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

Étude des systèmes à spectre étalé

Proposé et dirigé par:
Mr. NourEddine Batel

***Présenté par* :**
Haidar Med lamin Taleb

Devant le jury:
Président: Mr. Brahim Mimen
Examinateur: Mr. S. Bouchrit
Mr. M. Dali

Promotion 2011/2012

Dédicaces

A mes parents, Taleb et Taufa, auxquels je dois tout

Pour toute la peine qu'ils se sont donnés

Pour leur patience et générosité,

Au docteur Mr. Nour Eddine Batel

Pour son soutien et sa persévérance qui nous a montré le véritable sens

de travail,

A toute ma famille et mes amis

Je dédie ce travail en témoignage de ma profonde gratitude

et ma reconnaissance infinie.

résumé

Les systèmes à étalement de bande permettent une transmission d'information malgré des perturbations intenses, ceux- ci ont été principalement développés dans le contexte d'application militaire en raison de leur immunité naturelle aux interférences et de leur aptitude à assurer des communications confidentielles qui défavorise en plus toute tentative d'interception et de brouillage. Cette technique a ouvert de nouvelles perspectives dans le monde de communication notamment le procédé de multiplexage ou accès multiple plus précisément l'accès multiple à répartition de code CDMA qui permet à plusieurs utilisateurs d'utiliser le même canal simultanément et à haut débit ce sont les systèmes dits de troisième génération (3G), cette technique de partage doit être mise en œuvre sans créer d'interférence nuisible aux performances des systèmes de communication.

Dans notre travail, nous essayerons d'étudier d'une façon générale ces systèmes en concentrant sur les deux techniques DSSS et FHSS comme exemple, montrant la différence de chacune de l'autre avec et affirmant que chacune a des contraints spéciaux pour l'utilisation que ce soit au domaine militaire ou civil, nous essayerons aussi de mettre en évidence l'utilité des codes utilisés pour l'étalement avec la synchronisation de ces systèmes.

Abstract

Spread Spectrum systems allow to transmit information despite of the intense perturbation ,they have been mainly developed in the military field because of their natural immunity to interferences and the confidential communications that they provide as well as they prevent any attempt of intercepting and noising. This technique has given new perspectives in communication world ,especially multiple access precisely code divison multiple access CDMA that allow many users to access simultaneously the same canal with a high rate ,these are the systems called third generation (3G),this technique of sharing must be put in place without producing interference having bad impact to communication systems performance .

In this work ,we will try to make a study in general way about these systems by concentrating on both techniques DSSS and FHSS as an example ,showing the difference between each other and affirming that each has special conditions of employing ,whether in military or civic field ,we'll also try to affirm the utility of the codes used to spreading with these systems synchronization.

ملخص

إنّ أنظمة الإتصال ذات نطاق ترددي عريض تسمح بإرسال المعلومة بالرغم من وجود إشارات التشويش و الإضطرابات.في أوساط الخمسينات استعملت هذه الأنظمة في المجالات العسكرية بسبب حمايتها للمعلومات من التشويش و تحقيقها اتصالات بدون تأثيرات الجوسسة.

هذه التقنية فتحت أفاق جديدة في عالم الاتصالات عن طريق أنظمة الإرسال المتعددة المسالك و خاصة الشبكة

متعددة المسالك بتقسيم الشفرة, هذه الشبكة التي تسمح باستخدامها من طرف عدد كبير من المستعملين في آن واحد بتدفق

عال للمعطيات هي أنظمة الجيل الثالث.

نقترح في هذا العمل دراسة لأنظمة الإتصال ذات نطاق ترددي عريض بالتركيز على النظام ذات متتالية مباشرة و القفز الترددي و ذلك بالتركيز على الفرق بنهما و إستعمال كل واحد في المجالين العسكري و المدني ,سنحاول كذلك التعريج على دور الشفرة المستعملة و التزامن في هذه الأنظمة.

AWGN	Additive White Gaussion Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
DS	Direct Sequence
DSSS	Direct sequence spread spectrum
FDMA	Frequency Division Multiple Access
ISI	Inter-symbol Interference
LBI	Large Band Interference
PBI	Partial Band Interference
PN	Pseudo Noise
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access

Figure	Titre	Page
1.1	Usage comparé des bandes passantes en transmission	2
1.2	Transmetteur BPSK-DSSS	4
1.3	Signaux temporels mis en jeux dans la figure 1.2	4
1.4	PSD des données avec PSD de l'étalement, PSD du signal modulé en BPSK par l'étalement	5
1.5	Diagramme fréquence-temps d'un signal FHSS	6
1.6	Système BFSK-FHSS	7
1.7	Signaux avec PSD, FHSS, synth. de fréq., BFSK	9
1.8	PSD BFSK , signal désétalé , signal filtré	9
1.9	Code PN, corrélation entre données émise et reçues et leur superposition	10
2.1	Opération DSSS dans le domaine fréquentiel	12
2.2	Systèmes avec et sans DSSS en présence de canaux à multitrajet	13
2.3	Mesure du temps de réception PSD avec et sans étalement	14
2.4	Chronogrammes des données transmises et reçues par les deux systèmes	14
2.5	Brouillage à bande étroite de deux communications en bande de base avec et sans étalement spectral	15
2.6	Données émises et reçues via DSSS avec corrélation et PSD	16
2.7	Signal désétalé et sa PSD	16
2.8	Sorties des deux systèmes comparées aux données transmises	17
2.9	Brouillage à large bande de deux communications en bande de base avec et sans étalement spectral	18
2.10	PSD superposée des signaux transmis et du désétalement	
2.11	Sorties des deux systèmes comparées aux données transmises	19
2.12	Recherche de la synchronisation d'un système BPSK-DSSS à canal perturbé	20
2.13	Mesure du BER du système BPSK sans étalement spectral	22
2.14	Mesure du BER du système BPSK avec étalement spectral	23
2.15	Autre méthode de mesure d'erreurs de réception	24
2.16	Différents chronogrammes du système de la figure 2.15	25
2.17	Diagramme en œil du signal après le premier filtre de réception	25
2.18	Mesure du BER du système BFSK sans étalement spectral	26
2.19	Mesure du BER du système BFSK avec étalement spectral	27
2.20	Autre méthode de mesure des erreurs de réception	28
2.21	Signaux temporels du système de la figure 2.20 et diagramme en œil après filtre	29
2.22	Traitement CDMA	30
2.23	Application CDMA utilisant l'étalement DSSS en bande de base	31
2.24	PSD des données des deux messages avec PSD du signal DSSS reçu	32
2.25	Comparaison des données aux sorties des deux récepteurs à celles transmises	32

3.1	**Exemple de registre à décalage bouclé par porte XOR**	**34**
3.2	**Réalisation de l'exemple de la figure 3.1 dans systemVue**	**35**
3.3	**Code PN généré et son autocorrélation**	**36**
3.4	**Deux séquences PN préférées pour la construction d'un code d'or**	**37**
3.5	**Séquences des codes préférés avec intercorrélation et génération du code d'or**	**38**
3.6	**Simple méthode de génération d'un code d'or**	**39**
3.7	**Séquences des codes préférés avec intercorrélation et code d'or généré**	**39**
4.1	**Technique de synchronisation à corrélateur glissant**	**41**
4.2	**Décèlement de synchronisation du code par accord maximal d'autocorrélation**	**43**

Table des Contenus

Introduction
Chapitre 1: Techniques d'étalement du spectre ……..2
1.1 Spectre étalé par séquence directe (DSSS) ……...3
1.2 Spectre étalé par saut de fréquence (FHSS) ……..……6
1.3 Sommaire des techniques d'étalement spectral ……..…10
Chapitre 2: Applications du spectre étalé ……..12
2.1 Propriété fondamentale de l'étalement spectral ……..……...11
2.2 Interférence multitrajet ……..…….13
2.3 Application aux communications militaires ……..……16
2.3.1 Communication en bande de base …… 16
2.3.1.a Brouilleur à bande étroite ……..…. 16
2.3.1.b Brouilleur à large bande ……..……....18
2.3.2 Communication par modulation ……21
2.3.2.a Cas du système BPSK/DSSS ……..21
2.3.2.b Cas du système BFSK/FHSS ……..…26
2.4 Application aux communications civiles ……..……30
2.4.1 Système multi-accès CDMA ……..……30
Chapitre 3: Codes pour spectre étalé ……..35
3.1 Codes PN …….…..... 35
3.2 Codes Gold ……....38
Chapitre 4: Synchronisation de code ……..45
4.1 Corrélateur glissant ……...45
Conclusion ……...… 48
Bibliographie…….50

Introduction

L’étalement du spectre est une technique spéciale de transmission qui utilise délibérément, plus de largeur de bande que nécessaire, pour transmettre un signal. Un traitement sophistiqué au récepteur du signal RF à large bande, permet de récupérer la faible largeur de bande propre au signal initial, dont les données peuvent être efficacement extraites.

Cette technologie est d'intérêt capital, dû aux propriétés du signal transmis qui ressemble au bruit blanc, et aux propriétés des circuits de traitement dans le récepteur. Ainsi, la technique d’accès multiple CDMA (code division multiple access) transmet un groupe de sources de données indépendantes, au même moment et à la même bande de fréquences. Le principe du CDMA est l’étalement spectral dans lequel chaque signal modulé est transmis avec une largeur de bande plus grande que la largeur de bande minimum requise. La bande est étendue par l'utilisation de codes pseudo-aléatoires ou codes d’étalement, qui sont indépendants de l'information mais rendent également les signaux modulés, quasi-orthogonaux entre eux.

Le CDMA est implémenté par deux techniques à spectre étalé. L’étalement du spectre à séquence directe (DSSS, direct sequence spread spectrum) traite les données par une opération ou-exclusif avec un code d’étalement à débit plus élevé que celui des données. L’étalement du spectre à saut de fréquence (FHSS, Frequency hopping spread spectrum) change aléatoirement la fréquence porteuse sous le contrôle d'un code d’étalement durant la transmission des données.

En dehors des communications dans le domaine civil, les communications militaires ont une autre préoccupation, telle que la robustesse du signal transmis envers des brouilleurs et des interférences intentionnelles. Ces problèmes sont également résolus par le traitement d’étalement spectral. Cependant, une synchronisation de code est requise dans le récepteur, quelque soit l’application mettant en œuvre le spectre étalé. L’étude présente utilise la simulation comme outil, afin de mettre en évidence les propriétés fondamentales d’une telle technique.

Chapitre 1: Techniques d'étalement spectral

Même si la technique d'étalement du spectre présente un encombrement spectral important, figure1.1, elle a été initialement développée par les militaires pour améliorer la sécurité des communications par radio.

La technologie offre alors trois avantages principaux :

- C'est plus difficile à l'adversaire de la détecter.
- C'est encore plus difficile de récupérer l'information, une fois que la transmission a été détectée.
- C'est plus résistant aux brouilleurs intentionnels.

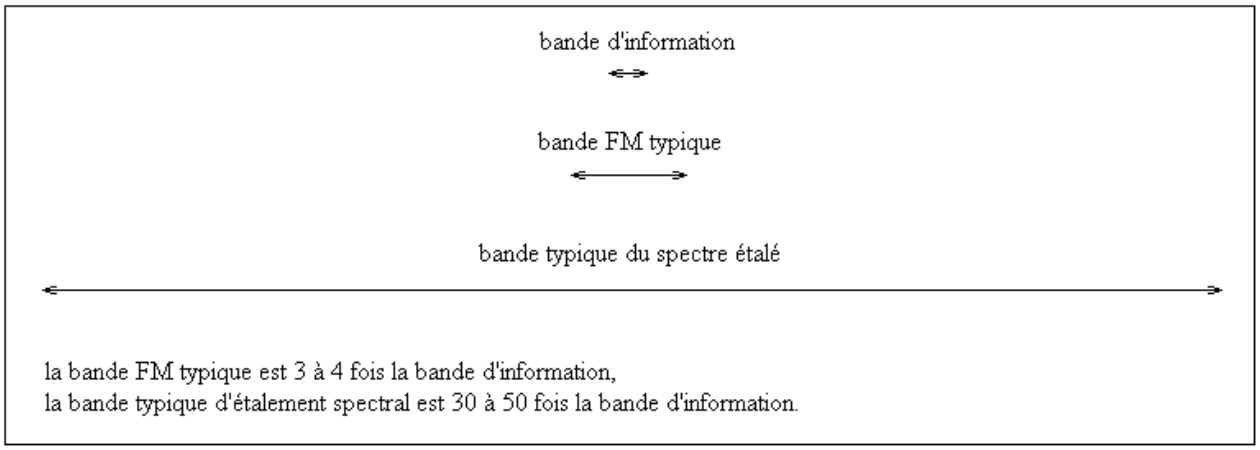


Figure 1.1 : Usage comparé des bandes passantes en transmission

Aucun de ces avantages cités, n'est d'intérêt pour les systèmes de radio-communication civils. Cependant, cette technologie est promue en tant que moyen pour fournir un accès plus large à la radio transmission au grand public et à l'industrie. Pour cette raison, la technologie du spectre étalé est rapidement adoptée pour une large gamme d'applications privées, commerciales, et industrielles. Certaines des techniques d'étalement spectral utilisées aujourd'hui, sont :

1. Séquence directe (DS)
2. Saut de fréquence (FH)
3. Hybride DS et FH
4. Saut de temps (TH)

Les techniques d'étalement du spectre DS et FH sont les deux types de base, discutées dans cette étude. Les deux techniques sont actuellement mises en application dans les communications commerciales telles que la téléphonie cellulaire, le système de positionnement global (GPS), et le réseau local de la radio (LAN sans fil). Leur apport concerne surtout les connexions sécurisées.

1.1. Spectre étalé par séquence directe (DSSS)

La technique du spectre étalé par séquence directe DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) se sert de séquences numériques pseudo-aléatoires, aux propriétés analogues à celles du bruit. L'idée est d'étaler l'énergie contenue dans un signal à largeur de bande étroite sur une largeur de bande beaucoup plus grande, pour la transmission. C'est accompli au moyen d'un modulateur de phase modulé par la séquence numérique pseudo-aléatoire. Le modulateur de phase, tel que BPSK, QPSK, ou QAM, distribue l'énergie du signal initial sur une largeur de bande proportionnelle au débit binaire de la séquence PN (pseudo noise). Ainsi, la quantité d'énergie à n'importe quelle fréquence dans la bande, est faible.
Le DSSS traite les données par multiplication ou par une opération ou-exclusif avec un code d'étalement à débit plus élevé que celui des données. Le résultat est donc un débit de sortie égal à celui du code d'étalement avec un élargissement spectral du signal transmis. La modulation fréquemment utilisée dans DSSS, est la BPSK.

Dans la présente étude, des simulations liées aux techniques d'étalement du spectre sont fournies par l'intermédiaire de SystemView d'Elanix. Le fichier dsss_0.svu contient le schéma bloc fonctionnel d'un transmetteur BPSK à spectre étalé de type DSSS, figure 1.2. Les spectres d'une séquence numérique et de son signal modulé en PN, y sont évalués.

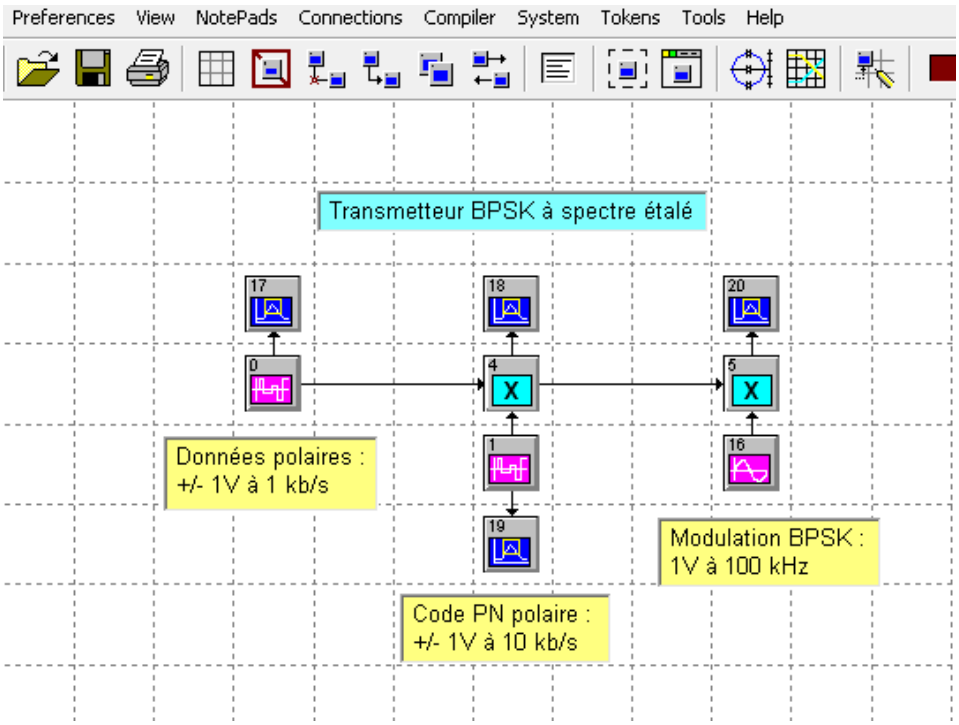


Figure 1.2 : Transmetteur BPSK-DSSS

Dans la figure 1.2, une source de données polaires à débit 1kb/s, est modulée par une séquence PN à débit binaire dix fois plus grand, appelée code PN (la nature de ce code sera discutée plus tard). Le signal DSSS à spectre étalé résultant module en BPSK, une porteuse de 100 kHz.

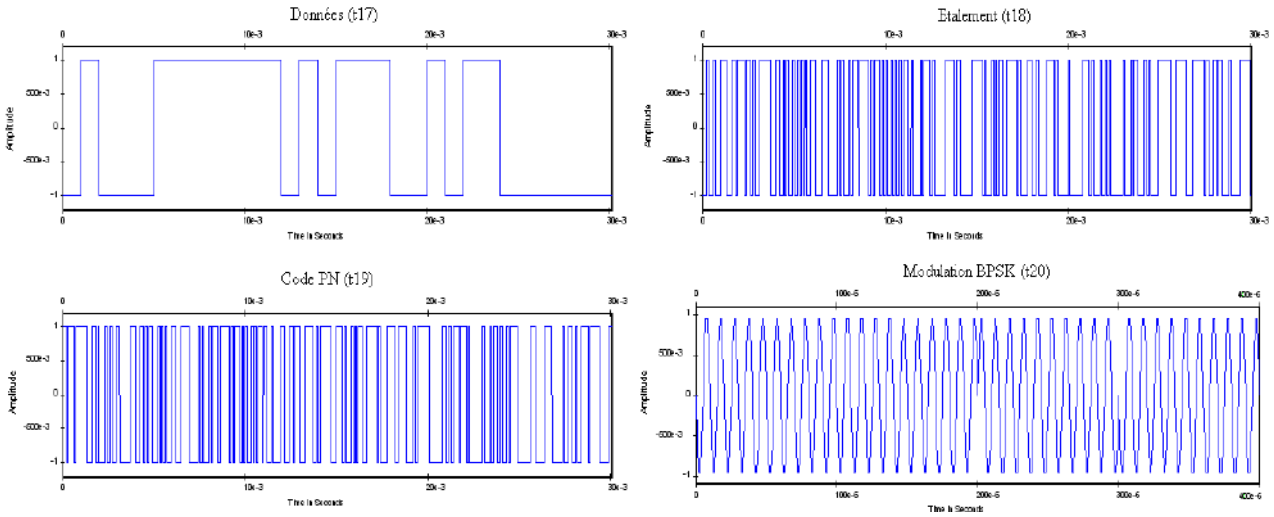


Figure 1.3 : Signaux temporels mis en jeux dans la figure 1.2

En figure 1.3, les données sont combinées au code PN pour donner un signal codé (étalé) qui emprunte les propriétés du code PN.

Les densités spectrales de puissance (PSD) des différents signaux sont montrées dans la figure 1.4. Les premiers passages par zéro des deux spectres de données et de leur étalement, se produisent à 1 kHz et 10 kHz respectivement, comme indiquée par la propriété des signaux polaires. La multiplication des données par le code PN, résulte donc en un signal à spectre étalé de largeur de bande dix fois plus élevée. La PSD du signal modulé en BPSK n'est qu'une translation fréquentielle autour de la porteuse 100 kHz, de la PSD du signal DSSS en bande de base. La bande utile, bornée par les deux premiers passages par zéro autour de 100 kHz, est le double de celle en bande de base.

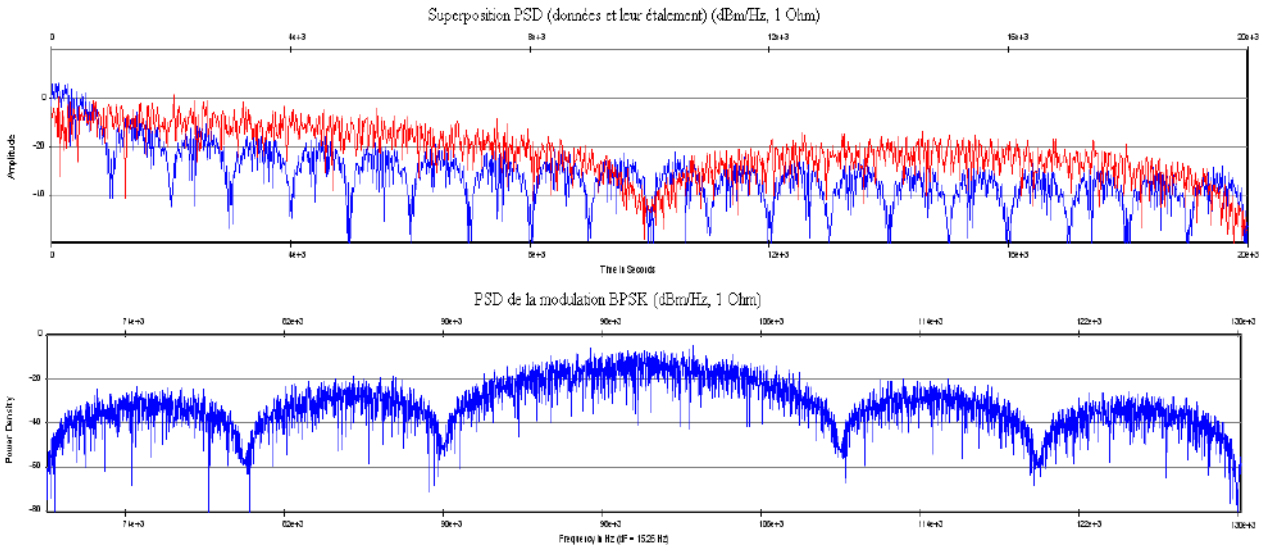


Figure 1.4 : En haut, PSD des données (bleu) avec PSD de l'étalement (rouge),
En bas, PSD du signal modulé en BPSK par l'étalement

Le système DSSS se mesure également à l'aide d'un paramètre très important appelé *gain de traitement (processing gain)*, et qui est calculé comme le rapport de la bande occupée après étalement (ou avant désétalement) et celle avant étalement (ou après désétalement) :

$$G_P = B_{après_étal.} / B_{avant_étal.} = B_{avant_désétal.} / B_{après_désétal.} \quad (1)$$

Dans le cas du signal BPSK/DSSS, cela aboutit au rapport entre débit du code et débit binaire. Soit pour l'exemple de la figure 1.2, $G_P = R_c / R_b = 10k / 1k = 10$ dB.

