1.3. Modèles temporels.

II.1.3.1. Modèles existants.

Le paramètre du premier modèle est la déviation fréquentielle crête Δf correspondant à la fréquence d'offset f_m [3-5][3-10].

Soit $V_n(t)$ le bruit dans 1 Hz de bande à la fréquence d'offset f_m , les modèles utilisent la formulation suivante :

$$V_n(t) = \frac{\Delta f}{f_m} \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \quad (3-19)$$

Avec :

$$\mathcal{E}(f_m) = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\Delta f}{f_m} \right)^2 \quad (3-20)$$

Un autre modèle est basé sur le filtrage d'un bruit blanc ; le gabarit du filtre a la forme du spectre de bruit à modéliser.

Pour créer notre modèle, nous nous sommes intéressés à un autre type de modélisation du bruit de phase décrit dans le logiciel HP-ADS.

II.1.3.2. Modèle décrit dans le logiciel HP-ADS.

Il existe une autre façon de décrire le bruit de phase ; il est équivalent à la somme de pseudo-sinusoïdes totalement décorréliées entre elles :

$$\partial X(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \partial X_k(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \partial X_k \cdot \cos(\omega_k \cdot t + \varphi_k) \quad (3-21)$$

- Où :
- φ_k est une variable aléatoire ayant une distribution aléatoire telle que $\varphi_k \in [-\pi; \pi]$
 - ∂X_k est une variable aléatoire

Le type de distribution de ∂X_k diffère dans la littérature (Gaussienne, Rayleigh).

Dans le logiciel HP-ADS, il existe un modèle qui propose de générer une sinusoïde en prenant en considération le bruit de phase ; celui-ci est entré dans le modèle sous la forme d'un gabarit correspondant à son spectre de bruit de phase simple bande $\mathcal{L}(f_m)$.

L'équation utilisée dans ce modèle, pour générer le bruit de phase, est la suivante :

$$v(t) = V_0 \cdot \cos \left\{ \omega_0 \cdot t + \left(\sum_{i=1}^N \eta_i \cdot \sin [2\pi \cdot f_i \cdot t + \varphi_i] \right) \right\} \quad (3-22)$$

Où :

- φ_i est une variable aléatoire ayant une distribution uniforme telle que $\varphi_i \in [-\pi; \pi]$
- f_i est la fréquence d'offset f_m
- η_i est l'indice de modulation

Avec :

$$\eta_i = 2 \cdot \sqrt{10^{\frac{\xi(f_i)}{10}}} \quad (3-23)$$

Nous pouvons décrire les fluctuations de la phase au cours du temps $\Delta\phi(t)$ par l'équation :

$$\Delta\phi(t) = \sum_{i=1}^N \eta_i \cdot \sin[2\pi \cdot f_i \cdot t + \varphi_i] \quad (3-24)$$

Ce signal, de forme complexe car aléatoire, est une décomposition en *séries de Fourier* dont les coefficients η_i dépendent du gabarit du bruit de phase et dont les fréquences f_i sont les fréquences d'offset du gabarit.

La principale limite de ce modèle est le temps de calcul qu'il incombe. En effet, le modèle procède à une interpolation fréquentielle du gabarit du bruit de phase avec un pas choisi de façon aléatoire dans l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}]. Si le gabarit entré s'étend de 10 Hz à 274 MHz, le modèle calcule au moins $274 \cdot 10^5$ points ! Cela le rend quasiment inutilisable.

II.1.4. Conclusion.

Nous avons pu voir que, si des modèles du bruit de phase existaient, ils restaient soit incomplets, soit trop coûteux en temps de calculs ; il est donc nécessaire de créer notre propre modèle de bruit de phase respectant un compromis *Précision/Temps de calculs*.

Nous partirons des équations du modèle du logiciel HP-ADS pour construire notre modèle de bruit de phase, mais en modifiant, entre autres, la méthode d'interpolation. Ce modèle étant temporel, nous pouvons espérer que les comportements attendus des fluctuations de phase seront reproduits.

Pour valider notre modèle, nous nous référerons aussi aux résultats donnés par le modèle statique.

II.2. Elaboration du modèle.

II.2.1. Equations du modèle.

Il s'agit des mêmes équations que celles du modèle proposé par le logiciel HP-ADS. Elles sont basées sur la décomposition en séries de Fourier de la fonction décrivant les fluctuations aléatoires de la phase $\Delta\phi_{peak}$, dues au bruit de phase, comme le décrivent les expressions (3-23) et (3-24).

La différence fondamentale avec le modèle du logiciel HP-ADS se situe au niveau des modes d'interpolation fréquentielle choisis.

II.2.2. Modes d'interpolation fréquentielle.

Nous allons voir comment procéder à une interpolation fréquentielle du gabarit du bruit de phase en tenant compte du compromis *Précision/Temps de calculs*, inhérent à ce travail. Mais, en premier lieu, nous allons voir pourquoi nous devons interpoler le gabarit.

II.2.2.1. Intérêt de l'interpolation fréquentielle.

Comme nous l'avons vu précédemment, la fonction décrivant la phase aléatoire est décomposée en séries de Fourier ; cela signifie que chaque composante fréquentielle du bruit de phase intervient sous forme d'une sinusoïde dont l'amplitude est liée à la puissance de cette composante. Ainsi, plus l'interpolation sera fine, plus il y aura de sinusoïdes générées, plus l'allure de la phase sera pseudo-aléatoire (cf. **Figures 3-12 et 3-13**).

L'interpolation est aussi essentielle pour le calcul de la puissance du bruit : En effet, le gabarit du bruit de phase simple bande $\mathcal{L}(f_m)$ est constitué, sur l'axe des abscisses, de fréquences à l'échelle logarithmique, et, sur l'axe des ordonnées, de puissances en dBc/Hz ; les variations de la puissance, en fonction de la fréquence, sont linéaires (i.e., représentées par des segments). Mais la représentation de cette puissance par les amplitudes $\eta_i(f_m)$ présente des variations qui ne sont plus linéaires. Il est alors aisé de comprendre que ces variations seront d'autant mieux décrites que nous aurons de points d'interpolation, minimisant ainsi l'erreur sur le calcul de la puissance du bruit de phase (cf. **Figure 3-14**).

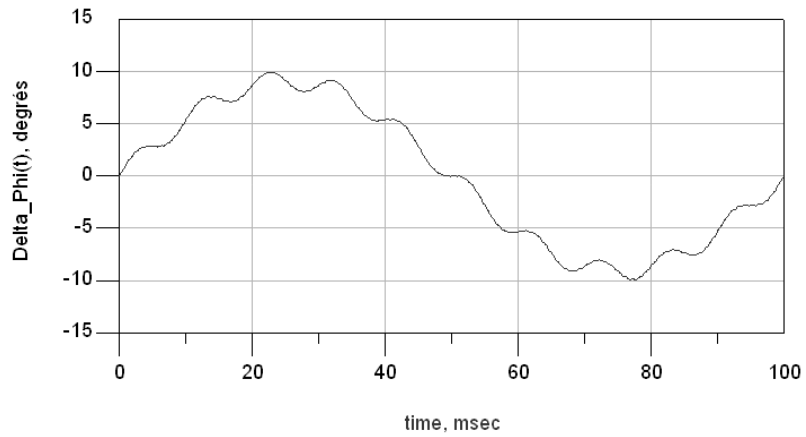


Figure 3-12 – Exemple de fluctuations de phase sans interpolation

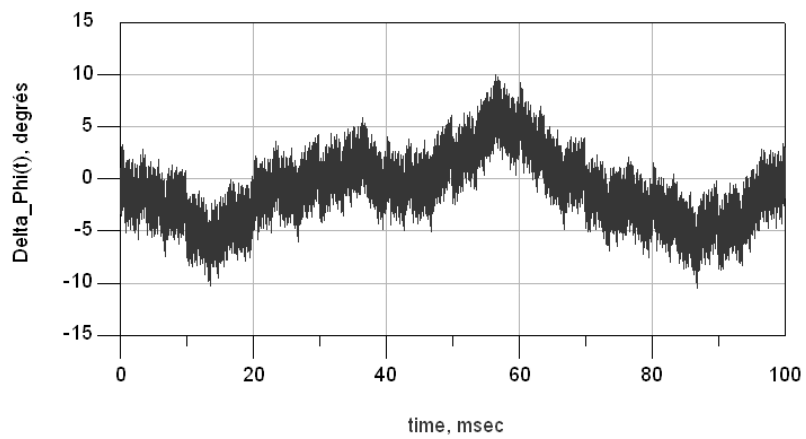


Figure 3-13 – Exemple de fluctuations de phase avec interpolation

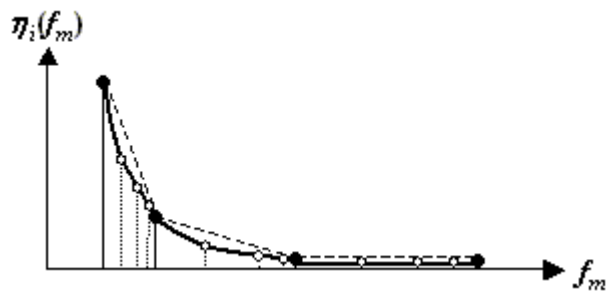


Figure 3-14 – Intérêt de l'interpolation fréquentielle

II.2.2.2. L'interpolation logarithmique précise.

Nous ferons le choix d'une interpolation logarithmique telle que le pas d'interpolation est égal à la fréquence basse de l'intervalle $\Delta f [i] = f_m[i]$. De cette façon, nous aurons toujours plus de points pour décrire les fréquences basses que pour les fréquences hautes ; ceci est cohérent puisque c'est aux fréquences basses que le bruit de phase est le plus important.

Un exemple d'interpolation est proposé **Figure 3-15** ; le gabarit du bruit de phase utilisé est présenté dans le **Tableau 3-2**.

f_i (Hz)	10	100	1.10^3	10.10^3	100.10^3	1.10^6	10.10^6	100.10^6	274.10^6
$\mathfrak{L}(f_i)$ (dBc/Hz)	-22	-42	-68	-77	-99	-124	-124	-124	-124

Tableau 3-2 – Gabarit de bruit de phase utilisé comme exemple

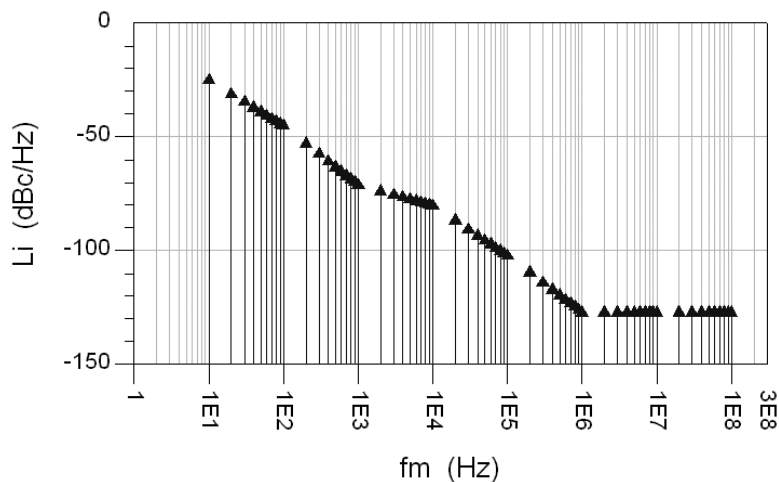


Figure 3-15 – Interpolation logarithmique précise en dBc/Hz

Le nombre de points calculés par intervalle est :

$$N_{pts} [i] = \frac{f_m [i + 1] - f_m [i]}{\Delta f [i]} \quad (3-25)$$

Pour réduire l'imprécision inhérente à cette méthode, nous attribuerons aux fréquences générées les puissances correspondant aux fréquences centrales de chacun de ces intervalles : Par exemple pour l'intervalle [10 Hz ; 20 Hz], nous associerons au 10 Hz généré la puissance relative au 15 Hz.

Pour tenir compte de la puissance comprise dans l'intervalle situé entre deux points interpolés successifs, il faut l'ajouter à la puissance calculée précédemment en considérant que toutes les fréquences de l'intervalle ont la même puissance que la fréquence centrale. Le procédé est résumé par la **Figure 3-16** : Nous calculons la puissance $P_{dBc}[i]$, de la fréquence centrale du $i^{\text{ème}}$ intervalle, à laquelle est additionnée la puissance de l'intervalle (flèches grises) ; la puissance résultante $P_{dBc}[i]+10.\log(\Delta f[i])$ est attribuée à la fréquence basse de l'intervalle (flèches blanches). Nous parlerons d'interpolation logarithmique *compensée en puissance*. A partir de l'exemple précédent et avec une interpolation logarithmique, nous obtenons le gabarit présenté **Figure 3-17**.

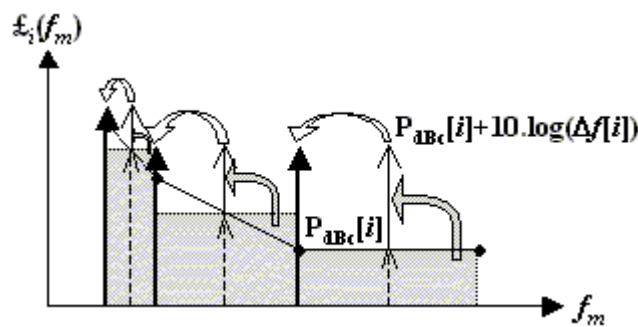


Figure 3-16 – Principe de l'interpolation fréquentielle compensée en puissance

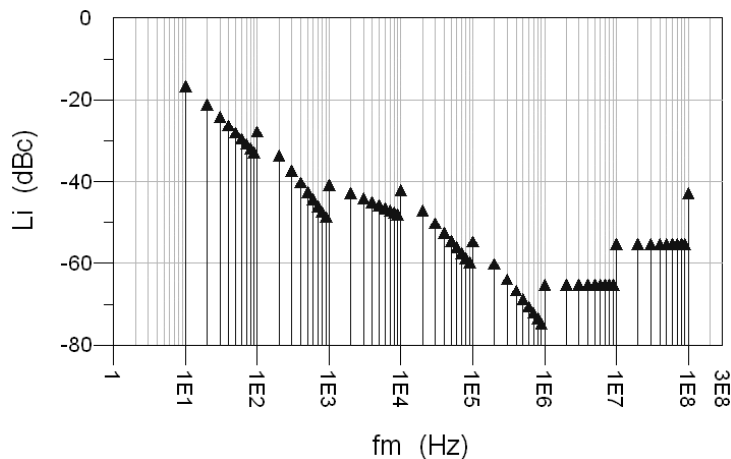


Figure 3-17 – Interpolation logarithmique précise & compensée en puissance

Rq : En ordonnée, l'unité n'est plus le dBc/Hz puisque la puissance contenue dans la bande de fréquence est comprise.

Nous avons donc vu le principe de l'interpolation logarithmique *précise* qui permet d'obtenir un bon compromis *Précision/Temps de calculs*, puisque le bruit de phase est le mieux représenté aux fréquences où il est prépondérant.

Cependant, nous allons mettre en place un autre mode d'interpolation qui ne remplira pas ce compromis puisque il favorisera des temps de calculs faibles (interpolation *rapide*).

II.2.2.3. L'interpolation logarithmique rapide.

Le nombre de points d'interpolation est fixé à 3 points par intervalle et ceci pour tous les intervalles (cf. **Figure 3-18**). Ce mode d'interpolation tient lui aussi compte du paramètre temporel de simulation T_e (auss appelé $TStep$) et applique la compensation en puissance.

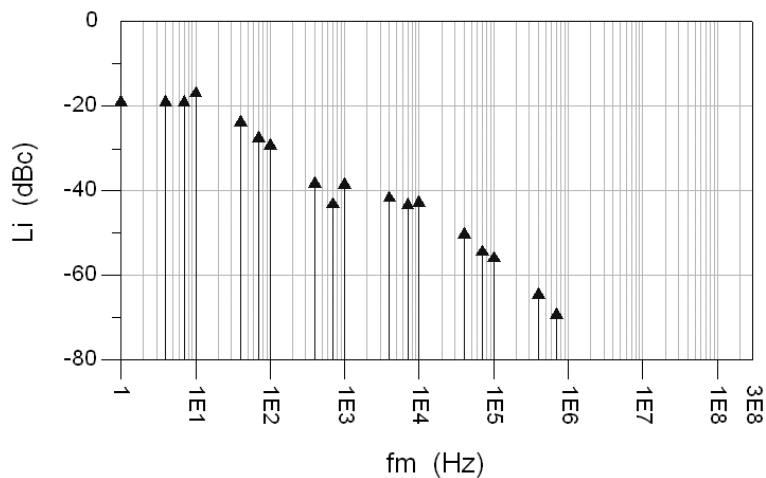


Figure 3-18 – Interpolation logarithmique rapide & compensée en puissance

L'utilisateur pourra choisir l'un des deux modes d'interpolation grâce au paramètre nommé *Calculs* du modèle : Pour l'interpolation *précise*, il choisira l'option *rapides/PRECIS* et pour l'interpolation *rapide*, il choisira l'option *RAPIDES/précis*.

Nous avons vu que les fréquences proches de la porteuse n'étaient pas prises en compte ; nous allons donc étudier des modes d'extrapolation des valeurs du bruit de phase dans cet intervalle.

II.2.3. Modes d'extrapolation des basses fréquences.

Pour les fréquences inférieures à la fréquence f_{\min} (i.e., la plus basse du gabarit du bruit de phase entré, soit 10 Hz dans notre exemple), nous ne connaissons pas toujours la puissance du bruit de phase.

Nous proposons donc le choix entre deux extrapolations : Une extrapolation *linéaire* qui considère que $\mathcal{L}(0\text{Hz}) = 0 \text{ dBc/Hz}$ (cf. **Figure 3-19**) et une extrapolation *plate* qui considère que $\mathcal{L}(0\text{Hz}) = \mathcal{L}(f_{\min})$ (cf. **Figure 3-20**). Dans le cas de l'interpolation logarithmique *compensée en puissance*, le pas fréquentiel étant de 1 Hz (ce qui correspond à la fréquence la plus basse de l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}], la puissance des composantes fréquentielles restera la même que celle exprimée en dBc/Hz. L'utilisateur pourra configurer l'extrapolation des basses fréquences avec le paramètre *ExtrapolationBF* inclus dans le modèle : L'extrapolation sera *plate* s'il choisit l'option *PLATE/linéaire*, *linéaire* s'il choisit l'option *plate/LINEAIRE* ; il n'y aura aucune extrapolation avec l'option *AUCUNE*.

