République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Dr. Yahia Farès de Médéa

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département du Génie Electrique et de l'Informatique

Projet de fin d'étude

pour l'obtention du diplôme de Master en Systèmes de Télécommunications

Thème

Etude comparative des systèmes de communication à base de QPSK et DQPSK

Proposé et dirigé par :
Dr. Batel Nour eddine

Présenté par :
M^{elle}. Aici Fatiha
M^{elle} Ben Aissa Imane

Promotion 2011/2012

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à

Mes très chères parents, pour leurs soutient moral et financier et d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé pour terminer mes études, en leur espérant une longue vie et que Dieu les gardes.

A mes frères et mes sœurs.

*A toutes les familles *AICI *et *HATTEB *sans exception.*

A tous mes amis de près ou de loin sans exception.

*A mes chers amis (e) de l'université de Médéa et surtout *FATIMA *HAYAT * *HANANE 02* HADJER * MAZORA * et *Linda *SARA 02* SOHILA * *Samira* Cherifa*ZAHIA*ZAHRA*SALIHA**

*et mon binôme *IMANE **

*A mon promoteur *Dr. *** BATEL ****

A tous les enseignants de faculté des sciences et de la technologie.

A toute la promotion 2ème années Master sans exception.



FATIHA

Dédicaces

Au nom d'Allah le Miséricordieux le très miséricordieux.

J'ai l'immense honneur de dédier ce mémoire :

A mes très chers parents Mohamed et Fouzia qui étaient présents pour moi durant toute ma vie, qu'ils trouvent ici le témoignage de mon amour profond et de ma gratitude certaine. Que Dieu les préserve de toute peine et de tout malheur.

A mes frères raouf, yacine, et que dieu les préserve

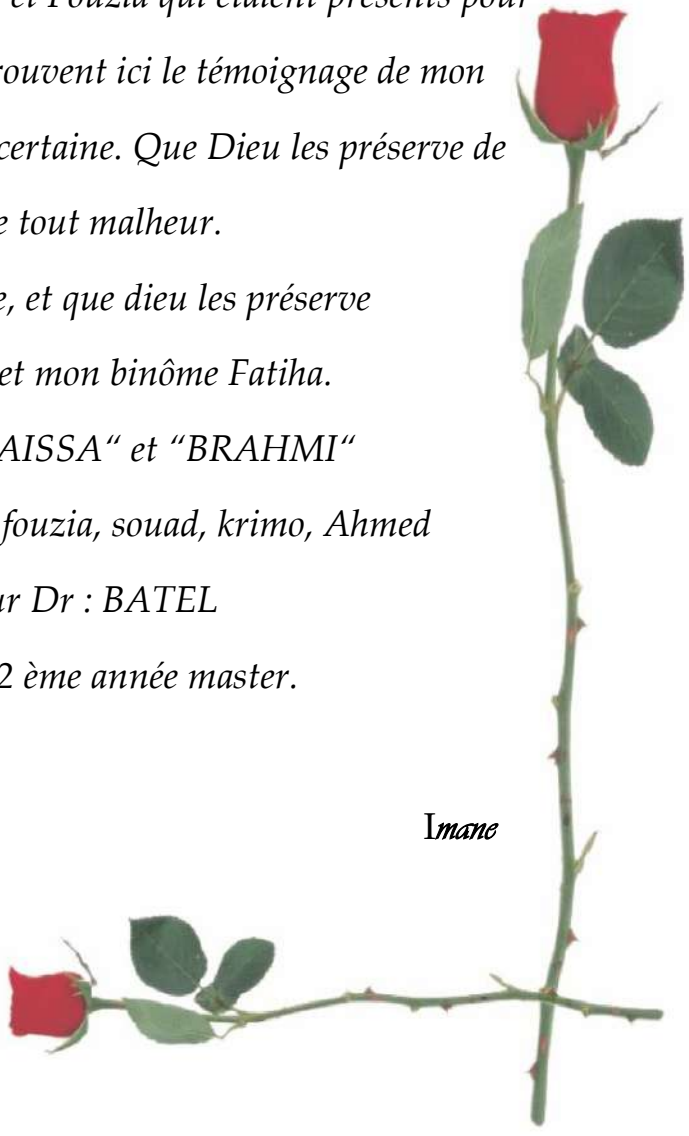
A ma sœur Sihem et mon binôme Fatiha.

A toute la famille "BENAISSA" et "BRAHMI"

A mes chères amis (e) hadjer, fouzia, souad, krimo, Ahmed

A mon promoteur Dr : BATEL

A toute la promotion de 2 ème année master.



Imane

Remerciments

Avant tout on tient nos remerciements à notre dieu tout puissant de nous avoir donné la foi, la force et le courage.

A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur « Dr. BATEL NOUR EDDINE » qui a toujours été disponible malgré ses nombreuses occupations, et dont les encouragements et les conseils judicieux nous furent d'une très grande utilité.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Mes sentiments vont également à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

M'elle. Aici Fatiha
M'elle. Benaissa Imane

الملخص

نظرا لتطور الاتصالات الرقمية قمنا بدراسة هذا الموضوع الذي يقدم الاختلاف بين التعديل الرقمي QPSK وDQPSKمن اجل معرفة التقنية الأفضل في تحديد الأخطاء المرسلة من المستقبل ال ى الباعث كما قمنا بتطوير نظام الاتصالات باستعمال Système vueالذي يقوم بمحاكاة طريقة عمل هذا النظام، وتقديم النتائج المتحصل عليها من أجل تقييم أدائه.

الكلمات المفتاحية : التعديل QPSK, التعديل BER, DQPSK

Résumé

En raison du développement de la communication numérique, nous avons étudié ce thème, qui compare entre la modulation numérique QPSK et DQPSK pour la connaissance de la meilleure technique dans la détermination des erreurs transmises par le récepteur. Comme nous avons développé des systèmes en utilisant Système vue. De manière à simule le fonctionnement des systèmes, et de présenter les résultats obtenus afin d'évaluer leur performance.

Motes clés: modulation QPSK, DQPSK, BER

Abstract

Due to the development of digital communication we studied this theme, which provides the difference between the QPSK and DQPSK systems for technical knowledge where is the better in determining the emitter errors from the transmitted as we have developed the systems by using the System View. Our work is by simulated way, and we present the results obtained in order to mesure the performance.

Key words: Modified QPSK, DQPSK, BER .

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

I. Etude Théorique de la modulation QPSK et DQPSK 1

I.1. Introduction 1

I.2. Critères de choix d'une modulation 1

I.3. Les différents types de modulations 2

I.3.1. Modulation QPSK 2

I.3.2. Modulation en quadrature 3

I.3.3. Constellation 3

I.3.4. Démodulation QPSK 4

I.3.5. Signaux QPSK dans le domaine temporel 8

I.4. QPSK Différentielle (DQPSK) 8

I.4.1. Signalisations DQPSK : 9

I.4.2. Récepteur de DQPSK 10

I.5. Taux d'erreur binaire théorique d'un signal QPSK 11

I.6. Récepteur optimal 12

I.6.1. Probabilité d'erreur du récepteur optimal 13

I.7. Récepteur à corrélateur 13

I.8. Conclusion 14

II. Simulation d'une transmission QPSK/DQPSK 15

II.1. Introduction 15

II.2. Simulateur SystemVue 15

II.3. Implémentation d'un système de communication à modulation QPSK 15

II.3.1. L'émetteur 18

II.3.2. Le canal Gaussien 20

II.3.3. Le récepteur 21

II.3.4. Identification et configuration des blocs constituants 23

II.3.5. Résultats de simulation 24

II.3.6. Simplification de la conception du système QPSK 28

II.4. Implémentation d'un système de communication à DQPSK cohérent 31

II.4.1. Résultats de simulation 35

II.4.2. Cas du système DQPSK incohérent 38

II.4.3. Simplification de la conception du système DQPSK 43

II.5 Conclusion 52

III. Amélioration avec les codages 53
III.1. Introduction : 53
III.2. Codage de canal du système QPSK 53
III.2.1. Codage Gray 54
III.2.2. Codage convolutionnel 58
III.2.3. Codage de Reed-Solomon 60
III.2.4. Codages convolutionnel et Reed-Solomon concaténés 64
III.2.5. Codages concaténés avec entrelacement 67
III.3. Conclusion 70
Conclusion générale

Liste des figures

Figure 1.1: Entrée-sortie d'un modulateur 1
Figure 1.2 Modulateur QPSK 3
Figure 1.3 Constellation QPSK 4
Figure 1.4: Démodulateur QPSK 4
Figure 1.5: Constellation QPSK bruitée reçue 6
Figure 1.6: Déplacement entre les quatre points de constellation QPSK 6
Figure 1.7: Schéma de principe de la transmission du signal QPSK 6
Figure 1.8: Schéma de principe de la réception optimale du signal QPSK 7
Figure 1.9: Signaux QPSK dans le domaine temporel 8
Figure 1.10: Récepteur DQPSK 11
Figure 1.11 Courbe théorique du BER d'une transmission QPSK à travers un canal AWGN 12
Figure 1.12: Structure d'un récepteur optimal 12
Figure 1.13 : équivalence entre (a) filtre adapté, (b) corrélateur (multiplieur + intégrateur) 13
Figure 2.1: Constellation QPSK et codages associés, passage entre plans de symboled'entrée vers plan IQ de sortie) 17
Figure 2.2: Modèle SystemVue d'une transmission via QPSK 18
Figure 2.3: Transcodage assuré par le générateur IQ 19
Figure 2.4: Signaux I et Q en sortie du générateur IQ 24
Figure 2.5 PSD du signal QPSK (à gauche) et corrélation entre bits d'entrée/sortie (à droite) 25
Figure 2.6: Banc de mesure du BER 27
Figure 2.7: BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge) 28
Figure 2.8 Listing du fichier QPSK.txt montrant la conversion de symboles xy vers IQ 29
Figure 2.9: conception plus simple du système QPSK avec Qmap comme générateur IQ 30
Figure 2.10: Points bruités en constellation délimitant les régions de décision de la QPSK 30
Figure 2.11: Banc de mesure du BER du système QPSK à conception optimisée 31
Figure 2.12: Schéma bloc du transmetteur DQPK 32
Figure 2.13: Système d'une transmission via DQPSK cohérent 34
Figure 2.14: Constellations avant et après codage-décodage différentiel 36
Figure 2.15: Retard de réception à gauche et PSD du signal DQPSK à droite 36
Figure 2.16: Banc de mesure du BER du système DQPSK cohérent 37

Figure 2.17: Comparaison entre BER DQPSK cohérent mesuré (bleu), BER DPSK cohérent (rouge), BER QPSK cohérent (vert) 38
Figure 2.18: Système de transmission DQPSK à démodulation incohérente 39
Figure 2.19: Constellations avant et après transmission 40
Figure 2.20: Système DQPSK à récepteur incohérent réduit 41
Figure 2.21: Mesure du retard et des diagrammes en œil des signaux IQ reçus 41
Figure 2.22: Banc de mesure du BER de la DQPSK incohérente 42
Figure 2.23: BER mesuré, seul à droite et comparé à gauche 43
Figure 2.24: Système DQPSK cohérent à transmetteur simplifié 45
Figure 2.25: Incompatibilité des instants d'échantillonnage avec ceux du multiplexage 46
Figure 2.26: Retard de réception du système DQPSK cohérent 47
Figure 2.27: Banc de BER du système DQPSK cohérent à transmetteur simplifié 48
Figure 2.28: Comparaison entre BER DQPSK cohérent mesuré (bleu), BER DPSK cohérent (rouge), BER QPSK cohérent (vert) 49
Figure 2.29: Système DQPSK incohérent à transmetteur simplifié 49
Figure 2.30: Retard de réception du système DQPSK incohérent 50
Figure 2.31 Banc de mesure du BER du système DQPSK incohérent à transmetteur simplifié51
Figure 2.32: BER DQPSK incohérent mesuré et BER FSK orthogonal incohérent) 51
Figure 3.1: système QPSK avec codage Gray et réception cohérente 55
Figure 3.2: Constellation QPSK d'émission (à gauche) et retard de réception (à droite) 55
Figure 3.3: PSD de la séquence I filtrée en RRC (à gauche) et du QPSK (à droite) 56
Figure 3.4: Courbe du BER mesuré (en bleu) confrontée à la courbe théorique (en rouge) 57
Figure 3.5: Système QPSK codé en Gray et en ½ convolutionnel 58
Figure 3.6: Délai entre paquets de bits après codage et avant décodage (à gauche) 59
Figure 3.7: Banc de mesure du BER du système avec codage convolutionnel 59
Figure 3.8: BER mesuré (en bleu) comparé au cas optimal sans codage (en rouge) 60
Figure 3.9: Système QPSK codé en Gray et en Reed-Solomon 61
Figure 3.10: Divers délais mesurés par intercorrélation 62
Figure 3.11: Banc de mesure en BER du QPSK codé RS 63
Figure 3.12: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge) 63
Figure 3.13: Système QPSK avec codage concaténé 64
Figure 3.14: Mesure de délais de réception des symboles codés en convolutionnel et RS 65
Figure 3.15: Mesure du temps de réception au décodeur RS et du temps de réception total 65
Figure 3.16: Banc de mesure en BER du système QPSK avec codage concaténé 66

Figure 3.17: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge) 66
Figure 3.18: Système QPSK avec codage concaténé et entrelacement 67
Figure 3.19: Mesure de délais de réception des symboles codés en convolutionnel et RS 68
Figure 3.20: Mesure du temps de réception au décodeur RS et du temps de réception total 68
Figure 3.21: Banc de mesure du BER du système avec codage concaténé et entrelacement 69
Figure 3.22: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge) 69

Liste des tableaux

Tableau I.1: analogie courrier - modulation 1

Tableau I.2 Les types de Modulation et leurs applications 2

Tableau I.3: Paires de bits et symboles de phase correspondants 9

Tableau I.4: Exemple de règle de décalage de phase 9

Tableau I.5 Déphasages DQPSK 10

Tableau II.1 Blocs fonctionnels du système de transmission à QPSK 24

Tableau II. 2.: Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER 28

Tableau II. 3: Transcodage du Qmap (symboles xy vers symboles IQ) 33

Tableau II. 4: Conversion des signaux UVIr_mod.Qr_mod. vers les signaux différentiels IdQd 44

Tableau II. 5: Conversion des signaux UIr_mod.VQr_mod. vers les signaux différentiels IdQd 46

INTRODUCTION GENERALE

La modulation numerique en radio fréquence d'une porteuse sinusoïdale vise à faire varier discrètement (par saut) son amplitude, sa fréquence, ou sa phase, au rythme de l'information numérique à transmettre.
Une propriété importante de la modulation angulaire est qu'elle offre une bonne discrimination contre le bruit et les interférences que la modulation d'amplitude.

Avec l'augmentation de la demande d'une grande capacité et de vitesse de transmission, il est nécessaire d'utiliser de nouveaux schémas de modulation.

PSK (Phase Shift Keying) est une grande classe de techniques de modulation numérique, très utilisée en communication. Parmi tous les schémas M-PSK, QPSK est généralement la plus utilisée parce qu'elle ne souffre pas de la dégradation du BER quand l'efficacité du signal augmente.

L'objet du présent mémoire est d'étudier, les propriétés de la modulation de phase la plus ppopulaire, à savoir, la modulation par déplacement de phase à 4 états, QPSK et DQPSK, il est organisé en trois chapitres, dans le premier chapitre on expose la différence entre QPSK (quadrature shift keying) et DQPSK (Différentiel Phase Quadrature Shift Keying), avec l'explication de quelques éléments théoriques, présentation des différents critères de performances de ces deux techniques et leur représentation.
Le deuxième chapitre est consacré à la simulation des techniques de modulation QPSK et DQPSK, où on utilise le logiciel systemevue de *Agilent technology*

Dans le troisième chapitre on vérifie l'amélioration des performances de transmission tel que le BER avec l'utilisation des différents codages.

I. Etude Théorique de la modulation QPSK et DQPSK

I.1. Introduction

Le but de la modulation est de permettre la transmission (par fil, par voie hertzienne, par fibre optique, etc...) d'une information, et de pouvoir retrouver celle-ci. Il est aisé de faire l'analogie avec un envoi postal,tableau 1.1 [1].

Envoi postal	Modulation
Une information (texte, objet, etc.)	Signal électrique
Un emballage (enveloppe, paquet, caisse, etc.)	Le type de modulation.
Une adresse	La fréquence de la porteuse

Tableau 1.1: analogie courrier - modulation

Selon la qualité de l'emballage (robustesse de la modulation), le message sera plus ou moins bien protégé. Une lettre ne sera lue qu'une fois ouverte par le destinataire, alors qu'une carte postale peut être lue par plusieurs personnes entre le moment où elle a été postée et celui, où le destinataire va pouvoir lire le message qui lui est adressé. Il en va de même pour les modulations, certaines « protégeant » mieux le message que d'autres.

Le schéma bloc d'un modulateur est donné en figure 1.1[2].



Figure 1.1: Entrée-sortie d'un modulateur

La porteuse est de forme sinusoïdale, le signal modulant peut être analogique ou numérique, le paramètre de la porteuse qui varie détermine le type de modulation, soit une modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase.

I.2. Critères de choix d'une modulation

- Minimisation de l'occupation spectrale (largeur de bande) pour un débit binaire donné ;
- Minimisation de la probabilité d'erreur dans un environnement de transmission donné ;
- Maximisation de l'efficacité spectrale (rapport entre le nombre de bits transmis par seconde et la largeur de bande utilisée) ;
- Complexité des circuits en émission et réception .

I.3. Quelques types de modulations

Le tableau 1.2 représente les types de modulation et leurs applications[3].

Type	**Domaine d'applications**
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	télémétrie spatiale, câble modems
QPSK DQPSK	Satellite, CDMA, NADC, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, câble, modems, TFTS
OQPSK	CDMA, satellite, DECT, AMPS, CT2, ERMES, land mobile
8PSK	Satellite, avionique, télémétrie par systèmes vidéo Broadband de supervisassions
16 QAM	liaison numérique hyperfréquence, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	microonde terrestre, DV B-T
64 QAM	DVB-C, modems, broadband set top boxes, MMDS

Tableau 1.2 : Les types de Modulation et leurs applications

La transmission d'un signal numérique binaire sur un canal de transmission équivalent à un filtre "passe-bande", nécessite une opération de modulation d'une onde porteuse sinusoïdale. Comme pour les communications analogiques, la modulation portera l'information digitale sur un (ou plusieurs) des paramètres de la porteuse : amplitude, fréquence, ou phase. Les trois grandeurs peuvent être employées, mais la modulation de phase reste la plus utilisée. L'objet du présent mémoire est d'étudier justement, les propriétés de la modulation de phase la plus populaire, à savoir, la modulation par déplacement de phase à 4 états, QPSK et DQPSK.

I.3.1. Modulation QPSK

QPSK (Quadrature phase shift keying) est la technique de modulation numérique procédant par déplacement de phase en quadrature, qui consiste à moduler indépendamment deux porteuses déphasées de 90°.La somme de ces deux porteuses, donne une onde sinusoïdale de même fréquence que les porteuses mais déphasée. La porteuse de référence et appelée I « In phase » et l'autre porteuse déphasée de 90° est appelée Q « in Quadrature ».

En QPSK, on encode donc indépendamment chacune des porteuses en BPSK. Les deux signaux BPSK sont additionnés pour former le signal QPSK .

A la réception, on peut séparer ce qui a été codé sur I de ce qui a été codé sur Q. Puisqu'il ya 2 bits par symbole, le débit binaire est le double de celui des symboles par seconde.

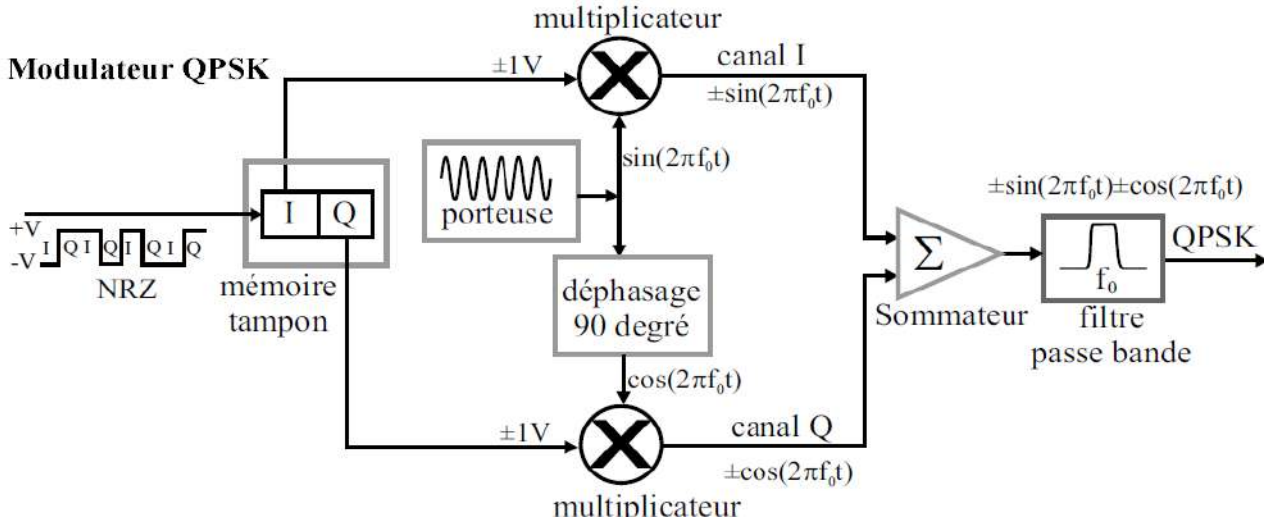


Figure 1.2 : Modulateur QPSK

Le bit I module en BPSK une porteuse en phase, tandis que le bit Q module en BPSK, une porteuse en quadrature, c'est à dire déphasée de 90°. Les deux modulations se font simultanément et les deux signaux BPSK sont additionnés pour donner :

$$S(t)= \pm \sin(2\pi f_0 t) \pm \cos(2\pi f_0 t). \quad (1.1)$$

I.3.2. Modulation en quadrature

En utilisant la notation complexe, le signal modulé en quadrature s'écrit :

$$S(t) = R_e\{g(t) \cdot e^{j\omega t}\} \quad (1.2)$$

Où g(t) est l'enveloppe complexe : I+jQ

$$\text{Soit } S(t) = \text{Re}\{(I + jQ)(cos\ \omega t + jsin\ \omega t)\} \quad (1.3)$$

$$S(t) = I \cdot cos\omega t - Q \cdot sin\omega t = \text{I(t)} + \text{Q(t)} \quad (1.4)$$

Il y a quatre combinaisons possibles, soit :

00, signifiant : I= –1 et Q = –1, $s_{00}(t) = \{-A\sin(2\pi f_0 t) - A\cos(2\pi f_0 t)\}$

01, signifiant : I= –1 et Q =1, $s_{01}(t) = \{-A\sin(2\pi f_0 t) + A\cos(2\pi f_0 t)\}$

10, signifiant : I= 1 et Q = –1 , $s_{10}(t) = \{+A\sin(2\pi f_0 t) - A\cos(2\pi f_0 t)\}$

11, signifiant : I=1 et Q =1 , $s_{11}(t) = \{+A\sin(2\pi f_0 t) + A\cos(2\pi f_0 t)\}$

I.3.3. Constellation de QPSK

La constellation QPSK est un graphique qui nous montre l'amplitude et la phase de chacune des 4 possibilités. Les amplitudes ±1 des sinus (codés sur le canal I) sont représentées sur l'axe I (à déphasage nul). Les amplitudes ±1 des cosinus(codés sur le canal Q) sont représentées sur l'axe Q (à déphasage 90°). L'amplitude est la même pour tous les points et c'est le déphasage qui les différencie .

Les déphasages sont :

Code 00 avec déphasage de 225°

Code 01 avec déphasage de 135°

Code 10 avec déphasage de 315°

Code 11 avec déphasage de 45°.

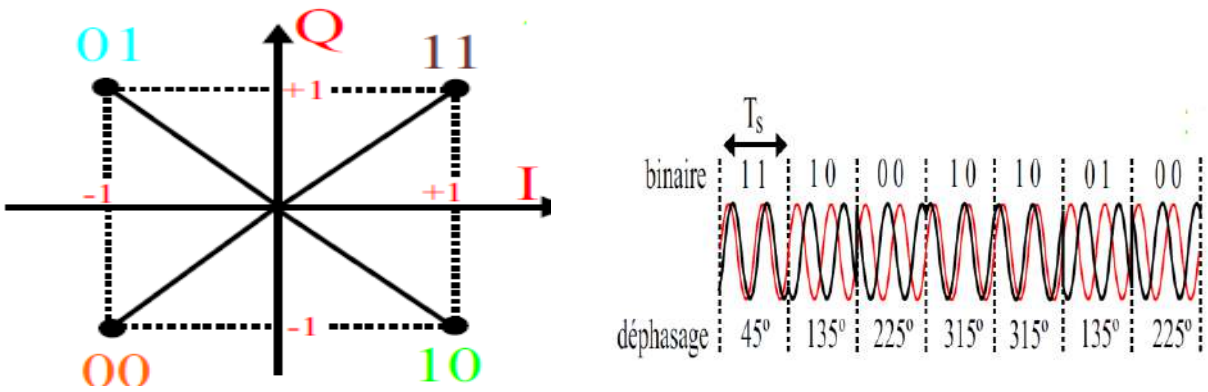


Figure 1.3 (a) ConstellationQPSK/ (b) presentation tomporelle de signal

I.3.4. Démodulation QPSK

Le signal reçu est d'abord filtré pour ne conserver que la bande passante nécessaire au QPSK. Par la suite le signal QPSK est acheminé au deux canaux I et Q. Le signal est multiplié par la porteuse en phase ($\sin(2\pi f_o\, t) = \sin A$) sur le canal I.

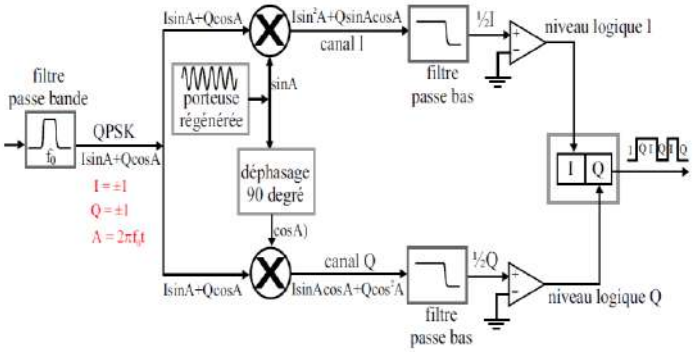


Figure 1.4: Démodulateur QPSK

Le résultat de la multiplication donne :

$$(IsinA + QcosA) \times sinA = Isin^2A + QsinA \cdot cosA \quad (1.5)$$

I vaut ±1 et correspond à la valeur du binaire codée sur le canal I. de même ,Q vaut ±1 et correspond à la valeur binaire codée sur le canal Q , nous obtenons :

$$\sin^2 A = \frac{1}{2}(1 - \cos 2A) \text{ et } \sin A \cos A = \frac{1}{2}(\sin(A + A) + \sin(A - A))$$

$$= \frac{1}{2}(\sin 2A + \sin 0) = \frac{1}{2}\sin 2A \quad (1.6)$$

En remplaçant dans l'équation du produit, nous obtenons :

$$\frac{1}{2}I(1 - \cos 2A) + \frac{1}{2}Q \sin 2A = \frac{1}{2}I - \frac{1}{2}\cos 2A + \frac{1}{2}Qsin2A \quad (1.7)$$

Les valeurs de I et Q varient à la même fréquence que les symboles (c'est-à-dire deux fois plus lentement que le binaire), alors que sin2A et cos2A varient à 2 fois la fréquence de la Porteuse.Le filtre passe bas permet d'éliminer les termes à la fréquence double de la porteuse pour ne conserver que les termes à la fréquence des symboles. Il ne reste alors que le terme $\frac{1}{2}I$ qui vaut $\pm\frac{1}{2}$ selon le niveau binaire codé en polaire sur le canal I. De méme, sur le canal Q, le signal BPSK est multiplié par la porteuse déphasée de 90° ($\cos(2\pi f_o t) = \cos A$).

Le résultat de la multiplication donne :

$$(IsinA + QcosA) \times cosA = IsinAcosA + Qcos^2A = \frac{1}{2}Isin2a + \frac{1}{2}Qcos2A \quad (1.8)$$

Le filtre passe bas élimine les termes à la fréquence double de la porteuse et ne conserve que le terme ½Q ,qui vaut ±½ selon le niveau binaire codé en polaire sur le canal Q.

Les deux niveaux binaires I et Q sont ensuite mis en mémoire de façon paralléle pour ressortir en série à la fréquence double des symboles (pour chaque symbole décodé , il y a deux bits générés).

Le circuit de récupération de la porteuse est sensiblement le même qu'en BPSK, sauf qu'il y 4 porteuses déphasées de 90° et qu'il faut donc mettre le signal reçu à la puissance 4, le filtrer, puis diviser la fréquence par 4 encore une fois.

La figure (1.5) nous montre les points reçus lorsqu'il y a du bruit.Tous ces points seront décodés correctement,car il suffit de déterminer dans quel quadrant, le point se trouve et on peut se permettre un écart assez important sans qu'il y ait d'erreur.La modulation QPSK résiste très bien au bruit.

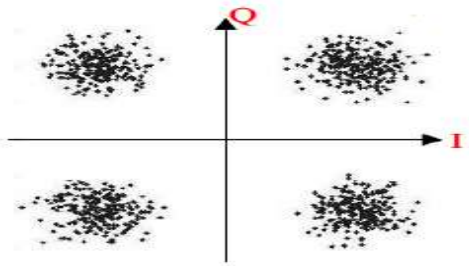


Figure 1.5: Constellation QPSK bruitée reçue

Bien entendu, on n'échantillonne pas durant le déplacement entre les points de la figure(1.6), mais lorsque le mouvement est stabilisé autour d'un point (équivalent à l'échantillonnage au centre du diagramme en œil) .

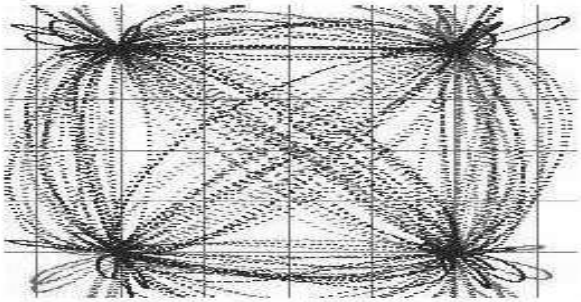


Figure 1.6: Déplacement entre les quatre points de constellation QPSK

Le schéma de la figure (1.7) représente la structure et les composantes principales de la transmission d'un signal modulé en QPSK [4].

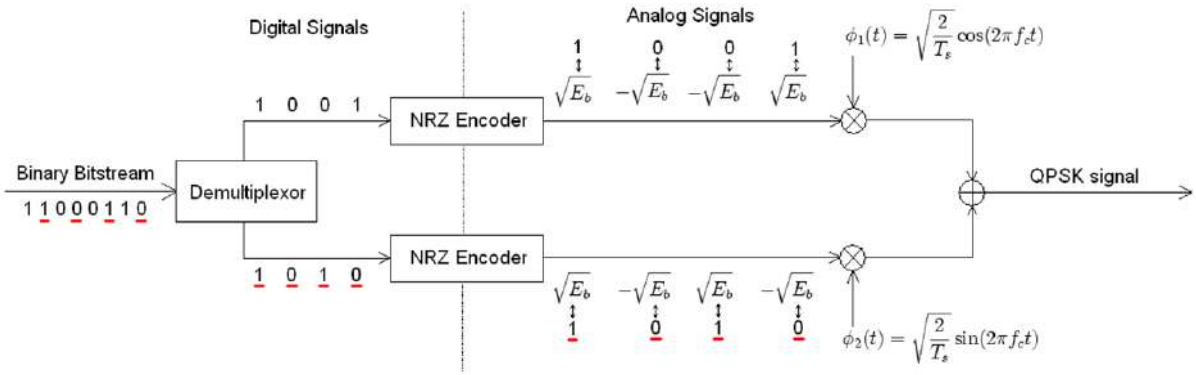


Figure 1.7: Schéma de principe de la transmission du signal QPSK

Le train binaire entrant est partagé entre les composantes In-phase et Quadrature. Les trains de bits sortant du démultiplexeur modulent séparément à deux porteuses orthogonales. Dans cette implémentation, deux sinusoïdes sont utilisées. Par la suite, les deux signaux ainsi obtenus sont recombinés pour former le signal QPSK. Les encodeurs polaires sont du type (NRZ), et peuvent être placés devant la source de données binaires, si le démultiplexeur le permet.

En réception optimale et après démodulation, figure 1.8, les filtres adaptés peuvent être remplacés par des corrélateurs. Chaque dispositif de détection utilise une valeur seuil de référence pour déterminer si un "1" ou un "0" est reçu. Un multiplexeur reconstitue le train de bits codant l'information numérique reçue| [4].

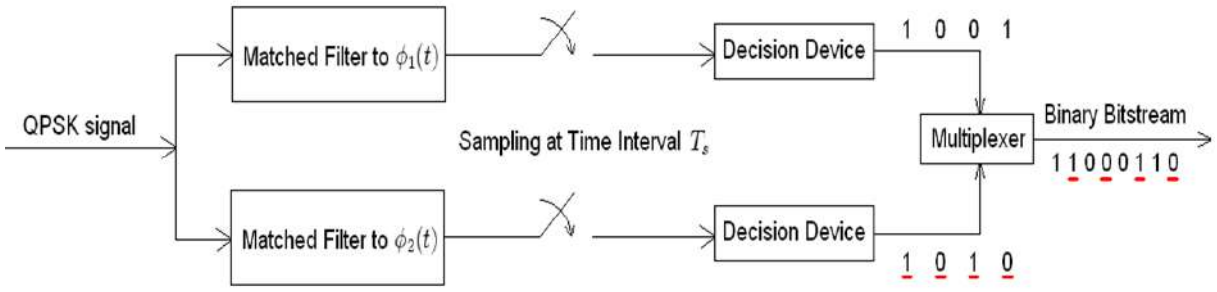


Figure 1.8: Schéma de principe de la réception optimale du signal QPSK

I.3.5. Signaux QPSK dans le domaine temporel

Le signal à moduler représenté sur la figure (1.9) est donné pour un train de bits aléatoire réparti sur l'intervalle de données (Data). Les deux ondes porteuses situées dans la partie supérieure du schéma, correspondent respectivement au composant cosinus ou I et la composante sinus Q. Les bits impairs sont assignés à la composante In-phase et les bits pairs à la composante Quadrature.

La résultante de la somme des deux composantes I et Q donne le signal représenté en bas de la figure (1.9). Les sauts de phase sur chaque composante peuvent-être considérés comme des changements de phase BPSK (±180°), survenant au démarrage d'une période binaire [4].