1.2. Spectre étalé par saut de fréquence (FHSS)

Dans le transmetteur d'un système spectre étalé par saut de fréquence FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), un synthétiseur de fréquence est contrôlé par a microprocesseur ou un microcontrôleur. La fréquence d'émission commute sur différents canaux pré-assignés et ce, plusieurs fois par seconde. Ce procédé est appelé "saut de fréquence". L'ordre dans lequel les canaux pré-assignés sont sélectionnés, est pseudo-aléatoire. En d'autres termes, l'ordre du canal est apparemment aléatoire mais en réalité, se répète sur un intervalle défini. Le FHSS change donc aléatoirement la fréquence porteuse sous le contrôle d'un code d'étalement durant la transmission des données, et les données peuvent être transmises en signaux binaires en tant que bits, ou en signaux M-aires en tant que symboles.

Au récepteur, un autre synthétiseur piloté par microcontrôleur génère des canaux fréquentiels suivant la même liste de canaux pré-assignés et dans le même ordre suivi par l'émetteur. Une fois que l'émetteur et le récepteur soient synchronisés, le signal reçu doit être désétalé par saut de fréquence. C'est à dire qu'une fois le signal récupéré, il se présente à une fréquence fixe qui peut être démodulée afin de récupérer l'information envoyée.

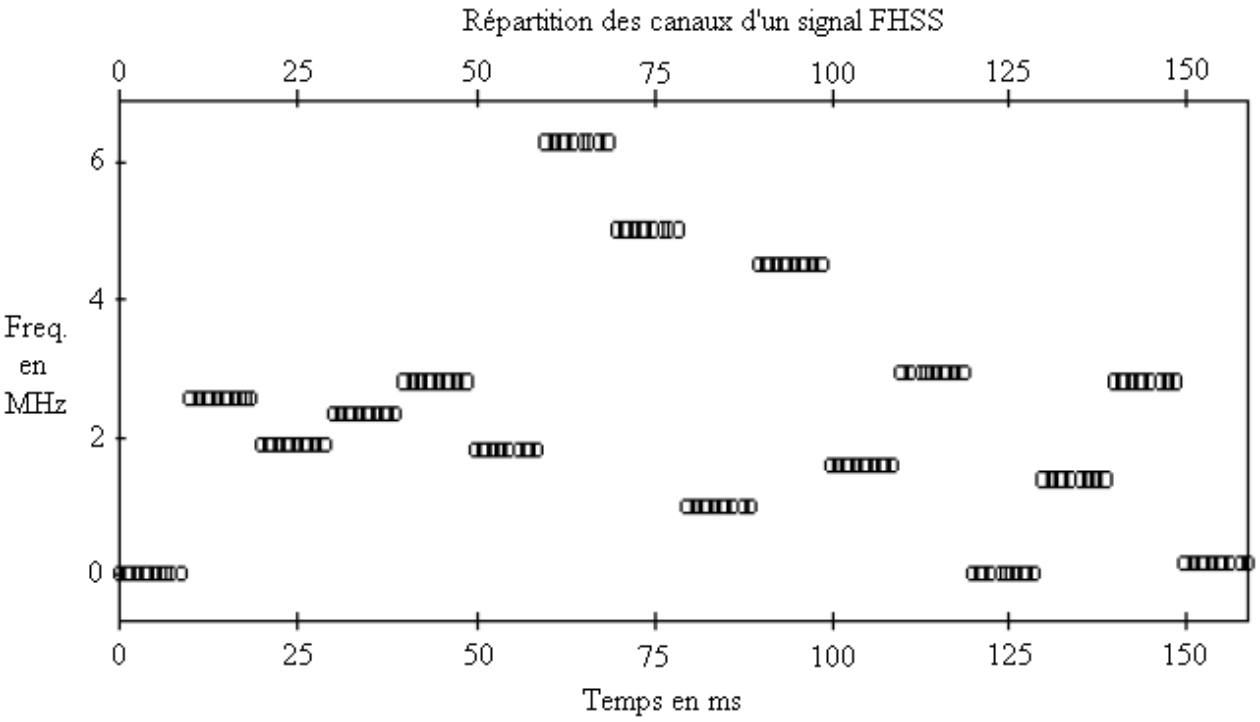


Figure 1.5 : Diagramme fréquence-temps d'un signal FHSS

La figure 1.5 est un exemple de saut de la porteuse, d'une fréquence à une autre, sous un débit donné. Le débit typique de saut est de l'ordre de 100 sauts/s avec un espacement de canal autour de 25 kHz. D'autres chiffres sont aussi utilisés dans les systèmes de communications militaires. Naturellement, un brouilleur a besoin de connaître avec précision ces fréquences et leur changement consécutif. Le gain de traitement pour un système FHSS reste défini par l'expression (1). Ainsi, le système BFSK/FHSS de la figure 1.5 présente un gain de traitement égal au rapport entre la bande étalée par saut de fréquence et celle occupée par le signal BFSK avant étalement,

$$Gp = B_{FHSS} / B_{BFSK} \qquad (2)$$

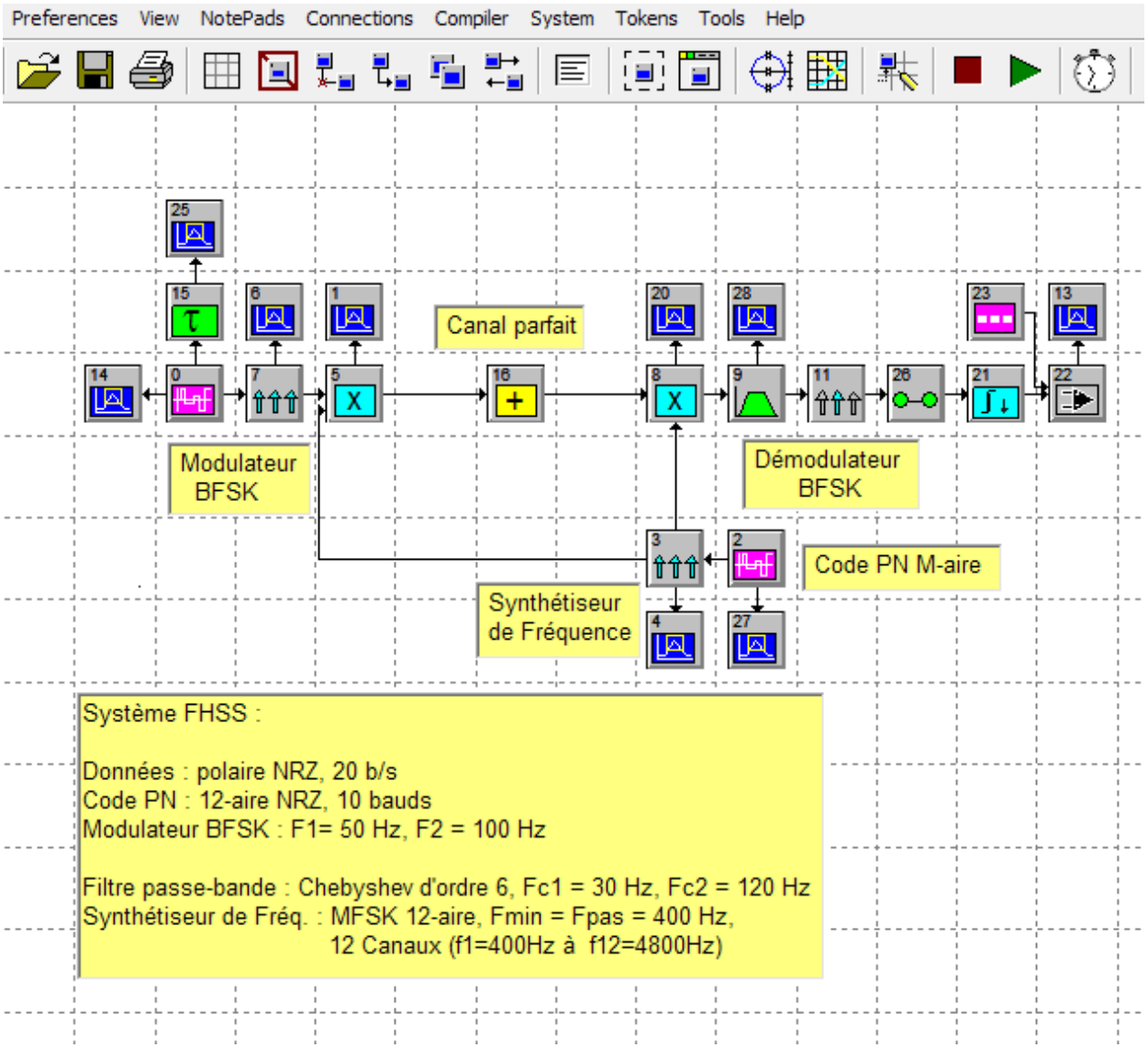


Figure 1.6 : Système BFSK-FHSS

Si l'espacement minimal entre canaux FHSS est de largeur double de la bande d'information avant étalement, le gain de traitement devient égal au double du nombre de canaux utilisés (voir exemple de simulation, ci-après). Pour certains systèmes militaires à espacement de canal 25 kHz, la largeur de bande totale peut s'élever jusqu'à 58 MHz. Par conséquent, le nombre de canaux est 2320, avec un gain minimal de traitement de 10 log(2×2320) = 37 dB.

Les composants essentiels à l'implémentation des synthétiseurs numériques de fréquence dans les systèmes FHSS, sont les modulateurs MFSK. Le fichier FHSS_1_Fpas1.svu renferme le schéma-bloc fonctionnel d'un système FHSS, figure 1.6. Ce système utilise un code PN à 12 niveaux au débit de 10 bauds, nous avons donc 12 canaux pour le saut de fréquence. Les données au débit R_b=20b/s, sont modulées en BFSK à porteuse F_c=75Hz et excursion en fréquence ΔF=25Hz, ce qui donne les fréquences de saut $F_1=F_c-\Delta F$=50Hz et $F_2=F_c+\Delta F$=100Hz. La bande occupée par le signal BFSK est $B_{FSK}=2(\Delta F+R_b)=2(25+20)$=90Hz autour de la porteuse. Au récepteur, on utilise le même code PN pour piloter un autre synthétiseur de fréquence impliqué dans l'opération de désétalement du signal reçu. Un filtre passe-bande d'ordre 6 et de réponse Chebyshev, utilise les fréquences de coupure $F_c \pm (B_{FSK}/2) = 75 \pm 45$, soit F_{Cmin} = 30 Hz et F_{Cmax} = 120 Hz.

Après filtrage et démodulation BFSK, le signal en bande de base obtenu est traité par un récepteur optimal muni d'un filtre I+D. Un circuit de décision permet alors de retrouver les données transmises.

Les signaux du transmetteur et leurs PSD sont reportés dans la figure 1.7, où l'on observe les 12 canaux du synthétiseur de fréquence qui font étaler le spectre du signal BFSK pour aboutir au spectre FHSS. Les statistiques de systemVue donne un RMS=0.5V du signal FHSS (E_b=12.5mJ).

L'information modulée en BFSK occupe une bande de base allant jusqu'à 120 Hz. La bande étalée par saut de fréquence s'étend de (400−120=280)Hz à (12×400+120=4920)Hz, soit une bande étalée de 4640 Hz. Comme le gain de traitement du système FHSS est le rapport entre la bande étalée et la bande avant étalement (BFSK), cela donne Gp = 10 log(4640 / 120) = 16 dB.

NB : Le fichier FHSS_1_Fpas2.svu utilise un espacement minimal de canal, 2×120=240Hz. La bande étalée s'étend alors de (400-120=280)Hz à (400+11×240+120=3160)Hz, soit 2880Hz. Le gain de traitement devient Gp = 2880 / 120 = 2×12 canaux, soit 14 dB. Le résultat double de canaux est dû à ce que la bande BFSK est doublée sur chaque canal FHSS.

Mais pour une visibilité meilleure du spectre FHSS, un espacement plus grand de canal (400Hz) a été adopté.

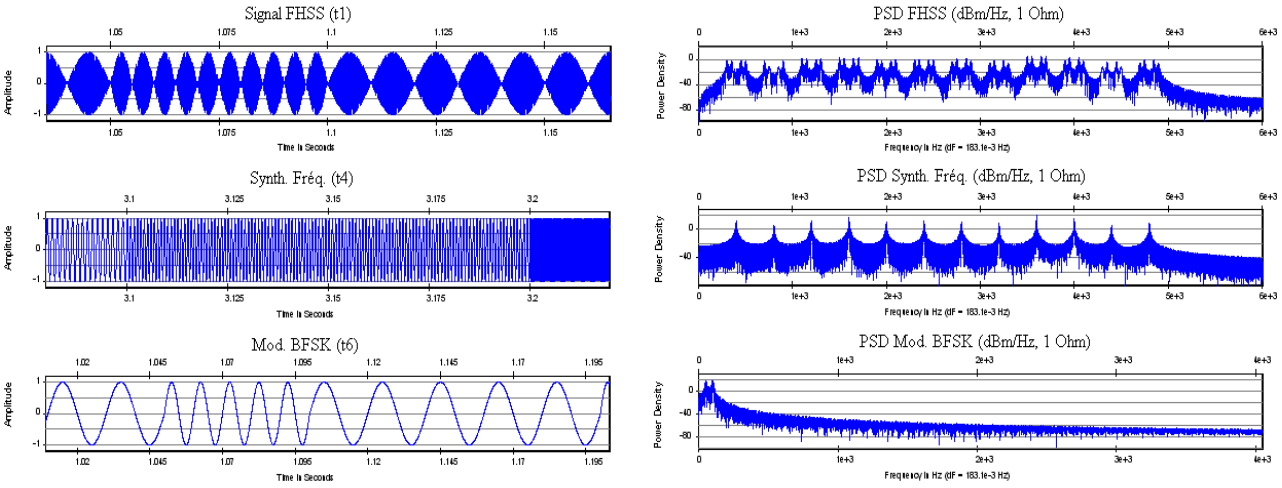


Figure 1.7 : Signaux avec PSD, FHSS (en haut), synth. de fréq. (au milieu), BFSK (en bas)

En figure 1.8, on compare la PSD du signal désétalé et filtré à la PSD du signal BFSK transmis. La bande passante du filtre est bien adéquate pour ne retenir que l'essentiel du signal BFSK après son désétalement.

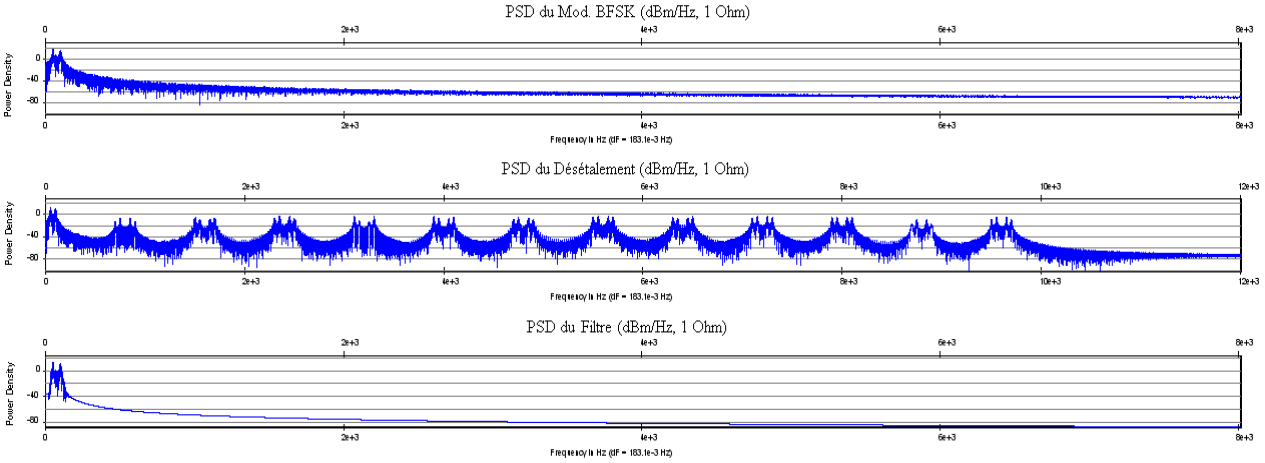


Figure 1.8 : PSD BFSK (en haut), signal désétalé (au milieu), signal filtré (en bas)

En figure 1.9, est représenté le zoom du code PN 12-aire, la mesure du temps de réception (0.1s) par corrélation, et la superposition des données reçues à celles transmises (retardées de 0.1s) pour comparaison.

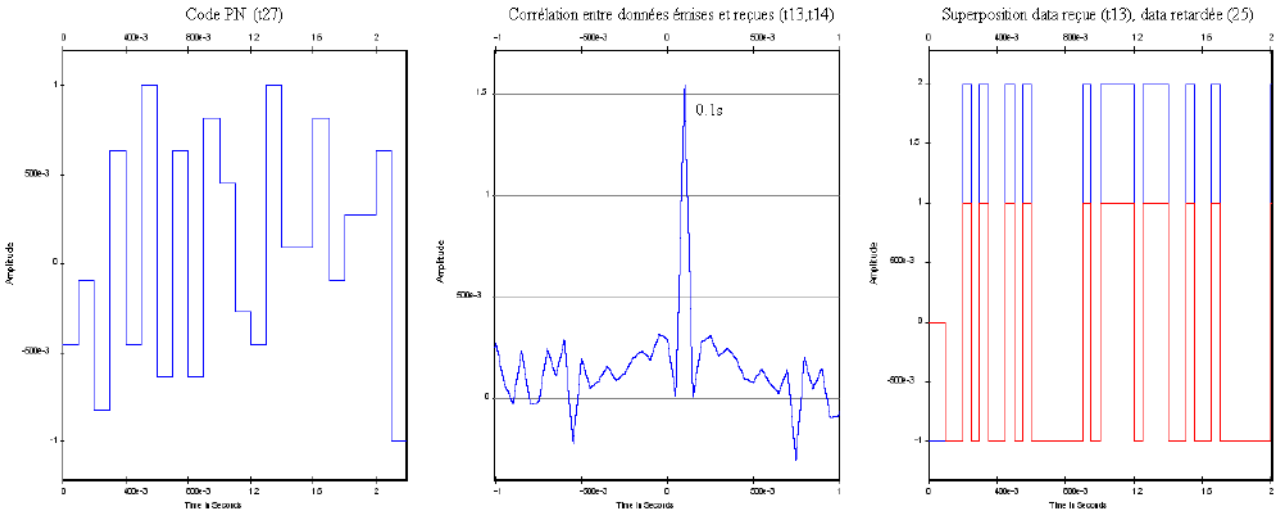


Figure 1.9 : Code PN (à gauche), corrélation entre données émise et reçues (au milieu) et leur superposition (à droite)

1.3. Sommaire des techniques d'étalement spectral

Le tableau 1.1 récapitule les avantages et inconvénients de chacun des systèmes DSSS et FHSS.

	Avantages	Inconvénients
DSSS	• Meilleure performance contre le bruit, le brouillage et le multitrajet. • Le plus difficile à intercepter.	• Requiert une large bande avec de faibles distorsions de phase. • Requiert un long temps d'acquisition du code PN, à cause de sa longueur.
FHSS	• Le plus grand étalement spectral. • Possibilité d'interdire certaines bandes occupées par d'autres systèmes, en vue d'interdire l'évanouissement de canal	• Requiert un synthétiseur de fréquence complexe, en vue d'assurer les sauts de fréquences. • Requiert un correcteur d'erreur.

Tableau 1.1 : Comparaison entre les systèmes DSSS et FHSS

Ainsi, pour la question lequel des deux systèmes est meilleur, la réponse dépend de la nature de ce qu'on essaye d'accomplir et les contraintes sous lesquelles on doit opérer.

Chapitre 2: Applications du spectre étalé

Ce chapitre traite de la robustesse des signaux à spectre étalé envers les interférences du multitrajet, et les interférences à bande étroite et à large bande (cas des brouilleurs en communication militaire, et les problèmes du multi-accès CDMA en communication civile).

2.1 Propriété fondamentale de l'étalement spectral

Théoriquement, un système DSSS peut être décrit par un nombre d'équations simples. Pour se faire, nous désignons les différents signaux mis en jeux comme mentionnés au tableau 2.1.

