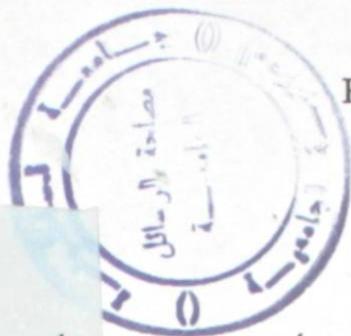


EXCLUÉ
DU PRÊT



FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE



ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN SYSTÈME À ÉTALEMENT SPECTRAL À
SÉQUENCE DIRECTE

MOHAMED DJEBBOURI

DJE / 2371

Mémoire
présenté
pour l'obtention
du grade de maître ès sciences (M.Sc.)

ÉCOLE DES GRADUÉS
UNIVERSITÉ LAVAL

Octobre 1990

© droits réservés de M. Djebbouri 1990

**A mon père, ma mère
et ma famille.**

AVANT-PROPOS

Je tiens à remercier mon directeur de thèse, le Dr. M. Lecours, de m'avoir fait profiter de sa vaste expérience lors du travail de ce projet de recherche. Je remercie aussi le Dr. G. Y. Delisle pour ses précieux conseils. Il ne faudrait pas, non plus, passer sous le silence l'importante aide technique de M. J. Ahern. et M. J. Bisson et de M. G. Hakizimana. et les encouragements de mes amis M. Otmani et A. T. Denidni. J'exprime ma gratitude aux autres membres du département de génie Electrique qui ont collaboré de près ou de loin à la réalisation de ce travail. J'aimerais aussi remercier mes parents, qui m'ont beaucoup aidé durant mes études.

SOMMAIRE

Le projet de recherche consiste en l'étude et en la réalisation pratique d'un système expérimental d'étalement spectral à séquence directe de 128 chips et à codage différentiel des données. La modulation utilisée est de type DPSK, ce qui simplifie la réalisation du démodulateur. Le taux de transmission est de 10 Mchips/s et chaque bit transmis occupe une séquence entière de 128 chips, ce qui conduit à un taux de transmission de 78.125 kbits/s. Un transmetteur et un récepteur sont donc réalisés et une évaluation de leurs performances est présentée.



Mohamed Djebbouri



Michel Lecours

Directeur de recherche

RÉSUMÉ

Le projet de recherche consiste en l'étude et en la réalisation pratique d'un émetteur-récepteur fait pour la transmission et la réception des signaux à étalement spectral à séquence directe, utilisant la modulation PSK.

Une démodulation différentielle permet d'éliminer le besoin de récupérer la porteuse à la réception et de simplifier la réalisation du démodulateur. La séquence binaire utilisée pour étaler le spectre est de longueur 128 chips, chaque bit d'information occupe une séquence entière, cela veut dire que le spectre est agrandi de 128 fois par cette technique de codage. Le taux de transmission est de 10 Mchips/s.

Le signal PSK est transmis à l'aide d'une antenne omnidirectionnelle. On reçoit le signal émis en utilisant le même type d'antenne. Après amplification et filtrage celui-ci est converti en un signal IF qui est injecté dans le corrélateur SAW (surface acoustic wave). Le corrélateur est l'élément le plus important dans le système réalisé, il donne un pic à sa sortie s'il y a corrélation avec une séquence bien définie. Ce pic a une amplitude généralement supérieure au niveau du bruit dans le récepteur et représente l'intérêt de cette technique de modulation. Une ligne à retard est ensuite utilisée pour effectuer la démodulation différentielle, et en utilisant des circuits logiques (comparateurs, monostable,...), on arrive à extraire l'information numérique transmise par l'émetteur à partir des pics du corrélateur.

Après la réalisation de ce prototype, nous avons fait des mesures expérimentales afin de vérifier le bon fonctionnement de système et évaluer ses performances réelles. Nous avons constaté que l'interférence CW (continuous wave) peut grandement perturber ce type de système à étalement spectral à séquence directe car la séquence utilisée est courte (128 chips seulement). Cependant le fonctionnement du démodulateur n'est pas affecté pour des interférences CW de faible puissance comparée à celle du signal reçu.