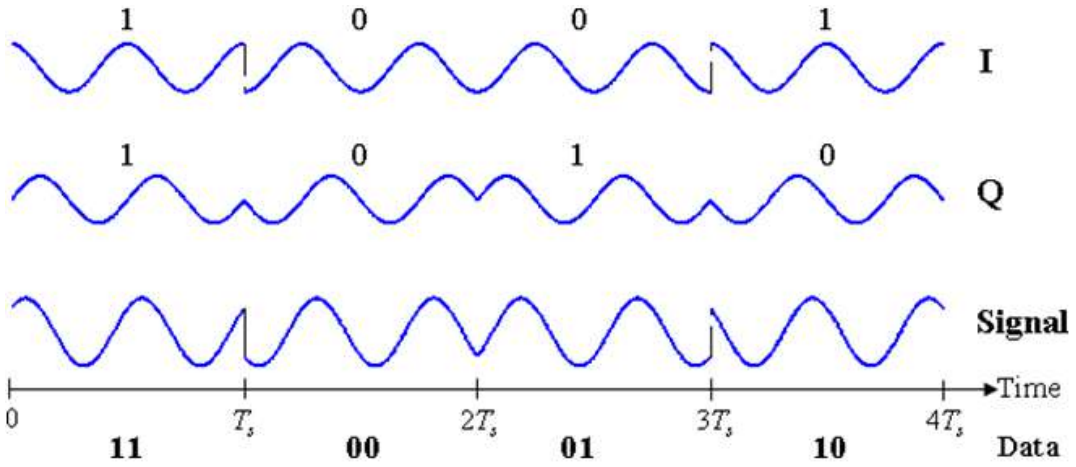


Figure 1.9: Signaux QPSK dans le domaine temporel

Le train de bits est affiché sous l'axe temporel. Les deux composantes du signal avec leurs bits d'affectation sont représentées dans la partie haute du diagramme. L'onde du bas correspond à la combinaison des deux composantes. On note les changements brusques de phase pour certaines valeurs du temps. Le mot binaire véhiculé par l'onde temporelle est: **1 1 0 0 0 1 1 0**. Par rapport à ce mot binaire, on a:

Bits impairs correspondant à la composante I: **1 0 0 1**

Bits pairs correspondant à la composante Q: **1 0 1 0**

I.4. QPSK Différentielle (DQPSK)

Similaire au système QPSK, DQPSK présente la particularité d'une phase du signal modulé dépendante de la phase précédente.

Le Décalage de phase QPSK est fondé sur l'hypothèse que le signal modulé à la précédente phase est toujours 0°. Dans la DQPSK la phase du signal transmis est le résultat d'addition du décalage de phase avec la phase initiale du signal modulé précédent.

La modulation DQPSK permet de s'affranchir des problèmes de référence absolue de phase. Elle est de plus, particulièrement appréciée pour sa faible sensibilité aux bruits de phase et à sa robustesse face aux éventuelles dérives temporelles [5].

I.4.1. Signalisations DQPSK :

Comme dans la QPSK, chaque séquence de 2 bits d'information va moduler la phase du signal de la porteuse. Dans la QPSK la règle de la transmission est récapitulée dans le tableau 1.3 [5].

Paires de bits d'entrée	Déphasage
00	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
11	$5\pi/4$
10	$7\pi/4$

Tableau 1.3: Paires de bits et symboles de phase correspondants

Pour le DQPSK, nous ne pouvons pas déterminer une correspondance simple comme celle du tableau 1.3. La première étape est détermine par la règle de décalage de phase en fonction des paires de bits d'entrée. La deuxième étape est l'addition du décalage de phase avec la phase initiale du signal précédent. Le résultat de cette addition donne la phase initiale du signal modulé au début de chaque paire de bits (ou symbole 4-aire)

Exemple:

Les entrées successives pour le système DQPSK est la suivante: 00, 01, 11, 10, 10 et 10. Nous allons déterminer la phase de sortie de ce système.

La première étape est de déterminer la règle de décalage de phase, tableau 1.4 [5].

Paires de bits d'entrée	Déphasage
00	0
01	$\boldsymbol{\pi}/2$
11	$3\boldsymbol{\pi}/2$
10	$-\boldsymbol{\pi}/2$

Tableau 1.4: Exemple de règle de décalage de phase

La deuxième étape est de déterminer le déphasage des séquences. En utilisant l'hypothèse de départ où la phase du signal modulé précédente est 0. L'utilisation des bits séquentiels d'entrée et l'initialisation du déphasage ci-dessus, nous donne la valeur actuelle de la phase initiale du signal modulé, tableau 1.5 [5].

Paires de bits d'entrée	Déphasage
00	0
01	$\pi/2$
11	0
10	$-\pi/2$
10	$-\pi$
10	$\pi/2$

Tableau 1.5 Déphasages DQPSK

La sortie du signal de l'émetteur DQPSK est similaire à la sortie de signal QPSK d'émission:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{E_S}{T_S}}\cos[2\pi f_c t + \emptyset_I(i)] + \sqrt{\frac{E_S}{T_S}}\sin[2\pi f_c t + \emptyset_Q(i)] \qquad i=0,1,2,3. \qquad (1.9)$$

Où l'amplitude est exprimée en fonction de l'énergie de symbole E_S et sa durée T_S,

$\emptyset_I$ et $\emptyset_Q$ représentent les phases différentielles des composantes du signal de sortie [5].

I.4.2. Récepteur de DQPSK

Le récepteur DQPSK est similaire à celui du système QPSK, mais la sortie du filtre passe-bas (LPF) est différentiellement décodée pour obtenir le contenu exact de l'information. Pour se faire, la phase du signal reçu dans un intervalle de temps donné, est comparée avec la phase du signal précédent [5].

La démodulation et détection de DQPSK sont illustrées dans la figure 1.10 [5].

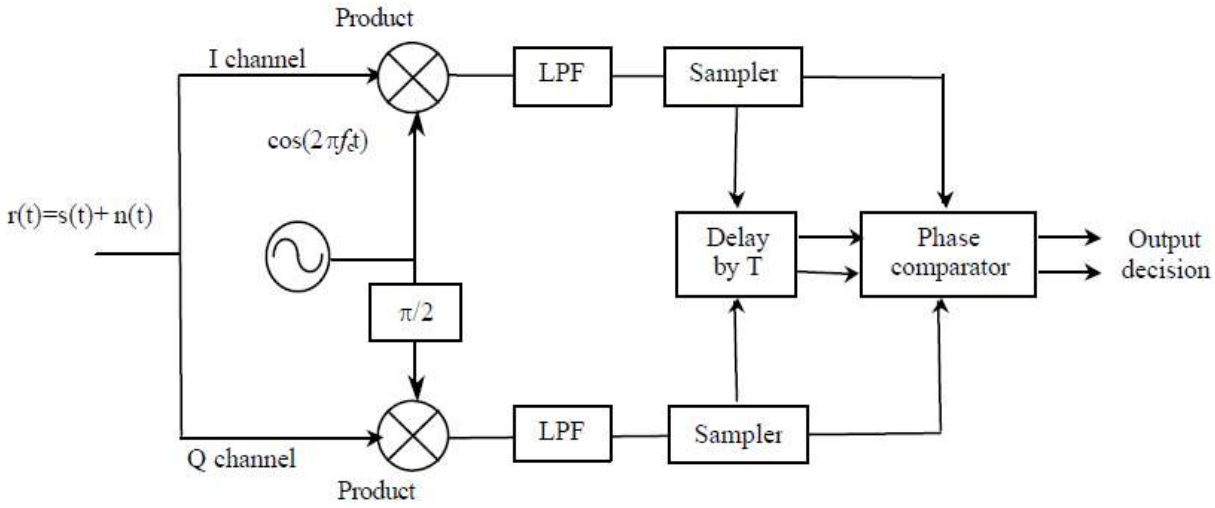


Figure 1.10 : Récepteur DQPSK

I.5. Taux d'erreur binaire théorique d'un signal QPSK

Dans le cadre d'un canal AWGN, il est possible de déterminer la relation théorique fondamentale reliant le taux d'erreur binaire (BER) et le rapport signal sur bruit. Ce rapport signal sur bruit est communément représenté sous forme d'un rapport entre l'énergie moyenne par bit E_b et la densité spectrale de puissance N_0 du bruit gaussien, présente à l'entrée du circuit de décision du récepteur.

Ainsi, pour une QPSK démodulée de façon synchrone et détecter en bande de base à l'aide d'un récepteur optimal, le taux d'erreur binaire s'écrit [6] :

$$BER = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) = \frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \quad (1.10)$$

Avec Q et erfc, la fonction de Marcum et la fonction d'erreur de Gauss complémentaire, respectivement.

En considérant un bruit blanc, la relation entre le BER et le rapport E_b/N_o est dépendante de nombreux paramètres tels que le type de modulation, le filtrage, le codage canal, etc.…

La figure 1.11 présente le BER en fonction du rapport E_b/N_o dans le cas d'une modulation QPSK. On remarque que plus le rapport signal à bruit augmente, plus le taux d'erreur binaire ne diminue. Un fait surprenant est que même si le rapport signal sur bruit est négatif, le taux d'erreur binaire n'est pas égal à 1.

Pour E_b/N_o=0dB, le taux d'erreur binaire est de 8%. Même si ce taux d'erreur est supérieur aux spécifications usuelles des systèmes de communications numériques, moins de 1 bit sur 10 risque d'être altéré alors que le signal se trouve noyé dans le bruit [6].

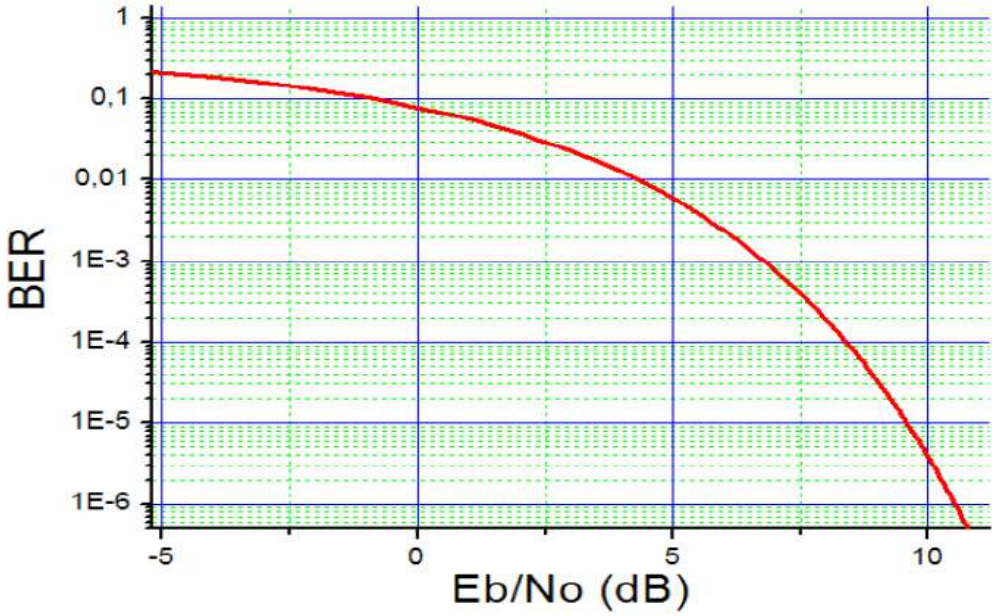


Figure 1.11 : Courbe théorique du BER d'une transmission QPSK à travers un canal AWGN

I.6. Récepteur optimal

La forme d'onde r(t) reçue par un récepteur, figure1.12, est celle du signal émis s(t), limité par la bande du canal (donc distordu par sa réponse hc (t) impulsionnelle) et affecté de bruit n(t) :

$$r(t) = s(t)*hc(t) + n(t). \qquad (1.11)$$

Pour aboutir à un récepteur optimal en bande de base, il faut :

maximiser le rapport signal sur bruit S/N, et minimiser l'interférence inter symbole ISI.

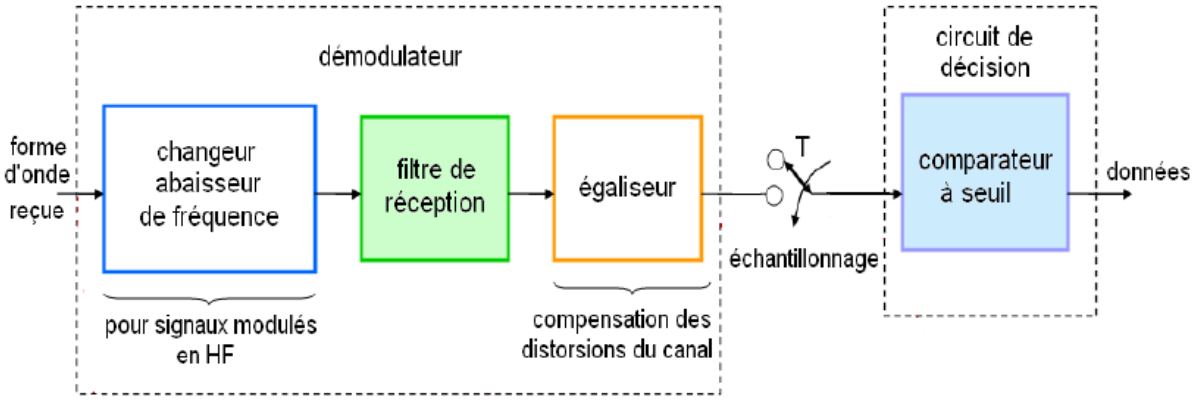


Figure 1.12: Structure d'un récepteur optimal

La distorsion du canal due à hc(t) (autre que l'ISI), peut être compensée par un égaliseur. Ainsi, dans le cas d'une réception en bande de base sans ISI, figure1.12 sans changeur de fréquence, ni égaliseur), il reste à optimiser le filtre de réception en maximisant S/N à sa sortie. Ceci, revient à minimiser encore la probabilité d'erreur Pe en maximisant l'argument de Q(x).

I.6.1. Probabilité d'erreur du récepteur optimal

Pour des signaux binaires affectés de bruit blanc gaussien, traités par un filtre adapté, et détectés avec seuil optimal, la probabilité d'erreur s'écrit :

$$P_e = Q\left(\frac{V_1 - V_2}{2\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta V^2}{4\sigma^2}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta V^2}{2N0}}\right) \quad (1.12)$$

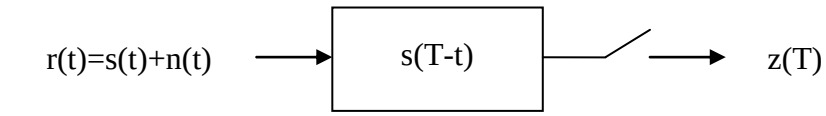
ΔV est l'écart entre les deux niveaux de l'impulsion binaire de donné, et σ la valeur RMS du bruit, et $N_0/2$ est la PSD du bruit gaussien d'entrée.

$$E_d = \int_0^T [V_1(t) - V_2(t)]^2 dt \quad (1.13)$$

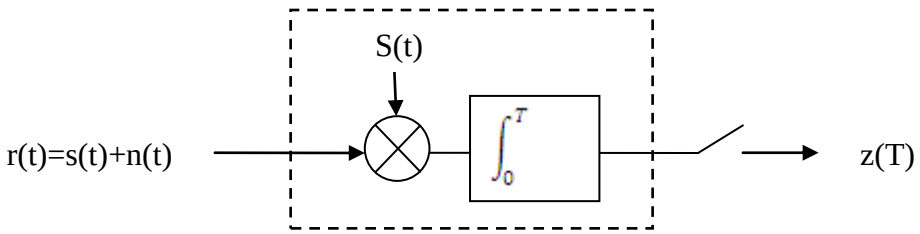
Ed est l'énergie du signal de différence à l'entrée.

I.7. Récepteur à corrélateur

La sortie du filtre adapté est l'autocréation du signal s(t) appliqué à son entrée, on peut donc utiliser un corrélateur en tant que filtre de réception. Un corrélateur et un filtre adapté sont équivalents et donnent le même résultat à l'instant de décision T, figure 1.13.



(a)



(b)

Figure 1.13 : équivalence entre (a) filtre adapté, (b) corrélateur (multiplieur + intégrateur)

I.8. Conclusion

Les modulations QPSK et DQPSK, permettent de véhiculer des signaux binaires en regroupant les bits deux à deux ce qui augmente la vitesse de transmission, c'est plus efficace que le système BPSK. Ce qui améliore l'efficacité spectrale.

Le processus de réception au niveau du démodulateur DQPSK est similaire à celui de QPSK, sauf que le processus de comparaison qui sert à détecter la différence de phase actuelle et précédente.

II. Simulation d'une transmission QPSK/DQPSK

II.1.Introduction

Dans ce chapitre, on va d'abord présenter l'implémentation d'un système de communication basé sur les modulations QPSK et DQPSK en utilisant le logiciel System Vue. L'analyse de fonctionnement par des simulations, est entamée par la suite. Divers codages de canal sont pris en compte dans la dernière partie de cette étude, où l'influence sur la performance en BER du système QPSK est mesurée par simulation.

II.2.Simulateur System Vue

System Vue est parmi les outils de simulation de systèmes de communication analogique ou numérique, qui sont précis et simples à la fois. Ses outils intuitifs et la facilité d'utilisation en font un outil d'apprentissage très pratique dans le domaine des systèmes de télécommunication.
Le logiciel System Vue version 2006, offre deux réservoirs de bibliothèques et deux fenêtres de travail. L'une pour la conception de systèmes de communication et qui est dotée d'une horloge système, et l'autre pour la visualisation des résultats de simulation et qui est dotée d'un calculateur « sink » pour leur traitement.

II.3.Implémentation d'un système de communication à modulation QPSK

Un signal à saut de phase multi niveaux (M-PSK) décale l'angle de phase de la fréquence porteuse vers l'une des M valeurs angulaires discrètes pendant la durée symbole T_S. Le signal de la porteuse sinusoïdale modulée a une amplitude A et une fréquence porteuse f_c, comme indiquée par l'expression analytique (2.1), mais avec différentes phases φ_i de durée de symbole T_S.

$$S_i(t) = A\cos[\,2\pi f_c t + \varphi_i\,] = A\,[\cos\varphi_i \cos(2\pi f_c t) - \sin\varphi_i \sin(2\pi f_c t)] \qquad i = 1, 2, \ldots, M \qquad (2.1)$$

Il s'agit de la sommation (orthogonale) de deux BPSK (binaires) qui forment une 4-PSK, connue aussi comme quaternaire (Q) PSK.

Un espacement égal et convenable d'angles de phase φ_i pour QPSK, est $\varphi i = \frac{(2i-1)\pi}{4}$ avec i = 1, 2, 3, 4 pour une durée symbole T_S.

Soit $\varphi_i = \pi/4$ (45°), $3\pi/4$ (135°), $5\pi/4$ (225°), $7\pi/4$ (315°).

En reprenant la technique de modulation en quadrature, où l'on utilise une enveloppe complexe du type g(t) = u(t) + j v(t), le signal sinusoïdal (réel) d'amplitude A et de fréquence porteuse ω_c devient après modulation :

$$S(t) = \mathcal{R}e\{\,[u(t) + j\,v(t)] \times A[\cos\omega_c t + j\sin\omega_c t]\,\} = x(t)\cos\omega_c t - y(t)\sin\omega_c t$$

Donc de forme normalisée, adoptée par le modulateur en quadrature de SystemVue :

$$S(t) = I(t)\cos\omega_c t + Q(t)\sin\omega_c t \tag{2.2}$$

Le signal QPSK peut ainsi être décomposé en deux signaux BPSK avec la même fréquence porteuse ω_c, l'un correspondant à la porteuse cosinus (composante I) et l'autre correspondant à la porteuse sinus (composante Q).

En faisant un rapprochement avec l'expression (2.1) de la QPSK, il vient :

$$x(t) = A\cos\varphi_i = I(t) \quad \text{et} \quad y(t) = A\sin\varphi_i = -Q(t) \tag{2.3}$$

Comme $\sin\pi/4 = \cos\pi/4 = 1/\sqrt{2}$, et en posant $A_0 = A/\sqrt{2}$, les composantes des différents symboles s'écrivent :

$$\begin{cases} S_I(t) = A_0\cos(2\pi f_c t) \\ S_Q(t) = A_0\sin(2\pi f_c t) \end{cases} \tag{2.4}$$

Les symboles d'une QPSK de durée T_S et leurs codages associés, sont donc donnés par :

$$\begin{cases} S_1(t) = +S_I(t) - S_Q(t) \Rightarrow (I,Q) = (+A_0,-A_0) \;\&\; (x,y) = (+A_0,+A_0) \\ S_2(t) = -S_I(t) - S_Q(t) \Rightarrow (I,Q) = (-A_0,-A_0) \;\&\; (x,y) = (-A_0,+A_0) \\ S_3(t) = -S_I(t) + S_Q(t) \Rightarrow (I,Q) = (-A_0,+A_0) \;\&\; (x,y) = (-A_0,-A_0) \\ S_4(t) = +S_I(t) + S_Q(t) \Rightarrow (I,Q) = (+A_0,+A_0) \;\&\; (x,y) = (+A_0,-A_0) \end{cases} \tag{2.5}$$

Ainsi, chaque symbole modulant (ou d'entrée) situé dans le plan complexe xy, lui correspond un symbole modulé (ou de sortie) situé dans le plan complexe IQ, figure 2.1. Les coordonnées des symboles dans le plan xy sont les couples de bit d'entrée (x, y), tandis que les symboles IQ sont générés par les couples de bit (x, –y) pour moduler la porteuse en quadrature.

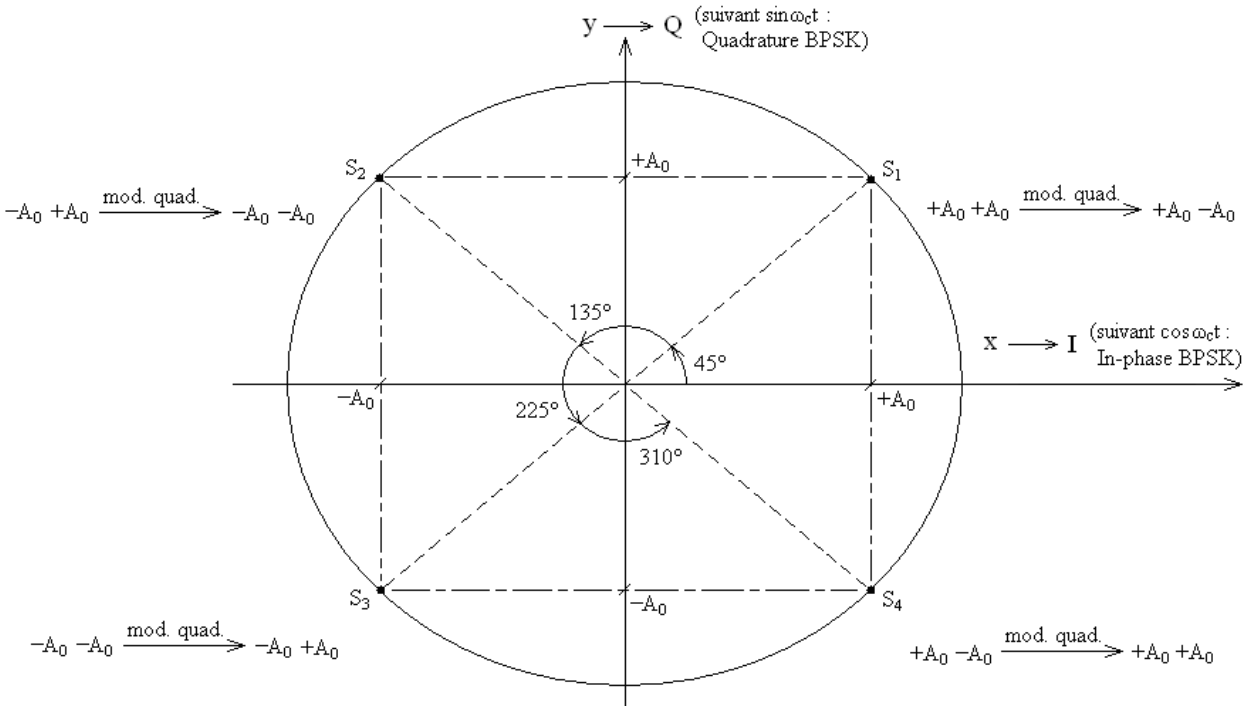


Figure 2.1: Constellation QPSK et codages associés, passage entre plans de symboles (plan xy d'entrée vers plan IQ de sortie)

Les codages xy et IQ suivent tous les deux, le code Gray polaire, c.-à-d. que pour deux symboles adjacents, il n'y a qu'un seul bit qui change à la fois. Ainsi, la décomposition du signal modulant en signaux I et Q, aboutit au codage Gray qui minimise la probabilité d'erreur (pour un symbole erroné détecté à la place d'un symbole adjacent, il n'y a qu'un bit sur deux qui est faux). Nous avons réalisé dans System Vue, un système de communication numérique avec canal AWGN. Il s'agit d'un QPSK cohérent muni d'un récepteur optimal implémenté comme un corrélateur, figure 2.2. QPSK transmet quatre symboles représentant chacun, $\log_2(4) = 2$ bits d'information. Les symboles sont assumés avoir à priori, des probabilités d'occurrence égales ($P_1=P_2=P_3=P_4=¼$).

Le système simulé, figure 2.2, est constitué de différents blocs fonctionnels assurant l'émission, l'effet d'un canal Gaussien, et la réception. On note aussi, l'utilisation d'outils de visualisation comme les oscilloscopes (en bleu) appelés « analysais » et qui appartiennent à la bibliothèque « sink ».

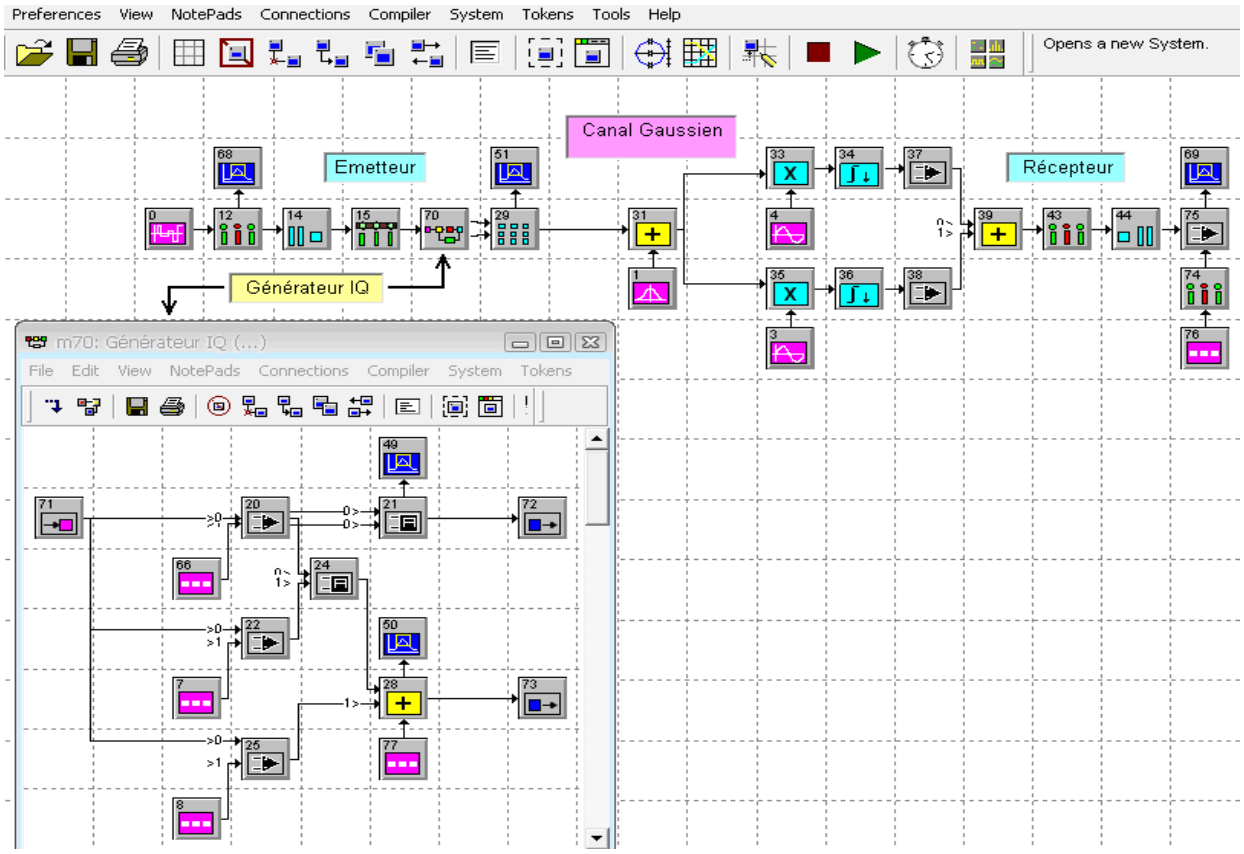


Figure 2.2: Modèle SystemVue d'une transmission via QPSK

II.3.1. L'émetteur

Il est composé principalement des blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire, à partir du composant « PN seq » avec les paramètres de 1kb/s comme débit binaire, et des niveaux de tension de 0V et 1V pour un temps de bit T_b=1ms. Ces niveaux normalisés (0V, 1V) sont réclamés par le composant de conversion bit à symbole qui suit.
2) Un convertisseur bit à symbole, à partir du composant « Bit to Symbol » avec les paramètres de conversion de 2 bits par symbole, et seuil de 0.5V. Ce composant exige un échantillon par bit d'entrée. Comme l'horloge système est fixée à 500 kHz (au moins 10 fois la fréquence porteuse utilisée), le signal binaire d'entrée doit donc subir une décimation par 500 à l'aide du composant « Decimator ». La sortie du composant « Bit to Symbol » est normalisée aux valeurs d'amplitudes 0V, 1V, 2V, et 3V sous un débit de symboles de 500 sym/s, et elle est sur-échantillonnée à 500 kHz à l'aide du composant « ReSample » afin de restaurer la fréquence d'échantillonnage de l'horloge système.

3) Un modulateur QPSK non linéaire, constitué d'un générateur de symboles IQ et d'un modulateur en quadrature. La conception du générateur IQ passe par le transcodage xy vers IQ de la figure 2.1 et qui est repris par la figure 2.3.

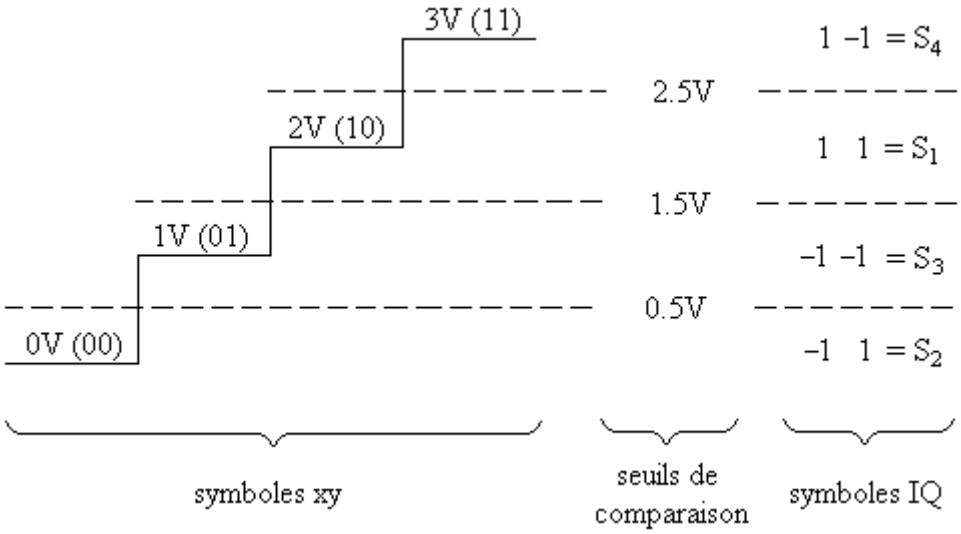


Figure 2.3: Transcodage assuré par le générateur IQ

Les couples xy de bits d'entrée qui sont convertis en symboles M-aire à quatre niveaux de tension, sont comparés aux seuils de tension 0.5V, 1.5V, et 2.5V, afin de délivrer les signaux polaires I et Q (±1V) selon le transcodage de la figure 2.3.

Le générateur IQ est rassemblé sous forme d'un composant unique dit métasystème, figure 2.2. Il dispose de trois comparateurs (composants « Analog Comparator ») munis de leurs seuils de comparaison, fournis par des sources de tension constantes (composants « Custom »).

Comme le codage IQ utilise le signal I comme bit le plus significatif (MSB) et le signal Q comme bit le moins significatif (LSB), une tension de symbole plus grande que 1.5V est un MSB de 1 (fourni par la sortie directe du comparateur ou sortie n°0) et une composante I de 1V. Une tension de symbole inférieure à 1.5V est un MSB de 0 et une composante I de –1V.

Pour le LSB, les seuils sont plus compliqués. Une tension de symbole plus faible que 0.5V ou comprise entre 1.5V et 2.5V est un LSB de 1 (fourni par combinaison de la sortie directe du comparateur à seuil 1.5V ou sortie n°0, et les sorties complémentées des comparateurs aux seuils 0.5V et 2.5V, ou sorties n°1) et une composante Q de 1V. Une tension de symbole plus grande que 0.5V et non comprise entre 1.5V et 2.5V est un LSB de 0 et une composante Q de –1V.

On aboutit donc aux sorties de conversion :

- Pour $V_{entrée} < 0.5V$ ou $1.5V < V_{entrée} < 2.5V$: sortie Q=1V sinon Q = –1V.

L'opération conditionnelle « ou » est réalisée par un sommateur (composant « Adder »).

Les deux comparateurs à seuils 1.5V et 2.5V, délivrent un 0V pour une sortie de comparaison fausse et 1V pour une sortie vraie. Les sorties des deux comparateurs sont appliquées aux entrées d'une porte « AND » dont les niveaux de sortie sont 0V et 2V.

Le comparateur à seuil 0.5V, délivre un 0V pour une sortie de comparaison fausse et 2V pour une sortie vraie.

Le sommateur additionne les sorties de la porte AND et du comparateur à seuil 0.5V, et fournit donc une tension à deux valeurs possibles 0V et 2V (car si une condition est vérifiée, l'autre ne l'est pas). La sortie Q redevient entre ±1V après l'addition d'une tension constante de décalage égale à –1V (composant « Custom »).

- Pour $V_{entrée}$>1.5V : sortie I=1V sinon I=–1V.

  Le comparateur à seuil 1.5V ayant une sortie entre 0V et 1V, est suivi d'une porte AND à sorties ±1V afin que la sortie I redevient entre ±1V.

Le modulateur en quadrature réalisé par le composant « Quad Mod » est alimenté par le générateur IQ. Selon les expressions (2.4) et (2.5), les amplitudes des deux porteuses en quadrature sont $\pm A_0 = \pm A/\sqrt{2}$ selon les symboles modulants, figure 2.1. La somme vectorielle des deux porteuses en quadrature donne la porteuse QPSK, dont on fixe l'amplitude A=5V, soit A_0=3.535V.

La fréquence porteuse est choisie assez faible, f_c=20kHz, pour diminuer les temps de calcul et de simulation. Cela ne change en rien, les propriétés et les performances de la modulation utilisée.

II.3.2. Le canal Gaussien

Il est du type AWGN, composé de blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur de bruit Gaussien, dont on fixe dans un premier temps, la densité spectrale de puissance (PSD sur 1Ù) à 1 mW/Hz. Donc, assez faible pour ne pas introduire d'erreur dans les différentes mesures (constellation, PSD du QPSK, retard de réception).
2) Un additionneur pour superposer le bruit de type AWGN au signal utile. L'atténuation apportée par le canal est ignorée, car elle sera simplement compensée par une amplification dans la bande utile de transmission, au niveau de la réception.