Signal	Désignation
D(t)	Signal original de données
PN(t)	Signal du code PN
IBI(t)	Signal d'interférence à bande étroite
ILB(t)	Signal d'interférence à large bande
n(t)	Signal de bruit additionnel

Tableau 2.1 : Désignation des signaux mis en jeux

Le signal reçu : $y(t) = D(t)\times PN(t) + IBI(t) + ILB(t) + n(t)$ (3)

Le signal désétalé : $z(t) = y(t)\times PN(t)$

$= D(t)\times PN(t)\times PN(t) + IBI(t)\times PN(t) + ILB(t)\times PN(t) + n(t)\times PN(t)$

$= D(t) + n'(t)$ (4)

Ainsi, le signal transmis en bande de base est le produit des données par le code PN(t). Le signal reçu est une combinaison avec toutes les impuretés. Au récepteur, on multiplie encore le signal par le code PN(t) synchronisé. Le choix d'un code PN(t) polaire, unitaire, et synchronisé, mène au produit $PN(t)\times PN(t) = 1$.

Ainsi, après ce désétalement, le signal reçu est le signal original plus le produit par PN(t) de toutes les impuretés, dénoté n'(t), et dont la largeur de bande est beaucoup plus grande que celle de la bande principale des données D(t), figure 2.1.

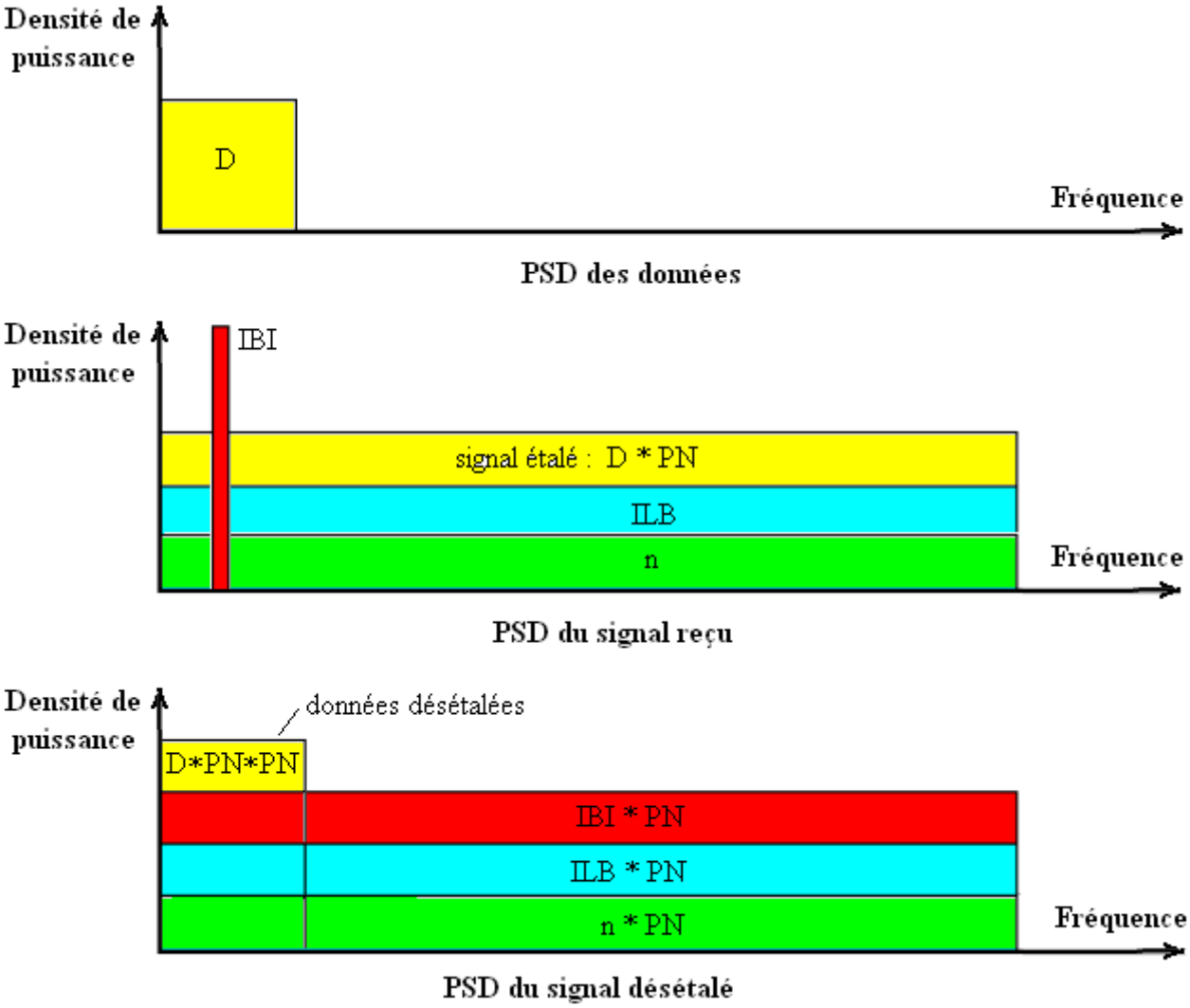


Figure 2.1 : Opération DSSS dans le domaine fréquentiel

2.2 Interférence multitrajets

L'interférence par trajets multiples se produit quand le signal transmis arrive au récepteur par deux ou plusieurs chemins, affecté chacun par un retard différent de l'autre. Dans les liaisons par radio, le signal peut être reçu par voie directe entre les antennes de transmission et de réception, et également par des réflexions sur des objets, tels que des collines, bâtiments, etc... En conséquence, les caractéristiques d'amplitude et de phase causent une distorsion linéaire et l'effet d'évanouissement peut se manifester.

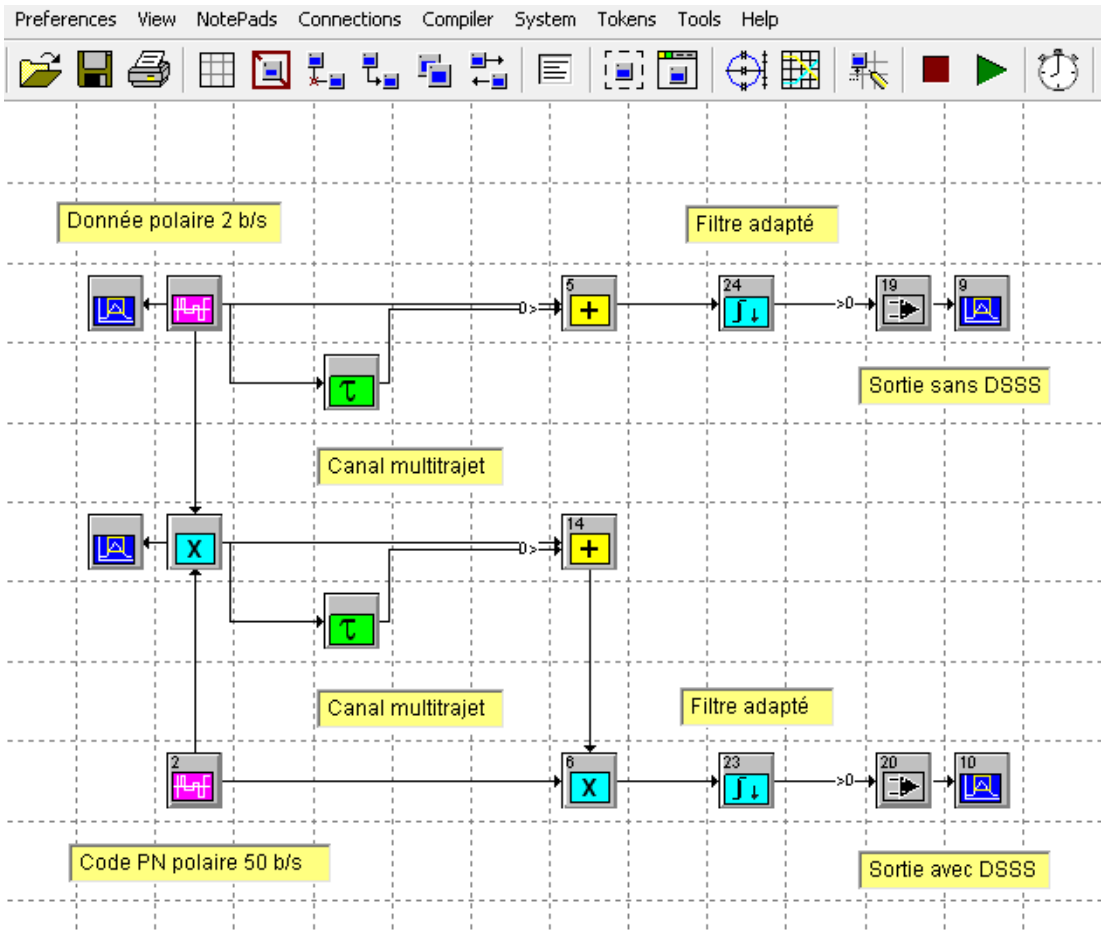


Figure 2.2 : Systèmes avec et sans DSSS en présence de canaux à multitrajet

Dans le fichier 1-Multitrajet.svu, se trouvent deux systèmes en présence de canaux multitrajet, l'un muni d'un étalement spectral DSSS et l'autre non, figure 2.2. Chaque canal présente une voie directe et une autre retardée de 0.5s. Les récepteurs des deux systèmes sont optimaux et utilisent des filtres I+D suivis de circuits de décision.

La mesure du temps de réception par corrélation entre données transmises et reçues, est la même pour les deux systèmes étudiés, figure 2.3. La PSD des données polaires suit le carré d'un sinus cardinal, dont les passages par zéro se font aux multiples entiers du débit binaire, soit 2Hz, 4Hz, ..

La PSD du signal DSSS a une allure jusqu'à 50Hz, qui se rapproche de celle d'un bruit blanc avec cependant, un niveau de puissance plus faible que celui du lobe principal propre aux données.

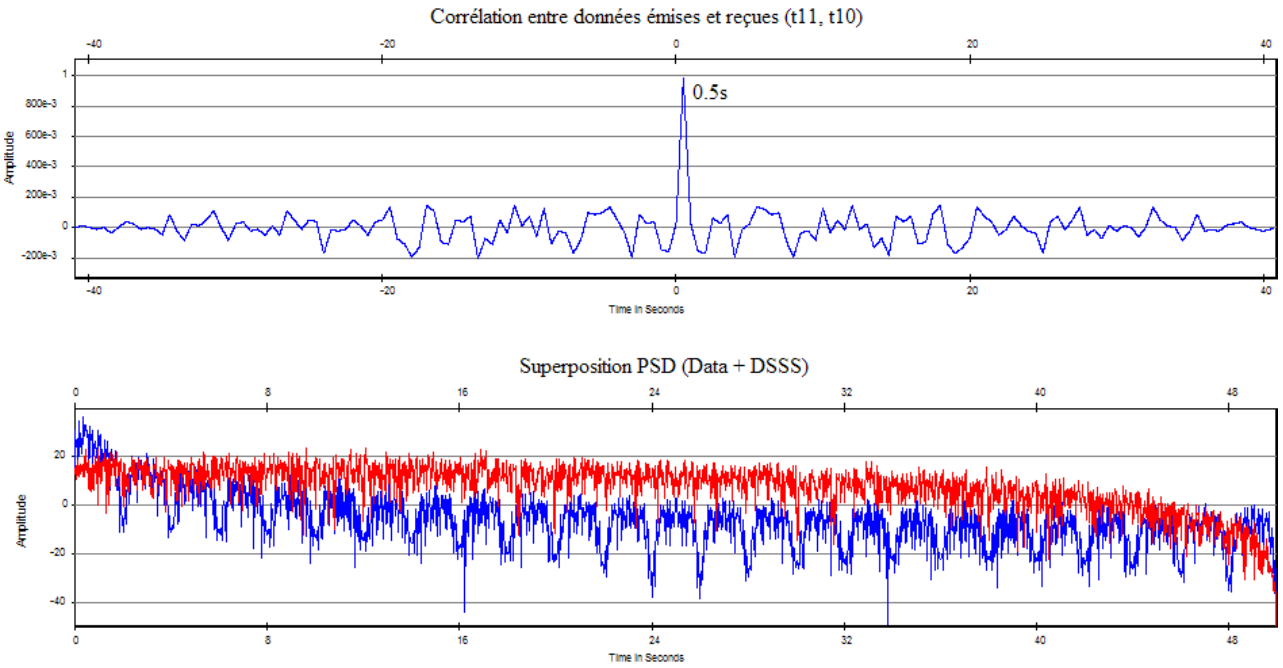


Figure 2.3 : Mesure du temps de réception (en haut),
PSD avec et sans étalement (en bas)

En figure 2.4, les données transmises et retardées de 0.5s, sont comparées aux données reçues par les deux systèmes. On voit clairement, la récupération intégrale des données par le système à étalement spectral, en dépit de l'interférence multitrajet. Cette contrainte du canal afflige cependant le système ordinaire sans DSSS, dont les erreurs de réception sont visibles.

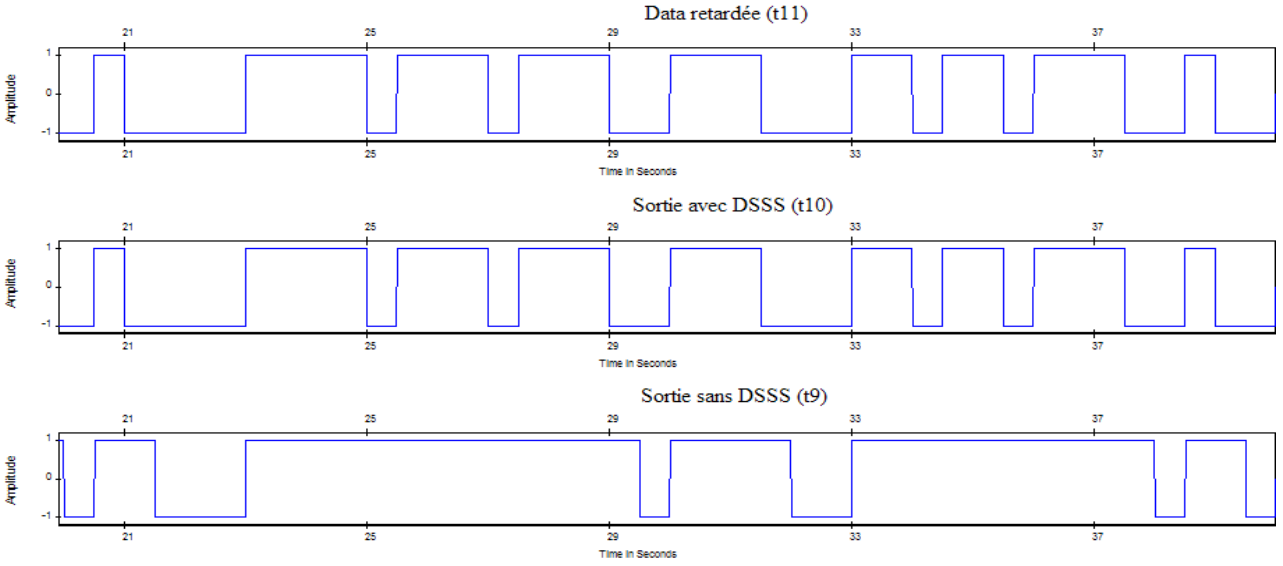


Figure 2.4 : Chronogrammes des données transmises et reçues par les deux systèmes

2.3 Application aux communications militaires

2.3.1 Communication en bande de base

2.3.1.a Brouilleur à bande étroite

Dans le fichier 2-Interférence_B-étroite.svu, se trouvent deux systèmes à transmission en bande de base, altérés par une interférence à bande étroite causée par un brouilleur, figure 2.5. Les données polaires unitaires à débit 1 Mb/s, sont directement attaquées par un signal sinusoïdal parasite d'amplitude 2V et de fréquence 500 kHz déphasée de 180° (chaque demi-période inversée de ce signal, correspond à la durée d'un bit). Le même signal parasite attaque aussi le signal DSSS issu des mêmes données transmises. L'étalement spectral est dû à un code PN composé d'une séquence polaire unitaire de débit 50 Mb/s. Les deux récepteurs réciproques des deux systèmes sont optimaux et utilisent des filtres I+D, suivis de circuits de décision.

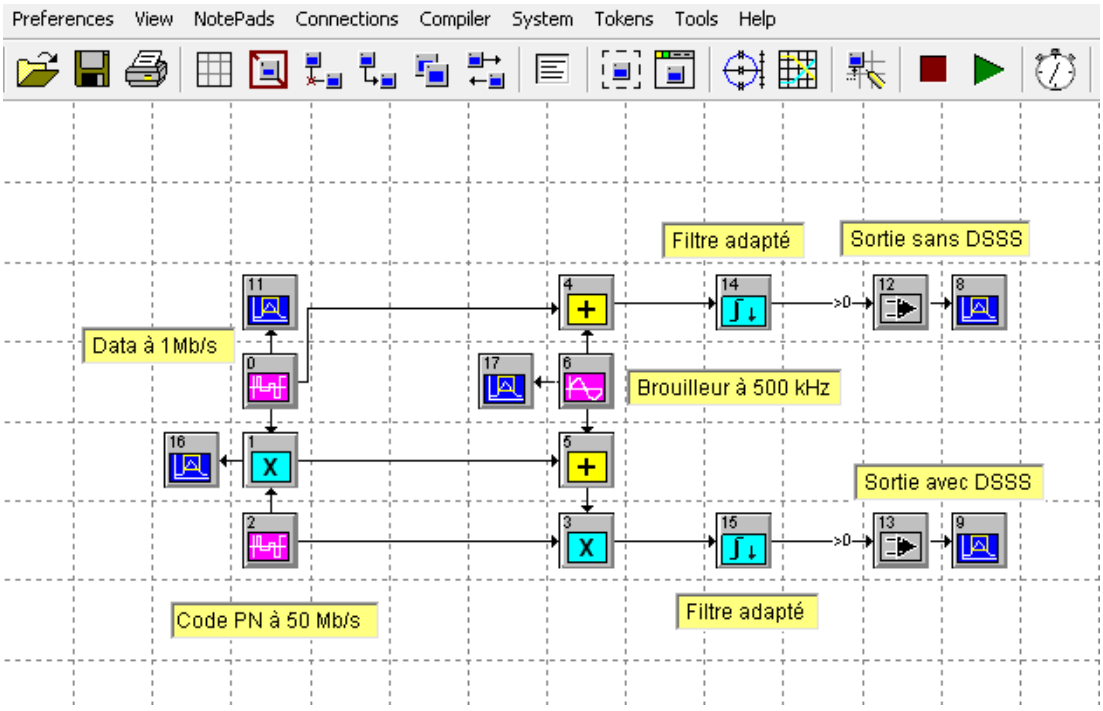


Figure 2.5 : Brouillage à bande étroite de deux communications en bande de base avec et sans étalement spectral

La corrélation entre les données émises et reçues, accuse un même temps de réception d'une microseconde pour les deux systèmes, figure 2.6. Le spectre de puissance des données après étalement, ressemble à celui d'un bruit blanc auquel fera face, le signal de brouillage.

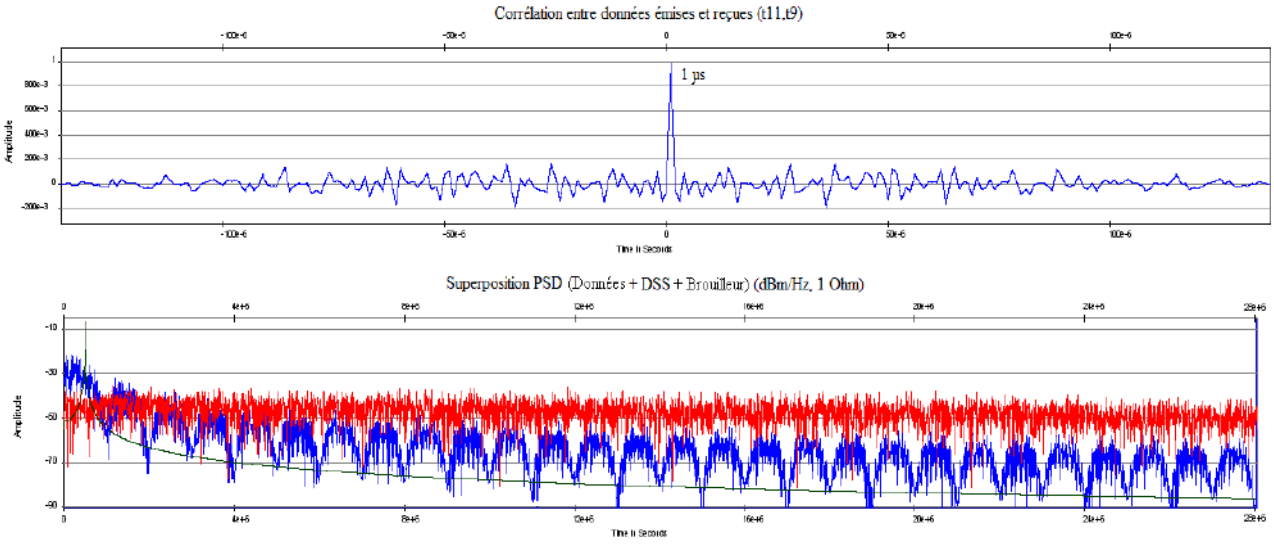


Figure 2.6 : Données émises et reçues via DSSS avec corrélation (en haut) et PSD (en bas)

Ainsi, la PSD du signal DSSS est compressée d'environ –10 dB, relativement au lobe principal de la PSD des données. Mais après désétalement par le même procédé d'étalement, la PSD du signal DSSS affecté de brouillage subit encore une compression de –10 dB tout en augmentant la PSD des données du même facteur. Le lobe principal des données, comme en figure 2.1, réapparaît sans la raie de brouillage, figure 2.7.