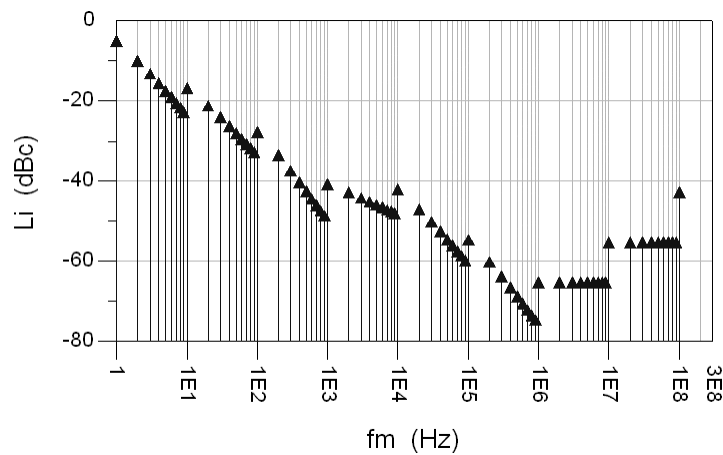


Figure 3-19 – Extrapolation linéaire de l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}]

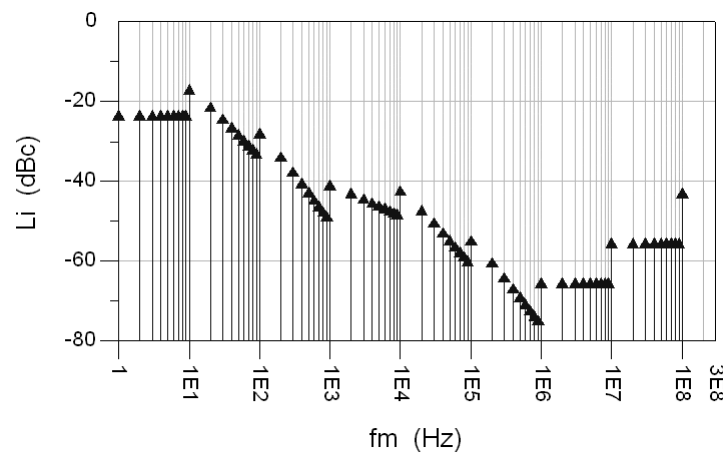


Figure 3-20 – Extrapolation plate de l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}]

II.2.4. Limitations de l'interpolation dues aux paramètres temporels.

Les conditions de simulations temporelles induisent des limitations au niveau fréquentiel ; le modèle présentera donc deux paramètres *TimeStart* et *TimeStop*, correspondant respectivement aux instants de départ et d'arrêt de la simulation, en plus du paramètre T_e correspondant au pas d'échantillonnage temporel. En effet, T_e détermine la fréquence d'échantillonnage $F_e = 1/T_e$ et, d'après le théorème de Shannon, la fréquence de travail maximale f_{\max} :

$$f_{\max} = F_e / 2 = 1 / (2.T_e) \quad (3-26)$$

Le paramètre *TimeStop* va, quant à lui, fixer le pas fréquentiel de l'interpolation et donc le nombre de points créés par intervalle ; un coefficient *facteur* est donc calculé :

$$facteur = TimeStop \times f_{\min} \quad (3-27)$$

$$\Delta f[i] = \frac{f_m[i]}{facteur} \quad (3-28)$$

D'où, d'après l'expression (3-25) :

$$N_{pts}[i] = facteur \cdot \left[\frac{f_m[i+1] - f_m[i]}{f_m[i]} \right] \quad (3-29)$$

Le pas fréquentiel le plus petit Δf_{\min} sera celui du premier intervalle puisqu'il s'agit d'une interpolation logarithmique ; d'après les équations (3-27) et (3-28), nous avons :

$$\Delta f_{\min} = \frac{1}{TimeStop} \quad (3-30)$$

Un problème se pose alors : Si la durée de simulation est faible, la précision des calculs devient alors insuffisante. Exemple :

$$TimeStop = 1 \text{ msec} \Rightarrow \Delta f_{\min} = 1 \text{ kHz} \quad (3-31)$$

Ceci implique qu'aucune fréquence de l'intervalle] 0 Hz ; 1 kHz] ne sera générée. Or, nous l'avons vu précédemment, c'est souvent aux fréquences les plus basses que le bruit de phase est prépondérant. C'est pourquoi nous fixerons une valeur maximale de Δf_{\min} pour qu'il soit toujours inférieur ou égal à la fréquence basse f_{\min} de l'intervalle. Ainsi, pour l'intervalle [10 Hz ; 100 Hz], nous aurons toujours $\Delta f_{\min} \leq 10$ Hz (ce qui correspond à un *TimeStop* de 100 msec), garantissant un minimum de 9 points créés par intervalle et donc une précision minimale dans les calculs du bruit de phase.

Pour l'intervalle] 0 Hz ; f_{\min}], le nombre de points d'extrapolation n'augmente pas avec la durée de la simulation puisque le pas fréquentiel est déjà de 1 Hz. De même, Δf_{\min} doit toujours être supérieur ou égal à 1 Hz (soit *TimeStop* = 1 sec). Nous avons donc borné le pas fréquentiel Δf_{\min} et le paramètre *TimeStop* :

$$1\text{Hz} \leq \Delta f_{\min} \leq f_{\min} \quad (3-32)$$

$$1/f_{\min} \leq \textit{TimeStop} \leq 1\text{sec} \quad (3-33)$$

Les autres pas fréquentiels $\Delta f [i]$ sont aussi bornés puisqu'ils sont calculés à partir de Δf_{\min} (cf. **Equation (3-28)**) :

$$\Delta f [i] = \frac{f_m [i]}{f_{\min}} \cdot \Delta f_{\min} \quad (3-34)$$

D'où :

$$\frac{f_m [i]}{f_{\min}} \leq \Delta f [i] \leq f_m [i] \quad (3-35)$$

Pour illustrer ces propos, reprenons le même exemple que précédemment avec comme paramètres de simulation *TimeStop* = 500 msec (soit *facteur* = 5) et $T_e = 0.5$ μ sec (soit $f_{\max} = 1$ MHz). Le nombre de points d'interpolation passe alors de 9 points par intervalle à 45 points par intervalle. L'interpolation générée est présentée dans la **Figure 3-21**.

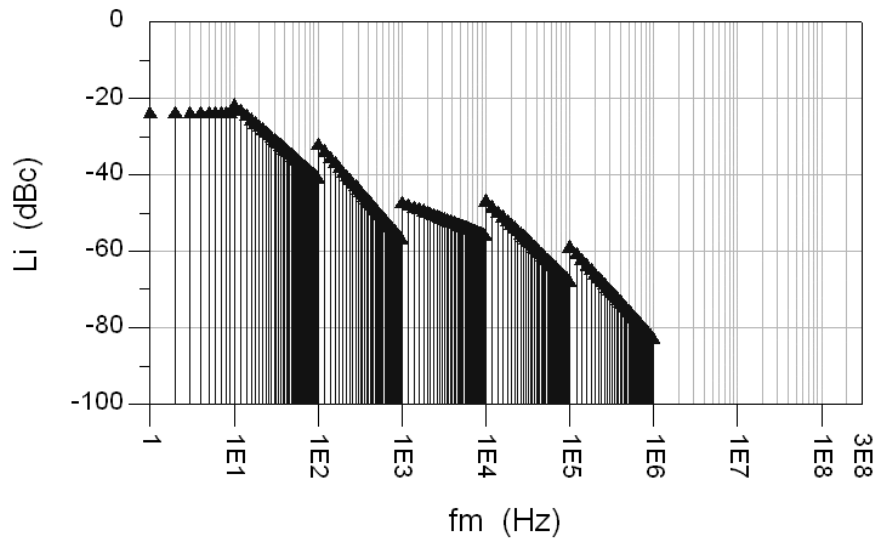


Figure 3-21 – Limitations fréquentielles dues aux paramètres temporels

L'utilisateur pourra fixer la valeur de *TimeStop* indépendamment de la durée de la simulation (appelée généralement *DefaultTimeStop*) : En diminuant sa valeur, le pas fréquentiel Δf augmentera et donc la finesse de l'interpolation diminuera, et inversement, en l'augmentant, le pas fréquentiel diminuera et donc la finesse de l'interpolation augmentera. Le paramètre *TimeStop* correspond donc à la durée d'observation du bruit par le modèle.

$$\forall \text{DefaultTimeStop}, \quad 1/f_{\min} \leq \text{TimeStop} \leq 1 \text{sec} \quad (3-36)$$

Nous venons de voir l'élaboration de notre modèle du bruit de phase. Nous allons maintenant tester son comportement dans le domaine temporel, comparer les résultats obtenus avec ceux du modèle statique et les temps de calculs qu'il nécessite avec ceux du modèle proposé par le logiciel HP-ADS.

II.3. Evaluations du modèle.

Pour évaluer notre modèle, nous ne prendrons en compte que les distorsions dues au bruit de phase et nous les visualiserons sur la constellation d'une modulation de phase du type QPSK (cf. **Figure 3-10**). La fréquence porteuse sera fixée à 14 GHz ; celle-ci n'aura aucune influence sur les résultats puisque, dans la chaîne d'émission utilisée pour ces simulations, aucun modèle ne comporte de non-linéarités liées à la fréquence porteuse. La puissance en sortie du modulateur sera de 0 dBm et le temps bit de 1 μ sec.

Nous utiliserons le gabarit de bruit de phase spécifié dans le **Tableau 3-3** et l'interpolation *précise*.

f_i (Hz)	10	100	1.10^3	10.10^3	100.10^3	1.10^6	10.10^6	100.10^6	274.10^6
$\mathfrak{L}(f_i)$ (dBc/Hz)	-23	-50	-69	-80	-99	-124	-124	-124	-124

Tableau 3-3 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les évaluations

Ce gabarit correspond à un bruit de phase important, mais il nous permettra d'accentuer le comportement du modèle.

II.3.1. Etude du comportement du modèle en temporel.

Une distinction doit être faite entre les fluctuations de la phase $\Delta\phi(t)$, dues au bruit de phase, et les phases ϕ_{ij} des états de la modulation QPSK. En effet, au cours du temps, la modulation parcourt les quatre états de la constellation, les uns après les autres, suivant le signal modulé, mais jamais en même temps ; c'est pour cela que nous ne pouvons pas superposer les fluctuations de phase dues au bruit de phase directement aux phases de ces états. Le bruit de phase se superpose à la phase du signal modulé complexe $IQ(t)$ qui prend les valeurs des phases théoriques de chaque état (45° , 135° , 225° , 270°) ; ainsi, le bruit de phase généré n'affecte qu'une seule des phases des états de la constellation. La **Figure 3-22** représente la phase du signal modulé $IQ(t)$ non bruitée (symbolisée par des carrés) et la même phase perturbée par le bruit de phase (symbolisée par des cercles) :

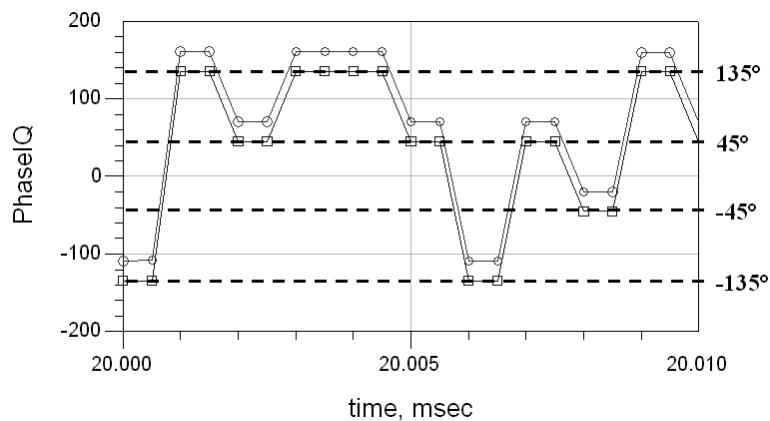


Figure 3-22 – Influence du bruit de phase sur la phase d'un signal modulé IQ

Observons les fluctuations de la phase $\Delta\phi(t)$ pour $TimeStop = 100$ msec :

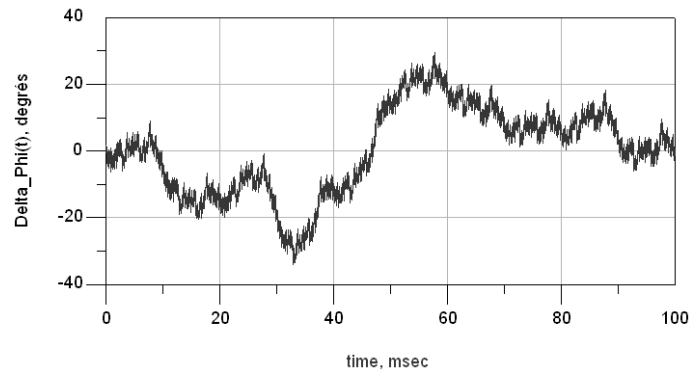


Figure 3-23 – *Fluctuations de la phase [0 ; 100 msec]*

Ce phénomène s’observe mieux si nous regardons les fluctuations de la phase sur une échelle de temps plus courte :

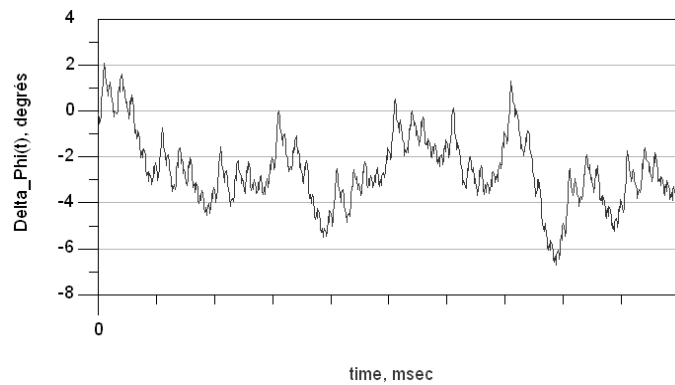


Figure 3-24 – *Fluctuations de la phase [0 ; 1 msec]*

La répercussion du bruit de phase seul sur la constellation QPSK est illustrée **Figure 3-25** :



Figure 3-25 – *Impact du bruit de phase seul sur une constellation QPSK [0 ; 100 msec]*

Découpons la simulation en plusieurs intervalles de temps pour mieux visualiser l'évolution des états de la constellation (et donc de la déviation angulaire) ; nous prendrons pour cela les intervalles $[1/f_n ; 1/f_{n-1}]$, où f_n correspond aux différentes fréquences composant le gabarit du bruit de phase (cf. **Figure 3-26**).

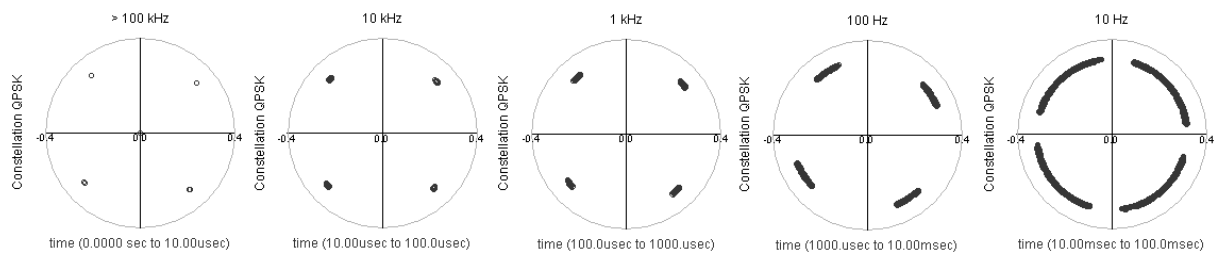


Figure 3-26 – Découpage temporel des fluctuations de la phase entre 0 et 100 msec

Il apparaît très clairement que les fluctuations de phase les plus importantes sont dues aux fréquences les plus proches de la porteuse (et même essentiellement autour de 10 Hz).

Nous retrouvons donc bien l'allure du gabarit du bruit de phase puisque c'est pour les fréquences les plus proches de la porteuse que le bruit de phase est le plus important.

Etudions maintenant l'intervalle de temps $[0 ; 100 \text{ msec}]$ en le découpant à nouveau en séquences de 10 msec (cf. **Figure 3-27**).

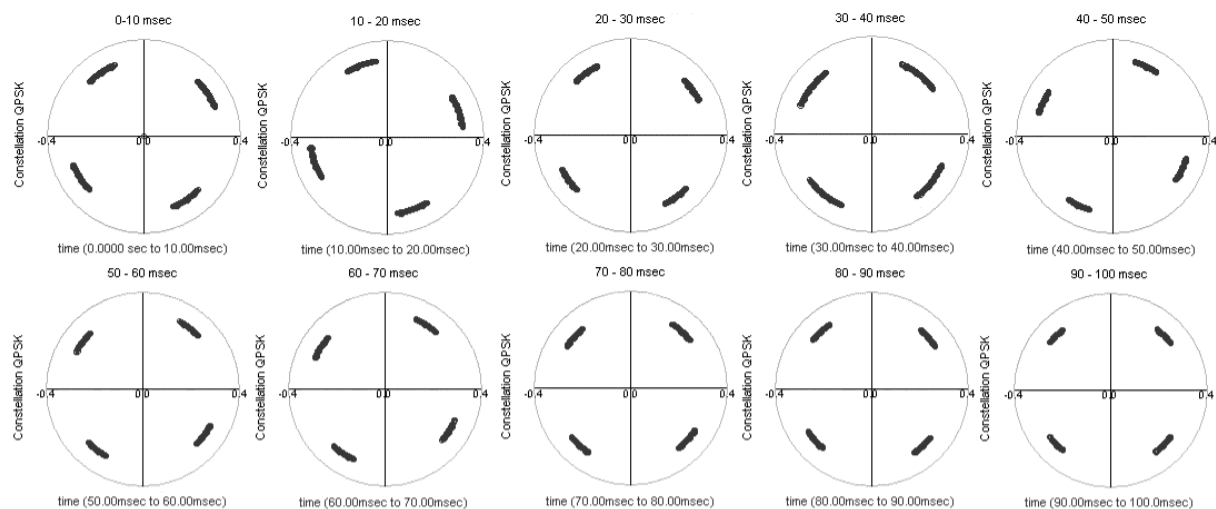


Figure 3-27 – Fluctuations de la phase entre 0 et 100 msec par séquences de 10 msec

Nous constatons que les fluctuations de phase sont plus ou moins rapides puisque, dans un même intervalle de temps ($\Delta T = 10$ msec), les écarts de phase sont plus ou moins grands. Cependant, nous pouvons observer que ces variations sont continues (i.e., que les états de la constellation ne subissent pas de déphasages successifs trop importants), donnant ainsi l'impression que chaque état parcourt un arc de cercle de droite à gauche et de gauche à droite de façon aléatoire. Malheureusement, il nous est difficile de rendre compte visuellement de ce phénomène avec de simples dessins.