II.3.3. Le récepteur

Il s'agit d'un récepteur cohérent et optimal dans le sens où il utilise un détecteur synchrone suivi d'un filtrage optimal, figure 2.2. Le signal QPSK étant décomposé en deux signaux BPSK avec composantes IQ en quadrature, deux voies de traitement en détection synchrone et filtrage optimal sont nécessaires. Le récepteur est donc composé essentiellement des blocs fonctionnels suivants :

1) Un générateur local de deux porteuses synchrones et orthogonales, à partir du composant « Sinusoid » qui fournit les deux porteuses synchrones de l'expression (2.4) à la fréquence d'utilisation f_c=20kHz, offset de phase 0°, et une amplitude A_0=3.535V.
2) Deux voies, I et Q, munies chacune d'un multiplieur pour la détection synchrone et d'un filtrage adapté I+D sur une période de symbole (T_S=2ms). Ce qui constitue un corrélateur entre le signal reçu r(t) et les signaux de références de l'expression (2.4), $S_I(t)$ sur la voie I et $S_Q(t)$ sur la voie Q. Si le signal reçu est supposé non bruité, la corrélation sur chaque voie donne :

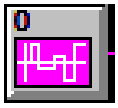
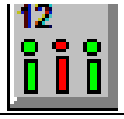
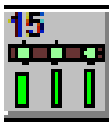
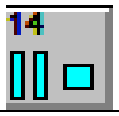
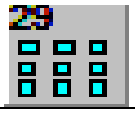
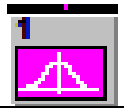
$$\int_0^{T_S} r(t)\,S_i(t)\,dt = \frac{A_0^2\,T_S}{2} = 12.5\,mJ \qquad \text{où} \qquad \begin{cases} S_i(t) = S_I(t) & \text{sur la voie I} \\ S_i(t) = S_Q(t) & \text{sur la voie Q} \end{cases} \tag{2.6}$$

   Le comparateur situé à la fin de chaque voie, I et Q, présente un seuil de comparaison de 0V. La sortie du comparateur de la voie I commute entre 0 et 2V, tandis que celle du comparateur de la voie Q commute entre 0 et 1V. Ceci, permet de prendre en compte le poids de chaque signal.
3) Un combineur de symboles IQ, concrétisé par un additionneur. Ses deux entrées I et Q étant pondérées par leurs poids correspondants, permettent de récupérer simplement à la sortie de l'additionneur, le signal M-aire en bande de base à 4 niveaux de tension (0V, 1V, 2V, 3V).
4) Un convertisseur symbole - binaire, à l'aide du composant « Symbol to Bit » qui réclame à son entrée un seul échantillon représentatif par symbole d'entrée. Il faudra donc abaisser la fréquence d'échantillonnage du système, F_S = 500 kHz, jusqu'au débit de symbole de 500 sym/s, et ce par une décimation de 1000.

5) Un circuit de décision, constitué d'un comparateur analogique qui lui est appliqué à ses entrées, les échantillons du signal binaire reçu et ceux de la tension-seuil 0.5V délivrée par le composant « Custom ».

II.3.4. Identification et configuration des blocs constituants

Le tableau 2.1 donne le nom de chaque bloc utilisé (en dehors du métasystème du générateur I,Q) ainsi que ses paramètres de configuration, le groupe, et la bibliothèque dont il appartient.

Composant (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Paramètres essentiels
	PN seq	Noise / PN - Source	Amplitude : ±0.5V Offset : 0.5V Rate : 1kHz
	Decimator	Sample / Hold - Operator	Decimate By : 1000 ou 500
	ReSample	Sample / Hold - Operator	Sample Rate : 500kHz
	Bit to Symbol & Symbol to Bit	Encode / Decode - Comm.	Bits / Symbol : 2 Threshold : 0.5V
	QAM Map & QAM DeMap	Processors - Comm.	Constellation Size : 4 External file : chemin du Fichier de constellation
	Quad Mod	Modulators - Comm.	Amplitude : 3.535V Frequency : 20kHz
	Adder	–	–
	Gauss Noise	Noise / PN - Source	Density in 1Ω : 1mW/Hz Mean : 0V
	Sinusoid	Periodic - Source	Amplitude : 3.535V Frequency : 20kHz

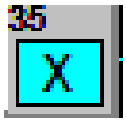
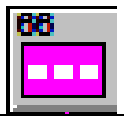
	Multiplier	–	–
	Integrate and Dump	Filters / Data - Comm.	Select Output : Continuous Intg Time : 2ms Offset : 0 sec
	Analog comparator	Mixed Signal - Logic	True Output : 1V ou 2V False Output : 0V
	Custom	Aperiodic - Source	Number of Outputs : 1 Algebraic Expression : 0.5

Tableau 2.1 : Blocs fonctionnels du système de transmission à QPSK

II.3.5. Résultats de simulation

Le système QPSK de la figure 2.2 appartient au fichier de simulation « retard_QPSK.svu ». Les différents oscilloscopes insérés dans ce système permettent de visualiser les différents tracés temporels aux points d'insertion. En figure 2.4, sont représentés les signaux I et Q fournis par le générateur IQ. Ce sont des signaux binaires polaires aléatoires où chaque bit est de durée $2T_b=T_S=2ms$.

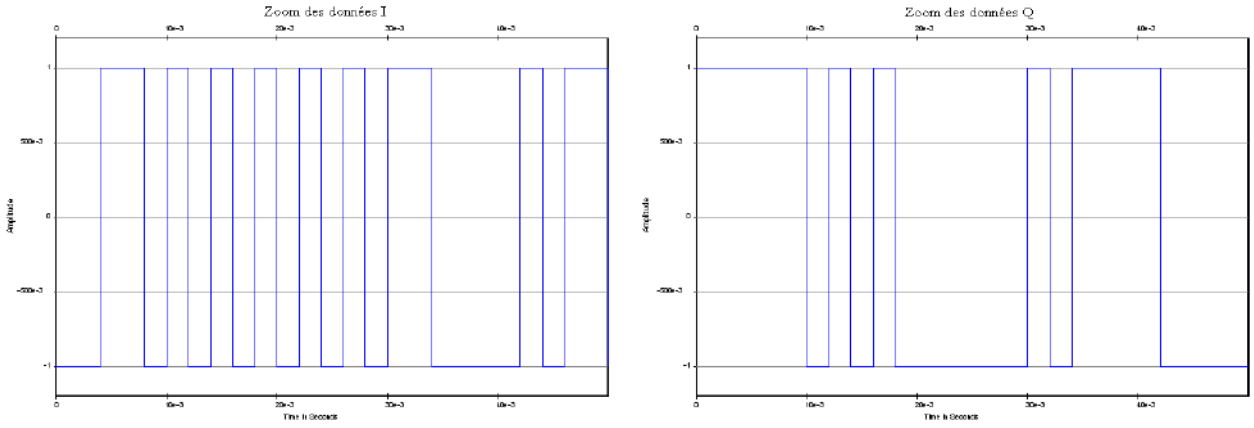


Figure 2.4: Signaux I et Q en sortie du générateur IQ

Les signaux temporels d'oscilloscopes insérés à la sortie du modulateur en quadrature, la sortie de l'échantillonneur des bits d'entrée, et la sortie d'échantillons de bits reçus au récepteur, sont traités par l'outil « Sink Calculator » dont est munie la fenêtre d'affichage de résultats.

Ainsi, en figure 2.5, est visualisée la PSD du signal QPSK ainsi que la raie de corrélation entrée/sortie entre les bits transmis et ceux reçus. Afin d'avoir une bonne résolution spectrale pour la PSD, $\Delta F \leq 1Hz$, il faut utiliser un nombre suffisant d'échantillons d'essai, soit $N \geq (F_S / \Delta F = 500000)$. Pour un calcul FFT rapide, on prend la valeur approchée $N = 2^{19} = 524288$, soit $\Delta F \approx 0.954$ Hz et un temps de simulation au niveau de l'horloge-système, $t_{stop} = 1/\Delta F \approx 1.0486$ sec.
La PSD théorique est de la même forme que la PSD d'une BPSK, puisque QPSK = 2 BPSK en quadrature, et il faudra remplacer la durée de bit T_b par la durée de symbole T_S. Pour un spectre unilatéral évalué sur une charge R_L (choisie égale à 1Ù dans systemeVue), la PSD s'écrit donc :

$$PSD = \frac{A^2 T_S}{4R_L} \operatorname{sinc}^2\left[\pi(f - f_c)T_S\right] \tag{2.7}$$

La PSD à forme d'un sinus cardinal au carré, est alors centrée sur la fréquence porteuse f_c=20kHz, dont les premiers passages par zéro délimitent la bande pratique de transmission (celle du lobe principal) :

$$B = \left(f_c + \frac{1}{T_S}\right) - \left(f_c - \frac{1}{T_S}\right) = \frac{2}{T_S} = \frac{1}{T_b} \tag{2.8}$$

C'est-à-dire que la bande utile d'une QPSK est la moitié de celle d'une BPSK, ce qui est un avantage. La PSD mesurée, figure 2.5, confirme celle obtenue théoriquement, avec :

$$B = (20.5 - 19.5)\ kHz = 1\ kHz = 1/T_b.$$

D'autre part, la position de la raie de corrélation entre bits transmis et reçus suivant l'axe temporel, indique le retard que mettent les bits transmis pour être reçus. On mesure un retard de réception de 4 ms.

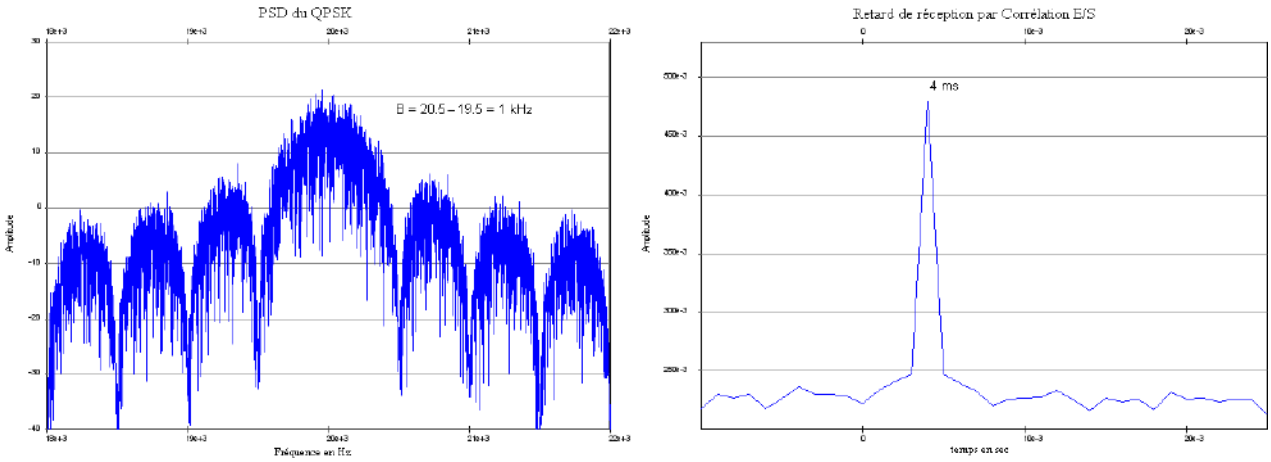


Figure 2.5 : PSD du signal QPSK (à gauche) et corrélation entre bits d'entrée/sortie (à droite)

Un autre fichier de simulation, « BER_QPSK.svu », contient un banc de mesure du taux d'erreur binaire (ou BER) du système QPSK de la figure 2.2.La figure 2.6 montre ce banc de mesure dont le composant métasystème relatif au générateur IQ est utilisé sous forme éclatée.
Les échantillons des bits reçus sont directement exploités sans recours au traitement par le circuit de décision, car la sortie binaire du convertisseur symbole/bit est normalisée entre 0V et 1V.
Le tracé du BER est fonction de l'accroissement du SNR, définit par le rapport E_b/N_o. Par conséquent, le canal se voit muni d'un amplificateur à gain variable pour diminuer la PSD, N_o, du bruit par pas de –2dB. Ce qui donne une augmentation du SNR par pas de +2dB.
L'horloge-système est modifiée afin de réduire le temps de simulation, en portant le nombre de boucle de calcul du BER à quatre (correspondants à quatre valeurs du SNR), et en réduisant la fréquence d'échantillonnage à $F_S = 10\, f_c = 200\,\text{kHz}$ au lieu de 500 kHz. Il est évident qu'il faudra rectifier les décimations d'échantillonnage, à l'émetteur par 200 au lieu de 500 et au récepteur par 400 au lieu de 1000.

Pour que les valeurs estimées du BER soient statistiquement significatives, il faut transmettre un nombre suffisant de symboles aléatoires d'essai. Le nombre minimal requis est fonction de la valeur minimale du BER qu'on souhaite atteindre. Ainsi,
en fixant le $BER_{min} = 10^{-3}$, il faut prendre au moins 10^4 symboles d'essai. Ce qui fixe le temps de simulation au niveau de l'horloge-système à $t_{stop} = 10^4 \times (T_S{=}2\text{ms}) = 20$ sec.

Comme les deux porteuses en quadrature ont des amplitudes A_0=3.535V, leur sommation constitue les symboles transmis à une amplitude $A = A_0\sqrt{2} = 5\text{V}$, voir expression (2.5). L'énergie par symbole est donc $E_S = A^2 T_S / 2R_L = 25\text{mJ}$ pour R_L=1Ù. Comme $T_S = 2T_b$, on a $E_S = 2E_b$.
Le filtre adapté I+D ou le corrélateur, constituent des récepteurs optimaux en bande de base et fournissent à $t=T_S$, la même valeur maximale de détection qui représente l'énergie moyenne par bit $E_b = 12.5$ mJ, voir expression (2.6). Afin d'attribuer une valeur initiale de 0 dB au SNR, il faut donc initialiser $N_o = E_b$ en valeur numérique, soit $N_o = 12.5$ mW/Hz.
SystemVue offre le composant « BER Counter » pour la mesure du BER. Les bits transmis comparés aux bits reçus, ne doivent pas accuser un quelconque décalage temporel. Pour cela, est introduit dans le chemin des bits transmis vers le composant BER, un élément retardateur de 4ms afin de compenser le retard de réception. Cet élément est le composant « Delay », figure 2.6.
Afin de retarder aussi le début de comptage du BER, le paramètre d'offset de temps du composant BER doit être ajusté sur le retard de réception, 4ms.

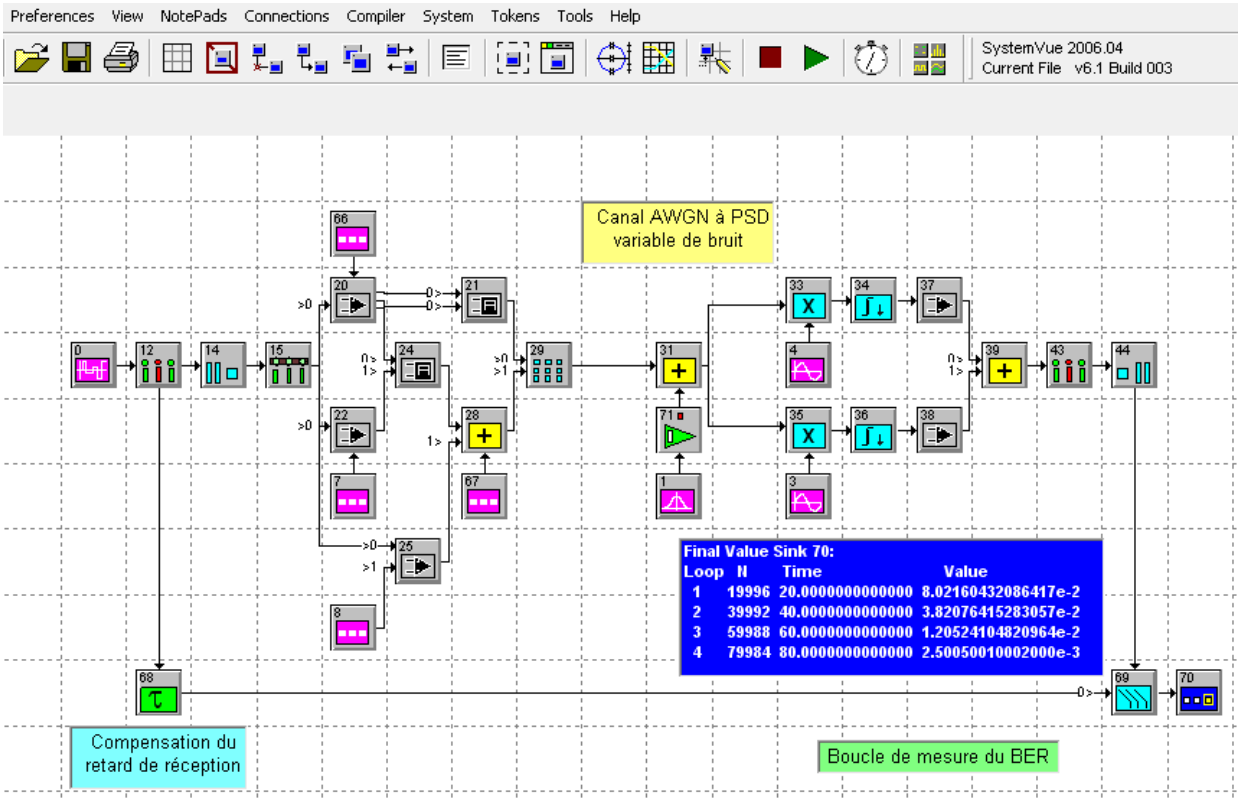
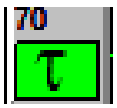


Figure 2.6**:** Banc de mesure du BER

Le composant BER présente trois types de sortie, dont la sortie « Cumulative Average » est choisie. Elle permet d'estimer la moyenne statistique de l'erreur binaire pour un SNR donné.Cette sortie est appliquée au composant « Final Value » qui est un instrument de mesure mémorisant au cours d'une boucle de calcul du BER, la valeur finale de la moyenne d'erreur binaire.

Le tableau 2.2 récapitule les blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER de la figure 2.6, ainsi que leurs paramètres de configuration, les groupes, et les bibliothèques dont ils appartiennent.

Composant (Token)	Nom	Groupe -Bibliothèque	Paramètres essentiels
	Delay	Delays / Operator	Delay : 4ms
	Gain	Gain/scale - Operator	Gain : 0 dB à –6dB

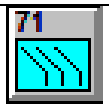
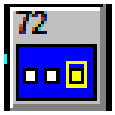
	BER Counter	Processors - Comm.	Threshold : 0.5V Offset : 4ms
	Final/Value	Numeric - Sink	–

Tableau 2.2 : Blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER

Le BER mesuré et comparé au BER théorique propre à une transmission QPSK cohérente et optimale, est illustré en figure 2.7.

Le BER théorique du QPSK est identique à celui de la BPSK, qui s'exprime par la fonction d'erreur complémentaire de la racine carrée du SNR [6].

$$BER = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{2.9}$$

Les deux tracés du BER, figure 2.7, sont pratiquement superposés.

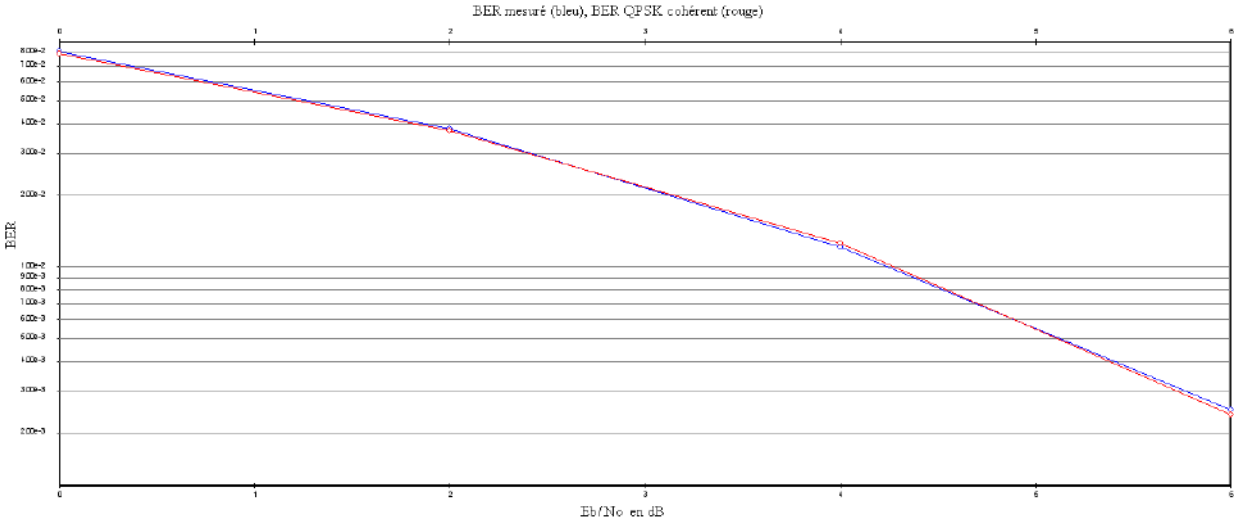


Figure 2.7: BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge)

II.3.6. Simplification de la conception du système QPSK

Le générateur IQ mis sous forme compacte et représenté par un composant métasystème en figure 2.2, et sous forme éclatée en figure 2.6, peut être simplifié par le composant « QAM Map » de la bibliothèque « Communications ». L'importance de ce composant devient plus imposante, à fur et à mesure que la modulation présente une taille de constellation plus grande (exemple des cas 8-PSK, 16-PSK, 16-QAM, …, 256-QAM, etc).

Un fichier externe de type texte nommé QPSK.txt, doit être lié au composant QMap en indiquant son chemin dans la fenêtre de configuration des propriétés du composant. Les amplitudes des signaux I et Q sont normalisées, A_0=±1V. Le contenu du fichier QPSK.txt, figure 2.8, montre la table de conversion des symboles xy vers IQ (c-à-d la décomposition du signal M-aire en bande de base d'entrée, en signaux I et Q nécessaires au modulateur en quadrature) comme en figure 2.3.

```
n=4
0       –1.     1.
1       –1.     –1.
2        1.     1.
3        1.     –1.
```

Figure 2.8 : Listing du fichier QPSK.txt montrant la conversion de symboles xy vers IQ

Le même fichier est réutilisé après démodulation au récepteur, par le composant « QAM DeMap » qui assure la reconversion IQ vers xy (c-à-d rassemble les signaux I et Q en un signal M-aire en bande de base).

La figure 2.9 montre le système de communication QPSK simplifié dans sa conception par l'utilisation des composants, « QAM Map » à l'émetteur et « QAM DeMap » au récepteur, avec élimination des comparateurs analogiques des deux voies IQ. En effet, les échantillons des signaux IQ bruités se trouvent de part et d'autre de 0V et n'ont pas à être obligatoirement écrêtés par les comparateurs à ±1V, car le composant « $\overline{\text{Qmap}}$ » les considère comme tels et leur fait correspondre les symboles xy (ou niveaux 0V, 1V, 2V, 3V, du signal M-aire en bande de base) selon le fichier de conversion QPSK.txt. Par conséquent et suite à cette simplification en conception, la simulation devient plus rapide.

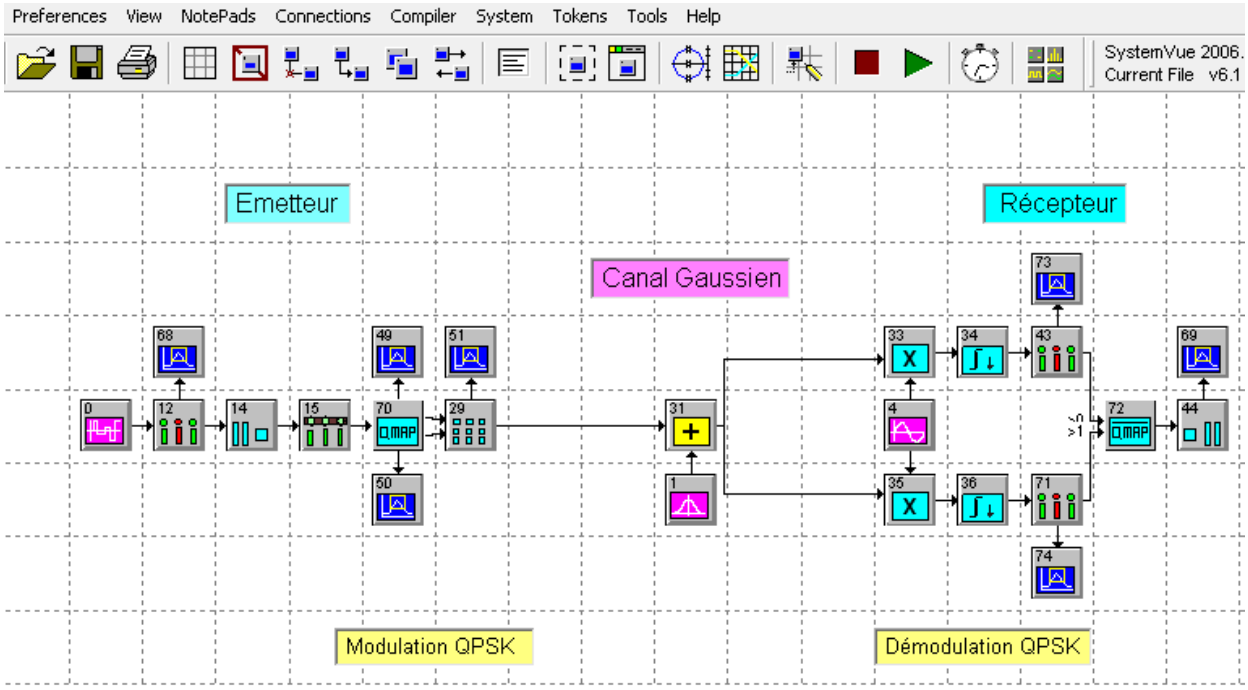


Figure 2.9: conception plus simple du système QPSK avec Qmap comme générateur IQ

Les résultats de simulation restent les mêmes que pour les figures 2.4 et 2.5 propres au système précédent, figure 2.2. Un tracé supplémentaire relatif à la constellation du QPSK bruité et démodulé, est illustré en figure 2.10. Le bruit est pris relativement faible avec une PSD de N_0 = 1 mW/Hz.

La figure 2.11 montre le banc de mesure du BER associé au système QPSK simplifié de la figure 2.9, où l'on constate la disparition des différents oscilloscopes dans le but de conserver la mémoire disponible au simulateur et diminuer son temps de simulation.

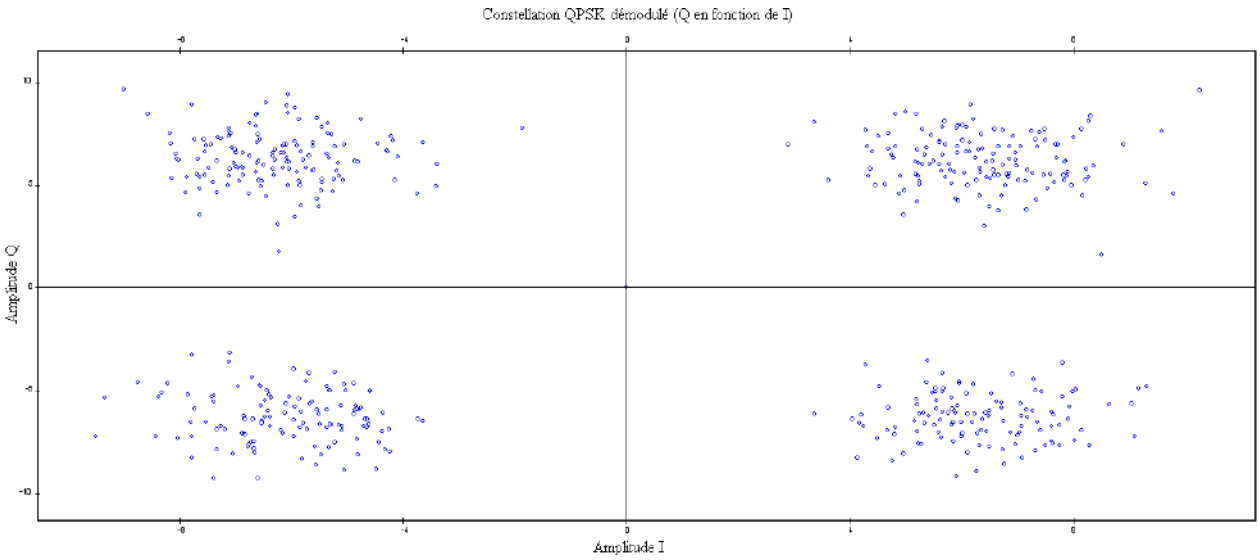


Figure 2.10: Points bruités en constellation délimitant les régions de décision de la QPSK

Le résultat obtenu du BER est similaire à celui de la figure 2.7, ce qui permet de confirmer encore une fois, la supériorité du système QPSK devant le système BPSK puisque à BER égal, l'encombrement spectral de la QPSK arrive à moitié de celui de la BPSK.

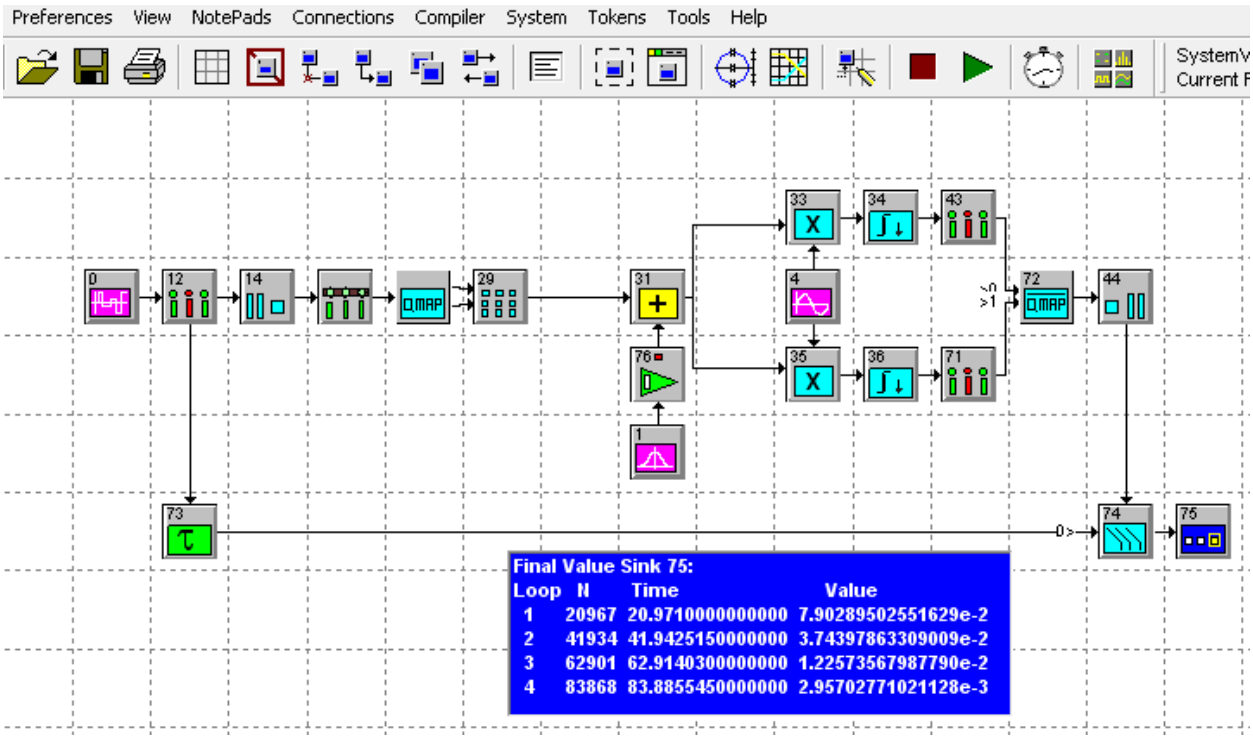


Figure 2.11: Banc de mesure du BER du système QPSK à conception optimisée

II.4. Implémentation d'un système de communication à DQPSK cohérent

Les performances d'un système QPSK modélisé par SystemVue, ont été trouvées optimales en utilisant un récepteur cohérent et optimal. Mais, lorsque des données sérielles en bande de base passent à travers une multitude de circuits le long du transmetteur et du récepteur, certaines données peuvent se trouver accidentellement complémentées. Pour résoudre un tel problème, le codage différentiel est souvent utilisé. Dans le cas du système QPSK, lui correspond donc le système DQPSK qui utilise une telle technique de codage différentiel dans son transmetteur et la technique inverse de décodage différentiel dans son récepteur.

Pour réaliser ce système dans la fenêtre de conception de SystemVue, il faut passer par une série de transcodage entre symboles, afin d'arriver aux symboles différentiels I_d et Q_d alimentant le modulateur en quadrature qui fournit à son tour, les symboles transmis $S_i(t)$. Le schéma-bloc d'un tel transmetteur DQPSK est montré en figure 2.12.

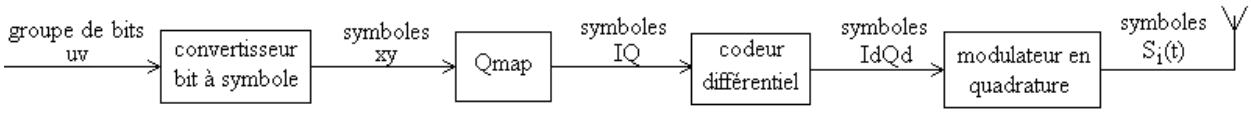


Figure 2.12: Schéma bloc du transmetteur DQPK

La forme du signal DQPSK transmise, $S_i(t)$, respecte toujours l'expression (2.1), mais utilise une phase φ_i pendant la durée de symbole T_S qui dépend de la phase précédente φ_{i-1}, telle que :

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i \qquad \text{pendant} \qquad iT_S \le t < (i+1)T_S$$

Avec :
$$\begin{cases} \Delta\varphi_i = 0 & \text{pour le symbole d'entrée du modulateur} \quad I_dQ_d = -1\ -1 \\ \Delta\varphi_i = \pi/2 & \text{pour le symbole d'entrée du modulateur} \quad I_dQ_d = -1\ +1 \\ \Delta\varphi_i = \pi & \text{pour le symbole d'entrée du modulateur} \quad I_dQ_d = +1\ -1 \\ \Delta\varphi_i = 3\pi/2 & \text{pour le symbole d'entrée du modulateur} \quad I_dQ_d = +1\ +1 \end{cases}$$

φ_i et φ_{i-1} sont donc les phases absolues des symboles à l'instant iT_S et $(i-1)T_S$, respectivement.
En utilisant la forme normalisée du signal donnée par l'expression (2.2), l'expression (2.3) demeure valable. Ainsi, en considérant une amplitude A=1V du signal modulé (pour simplifier), ses composantes I_dQ_d après codage différentiel, deviennent :

$$\begin{cases} I_{d_i} = \cos\varphi_i = \cos(\Delta\varphi_i)\cos(\varphi_{i-1}) - \sin(\Delta\varphi_i)\sin(\varphi_{i-1}) = \cos(\Delta\varphi_i)\times I_{d_{i-1}} + \sin(\Delta\varphi_i)\times Q_{d_{i-1}} \\ -Q_{di} = \sin\varphi_i = \sin(\Delta\varphi_i)\cos(\varphi_{i-1}) + \cos(\Delta\varphi_i)\sin(\varphi_{i-1}) = \sin(\Delta\varphi_i)\times I_{d_{i-1}} - \cos(\Delta\varphi_i)\times Q_{d_{i-1}} \end{cases} \quad (2.10)$$

Les symboles (I_{di}, Q_{di}) sont donc fonction des symboles précédents (I_{di-1}, Q_{di-1}) et des symboles d'entrée (I, Q) du codeur différentiel, figure 2.12.