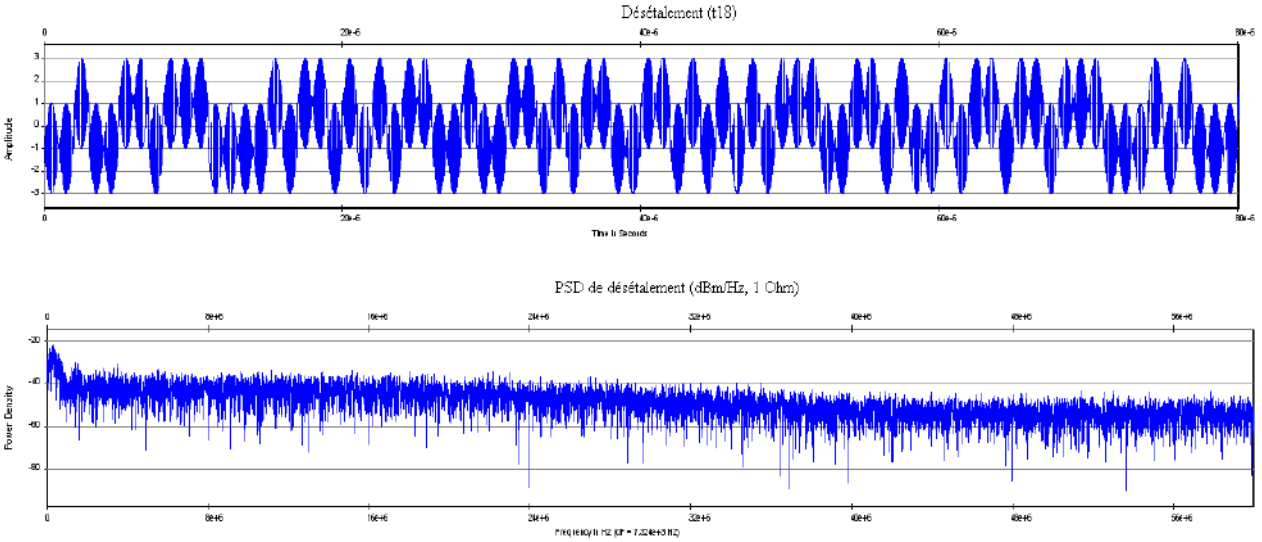


Figure 2.7 : Signal désétalé (en haut) et sa PSD (en bas)

Les signaux aux sorties des deux systèmes brouillés, avec et sans DSSS, sont comparés aux données transmises en figure 2.8.

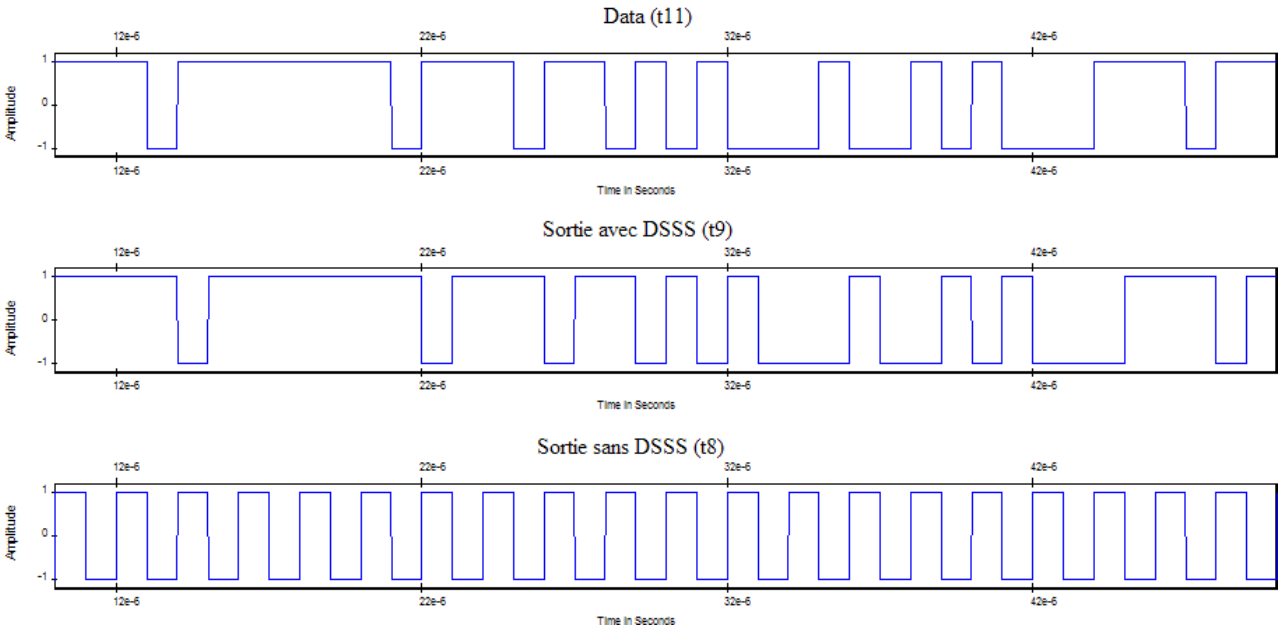


Figure 2.8 : Sorties des deux systèmes comparées aux données transmises

2.3.1.b Brouilleur à large bande

Les deux systèmes étudiés précédemment sont repris dans le fichier 3-Interférence_B-large.svu, mais sont altérés cette fois-ci par une interférence à large bande, causée toujours par un brouillage intentionnel, figure 2.9. Dans les communications civiles, l'origine de cette interférence peut émaner d'un canal DSSS adjacent.

En figure 2.9, on a d'un côté les données qui sont directement attaquées par un signal polaire parasite, au même débit et même amplitude mais déphasé de 180°. D'un autre côté, le même signal parasite attaque aussi le signal DSSS issu des mêmes données transmises. Les deux récepteurs réciproques des deux systèmes, avec et sans DSSS, sont optimaux et utilisent des filtres I+D suivis de circuits de décision.

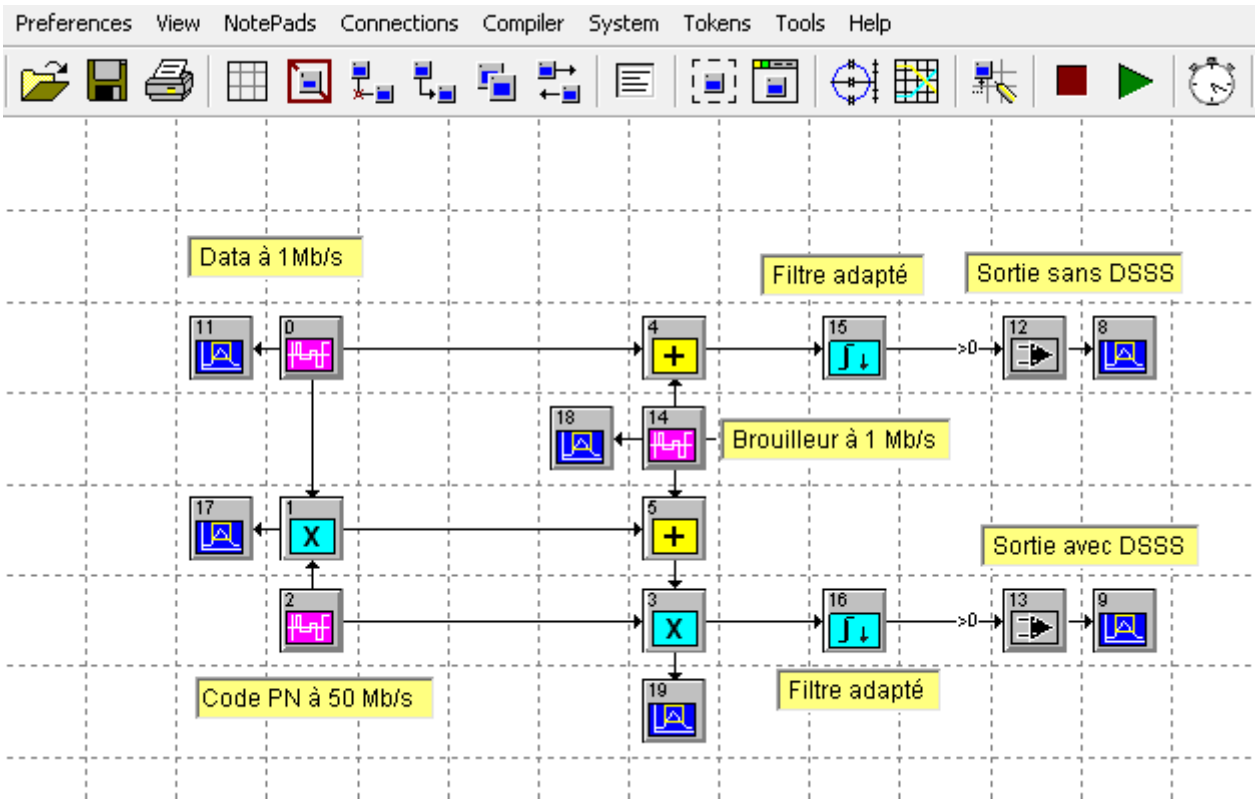


Figure 2.9 : Brouillage à large bande de deux communications en bande de base avec et sans étalement spectral

Les spectres de puissance des données (en bleu) et du brouilleur à large bande (vert foncé) se confondent, figure 2.10. Les mêmes remarques précédentes restent évocables ici. La PSD étalée des données ressemble à celle d'un bruit blanc à laquelle fera face, le signal de brouillage. La PSD du signal DSSS est compressée d'environ –10 dB, relativement au lobe principal de la PSD des données. Mais après désétalement, la PSD du signal DSSS affecté de brouillage subit encore une compression de –10 dB tout en décompressant la PSD des données au même facteur. Comme expliqué en figure 2.1, le lobe principal des données resurgit donc, non perturbé par le brouillage, figure 2.10.

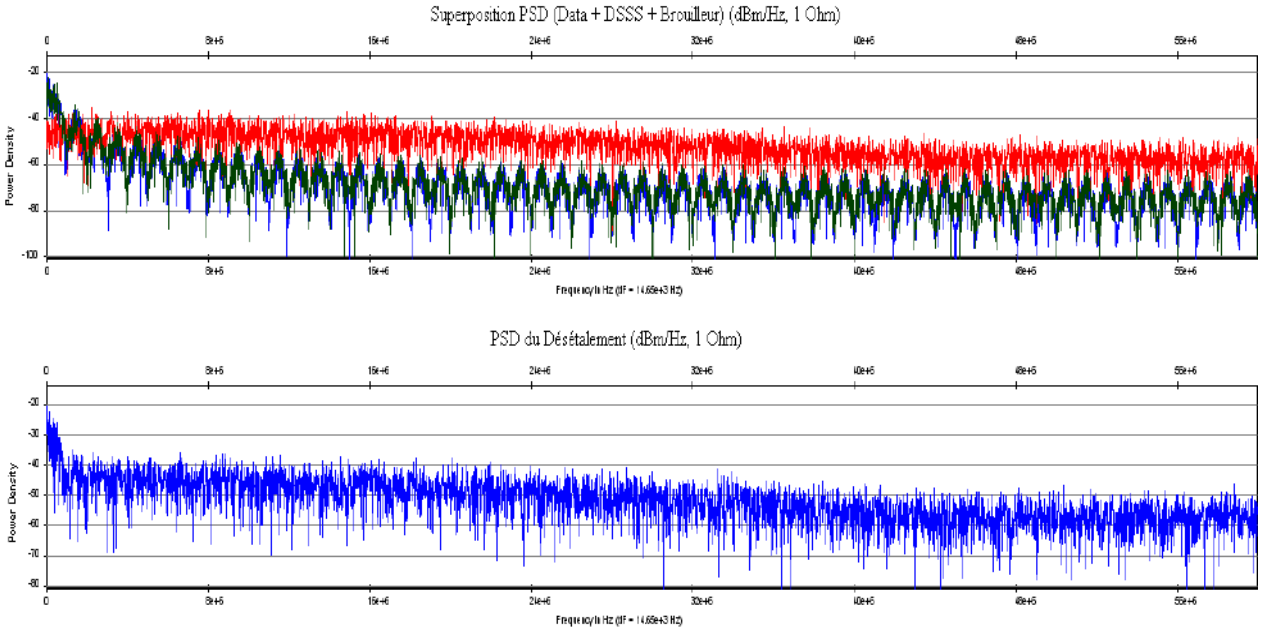


Figure 2.10 : PSD superposée des signaux transmis (en haut) et du désétalement (en bas)

Les signaux aux sorties des deux systèmes brouillés, avec et sans DSSS, sont comparés aux données transmises en figure 2.11. Là aussi, les données du système DSSS sortent légèrement retardées mais intactes, ce qui n'est pas le cas des données du système sans DSSS.

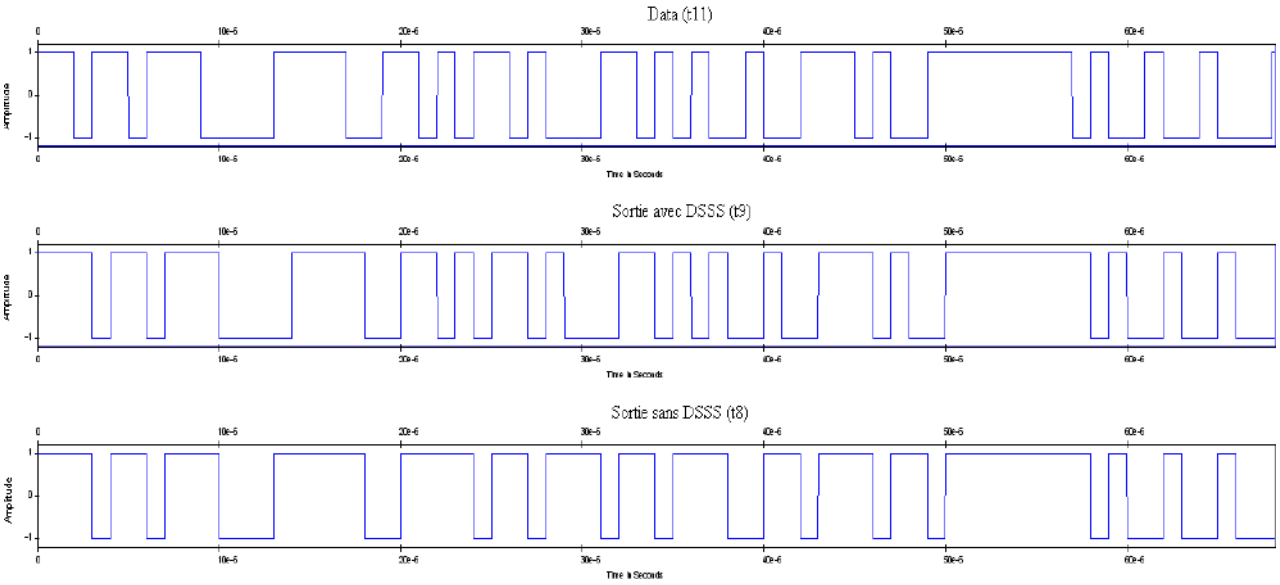


Figure 2.11 : Sorties des deux systèmes comparées aux données transmises

2.3.2 Communication par modulation

2.3.2.a Cas du système BPSK/DSSS

Dans ce qui suit, l'étude porte sur un système à modulation BPSK avec étalement DSSS, en présence de bruit environnant et différentes interférences. Le fichier dsss_1_tau1.svu comporte le schéma-bloc d'un tel système, figure 2.12, où les données de débit 10 b/s sont multipliées par les 100 b/s d'un code PN, donnant par là, un gain de traitement de 10 dB. Après modulation d'une porteuse de 400 Hz en BPSK, le signal est sujet à toute sorte d'altération dans le canal. Il peut rebondir et revenir sur lui-même pour causer une interférence par multitrajet. Des brouillages à large bande et à bande étroite, calés sur la fréquence porteuse du signal, imprègnent ce dernier par de nouvelles interférences. De surplus, un fort bruit AWGN (même puissance que celle du signal modulé) lui est additionné aux cours de sa traversée du canal.

Au récepteur, le signal reçu est démodulé puis intégré par pas de 0.01s (durée de bit PN) à l'aide d'un filtre I+D. Le même code PN est employé pour le décodage ou le désétalement, afin de récupérer le signal en bande de base qui est traité par un deuxième filtre I+D, au pas de 0.1s cette fois-ci (durée de bit de donnée). Le signal reçu de façon optimale est corrélé numériquement par échantillon à une version adéquatement retardée du signal original transmis. Ceci, à l'aide du composant X-Correlate de la bibliothèque DSP.

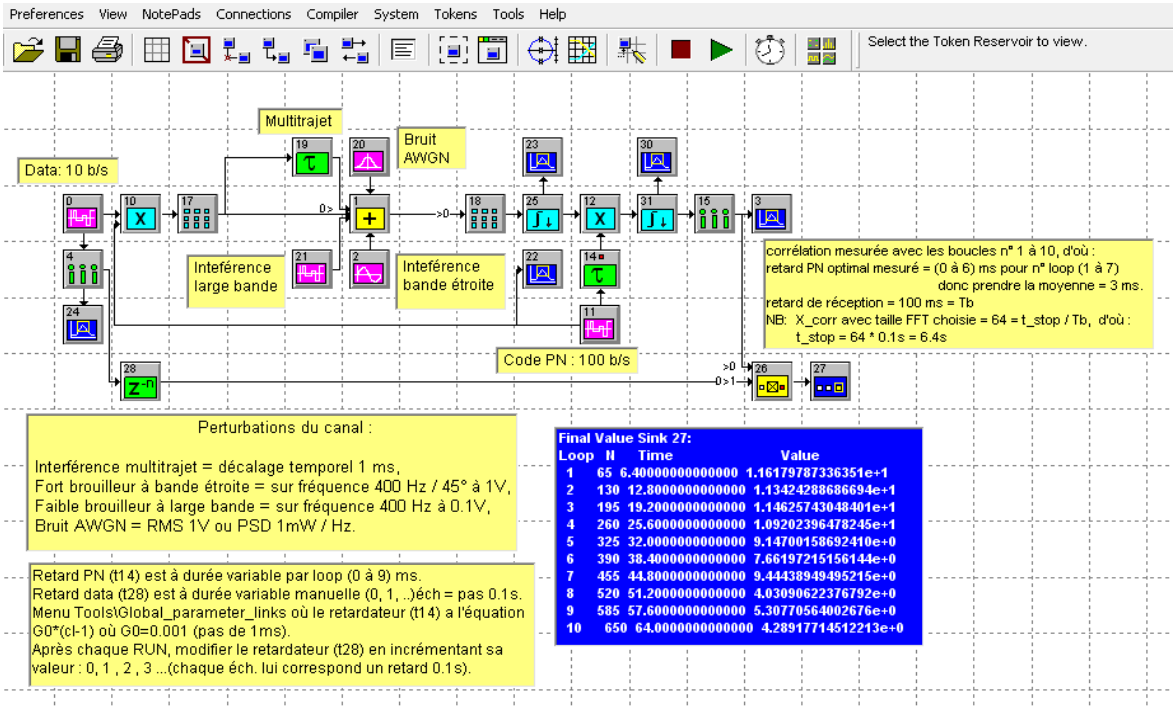


Figure 2.12 : Recherche de la synchronisation d'un système BPSK-DSSS à canal perturbé

Cependant, un problème ardu de synchronisation du code PN de réception avec celui d'émission, se pose. Puisque un même composant est utilisé en simulation pour générer ce code aléatoire, il faudra retarder convenablement celui de réception jusqu'à synchronisation avec celui parvenant avec le signal transmis. La recherche de cette synchronisation se fait à l'aide d'un corrélateur numérique entre les données transmises et celles reçues. Or, les données transmises corrélées doivent aussi être retardées afin de compenser le retard de réception. Ainsi d'un côté, le retard du code PN de réception doit être connu pour aboutir à des données reçues correctes et de là mesurer le retard de réception, et d'un autre côté, le retard de réception doit dores et déjà être connu pour pouvoir mesurer par corrélation correcte, le retard nécessaire à une bonne synchronisation. Ces deux retards mutuellement liés rendent leurs mesures, délicates.

La méthode suivie est de prendre un retard variable pour le code PN de réception, en configurant une dizaine de boucles de mesure dans l'horloge-système avec un pas de 1ms. Le retard des données transmises à comparer, est pris variable manuellement par pas de 0.1s (durée de bit, Tb).

On incrémente alors ce dernier retard après chaque lancement de la simulation, jusqu'à dénicher une bonne synchronisation par affichage des plus grandes valeurs de corrélation trouvées.

Dans le cas du système de la figure 2.12, on mesure un retard PN moyen de 3 ms, et un retard de réception de 100 ms (Tb). En choisissant une taille FFT égale à 64 du corrélateur numérique, le temps de simulation doit être égal à 64 Tb = 6.4s.

Tout d'abord, nous étudierons l'influence du canal très perturbé sur les performances du système BPSK sans étalement spectral. Le fichier Dsss_2_BER1.svu renferme ce système, muni d'un banc de mesure de son BER, figure 2.13. Un seul filtre I+D est présent dans le récepteur optimal. Son pas d'intégration est naturellement choisi égal à la durée binaire 0.1s.
Le BER est mesuré en quatre points avec un rapport SNR (Eb/No) augmentant par pas de 4dB, à partir de 0dB. L'erreur constatée est énorme et reste constante malgré l'amélioration successive du SNR.