Mohamed Djebbouri



Michel Lecours

Directeur de recherche

Tables des matières

1	Introduction	1
2	Principe de l'étalement spectral à séquence directe	3
2.1	Introduction	3
2.2	La modulation à déplacement de phase	4
2.2.1	La démodulation cohérente de phase	4
2.2.2	La démodulation différentielle du PSK	6
2.3	Principe de l'étalement spectral	10
2.3.1	Principe de l'étalement spectral à séquence directe	10
2.3.2	Utilisation de la modulation BPSK	11
2.3.3	Le gain de processing	12
2.4	Représentation du signal d'étalement spectral à séquence directe en présence d'autres usagers	13
2.5	Conclusion	16

3	Les séquences pseudo-aléatoires	17
3.1	Introduction	17
3.2	Les registres à décalage	18
3.3	Corrélation et auto-corrélation	19
3.3.1	Auto-corrélation des séquences maximales	20
3.3.2	Inter-corrélation des séquences maximales	22
3.4	Les filtres adaptés	26
3.5	Utilisation de la technologie des ondes acoustics de surface (SAW) dans la réalisation d'un système à étalement spectral	28
3.6	Conclusion	31
4	Réalisation d'un émetteur BPSK à étalement spectral à séquence directe	32
4.1	Introduction	32
4.2	Structure du modulateur	33
4.2.1	La génération de la séquence directe	33
4.2.2	Codage différentiel des données binaires	36
4.2.3	L'étalement spectral du signal	38
4.2.4	La modulation du signal	38

4.3	La densité spectrale de puissance à la sortie du modulateur	41
4.4	Réalisation de la partie haute fréquence	43
4.5	Conclusion	45
5	Réalisation du récepteur à étalement spectral à séquence directe	46
5.1	Introduction	46
5.2	Structure de récepteur	47
5.2.1	La translation en fréquence	47
5.2.2	Le démodulateur	48
5.3	Conclusion	59
6	Caractéristiques du système réalisé	60
6.1	Introduction	60
6.2	Effet de la dérive en fréquence	61
6.3	Mesure de taux d'erreur sans la partie haute fréquence	65
6.4	Mesure de taux d'erreur avec la partie haute fréquence	70
6.5	Conclusion	75
7	Conclusion	76

Liste des Figures

2.1	La modulation PSK.	5
2.2	La modulation DPSK.	8
3.1	La fonction d'auto-corrélation périodique d'une séquence maximale.	21
3.2	Filtre Adapté.	29
4.1	Schéma bloc du modulateur.	33
4.2	La fonction d'auto-corrélation périodique de la séquence utilisée.	34
4.3	L'auto-corrélation de la séquence non-linéaire utilisée.	35
4.4	Adressage de la mémoire programmable.	36
4.5	Encodeur différentiel.	37
4.6	Réalisation de l'encodeur.	37
4.7	Formes d'ondes rencontrées à l'encodeur.	38
4.8	Adaptation du signal à l'entrée du mélangeur.	40
4.9	Oscillateur de fréquence 75 MHz.	40

4.10	Spectre de puissance à la sortie du modulateur.	43
4.11	Schéma bloc du transmetteur.	44
4.12	Schéma bloc de l'émetteur réalisé.	44
5.1	Schéma bloc du récepteur.	48
5.2	Schéma bloc du démodulateur.	49
5.3	Filtre passe-bande.	49
5.4	L'amplificateur IF avec AGC.	51
5.5	L'amplificateur avec commande automatique du gain modifié.	52
5.6	La forme du signal à la sortie du corrélateur.	53
5.7	Le décodeur différentiel.	54
5.8	La forme des signaux à la sortie du décodeur.	54
5.9	Filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est 60 MHz.	55
5.10	Montage des comparateurs.	56
5.11	Récupération de l'horloge des bits.	57
5.12	Circuit de récupération de l'horloge des bits.	58
5.13	Circuit de récupération des données.	58
6.1	Mesure de l'amplitude du pic en fonction de la fréquence.	61

6.2	Diagramme représentant l'amplitude du pic à la sortie du corrélateur en fonction de la fréquence intermédiaire.	63
6.3	Mesure du taux d'erreur en présence de bruit.	65
6.4	Mesure du taux d'erreur en présence d'une interférence par une porteuse pure	66
6.5	Représentation des résultats du tableau (6.3).	69
6.6	Représentations des résultats du tableau (6.4).	72
6.7	Représentation graphique des valeurs du tableau (6.5).	74

Liste des Tableaux

2.1	Table de vérité du ou exclusif.	7
3.1	Séquences maximales de longueur 127 et leur corrélation avec la séquence représentée par le nombre octal 221.	24
6.1	Les valeurs expérimentales.	62
6.2	Probabilité d'erreur en fonction de la fréquence de l'onde interférente.	66
6.3	Mesure de taux d'erreur en fonction de l'onde interférente par saut de 10 kHz en partant de 75 MHz.	68
6.4	Mesure de taux d'erreur pour une transmission à 900 MHz en fonction de l'onde interférente.	71
6.5	Probabilité d'erreur pour différentes puissances d'une onde CW interférente.	73

Chapitre I

Introduction

Ce travail est consacré principalement à la réalisation et à l'essai d'un prototype transmetteur-récepteur à étalement spectral à séquence directe et à une étude de ses performances. Le transmetteur-récepteur réalisé fonctionne dans la bande passante de 900 MHz avec une fréquence intermédiaire de 75 MHz. Il utilise au récepteur un corrélateur de type SAW (à onde acoustique de surface) de longueur 128 opérant à un taux de 10 Mchips/s. Chaque bit d'information occupe la durée d'une séquence du corrélateur, ce qui place le taux de transmission à 78.125 kbits/s. La modulation est de type à déplacement de phase différentiel (DPSK).