Les composantes $\cos(\Delta\varphi_i)$ et $-\sin(\Delta\varphi_i)$ de l'expression (2.10), représentent alors les composantes IQ avant codage différentiel.
L'expression (2.10) s'écrit aussi :

$$\begin{cases} \cos\varphi_i = I_i\cos(\varphi_{i-1}) + Q_i\sin(\varphi_{i-1}) \\ \sin\varphi_i = -Q_i\cos(\varphi_{i-1}) + I_i\sin(\varphi_{i-1}) \end{cases} \quad (2.11)$$

Ce qui permet de tirer le transcodage du tableau (2.3), entre symboles d'entrée xy et symboles IQ avant codage différentiel de la figure 2.12, et qui sera mis dans le fichier DQPSK.txt pour être utilisé par le composant « Qmap » de SystemVue.

Bits d'entrée Uv	Symboles d'entrée Xy	Phases relatives $\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1}$	Symbole I $I_i = \cos(\Delta\varphi_i)$	Symbole Q $Q_i = -\sin(\Delta\varphi_i)$
00	0V	0	1	0
01	1V	$\pi/2$	0	–1
10	2V	π	–1	0
11	3V	$3\pi/2$	0	1

Tableau 2. 3: Transcodage du Qmap (symboles xy vers symboles IQ)

En définitif, l'expression (2.10) s'écrit encore :

$$\begin{cases} I_{d_i} = I_i\, I_{d_{i-1}} - Q_i\, Q_{d_{i-1}} \\ Q_{di} = Q_i\, I_{d_{i-1}} + I_i\, Q_{d_{i-1}} \end{cases} \quad \text{durant} \quad iT_S \le t < (i+1)T_S \qquad (2.12)$$

L'expression (2.12) montre comment que les composantes (I_i, Q_i) sont codés différentiellement en ($I_{d\,i}$, $Q_{d\,i}$), en exploitant l'ancien symbole ($I_{d\,i-1}$, $Q_{d\,i-1}$) codé différentiellement et retardé de T_S.

Pour le décodage différentiel, c'est à dire allant des composantes démodulées ($I_{d\,i}$, $Q_{d\,i}$) vers les composantes détectées (I_i, Q_i), on se sert des développements trigonométriques suivants :

$$\begin{cases} I_i = \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}) = \cos(\varphi_i)\cos(\varphi_{i-1}) + \sin(\varphi_i)\sin(\varphi_{i-1}) = I_{di}\, I_{d_{i-1}} + Q_{di}\, Q_{d_{i-1}} \\ Q_i = -\sin(\varphi_i - \varphi_{i-1}) = -\sin(\varphi_i)\cos(\varphi_{i-1}) + \cos(\varphi_i)\sin(\varphi_{i-1}) = Q_{di}\, I_{d_{i-1}} - I_{di}\, Q_{d_{i-1}} \end{cases} \qquad (2.13)$$

Les symboles (I_i, Q_i) permettent de connaître le changement de phase entre deux symboles transmis successifs. Pour cela, le composant $\overline{\text{Qmap}}$ de SystemVue permet de retrouver simplement les symboles d'entrée xy, et ce, en exploitant le tableau 2.3 de transcodage.

La figure 2.13 montre la totalité du système de transmission en DQPSK, représenté sous SystemVue.

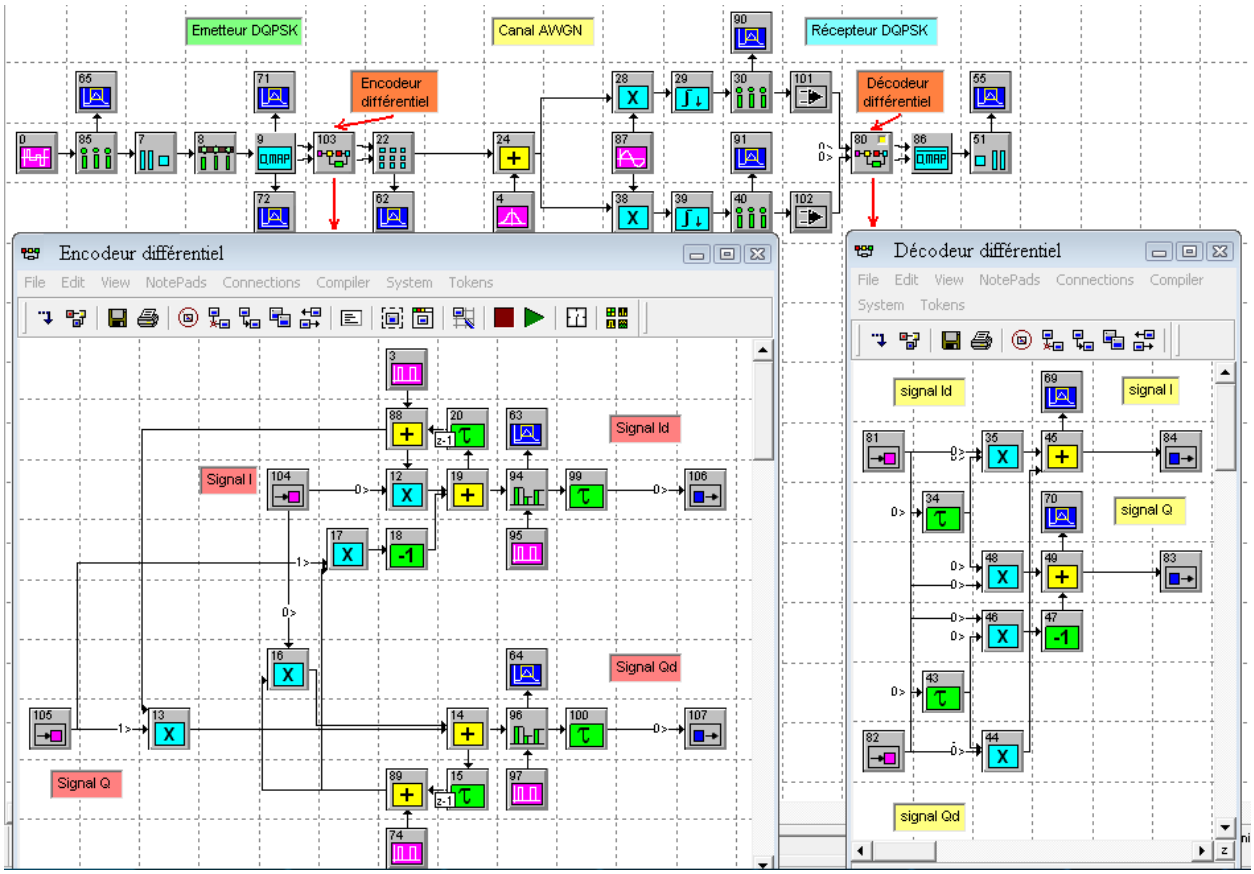


Figure 2.13: Système d'une transmission via DQPSK cohérent

Il s'agit d'un système avec récepteur cohérent et optimal à base d'un corrélateur à deux voies, conçu dans le fichier « retard_DQPSK_cohérent.svu ». Le système à simuler est similaire au système de communication QPSK, figure 2.9. Les mêmes blocs fonctionnels du transmetteur et du récepteur sont conservés. Leurs configurations dévoilées dans le tableau 2.1 restent idem. Cependant, à part les comparateurs analogiques installés dans les deux voies de réception de la figure 2.13, le système incorpore en plus et sous forme compacte, un encodeur différentiel dans le transmetteur et un décodeur différentiel dans le récepteur. Les deux composants métasystèmes du codage-décodage différentiel sont visualisés sous forme éclatée au dessous du système de communication DQPSK.

L'encodeur différentiel du transmetteur est implémenté normalement avec quatre multiplieurs, deux additionneurs, un inverseur, et deux retardateurs. Ceci, pour satisfaire aux équations (2.12) et fournir les composantes en quadrature ($I_{d\,i}$, $Q_{d\,i}$), exprimées en amplitudes de tension du signal codé différentiellement DQPSK. Le processus différentiel est initialisé avec deux composants « Pulse Train », assurant la séquence $I_{d_{-1}} = 1$ et $Q_{d_{-1}} = 1$ pendant la toute première durée de symbole, $0 \leq t < T_S$, figure 2.13.

Ceci est accompli avec les paramètres d'une amplitude de 1V, une largeur d'impulsion de 2ms (c-à-d T_S), et une fréquence de 0.1Hz (soit une période de 10s, plus longue que la durée de simulation t_{stop}=1s). Pendant la simulation, des transitions parasites ont été constatées au début de chaque intervalle T_S des symboles I_d et Q_d aux sorties de l'encodeur différentiel. Ceci est dû à la logique à 3 états de IQ qu'on veut convertir en logique à 2 états de I_dQ_d. Il a fallu donc rajouter un échantillonneur-bloqueur actionné au centre de chaque impulsion I_d et Q_d, à l'aide d'un train d'impulsions carrées de période 2ms et retardé d'une milliseconde. Ce qui délivre des signaux I_dQ_d démunis de parasites mais retardés de 1ms. Ce retard est encore augmenté de 1ms pour aboutir à un retard entier d'un intervalle de symbole, 2ms, indispensable à l'échantillonnage correct des signaux démodulés I_dQ_d aux sorties des deux filtres adaptés du récepteur, figure 2.13.

Les signaux de référence $S_I(t)$ et $S_Q(t)$ utilisés dans la démodulation cohérente du récepteur, sont les mêmes que ceux utilisés dans le cas QPSK, et satisfont à l'expression (2.4) avec A_0=3.535V. A la sortie des deux filtres adaptés I+D, on obtient le couple différentiel (I_d, Q_d) dont les amplitudes mesurées sans bruit, doivent être ajustées aux valeurs $\pm 1/\sqrt{2}$ V à l'aide des deux comparateurs analogiques. Ceci, afin que les signaux IQ en sortie du décodeur différentiel atteignent les valeurs normalisées (±1, 0), satisfaisant ainsi le tableau 2.3 de transcodage du $\overline{\text{Qmap}}$.

Le décodeur différentiel du récepteur est implémenté avec quatre multiplieurs, deux additionneurs, un inverseur, et deux retardateurs, figure 2.13. Il satisfait aux équations (2.13) pour fournir les composantes en quadrature (I_i, Q_i), exprimées en amplitudes de tension du signal détecté et décodé différentiellement.

II.4.1. Résultats de simulation

Pour un canal de communication sans atténuation mais bruyant, dont la PSD du bruit gaussien est choisie de 1mW/Hz, les différentes constellations de symboles transmis ou reçus sont récapitulées dans la figure 2.14. On remarque qu'on passe d'une constellation d'émission avant codage différentiel en forme $\oplus$ unitaire, vers une constellation d'émission après codage différentiel en forme $\otimes$ unitaire. La constellation de réception avant décodage différentiel est bruitée et non unitaire, mais l'utilisation de comparateurs analogiques permet de retrouver une constellation de réception après décodage différentiel sans bruit et unitaire.

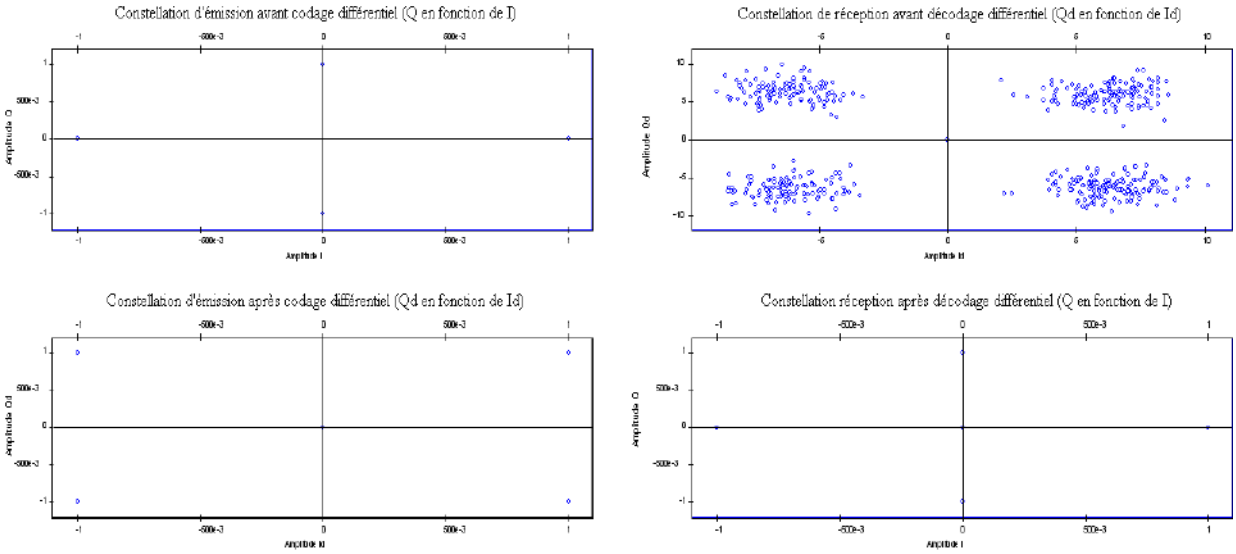


Figure 2.14: Constellations avant et après codage-décodage différentiel

Le retard de réception mesuré à 6ms par convolution entre bits transmis et reçus, ainsi que la PSD du signal DQPSK, sont représentés dans la figure 2.15. La PSD suit la forme du carré d'un sinus cardinal, dont la bande centrale ne mesure que $B = 2/T_S = 1kHz$, comme celle de la QPSK.

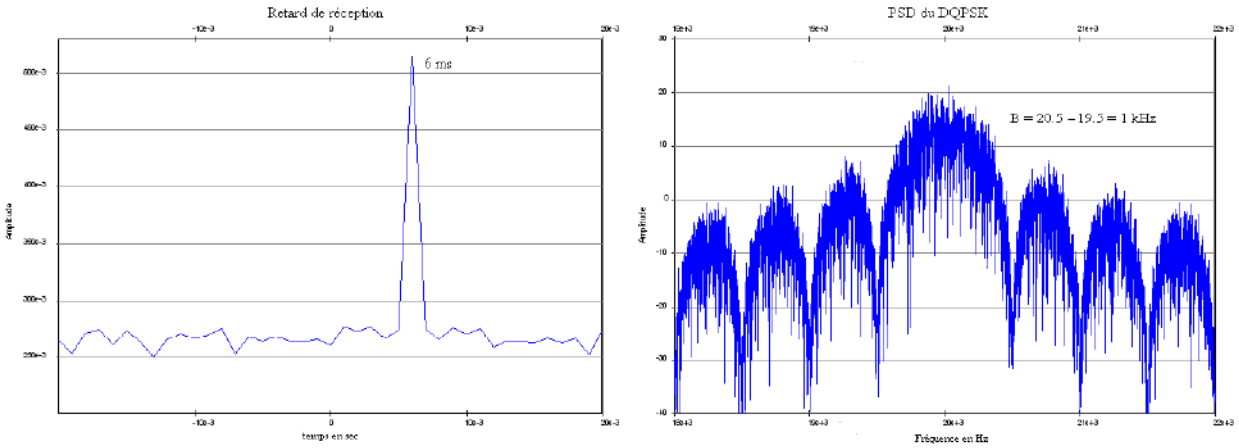


Figure 2.15: Retard de réception à gauche et PSD du signal DQPSK à droite

Un autre fichier de simulation, « BER_DQPSK_cohérent.svu », contient le banc de mesure du taux d'erreur binaire ou BER du système DQPSK, figure 2.16. L'horloge-système reste configurée avec une fréquence d'échantillonnage du système égale à $F_S = 0.5$ MHz, et un temps de simulation de 1sec suffisant pour mesurer un BER minimal autour de 5.10^{-3}. Le nombre de boucle de calcul du BER est porté à quatre (correspondant à quatre valeurs du SNR). L'énergie moyenne par bit reste la même que celle calculée dans le cas de la QPSK, soit E_b = 12.5 mJ sur une charge de 1Ù. La PSD du bruit doit être égale à 12.5 mW/Hz, pour commencer la mesure du BER à partir du SNR = 0 dB.

Les bits transmis et les bits reçus sont comparés par le composant « BER Counter », sans décalage temporel entre eux. Pour cela, est introduit dans le chemin des bits transmis vers le composant BER, un élément retardateur de 6 ms afin de compenser le retard de réception mesuré.

Le tableau 2.2 propre aux blocs fonctionnels additionnels du banc de mesure du BER, reste dans ce cas quasiment valide, à part l'élément retardateur continu qui est remplacé par un retardateur discontinu avec un retard de 6 échantillons (de cadence, 1ms chacun) .

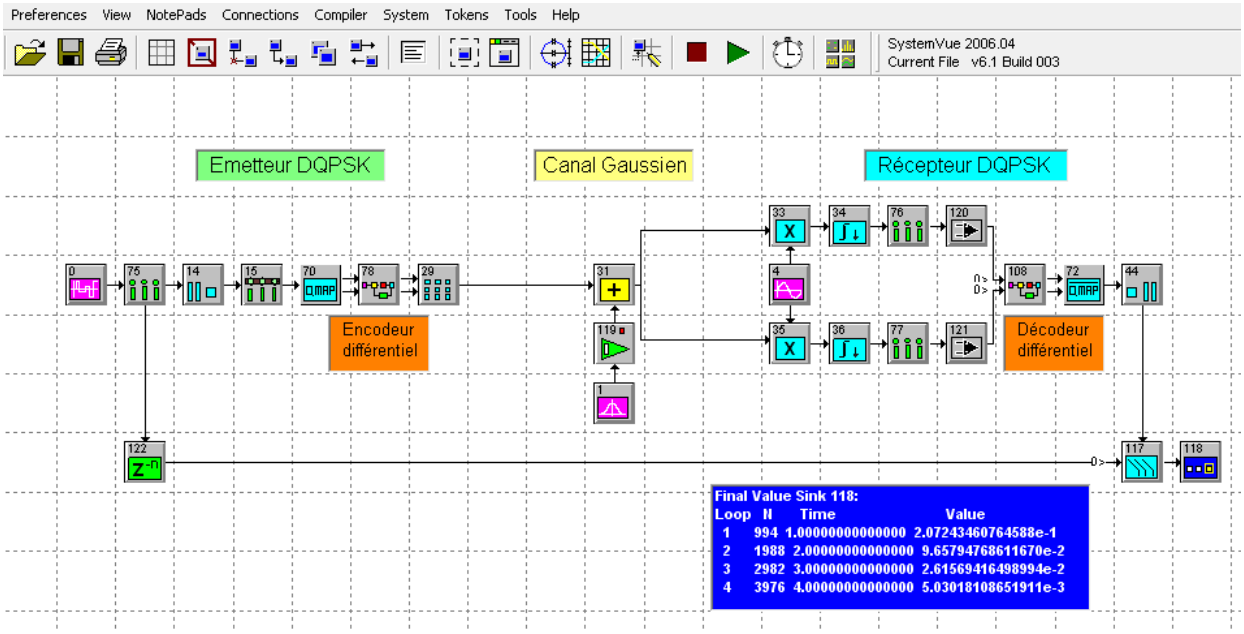


Figure 2.16: Banc de mesure du BER du système DQPSK cohérent

Le résultat de simulation du BER est comparé dans la figure 2.17, à deux BER théoriques pour une évolution du rapport E_b/N_o par pas de 2 dB. Le premier BER théorique est celui de la QPSK cohérente, étudiée précédemment, et formulé par l'expression (2.9). Le deuxième BER théorique est celui de la DPSK cohérente et dont l'expression est donnée par :

$$BER = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \times \left(1 - \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)\right) \qquad (2.14)$$

La courbe mesurée du BER de la DQPSK cohérente, s'éloigne légèrement de celle de la QPSK cohérente. Le BER minimal mesuré s'en trouve éloigné de moins de –1 dB, par rapport au même point sur la courbe de la QPSK, figure 2.17. Par contre, la courbe mesurée se trouve tout près de celle de la DPSK cohérente, à part un léger retard d'environ –1 dB au plus, pour des SNR inférieurs à 4 dB.

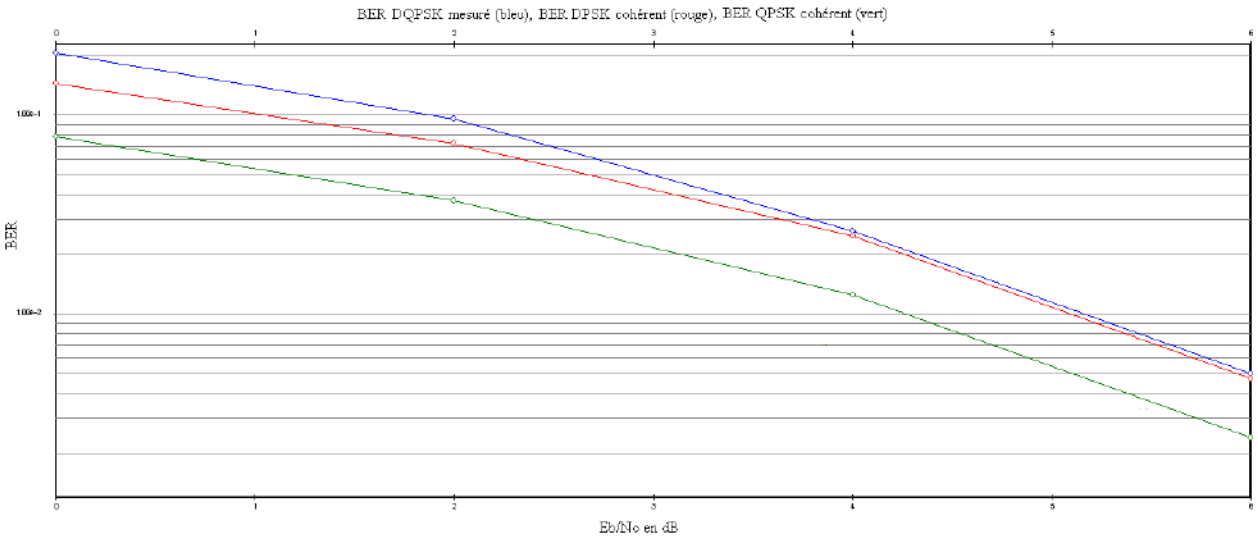


Figure 2.17: Comparaison entre BER DQPSK cohérent mesuré (bleu), BER DPSK cohérent (rouge), BER QPSK cohérent (vert)

II.4.2. Cas du système DQPSK incohérent

La démodulation cohérente exige une restitution d'une porteuse synchrone en fréquence et en phase avec celle transmise. La modulation QPSK est une combinaison de deux modulations BPSK optimales (à indice de modulation unitaire) dites PRK, qui appartient à la famille des modulations à porteuse supprimée. Ainsi, une PLL ne peut suffire à la restitution de la porteuse synchrone. Il faut faire appel aux techniques de la boucle quadratique ou la boucle de Costas. Mais ces dernières, malgré leurs relatives complexités, entachent l'information démodulée d'une éventuelle erreur de complémentarité. En d'autres termes, l'information reçue peut être complémentée suite aux verrouillages possibles des deux boucles à l'équilibre, sur une porteuse régénérée avec phase 0° (bits reçus exacts) ou 180° (bits reçus complémentés).

En pratique, le système DQPSK incohérent constitue une alternative intéressante et très utilisée pour la simplicité de réalisation de son récepteur d'une part, et d'autre part, il est entièrement dispensé de l'emploi d'une porteuse locale. Le problème d'ambiguïté de phase attaché aux boucles complexes de restitution précédentes, ne se pose pas ici.

La figure 2.18 montre le système DQPSK incohérent utilisant le même transmetteur que dans le cas cohérent de la figure 2.13. Par contre, aucune porteuse locale ne figure dans son récepteur. Le premier étage de réception est normalement constitué d'un filtre passe-bande du neuvième ordre de type Bessel à phase linéaire pour ne pas altérer l'information modulante, mais le type Butterworth a été retenu pour ses meilleurs résultats simulés émanent de son meilleur filtrage.

La bande passante est choisie égale à son minimum, soit la valeur de 1 kHz égale au débit binaire faisant ainsi, passer 90% de la puissance totale du signal DQPSK et réduisant au maximum le bruit superposé. La fréquence porteuse étant gardée égale à 20 kHz, les fréquences de coupure du filtre sont donc fixées à 19.5 kHz et 20.5 kHz.

Le signal de référence en quadrature est dérivé du signal filtré par décalage de phase de 90°, implémenté comme un retard de 12.5 µs. Ce retard provient du ¼ de la période-porteuse.

Un multiplieur multiplie les deux signaux de référence en quadrature, avec le signal filtré et retardé d'un intervalle de symbole, T_S = 2ms. Ce qui constitue en même temps, un démodulateur incohérent et un décodeur différentiel. Ce fait remarquable, réalise une simplification considérable du récepteur construit.

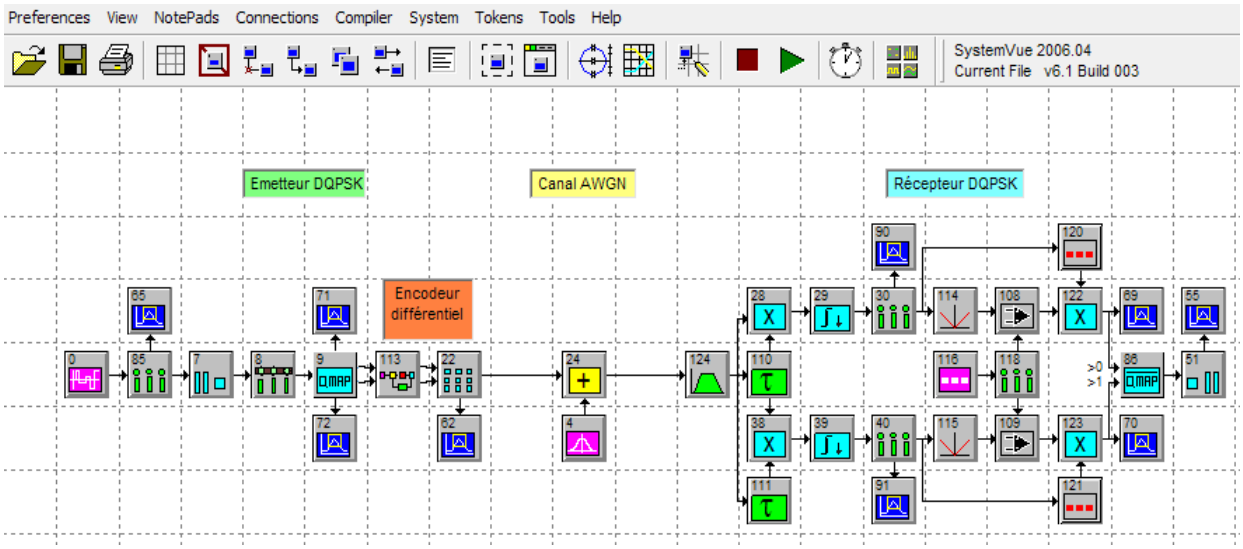


Figure 2.18: Système de transmission DQPSK à démodulation incohérente

Les signaux IQ en bande de base, ainsi récupérés dans les deux voies de réception, sont déjà décodés différentiellement et subissent un traitement par deux filtres optimaux de type I+D. Ainsi, le codage différentiel d'émission en forme⊗, se trouve translaté par démodulation incohérente vers la forme ⊕ propre au décodage différentiel. Les constellations IQ d'avant et d'après transmission, sont représentées dans la figure 2.19, où un faible bruit de canal avec PSD de 0.1 mW/Hz, est superposé au signal DQPSK reçu. La simulation d'une durée 0.1s, est menée sous une fréquence d'échantillonnage du système s'élevant à F_S = 2 MHz, pour une bonne résolution temporelle qui affecte les constellations de réception. On mesure ainsi, sur la constellation de réception bruitée avec décodage différentiel de la figure 2.19, une moyenne des points représentatifs des signaux I et Q, autour de ±11V. Les seuils de décision doivent donc être placés à moitié, 5.5V.

Avant d'arriver au composant $\overline{\text{Qmap}}$, figure 2.18, les signaux filtrés en I+D sont échantillonnés à 500 Hz afin d'être appliqués au rythme d'un échantillon par symbole, à un circuit de normalisation. Il s'agit d'un circuit normalisant la constellation bruitée reçue, aux valeurs unitaires réclamées aux entrées du composant $\overline{\text{Qmap}}$. Ce qui permet d'éliminer aussi le bruit, figure 2.19.

Le circuit de normalisation se compose sur chaque voie I et Q :

- d'un redresseur double-alternance, assurant la valeur absolue aux échantillons traités,
- d'un comparateur, comparant les échantillons redressés au seuil de décision 5.5V échantillonné,
- et d'un multiplieur, récupérant le signe de l'échantillon comparé à l'aide du composant « Custom » de la bibliothèque « Function ».

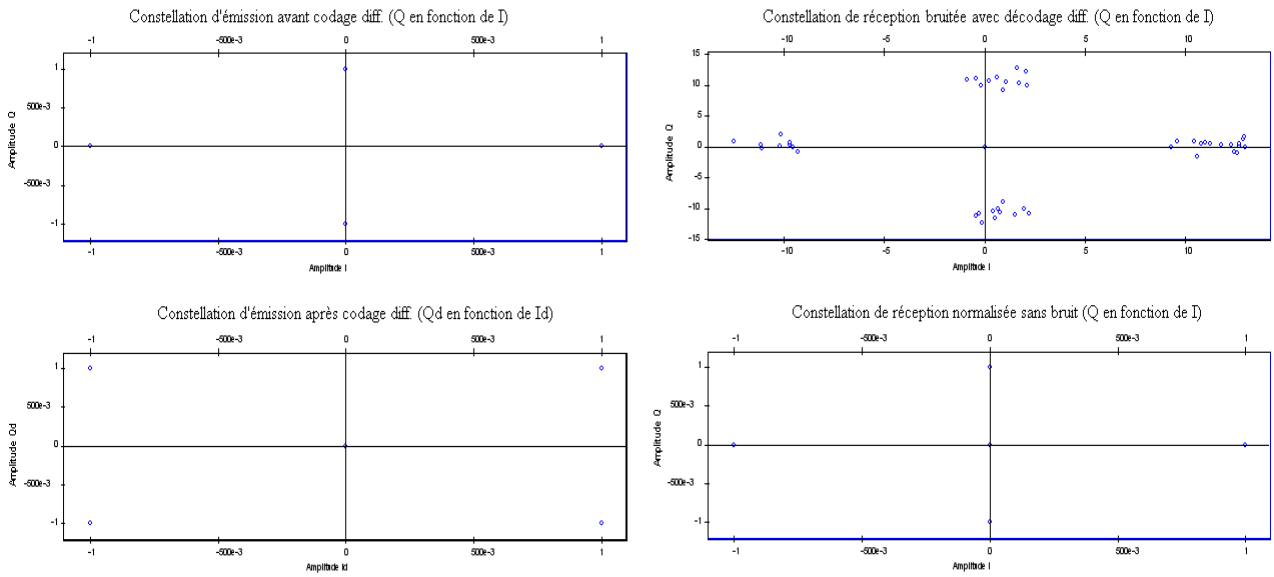


Figure 2.19: Constellations avant et après transmission

A travers la simulation, nous nous sommes résignés à s'en passer du circuit de normalisation, figure 2.20, même si c'est préconisé par le composant $\overline{\text{Qmap}}$. Car cela a fourni des résultats quasiment identiques en simulation, en raison du fonctionnement on/off du $\overline{\text{Qmap}}$ où toute tension non nulle ±V est interprétée comme ±1 et une tension nulle comme 0.

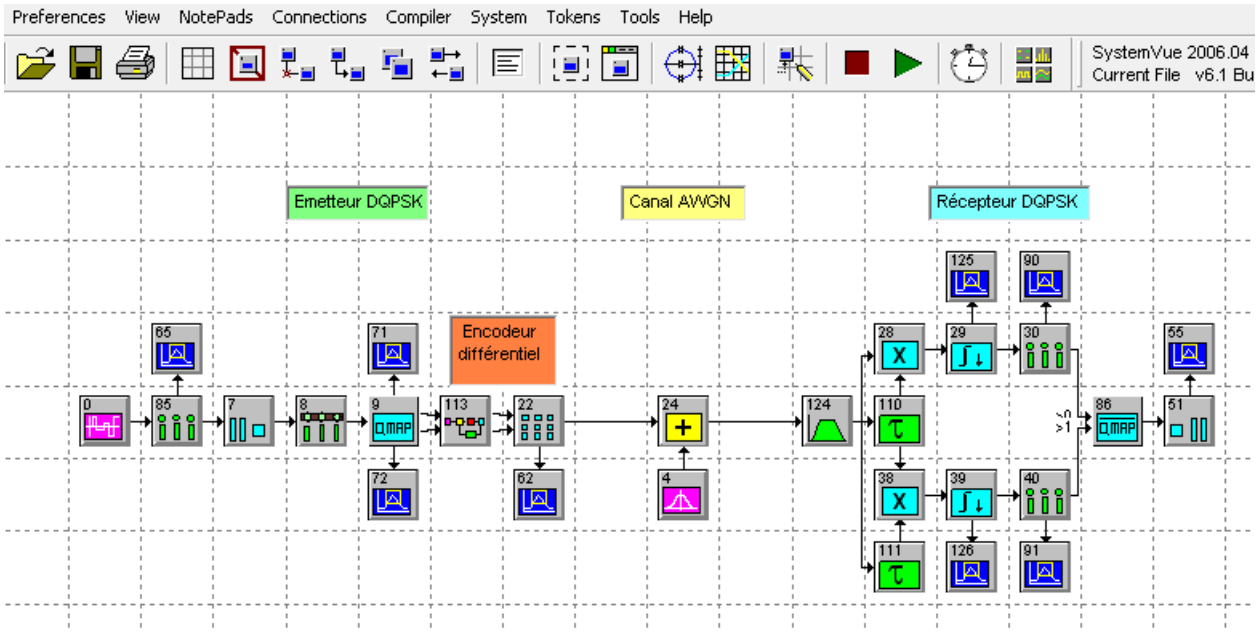


Figure 2.20: Système DQPSK à récepteur incohérent réduit

Toujours accompagné d'un bruit à PSD de 0.1 mW/Hz, le signal DQPSK démodulé est maintenant simulé jusqu'à 0.5s. L'intercorrélation effectuée entre les bits transmis et ceux reçus, permet de relever le retard de la raie de ressemblance résultante. Ce retard de réception s'élève à 8 ms, figure 2.21.