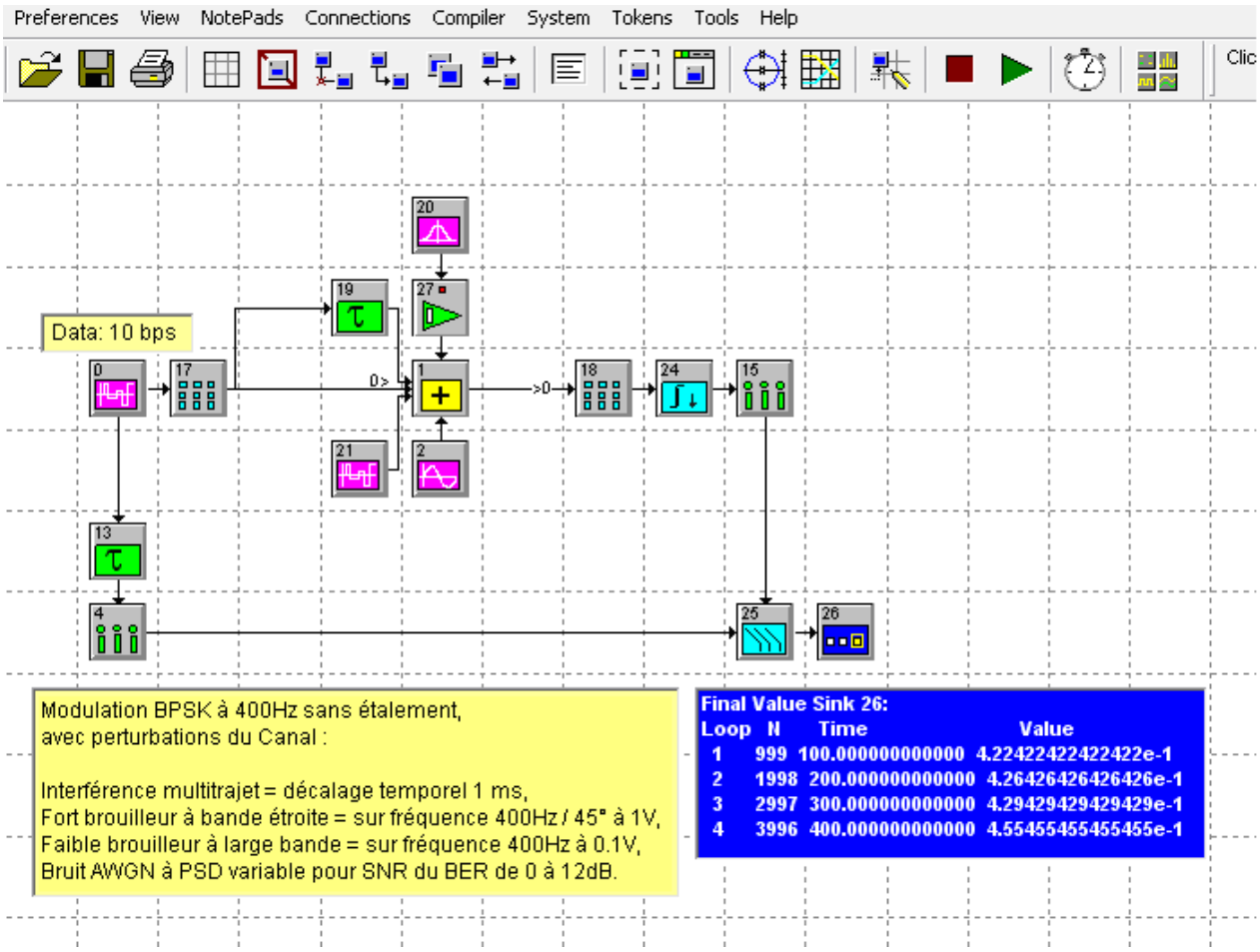


Figure 2.13 : Mesure du BER du système BPSK sans étalement spectral

Dans le fichier Dsss_2_BER2.svu, se trouve maintenant le système BPSK avec étalement spectral DSSS. Le système de la figure 2.12 est donc repris avec les deux retards adéquatement configurés, selon les mesures effectuées dans cette figure. Un banc de mesure du BER est également prévu en figure 2.14, avec des caractéristiques identiques à celles du banc de mesure utilisé dans la figure 2.13.

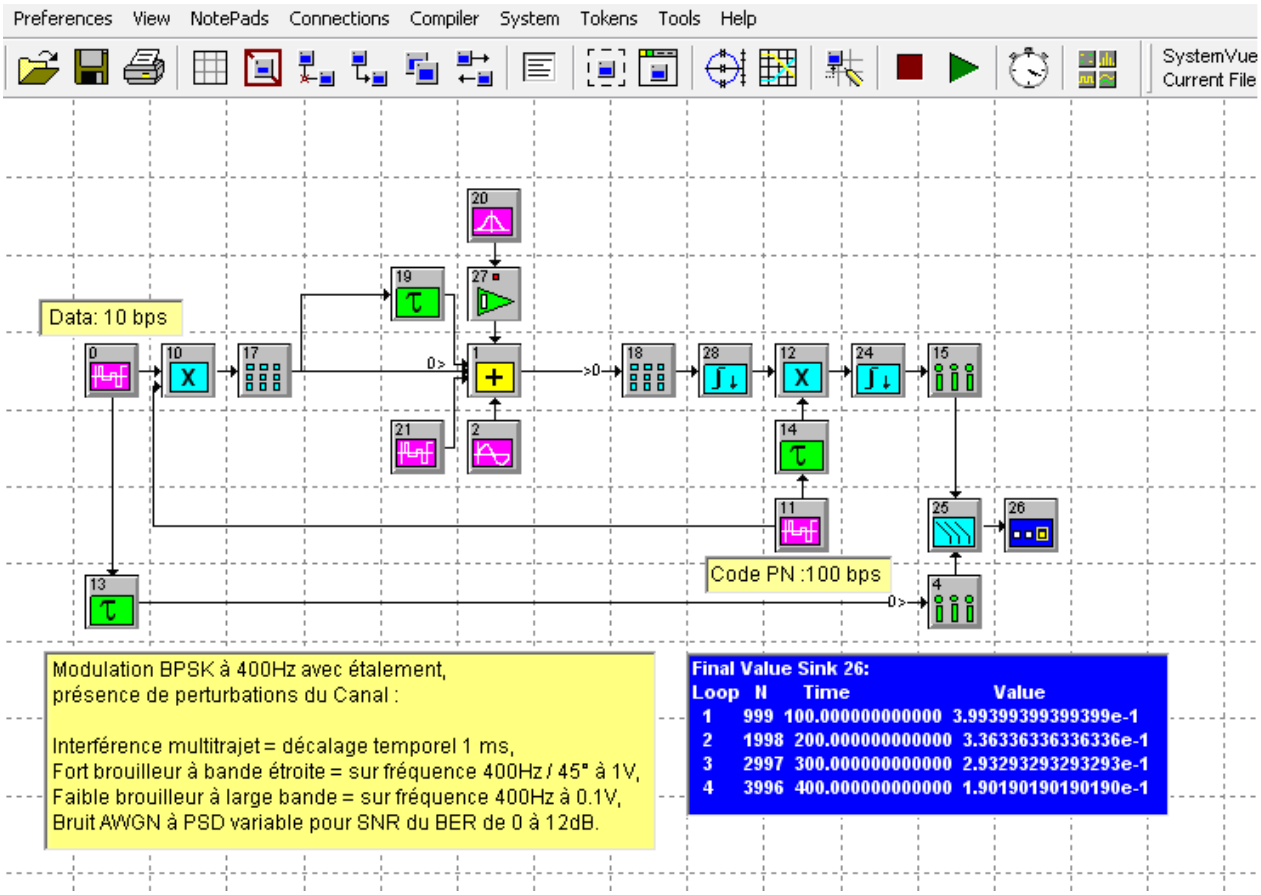


Figure 2.14 : Mesure du BER du système BPSK avec étalement spectral

Sur le même canal perturbé par différentes interférences et affecté d'un fort bruit, le système BPSK avec étalement DSSS souffre aussi de grandes erreurs de réception, mais celles-ci tendent à diminuer à fur et à mesure qu'augmente le SNR. Le système avec DSSS s'en sort donc bien et se défend mieux que le système sans DSSS.

En conservant le même système de la figure 2.14, mais en lui substituant le corrélateur numérique par un comparateur numérique (porte XOR), le fichier dsss_3.svu, offre alors une autre possibilité de simulation des erreurs révélées en sortie du système, figure 2.15. La sortie comparée de la porte XOR, subit un calcul de moyenne cumulative par intégration temporelle et la moyenne d'erreur est affichée. Pour un fort bruit, de puissance fixée égale à celle du signal BPSK, une probabilité moyenne d'erreur d'environ 0.1 est constatée.

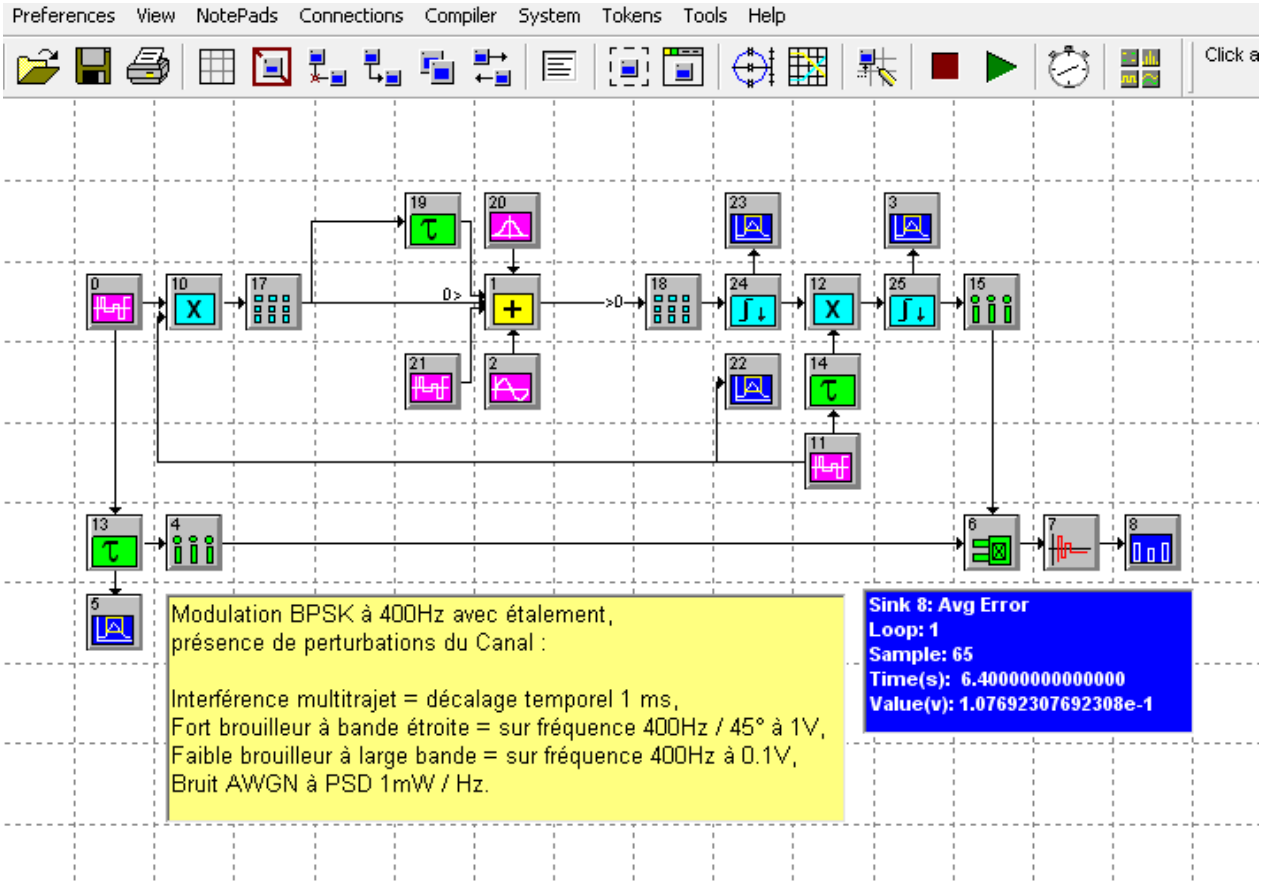
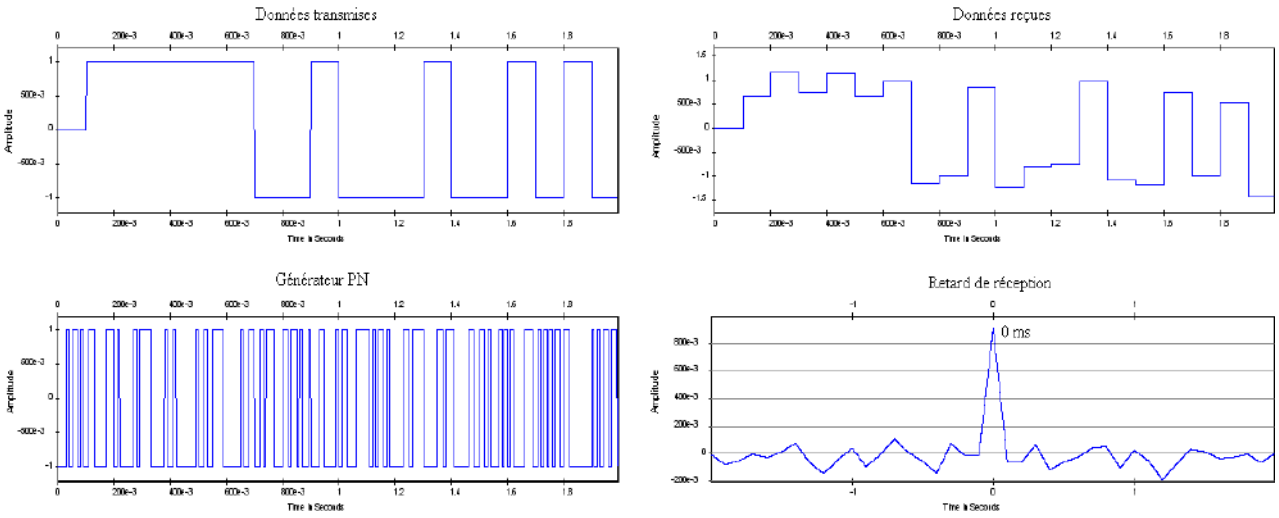


Figure 2.15 : Autre méthode de mesure d'erreurs de réception

En diminuant de moitié le décalage temporel du multitrajet, 0.5ms, l'erreur moyenne mesurée devient nulle. Dans ce cas, les données brutes reçues (après deuxième filtrage I+D et avant remise en forme par un circuit de décision) sont illustrées en figure 2.16, ainsi que leur corrélation avec les données transmises pour la mesure du temps de réception.

Le diagramme en œil obtenu à la sortie du premier filtre I+D, reste tout de même ouvert malgré les altérations du signal reçu. Cela permet de mesurer les dégradations subites par ce dernier, et d'en sélectionner le niveau optimal de décision (correspondant à la grande

ouverture horizontale d'un œil), ainsi que le meilleur instant d'échantillonnage (correspondant à la grande ouverture verticale d'un œil), figure 2.17.



2.16 : Différents chronogrammes du système de la figure 2.15

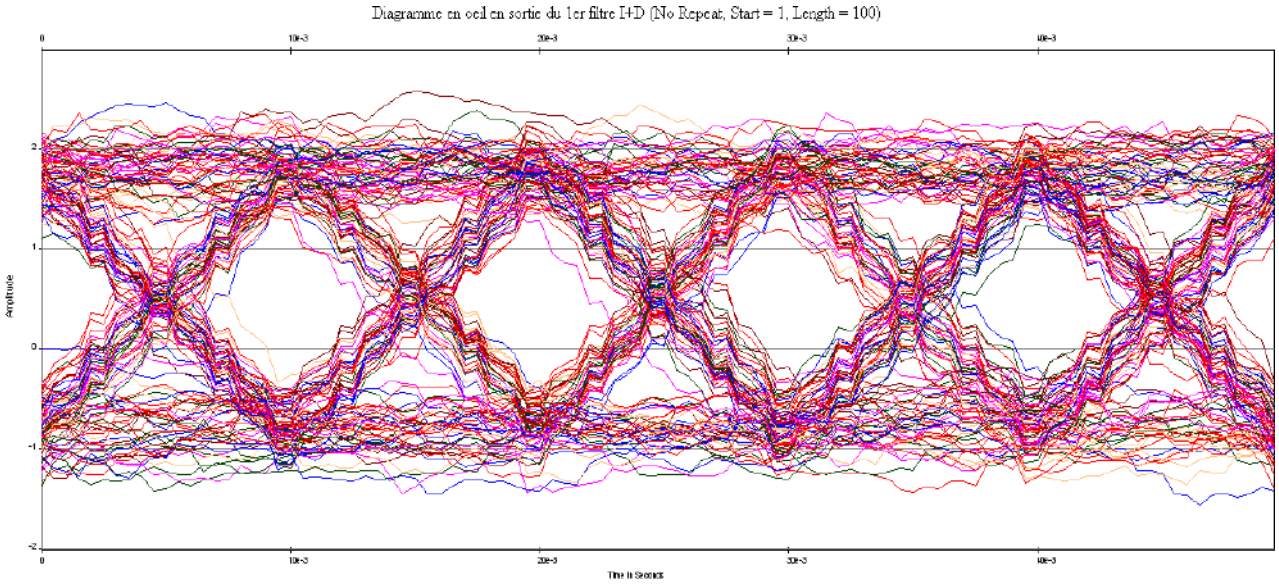


Figure 2.17 : Diagramme en œil du signal après le premier filtre de réception

2.3.2.b Cas du système BFSK/FHSS

L'étude actuelle porte sur un système à modulation BFSK non cohérente, avec et sans étalement FHSS, en présence toujours de bruit environnant et différentes interférences. Le fichier FSK_2_BER.svu comporte le schéma-bloc d'un système sans étalement, figure 2.18, où les données de débit 20 b/s modulent le même modulateur BFSK de la figure 1.6.

Dans le canal, le signal est soumis à une interférence par multitrajet, en plus d'interférences à bande étroite et à large bande, calées sur la même fréquence porteuse de 75 Hz du signal modulé. Un bruit AWGN variable permet en outre, de mesurer le BER à différents rapports SNR.

Au récepteur, un filtre Chebyshev de réception est un passe-bande d'ordre 6 aux fréquences de coupure, 30 Hz et 120 Hz. Après démodulation BFSK, le signal en bande de base obtenu est traité par un récepteur optimal muni d'un filtre I+D, qui fournit des données sous forme unipolaire. Pour la mesure du BER, les données polaires transmises doivent subir en plus du retard de réception, un redressement mono-alternance pour se transformer en unipolaires.

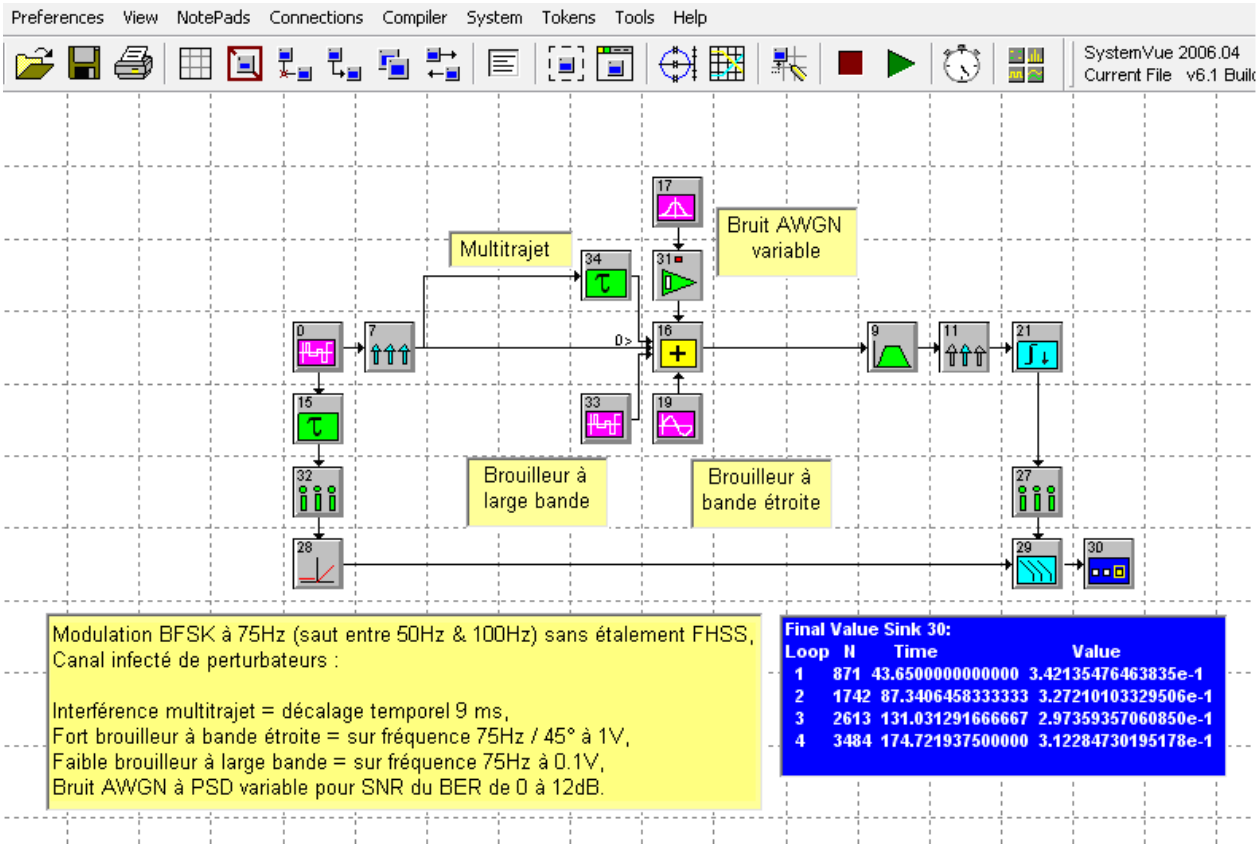


Figure 2.18 : Mesure du BER du système BFSK sans étalement spectral

Le taux d'erreur binaire mesuré, semble stagner à la forte probabilité d'erreur 0.3, en dépit d'amélioration progressive du SNR.

Le fichier FHSS_2_BER.svu comporte le même schéma-bloc du système de la figure 2.18 mais avec étalement cette fois-ci, figure 2.19. Le synthétiseur de fréquence assurant l'étalement ou le désétalement spectral du signal BFSK, est le même que celui adopté en figure 1.6. Le même récepteur optimal après désétalement et le même canal perturbé qu'en figure 2.18, sont conservés aussi pour ce système.

Le banc de mesure du BER accuse cependant, une régression visible du taux d'erreur binaire en fonction de l'accroissement du SNR.