En regardant les quatre états de la constellation simultanément, nous les voyons évoluer de façon similaire autour de leur valeur théorique, d'une façon telle que c'est la constellation toute entière qui semble effectuer des rotations aléatoires autour son origine. Cette impression est donnée par le fait que les fluctuations de phase sont très lentes par rapport à la durée d'un bit ($BitTime = 1$ μ sec) ; ainsi, le signal a le temps de parcourir plusieurs fois les quatre états de la constellation avant de subir des fluctuations de phase différentes.

Si nous doublons la durée de la simulation (soit $DefaultTimeStop = 200$ msec) ainsi que le $TimeStop$ du modèle (soit $TimeStop = 200$ msec), la phase $\phi(t)$ observée est présentée **Figure 3-28**.

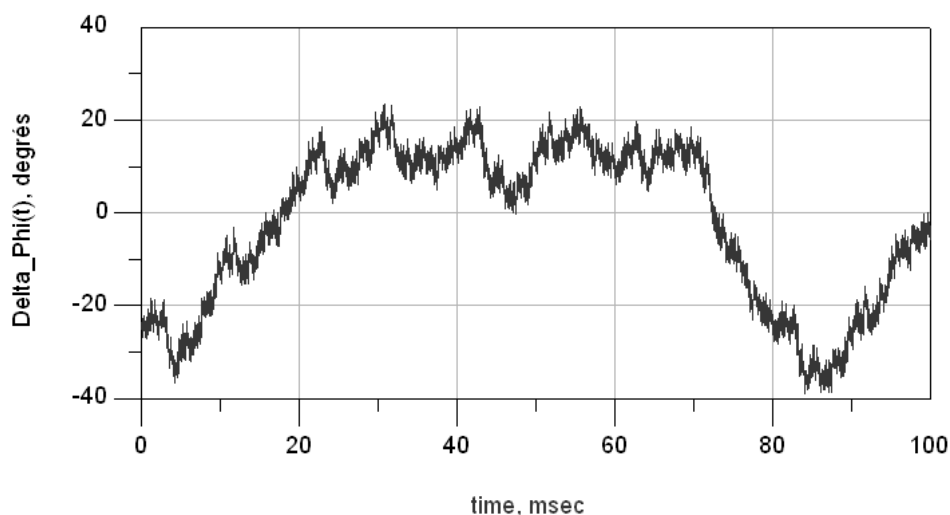


Figure 3-28 – Fluctuations de la phase pour $TimeStop = 200$ msec

Nous pouvons constater que, par rapport au cas où nous avons $TimeStop = 100$ msec (cf. **Figure 3-23**), les amplitudes maximales prises par la phase ont augmenté que très sensiblement (quelques degrés seulement). Ceci nous montre que la puissance du bruit de phase généré n'est pas seulement liée au paramètre $TimeStop$; ce paramètre permet uniquement de diminuer les pas fréquentiels $\Delta f[i]$; comme nous procédons à une interpolation *compensée en puissance*, le calcul de la puissance de bruit devient plus précis avec des pas plus faibles ; ceci explique, en plus du tirage aléatoire des phases, l'écart observé.

Cet écart reste tout du moins à relativiser, compte tenu de l'importance de la puissance du bruit de phase utilisé dans cet exemple. En effet, la seule façon d'augmenter la puissance du bruit de phase calculée est de diminuer le pas temporel de la simulation (T_e) ce qui augmentera la fréquence maximale f_{max} observable selon le théorème de Shannon. Nous pouvons aussi déduire de cette comparaison que l'interpolation effectuée avec $TimeStop = 100$ msec semble très suffisante.

Comme nous l'avons vu précédemment, c'est la fréquence la plus basse f_{min} du gabarit entré qui apparaît comme prédominante dans le domaine temporel ; cela se retrouve notamment dans la forme de la fonction $\Delta\phi(t)$. Si nous prenons une durée totale de simulation de 200 msec tout en gardant pour le modèle un $TimeStop$ de 100 msec, nous obtenons le résultat présenté **Figure 3-29**.

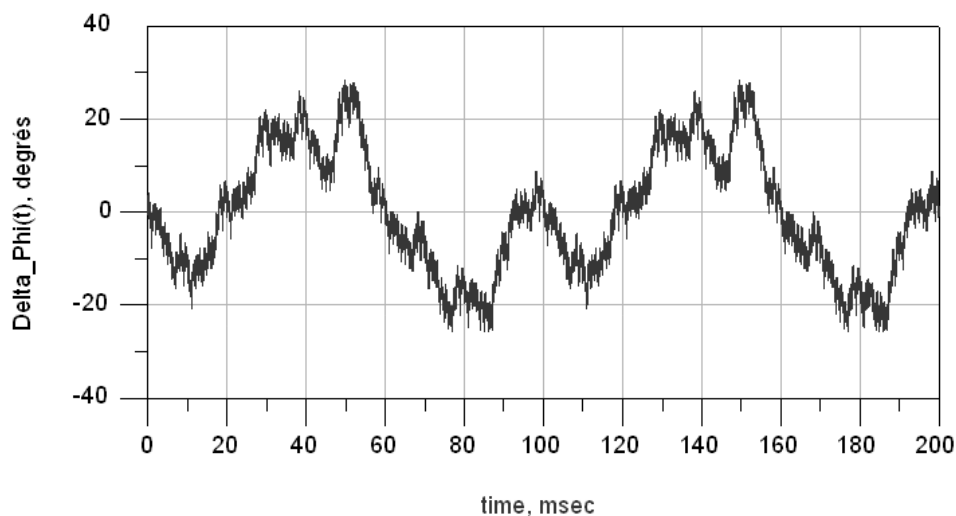


Figure 3-29 – Périodicité des fluctuations de phase

La fonction $\phi(t)$ décrivant la phase, et donc $\Delta\phi(t)$, apparaît comme périodique de période $T = 100$ msec. Ceci est lié directement à $\Delta f_{\min} = 10$ Hz par l'expression :

$$T = \frac{1}{\Delta f_{\min}} \quad (3-37)$$

Nous avons vu dans le paragraphe §chap3.II.2.3 que nous pouvions prendre en compte le bruit de phase inclus dans l'intervalle $] 0 \text{ Hz} ; f_{\min}]$; pour cela, nous avons proposé deux extrapolations : Une extrapolation *linéaire* et une extrapolation *plate*, comme le rappelle la **Figure 3-30** :

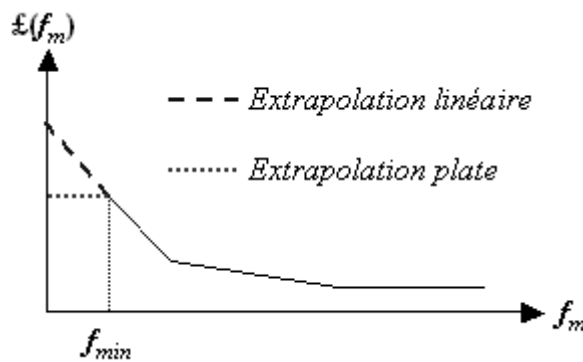


Figure 3-30 – Extrapolations des fréquences proches de la porteuse

Choisissons l'extrapolation *plate* pour notre exemple ; la phase $\phi(t)$, observée après simulation, est la suivante :

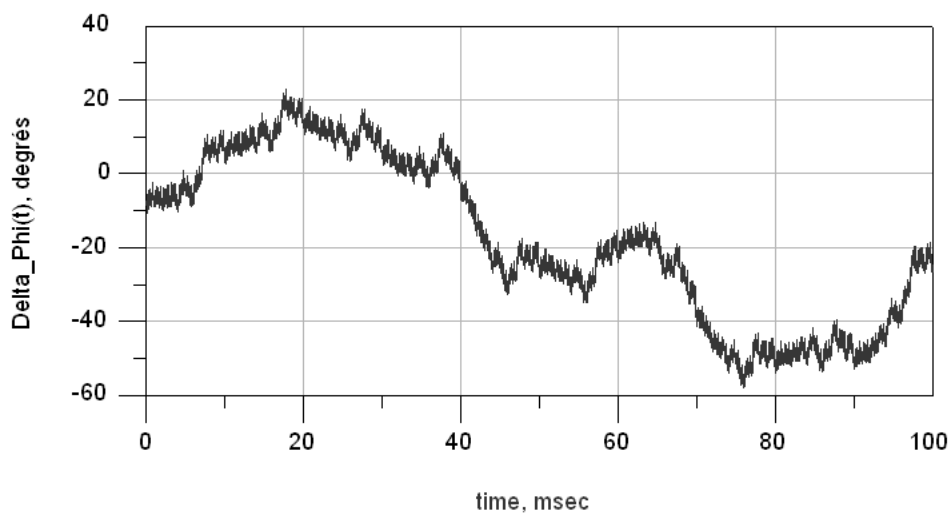


Figure 3-31 – Fluctuations de la phase avec l'extrapolation de $] 0 \text{ Hz} ; f_{\min}]$

Tout d'abord, nous pouvons constater que les fluctuations deviennent beaucoup plus importantes puisque nous avons pris en compte la puissance de bruit des fréquences proches de la porteuse] 0 Hz ; f_{\min}]. Il est évident que, dans le cas de l'extrapolation *linéaire*, cette augmentation est encore plus grande.

Enfin, comme la fréquence la plus basse générée est devenue 1 Hz avec un pas fréquentiel de 1 Hz, la périodicité de ces fluctuations vaut, d'après l'expression (3-37),

$$T = \frac{1}{\Delta f_{\min}} = \frac{1}{1\text{Hz}} = 1\text{ sec.}$$

Nous pouvons le vérifier sur la **Figure 3-32**, où nous avons fixé la durée de la simulation à 2 secondes :

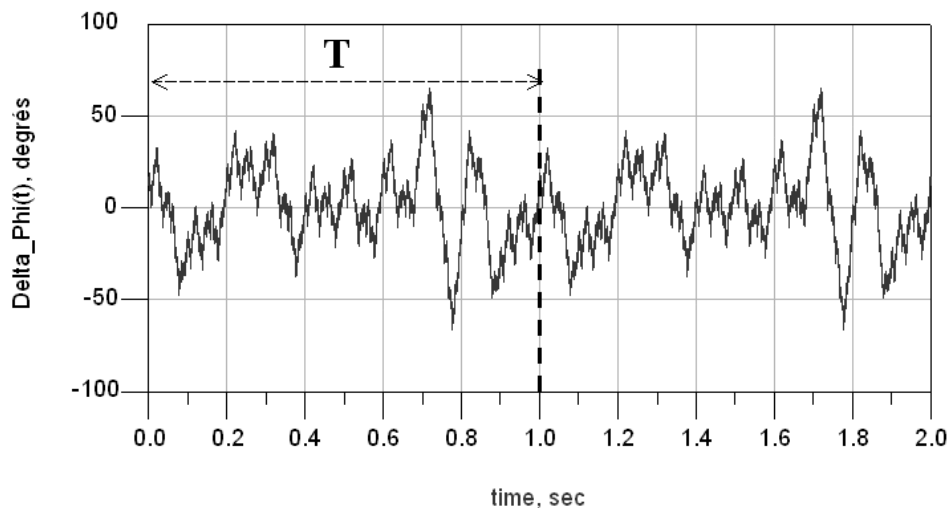


Figure 3-32 – Périodicité due à l'extrapolation de] 0 Hz ; f_{\min}]

II.3.2. Comparaison avec le modèle statique.

En entrant le gabarit du bruit de phase, le modèle statique nous donne la valeur efficace des fluctuations de la phase (cf. §chap3.II.1.1).

Nous allons comparer les résultats obtenus avec le modèle statique et notre modèle pour dix gabarits de bruit de phase différents (cf. **Annexe 2-1**). Pour cela, nous avons créé un modèle permettant de calculer la valeur efficace des fluctuations de la phase générées.

L'équation théorique de la valeur efficace X_{eff} d'une variable X périodique et de période T est la suivante :

$$X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X^2 dt} \quad (3-38)$$

Etant donné que nous avons comme valeurs d'entrée les fluctuations de phase $\Delta\phi$ échantillonnées, avec un pas d'échantillonnage temporel T_e , nous avons utilisé l'équation suivante :

$$\Delta\phi_{eff} = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{1}{t} \cdot \sum_i \Delta\phi_i^2 \cdot T_e} \quad (3-39)$$

où t est le paramètre temps.

Nous présenterons uniquement les résultats de la comparaison entre les deux modèles. Nous utiliserons, dans un premier temps, le gabarit suivant :

f_i (Hz)	10	100	1.10^3	10.10^3	100.10^3	1.10^6	10.10^6	100.10^6	274.10^6
$\mathfrak{F}(f_i)$ (dBc/Hz)	-15	-35	-55	-75	-95	-125	-125	-125	-125

Tableau 3-3 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour la comparaison

Rq : Ce gabarit est le gabarit n°9 de l'**Annexe 2-1**.

Le modèle statique nous donne comme valeur $\Delta\phi_{eff} = 45.52^\circ$. Cette valeur nous servira de référence.

Nous prendrons comme paramètre $TimeStop = 100$ msec et le mode d'interpolation *précis*. Les fluctuations de phase générées par notre modèle sont présentées **Figure 3-33**.

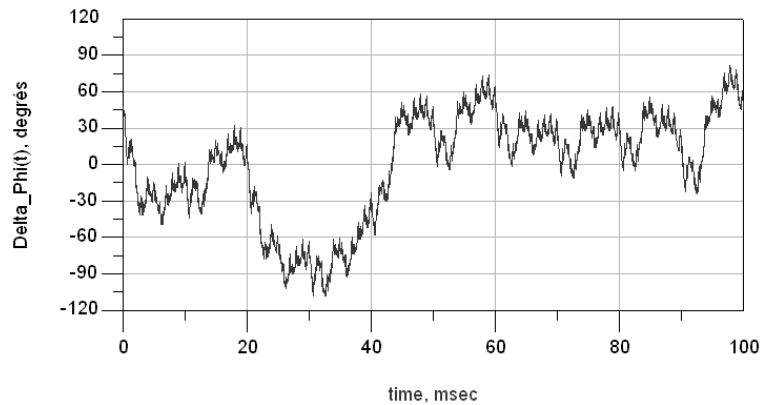


Figure 3-33 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°9 (précis)

La valeur efficace de ces fluctuations $\Delta\phi_{eff}(t)$, calculée par notre modèle en fonction du temps, est donnée par la **Figure 3-34** :

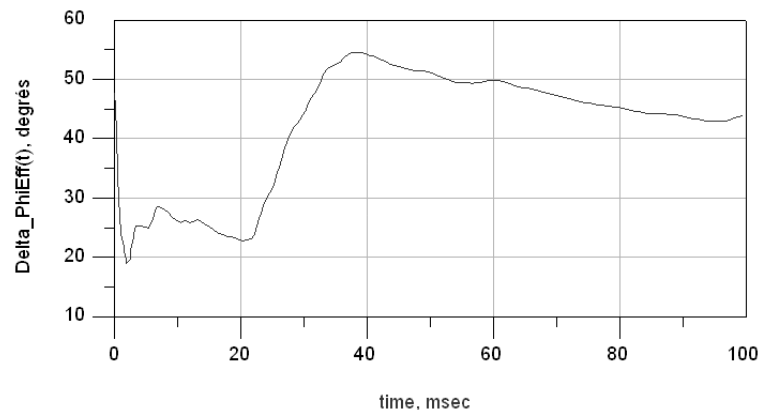


Figure 3-34 – Valeur efficace des fluctuations en fonction du temps (gabarit n°9) (précis)

Nous avons $\Delta\phi_{eff} = 43.9^\circ$ pour $t = 100$ msec. Ce résultat est très proche de la valeur donnée par le modèle statique (45.5°). Ce léger écart (3.5%) peut s'expliquer aisément :

- Comme $f_{max} = 1$ MHz, le modèle ne prend pas en compte la puissance du bruit comprise dans l'intervalle [1 MHz ; 274 MHz] ; pour cet exemple, la différence δ_p est faible puisque cette puissance est négligeable par rapport à celle comprise dans l'intervalle [10 Hz ; 1 MHz]. Notons que nous parlons de *différence* et non d'*erreur* puisque le bruit de phase n'est pas calculé à partir du même intervalle de fréquence.
- Il existe une erreur ϵ_i due à une interpolation insuffisante et donc à un calcul de la puissance du bruit moins précis.

Si nous diminuons le pas temporel ($T_e / 274$), la valeur efficace calculée par le modèle reste 43.9° ; nous pouvons alors estimer $\delta_p = 0\%$ et $\varepsilon_i = 3.5\%$. Pour retrouver le même résultat qu'avec le modèle statique, il faut garder le même pas temporel défini ci-dessus et il faut diminuer les pas fréquentiels $\Delta f[i]$ en prenant comme paramètre $TimeStop = 500$ msec.

Rq : Nous retrouvons bien $\acute{e}cart = \delta_p + \varepsilon_i = 0\% + 3.5\% = 3.5\%$.

Cette différence devrait apparaître plus clairement si nous prenons, pour notre comparaison, le gabarit n°1 (cf. **Annexe 2-1**) qui correspond à un bruit de phase faible : Le modèle statique nous donne $\Delta\phi_{eff} = 1.47^\circ$. Les fluctuations de phase, générées par notre modèle, sont présentées **Figure 3-35**. La valeur efficace de ces fluctuations $\Delta\phi_{eff}(t)$, calculée par notre modèle en fonction du temps, est donnée par la **Figure 3-36**.

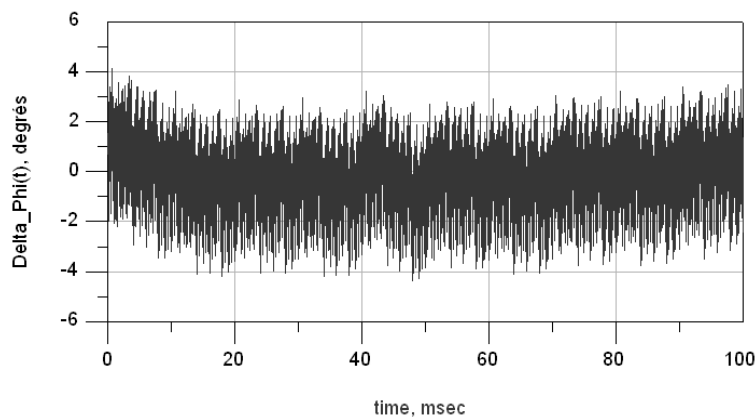


Figure 3-35 – *Fluctuations de la phase avec le gabarit n°1 (précis)*

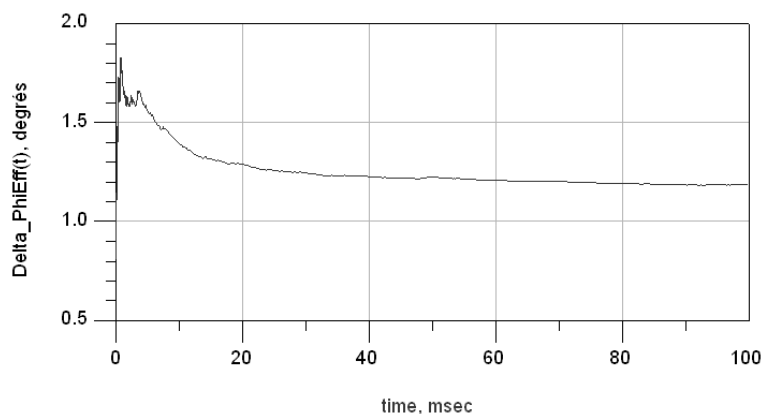


Figure 3-36 – *Valeur efficace des fluctuations en fonction du temps (gabarit n°1) (précis)*

Pour cet exemple, la valeur efficace mesurée au bout de 100 msec est $\Delta\phi_{eff} \approx 1.19^\circ$ (soit un écart de $\approx 19\%$ avec le modèle statique). En diminuant le T_e , nous obtenons la valeur $\Delta\phi_{eff} \approx 1.46^\circ$; nous avons donc $\delta_p \approx 18.3\%$. En augmentant le paramètre *TimeStop* à 200 msec, nous avons $\Delta\phi_{eff} \approx 1.47^\circ$; nous pouvons en déduire que $\varepsilon_i \approx 0.7\%$.