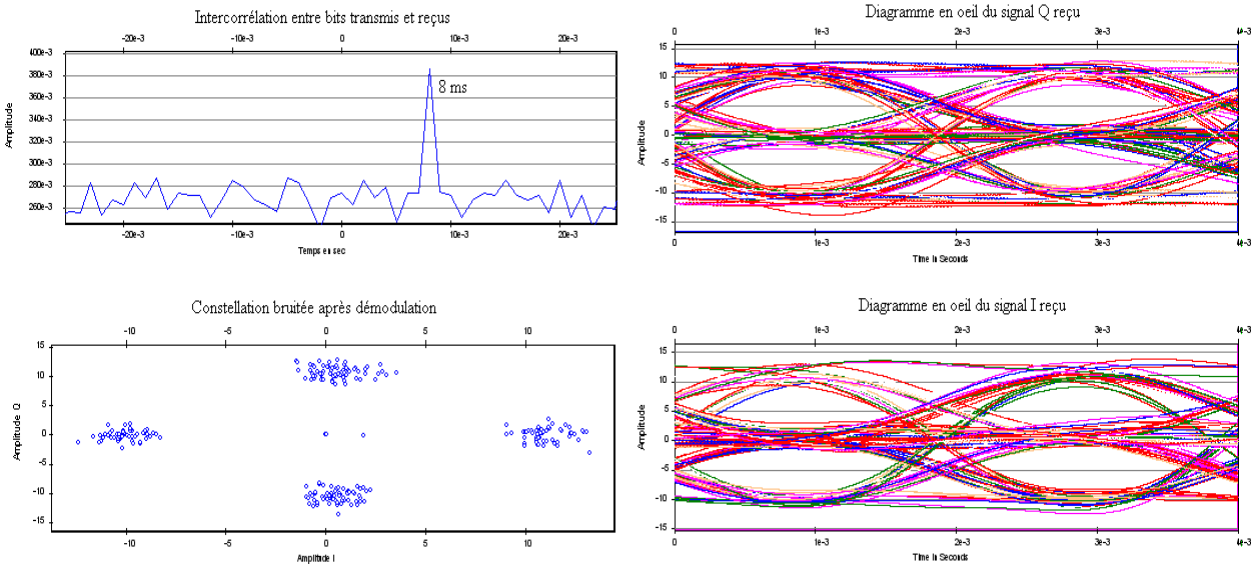


Figure 2.21: Mesure du retard et des diagrammes en œil des signaux IQ reçus

Dans cette même figure, sont tracés les diagrammes en œil des signaux I et Q reçus sur une longueur de $2T_S$ = 4ms (à partir de t=1ms), et dont l'axe de tension correspondant à la grande ouverture verticale de chaque œil, représente bien les trois valeurs bruités des signaux I et Q. Ce qui donne en tout, quatre yeux affichés. Sur ces diagrammes, on mesure une gigue de phase autour de 0.7ms (obscuration entre deux yeux en largeur), et un seuil de décision optimal entre 4.5V et 5.7V (situé au milieu de la grande ouverture verticale d'un œil). De même, l'instant d'échantillonnage optimal doit être positionné à la grande ouverture verticale de chaque œil.

Le banc de mesure du BER, quant à lui, a été construit selon la figure 2.22, où l'on a tenu compte du retard de réception des bits d'information, en intercalant un élément retard de 8ms dans le chemin de comparaison des bits transmis et aboutissant au composant BER.

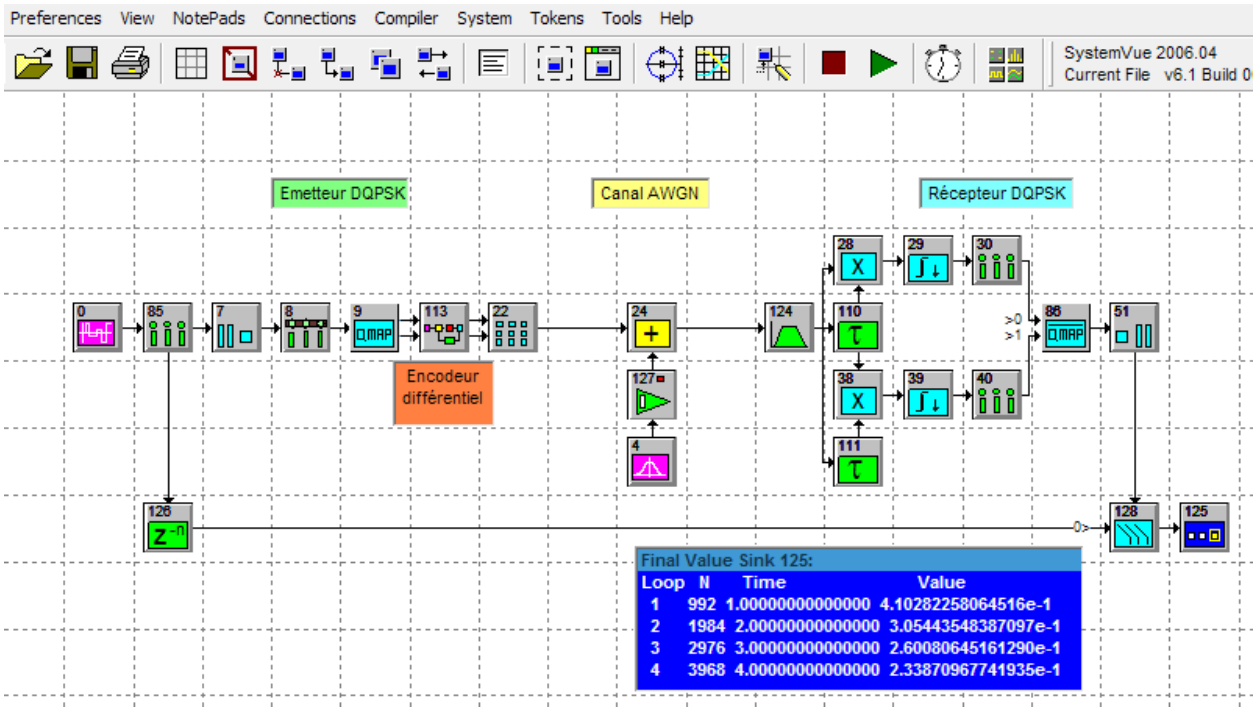


Figure 2.22: Banc de mesure du BER de la DQPSK incohérente

Pour un BER mesuré n'excédent pas 0.1, le temps de simulation minimal doit être de 0.1s pour que les mesures probabilistiques soient significatives. Nous l'avons fixé à 0.5s pour la mesure de quatre valeurs du BER, par pas de 4 dB du SNR, figure 2.23. En réduisant la fréquence d'échantillonnage du système à 0.5MHz pour une simulation plus rapide, le BER mesuré est comparé à un BER théorique. La comparaison est faite avec le BER d'une FSK orthogonale incohérente, donné par : $\frac{1}{2}\exp(-E_b / 2N_o)$. Les résultats des deux tracés du BER sont incomparables.

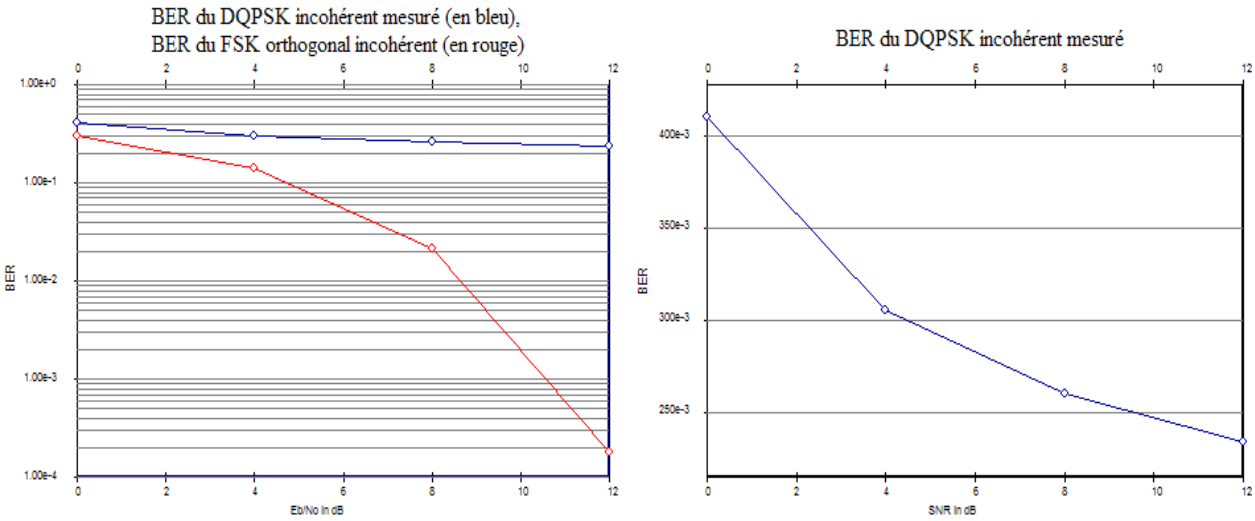


Figure 2.23: BER mesuré, seul à droite et comparé à gauche

II.4.3. Simplification de la conception du système DQPSK

Il est possible que la mauvaise allure obtenue du BER, est due aux transitions parasites constatées au niveau des signaux délivrés par l'encodeur différentiel du métasytème de la figure 2.13. Où il a fallu rajouter un échantillonneur-bloqueur actionné aux instants propices, pour échantillonner les signaux loin des parasites au prix d'un retard supplémentaire.

Nous croyons que cette solution n'ayant pas tout à fait éradiqué les parasites, celles-ci peuvent avoir une action quelconque sur le mauvais résultat de simulation du BER de la figure 2.23. Une nouvelle conception du transmetteur DQPSK, s'impose. L'idée est de le simplifier à l'extrême en groupant en un seul bloc, les trois blocs fonctionnels situés avant le modulateur en quadrature du synoptique de la figure 2.12. Ce bloc unique est basé sur l'utilisation simple d'une table de conversion à l'aide du composant Qmap. Il permet ainsi, de s'en passer des signaux IQ qui sont inappropriés au composant Qmap (parasites possiblement dus à la conversion de IQ à 3 valeurs, vers I_dQ_d à 2 valeurs), en les remplaçant directement par les signaux d'entrée UV à 2 valeurs chacun, tableau 2.3. On simplifie aussi la forme des signaux retardés de retour, $I_{d-1}Q_{d-1}$ ou simplement I_rQ_r de l'expression (2.12), dont les valeurs négatives '−1' seront écrêtées pour devenir '0'. Ainsi, le tableau 2.4 donne la conversion de UV vers I_dQ_d à réaliser, selon les résultats prévus par l'expression (2.12).

En termes de fonctions à remplir, il s'agit de rassembler les signaux '$UVI_{r_mod.}Q_{r_mod.}$' par quartets sériels (paquets de 4 bits en série) à l'aide d'un multiplexeur 4 vers 1, lui-même piloté par un compteur à 2 sorties binaires. Par la suite, ces quartets sont convertis en symboles à 16 états chacun, par le biais d'un convertisseur de bits vers symboles.

Un composant Qmap utilisant la table 2.4 de conversion, reconverti ces symboles en signaux I_dQ_d. C'est-à-dire qu'il jouera le rôle de l'encodeur différentiel.

I	Q	I_r	Q_r	U	V	$I_{r\ modifié}$	$Q_{r\ modifié}$	Symb.	I_d	Q_d
1	0	-1	-1	0	0	0	0	0	-1	-1
1	0	-1	1	0	0	0	1	1	-1	1
1	0	1	-1	0	0	1	0	2	1	-1
1	0	1	1	0	0	1	1	3	1	1
0	-1	-1	-1	0	1	0	0	4	-1	1
0	-1	-1	1	0	1	0	1	5	1	1
0	-1	1	-1	0	1	1	0	6	-1	-1
0	-1	1	1	0	1	1	1	7	1	-1
-1	0	-1	-1	1	0	0	0	8	1	1
-1	0	-1	1	1	0	0	1	9	1	-1
-1	0	1	-1	1	0	1	0	10	-1	1
-1	0	1	1	1	0	1	1	11	-1	-1
0	1	-1	-1	1	1	0	0	12	1	-1
0	1	-1	1	1	1	0	1	13	-1	-1
0	1	1	-1	1	1	1	0	14	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	15	-1	1

Tableau 2. 4: Conversion des signaux UVIr_mod.Qr_mod. vers les signaux différentiels IdQd

Le multiplexeur de SystemVue utilisé et appartenant à sa bibliothèque « Logic », est du type 74151. C'est un multiplexeur à 8 entrées et 2 sorties complémentées, validé par l'entrée $\overline{\text{Enable}}$ mise à zéro, et contrôlé par 3 signaux de sélection. Le compteur quant à lui, est choisi du type 74161 appartenant à la même bibliothèque du multiplexeur. C'est un compteur synchrone à 4 bits et à pré-chargement, donc à 4 entrées et 4 sorties principales dont le contrôle est confié à 5 signaux : $\overline{\text{PE}}$ (parallel enable inputs), CEP (count enable parallel inputs), CET (count enable trickle input), $\overline{\text{MR}}$ (master reset), et CLK (clock pulse input). Le signal d'horloge actif sur front montant est appliqué à cette dernière entrée, tandis que les autres sont toutes mises à 'un' pour un fonctionnement normal du compteur. Cette initialisation des entrées de contrôle du compteur et du multiplexeur, est confiée au composant « Custom », figure 2.24.

Le débit binaire de la source de donnée aléatoire étant retenu égal à f_b=1kb/s (T_b=1ms), les signaux U et V sont échantillonnés et bloqués sur une durée de $2T_b$ chacun, avec un retard T_b de V relativement à U. Les signaux à multiplexer U, V, $I_{r_mod.}$, et $Q_{r_mod.}$, présentent donc tous des débits binaires $f_b/2$.

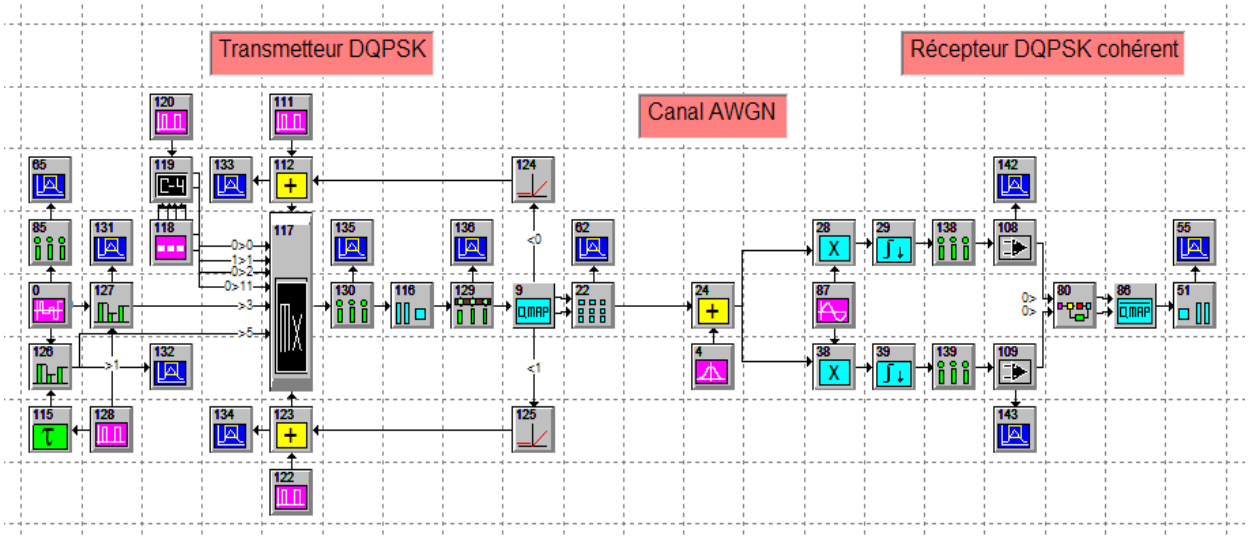


Figure 2.24: Système DQPSK cohérent à transmetteur simplifié

Le signal à la sortie du multiplexeur doit aussi être de durée $2T_b$ par bit. C'est-à-dire que les 4 signaux une fois multiplexés, auront chacun une durée $T_b/2$.

D'autre part, la sélection d'un signal parmi les quatre s'effectue par le biais de deux entrées de sélection, S_1 et S_0, du compteur (S_2 étant mise à zéro). La période d'horloge actionnant le compteur doit être de $T_b/2$. D'où une fréquence d'horloge portée au double du débit binaire des données transmises, $f_{clk} = 2f_b = 2$kHz.

Une difficulté se manifeste cependant, dans l'échantillonnage des signaux UV d'entrée, figure 2.25. Le signal d'entrée est échantillonné par deux échantillonneur-bloqueurs à intervalles de 1ms, pour constituer deux sorties binaires U et V de durée de bit, 2ms. Les bits du signal V sont intercalés par rapport aux bits du signal U, d'un délai de 1ms. Le problème est que, après avoir sélectionné un bit du signal U, le multiplexeur cherche le bit du signal V après seulement 0.5ms. Cette contrainte est due à ce qu'un paquet multiplexé doit présenter la même durée que celles des signaux à multiplexer afin d'assurer justement, une durée de 2ms pour les signaux retardés $I_{r_mod.}Q_{r_mod.}$ de retour vers l'entrée du multiplexeur. Cette difficulté est levée en permutant le signal V avec le signal I_{r_mod}.

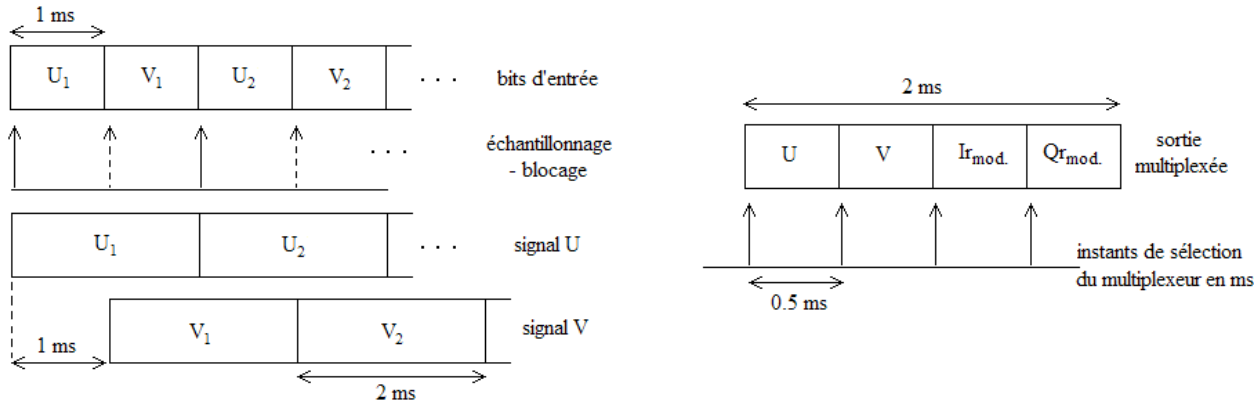


Figure 2.25: Incompatibilité des instants d'échantillonnage avec ceux du multiplexage

Le tableau 2.4 doit par conséquent, être modifié pour tenir compte de ce changement.

Le tableau 2.5 constitue donc la nouvelle table de conversion sur laquelle travaille l'élément Qmap de la figure 2.24.

U	$I_{r\ modifié}$	V	$Q_{r\ modifié}$	Symb.	I_d	Q_d
0	0	0	0	0	-1	-1
0	0	0	1	1	-1	1
0	0	1	0	2	-1	1
0	0	1	1	3	1	1
0	1	0	0	4	1	-1
0	1	0	1	5	1	1
0	1	1	0	6	-1	-1
0	1	1	1	7	1	-1
1	0	0	0	8	1	1
1	0	0	1	9	1	-1
1	0	1	0	10	1	-1
1	0	1	1	11	-1	-1
1	1	0	0	12	-1	1
1	1	0	1	13	-1	-1
1	1	1	0	14	1	1
1	1	1	1	15	-1	1

Tableau 2.5: Conversion des signaux UIr_mod.VQr_mod. vers les signaux différentiels IdQd

La simulation a montré qu'à la sortie du multiplexeur, le signal accuse un retard de 2ms. C'est le même retard demandé aux signaux différentiels de retour au multiplexeur, I_rQ_r, qu'on modifie en signaux $I_{r_mod.}Q_{r_mod.}$ par écrêtage à l'aide de redresseurs monoalternance. Ainsi, aucun retard supplémentaire n'est à prévoir pour ces signaux de retour. Une initialisation des premières valeurs $I_r=Q_r=1$ à l'aide de générateurs d'impulsion, est nécessaire au début du codage différentiel, figure 2.24.

Une fois le transmetteur DQPSK conçu, nous l'avons testé d'abord avec le récepteur cohérent de la figure 2.13 ou 2.16. Ce récepteur est donc reporté intégralement dans le système de la figure 2.24, dont l'intercorrélation entre bits transmis et reçus permet de relever un retard de réception de 4 ms, figure 2.26.

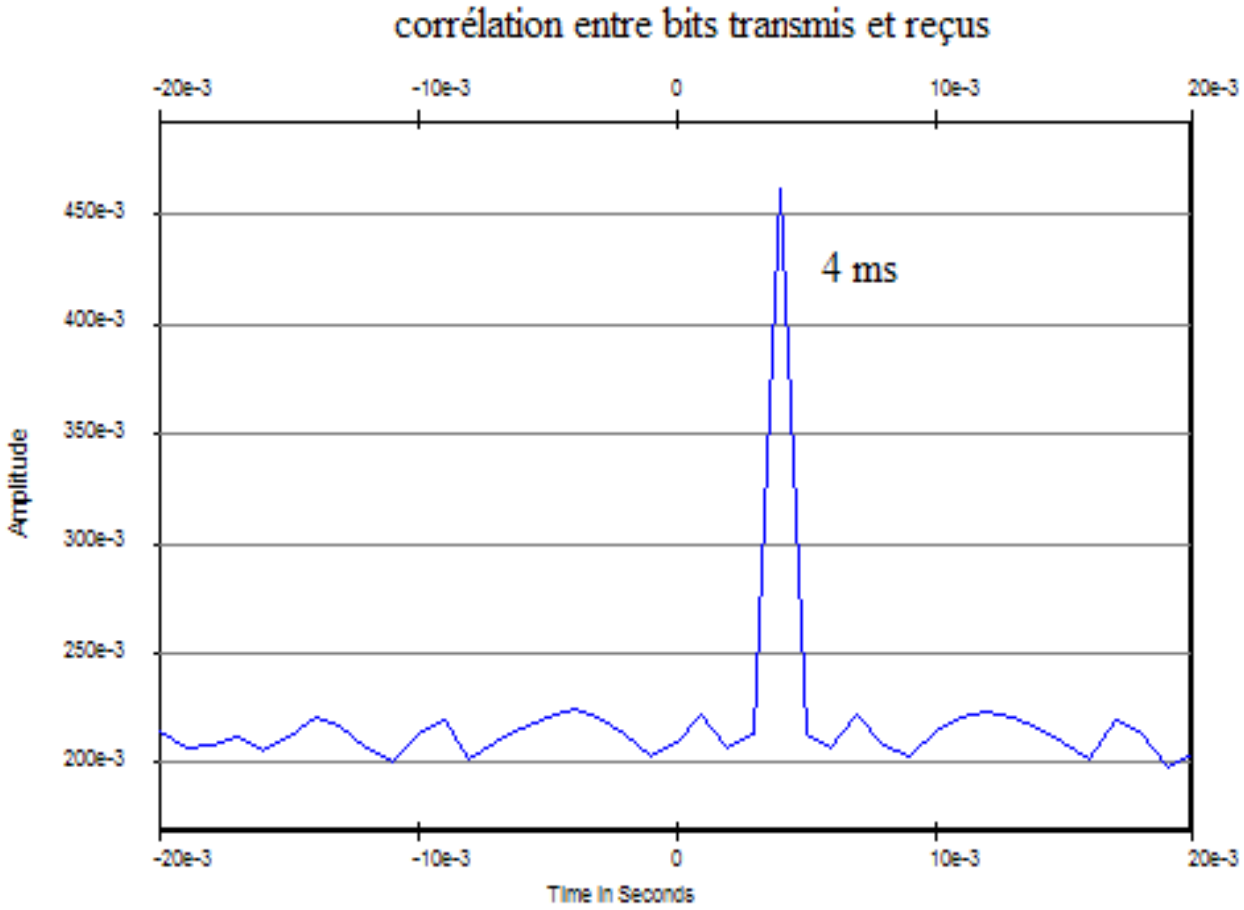


Figure 2.26: Retard de réception du système DQPSK cohérent

Ce retard est pris en considération dans le banc de mesure du BER du système, figure 2.27, dont les caractéristiques des éléments telle que, la PSD de la source de bruit, le pas d'augmentation du rapport SNR, le nombre de boucle de calcul du BER, et le temps de simulation fixant la valeur minimale du BER, sont gardées identiques à celles des éléments du système de la figure 2.16.

Ceci, permet d'éventuelles vérifications de résultats avec ce système qu'on peut prendre comme référence, puisque ses résultats ont été concluants.

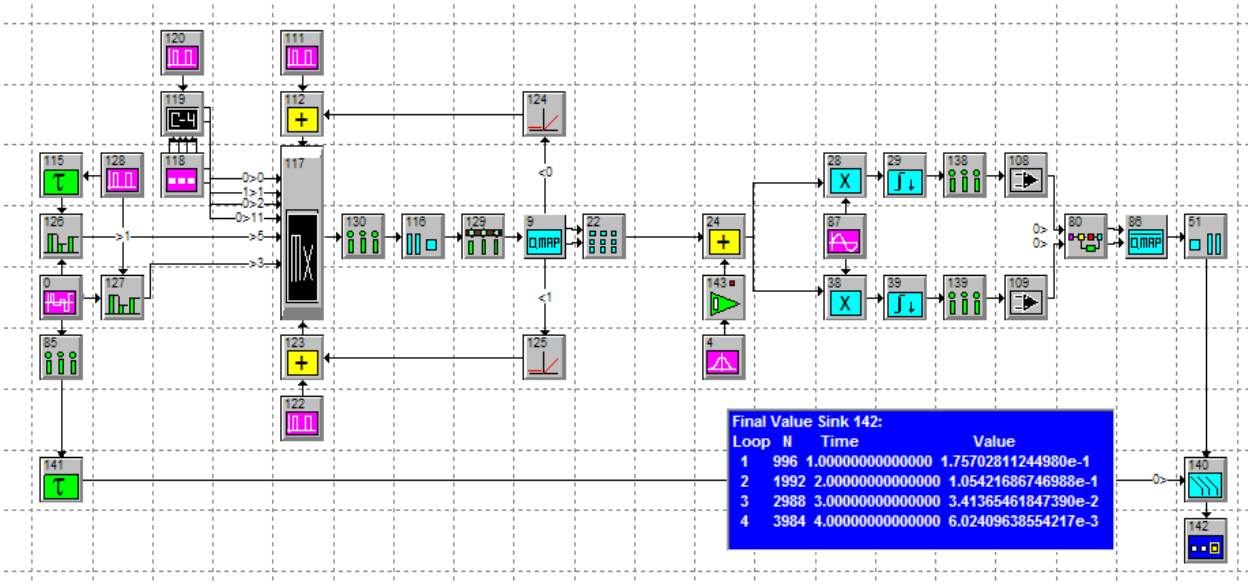


Figure 2.27: Banc de BER du système DQPSK cohérent à transmetteur simplifié

Le tracé du BER est reporté dans la figure 2.28, où il confirme les résultats obtenus avec le système de la figure 2.16, illustrés en figure 2.17. C'est-à-dire que le BER mesuré s'éloigne peu de celui d'une DSPK cohérente théorique, exprimée par la relation (2.14).

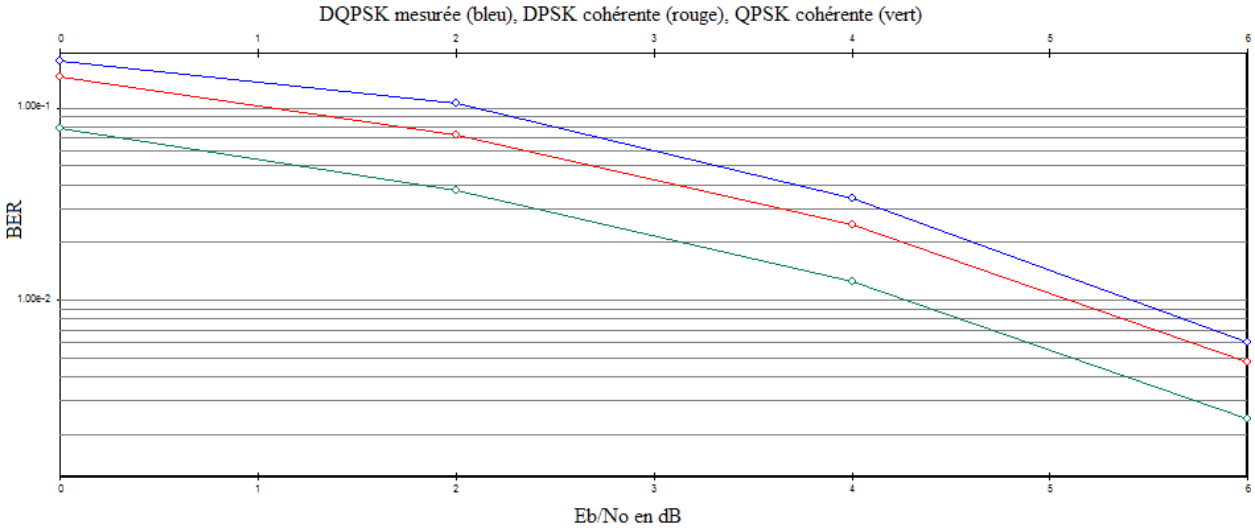


Figure 2.28: Comparaison entre BER DQPSK cohérent mesuré (bleu), BER DPSK cohérent (rouge), BER QPSK cohérent (vert)

Une fois que le fonctionnement correct du transmetteur DQPSK conçu, est confirmé avec le récepteur cohérent, nous passons à son étude avec le récepteur incohérent de la figure 2.20 ou 2.22. Le système devient illustré par la figure 2.29.

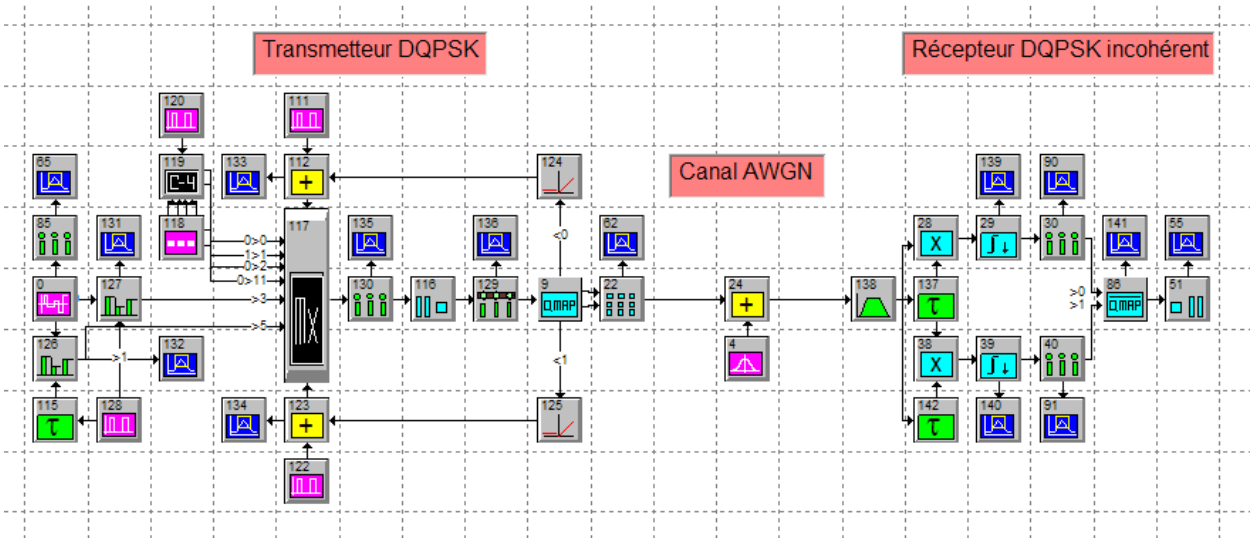


Figure 2.29: Système DQPSK incohérent à transmetteur simplifié

Le retard constaté entre bits transmis et ceux reçus, figure 2.30, s'élève à 6 ms. Ceci, revient à ce que le démodulateur incohérent introduit par sa nature, un retard égal à 2Tb. D'où 2ms supplémentaire à rajouter au retard de réception mesuré dans le cas cohérent, figure 2.26.

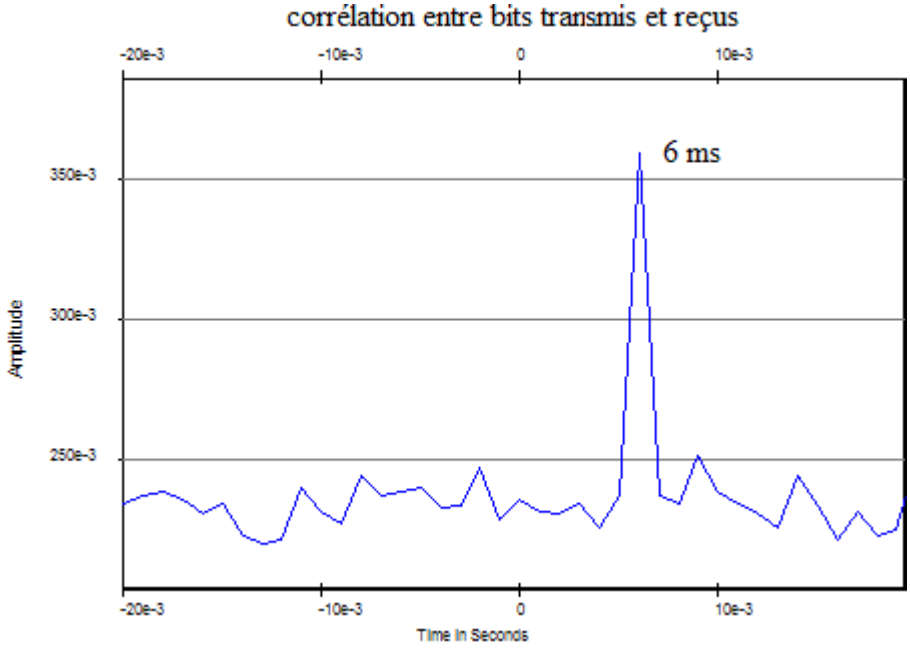


Figure 2.30: Retard de réception du système DQPSK incohérent

Le banc de mesure du BER associé au système de la figure 2.29, est indiqué sur la figure 2.31, où le retard mesuré est pris en considération. Les caractéristiques des éléments tels que, la PSD de la source de bruit, le nombre de boucle de calcul du BER, et le temps de simulation fixant la valeur minimale du BER, sont gardées identiques à celles des éléments du système de la figure 2.22.

A l'exception du pas d'augmentation du rapport SNR qui est égal à la valeur 2dB au lieu de 4dB.