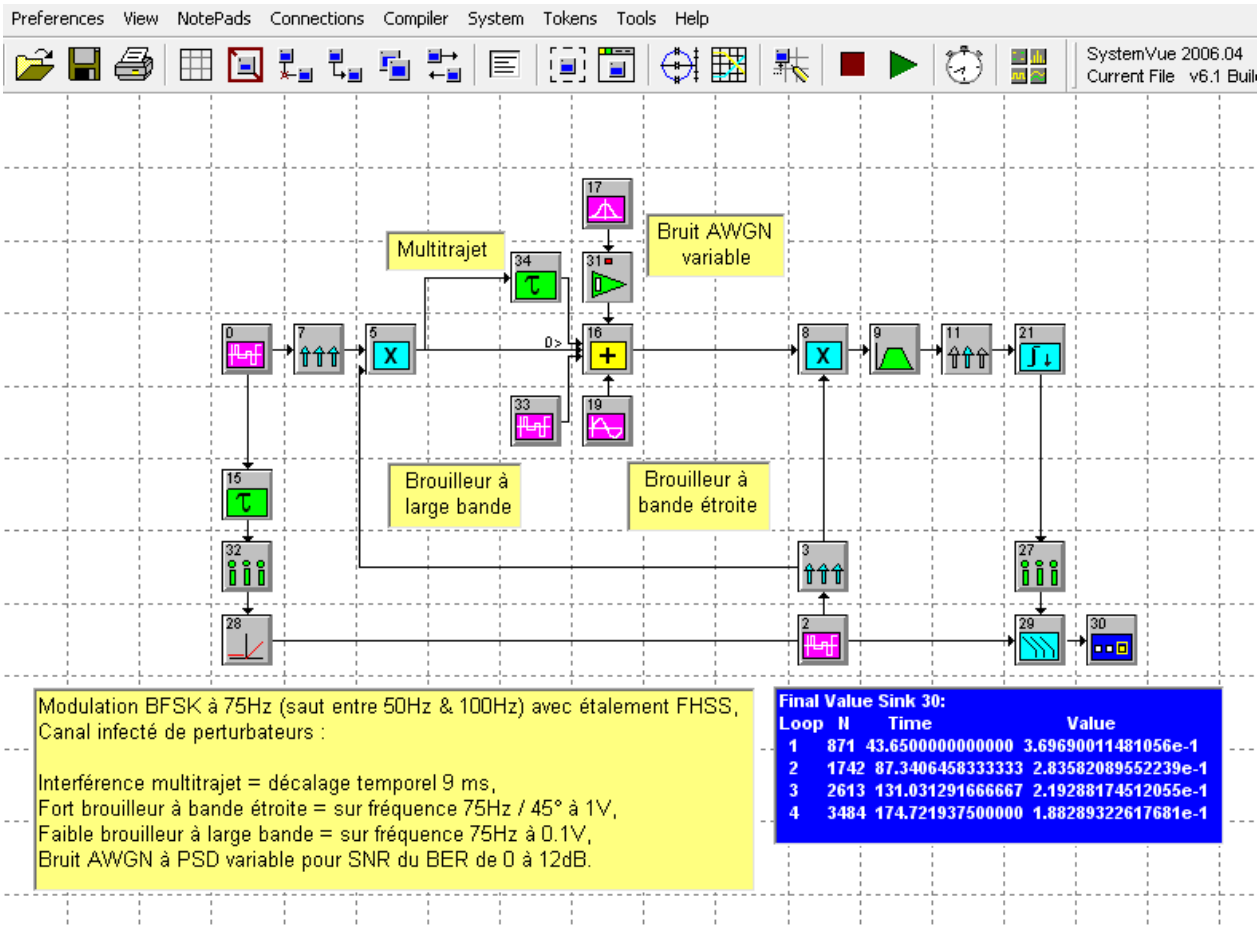


figure 2.19 : Mesure du BER du système BFSK avec étalement spectral

En conservant le même système de la figure 2.19, mais en lui substituant le composant de mesure du BER par une porte XOR, le fichier FHSS_3.svu, offre alors une deuxième possibilité de simulation des erreurs révélées en sortie du système, figure 2.20. La sortie comparée de la porte XOR, subit un calcul de moyenne cumulative par intégration temporelle et la moyenne d'erreur est affichée. Pour un fort bruit de tension RMS = 1V, une probabilité moyenne d'erreur d'environ 0.1 est constatée.

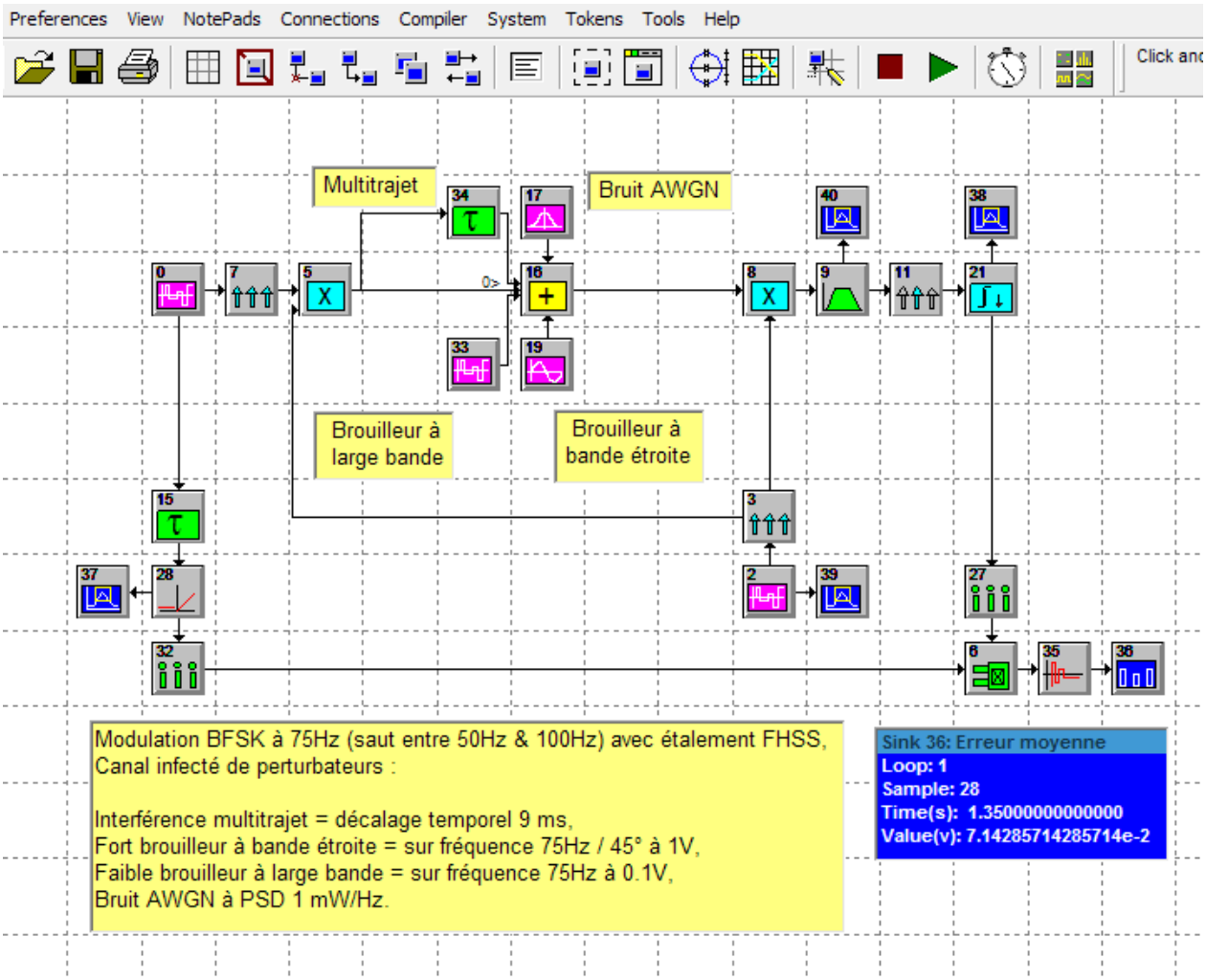
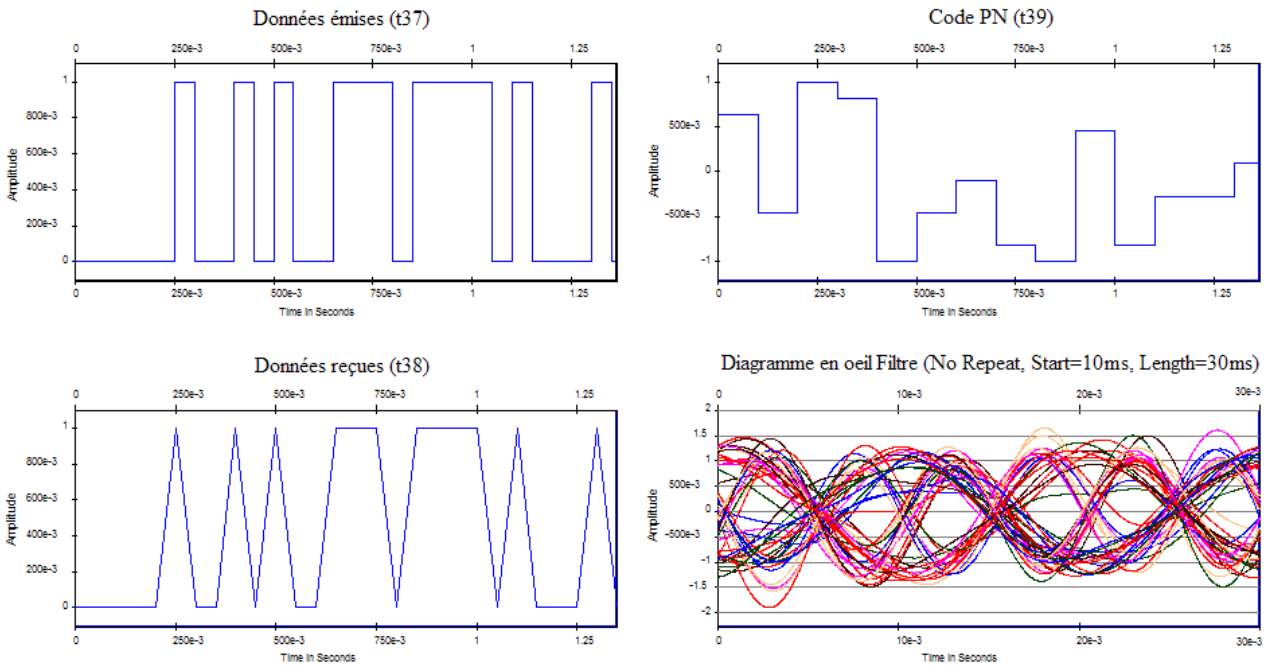


Figure 2.20 : Autre méthode de mesure des erreurs de réception

En annulant le décalage temporel du multitrajet, l'erreur moyenne mesurée devient presque nulle. Dans ce cas, les données brutes reçues (après filtrage I+D et avant remise en forme par un circuit de décision) sont illustrées en figure 2.21, ainsi que le signal M-aire du code PN.

Le diagramme en œil obtenu à la sortie du filtre de réception, correspond au signal BFSK désétalé et reste plus ou moins ouvert suite aux altérations du canal, figure 2.21.



2.21 : Signaux temporels du système de la figure 2.20 et diagramme en œil après filtre

2.4 Application aux communications civiles

2.4.1 Système multi-accès CDMA

Une technique importante dans les systèmes de transmission sans fil, est l'accès multiple aléatoire. Plusieurs liaisons de communication peuvent être activitées simultanément. Le multi-accès et l'accès aléatoire sont des propriétés principalement déterminées par la technique de communication choisie. Le CDMA (Code Division Multiple Access) à spectre étalé est un éventuel concept pour réaliser l'accès multiple, autre que FDMA et TDMA. Dans CDMA, un unique code est assigné à chaque utilisateur. Il est employé pour coder le message de données. Comme les codes sont sélectionnés avec de faibles propriétés d'intercorrélation, tous les utilisateurs peuvent transmettre simultanément dans le même canal de fréquence, tandis que chaque récepteur est capable de récupérer son signal désiré. La synchronisation entre les liaisons n'est pas strictement requise et l'accès multiple est ainsi possible.

La figure 2..22 montre l'essence du traitement CDMA en faveur d'un utilisateur donné. Deux choses sont à noter. Lorsque le récepteur de l'utilisateur multiplie le signal reçu par son propre code, le produit de son code fois le code ciblé fait désétaler la largeur de bande désirée, puisque PN fois PN est égal à 1. Cependant, ce même code multiplié par un autre code-utilisateur, ne désétale pas ce signal (codes non corrélés), et reste toujours à large bande. Comme montré dans la figure 2.22, on a donc, un signal à bande étroite et un signal résiduel à large bande. Un filtrage adapté récupère alors le signal désiré.

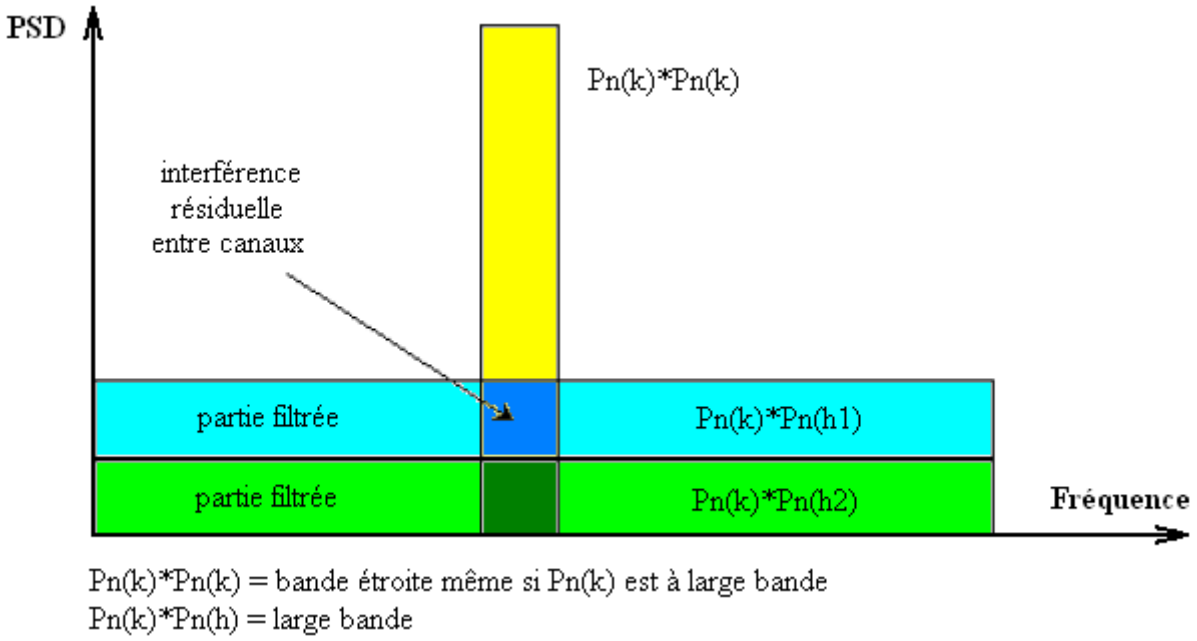


Figure 2.22 : Traitement CDMA

Chaque utilisateur a ses propres données numériques D, étalées par son propre code PN pseudo-aléatoire. Lorsque plusieurs communications sont transmises simultanément, le signal reçu est la superposition des différents signaux. Les équations suivantes en supposent deux signaux :

$$S(t) = D_1 PN_1 + D_2 PN_2 \quad (5)$$

Comme décrit précédemment, le récepteur multiplie ce signal par son propre code PN, opérant ainsi une sorte de corrélation en vue de récupérer son signal. Le résultat est son signal original plus un terme qui représente la corrélation entre son code et le signal étalé de l'autre utilisateur.

$$S(t)\, PN_1 = D_1 + D_2\, PN_2\, PN_1 \quad (6)$$

Ce deuxième terme parasite doit être rendu le plus faible possible. Ceci, est accompli en choisissant une faible corrélation entre les codes. Une des applications pratiques de cette technique à l'heure actuelle, est le système CDMA IS-95 en téléphonie cellulaire.

Le fichier 4-CDMA.svu contient le schéma fonctionnel d'un système CDMA possible, figure 2.23. Deux utilisateurs y présentent leurs communications au débit binaire 1 Mb/s, et qui sont étalées en spectre, chacune par son propre code PN. Les mêmes codes PN sont utilisés dans les deux récepteurs optimaux correspondants.

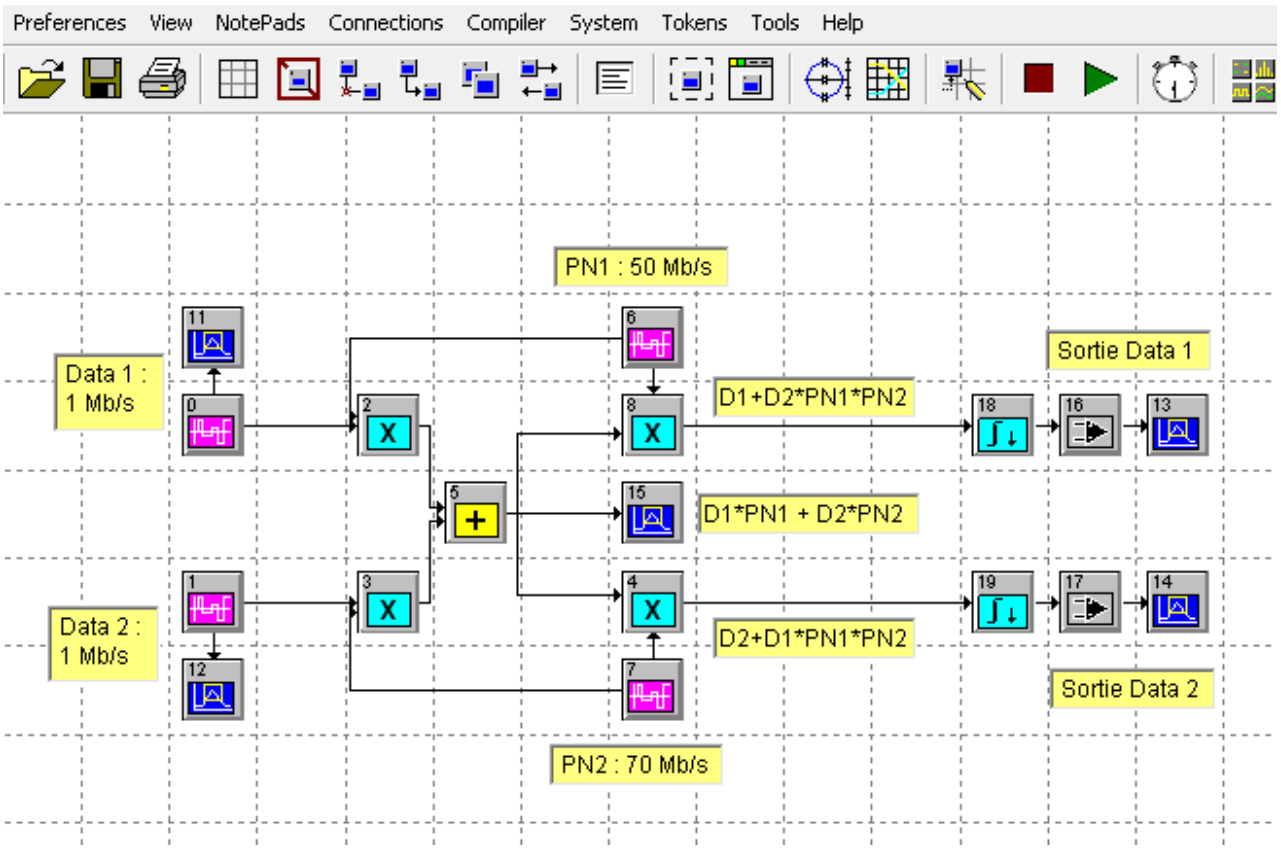


Figure 2.23 : Application CDMA utilisant l'étalement DSSS en bande de base

La PSD de chaque message de données, ainsi que la PSD du signal DSSS transmis en bande de base, sont fournies dans la figure 2.24. On constate la superposition inévitable des deux PSD de données originales. Il en est de même pour leurs PSD étalées, qui prennent l'allure d'un bruit blanc.

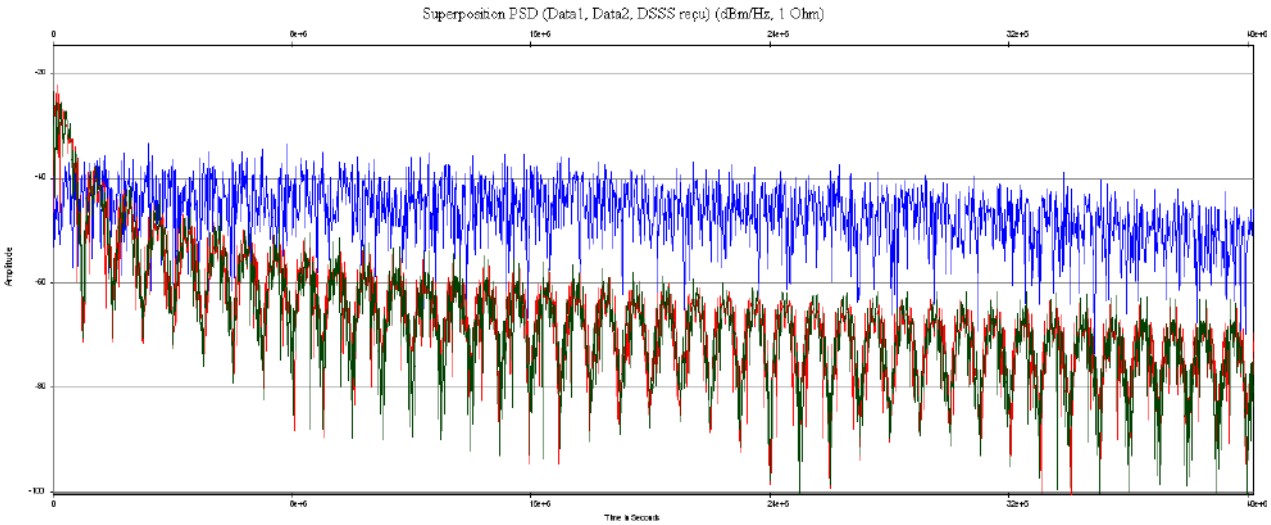


Figure 2.23 : PSD des données des deux messages avec PSD du signal DSSS reçu

Les données récupérées par les deux récepteurs, après désétalement et élimination de l'autre signal par filtrage adapté, sont comparées chacune aux données d'émission correspondantes, figure 2.24.