Rq : Nous retrouvons bien $\acute{e}cart = \delta_p + \varepsilon_i = 18.3\% + 0.7\% = 19\%$, aux approximations près.

Nous allons reprendre les comparaisons avec le modèle statique mais en choisissant le mode d'interpolation *rapide*. Les résultats obtenus avec le gabarit n°9, donné en **Annexe 2-1**, sont :

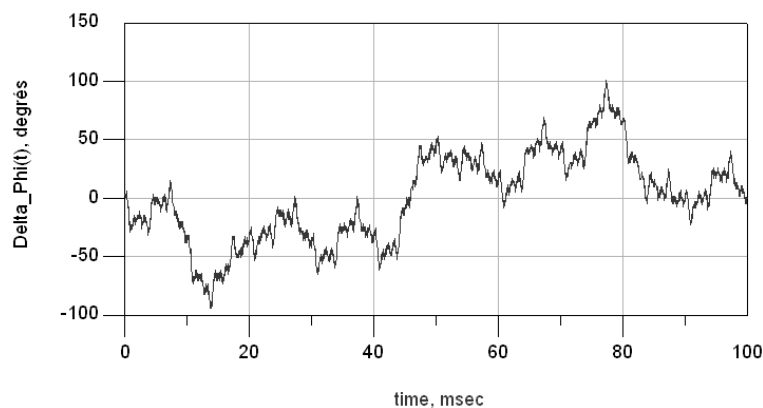


Figure 3-37 – *Fluctuations de la phase avec le gabarit n°9 (rapide)*

La valeur efficace mesurée au bout de 100 msec est $\Delta\phi_{eff} \approx 37.9^\circ$ (soit un écart de $\approx 16.7\%$ avec le modèle statique et un écart de 13.6% avec le mode d'interpolation *précis*). En diminuant le T_e , nous gardons la valeur $\Delta\phi_{eff} \approx 37.9^\circ$; nous avons donc $\delta_p = 0\%$. Augmenter le paramètre *TimeStop* n'a aucun effet puisque le nombre de points d'interpolation créés est fixe (3 points/intervalle) ; nous pouvons en déduire que $\varepsilon_i \approx 16.7\%$.

En prenant le gabarit n°1, nous obtenons les fluctuations illustrées **Figure 3-38**. La valeur efficace mesurée au bout de 100 msec est $\Delta\phi_{eff} \approx 1.11^\circ$ (soit un écart de $\approx 24.5\%$ avec le modèle statique et un écart de 6.7% avec le mode d'interpolation *précis*). En diminuant T_e , nous obtenons la valeur $\Delta\phi_{eff} \approx 1.23^\circ$; nous avons donc $\delta_p = 8.2\%$ et $\varepsilon_i \approx 16.3\%$.

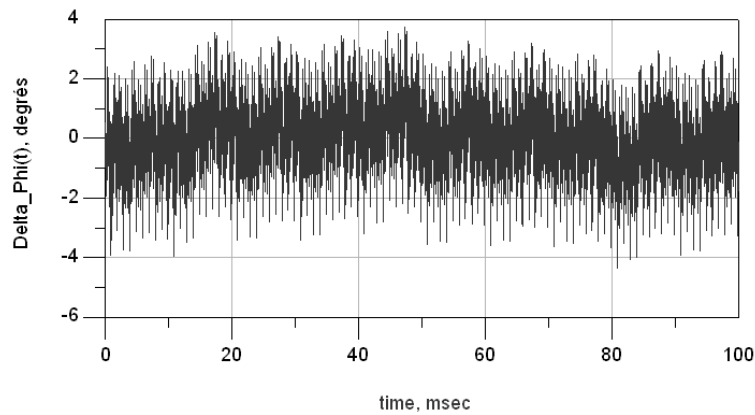


Figure 3-38 – Fluctuations de la phase avec le gabarit n°1 (rapide)

Nous vérifions bien que le mode d’interpolation *rapide* augmente l’erreur due à l’interpolation ϵ_i ; ce mode est à utiliser surtout pour de faibles puissances de bruit de phase comme c’est le cas pour le gabarit n°1 : Moins de 10% d’écart avec le mode d’interpolation *précis*. Les résultats obtenus avec l’ensemble des gabarits de référence sont disponibles en **Annexe 2-2**.

II.3.3. Comparaison avec le modèle du logiciel HP-ADS.

Nous allons comparer les temps de calculs de notre modèle avec le modèle incorporant le bruit de phase, disponible dans le logiciel HP-ADS.

Le gabarit du bruit de phase entré comme paramètre, est défini dans l’intervalle de fréquence [10 Hz ; 274 MHz]. Nous utiliserons l’interpolation *précise* mais nous ne procéderons pas à une extrapolation des basses fréquences. Les résultats sont présentés ci-dessous :

		Modèle HP-ADS	Modèle THALES	
			<i>précis</i>	<i>rapide</i>
TimeStop = 100 msec	Trame = 1 msec	t ≈ 96 sec	t ≈ 3.5 sec	t ≈ 3.2 sec
	Trame = 10 msec	t ≈ 930 sec	t ≈ 4.5 sec	t ≈ 4 sec
	Trame = 100 msec	Irréaliste !	t ≈ 16 sec	t ≈ 12 sec
	Trame = 200 msec	✗	t ≈ 30 sec	t ≈ 22 sec
TimeStop = 200 msec	Trame = 200 msec	✗	t ≈ 45 sec	✗

Tableau 3-4 – Comparaison des temps de calcul avec le modèle du logiciel HP-ADS

Il y a donc un rapport 30, au minimum, entre les temps de calculs de notre modèle et ceux du modèle du logiciel HP-ADS. Nous pouvons surtout voir que notre modèle permet d'envisager des temps de simulation supérieurs à 100 msec contrairement à celui du logiciel HP-ADS.

Nous pouvons en conclure que, du point de vue gain de temps pour les simulations, notre modèle atteint largement les objectifs fixés.

Rq : Les temps de calculs indiqués ne sont valables que pour des schématiques de simulation simplifiées au maximum : En effet, plus il y aura de « boîtes » (« *TimedSink* », etc.), plus les temps de calculs seront grands.

II.3.4. Distribution du bruit de phase généré par notre modèle.

Etudier la distribution du bruit de phase généré par le modèle revient à étudier la distribution de la fonction $\Delta\phi(t)$.

Nous avons créé une « boîte », sous le logiciel HP-ADS, qui découpe l'intervalle [$-Max$; Max] en onze intervalles (Max étant la valeur absolue maximale prise par le signal à tester) et qui leur attribue des compteurs ; le programme comptabilise le nombre d'échantillons en entrée qui appartiennent à chaque intervalle ; si le nombre d'échantillons et la durée de simulation sont suffisamment grands, nous obtenons ainsi un ordre de grandeur de la distribution du bruit : Il ne s'agit, naturellement, que d'une étude qualitative.

Nous utiliserons le mode d'interpolation *précis*, sans extrapolation des fréquences basses, avec les paramètres $TimeStop = DefaultTimeStop = 1$ sec, $BitTime = 1$ μ sec et $T_e = 0.5$ μ sec (soit 2.10^6 échantillons créés). Nous étudierons le bruit de phase issu de différents gabarits.

Les distributions d'amplitude du bruit de phase, généré à partir des gabarits n°1, n°3 et n°9, sont présentées respectivement **Figures 3-39, 3-40 et 3-41**. Les axes des ordonnées correspondent aux amplitudes des déviations de phase $\Delta\phi$ normalisées par rapport aux déviations de phase maximales $\Delta\phi_{max}$.

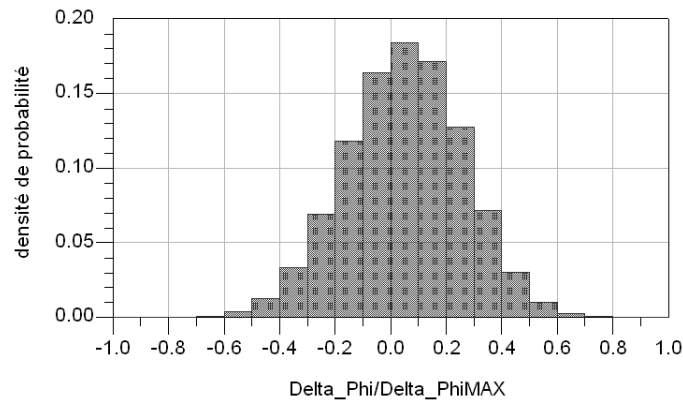


Figure 3-39 – *Distribution du bruit pour le gabarit n°1*

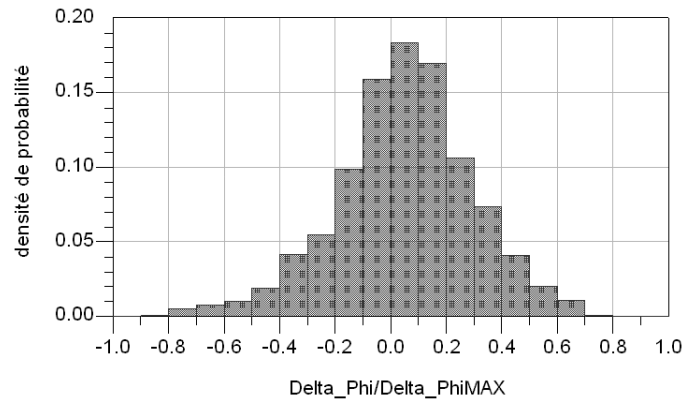


Figure 3-40 – *Distribution du bruit pour le gabarit n°3*

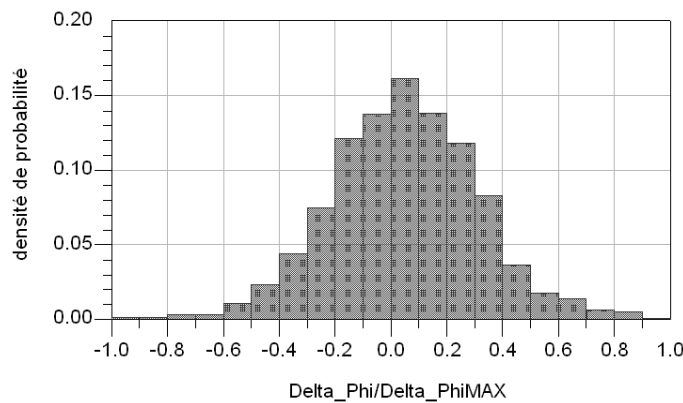


Figure 3-41 – *Distribution du bruit pour le gabarit n°9*

Les distributions du bruit de phase (issu des trois gabarits) obtenues ont l'allure d'une gaussienne. Nous retrouvons bien ce qui est dit dans la littérature (cf. §chap3.II.1.3.2). En effet, d'après le théorème de la Limite Centrale, la combinaison de différentes distributions (uniformes, gaussiennes, Rice, Rayleigh, etc.) tend à avoir une distribution gaussienne.

II.4. Limitations du modèle et définition de son domaine de validité.

Nous allons récapituler, dans ce paragraphe, toutes les limitations de notre modèle issues de sa conception même. Nous pouvons distinguer deux sources de limitations : Les limitations dues aux paramètres temporels de la simulation, et celles dues au mode d'interpolation fréquentielle, opté pour notre modèle.

II.4.1. Limitations dues aux paramètres temporels de la simulation.

Les paramètres temporels de la simulation sont T_e (i.e., le pas temporel d'échantillonnage), *DefaultTimeStop* et *TimeStop* (i.e., respectivement la durée de la simulation et la durée d'observation du bruit de phase par le modèle).

Le paramètre T_e est directement lié à la fréquence maximale que nous pouvons prendre en compte dans le spectre simple bande du bruit de phase : $f_{\max} = F_e / 2 = 1 / (2.T_e)$ (théorème de Shannon). Ainsi, nous ne verrons que la puissance du bruit de phase comprise dans l'intervalle $[f_{\min} ; f_{\max}]$. Cela a plus ou moins d'incidence selon l'allure du spectre : Si celui-ci présente des puissances de bruit plus grandes aux fréquences basses qu'aux fréquences hautes, il n'y aura aucune incidence ; cela ne sera pas le cas dans le cas contraire ou si les puissances sont du même ordre de grandeur sur tout le spectre (d'où une différence que nous avons nommée δ_p). Ce paramètre doit être réglé en fonction, tout en gardant à l'esprit que le diminuer augmentera naturellement les temps de calculs.

Le paramètre *TimeStop* du modèle est lié, quant à lui, au pas fréquentiel d'interpolation du premier intervalle du gabarit : $\Delta f_{\min} = 1 / \text{TimeStop}$. Pour garantir une certaine précision de notre modèle, nous l'avons défini de sorte qu'il soit toujours supérieur ou égal à 100 msec ; c'est pour cette raison que nous avons décorrélé ce paramètre de la durée de la simulation *DefaultTimeStop*.

Nous pouvons donc avoir deux cas :

- $DefaultTimeStop \leq TimeStop$: Nous ne voyons pas dans leur intégralité les fréquences $\geq 1/DefaultTimeStop$; la valeur efficace des fluctuations de phase est supérieure ou inférieure à la valeur théorique, puisqu'elle n'a pas le temps de l'atteindre avant la fin de la simulation. Le cas limite où elle est atteinte correspond à l'égalité.
- $DefaultTimeStop \geq TimeStop$: La valeur efficace théorique des fluctuations est atteinte avant la fin de la simulation ; en effet, le bruit de phase apparaît comme périodique puisque la durée de la simulation est supérieure à la période de la plus basse fréquence générée du spectre.

Pour résumer, tant que nous sommes à un instant $t \leq TimeStop$, le bruit de phase généré est pseudo-aléatoire ; au-delà de cette période, il est répété.

II.4.2. Limitations dues au mode d'interpolation du modèle.

Tout d'abord, les points interpolés entre deux points successifs du gabarit entré dans le modèle sont calculés pour former une droite : Il s'agit d'une interpolation du premier ordre.

Rq : Cela revient à faire une interpolation d'un ordre plus élevé pour les amplitudes η_i des fréquences du spectre.

Ensuite, pour diminuer les temps de calculs, nous avons fait le choix d'une interpolation logarithmique : Plus les fréquences sont élevées, plus le pas d'interpolation fréquentielle est grand. Cela est valable si le bruit de phase n'est pas prépondérant pour les hautes fréquences du spectre ; dans le cas contraire, l'erreur commise sur le calcul de la puissance sera plus grande. Pour cette interpolation logarithmique, nous avons créé deux modes :

- Le mode *rapide* : Il ne génère que 3 points par intervalle de fréquence. Ce mode est à utiliser pour des simulations nécessitant des temps de calculs lourds. L'erreur ϵ_i , due à une interpolation insuffisante, est constante.

- Le mode *précis* : Le nombre de points créés par intervalle est proportionnel à la durée d'observation du bruit par le modèle *TimeStop*. L'erreur ε_i , liée à l'interpolation, diminue quand *TimeStop* augmente. La valeur maximale autorisée pour le *TimeStop* est 1 seconde ; cela évite d'avoir un pas d'interpolation fréquentielle inférieur à 1 Hz pour le premier intervalle ; les autres intervalles auront des pas fréquents minimums proportionnels à 1 Hz pour que tous les intervalles aient le même nombre de points d'interpolation créés et que le principe de l'interpolation logarithmique soit conservé. L'erreur ε_i est donc bornée puisque le paramètre *TimeStop* est lui-même bornée : $1/f_{\min} \leq \textit{TimeStop} \leq 1 \text{ sec}$.

Nous pouvons inclure le modèle du bruit de phase dans tous les modèles où il apparaît ; nous retrouverons alors ses paramètres avec ceux du modèle en question.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu la définition et les origines du bruit de phase ainsi que l'importance de son impact dans une chaîne radio haut débit utilisant une modulation de phase. Généralement, le bruit de phase est le plus important pour les fréquences proches de la porteuse (particulièrement pour les modulateurs où son spectre de bruit possède une forme de type Lorentzienne).

Nous avons étudié les différents types de modèle du bruit de phase qui pouvaient exister (modèles statiques, statistiques et temporels), avant de choisir le principe du modèle proposé par le logiciel HP-ADS. En effet, celui-ci permet une représentation temporelle de bruit de phase à partir de la connaissance de son gabarit de bruit simple bande ; cependant, son mode d'interpolation fréquentielle étant linéaire, les temps de calculs, qu'il incombe, rendent le modèle quasiment inutilisable en simulation.

Lors de la présentation du modèle créé, nous avons vu que les équations utilisées étaient celles du modèle précédent, mais que sa particularité se situait dans son mode d'interpolation fréquentielle : Celui-ci devenait logarithmique. Grâce à ce nouveau principe, le nombre de fréquences interpolées est considérablement réduit - permettant de diviser les temps de calculs par un facteur supérieur à 30 – et que les fréquences basses du spectre de bruit étaient ainsi mieux prises en compte que les fréquences hautes – comme le bruit de phase est généralement le plus important pour les fréquences proches de la porteuse, la précision du modèle a pu être conservée. De plus, des paramètres du modèle permettent de modifier le compromis *Précision/Temps de calculs* très simplement.

Puis, nous avons vu que les principales limites du modèle étaient liées aux paramètres temporels de la simulation que sont la durée de la trame simulée et la fréquence d'échantillonnage. En effet, ceux-ci imposent des limites fréquentielles au spectre de bruit de phase à simuler ; ainsi, une partie de la puissance du bruit de phase n'est pas prise en compte, engendrant une modification de la valeur efficace des fluctuations de phase générées.