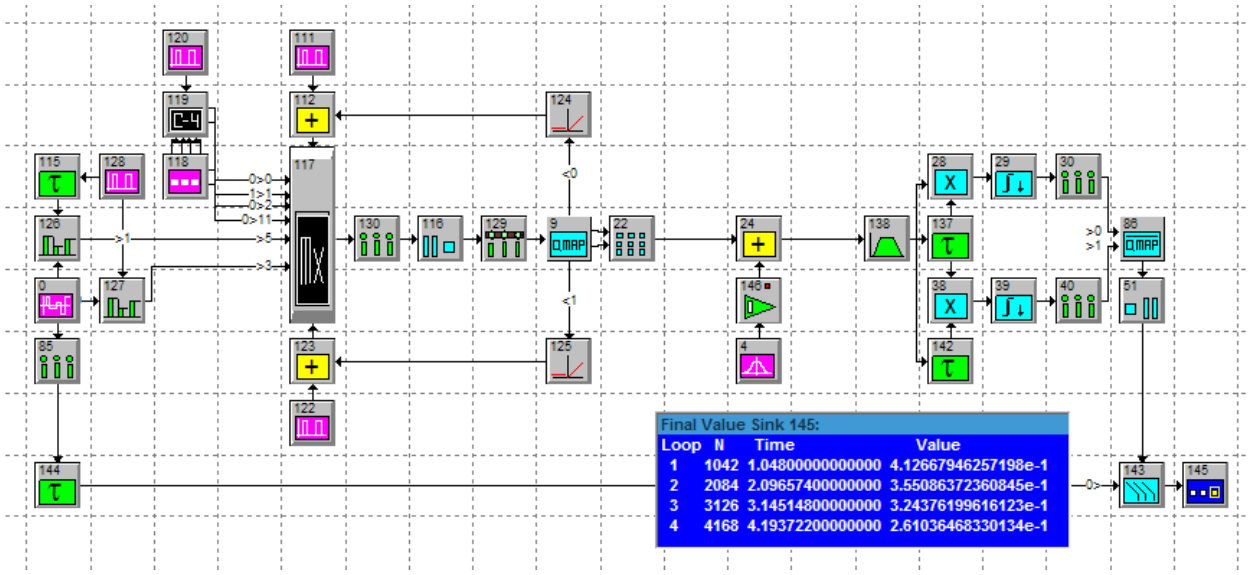


Figure 2.31 Banc de mesure du BER du système DQPSK incohérent à transmetteur simplifié

Le tracé du BER est reporté dans la figure 2.32, où il confirme les résultats obtenus avec le système de la figure 2.22, et illustrés en figure 2.23.

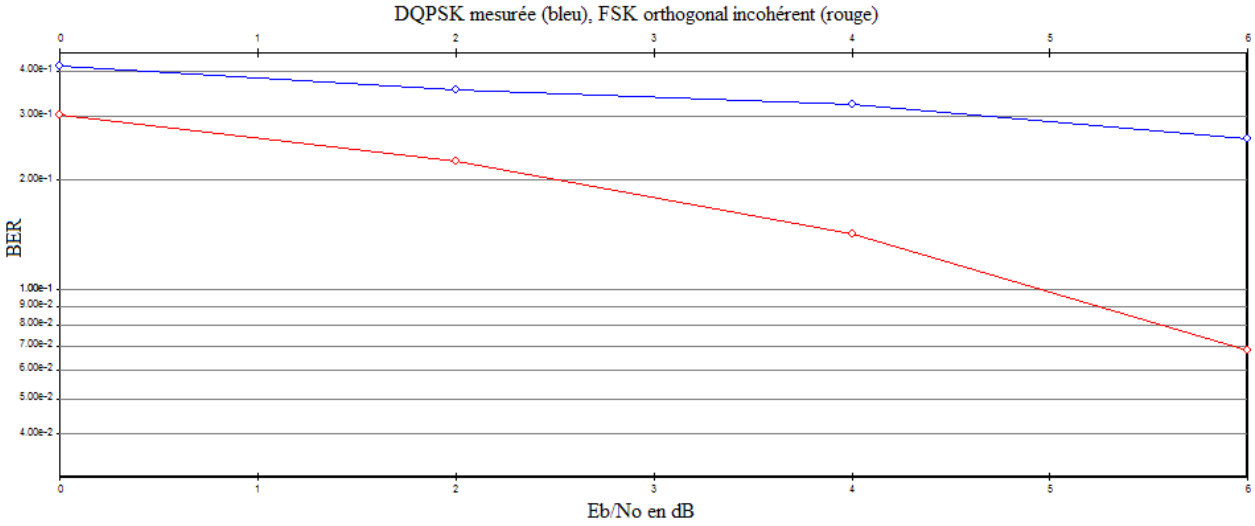


Figure 2.32: BER DQPSK incohérent mesuré (bleu) et BER FSK orthogonal incohérent (rouge)

C'est-à-dire que le BER mesuré s'éloigne toujours trop de celui d'une FSK orthogonale incohérente théorique, exprimée par la relation $\frac{1}{2}\exp(-E_b / 2N_o)$. Cependant, la confrontation entre valeurs mesurées du BER, issues des figures 2.32 et 2.23 ou celles mentionnées dans les tables de mesures des figures 2.31 et 2.22, montre qu'elles sont pratiquement les mêmes mais pour des pas différents du SNR. D'où une amélioration de 2 dB du BER mesuré, relatif au système DQPSK à transmetteur simplifié de la figure 2.31, par rapport à celui de la figure 2.22 dont le transmetteur accuse des parasites au niveau de ses signaux IQ modulants.

En dépit de la mauvaise performance en BER constatée, le système DQPSK incohérent reste utilisé en pratique pour ses avantages inhérents, cités plus haut.

II.5 Conclusion

Les résultats de la simulation montre que le BER théorique du système QPSK est identique à celui du système BPSK. Quand on a simplifie le schéma de QPSK on a trouvé que le résultat de BER est le même, alors on a confirmé que le système QPSK et supérieur que le système BPSQ puisque l'encombrement spectrale de QPSK arrive à moitié de celui de la BPSK.

Le BER du système DQPSK cohérent et optimale rapproche de celui d'un système DPSK cohérent.

Le résultat de DQPSK incohérent est identique à la constellation bruitée des symboles I Q reçue. Le BER de DQPSK et mauvais que celui d'un système FSK incohérent.

III. Amélioration avec les codages

III.1. Introduction :

Le but du codage canal est de convertir le code source (message) à une forme qui permet au récepteur de détecter, de corriger ou et de réduire le nombre d'erreurs qui se produisent à sa sortie et qui sont dues au bruit du canal, atténuations …, car une opération de correction n'est possible que par l'introduction d'informations adéquates au niveau émission.

III.2. Codage de canal du système QPSK

La QPSK est l'une des techniques de modulation les plus populaires, utilisée pour les communications par satellite et l'envoi de données à travers les réseaux câblés. Sa popularité provient de sa simple implémentation et résistance au bruit. [11]

Les performances d'un système modulé en QPSK peuvent être améliorées en présence d'un canal bruyant, et ce, en lui incorporant une variété de codes correcteurs d'erreurs.

La performance d'un système de réseau de communication numérique peut être augmentée en lui rajoutant un codage de Gray. L'encodeur de Gray est utilisé pour réarranger les données sous une forme qui réduit les erreurs binaires. Ainsi pour la QPSK, il fait correspondre à chaque pair de bits d'entrée, un symbole parmi quatre présentant un seul bit différent de ceux des symboles adjacents. Cette technique joue en faveur de la performance en erreur, car si un symbole est détecté par erreur à la place d'un symbole adjacent, il ne contiendra qu'une seule erreur binaire et non deux.

Les performances de réseaux de communication numérique peuvent être améliorées autrement par l'utilisation de codes correcteurs d'erreur. Les codes convolutionnels constituent un type de ces codes correcteurs d'erreur. Ces correcteurs sont conçus par de multiple filtres FIR à ligne de retard avec coefficients, 1 ou 0. [6,11]

La longueur de la ligne à retard ou nombre de bascules, est connue comme longueur de contrainte k. Typiquement, cela ne doit pas dépasser 7 ou 9, car la complexité du décodeur en croît exponentiellement. Cette structure fourni un débit 1/n de codes, où n est un entier. Par exemple, si 3 coefficients sont utilisés, les trois sorties sont transmises séquentiellement donnant 3 bits de sortie pour chaque bit d'entrée, résultant en un encodeur à débit 1/3. Afin de générer d'autres débits tel que 2/3 ou 3/4, la sortie est tronquée, c.-à-d. certains bits sont simplement mis à zéro.

Le codage convolutionnel est souvent décodé par un algorithme, dit décodage de Viterbi. Les codes convolutionnels sont basés sur l'utilisation de la mémoire. Les bits redondants additionnels sont générés par des convolutions modulo 2. Les n bits d'entrée sont stockés et décalés pour générer k bits de code en sortie.

Les codes en blocs sont un autre type de codage qui ont prouvé être très effectifs dans l'amélioration des performances du taux d'erreur d'un système de communication. Alors que les codes convolutionnels sont très effectifs dans la correction d'erreurs aléatoires, les codes en blocs sont meilleurs dans la correction d'erreurs par paquets (burst errors). Un type de code en bloc très souvent utilisé à nos jours, est le code Reed-Solomon (RS). Les codes RS sont une forme des codes cycliques BCH. C'est un code non binaire capable de corriger des erreurs par paquets et souvent, il est concaténé avec des codes convolutionnels. Les codes RS sont souvent utilisés pour corriger des symboles générés à taille d'octets. La longueur de bloc de symboles codé est $n = 2^m - 1$. Le nombre de parité des symboles qui doit être utilisé pour corriger t erreurs, est $n-k=2t$, où k est le nombre de symboles d'information.

III.2.1. Codage de Gray

Le modèle systemVue utilisé pour simuler la performance d'un système QPSK typique, est montré en figure 3.1. Il s'agit d'une nouvelle variante du système QPSK, montrant la richesse des bibliothèques de SystemVue qui offre plusieurs alternatives à la conception d'un même système.

La figure 3.1 illustre un système modulé en QPSK avec codage de Gray, et détecté de façon cohérente en présence d'un canal à bruit additif. La source de données aléatoires d'entrée au système QPSK, est le composant « PN Seq » avec un débit binaire R_b = 80 bits/s (80 Hz). Un échantillonneur assure l'échantillonnage de ces données à 80 Hz, pour en alimenter l'encodeur Gray de la bibliothèque « Comm ». Les données codées sont ensuite converties en symboles à l'aide du composant « bit to symbol », qui génère un symbole parmi quatre pour chaque pair de bits d'entrée. Ces symboles ont quatre niveaux allant de 0V à 3V.

L'ampli qui fait suite, a un gain fixé à $2\pi/4\ V^{-1}$, afin que le signal modulant présente quatre états de phase différente parmi 2π radians. Les symboles une fois normalisés à 2π Volts, sont délivrés au composant « Sine » qui partage chaque symbole d'entrée en deux autres symboles de sortie, formant ainsi les séquences I (sortie cosinus) et Q (sortie sinus). Les deux séquences sont alors sur-échantillonnées (en impulsions Dirac) à la fréquence d'horloge 320 Hz, prise assez basse pour réduire les temps de simulation.

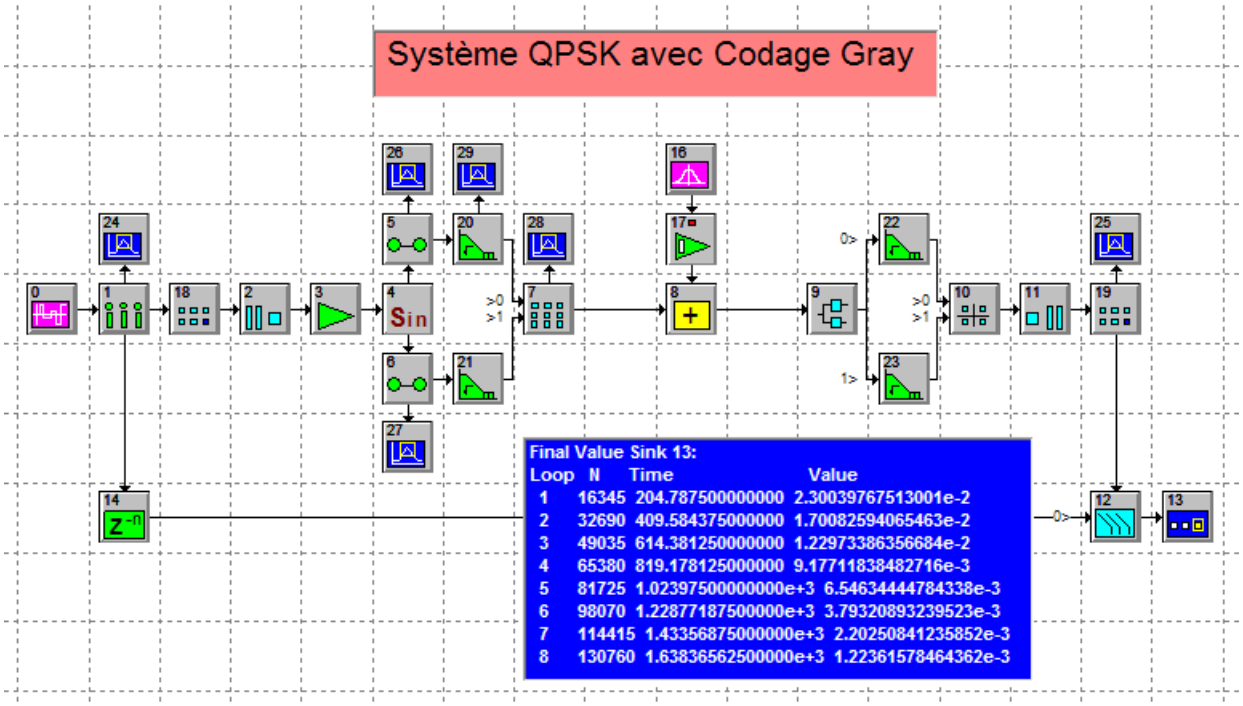


Figure 3.1: système QPSK avec codage Gray et réception cohérente

La constellation du QPSK transmis est générée par capture de la sortie de ces deux échantillonneurs, afin de tracer le diagramme de la séquence Q en fonction de la séquence I, figure 3.2.

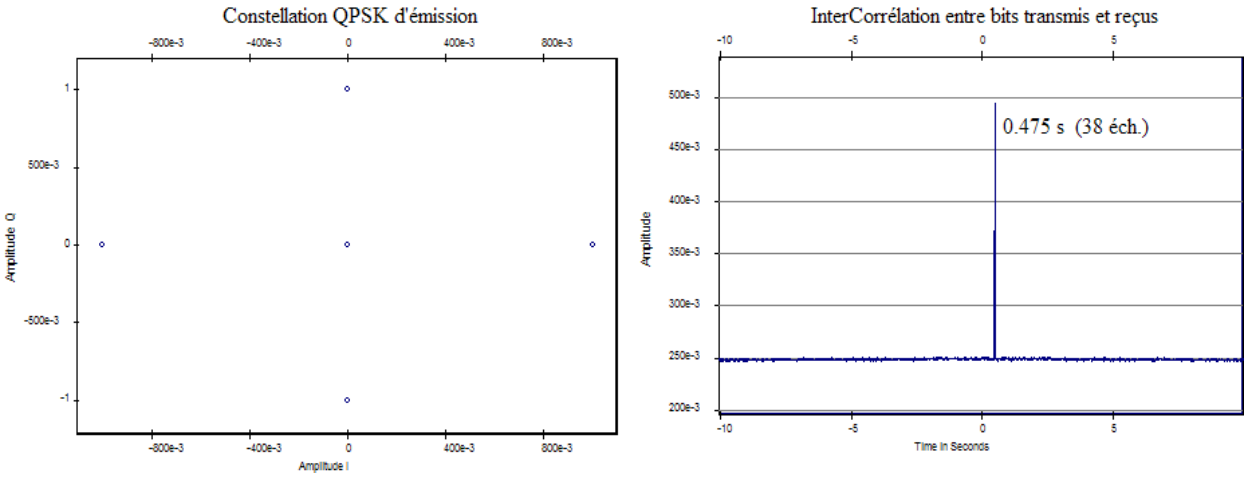


Figure 3.2: Constellation QPSK d'émission (à gauche) et retard de réception (à droite)

Les séquences IQ échantillonnées passent à travers des filtres en racine du cosinus surélevé (RRC), qui sont réalisés avec une longueur de 129 registres et ont un facteur de retombée (roll-off) choisi égal à 35%.

Ces filtres sont incorporés au système afin de préserver l'énergie du signal dans la bande passante du canal, et de là, réduire l'énergie des lobes secondaires. Après être filtrées, les séquences IQ sont alors combinées dans le modulateur en quadrature pour construire le signal QPSK. La fréquence porteuse est prise plus petite que la fréquence horloge-système, soit f_c = 100 Hz. La PSD du signal QPSK est donc centrée sur 100 Hz dont la bande passante à -3 dB est autour de 50 Hz, soit le double de celle en bande de base (signal I modulant, par exemple), figure 3.3. D'autre part, la bande utile vaut à peu près la moitié du débit binaire d'entrée, assurant par là, une efficacité spectrale double de celle d'entrée.

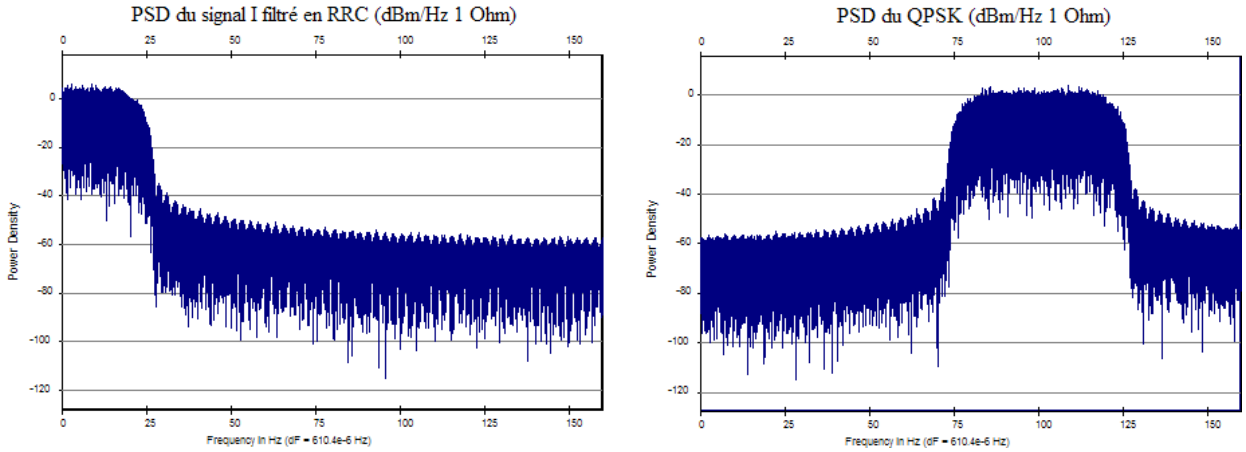


Figure 3.3: PSD de la séquence I filtrée en RRC (à gauche) et du QPSK (à droite)

Le signal QPSK généré traverse le canal AWGN, pour être reçu par un mélangeur, dont la fréquence d'oscillation locale est synchrone à la fréquence porteuse, 100 Hz. Le battement de fréquence assuré par le composant « IQ Mixer » de la bibliothèque « Comm », permet donc une reconversion en bande de base du signal modulé en QPSK, et de là, l'extraction de ses composantes IQ, figure 3.1. Les séquences IQ passent ensuite individuellement dans des filtres RRC séparés. Ces deux filtres possèdent les mêmes paramètres de configuration que ceux d'émission, et servent à éliminer le bruit en dehors de la bande utile ainsi que l'interférence entre canaux adjacents. Cependant, les sorties des filtres RRC du transmetteur ont le paramètre de décimation égal à 1, donc sont échantillonnées à la fréquence horloge. Tandis que les sorties des filtres RRC du récepteur ont une décimation par 8, incluant ainsi un échantillonneur de sortie à la fréquence de 40 Hz (débit de symbole).

Les deux paires de filtres RRC d'émission et de réception, forment en tout une paire de filtres en cosinus surélevé (RC), assurant ainsi un filtrage optimal qui élimine l'interférence entre symboles (ISI). Les signaux IQ filtrés sont traités par un démodulateur PSK représenté par le composant « PSK Demod » de la bibliothèque « Comm ».

Par un processus de décision, ce démodulateur fait correspondre aux séquences IQ multiplexées, la séquence de symboles d'origine. Il joue un rôle similaire à celui du composant $\overline{\text{Qmap}}$ des systèmes QPSK précédents. La séquence de symboles démodulés est convertie en bits par le composant « symbol to bit », en générant deux bits pour chaque symbole reçu. Le décodage Gray est la prochaine étape, à partir de laquelle les données binaires d'information sont restituées puis corrélées à celles d'émission afin d'en déduire le retard de réception, figure 3.2. Un retard de 0.475 secondes est mesuré, dont la fenêtre des propriétés statistiques lui fait correspondre 38 échantillons d'écart.

Le système QPSK de la figure 3.1 est muni d'un banc de mesure du BER, dont le retard de réception est compensé à l'aide d'un élément retardateur de 38 échantillons, placé dans le parcours des bits d'émission vers le composant « BER Rate ». Le composant « Final Value » connecté au composant BER, permet de retenir la dernière valeur de chaque boucle de mesure propre à une valeur SNR donnée.

Avant la mesure du BER, il faut calibrer la PSD du bruit afin qu'elle soit égale numériquement à l'énergie moyenne par bit, soit un rapport initial $E_b/N_o = 0$ dB. La déviation standard ou valeur RMS du signal QPSK émis, est de ó = 0.08843V, mesurée à l'aide de la fenêtre des statistiques du signal. L'énergie moyenne par bit est donc $E_b = ó^2 / R_b = 97.75$ ìJ. D'où la PSD initiale de bruit, $N_o = 97.75$ ìW/Hz. L'ampli inséré après la source Gaussienne de bruit, sert à contrôler sa PSD afin d'obtenir le tracé du BER avec variation de la valeur E_b/N_o par boucle de calcul. En figure 3.4, la courbe simulée du BER est conforme à la théorie exprimée par l'équation (2.9).

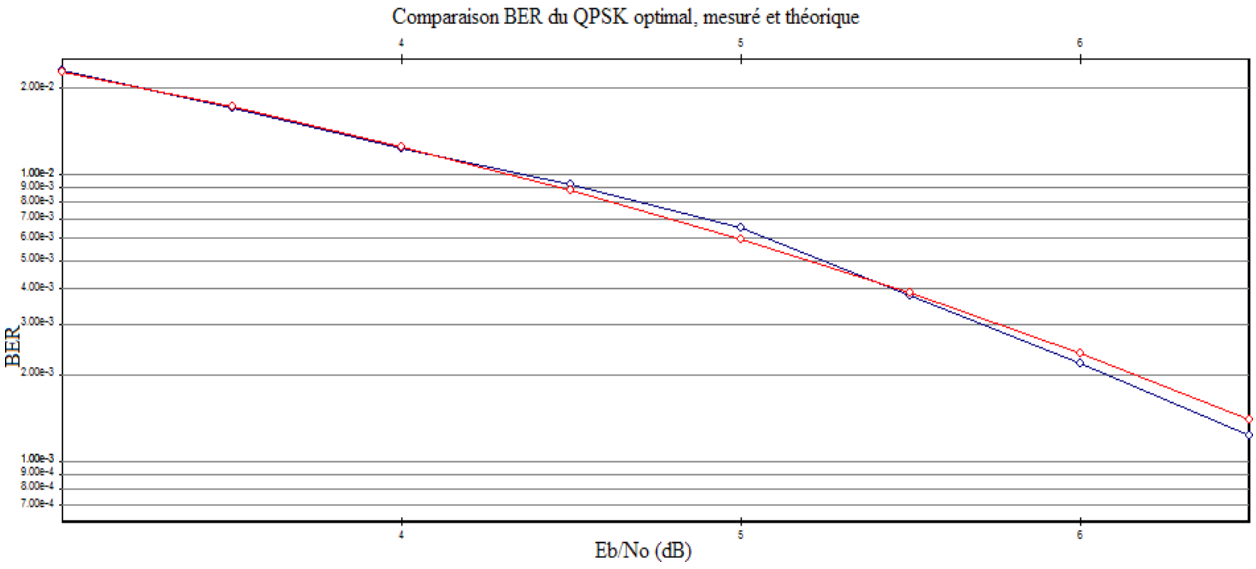


Figure 3.4: Courbe du BER mesuré (en bleu) confrontée à la courbe théorique (en rouge)

III.2.2. Codage convolutionnel

Dans un effort d'amélioration des performances de la liaison par communication QPSK, des codes correcteurs d'erreur sont envisagés avec le système. La figure 3.5 montre le même système QPSK de la figure 3.1, mais muni d'un encodeur convolutionnel à l'émetteur, et un décodeur convolutionnel suivi d'un re-échantillonneur au débit binaire 80 Hz, au récepteur. L'encodeur convolutionnel présente un débit de code ½, qui signifie que pour chaque bit de donnée entrant dans l'encodeur, deux bits de code en sortent au débit de 160 Hz. Par conséquent, la fréquence d'horloge est ici portée au double de celle du système précédent, soit Fs = 2× 320 = 640 Hz.

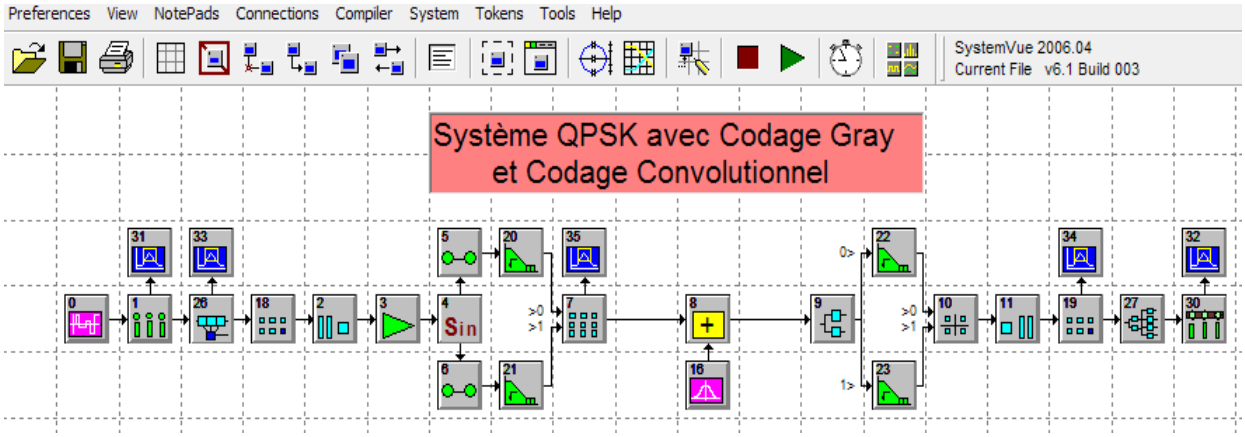


Figure 3.5: Système QPSK codé en Gray et en ½ convolutionnel

L'encodeur a aussi une longueur de contrainte de 7, qui signifie l'utilisation de sept registres de décalage, soit un retard de 7 échantillons entre l'entrée et la sortie. Le décodeur convolutionnel est basé sur l'algorithme de Viterbi. Ses paramètres de configuration sont les mêmes que ceux de l'encodeur et utilise une décision de bit de type hardware (hard decision). Le re-échantillonneur à 80 Hz est utilisé pour compenser tout décalage en phase, pouvant se produire durant les conversions de débits et les traitements de codage et décodage. La figure 3.6 montre deux traitements par intercorrélation. L'une mesure le retard ou délai, de la sortie du codeur de convolution à l'entrée de son décodeur. L'autre mesure le retard entre les bits transmis et reçus.

Les délais mesurés sont les suivants :

- Un retard de 0.2375 s entre les paquets de bits sortant du codeur convolutionnel et ceux arrivant à son décodeur, soit 38 échantillons au débit de 160 Hz..

Ce nombre d'échantillons est mentionné comme paramètre d'offset chez le décodeur de convolution.

- Un retard de 0.7 s entre les bits des données transmises et ceux des données reçues, dont la fenêtre des statistiques converti en 56 échantillons au débit de 80 Hz.

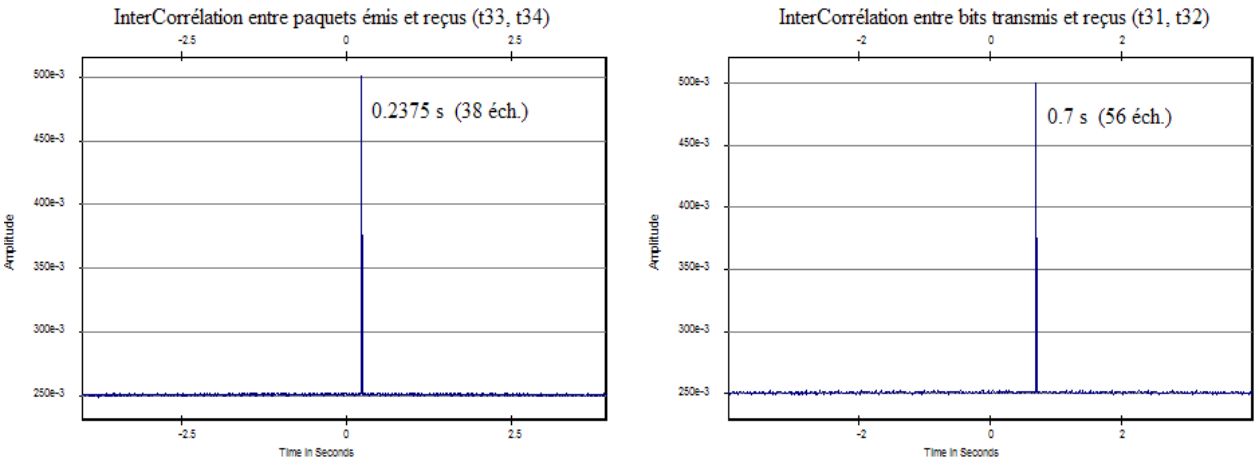


Figure 3.6: Délai entre paquets de bits après codage et avant décodage (à gauche) et délai entre bits transmis et reçus (à droite)

Le banc de mesure du BER associé au système avec codage convolutionnel est donné en figure 3.7 Avec une bonne résolution d'un million d'échantillons configurés dans l'horloge système, les propriétés statistiques affichent pour le signal QPSK, une valeur RMS de 0.08847V qui assure une énergie binaire Eb = 97.83676 uJ.

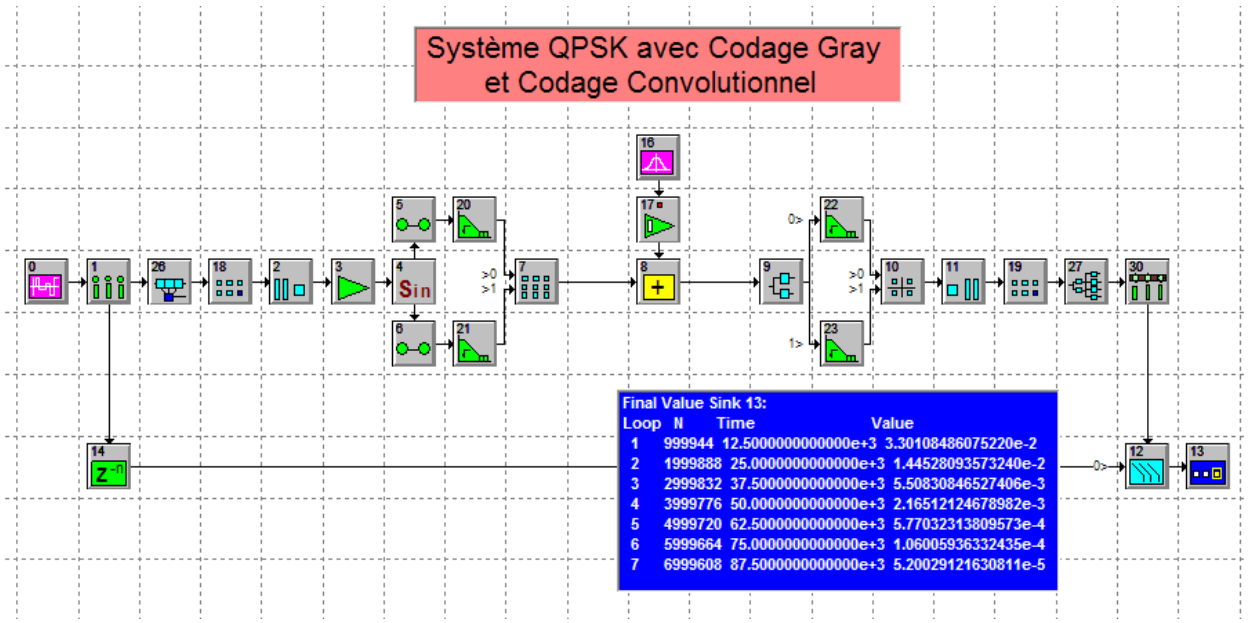


Figure 3.7: Banc de mesure du BER du système avec codage convolutionnel

Après avoir convenablement calibré la source Gaussienne de bruit, et suivi les mêmes étapes mentionnées précédemment pour la mesure du BER, ce dernier est tracé pour un SNR allant de 3 dB à 6 dB avec un pas de 0.5 dB. Soit un gain de bruit contrôlé par l'équation : $-0.5*cl-2.5$ où cl, fait référence au compteur de boucle de l'horloge-système. Un BER de 10^{-4} est atteint durant un temps de simulation de $10^5 \times Tb = 1250$ sec.

La figure 3.8 illustre le tracé du BER obtenu et comparé au cas théorique de l'expression (2.9). Le BER devient plus performant que celui du QPSK optimal sans codage, à partir de 3.5 dB environ.

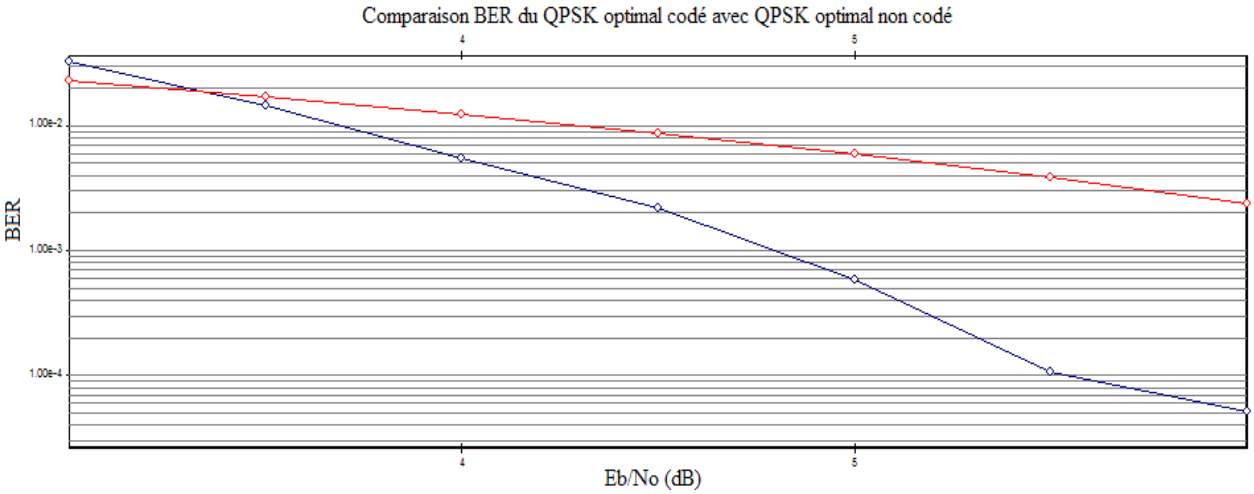


Figure 3.8: BER mesuré (en bleu) comparé au cas optimal sans codage (en rouge)

III.2.3. Codage de Reed-Solomon

Le modèle de la figure 3.9 utilise toujours le même système QPSK de la figure 3.1, mais utilise cependant, un codeur-décodeur de type Reed-Solomon (RS).