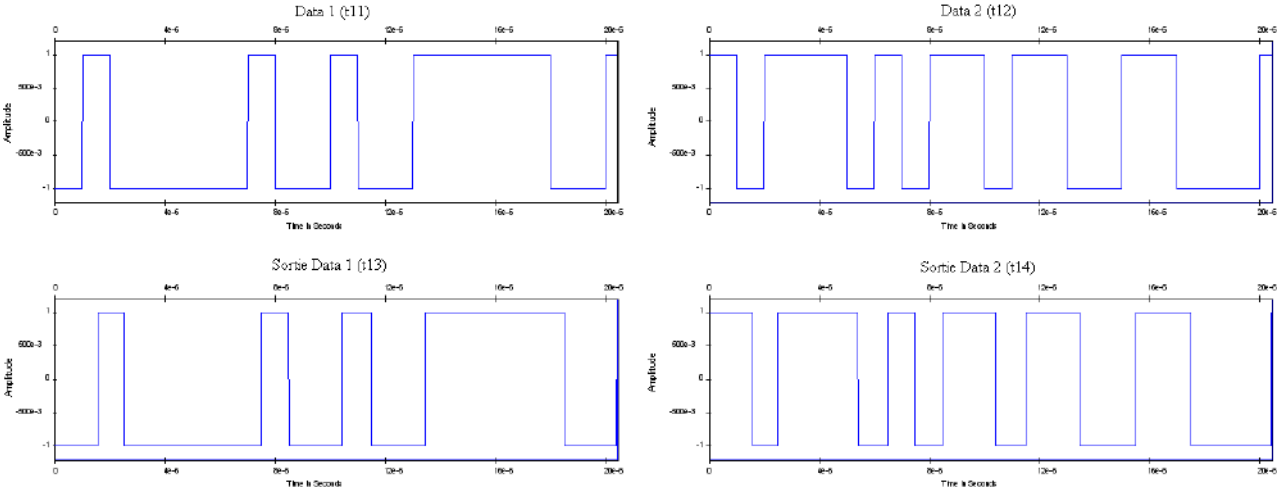


Figure 2.24 : Comparaison des données aux sorties des deux récepteurs à celles transmises

Chapitre 3: Codes pour spectre étalé

L'importance de la séquence de code aux transmissions à spectre étalé est liée à ses propriétés, desquelles on a :

- Protection contre l'interférence : le codage permet une excessive largeur de bande pour un gain de traitement contre les signaux d'interférence.
- Privatisation : le codage permet la protection des signaux contre l'écoute clandestine, au même degré de la sécurisation des codes utilisés.
- Réduction d'effet de bruit : les codes de détection et de correction d'erreur peuvent réduire les effets de bruit et d'interférence.

Les séquences maximales ou les codes maximaux sont, par définition, les plus longs codes qui peuvent être générés par un registre à décalage de longueur donnée, avant de se répéter. Dans des générateurs à décalage de séquence binaire, la longueur maximale est $L=2^m-1$, où m est le nombre d'étage du registre à décalage. Un générateur de séquence consiste en un registre à décalage travaillant en conjonction avec une logique appropriée, qui renvoie une combinaison logique des états de deux ou plus de ses étages vers son entrée.

Les propriétés inhérentes à tous les codes maximaux, sont :

- Le nombre des « 1 » dans une séquence est égal au nombre des « 0 » (plus ou moins un), donc équiprobables.
- La distribution statistique des uns et des zéros est bien définie et toujours la même.
- L'autocorrélation discrète du code PN est : $R(t) = L = 2^m-1$ pour t=0,
  et $R(t) = -1$ ailleurs.
- Une addition modulo 2 (opération ou-exclusif) d'un code maximal avec une réplique décalée de lui-même, donne une nouvelle séquence de code.
- Chaque état possible d'un générateur donné à n étages, n'existe qu'à un moment donné pendant la génération complète du code. A l'exception de l'état tout-zéros, qui normalement ne se produit pas ou n'est pas permis de se produire.

Il y a plusieurs variétés de codes pour l'étalement du spectre qui peuvent être utilisés. Les plus dominants, sont les codes PN (Pseudo Noise). Les codes d'or (Gold codes) constituent une variante de ceux-ci, et sont utilisés dans les systèmes GPS (Global Positioning System). Les codes de Barker dérivent des codes PN, et sont utilisé dans les radars.

3.1 Codes PN

La meilleure voie de décrire les codes PN est par l'intermédiaire d'un exemple, figure 3.1.

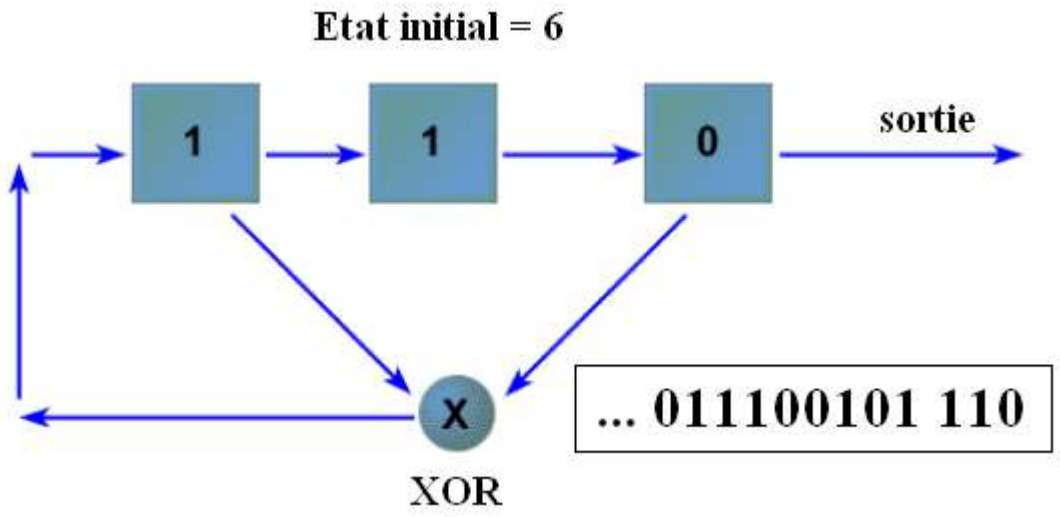


Figure 3.1 : Exemple de registre à décalage bouclé par porte XOR

Un générateur PN à 3 étages, est initialisé avec les données [1 1 0]. Les sorties du premier et troisième étage du générateur, sont appliquées à une porte XOR dont la sortie est renvoyée à l'entrée du générateur. A chaque top d'horloge, un bit de code est généré selon l'ordre […011100101110]. Il est facile de vérifier dans l'exemple, qu'après le septième top, le contenu du registre à décalage est de nouveau [1 1 0] et le processus se répète encore. N'importe quel code binaire peut être représenté par un polynôme de degré égal au nombre d'étages du registre générateur. Les termes du polynôme, x, x^2, x^3, … x^m, représentent les étages du registre, et les coefficients, qui sont 0 ou 1, déterminent les étages qui sont inclus dans la boucle de retour. Notez que 1 est souvent inclus comme étage x^0 avec coefficient 1. Dans la figure 3.1, le code PN est décrit par le polynôme générateur représentant les connexions de retour : $P(x) = 1+x+x^3$.

Comme mentionné auparavant, le code PN a deux niveaux d'autocorrélation. Ainsi, l'autocorrélation de l'exemple, est : $R(0) = L = 2^3-1 = 7$, et -1 ailleurs. On appelle indice de discrimination, ID, la différence entre ces deux niveaux. Pour l'exemple, on a un faible ID = 8.

Les codes PN à longueurs maximales sont recensés dans certains ouvrages, dont le tableau 3.1 les réunit jusqu'à l'ordre 34, en révélant leurs interconnexions de retour.

Ordre m	Interconnexions de retour	Ordre m	Interconnexions de retour	Ordre m	Interconnexions de retour
2	[1, 2]	13	[1, 10, 11, 13]	24	[1, 18, 23, 24]
3	[1, 3]	14	[1, 5, 9, 14]	25	[1, 23]
4	[1, 4]	15	[1, 15]	26	[1, 21, 25, 26]
5	[1, 5]	16	[1, 5, 14, 16]	27	[1, 23, 26, 27]
6	[1, 6]	17	[1, 15]	28	[1, 26]
7	[1, 7]	18	[1, 12]	29	[1, 28]
8	[1, 5, 6, 7]	19	[1, 15, 18, 19]	30	[1, 8, 29, 30]
9	[1, 6]	20	[1, 18]	31	[1, 29]
10	[1, 8]	21	[1, 20]	32	[1, 11, 31, 32]
11	[1, 10]	22	[1, 22]	33	[1, 21]
12	[1, 7, 9, 12]	23	[1, 19]	34	[1, 8, 33, 34]

Tableau 3.1 : Exemple d'un générateur de séquence PN à longueur maximale pour chaque ordre

Dans le fichier 5-Générateur_PN.svu, est réalisé le générateur PN de l'exemple de la figure 3.1 à l'aide du composant « PN Sequence Generator » de la bibliothèque « communication » de SystemVue, qui offre une longueur maximale de registre égale à 33, figure 3.2.

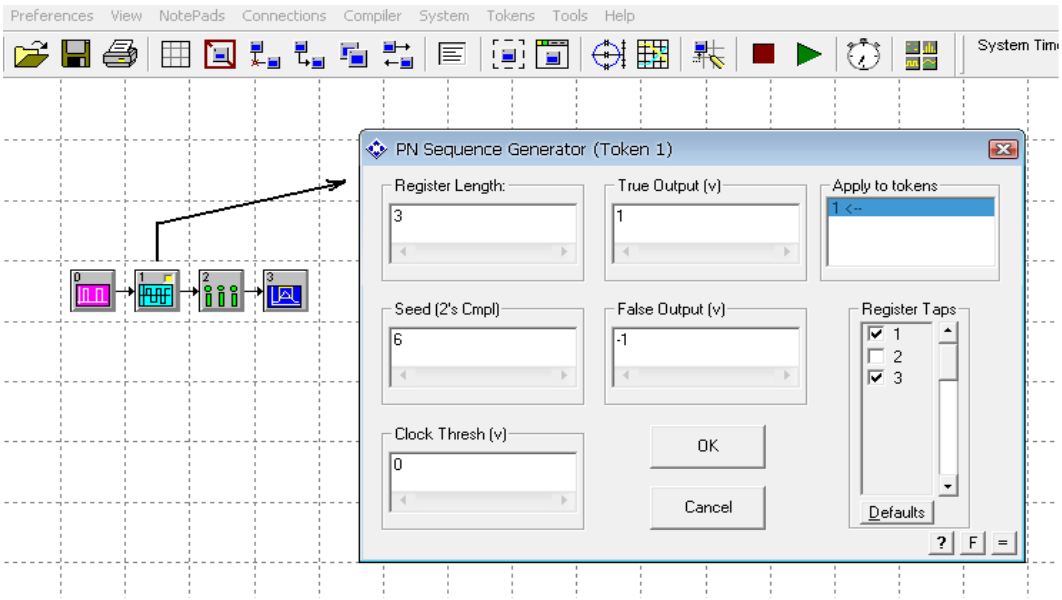


Figure 3.2 : Réalisation de l'exemple de la figure 3.1 dans systemVue

La fenêtre de configuration du générateur y est affichée, où l'on mentionne la longueur du registre, sa valeur d'initialisation en complément à 2, le niveau moyen d'horloge externe, et les étages à partir desquelles on réalise la boucle de retour (ici, étages 1 et 3, à droite de la fenêtre).

La figure 3.3 montre la séquence complète du code PN généré, ainsi que son autocorrélation qui peut être calculée comme la transformée de Fourier inverse de la PSD normalisée du code.

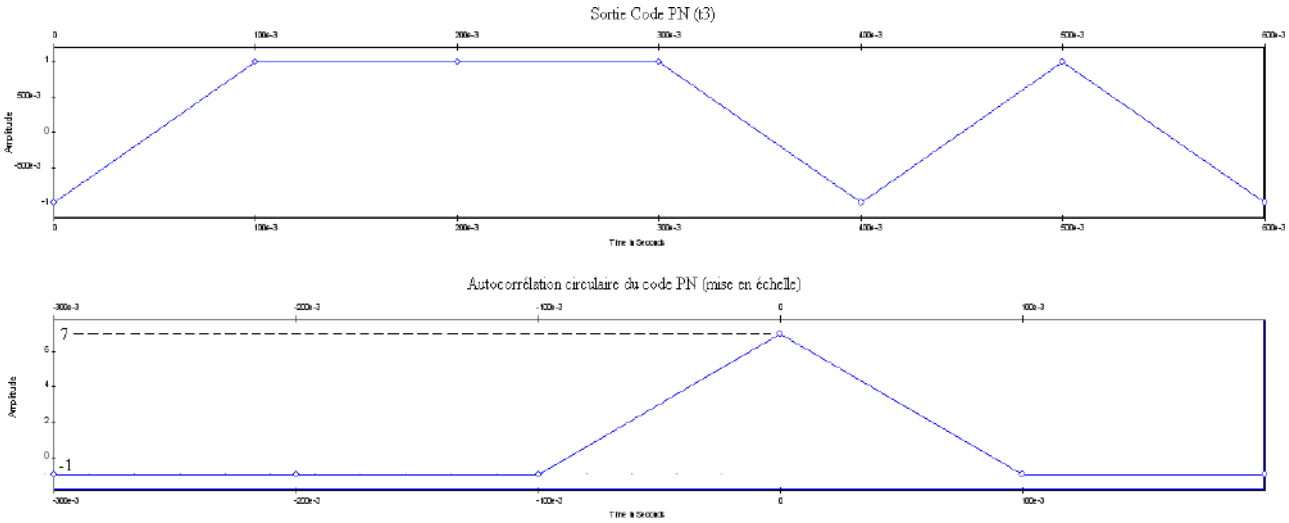


Figure 3.3 : Code PN généré et son autocorrélation

3.2 Codes Gold

L'idéal pour les applications CDMA, est d'utiliser des séquences de codes qui soient orthogonales entre elles. Mais en pratique, les codes PN même à séquences de longueur maximale, n'ont pas cette propriété d'intercorrélation souhaitée. Cependant, Gold et Kasami ont montré que certaines paires de codes PN présentent une fonction d'intercorrélation entre-elles à trois niveaux, -1, -N(m), et N(m)-2, où m est le nombre d'étages du registre à décalage (ou l'ordre du polynôme générateur), et N(m), la fonction de niveau :

$$\begin{cases} N(m) = 2^{\frac{m+1}{2}} + 1 & \text{pour m impair} \\ N(m) = 2^{\frac{m+2}{2}} + 1 & \text{pour m pair} \end{cases} \qquad (7)$$

De telles paires de codes PN sont appelées, paires ou séquences préférées, à partir desquelles dérivent les codes d'or qui ont une plus faible intercorrélation entre eux qu'entre les codes PN. Ainsi, le niveau maximal N(m) d'un code d'or devient sensiblement plus faible que le pic maximal d'autocorrélation d'un code PN à séquence maximale, à partir de l'ordre 9.

Le fichier 6-CodeGold.svu contient deux générateurs à séquences PN préférées pour la construction d'un code de Gold (ou code d'or), figure 3.4. Les deux polynômes générateurs utilisés sont d'ordre 5 ; $1+x^3+x^5$ et $1+x^2+x^3+x^4+x^5$, présentant chacun des longueurs de séquence de 31 bits. Les deux séquences délivrées, figure 3.5, sont respectivement :

[1111100011011101010000100101100] pour le premier polynôme,

et [1111100100110000101101010001110] pour le second.

Les deux séquences PN sont combinées à l'aide d'une porte XOR, afin de délivrer la séquence du code d'or. Dans ce système, m = 5, et la fonction de niveau est N(5) = 9. Ainsi, les niveaux d'intercorrélation possibles, sont [–1, –9, 7], comme prouvé par le tableau 3.2 qui montre toutes les valeurs d'intercorrélation par décalage circulaire des deux séquences préférées. La fonction d'intercorrélation est évaluée par la différence entre le nombre d'accord en bit et celui de désaccord, pour un décalage donné entre les deux séquences préférées [5].

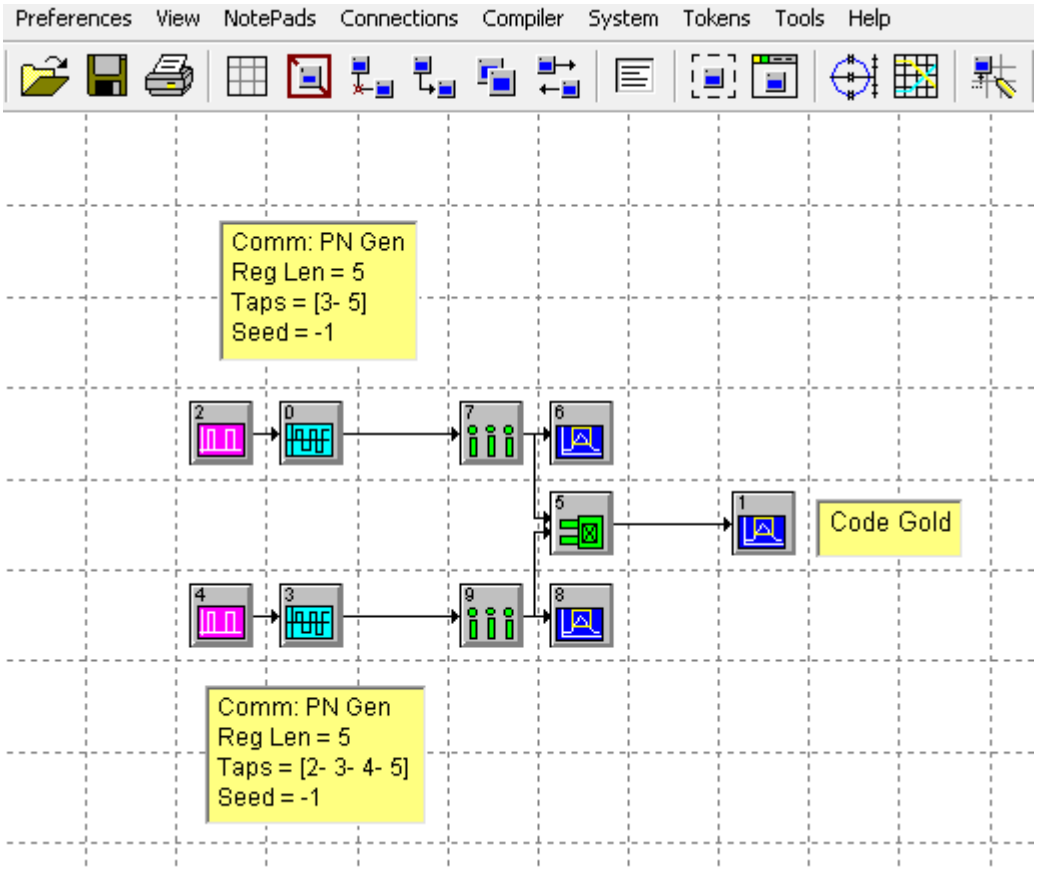


Figure 3.4 : Deux séquences PN préférées pour la construction d'un code d'or

Décalage relatif des 2 registres		Accord en bits (A)		Désaccord en bits (D)		Différence A – D	
N°1	N°2	N°1	N°2	N°1	N°2	N°1	N°2
0	16	15	15	16	16	–1	–1
1	17	19	15	12	16	7	–1
2	18	15	11	16	20	–1	–9
3	19	11	11	20	20	–9	–9
4	20	19	11	12	20	7	–9
5	21	15	19	16	12	–1	7
6	22	19	11	12	20	7	–9
7	23	15	15	16	16	–1	–1
8	24	15	19	16	12	–1	7
9	25	15	19	16	12	–1	7
10	26	15	15	16	16	–1	–1
11	27	19	15	12	16	7	–1
12	28	19	15	12	16	7	–1
13	29	15	15	16	16	–1	–1
14	30	15	19	16	12	–1	7
15	31	19	15	12	16	7	–1

Tableau 3.2 : Evaluation de l'intercorrélation entre les deux codes PN préférés

Les résultats de simulation sont reportés en figure 3.5. On doit noter cependant, que si les états initiaux des codes PN changent, leur intercorrélation discrète variera suivant l'axe temporel uniquement et le pic N(m) reste inchangé.