Enfin, notre modèle de bruit de phase a pour avantage de pouvoir être implémenté dans d'autres modèles tels qu'un modulateur, un démodulateur et les boucles à verrouillage de phase. Il a fait l'objet d'un article présenté lors de la EuMW (European Microwave Week) en 2005 [3-16].

BIBLIOGRAPHIE Chapitre 3

[3-1] Modélisation Distribuée des Sources de Bruit Basse Fréquence dans les Transistors à Effet de Champ : Application à la Conception d'Oscillateurs à Faible Bruit de Phase

E. VAURY

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2000, n° d'ordre 17-2000

[3-2] On the Role of the Additive and Converted Noise in the Generation of Phase Noise in Nonlinear Oscillators

JC. NALLATAMBY, M. PRIGENT, *Member, IEEE*, and J. Obregon, *Senior Member, IEEE*

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 53, n°3, mars 2005

[3-3] Réalisation de Bancs de Caractérisation et de Mesure de Bruit de Phase d'Oscillateurs Micro-Ondes pour la Détermination de leurs Conditions Optimales de Fonctionnement à Bruit de Phase Minimum

H. KIMOUCHE

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 1998, n° d'ordre 05-98

[3-4] Characterizing Phase Noise

Mini-Circuits Inc.

R.F. Design, janvier 2003

[3-5] Microwave and Wireless Synthesizers : Theory and Design

U.L. ROHDE

Ed. John Wiley and Sons Ltd, 1997, chap. 2

[3-6] Synthesiser Noise

I. POOLE

ELECTRONICS AND WIRELESS WORLD, septembre 1990, pp.820-825

[3-7] Draft Revision of IEEE STD 1139-1988 Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology – Random Instabilities

E.S. FERRE-PIKAL, J.R. VIG, J.C. CAMPARO, L.S. CUTLER, L. MALEKI,
W.J. RILEY, S.R. STEIN, C. THOMAS, F.L. WALLS, J.D. WHITE

Proc. IEEE International Frequency Control Symposium, 28-30 May, 1997, pp.338-357

[3-8] Evaluation du Logiciel ADS HP EESOF : Simulation dans le Domaine Fréquentiel et Temporel des Boucles d'Asservissements de Phase (P.L.L.)

F. MARTINEZ

Rapport de stage effectué au sein de THALES Communications, Colombes, 2001

[3-9] Understand the Effects of Phase Noise on A.C.D.s

S.J. GOLDMAN

MICROWAVES AND R.F., vol. 33, n°6, juin 1994, pp.136-140

[3-10] Frequency Synthesizer Design Handbook

J.A. CRAWFORD

The Artech House Microwave Library, 1994, chap. 3

[3-11] Phase Noise in Signal Sources : Theory and Applications

W.P. ROBINS

Ed. London Peter Peregrinus Ltd, IEE Telecommunications Series 9, 1982

[3-12] Simulate Oscillator Phase Noise

A. HOWARD

MICROWAVES AND R.F., vol. 32, n°11, novembre 1993, pp.64-70

[3-13] Phase Noise and Jitter – a Primer for Digital Designers

N. ROBERTS

EETIMES, 14 juillet 2003

[3-14] Phase Noise in Oscillators : a Unifying Theory and Numerical Methods for Characterisation

A. DEMIR, A. MEHROTRA, J. ROYCHOWDHURY

IEEE Transactions on Circuits and Systems-1 Fundamental Theory and Applications.
(47), No5, May 2000

[3-15] Analysis of White and $f^{-\alpha}$ Noise in Oscillators

F.X. KAERTNER

International Journal of Circuit Theory and Applications. (18), 1990, pp.485-519

[3-16] Temporal Modelling of Phase Noise in an Oscillator

A. LE BRUN, C. POUMIER, J.C. NALLATAMBY, S. MONS, R. QUERE

European Microwave Week, octobre 2005

Chapitre 4

Simulation d'une chaîne radio complète

INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les modèles développés de fonctions élémentaires constituant une chaîne radio à l'émission et à la réception : Les générateurs de forme d'onde, les modulateur IQ / démodulateur IQ , les mélangeurs, le canal de propagation et les systèmes de récupération de porteuse.

Dans ce chapitre, nous allons assembler tous ces éléments afin de constituer une chaîne radio complète, et observer les résultats issus des simulations pour un signal de type 8PSK. Dans cette chaîne, les principales perturbations, que nous prendrons en compte, sont le canal de propagation et le bruit de phase des différents oscillateurs locaux, présents tout le long de la chaîne radio. Nous comparerons leur impact sur la chaîne, observé en simulation, avec des mesures réalisées par THALES Communications. Enfin, nous discuterons sur les éléments qui nous ont apparus nécessaires à modéliser, lors de la réalisation de la chaîne radio complète.

I. SIMULATIONS D'UNE LIAISON DE TYPE 8PSK.

Nous allons étudier les résultats, obtenus après simulation, pour une chaîne radio complète utilisant une modulation de phase de type 8PSK ; nous y introduiront les non-linéarités au fur et à mesure afin de mettre en évidence leurs impacts et nous donnerons les temps de calculs nécessaires pour chacune des simulations (nous disposerons pour cela d'un ordinateur équipé d'un Pentium IV 1.8 GHz avec une mémoire RAM de 1 Go).

I.1. Liaison directe.

Tout d'abord, nous étudierons la liaison directe où les modules d'émission et de réception sont reliés directement (liaison par un *fil*).

I.1.1. Synoptique de la liaison directe.

Nous allons présenter les schémas utilisés pour les modules d'émission et de réception en reprenant les modèles présentés dans le **chapitre 2**.

I.1.1.1. Module émission.

Le module émission comprend la génération de la trame, le codage canal (modulation 8PSK) et la modulation autour d'une fréquence porteuse.

La trame est générée à l'aide d'un modèle qui permet de créer des blocs de N bits de type R.Z. ou N.R.Z. selon le codage de Gray (un seul bit modifié entre deux blocs de N bits).

Le train de bits ainsi généré est ensuite scindé en deux trains de bits sur les voies $I(t)$ et $Q(t)$ à l'aide du modèle de convertisseur série/parallèle pour 8PSK.

Les deux signaux numériques $I(t)$ et $Q(t)$ sont convertis en deux signaux analogiques à l'aide du modèle de convertisseur numérique/analogique ; les signaux obtenus sont transposés autour d'une fréquence porteuse intermédiaire (F.I.) f_{mod} à l'aide du modèle de modulateur IQ .

Etant donné qu'il s'agit d'une liaison directe, nous ne transposerons pas le signal dans la bande Ku .

Le synoptique du module émission, constitué de ces divers éléments, est présenté **Figure 4-1**.

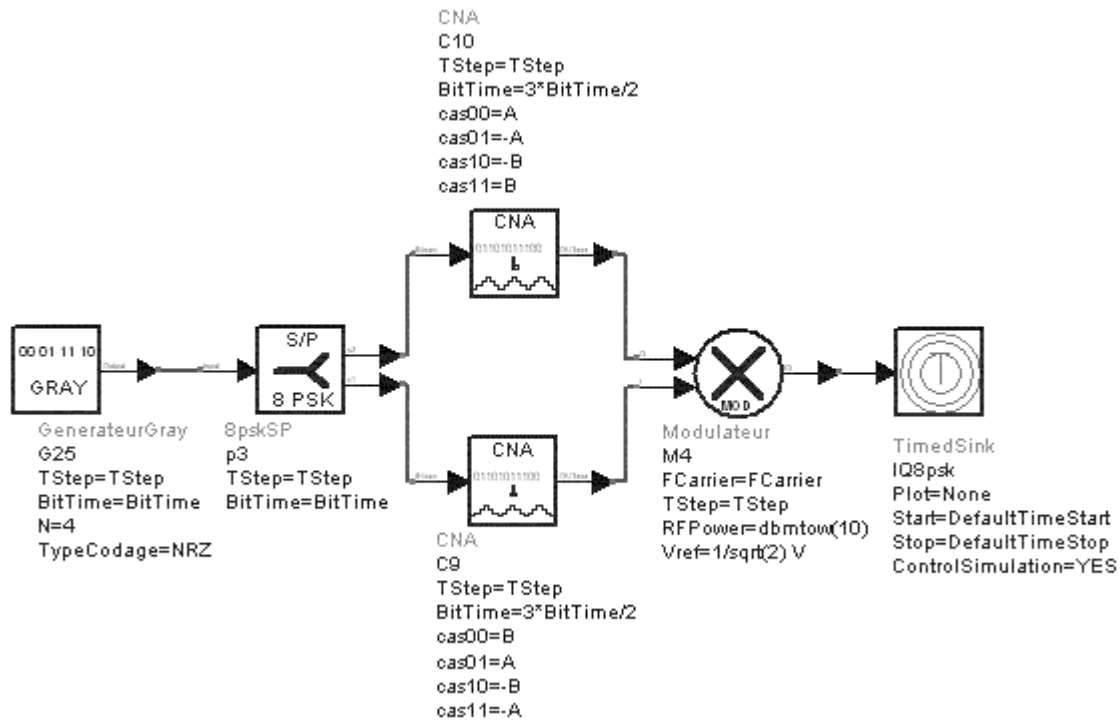


Figure 4-1 – Module émission générant un signal de type 8PSK

I.1.1.2. Module réception.

Le module réception comprend des modèles qui sont le pendant de ceux présents dans le module émission ; nous y trouverons en plus des fonctions de filtrage et de détection. Le premier élément est le modèle de la boucle à verrouillage de phase numérique permettant de verrouiller un V.C.O. en phase et en fréquence par rapport à la fréquence porteuse du signal reçu. Le signal reçu est démodulé à l'aide du modèle de démodulateur IQ asynchrone ; nous retrouvons alors les données en bande de base sur les voies $I(t)$ et $Q(t)$. L'oscillateur local, permettant d'effectuer la démodulation, est externe au modèle ; dans notre cas, nous utiliserons le signal issu du V.C.O. du modèle de la BVP-IC. Nous utiliserons des filtres passe-bas de type Butterworth sur les voies $I(t)$ et $Q(t)$, pour éliminer les composantes $2.f_{mod}$ issues de la démodulation. Pour détecter les niveaux d'amplitude des bits présents sur les voies $I(t)$ et $Q(t)$, nous utiliserons le modèle de détecteur à quatre seuils. Les signaux analogiques sont convertis en signaux numériques à l'aide du modèle de convertisseur analogique/numérique. Les signaux numériques des voies $I(t)$ et $Q(t)$ sont recombinaés à l'aide du modèle de convertisseur parallèle/série pour 8PSK.

Le synoptique du module réception, constitué de ces divers éléments, est présenté **Figure 4-2**.

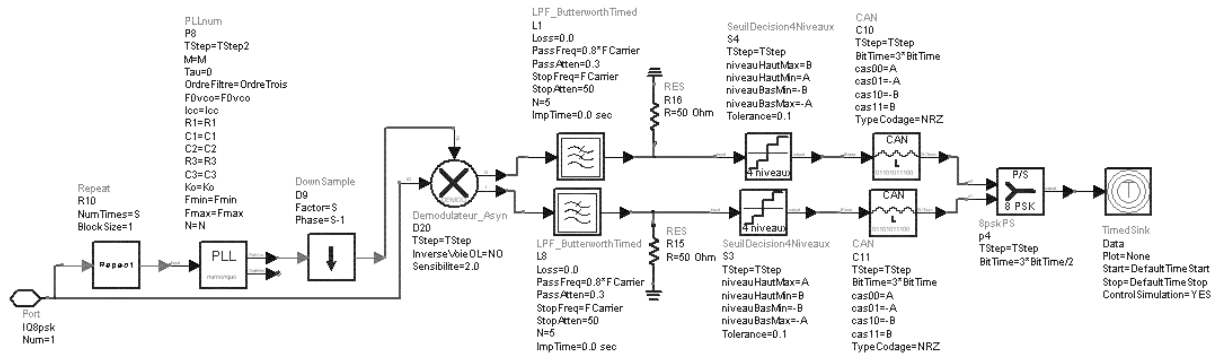


Figure 4-2 – Module réception démodulant un signal de type 8PSK

Rq : Nous procéderons à un sur-échantillonnage (facteur S) à l'entrée du modèle de la BVP-IC pour diminuer le bruit de quantification (cf. §chap2.IV.2.2.5).

Le synoptique de la liaison directe étant présenté, nous allons maintenant étudier les résultats issus des simulations.

I.1.2. Simulation de la liaison directe.

Tout d'abord, nous allons présenter les paramètres utilisés lors de cette simulation. Celle-ci représente un cas idéal, mais elle permet de comprendre le fonctionnement global de la chaîne.

La trame initiale IQ_{ent} est constituée d'une succession de blocs de $N = 4$ bits (codage de Gray) de durée $Tb_E = 10$ nsec (soit un temps symbole $T_{symb_E} = 30$ nsec) ; sur les voies I et Q , les bits des signaux s_I et s_Q ont alors une durée de $Tb_S = 3.Tb_E / 2 = 15$ nsec. Les amplitudes des C.N.A. sont fonctions de $A = \cos(\pi / 8)$ V et $B = \sin(\pi / 8)$ V. Les signaux I_{ent} et Q_{ent} , obtenus à la sortie des convertisseurs, sont combinés (signal IQ_{mod}) et transposés autour de la fréquence intermédiaire $f_{IF} = 1$ GHz avec une puissance de sortie $P_{mod} = 10$ dBm ; la fréquence d'échantillonnage a été fixée à $f_e = 3$ GHz (soit 30 échantillons par bit).

La fréquence centrale de la BVP-IC d'ordre 4, permettant de synchroniser les oscillateurs locaux d'émission et de réception, a été fixée à $f_{0vco} = 1$ GHz (avec une phase initiale $\varphi_0 = 50^\circ$, une sensibilité $K_0 = 50$ MHz/V et pour fréquences maximales d'excursion $f_{\min} = 700$ MHz et $f_{\max} = 1300$ MHz); la fréquence de comparaison a été fixée à $f_{ref} = 200$ MHz (soit $N = 5$ et $M = 5$) et le courant délivré par le circuit de pompe de charge à $I_{cc} = 5$ mA. Sa fréquence d'échantillonnage vaut $f_{eBVP} = 9$ GHz (soit un facteur de sur-échantillonnage $S = 3$). $V_c(t)$ représente la tension de commande du V.C.O..

Les paramètres du récepteur sont les mêmes que pour l'émetteur. Les signaux filtrés en sortie du démodulateur ($f_c = f_{IF} = 1$ GHz) sont appelés I_s et Q_s ; ceux en sortie des détecteurs à seuil $I_{sDetecte}$ et $Q_{sDetecte}$; la trame reconstituée est nommée IQ_{sor} .

Les résultats, issus des simulations pour une trame de 100 μ sec (soit 10.000 bits), sont présentés **Figure 4-3** pour l'émission et **Figure 4-4** pour la réception.