Ce codage est basé sur des symboles non linéaires, et peut corriger jusqu'à la moitié de symboles de parité utilisés pour former les séquences de symboles codés. L'encodeur RS dans ce système, est basé sur des symboles codés sur 8 bits. Ainsi, avant que les données échantillonnées d'entrée ne soient traitées par l'encodeur RS, elles doivent être converties d'abord en symboles par un composant « bit to symbol » qui génère un symbole pour chaque paquet de huit bits d'entrée. Une fois ces symboles générés, ils sont traités par l'encodeur RS.

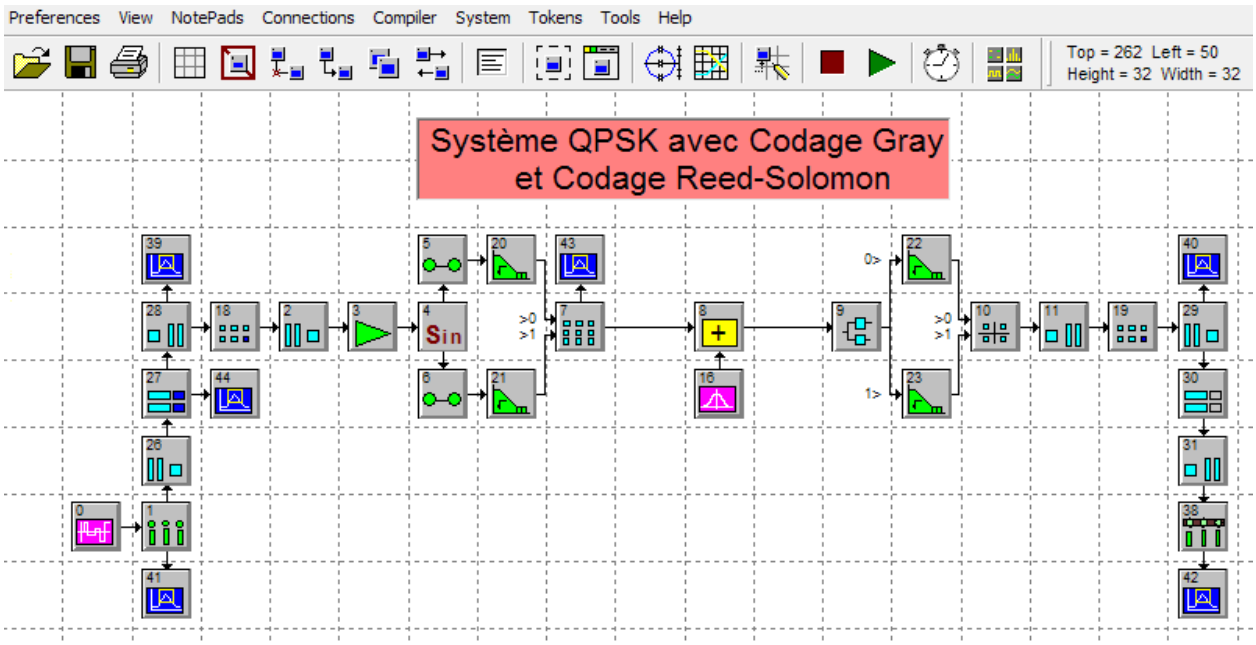


Figure 3.9: Système QPSK codé en Gray et en Reed-Solomon

Les paramètres de l'encodeur RS sont configurés pour traiter 239 symboles d'information et générer une séquence de 255 symboles de code. Il y a seize symboles de parité qui sont ajoutés pour générer la séquence de symboles de code. L'encodeur RS peut corriger jusqu'à la moitié de symboles de code de parité, c-à-d, qu'il peut corriger jusqu'à 8 symboles parmi la séquence de 239 symboles d'information. Après la sortie des symboles à 8 bits de l'encodeur RS, ils doivent être reconvertis en bits par le composant « symbol to bit » pour qu'ils puissent être traités par le codeur Gray. A l'extrémité du récepteur de la liaison par communication QPSK, les données codées RS ont besoin d'être décodées. Les paramètres du décodeur RS sont configurés de la même manière que ceux de l'encodeur. Comme ce dernier génère des symboles à 8 bits, les bits de donnée reçus doivent être reconvertis encore en symboles à 8 bits avant d'être traités par le décodeur RS. Chaque symbole étant généré à l'aide d'octets, un retardateur d'échantillons est nécessaire avant le composant de conversion « bit to symbol » du récepteur. Ceci, afin d'introduire un offset temporel suffisant à l'obtention d'un retard multiple d'un paquet de 8 bits, entre la sortie du codeur RS au composant n°39 et l'entrée de son décodeur au composant n°40, figure 3.9. La fréquence d'échantillonnage en sortie du composant "symbol to bit" de l'émetteur s'élève à 85.35565 Hz, et la durée d'un paquet d'octet est donc P=0.0937 sec. Le retard mesuré est 0.539 sec = 5.75P ou 46 échantillons, figure 3.10. En voulant instaurer un retard entier de P, soit 6P ou 48 échantillons, il manque donc 0.25P=0.0234s ou 2 échantillons qui sont configurés dans l'élément retard n°39 du banc de BER de la figure 3.11.

Le délai entre codeur-décodeur RS est aussi mesuré en figure 3.10, par intercorrélation entre les symboles à la sortie et l'entrée de ces composants, respectivement. Soit, un retard de 0.562 s correspondant à 6 échantillons (6 paquets) à la cadence de 10.67 Hz, propre au débit des symboles d'octets sortants du codeur RS ou entrants dans le décodeur RS. Ce retard est utilisé comme paramètre d'offset du décodeur RS.

Le retard entre bits transmis et reçus est de 48.44 sec, dont les statistiques convertissent en 3875 échantillons, figure 3.10. On doit rajouter le retard précédent de 2 échantillons, pour comptabiliser un retard total de réception de 3877 échantillons.

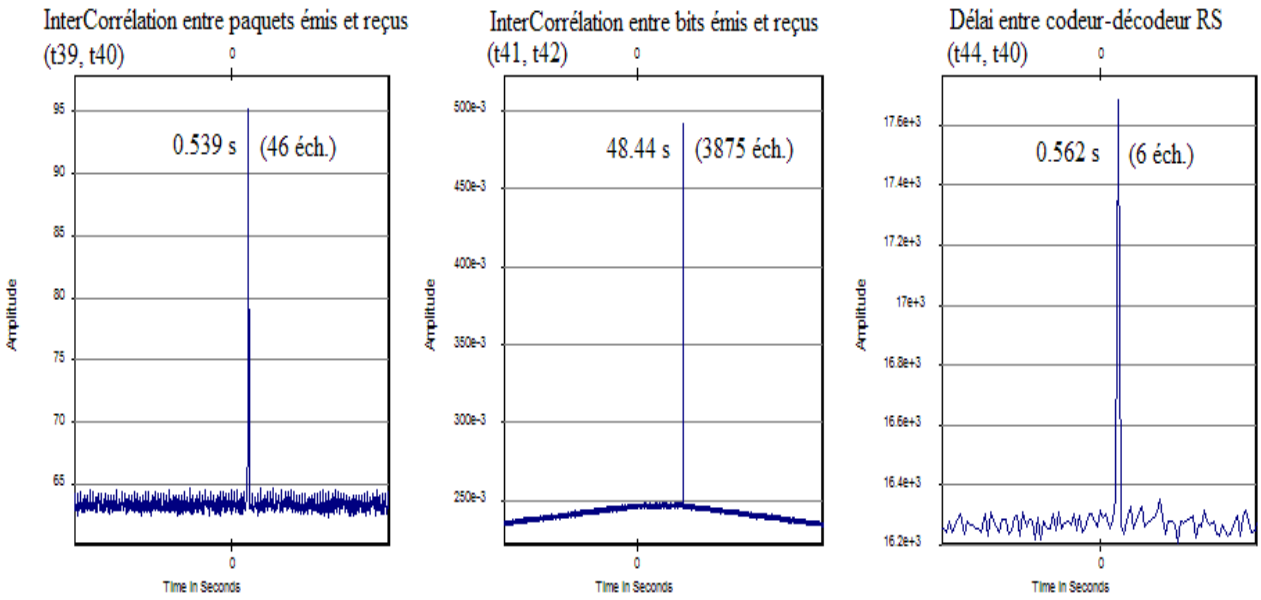


Figure 3.10: Divers délais mesurés par intercorrélation

On mentionne cependant, que l'entrée du codeur RS est échantillonnée sous 10 Hz, tandis que sa sortie est sous 10.669456 Hz. Ce qui donne un rapport de 1.0669456. La fréquence d'horloge utilisée, s'élève dans le même rapport et devient : Fs = 320×1.0669456 = 341.4226 Hz.

Le banc de mesure du BER associé au système avec codage RS est donné en figure 3.11.

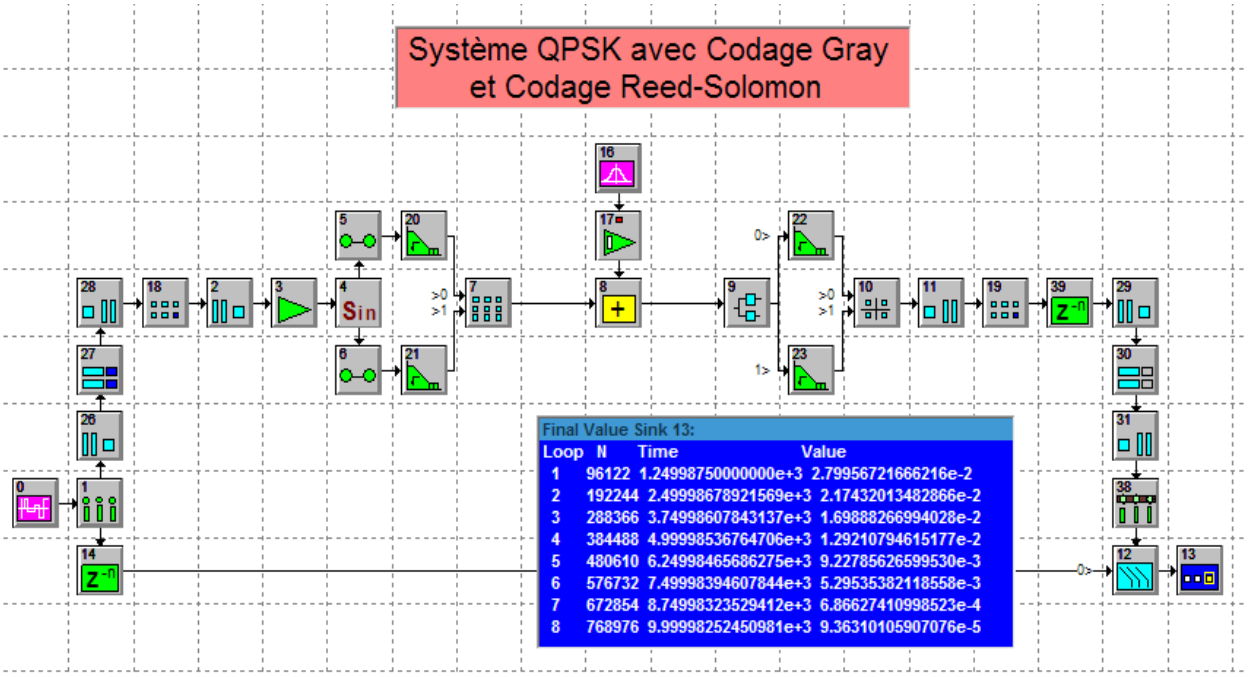


Figure 3.11: Banc de mesure en BER du QPSK codé RS

Après avoir convenablement calibré la source Gaussienne de bruit, et suivi les mêmes étapes mentionnées précédemment pour la mesure du BER, la figure 3.12 illustre le tracé du BER obtenu et comparé au cas théorique de l'expression (2.9). Le BER devient plus performant que celui du QPSK optimal sans codage, à partir de 5.5 dB environ.

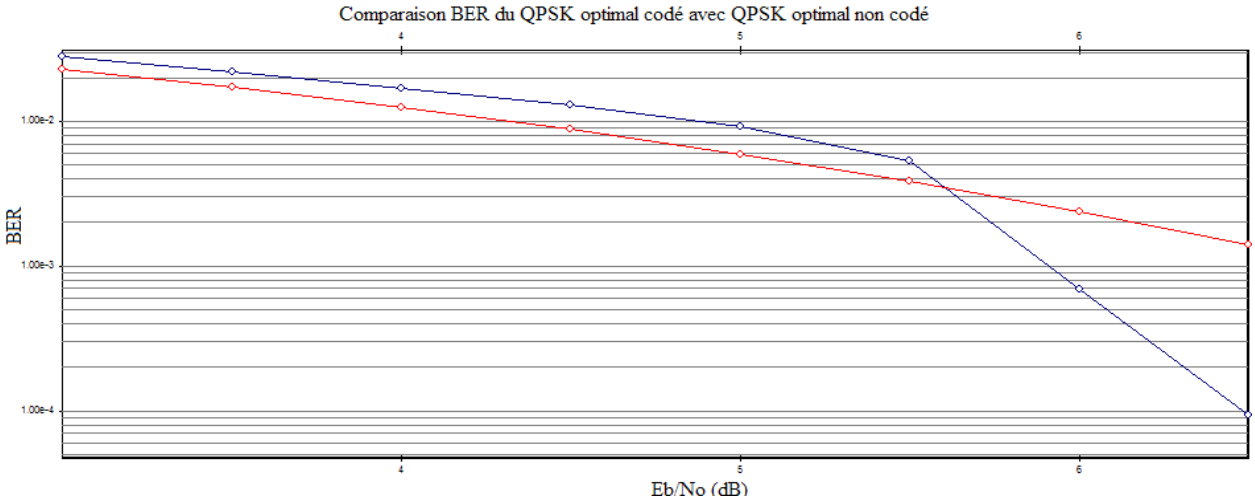


Figure 3.12: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge)

III.2.4. Codages convolutionnel et Reed-Solomon concaténés

Souvent, plusieurs codes correcteurs d'erreur sont concaténés ensemble pour améliorer la performance de beaucoup de réseaux de communication. Le modèle SystemVue de la figure 3.13 inclus un codage convolutionnel concaténé avec un codage RS. Le système QPSK est le même qu'en figure 3.10, et les paramètres du code convolutionnel ainsi que du code RS, sont identiques à ceux des modèles précédents, figures 3.5 et 3.9.

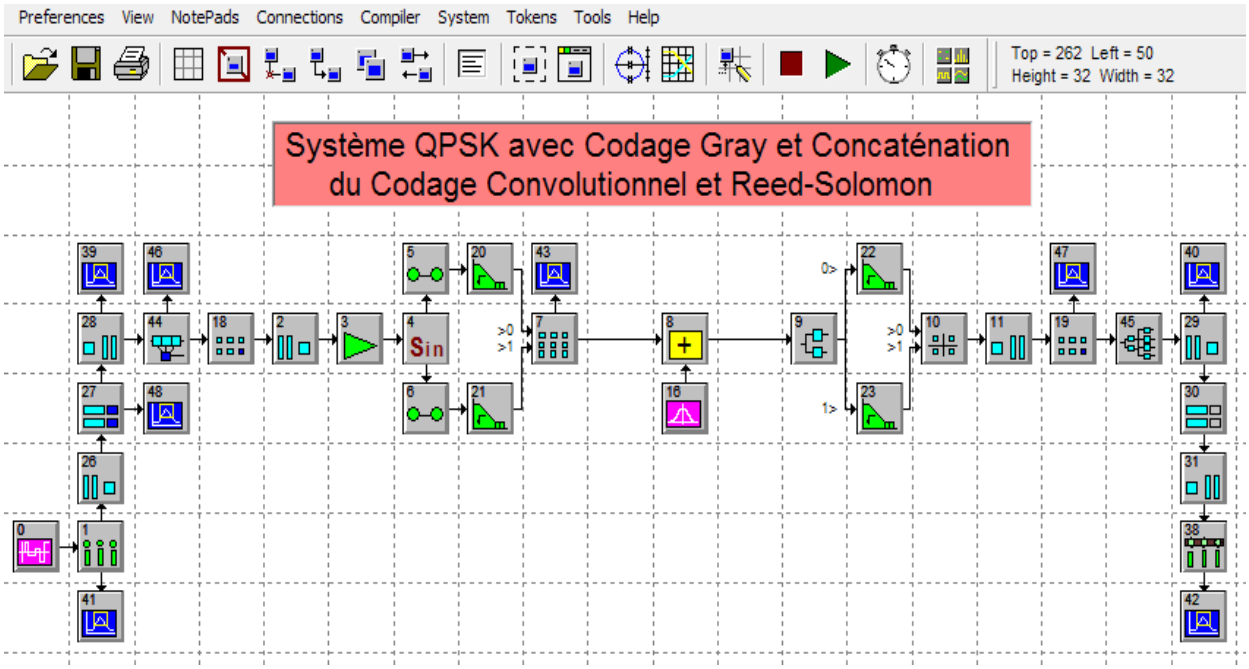


Figure 3.13: Système QPSK avec codage concaténé

Le code convolutionnel est connu comme le code intérieur et il est fréquemment le code le plus puissant. Le code RS est le code extérieur et il est principalement utilisé pour corriger les erreurs par paquets (burst errors), qui ne peuvent être corrigés par le code convolutionnel.
A cause du codeur convolutionnel 1/2 utilisé, la fréquence d'horloge doit être ici le double du cas précédent, soit Fs = 2 × 341.4226 = 682.8452 Hz.

L'intercorrélation entre paquets d'octets émis et reçus, permet de mesurer un retard de 0.7498 sec ou 64 échantillons, figure 3.14, correspondant à 8P (la durée d'un paquet de 8 bits est toujours P=0.0937s). C'est un retard entier de P, et l'élément retardateur avant décodeur RS est donc inutile.

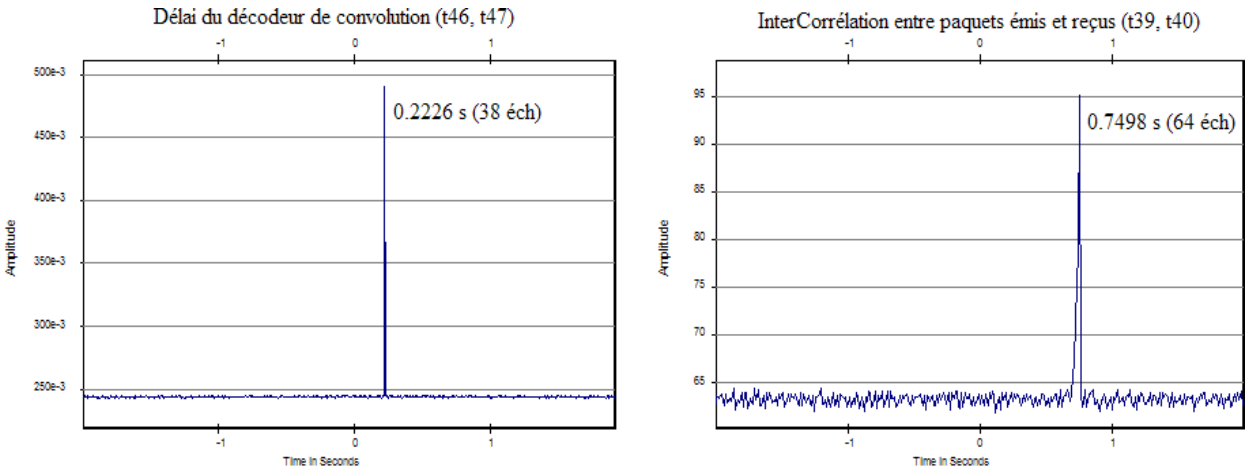


Figure 3.14: Mesure de délais de réception des symboles codés en convolutionnel et RS

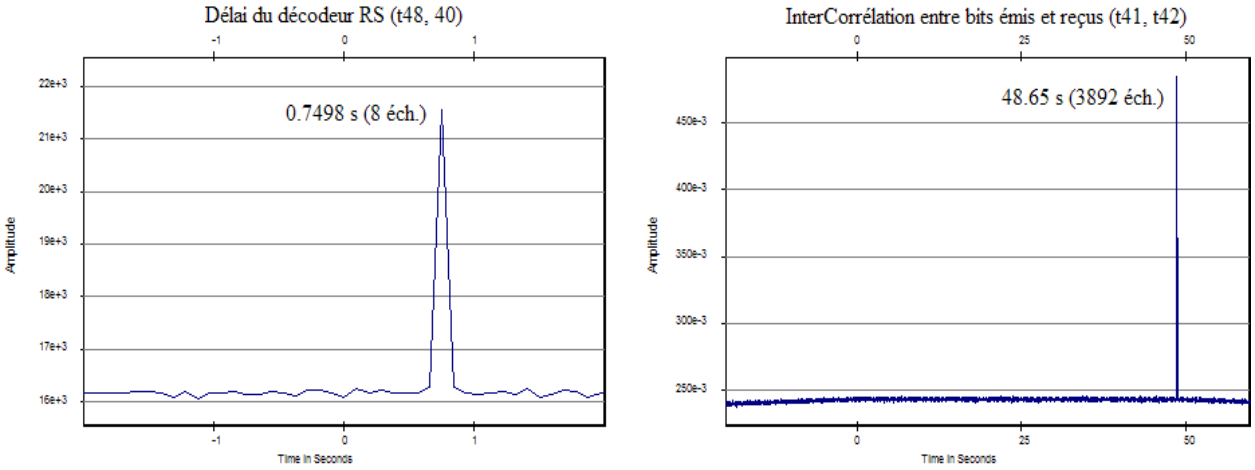


Figure 3.15: Mesure du temps de réception au décodeur RS et du temps de réception total

Dans la figure 3.14, est mentionné aussi le retard ou délai, entre la sortie du codeur de convolution et l'entrée de son décodeur, soit 0.2226 sec ou 38 échantillons. Cette dernière valeur est utilisée comme paramètre d'offset du décodeur de convolution.

De même en figure 3.15 est mentionné, le retard ou délai, entre la sortie du codeur RS et l'entrée de son décodeur, soit 0.7498 sec ou 8 échantillons. Cette dernière valeur est utilisée comme paramètre d'offset du décodeur RS.

Toujours dans la figure 3.15, le retard mesuré entre bits transmis et reçus est de 48.65 sec, dont les statistiques convertissent en 3892 échantillons.

Le banc de mesure du BER associé au système avec codage concaténé, est donné en figure 3.16. Pour atteindre un BER de 10^{-5}, il faut un temps de simulation de $10^6 \times T_b$=12500s.

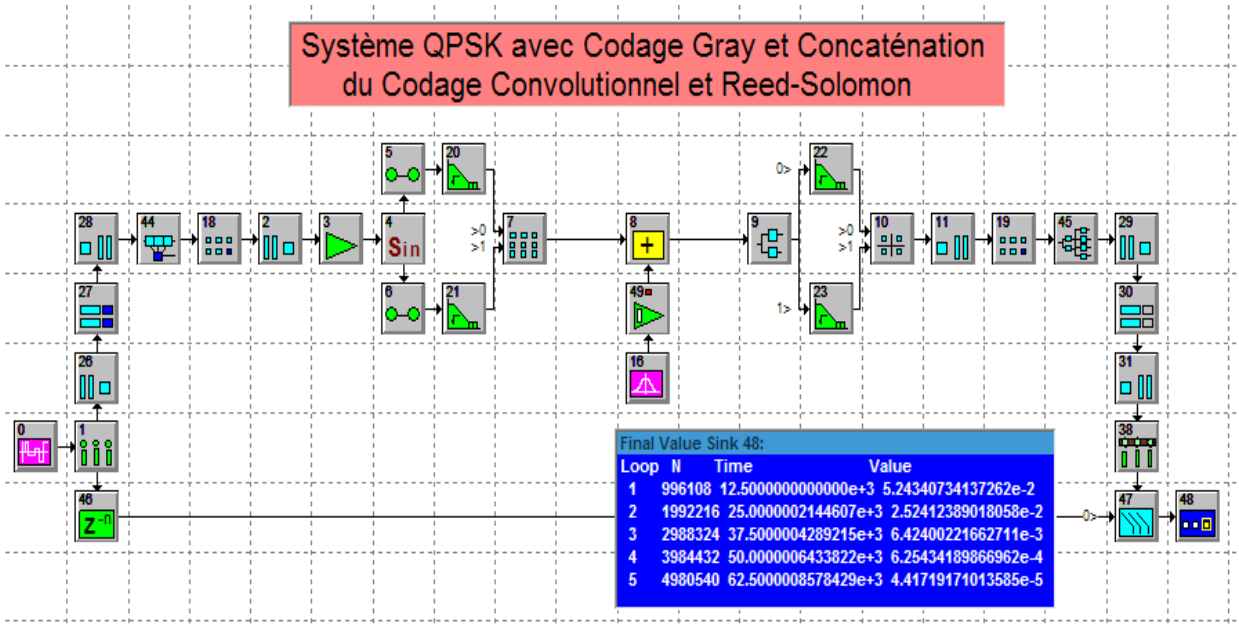


Figure 3.16: Banc de mesure en BER du système QPSK avec codage concaténé

Après avoir convenablement calibré la source Gaussienne de bruit, et suivi les mêmes étapes mentionnées précédemment pour la mesure du BER, la figure 3.17 illustre le tracé du BER obtenu et comparé au cas théorique de l'expression (2.9). Le BER devient plus performant que celui du QPSK optimal sans codage, à partir de 3.5 dB environ.

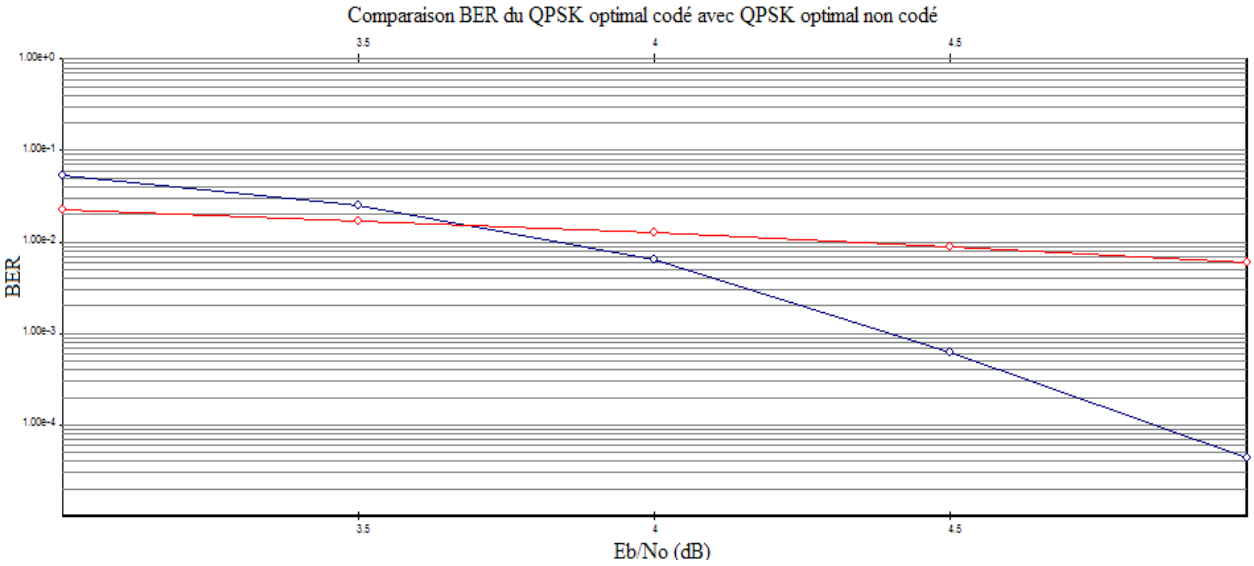


Figure 3.17: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge)

III.2.5. Codages concaténés avec entrelacement

L'une des techniques de codage les plus populaires utilisée aujourd'hui dans les réseaux de communication, est montrée dans la figure 3.18. Ce modèle SystemVue est le même qu'en figure 3.13, cependant, un processus d'entrelacement (interleave) est introduit afin de réduire encore les erreurs par paquets.

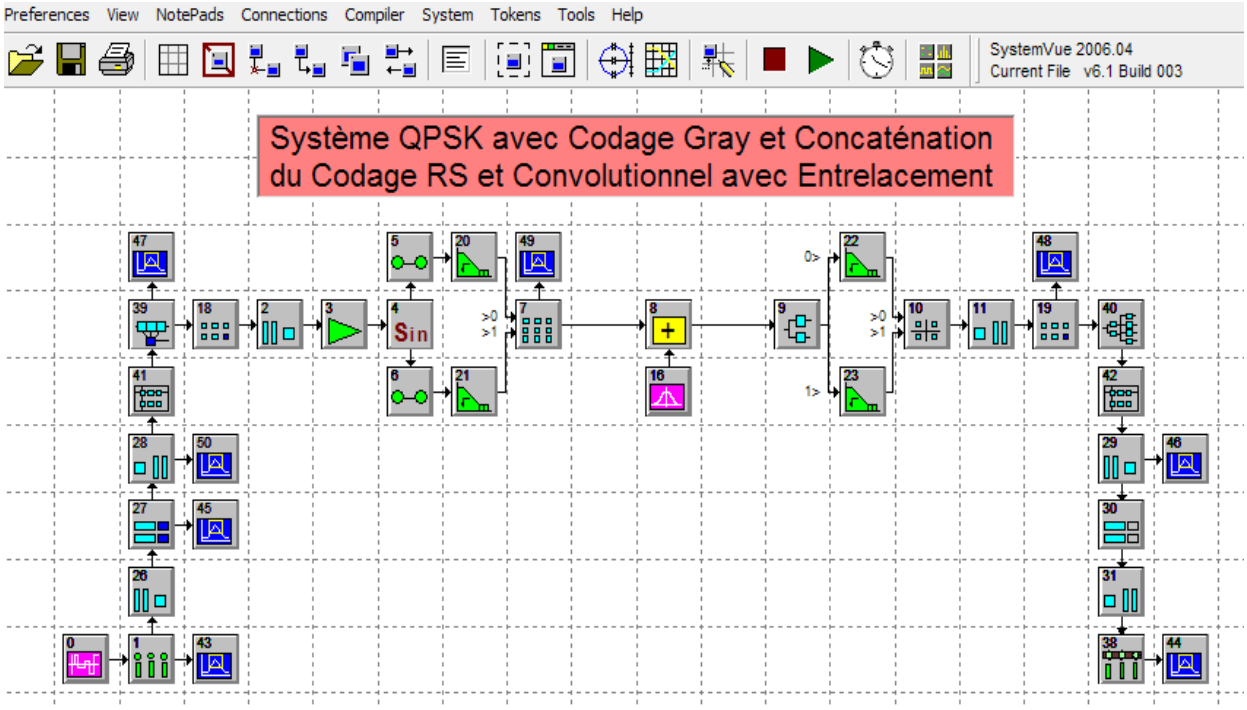


Figure 3.18: Système QPSK avec codage concaténé et entrelacement

Le composant « Interleave » de la bibliothèque « Comm » a ses paramètres configurés à 1 échantillon-ligne et 128 échantillons-colonne. Ainsi avec ce composant, 128 bits sont traités par embrouillage (scrambling) dans une séquence particulière connue. Lorsque les bits atteignent l'unité de désentrelacement dans le récepteur, ils sont réarrangés dans leur séquence d'origine. Les paramètres du désentrelaceur (de-interleaver) sont configurés à 128 échantillons-ligne et 1 échantillon-colonne. Cette technique s'avère capable de réduire les erreurs par paquets, et augmente la capacité de correction du code RS. A cause de l'embrouillage des bits avant leur transmission et leur reconfiguration au récepteur, les erreurs par paquets éventuelles dues à une corruption de canal seront entrelacées par le traitement du désentrelaceur, réduisant ainsi la longueur des erreurs par paquets. L'intercorrélation entre paquets d'octets émis et reçus, permet de mesurer un retard de 3.749 sec ou 320 échantillons, figure 3.19, correspondant à 40P (la durée d'un paquet de 8 bits est toujours P=0.0937s). C'est un retard entier de P, et l'élément retardateur avant décodeur RS reste inutile.

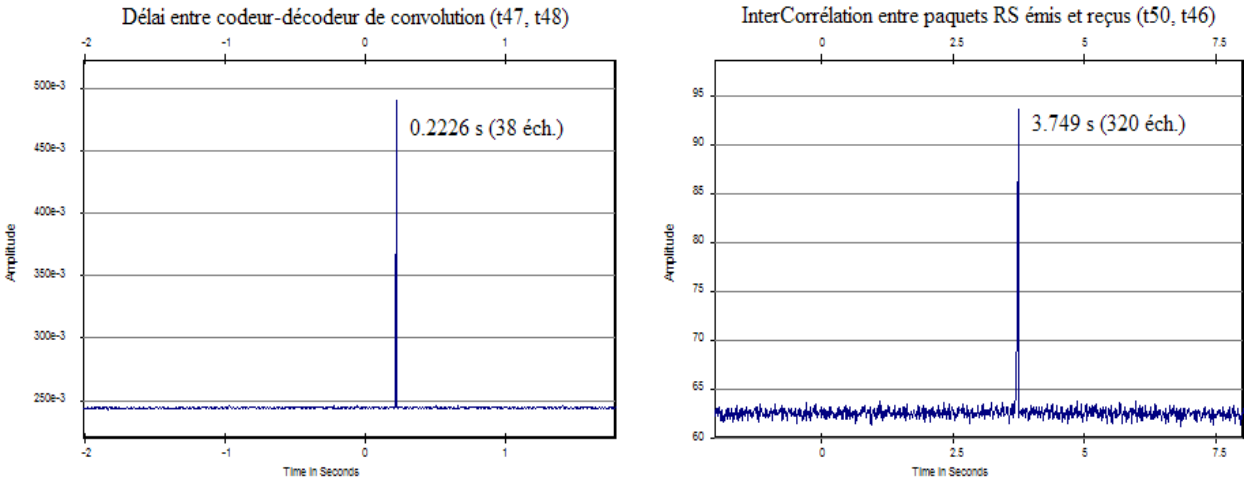


Figure 3.19: Mesure de délais de réception des symboles codés en convolutionnel et RS

Dans la figure 3.19, est aussi mentionné le retard ou délai entre la sortie du codeur de convolution et l'entrée de son décodeur, qui reste identique au cas précédent (0.2226 sec ou 38 échantillons). De même en figure 3.20 est mentionné, le retard ou délai, entre la sortie du codeur RS et l'entrée de son décodeur, soit 3.749 sec ou 40 échantillons. Cette dernière valeur est utilisée comme paramètre d'offset du décodeur RS.

Toujours dans la figure 3.20, le retard mesuré entre bits transmis et reçus est de 51.65 sec, dont les statistiques convertissent en 4132 échantillons.