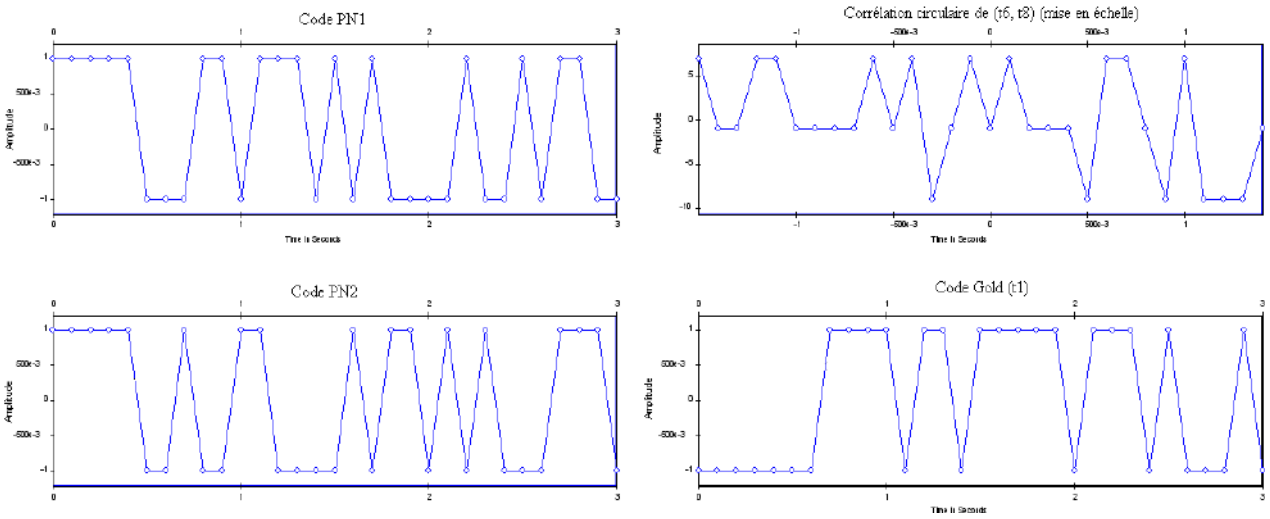


Figure 3.5 : Séquences des codes préférés avec intercorrélation et génération du code d'or

Une autre façon de générer simplement un code d'or, est offerte par le composant « Gold Code » de la bibliothèque « Comm. » de SystemVue. Le fichier 7-CodeGold_2.svu renferme justement un tel composant qui fournit trois sorties, celles des deux codes PN préférées et celle du code d'or qui en dérive, figure 3.6. La fenêtre de configuration correspondante permet d'effectuer le choix des codes PN préférés en indiquant leur taille, leurs connexions de retour, et leurs états initiaux (par numérotation des étages à mettre à 1).

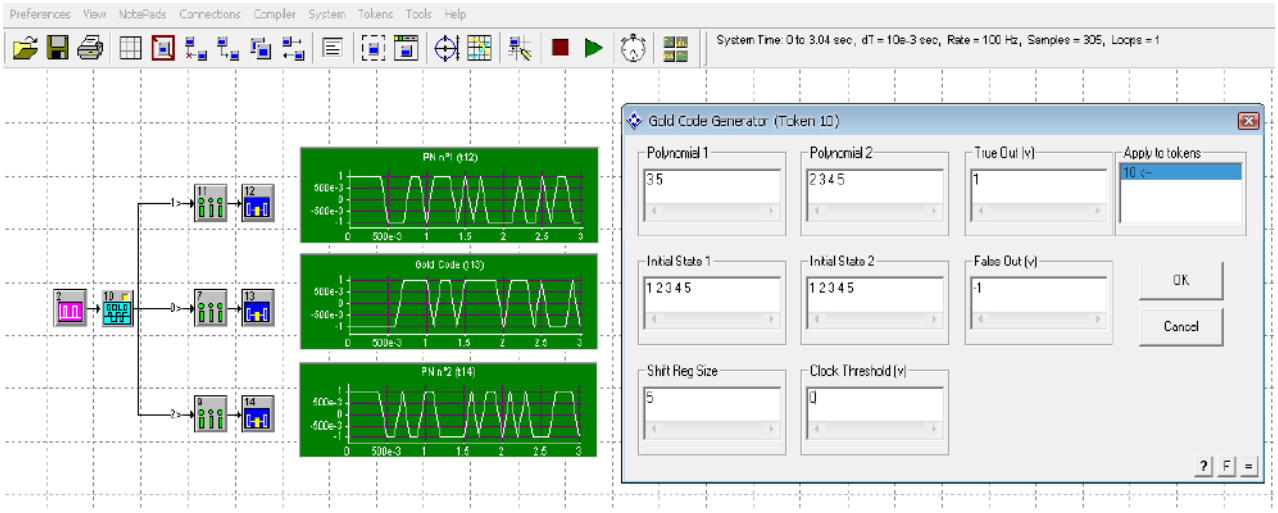


Figure 3.6 : Simple méthode de génération d'un code d'or

Les résultats de simulation sont reportés en figure 3.7.

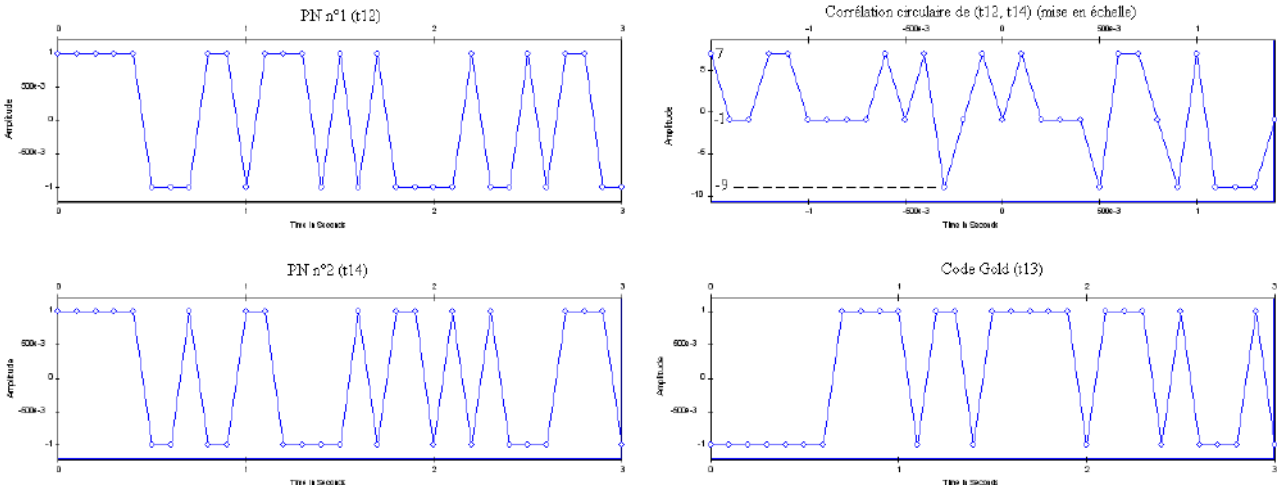


Figure 3.7 : Séquences des codes préférés avec intercorrélation et code d'or généré

La méthode de génération d'un code d'or à partir d'une paire préférée de codes PN, est encore plus fertile. Soient deux codes PN à longueur maximale chacun et pris à partir de l'ensemble

des paires préférées. Les conditions initiales de l'un des codes sont maintenues fixées, tandis que l'autre code subit un décalage circulaire à partir de son état initial, par rapport au premier code. A chaque décalage, une opération XOR des deux codes mène à un nouveau code d'or. Le tableau 3.3 donne un exemple de génération de deux codes d'or à partir d'une seule paire PN préférée, à cinq étages de longueur maximale chacun.

Zéro décalage puis opération XOR	Cinq décalages puis opération XOR
11111000110111010100001001011001111100100110000101101010001110	11111000110111010100001001011001001100000101101010000111011111
00000001111011011111011101000101101111000011110011	11011110110010111110000111100111

Tableau 3.3 : Génération de plusieurs codes d'or à partir de deux séquences préférées

Les codes d'or sont utiles en raison du grand nombre de codes générés par une seule paire préférée de codes PN à séquences maximales. Des codes d'or de longueur 1023 ou à 10 étages, sont utilisés dans le système GPS. Le tableau 3.4 réuni quelques paires préférées de codes PN à longueurs maximales, avec leurs interconnexions de retour du registre à décalage.

Ordre m	Interconnexions de retour	Ordre m	Interconnexions de retour
< 5	aucun	10	[1, 5, 8, 10], [1, 2, 4, 6, 7, 10]
5	[2, 5], [2, 3, 4, 5]	10	[3, 4, 8, 10], [3, 4, 5, 6, 9, 10]
6	aucun	11	[2, 11], [2, 5, 8, 11]
7	[3, 7], [1, 2, 3, 7]	11	[2, 5, 8, 11], [2, 3, 10, 11]
7	[1, 2, 3, 7], [1, 2, 3, 4, 5, 7]	12	[2, 3, 9, 12], [1, 2, 3, 6, 7, 8, 11, 12]
8	[1, 6, 7, 8], [1, 2, 5, 6, 7, 8]	12	[4, 10, 11, 12], [1, 2, 5, 6, 10, 12]
9	[4, 9], [3, 4, 6, 9]	13	[1, 3, 4, 13], [4, 5, 7, 9, 10, 13]
9	[1, 4, 8, 9], [3, 4, 6, 9]	13	[1, 4, 7, 8, 11, 13], [1, 2, 3, 4, 5, 10, 11, 13]

Tableau 3.4 : Quelques paires préférées à longueur maximale avec interconnexions de retour

Chapitre 4: Synchronisation de code

La synchronisation de code est nécessaire dans tous les systèmes à spectre étalé, parce que le code est la clé pour désétaler l'information désirée et étaler tout signal non désiré.

Les requêtes des systèmes à étalement spectral par saut de fréquence et par séquence directe envers la synchronisation, sont similaires. En fait, il est plus facile de synchroniser les systèmes FHSS que les systèmes DSSS. C'est dû à la différence entre les débits de saut de fréquence (Kilo saut/s) et les débits de séquence PN (Mb/s).

4.1 Corrélateur glissant

La plus simple de toutes les techniques de synchronisation, utilise un corrélateur glissant. Appelé ainsi, parce que le système de réception en cherchant la synchronisation, actionne son générateur de séquence à un débit différent de celui du générateur de code de l'émetteur. L'effet est que deux séquences de code glissent en phase, l'une par rapport à l'autre.

Le fichier 8-Synchro.svu contient le schéma-bloc fonctionnel de SystemVue, utilisé dans l'implémentation du corrélateur glissant, figure 4.1.

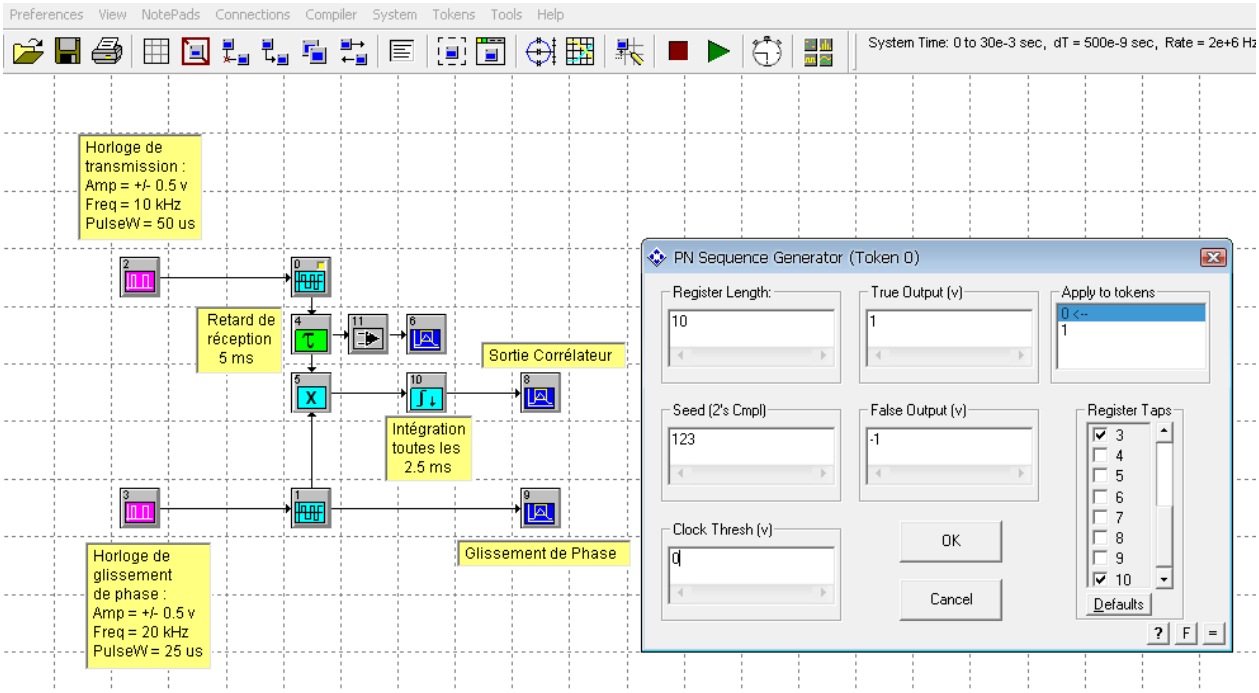


Figure 4.1 : Technique de synchronisation à corrélateur glissant

Le montage effectue simplement une transmission en bande de base du code PN, sans données. Ceci, permet de bien élucider la technique de recherche de la synchronisation par glissement du code. Le code PN est généré à l'aide d'un registre de longueur 10, avec interconnexions de retour suivant le polynôme générateur x^3+x^{10}, et initialisation d'état par les bits 0001111011 (123 en décimal). Le code PN est transmis avec une durée binaire T_{PN}=0.1ms, et sensé être reçu après un retard fixé à τ=5ms. On précise que le choix et calcul de valeurs suivants, sont personnels, car aucune référence de calcul n'a été trouvée. Cependant, ce choix et calcul découlent d'un certain nombre d'essai par simulation.

Au récepteur, le générateur local du code PN est réglé sur une période binaire différente de celle d'émission de $\Delta T=T_{PN}/2=50\mu s$. Soit, une période de glissement du code $T_G=T_{PN}-\Delta T=50\mu s$, correspondant à une fréquence F_G=20kHz. De ce fait, le signal local étant plus rapide que celui reçu, il arrive un moment où il rattrape ce dernier par glissement, et permet ainsi au corrélateur d'atteindre un pic maximal avant de décliner lorsque les deux signaux s'éloignent progressivement l'un de l'autre. La corrélation des codes PN, reçu et généré localement, est l'intégrale de leur produit sur une durée qui doit être comprise entre : $10\times T_{PN} \leq T_I \leq \tau/2$, c'est-à-dire entre 1ms et 2.5ms. On en choisit la plus grande, T_I=2.5ms.

NB : si cette condition n'est pas satisfaite, par exemple on a un retard de réception τ=1ms, on prendra $T_I = 10\times\tau$.

Comme l'écart entre périodes PN est $\Delta T=50\mu s$, le signal local rattrape le signal reçu en un nombre de $\tau/\Delta T$=100 périodes, correspondant à un temps $100\times T_{PN}$=10ms. En rajoutant le retard de réception, le temps total devient $(1 + T_{PN}/\Delta T)\times\tau = 3\times\tau$ = 15ms. Le temps de simulation est pris égal au double du temps total, soit $t_{stop}=6\times\tau$ =30ms.

NB : suite à la remarque précédente (inégalité non satisfaite), le temps de simulation est par contre vingt fois le temps total, $t_{stop}=20\times\tau(1 + T_{PN}/\Delta T)$.

L'horloge-système quant à elle, doit être configurée assez élevée que la fréquence de glissement, soit $100\times F_G$=2MHz.

La figure 4.2 donne la superposition des codes PN, reçu et local glissant, et notamment, le signal indiquant l'instant de synchronisation à la sortie du corrélateur glissant.

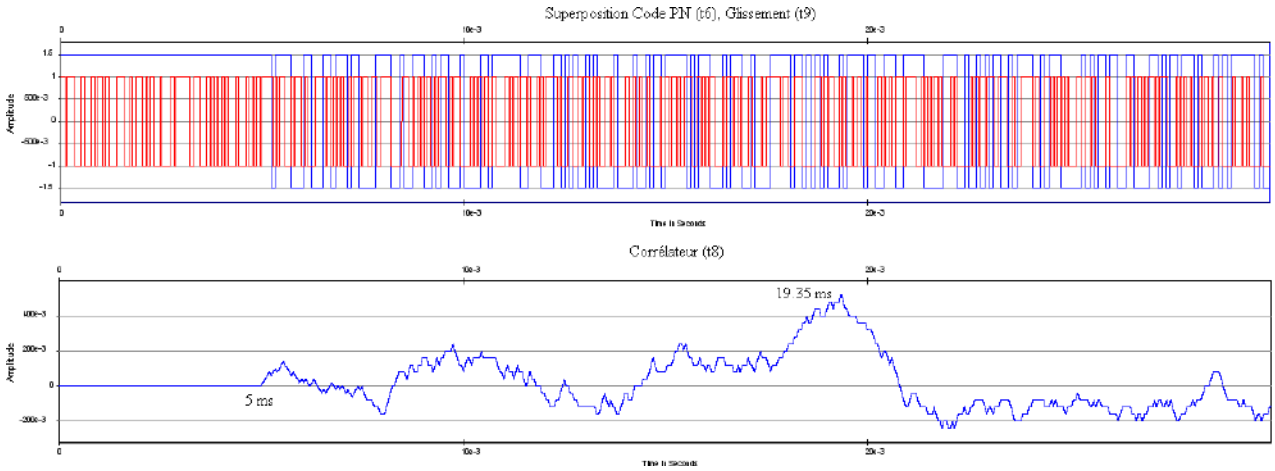


Figure 4.2 : Décèlement de synchronisation du code par accord maximal d'autocorrélation

La corrélation est moyennée sur de courtes durées de temps, T_I=2.5ms, où l'on observe un accroissement de la corrélation lorsque l'énergie s'accumule, et un décroissement lorsque l'énergie diminue. L'instant du pic maximal de corrélation arrive au temps t=19.35ms. On en déduit le temps de synchronisation, égal à cet instant mesuré qu'on lui retranche le temps total calculé précédemment, soit $t_{sync} = t - 3\times\tau \approx 4.4$ms, qui se rapproche de la bonne valeur recherchée, τ=5ms. La précision de l'estimation côtoie les 90 %.

L'avantage du corrélateur glissant est sa simplicité du fait que rien n'est exigé, à part de configurer l'horloge du code de réception sur un débit différent.

La difficulté de la synchronisation réside cependant, dans le cas d'une grande incertitude rencontrée à l'égard de la phase du code et sa gigue (bruit) de fréquence. L'Examen de toutes les positions de phase du code est impraticable en raison du temps impliqué. L'identification de la synchronisation, qui doit se produire afin d'arrêter le processus de glissement ou de la recherche près ou au point de synchronisation, est limitée en temps de réponse par la bande passante du système post-corrélation du récepteur.

Conclusion

Plusieurs usages des systèmes à spectre étalé, DSSS ou FHSS, sont recensés parmi les applications des communications numériques tels que, la sécurité de la communication et la résistance au brouillage, l'accès multiple à plusieurs utilisateurs sur une même bande, la robustesse envers l'atténuation du multitrajet (multipath fading), etc.

Tous ceci, font l'avantage du CDMA par rapport aux autres types d'accès multiple, et la plupart de ces aspects ont été abordé dans le présent travail avec leur vérification et mise en valeur sur le plan de la simulation, à l'aide du logiciel SystemVue.

D'autre part, afin de réduire l'erreur moyenne des données reçues, un codage de canal approprié associé à un code PN, jouent un rôle décisif aussi bien dans la correction de données que dans la performance globale du système. Il y a plusieurs types de codes PN utilisés dans l'étalement spectral, dont l'obtention se fait au moins, au moyen d'un seul registre à décalage.

Ainsi, bon nombre d'avantages peuvent être cités en faveur de l'étalement spectral et des moyens mis en œuvre à sa réalisation. On note cependant, que les signaux transmis ont tous été assumés être reçus à même puissance, mais lorsque cela ne s'avère pas vrai, apparaît le problème dit du proche-loin (near-far). On sait que, comparé au niveau de la puissance étalée du signal utile en présence d'autres signaux indésirables, le désétalement le fait monter en surface d'une manière sélective en augmentant sa puissance par le gain de traitement G_p. Cependant, si la puissance d'un signal parasite (d'un brouilleur ou canal adjacent) est plus intense, due à une proximité de son émetteur, et que celle du signal désiré est faible due à l'éloignement de son émetteur, ce dernier peut rester immergé par le signal indésirable. Ceci rend souvent nécessaires, des techniques adaptatives de contrôle de puissance pour surmonter le problème du proche-loin.

En outre, l'interférence parvenant de multiples utilisateurs bien que faible individuellement, s'additionne jusqu'à dégrader la performance du système. Si tous les codes d'étalement étaient strictement orthogonaux ou non corrélés, ce problème n'aurait pas lieu d'être. Malheureusement, il est difficile de trouver un grand nombre de codes qui soient strictement orthogonaux, et ce sont divers codes quasi orthogonaux qui sont utilisés dans les techniques d'étalement du spectre.

Comme perspectives, il est intéressant d'élargir l'étude portée sur la synchronisation de code, aux différentes techniques élaborées de recherche de synchronisation en présence des données

transmises. Certains aspects comme le problème du proche-loin, n'ont pas fait l'objet d'une étude particulière de notre part, et l'on souhaite que cela se fasse avec d'autres étudiants.

Bibliographie

[1] W. Tharateeraparb, B. Aliane, "Simulations of Spread Spectrum Communications with SystemView", Research Project, University of New Haven, Winter 2001. p 12;p 35;p 44;p 56; p 58;p 60

[2] R. C. Dixon, "*Spectre étalé Systèmes with Commercial Applications*", John Wiley & Sons Inc., Third Edition, 1994. ISBN 0-471-59342-7. p 12; p 56

[3] B. P. Lathi, "*Modern Digital and Analog Communication Système*", Oxford University Press Inc., Third Edition, 1998. ISBN 0-19-511009-9. p 11; p 33

[4] A. V. Oppenheim, Ronald W. Schafer, "*Discrete-Time Signal Processing*", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, International Edition, 1989. ISBN 0-13-216771-9. p 44

[5] B. Sklar, "Digital communications, fundamentals and applications", second edition, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458. p 12

Chapitre 1

Techniques d'étalement spectral

Chapitre 2

Applications du spectre étalé

Chapitre 3

Codes pour spectre étalé

Chapitre 4

Synchronisation de code