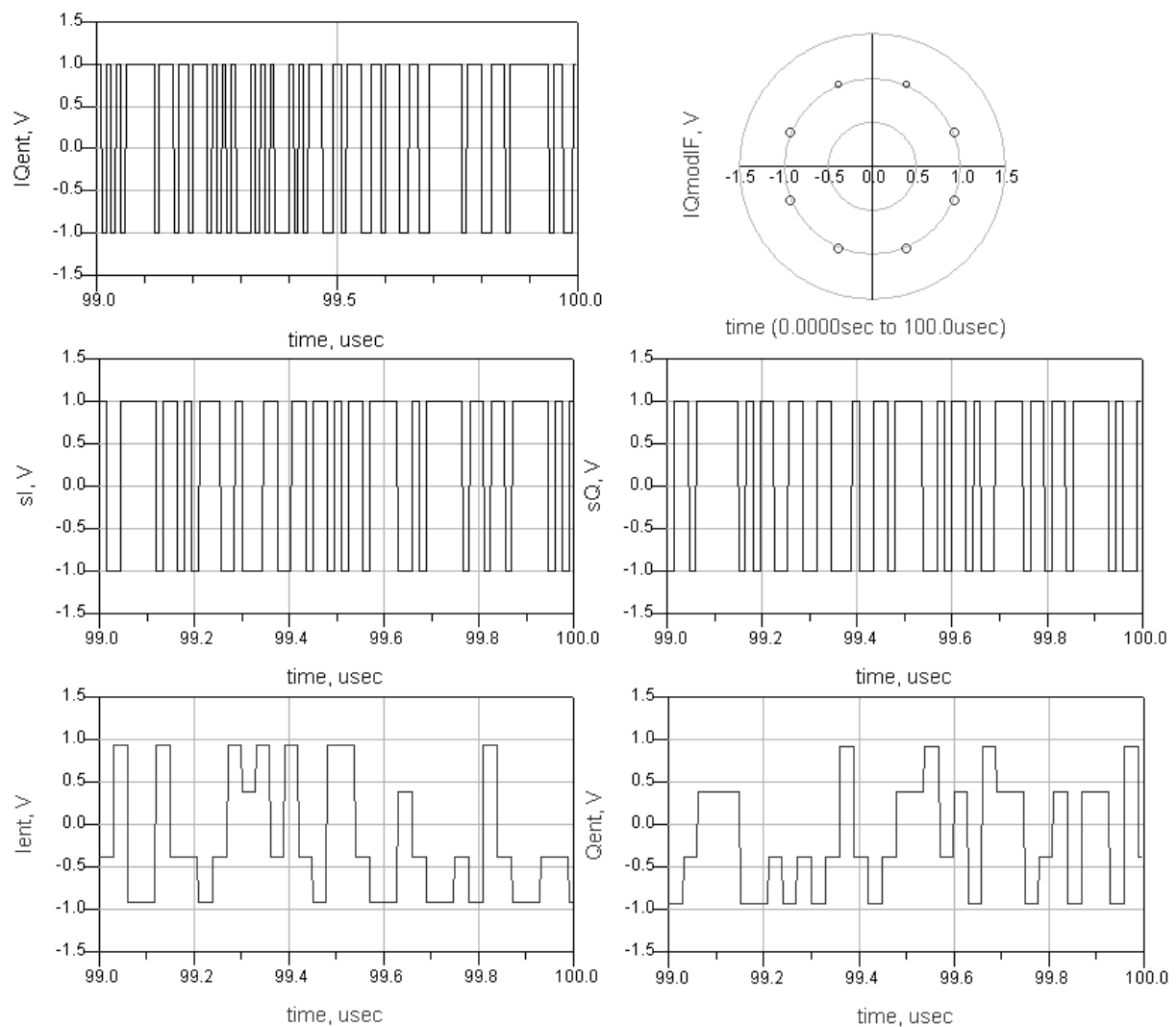


Figure 4-3 – Génération du signal 8PSK pour une liaison directe

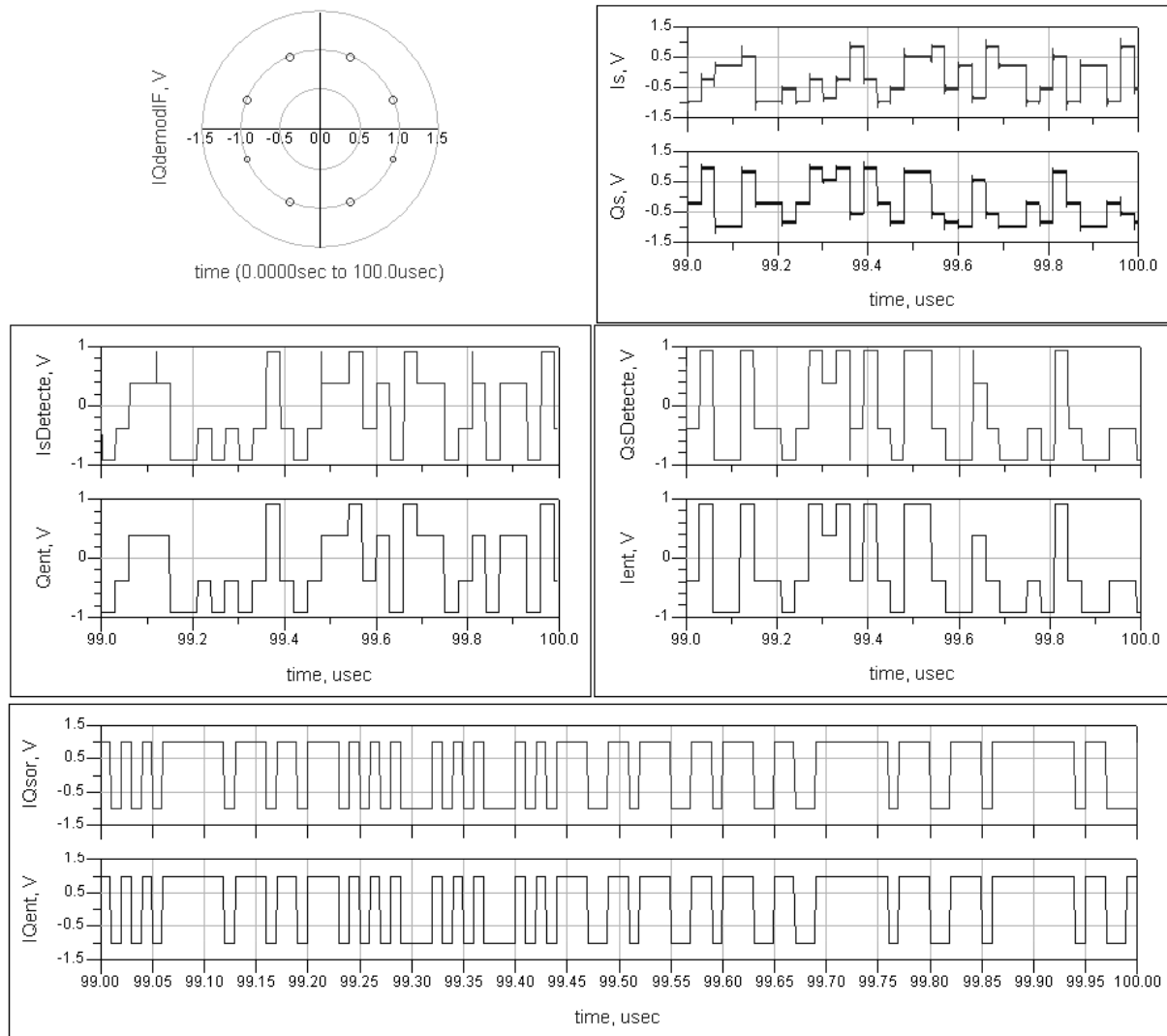


Figure 4-4 – *Démodulation du signal 8PSK pour une liaison directe*

Rq : Pour une meilleure lisibilité, certains résultats ne sont observés que sur l'intervalle de temps [99 μ sec ; 100 μ sec].

Nous noterons qu'entre l'émission et la réception, il y a une inversion entre les voies I et Q due à une rotation de phase de la BVP-IC ; les voies d'entrées du convertisseur parallèle/série ont donc été permutées afin de retrouver la trame initiale à sa sortie. La trame IQ_{sor} , ainsi récupérée, contient des erreurs à son début ; cela est dû au temps d'accrochage de la BVP-IC (caractérisé par la tension de commande du V.C.O. $V_c(t)$). Les temps de calculs sont d'environ 30 secondes pour cette simulation.

Cet exemple nous a permis de voir le fonctionnement de la chaîne radio dans un cas simple et de distinguer les différentes parties qui la composent. Nous allons maintenant introduire un modèle de canal de propagation.

I.2. Liaison avec canal de propagation.

Pour cette simulation, nous avons choisi d'utiliser le modèle de canal discret N rayons, défini par son profil puissance/retard discret, avec un trajet réfléchi (NLOS).

La liaison n'étant plus directe, le signal doit être transposé de la fréquence intermédiaire $f_{IF} = 1$ GHz à la fréquence porteuse radio $f_{RF} = 14$ GHz, avec une puissance de sortie $P_{RF} = 100$ dBm ; l'opération inverse est réalisée à la réception du signal. Ces transpositions sont effectuées à l'aide du modèle de mélangeur (cf. §chap2.II.2.3). A la réception, la puissance de sortie du modulateur transposant le signal de la fréquence radio à la fréquence intermédiaire, a été fixée à 10 dBm avec une tension de référence de $V_{ref} = 1$ mV.

Le canal choisi correspond à une liaison *Air/Sol* (émetteur à 1 km d'altitude et récepteur à 10 m du sol ; distance au sol les séparant égale à 25 km). Le trajet réfléchi (i.e., le NLOS) arrive avec un retard $r = 5$ µsec et une puissance relative $P_r = -20$ dBc par rapport au LOS. Les scintillations troposphériques, présentes sur le LOS et le NLOS, sont caractérisées par un facteur de Rice $K_{scintillations} = 20$ dB et un étalement Doppler $E_{do} = 0.5$ Hz.

Un problème s'est posé au niveau de la récupération de la porteuse par la BVP-IC. En effet, en sortie du canal de propagation, le trajet direct (LOS) arrive avec un retard τ_0 , lié à la distance qu'il a parcourue, créant une rotation de phase φ_0 de la constellation (cf. §chap2.III.4.1.1) ; ce déphasage s'ajoute à l'état de phase de la modulation ($\varphi_k = k.\pi/8$, $k = 0,1,\dots,7$), rendant impossible la reconnaissance de celle-ci : Nous parlons alors d'*ambiguïté de phase*. Dans la pratique, il existe des moyens (non issus de la radio) pour lever cette ambiguïté ; dans notre cas, n'ayant pas eu le temps d'étudier ce problème et nous avons du informer la BVP-IC sur le premier état de phase de la modulation afin de l'éliminer.

Le canal de propagation a eu un autre impact sur les simulations au niveau des temps de simulation, ou plus exactement, sur la durée nécessaire du temps d'observation. En effet, le retard incombé au LOS, lors de son passage dans le canal de propagation, est extrêmement grand par rapport à la durée de la trame simulée ; nous avons alors à calculer, en réception, un nombre important d'échantillons ne contenant aucune information. Pour limiter la durée de la simulation et les temps de calculs, nous avons éliminé le retard τ_0 du LOS, tout en conservant ses impacts sur le signal (φ_0 par exemple). Les résultats, issus des simulations pour une trame de 100 µsec, sont présentés **Figure 4-5** ; les temps de calculs relatifs à cette simulation sont d'environ 450 secondes (soit 7 minutes et 30 secondes).

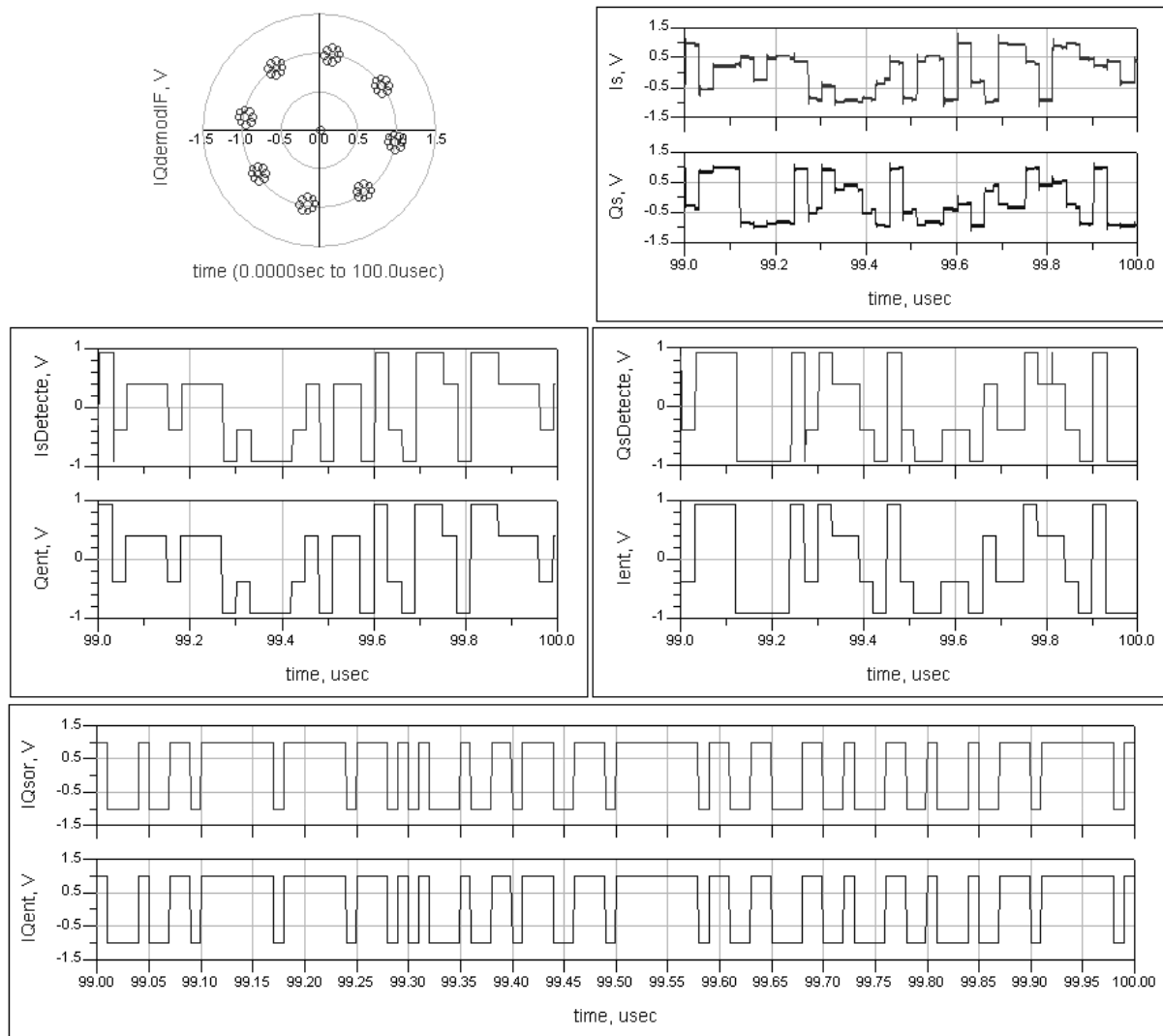


Figure 4-5 – Démodulation du signal 8PSK pour une liaison (canal seul)

Nous pouvons voir l'impact du NLOS sur la constellation 8PSK en sortie du démodulateur RF/IF (signal IQ_{demod}), où apparaissent des déformations caractéristiques de la présence d'un signal perturbateur. Ces résultats sont réalistes dans le cas où le NLOS est la seule perturbation présente et qu'elle est stable.

De plus, le retard du LOS dans le canal entraîne un déphasage de la constellation φ_0 par rapport à leur position théorique. Malgré ces perturbations, nous retrouvons, dans notre exemple, la trame émise (tout du moins, une fois que la boucle est verrouillée).

La **Figure 4-6** illustre l'évolution de la constellation tout le long de la chaîne. La **Figure 4-7** représente les variations de la puissance du signal causées par le NLOS ; ce phénomène est appelé *multipath fading* (cf. §chap2.III.3.3.1).

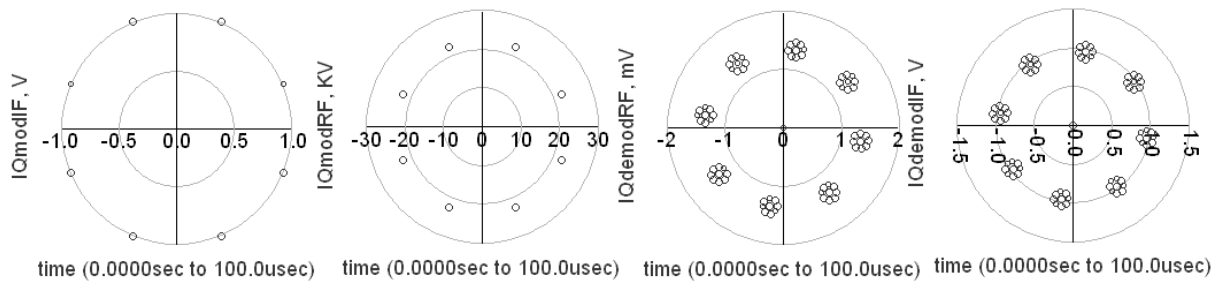


Figure 4-6 – Impact du canal de propagation sur la constellation ($r = 5 \mu\text{sec}$, $P_r = -20 \text{ dBc}$)

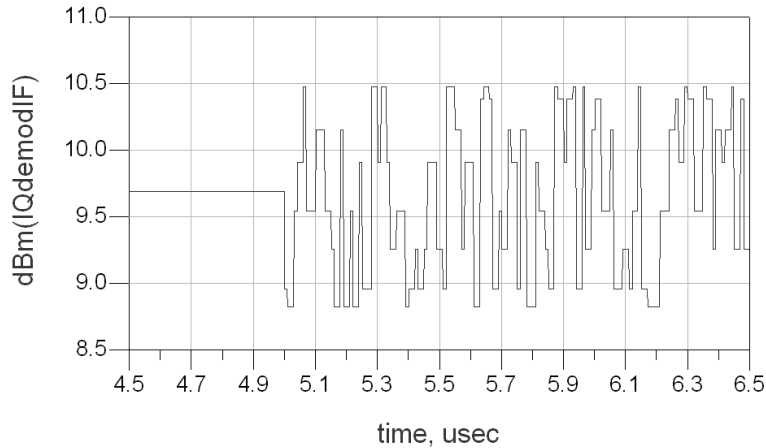


Figure 4-7 – Multipath fading causé par le NLOS

La **Figure 4-8** présente l'évolution de la constellation tout le long de la chaîne dans le cas où le NLOS arrive avec un retard $r = 5 \mu\text{sec}$ et une puissance relative $P_r = -15 \text{ dBc}$ par rapport au LOS.

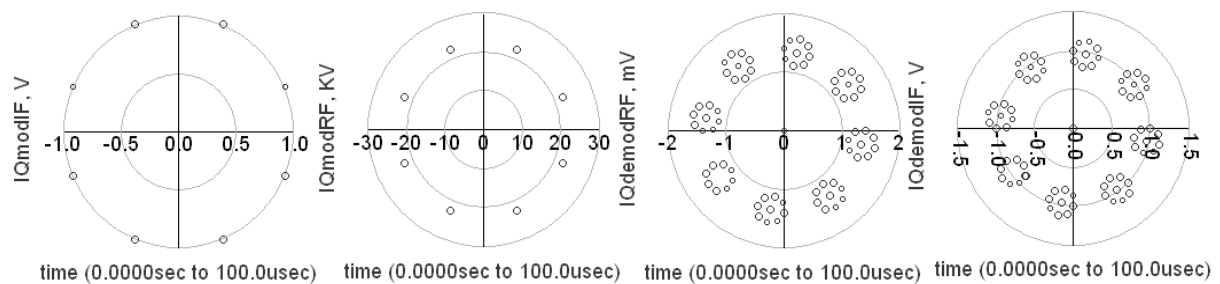


Figure 4-8 – Impact du canal de propagation sur la constellation ($r = 5 \mu\text{sec}$, $P_r = -15 \text{ dBc}$)

Nous retrouvons bien le fait que d'augmenter la puissance du NLOS augmente son impact sur le signal utile et dégrade le rapport signal à bruit.

Nous allons maintenant étudier l'impact du bruit de phase, présent au niveau des oscillateurs locaux, sur la chaîne de transmission.

I.3. Liaison incluant le bruit de phase des oscillateurs locaux.

Tout d'abord, nous évaluerons les perturbations causées par le bruit de phase des oscillateurs sans le canal de propagation.

Les gabarits du bruit de phase, utilisés pour la simulation, sont présentés **Tableau 4-1** et **Tableau 4-2** ; le premier correspond au bruit de phase présent dans les oscillateurs réalisant les transpositions de fréquence BdB/IF et IF/BdB (avec *BdB* pour *Bande de Base*), le second pour les transpositions de fréquence IF/RF et RF/IF.

Pour les simulations, le paramètre temporel du bruit de phase sera fixé à $TimeStop = 10$ msec, puisque la première fréquence du gabarit est 100 Hz (cf. §chap3).

f_i (Hz)	100	1.10^3	10.10^3	100.10^3	1.10^6	10.10^6
$\mathfrak{L}(f_i)$ (dBc/Hz)	-76	-84	-87	-105	-130	-137

Tableau 4-1 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les oscillateurs BdB/IF et IF/BdB

f_i (Hz)	100	1.10^3	10.10^3	100.10^3	1.10^6	10.10^6
$\mathfrak{L}(f_i)$ (dBc/Hz)	-67	-73	-76	-94	-119	-126

Tableau 4-2 – Gabarit de bruit de phase utilisé pour les oscillateurs IF/RF et RF/IF

I.3.1. Liaison avec seulement le bruit de phase des oscillateurs locaux.

Les résultats, issus des simulations pour une trame de 100 µsec, sont présentés **Figure 4-9**. Nous retrouvons bien l'impact du bruit de phase sur la constellation dont les états décrivent des arcs de cercles de façon pseudo-aléatoire. La présence seule du bruit de phase n'empêche pas de retrouver la trame émise après démodulation. Les temps de calculs relatifs à cette simulation sont d'environ 420 secondes (soit 7 minutes).

La **Figure 4-10** illustre l'impact du bruit de phase sur la constellation tout le long de la chaîne. Nous avons utilisé un atténuateur entre les démodulateurs RF/IF et IF/BdB afin de compenser l'absence du canal de propagation et retrouver une puissance équivalente.