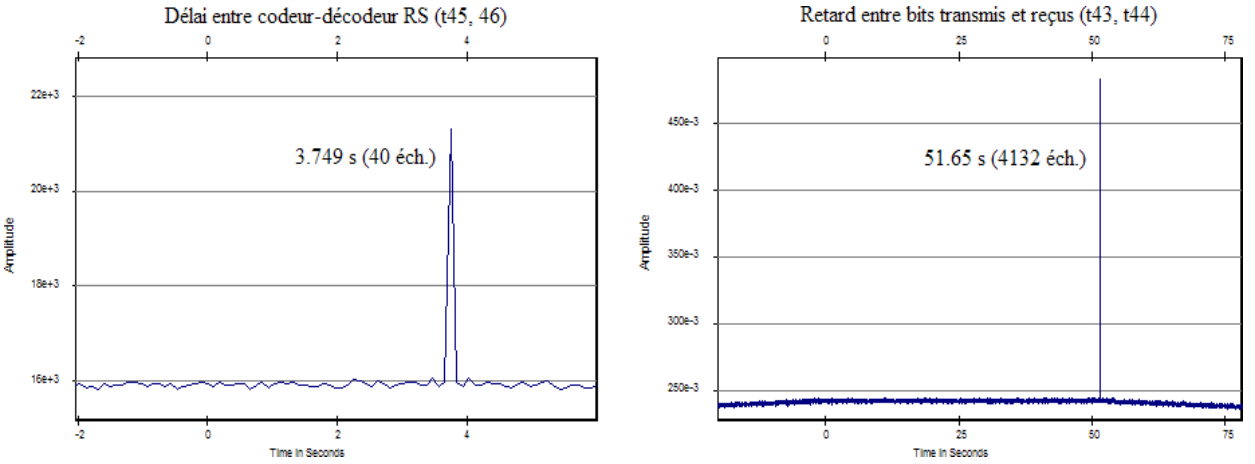


Figure 3.20: Mesure du temps de réception au décodeur RS et du temps de réception total

Le banc de mesure du BER associé au système avec codage concaténé associé à l'entrelacement, est donné en figure 3.21.

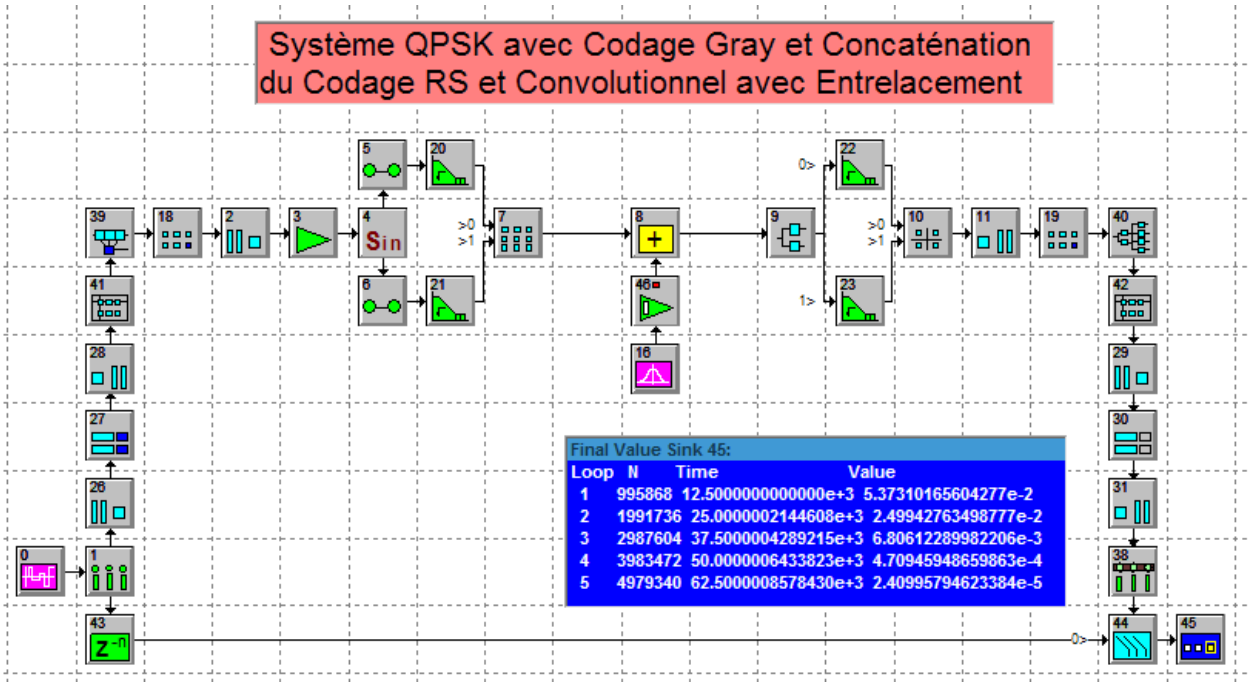


Figure 3.21: Banc de mesure du BER du système avec codage concaténé et entrelacement

Après avoir convenablement calibré la source Gaussienne de bruit, et suivi les mêmes étapes mentionnées précédemment pour la mesure du BER, la figure 3.22 illustre le tracé du BER obtenu et comparé au cas théorique de l'expression (2.9). Le BER devient plus performant que celui du QPSK optimal sans codage, à partir de 3.5 dB environ.

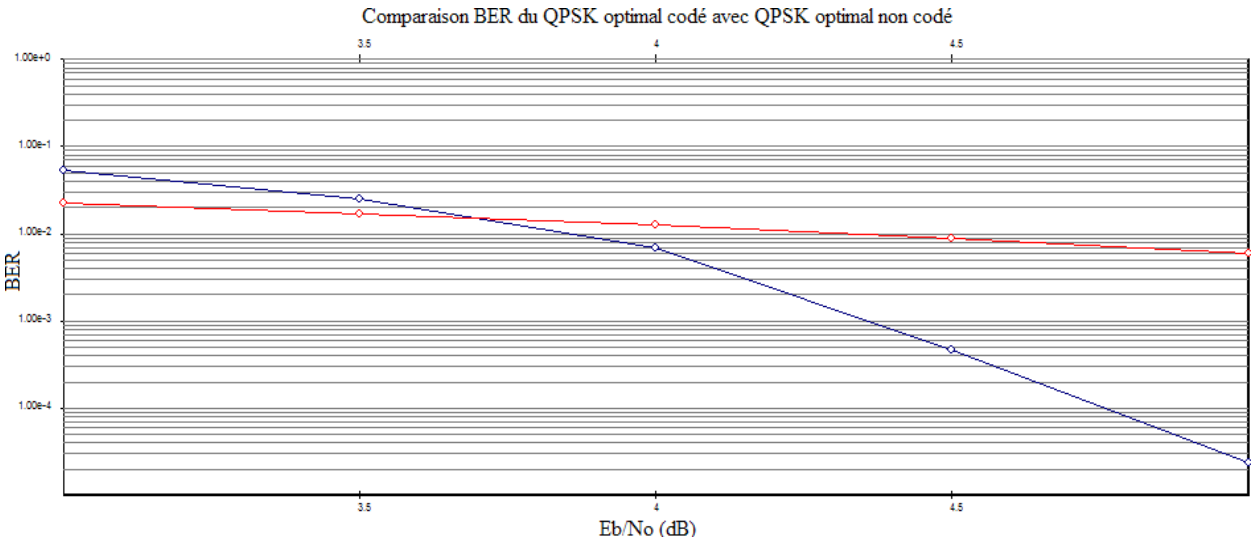


Figure 3.22: Tracé du BER mesuré (en bleu) comparé au BER théorique (en rouge)

III.3. Conclusion

La figure 3.23 réunit les performances en BER des cinq modèles SystemVue du système QPSK, discutés précédemment. A partir des courbes de BER, on constate la décroissance du taux d'erreur binaire en fonction de l'accroissement de la complexité du codage d'erreur utilisé. On remarque aussi comme mentionné auparavant, que le code convolutionnel est plus puissant que le code en bloc RS. Bien que le taux d'erreur ait diminué avec les codes les plus sophistiqués, il y a cependant des taux d'erreurs élevés accompagnant les faibles valeurs du rapport E_b/N_o, à partir de 3.5 dB environ. Par ailleurs, si le système n'admet pas de retard, il faut augmenter le débit de donnée suite à l'addition des bits redondants du codage. Par conséquent, la bande occupée par le système augmente et constitue ainsi, un compromis avec la performance en BER.

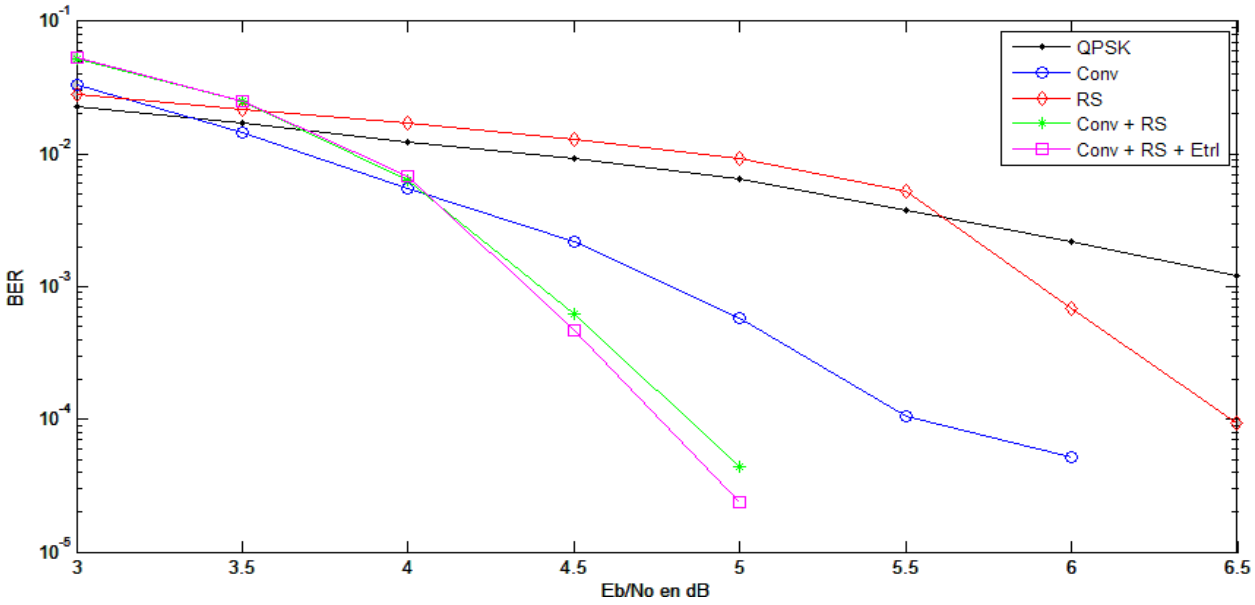


Figure 3.23 : Courbes du BER des cinq systèmes QPSK avec différents codages

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes modernes de communication numérique sont complexes et requièrent des circuits de traitement de plus en plus sophistiqués. D'autre part, il s'avère que le choix d'un type de modulation est toujours déterminé par les contraintes de l'application. Ainsi, les deux modulations QPSK et DQPSK prisent pour étude et analyse, sont toutes deux de la même famille et utilisées en pratique. La 1ère implémentation du système QPSK cohérent et optimal sur SystemVue, utilise un modulateur en quadrature dont le générateur des symboles IQ est mis sous forme compacte (métasystème). Une 2ème implémentation du même système se base sur le composant « QAM map » de SystemVue, qui simplifie grandement la conception du générateur IQ. La simulation du système sous ses deux versions, confirme les résultats théoriques à propos de sa PSD et son BER.

A même PSD, le système DQPSK cohérent et optimal, présente un BER qui se rapproche de celui d'une DPSK cohérente. Le système DQPSK incohérent à récepteur de conception plus simple, utilise dans sa 1ère version d'implémentation le même encodeur différentiel du cas cohérent. Dans sa 2ème version, un récepteur encore plus simple, le compose. Une 3ème version, dont la conception du transmetteur a été entièrement refondue, en réalise la conversion directe des bits d'information d'entrée en symboles IQ différentiels sans passer par l'encodeur différentiel des versions précédentes. Les résultats de simulation des différentes versions sont identiques, relativement aux diagrammes en œil et constellation bruitée des symboles IQ reçus, en plus du temps de réception mesuré. Cependant, le BER obtenu est plus mauvais que celui d'un système FSK orthogonal incohérent.

Différents types de codage de ligne ont été adoptés et testés sur un système QPSK cohérent et optimal. La simulation indique un accroissement en performance du BER à partir d'un SNR de 3.5 dB, selon l'ordre des codes utilisés suivants : code Gray, code Reed-Solomon, code convolutionnel, concaténation du convolutionnel avec Reed-Solomon (RS), puis la même concaténation en présence de l'entrelacement. Cependant, le codage RS devient meilleur en BER à partir de 5.6 dB par rapport au seul codage Gray dont est muni le système QPSK.

Bibliographie

[1] Patrice KADIONIK,“ Bases De Transmissions Numériques: Les modulations numériques“

[2] Dondon, Cours de faisceaux hertziens numériques T.R.T. Ph. 1989.

[3] Louis Trussart, Modulation numérique de porteuse.

[4] Tri Budi Santoso, Digital Communication by Satellite,1995.

[5] Michael DeLucca ,QPSK Modulation and Error Correcting Codes Temple University, May 7, 2003.

[6] R. S. Theodore, “Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.

[7] B. P. Lathi, “Modern Digital and Analog Communication Systems”, third edition, Oxford University Press Inc., New York, 1998.

[8] L. M. Schiff, "Using SystemView by Elanix to Generate Bit Error Rate (BER) Curves," SystemView Application Note, Elanix Inc., Westlake Village, California, 1997.

[9] J. G. Proakis, M. Salehi, “ Communication Systems Engineering”, Prentice Hall, Englewood, New Jersey, 1994.

[10] M. Delucca, “QPSK modulation and correcting codes”, temple university, 2003.

[11] B. Sklar, “Digital Communications: Fundamentals and Applications”, second edition Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, 2001.

Glossaire

AWGN	Additive White Gaussian Noise
B	Bande Passante (Hz)
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary phase shift keying
CDMA	Code Division Multiple Access
D_b	Débit Binaire (bits/s)
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DQPSK	Différentielle Quadrature Phase Shift Keying
E_b	Energie par bit
erf	Error Function
FSK	Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum-Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
ISI	Inter-Symbol Interference
LSB	Least Significant Bit
MSB	Most Significant Bit
MSK	Minimum-Shift Keying
N	Puissance du bruit (W)
No	Densité Spectrale du Bruit (W/Hz)
NADC	North American Digital Cellular
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
PLL	Phase Locked Loop
PDF	Probability Density Function
PRK	Phase Reverse Keying
PSD	Power Spectral Density **(**Densité Spectrale de Puissance **)**
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RC	Résistance et Condensateur
RMS	Root Mean Square
RRC	Root Raised Cosine
RS	Reed Solomon

Glossaire

S	Puissance du signal (W)
SNR	Signal to Noise Ratio
VCO	Voltage Contrôle Oscillateur

Annexe

Les codages

Il existe deux grands types de codes :

- les codes linéaires en blocs dont la classe la plus importante, les codes cycliques, comprennent :
  - les codes de Hamming,
  - les codes BCH,
  - les codes de Reed - Salomon ;
- les codes récurrents ou convolutifs.

Les premiers qu'on appelle systématiques, sont les plus simples à mettre en œuvre et les moins gourmands en débit et en mémoire. Par exemple, un code de Hamming de longueur 31 demande moins de 20 % d'augmentation de débit et la longueur de la mémoire est limitée à la longueur du bloc. Il ne corrige qu'une erreur par bloc.

Le cas simple est le bit de parité (inséré généralement à la fin du message) où le récepteur génère un bit et le compare avec le bit de contrôle envoyé par l'émetteur, il décide alors que le message est sans erreurs si les deux bits de parité sont identiques.

Les seconds sont plus puissants, mais nécessitent des mémoires plus importantes. Introduits au niveau binaire avant modulation, ils corrigent les erreurs produites sur le train binaire régénéré, indépendamment du système de transmission. Mais leur introduction à ce niveau ne correspond pas à une solution optimale pour les modulations à grande efficacité spectrale utilisées dans les canaux à bande limitée.

Deux raisons justifient l'introduction de codes correcteurs d'erreurs :

- l'augmentation de la qualité d'un système donné ou de la prestation requise par l'utilisateur ;
- la nécessité d'introduire de tels codes lorsque le taux d'erreur se maintient à une valeur prohibitive et asymptotique pour un signal d'entrée croissant. On dit que la courbe de taux d'erreur a un plancher.

Ce phénomène est facile à comprendre pour des systèmes perturbés ou travaillant avec peu de marge (par exemple espace).

Perturbateurs et niveaux de bruit sont incompressibles. Il en est de même pour les modulations à grand nombre d'états (au-delà de 16), auxquels s'ajoutent des raisons de distorsion intersymboles. Cette distorsion provoque un déplacement, considéré en première approximation comme aléatoire, des points de la constellation autour de leur valeur nominale.

Annexe

Cela a pour effet, au moindre mal, d'augmenter la valeur du seuil, au pire, de créer un taux d'erreur résiduel. Ce taux d'erreur augmente lorsque la distance euclidienne 2D diminue, donc lorsque le nombre d'états de la constellation augmente. Dans la pratique, des systèmes à 16 états peuvent encore se contenter d'une simple correction du milieu de transmission et de la maîtrise des filtrages, sans adjonction de codes correcteurs.

Mais à présent, avec les évolutions technologiques, les possibilités d'intégration, l'augmentation continue des débits à transmettre, l'introduction des codes correcteurs dans les matériels devient effective, même dans les systèmes à 2 ou 4 états naturellement plus robustes.

Codage Reed-Solomon

Les codes de Reed-Solomon sont des codes de détection et de correction des erreurs. Les messages sont divisés en blocs dont on a ajouté des informations redondantes à chaque bloc permettant ainsi de diminuer la possibilité de retransmission. La longueur des blocs dépend de la capacité du codeur. Le décodeur traite chaque bloc et corrige les éventuelles erreurs. A la fin de ce traitement, les données originelles seront restaurées.

Champs de Galois

Un « champ de Galois » consiste en un ensemble de nombres, ces nombres sont constitués à l'aide de l'élément base α comme suit : $0,1,\alpha,\alpha^2,\alpha^3 ... \alpha^{N-1}$

En prenant $N = 2^m - 1$, on forme un ensemble de 2^m éléments. Le champ est alors noté GF (2^m) .

Polynôme primitif

Ce polynôme permet de construire le « champ de Galois » souhaité. Tous les éléments non nuls du champ peuvent être construits en utilisant l'élément α comme racine du polynôme primitif. Chaque m peut être plusieurs polynômes primitifs p(x), mais dans le tableau ci-dessous, on mentionne seulement les polynômes ayant le moins d'éléments.

Les polynômes primitifs pour les principaux « champs de Galois » sont les suivants:

M	p(x)	**m**	p(x)
3	$1 + x + x^3$	**14**	$1 + x + x^6 + x^{10} + x^{14}$
4	$1 + x + x^4$	**15**	$1 + x + x^{15}$
5	$1 + x^2 + x^5$	**16**	$1 + x + x^3 + x^{12} + x^{16}$
6	$1 + x + x^6$	**17**	$1 + x^3 + x^{17}$
7	$1 + x^3 + x^7$	**18**	$1 + x^7 + x^{18}$
8	$1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8$	**19**	$1 + x + x^2 + x^5 + x^{19}$
9	$1 + x^4 + x^9$	**20**	$1 + x^3 + x^{20}$
10	$1 + x^3 + x^{10}$	**21**	$1 + x^2 + x^{21}$
11	$1 + x^2 + x^{11}$	**22**	$1 + x + x^{22}$
12	$1 + x + x^4 + x^6 + x^{12}$	**23**	$1 + x^5 + x^{23}$
13	$1 + x + x^3 + x^4 + x^{13}$	**24**	$1 + x + x^2 + x^7 + x^{24}$

Annexe

Exemple de construction d'un GF (24)

On veut construire tous les éléments du *GF* (2^4) à partir du polynôme primitif :

$$p(x) = x^4 + x + 1$$

L'élément α est racine du polynôme primitif, on peut en déduire :

$p(\alpha) = \alpha^4 + \alpha + 1 = 0 \quad \rightarrow \quad \alpha^4 = \alpha + 1$

Maintenant, il suffit de multiplier l'élément α par α à chaque étape et réduire, pour obtenir le champ complet. On aura besoin de 13 multiplications pour compléter le champ.

Les éléments d'un « champ de Galois » de GF (2^4) sont

Eléments	Formes polynomiales	Formes binaire	Formes Décimales
0	0	0000	0
1	1	0001	1
A	A	0010	2
α^2	α^2	0100	4
α^3	α^3	1000	8
α^4	$\alpha + 1$	0011	3
α^5	$\alpha^2 + \alpha$	0110	6
α^6	$\alpha^3 + \alpha^2$	1100	12
α^7	$\alpha^3 + \alpha + 1$	1011	11
α^8	$\alpha^2 + 1$	0101	5
α^9	$\alpha^3 + \alpha$	1010	10
α^{10}	$\alpha^2 + \alpha + 1$	0111	7
α^{11}	$\alpha^3 + \alpha^2 + \alpha$	1110	14
α^{12}	$\alpha^3 + \alpha^2 + \alpha + 1$	1111	15
α^{13}	$\alpha^3 + \alpha^2 + 1$	1101	13
α^{14}	$\alpha^3 + 1$	1001	9

Tableau A.1 Eléments de GF (2^4)

Annexe

Codage RS

Le codage avec les codes de Reed-Solomon est effectué de la même façon que le codage à l'aide du CRC. La seule différence est que les codes RS sont non-binaires (GF(2^m)), alors que le CRC est binaire, (GF (2)) .

L'équation clé définissant le codage systématique de Reed-Solomon(N,K) est :

$$c(x) = i(x)\, x^{N-K} + (i(x)\, x^{N-K}) \bmod (g(x))$$

Avec :

c(x) : polynôme du mot-code, degré N−1

i(x) : polynôme d'information, degré K−1

$(i(x)x^{N-K}) \bmod (g(x))$: polynôme de contrôle, degré N – K – 1

g(x) : polynôme générateur, degré N–K

Le codage systématique signifie que l'information est codée dans le degré élevé du mot-code et que les symboles de contrôle sont introduits après les mots d'information.

Polynôme générateur

Les symboles de contrôle sont générés à l'aide de polynômes particuliers, appelés polynômes générateurs. Tous les codes Reed-Solomon sont valables si et seulement si ils sont divisibles par leur polynôme générateur, c(x) doit être divisible par g (x) .

Pour la génération d'un correcteur d'erreurs de T symboles, on devrait avoir un polynôme générateur de puissance α^{2T} . La puissance maximale du polynôme est déterminée grâce la distance minimale qui est $d_{min} = 2T + 1$. On devrait avoir 2T +1 termes du polynôme générateur .

Le polynôme générateur est sous la forme :

$$g(x) = (x - \alpha^0)(x - \alpha^1) \dots (x - \alpha^{2T-1})$$

Décodage RS

L'idée de base du décodeur de Reed-Solomon est de détecter une séquence erronée avec peu de termes, qui sommée aux données reçues, donne lieu à un mot-code valable.

Plusieurs étapes sont nécessaires pour le décodage de ces codes:

- Calcul du syndrome
- Calcul des polynômes de localisation des erreurs et de l'amplitude
- Calcul des racines et évaluation des deux polynômes
- Sommation du polynôme constitué et du polynôme reçu pour reconstituer l'information de départ sans erreur.

A partir du polynôme r(x) reçu, on peut calculer le polynôme du syndrome S(x) qui nous indiquera la présence d'éventuelles erreurs.

Annexe

Si tous les coefficients du syndrome sont nuls, alors les étapes suivantes du décodage n'ont pas lieu d'être car le mot-code reçu ne contiendra pas d'erreurs. Par contre, si le syndrome est non nul, on devra calculer le polynôme de localisation des erreurs et le polynôme d'amplitude des erreurs. Il y a plusieurs méthodes de calcul de ces deux polynômes, le décodage selon l'algorithme d'Euclide et le décodage selon l'algorithme de Berlekamp-Massey. Une fois les polynômes calculés en utilisant l'algorithme de Forney, on calculera les valeurs à soustraire pour obtenir le mot-code sans erreur.

Codage Convolutif

Le principe des codes convolutifs, inventés par Peter Elias en 1954, est non plus de découper le message en blocs finis, mais de le considérer comme une séquence semi-infinie $d_0d_1d_2\ldots$ de données.

Le codage convolutif consiste à faire passer les séquences de données au travers d'un registre à décalage. Ce registre à décalage est généralement constitue de L étages et de n fonctions algébriques génératrices réalisées par addition modulo 2 des étages sélectionnes. Le paramètre L est appelé longueur de contrainte et le rendement du code est alors Rc=1/n.
Comme exemple, (L=2 et n=2) d_t parvient au codeur à l'instant t. Les bits de sortie seront X = d_t + d_{t-1} + d_{t-2} et Y = d_t + d_{t-2} (addition modulo 2).

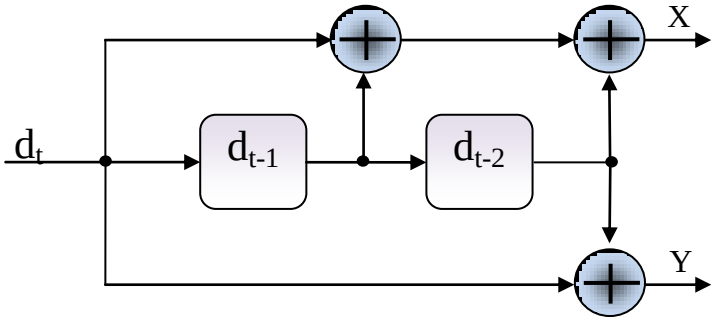


Figure A.1 Exemple de codeur convolutif de rendement 1/2

Diagramme en treillis:

La représentation la plus courante d'un code convolutif est le diagramme en treillis. Il est d'une importance majeure aussi bien pour la définition des propriétés d'un code que pour son décodage.

Le registre à l'instant i est caractérisé par les L bits $s_i^{(1)}, s_i^{(2)} \ldots, s_i^{(L)}$ mémorisés : ils définissent son état, que l'on peut donc coder sur L bits et représenter sous forme d'un vecteur $s_i = \left(s_i^{(1)}, s_i^{(2)} \ldots, s_i^{(L)}\right)$. Un tel codeur convolutif possède donc 2^L valeurs possibles d'état. Chacune de ces valeurs possibles est représentée par un nœud.

Annexe

À chaque instant i est associée une colonne d'états-nœuds et en fonction de l'entrée d_i, le codeur transite d'un état s_i à s_{i+1} en délivrant les bits codés. Cette transition entre deux états est représentée par un arc entre les deux nœuds associés et étiqueté avec les sorties du codeur. La succession des états s_i jusqu'à l'instant t est représentée par les différents chemins entre l'état de départ et les différents états possibles à l'instant t.

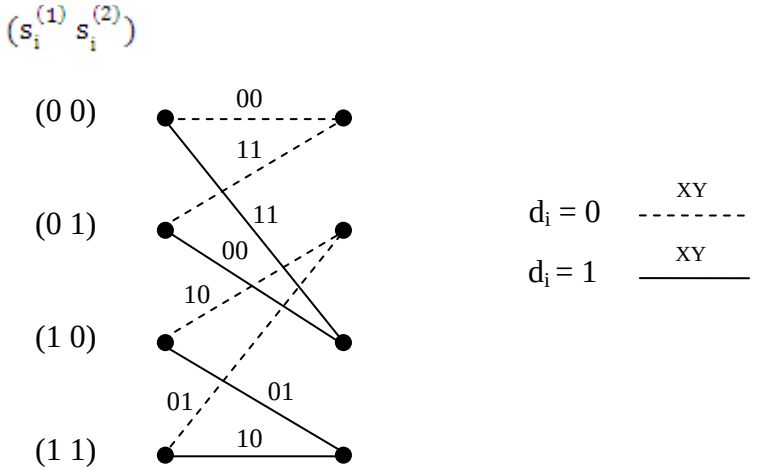


Figure A.2 Diagramme en treillis du codeur.

Exemple de codage

Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$G_1 = 1 + x + x^2 = (7)_{OCT}$ pour X

$G_2 = 1 + x^2 = (5)_{OCT}$ pour Y

Supposons que le codeur reçoive le message 1011, les registres étant initialement tous deux à 0.

On constate que la séquence codée devient 11 10 00 01, et que les registres seront finalement à l'état 11

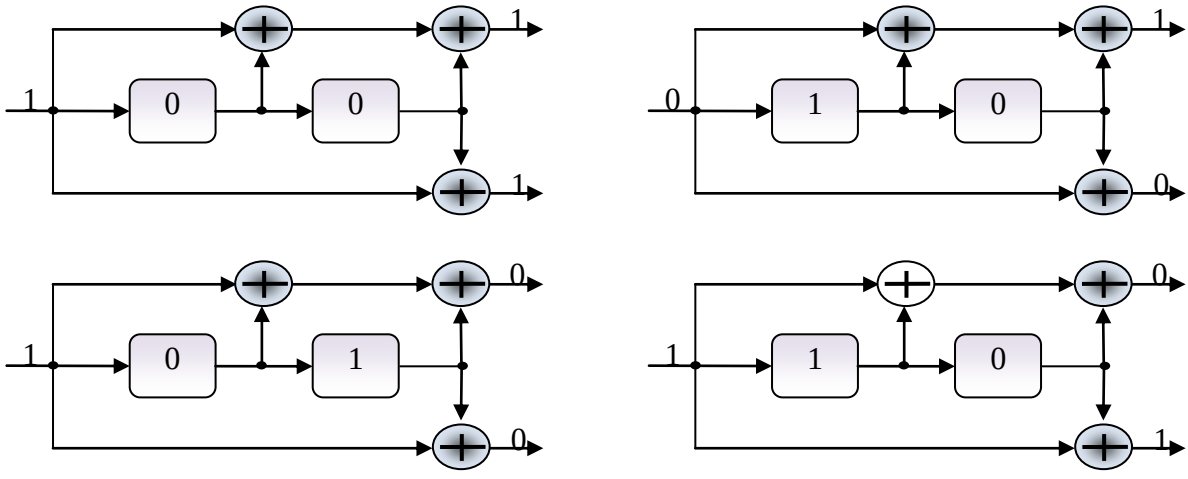


Figure A.3 Exemple de codage d'une séquence par le codeur.

Annexe

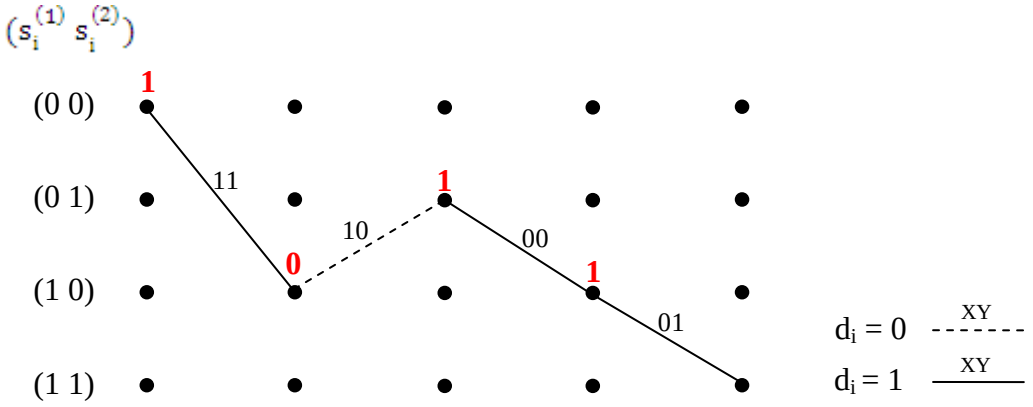


Figure A.4 Exemple de codage par le diagramme de treillis.

Poinçonnage

La technique du poinçonnage est couramment utilisée pour obtenir des rendements élevés. Dans cet exemple, un codeur de rendement 1/2 produit des sorties X et Y à chaque instant i. Seuls 3 bits sur 4 sont transmis, ce qui conduit à un rendement global de 2/3. Le motif suivant lequel les bits sont poinçonnés est appelé masque de poinçonnage.



Figure A.5 Poinçonnage d'un code convolutif pour obtenir un rendement 2/3

La technique de décodage la plus couramment utilisée consiste à prendre le décodeur du code originel en insérant des valeurs nulles (0 analogique) à la place des éléments poinçonnés.
La performance du système d'un réseau de communication numérique peut être améliorée par incorporant une technique de codage, dans le système, connu sous le nom de codage de Gray.
Le code Gray est utilisé pour transformer les données de manière à contribuer à réduire les erreurs de bits.

Un système QPSK prend les bits de données d'entrée, deux à la fois, et crée un symbole qui représente sur des quatre états de phase.

Le codeur Gray est donc utilisé pour cartographier tous les deux bits de données d'entrée à l'une des quatre valeurs de symboles uniques de telle sorte que les bits qui sont utilisés pour générer les symboles sont un seul bit différent de chacun symbole adjacent.

Cette technique s'avère aider à l'exécution d'erreur, car si un symbole est reçu en erreur, il contient un seul bit d'erreur si elle a été reçue une erreur d'un symbole adjacent.
Cela peut être plus facile d'observer en regardant le diagramme de constellation QPSK.

Annexe

Cette constellation QPSK montre les symboles, représentés chacun par deux bits de données qui ont été les premiers codé Gray.

On peut voir que chaque symbole adjacent est représenté par deux données bits qui varient d'un bit La performance des réseaux de communication numériques peuvent en outre être améliore par l'utilisation de codes correcteurs d'erreurs.

Codes convolutés sont un type d'erreur des codes correcteurs.

Ces codeurs sont créés par de multiples (filtre à lignes de retard) **FIR** avec des coefficients soit 1 ou 0. La longueur de la ligne à retard ou le nombre de robinets est connu sous le nom k longueur de contrainte.

En Général, il ne dépasse pas 7 ou 9 comme la complexité du décodeur augmente de façon exponentielle.

Cette structure crée taux de 1 / n des codes, où n est un nombre entier Par exemple, si 3 ensembles de coefficients sont prises, le trois sorties sont ensuite transmis séquentiellement création de 3 bits de sortie pour chaque un bit d'entrée résultant en un taux 1/3 du codeur. Pour créer d'autres tels que les taux de 2/3 ou 3/4, la sortie est percé, c'est à dire certains bits sont tout simplement supprimé.

Les Codes convolutifs

Sont basés sur la mémoire. Les bits redondants ajoutés sont généré par Modulo 2 circonvolutions. Les n bits d'entrée sont stockées et déplacée vers générer des k bits de code de sortie. Les codes en bloc d'autres types de schémas de codage qui s'avèrent très efficaces pour l'amélioration de la performance du taux d'erreur d'un système de communication. Tandis que les codes convolutifs sont très efficaces pour corriger les erreurs aléatoires, les codes de blocs sont mieux à corriger des erreurs en rafale. Un type de code de bloc qui est utilisé très souvent aujourd'hui est connu comme un roseau Solomon (RS) du code. Codes RS sont une forme de codes cycliques BCH. Il s'agit d'un non binaire le code qui est capable de corriger des erreurs en rafale et est souvent concaténé avec des codes de convolution. Codes RS sont souvent utilisés pour corriger la taille en octets généré symboles. La longueur de bloc de symboles codés de ces codes est un groupe n = 2m-1. Le nombre de symboles de parité qui doivent être utilisés pour corriger les erreurs t est n - k = 2t, où k est le nombre de symboles d'information.