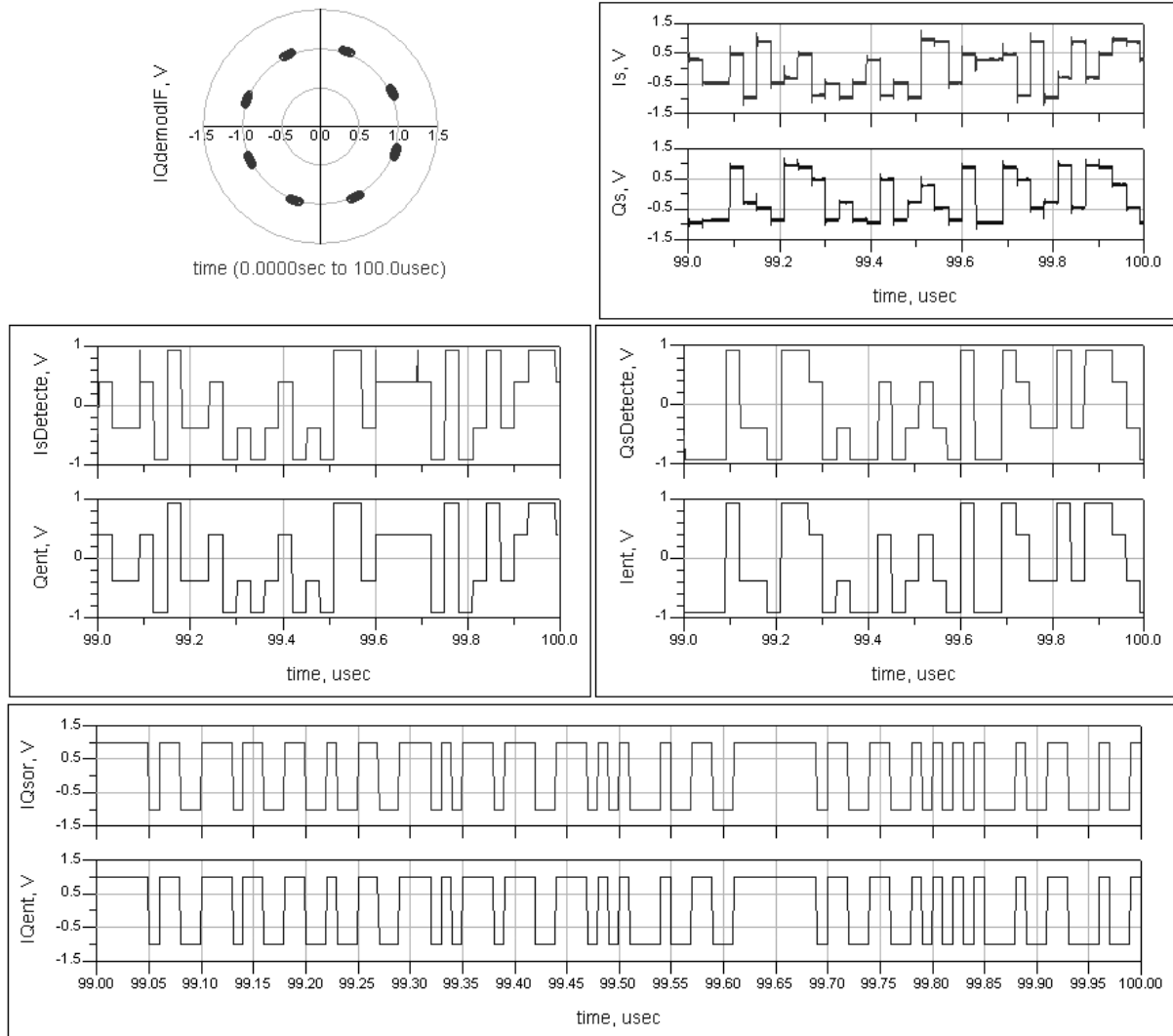


Figure 4-9 – Démodulation du signal 8PSK (bruit de phase seul)

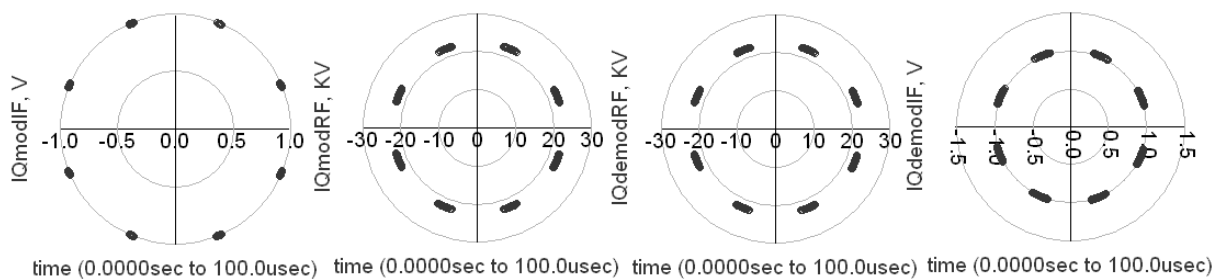


Figure 4-10 – Impact du bruit de phase sur la constellation

I.3.2. Liaison avec le canal de propagation et le bruit de phase des oscillateurs locaux.

Les résultats, issus des simulations pour une trame de 100 μ sec, sont présentés **Figure 4-11**. Nous retrouvons bien l'impact du bruit de phase et du canal de propagation sur la constellation ; en effet, nous pouvons observer des boules de bruit autour des états théoriques de la constellation (avec le déphasage φ_0 dû au retard du LOS dans le canal).

La **Figure 4-12** illustre l'impact du bruit de phase et du canal de propagation sur la constellation tout le long de la chaîne. Un focus sur un des états de la constellation en sortie du démodulateur RF/IF est proposé **Figure 4-13** ; il permet de mieux observer les impacts combinés du canal de propagation et du bruit de phase des oscillateurs. Pour simuler cette liaison complète, les temps de calculs sont d'environ 840 secondes (soit 14 minutes).

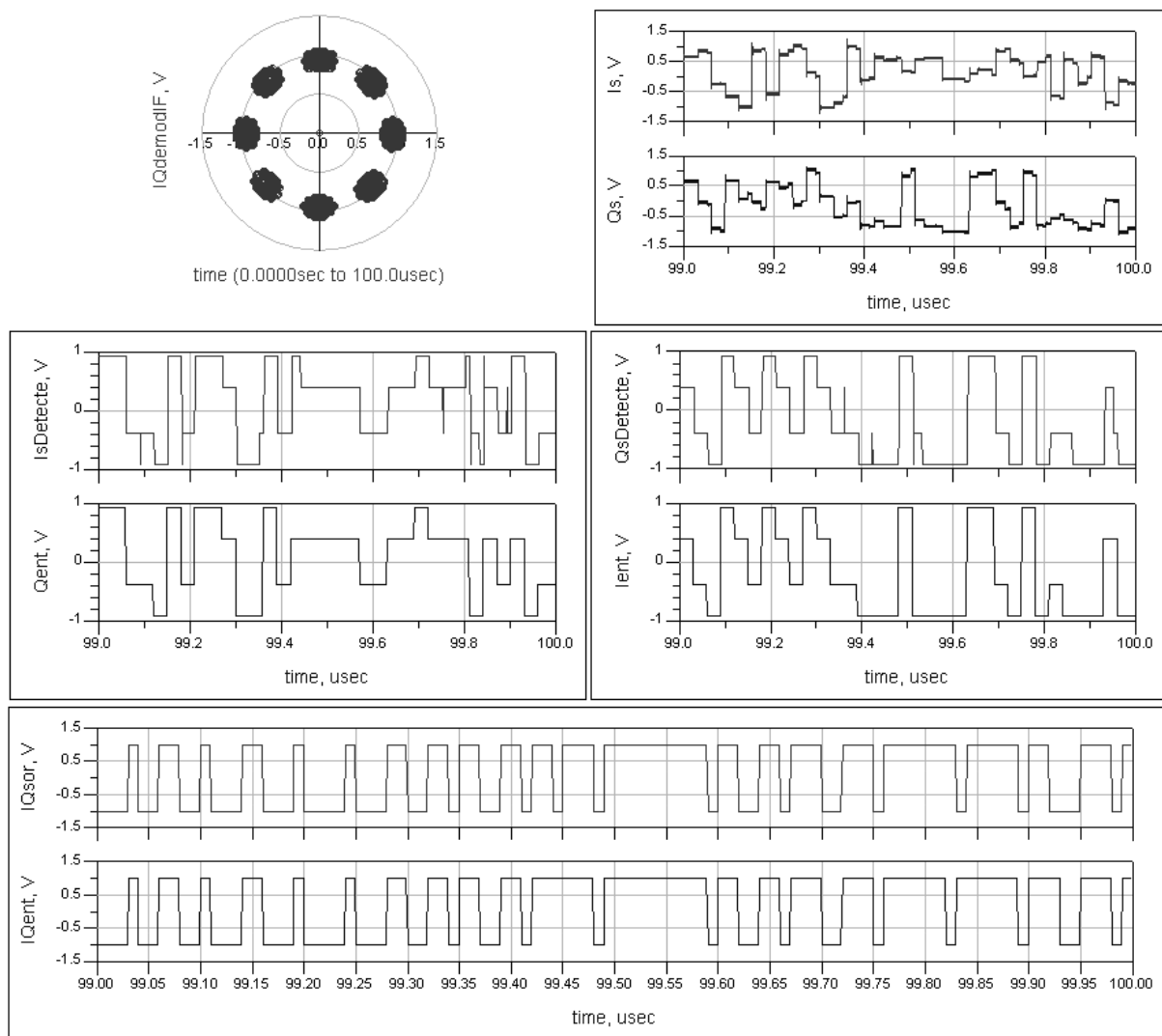


Figure 4-11 – Démodulation du signal 8PSK (canal + bruit de phase)

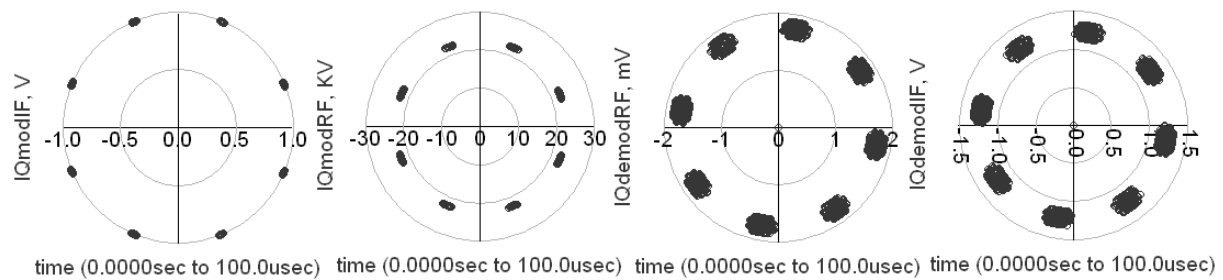


Figure 4-12 – Impact du canal de propagation et du bruit de phase sur la constellation

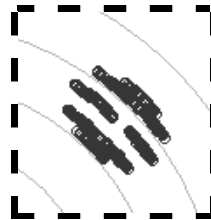


Figure 4-13 – Focus sur un des états de la constellation en sortie du démodulateur RF/IF

La **Figure 4-13** présente de façon détaillée un état de la constellation en sortie du démodulateur RF/IF ; nous retrouvons bien les 8 états dus au NLOS qui ont chacun subi les déformations liées au bruit de phase.

Nous allons maintenant comparer les résultats issus des simulations avec des mesures réalisées par THALES Communications.

I.4. Comparaison simulations/mesures.

La **Figure 4-14** présente le synoptique de la chaîne de transmission sur laquelle THALES Communications a réalisé des mesures.

Sa partie émission est composée d'un modem 8PSK, d'un *Up Converter* (transposant le signal de la bande *L* à la bande *Ku*) et d'un amplificateur de puissance (H.P.A.) ; celui-ci étant corrigé en amplitude et en phase, il entraîne une erreur de phase inférieure à 1° , l'utilisation d'un modèle idéal en simulation est réaliste. Le canal de propagation n'a pas été caractérisé en mesures car le contexte était trop difficile ; il ne sera donc pas pris en compte lors de la simulation, d'autant plus que la directivité des antennes (ouvertures de 6° et de 1.5° à 3 dB respectivement à l'émission et à la réception) rend l'impact des NLOS, issus de réflexions au sol, négligeable et que la composante NLOS diffuse est très faible : Le canal est donc considéré comme « transparent ». Par ailleurs, lors de la réalisation des mesures, seuls des phénomènes de slow fading plat ont été observés.

Quant au récepteur, il est composé d'un amplificateur faible bruit (L.N.A.), d'un *Down Converter* (transposant le signal de la bande *Ku* à la bande *L*) et d'un démodulateur. Le L.N.A. ayant un fonctionnement linéaire, il n'engendre que de faibles dégradations et ne sera donc pas pris en compte dans les simulations.

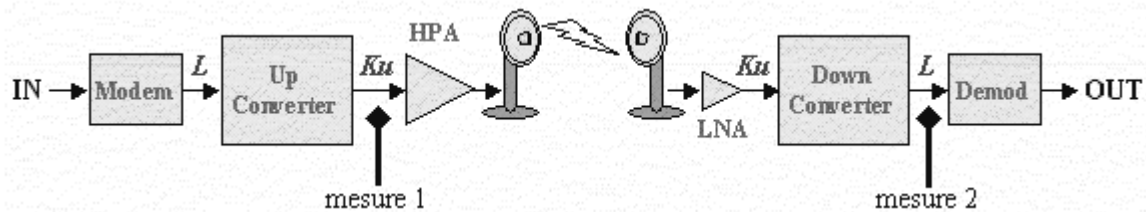


Figure 4-14 – Synoptique de la chaîne de transmission utilisée par THALES Communications

Les mesures, dont nous disposons donc, concernent les E.V.M. (*Error Vector Magnitude*) et les constellations d'un signal de type 8PSK en sortie du mélangeur IF/RF (émission : mesure 1) et du mélangeur RF/IF (réception : mesure 2) de la chaîne. Elles sont obtenues après avoir calculé leurs valeurs moyennes sur plusieurs séquences de 100 μ sec. Les gabarits de bruit de phase des oscillateurs locaux de la chaîne de transmission mesurée, sont ceux que nous avons utilisés précédemment pour nos simulations (cf. **Tableau 4-1** et **Tableau 4-2**).

Etant donné que ne possédons que très peu d'informations sur les déformations en amplitude du signal et que nous avons vu que celles-ci étaient négligeables, nous n'utiliserons que les mesures d'E.V.M. relatives à la phase et que nous noterons $\Delta\phi$; la définition de l'E.V.M. est présentée **Figure 4-15**.

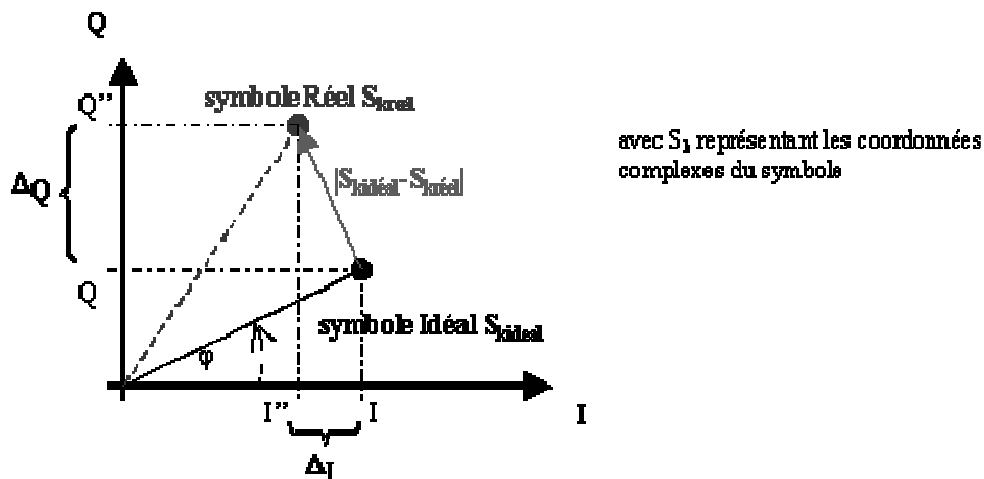


Figure 4-15 – Définition de l'E.V.M.

I.4.1. Mesures en sortie du mélangeur FI/RF présent à l'émission.

Le signal mesuré est dégradé par le bruit de phase des oscillateurs locaux et par des bruits d'amplitude présents tout le long de la chaîne d'émission (cf. **Figure 4-16**). L'erreur, causée par le bruit de phase et mesurée en sortie du mélangeur FI/RF, vaut $\Delta\phi_{\text{mesuré}} = 2.1^\circ$ rms ; cela correspond à l'erreur de phase calculée à partir des simulations (en sortie du même mélangeur et dans le cas où seul le bruit de phase est pris en compte) : $\Delta\phi_{\text{simulé}} = 2^\circ$ rms. Le faible écart entre la valeur mesurée et simulée (0.1°) est justifié par le fait que la mesure est effectuée en début de chaîne.

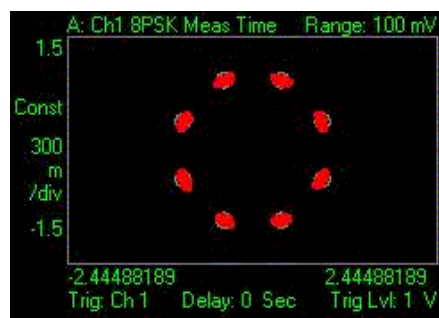


Figure 4-16 – Constellation 8PSK mesurée en sortie du mélangeur IF/RF

I.4.2. Mesures en sortie du mélangeur RF/IF présent à la réception.

Le signal mesuré a subi en plus les dégradations dues au bruit de phase du mélangeur RF/IF du récepteur (cf. **Figure 4-17**). L'erreur mesurée, due au bruit de phase, vaut $\Delta\phi_{\text{mesuré}} = 3.3^\circ$ rms ; cela correspond à l'erreur de phase calculée à partir des simulations (en sortie du même mélangeur et dans le cas où seul le bruit de phase est pris en compte) : $\Delta\phi_{\text{simulé}} = 3^\circ$ rms. Si l'écart entre la valeur mesurée et simulée est plus grand que précédemment (0.3°), cela est dû au fait que ne sont pas pris en compte les amplificateurs (H.P.A. et L.N.A.) ainsi que le canal.

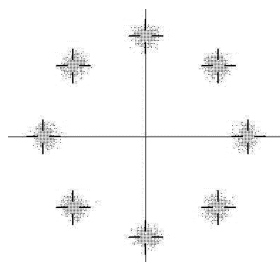


Figure 4-17 – Impact des perturbations sur la constellation

Les résultats obtenus, dans le cas où seul le bruit de phase est généré, sont très proches des mesures, réalisées par THALES Communications, pour une liaison haut débit en bande Ku ; cela permet donc de valider le modèle de bruit de phase développé.

Nous allons maintenant discuter, de façon globale, des éléments qui sont apparus comme nécessaires lors des simulations de la chaîne radio complète.

II. DISCUSSION AUTOUR DES SIMULATIONS.

Dans ce chapitre, nous avons présenté des simulations d'une chaîne radio haut débit utilisant une modulation 8PSK, et nous avons pu voir qu'elles nous permettaient d'obtenir des résultats réalistes par rapport aux perturbations introduites. Nous avons aussi évalué le temps de calculs pour chacune des simulations et ainsi évalué l'impact des modèles de bruit de phase et du canal sur celui-ci ; ainsi, la liaison complète requière 14 minutes de calculs pour une trame de 10.000 bits, avec 30 échantillons par bit. Cependant, il serait intéressant de disposer d'un plus grand nombre de mesures pour mieux évaluer la pertinence des modèles et les faire évoluer, notamment pour le cas du canal de propagation.

Mais cette démarche nous a permis aussi de définir des besoins au niveau de la modélisation. En effet, nous avons vu précédemment que, pour la récupération de la porteuse, la connaissance du premier état de phase de la modulation était indispensable pour le bon fonctionnement de la BVP-IC ; il faudrait étudier et modéliser les systèmes permettant de lever cette ambiguïté de phase, comme cela peut exister dans la réalité.

De même, nous avons vu que les retards, dus à la propagation du signal dans la chaîne et dans le canal de propagation, perturbaient le fonctionnement du récepteur ; en effet, celui-ci a besoin de reconnaître le début de la trame émise pour être synchrone : Il s'agit de la *récupération du rythme*. Cela est aussi gênant pour les codeurs/décodeurs qui travaillent sur des paquets de bits corrélés entre eux.

Tout ceci n'appartient plus au domaine de la radio ; il s'agit plutôt de notions de *synchro-trame* ou de *protocole de la trame*. Cependant, nous avons pu voir à quel point ces éléments pouvaient être intéressants s'ils étaient intégrés dans les simulations.

En revanche, dans la partie radio, les principaux éléments manquants restent les amplificateurs de puissance (aspect thermique, conversions AM/AM et AM/PM, effet mémoire, etc.) ; ces perturbations étant intégrées principalement au niveau de l'amplificateur de puissance de l'émetteur (*High Power Amplifier*) et de façon moindre pour l'amplificateur faible bruit du récepteur (*Low Noise Amplifier*).

Le principal problème réside dans le calcul du T.E.B. (*Taux d'Erreur Bit*) par la méthode de Monte-Carlo ; celui-ci est très gourmand en calculs puisqu'il nécessite le traitement d'au moins 10^6 échantillons pour obtenir une précision de T.E.B. à 10^{-5} (les simulations présentées dans le paragraphe précédent n'en traitaient que 10^4). Le logiciel HP-ADS propose une méthode de calcul du T.E.B. basée sur le principe de l'*Importance Sampling* (appelée BER-IS). Cette méthode consiste à modifier la distribution des amplitudes du signal utile de façon optimale pour augmenter le nombre d'erreurs générées et ainsi nécessiter d'un nombre d'échantillons moindre. Cependant, très peu d'informations sont données quant aux opérations effectuées (nouvelle distribution, extrapolation de la valeur du T.E.B., etc.), par conséquent les domaines de validité de cette méthode sont extrêmement flous et réduits.

En outre, nous avons vu que le simulateur traitait les données sous forme de flots (SDF) et donc que la prise en compte des désadaptations inter étages n'était pas possible. En effet, il faudrait informer chaque modèle sur les caractéristiques des réseaux d'adaptation à son entrée et à sa sortie, leur longueur, etc. ; c'est là une des limites du simulateur temporel DSP Designer. Une solution serait de simuler ces désadaptations à l'aide du simulateur RF Designer et d'effectuer une co-simulation ; cependant, l'impact sur le temps de calculs serait très important et rendrait le calcul du T.E.B. impossible avec les moyens informatiques actuels.

Les modèles développés ont pour vocation d'être utilisés par THALES Communications. Leur complexité (relative) peut rendre leur compréhension, et donc leur utilisation, parfois difficile. C'est pourquoi, nous avons créé une aide en ligne pour chacun d'entre eux ; ces aides sont accessibles et présentées de la même façon que celles des modèles proposés par le logiciel. Elles ont été regroupées dans un *site Intranet* dont le but est de présenter à chaque utilisateur l'objectif de cette démarche.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats issus de la simulation d'une chaîne radio complète pour un signal de type 8PSK ; nous avons vérifié son fonctionnement avec une simple liaison « filaire », puis nous avons introduit successivement le canal de propagation et le bruit de phase des oscillateurs. Nous avons vu que les résultats obtenus étaient proches de la réalité par rapport aux perturbations introduites et que les temps de calculs restaient raisonnables. De plus, les mesures effectuées par THALES Communications nous ont permis de valider le modèle du bruit de phase développé. Nous avons aussi cité les différentes fonctions qui nous sont apparues comme nécessaires pour une simulation fine.

Ces outils de simulation sont maintenant disponibles au sein du groupe THALES Communications et documentés, au travers d'aides en ligne, pour faciliter leur utilisation par les ingénieurs de la société.

Afin de valider définitivement les modèles développés, il sera nécessaire de disposer de mesures pour chacun d'entre eux ; il serait tout particulièrement intéressant de mener une campagne spécifique de mesures pour les modèles de canal de propagation.

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes de télécommunications devenant de plus en plus complexes, il est important pour le groupe THALES Communications de disposer d'outils de simulation performants lors de leur étude. Or, les bibliothèques disponibles sous le logiciel HP-ADS sont incertaines, généralement mal documentées et souvent ne représentant que des cas d'école. Nous avons donc évalué, dans ces travaux de thèse, la possibilité de créer nos propres modèles et de les intégrer dans l'environnement du simulateur afin de pouvoir simuler une chaîne radio complète pour des liaisons haut débit.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté le cahier des charges, souhaité par la société THALES Communications, et les logiciels DSP Designer et HP-Ptolemy (intégrés dans le simulateur HP-ADS d'Agilent Technologies) offrant l'opportunité de créer des modèles. Nous avons défini pour objectif de modéliser les fonctions élémentaires d'une chaîne radio, respectant un compromis *Précision/Temps de calculs*, à partir des modèles disponibles ou en les créant, afin de pouvoir simuler une chaîne radio complète utilisant une forme d'onde adaptée aux liaisons haut débit.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons présenté des fonctions constitutives de la chaîne radio. Tout d'abord, nous avons étudié l'implémentation logicielle des filtres analogiques ; puis nous avons modélisé les systèmes permettant de générer (émission), de démoduler (réception) une forme d'onde 8PSK, mais aussi de la transposer autour d'une fréquence porteuse à l'aide d'un modulateur *IQ*, d'un démodulateur *IQ* et de mélangeurs ; ensuite, nous avons étudié le canal de propagation et créé deux modèles réalistes ; enfin, nous avons présenté des modèles de boucles à verrouillage de phase, analogique et numérique, permettant de récupérer la porteuse, à la réception, et d'effectuer une démodulation cohérente du signal utile.

Le troisième chapitre traite d'un sujet clef pour les liaisons haut débit, l'impact du bruit de phase des oscillateurs. Nous avons étudié une modélisation plus performante du bruit de phase à partir du modèle proposé par le logiciel. Ainsi, en procédant à une interpolation fréquentielle logarithmique du gabarit du bruit de phase, nous avons divisé les temps de calculs par un facteur supérieur à 30, tout en conservant la précision du modèle. De plus, ce modèle est générique et il a pu être implémenté dans les modèles de la chaîne où le bruit de phase intervient, tels que les modulateurs, les mélangeurs et les boucles à verrouillage de phase.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats issus de la simulation d'une chaîne radio complète pour un signal de type 8PSK ; nous avons vu que les résultats obtenus étaient réalistes par rapport aux perturbations introduites. De plus, des mesures de bruit de phase, effectuées à l'émission et la réception par THALES Communications, nous ont permis de valider le modèle de bruit de phase développé.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont permis de mettre en place la simulation d'une chaîne radio complète pour des liaisons haut débit. La modélisation temporelle du bruit de phase a été traitée, comparée et validée par des mesures ; elle a aussi fait l'objet d'une publication lors de la EuMW 2005. Deux modèles génériques de canal de propagation ont été créés, cependant, des mesures seraient indispensables pour pouvoir les valider totalement. Nous avons vu que les amplificateurs (H.P.A. et L.N.A.) étaient des éléments critiques d'une chaîne radio et qu'ils étaient à l'origine de dégradations de l'E.V.M. ; des modèles existent d'ores et déjà, il sera donc intéressant de les intégrer dans les simulations. Enfin, certaines limitations sont dues au logiciel lui-même ; ainsi, le calcul du T.E.B. est une opération très coûteuse en terme de temps de calculs et les désadaptations inter étages restent un manque certain aux simulations.

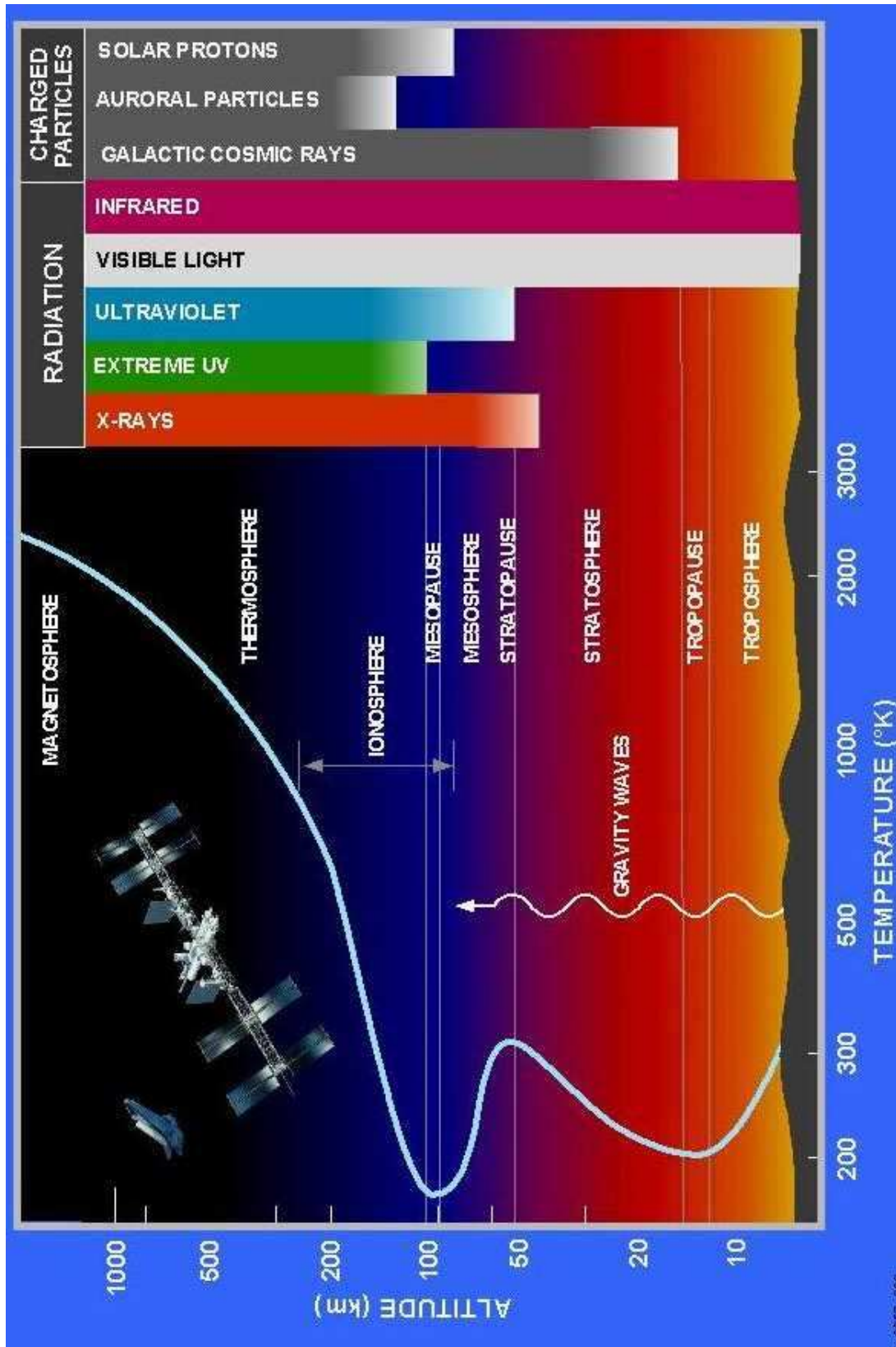
ANNEXES

Annexe 1 : Composition de l'atmosphère.

Annexe 2-1 : Présentation des dix gabarits de référence.

Annexe 2-2 : Résultats obtenus pour les dix gabarits de référence.

ANNEXE 1 : COMPOSITION DE L'ATMOSPHERE



ANNEXE 2-1 : PRÉSENTATION DES DIX GABARITS DE RÉFÉRENCE

Gabarit n°1

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-57	-75	-78	-81	-99	-124	-124	-124	-124

Gabarit n°2

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-17	-45	-64	-81	-99	-124	-125	-125	-125

Gabarit n°3

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-23	-50	-69	-80	-99	-124	-125	-125	-125

Gabarit n°4

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-22	-42	-68	-77	-99	-124	-124	-124	-124

Gabarit n°5

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-22	-37	-79	-81	-99	-124	-124	-124	-124

Gabarit n°6

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-39.7	-64.2	-69.5	-78.5	-94.7	-109.6	-119.6	-131.3	-131.3

Gabarit n°7

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-35	-65	-75	-85	-95	-105	-110	-110	-110

Gabarit n°8

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-45	-65	-85	-95	-105	-115	-120	-120	-120

Gabarit n°9

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-15	-35	-55	-75	-95	-125	-125	-125	-125

Gabarit n°10

f_m (Hz)	10	100	1 ^{E3}	10 ^{E3}	100 ^{E3}	1 ^{E6}	10 ^{E6}	100 ^{E6}	274 ^{E6}
$\mathfrak{K}(f_m)$ (dBc/Hz)	-25	-45	-65	-75	-99	-115	-125	-130	-135

ANNEXE 2-2 : RÉSULTATS OBTENUS POUR LES DIX GABARITS DE RÉFÉRENCE

Gabarit n°1

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.47^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.19^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.46^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.47^\circ$
écarts	écart = 19%	$\delta_p = 18.3\%$	$\epsilon_i = 0.7\%$

Gabarit n°2

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 27.1^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 25.1^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 25.1^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 27.1^\circ$
écarts	écart = 7.5%	$\delta_p = 0\%$	$\epsilon_i = 7.5\%$

Gabarit n°3

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14.1^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 13.1^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 13.1^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14.1^\circ$
écarts	écart = 7.1%	$\delta_p = 0\%$	$\epsilon_i = 7.1\%$

Gabarit n°4

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 20^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 19.23^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 19.3^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 20^\circ$
écarts	écart = 3.9%	$\delta_p = 0.4\%$	$\epsilon_i = 3.5\%$

Gabarit n°5

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 24.6^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 24^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 24^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 24.6^\circ$
écarts	écart = 2.4%	$\delta_p = 0\%$	$\epsilon_i = 2.4\%$

Gabarit n°6

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 3.07^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 2.91^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 2.97^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 3.07^\circ$
écarts	écart = 5.2%	$\delta_p = 2\%$	$\epsilon_i = 3.2\%$

Gabarit n°7

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 5.51^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 3.22^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 5.35^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 5.51^\circ$
écarts	écart = 41.5%	$\delta_p = 38.6\%$	$\epsilon_i = 0.7\%$

Gabarit n°8

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 2^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.43^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 1.97^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 2^\circ$
écarts	écart = 28.5%	$\delta_p = 27\%$	$\epsilon_i = 1.5\%$

Gabarit n°9

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 45.5^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 43.9^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 43.9^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 45.5^\circ$
écarts	écart = 3.5%	$\delta_p = 0\%$	$\epsilon_i = 3.5\%$

Gabarit n°10

<i>Modèle statique</i>	<i>Modèle Thales</i>		
10Hz-274MHz $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14.5^\circ$	10Hz-1MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 100 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14^\circ$	10Hz-274MHz TimeStop = 500 msec $\Delta\phi_{\text{eff}} = 14.5^\circ$
écarts	écart = 3.5%	$\delta_p = 0\%$	$\epsilon_i = 3.5\%$

RESUME

Ce mémoire est consacré à la mise en place d'outils de simulation performants, dédiés aux liaisons radio haut débit dans la bande Ku , à l'aide d'un créateur de modèles fonctionnant dans un simulateur commercial. Ces travaux sont le fruit d'une collaboration entre l'Université de Limoges et la société THALES Communications.

La première partie présente le cahier des charges et les logiciels, utilisés dans le cadre de cette étude, qui permettent de générer nos propres modèles.

Dans la seconde partie, nous présentons les modèles d'éléments constitutifs d'une chaîne émission/réception, du générateur de modulation aux systèmes de récupération de porteuse.

Le bruit de phase des oscillateurs, prépondérant dans les liaisons haut débit utilisant une modulation de phase, fait l'objet d'une étude à part, dans la troisième partie, de par son importance mais aussi par le fait qu'il est présent tout le long de la chaîne émission/réception. Nous présentons son modèle temporel développé utilisant une interpolation logarithmique des fréquences.

Enfin, la dernière partie présente les simulations d'une chaîne radio complète utilisant un signal 8PSK dans la bande Ku . Nous validons les résultats obtenus pour le bruit de phase avec des mesures réalisées par THALES Communications.

Mots clés : Bruit de phase, liaison haut débit, bande Ku , simulation temporelle, création de modèles, Ptolemy.

ABSTRACT

This thesis deals with the development of optimized simulation tools, for high rate radio communications working into the Ku frequency band, thanks to an user-defined model creator. This study has been made in collaboration with the University of Limoges and the THALES Communications corporation.

The first part presents the specifications and the software, used during these works, which allow to create our own models.

In the second part, we present models of emission/reception chain elements, from the modulation generator to carrier recovery systems.

The oscillators phase noise, dominating in the high rate links using a phase modulation, is the object of a separate study, in the third part, because of its importance and because it is present during the emission/reception chain. We present its created temporal model, using a frequency logarithmic interpolation.

Finally, the last part presents full radio chain simulations, using a 8PSK modulation in the Ku frequency band. The obtained results for the phase noise are validated by THALES Communications measures.

Key words : Phase noise, high rate link, Ku frequency band, temporal simulation, user-defined model, Ptolemy.