Les systèmes à étalement spectral possèdent plusieurs avantages pour des applications commerciaux ou militaires. Ils ont la propriété de protéger l'information et une personne qui ne connaît pas le code choisi ne peut pas facilement recevoir la communication, ce qui permet leur utilisation pour des communications sécuritaires. Ils ont aussi la possibilité d'accès multiple qui les rend utilisables en

radio cellulaire, permettant même la coexistence des systèmes conventionnels radio avec les nouveaux. Ces systèmes présentent également une meilleure immunité contre le bruit et les interférences.

Le transmetteur-récepteur que nous voulons réaliser a pour but de permettre une transmission de données entre un émetteur et un récepteur utilisant un codage différentiel et une séquence directe pour l'étalement de spectre du signal. Ceci va permettre d'étudier les caractéristiques de l'étalement spectral à séquence directe. Le codage différentiel élimine le besoin de récupérer la porteuse à la réception et permet de simplifier la structure du système.

Les sept chapitres de cette thèse se présentent ainsi:

- **le premier chapitre est une introduction au travail à réaliser.**
- **Le deuxième et le troisième chapitres présentent une introduction aux principes des systèmes à étalement spectral et à l'utilisation des séquences pseudo-aléatoires pour les systèmes à séquences directes.**
- **Le quatrième et le cinquième chapitres donnent une description de notre montage expérimental et expliquent les différents problèmes à résoudre pour une meilleure communication.**
- **Le sixième chapitre dresse un compte rendu des performances du système et présente des mesures relevées pour tester le fonctionnement du transmetteur et du récepteur.**
- **Enfin le dernier chapitre tire quelques conclusions de la présente étude.**

Chapitre II

Principe de l'étalement spectral à séquence directe

2.1 Introduction

Dans ce chapitre on trouvera, après un rappel sur la modulation à déplacement de phase, une étude sommaire des principes des systèmes à étalement spectral à séquence directe.

La transmission de l'information sous forme numérique présente de plus en plus d'intérêt dans le domaine des télécommunications. La numérisation de données de types divers (ex:voix humaine, caractères alphanumeriques, signal analogique quelconque ...) est toujours possible en utilisant, si nécessaire, une conversion analogique numérique puis une conversion parallèle série. On peut ainsi, à l'aide d'un système de communication unique, transmettre les données, ce qui se traduit en général par une économie de matériel. Un autre avantage de la

communication numérique est la facilité avec laquelle on peut protéger une liaison radio par l'utilisation des techniques de codage de canal. Les systèmes à étalement spectral sont un cas bien particulier de la radio-communication numérique.

2.2 La modulation à déplacement de phase

Il y a fondamentalement trois types de modulation disponibles, à savoir: les modulations d'amplitude(AM), de fréquence(FM), et de phase(PM). Dans les systèmes numériques cette modulation peut être à deux ou plusieurs niveaux. La détection cohérente requiert comme référence un signal sinusoïdal parfaitement synchronisé en phase et en fréquence à la porteuse reçue. S.Haykin [1] démontre que la modulation de phase cohérente est le système optimum de communication pour transmettre les données binaires. La présentation ci-dessous se limitera uniquement à la modulation et la démodulation de phase.

2.2.1 La démodulation cohérente de phase

Considérons, la modulation par déplacement de phase binaire. D'après [2] si $b(t)$ est l'information numérique en bande de base et $c(t)$, la porteuse générée par l'oscillateur local au transmetteur, le signal transmis par la station émettrice est alors de la forme:

$$m(t) = b(t)c(t) \quad (2.1)$$

où

$$c(t) = A \cos(\theta) \quad (2.2)$$

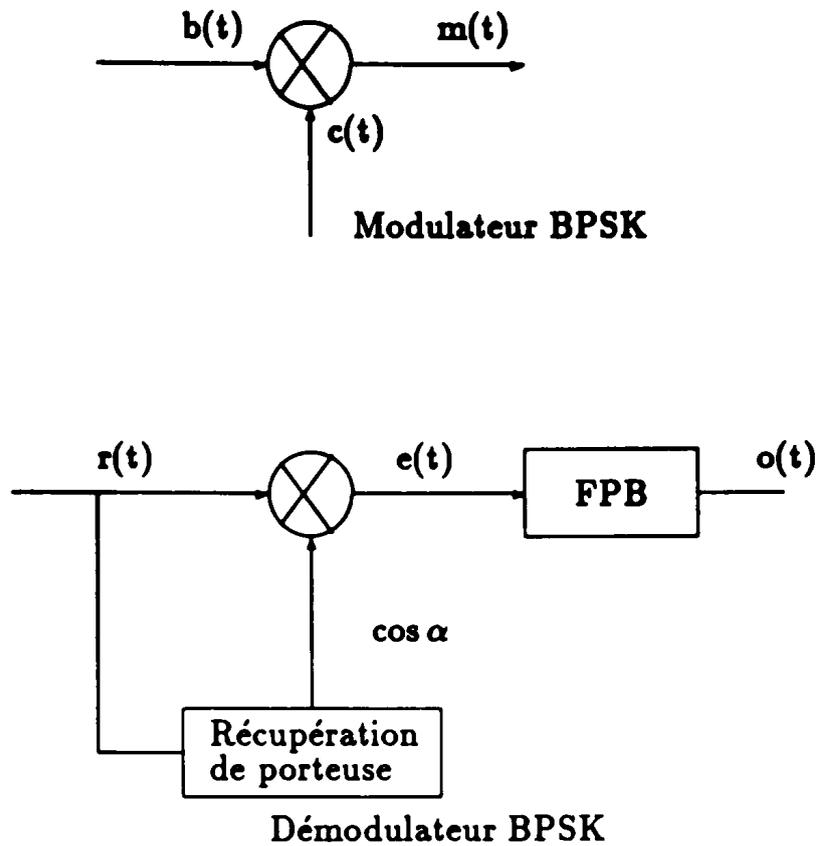


Figure 2.1: La modulation PSK.

où θ est de la forme $\omega_c t + \phi_0$.

Si le message en bande de base est bipolaire (un ou moins un) alors le signal transmis peut être exprimé comme:

$$m(t) = A_1 \cos(\theta + k\pi) \quad (2.3)$$

où k est un entier. L'information est contenue dans la phase; si on pose $\theta = 2\pi$ cette dernière peut prendre la valeur 0 si k est pair, ou π si k est impair.

D'après [3], pour extraire l'information au démodulateur, on a besoin de récupérer la porteuse. Posons:

$$e(t) = r(t) \cos(\alpha) \quad (2.4)$$

où $r(t)$ est le signal reçu. Si on suppose que la propagation s'effectue sans perte,

on a

$$r(t) = m(t)$$

il vient:

$$e(t) = A \cos(\theta) \cos(\alpha) \quad (2.5)$$

avec

$$A = \pm A_1 \quad (2.6)$$

selon que l'on reçoit un bit un ou zéro. Si la porteuse récupérée est parfaitement synchronisée en phase et en fréquence avec l'émetteur on a

$$\theta = \alpha$$

ce qui donne:

$$e(t) = A \cos^2 \alpha$$

ou encore:

$$e(t) = \frac{A}{2} + \frac{A}{2} \cos(2\alpha).$$

Le deuxième terme peut être éliminé par un filtre passe-bas. Il reste le premier qui est le signal désiré

$$o(t) = A/2$$

(voir figure 2.1).

2.2.2 La démodulation différentielle du PSK

Nous considérons ici simultanément la procédure d'encodage et de décodage différentiels et la démodulation différentielle du PSK. L'encodage et le décodage différentiels sont ajoutés à un système utilisant le PSK (modulation à déplacement

a	0	0	1	1
b	0	1	0	1
$a \oplus b$	0	1	1	0

Tableau 2.1: Table de vérité du ou exclusif.

de phase), la séquence (b_k) des bits d'entrée est codée différentiellement. La séquence transmise (d_k) est définie comme:

$$d_k = \overline{b_k \oplus d_{k-1}} \quad (2.7)$$

où \oplus est l'addition binaire (ou exclusif), dont la table de vérité est donnée au tableau (2.1).

Cette opération a les propriétés suivantes:

$$\overline{a \oplus b} = \bar{a} \oplus b \quad (2.8)$$

$$\overline{a \oplus \bar{b}} = a \oplus \bar{b}. \quad (2.9)$$

Ces équations sont intéressantes, car elles permettent d'expliquer pourquoi la procédure d'encodage et de décodage différentiels enlève l'ambiguïté de la phase due au circuit de récupération de la porteuse. L'équation de codage s'écrit comme suit:

$$d_k = b_k \oplus \overline{d_{k-1}} \quad (2.10)$$

et l'équation de décodage est:

$$b_k = d_k \oplus \overline{d_{k-1}}. \quad (2.11)$$

Si on reçoit $\overline{d_k}$ au lieu de d_k , on a:

$$b_k = \overline{d_k} \oplus \overline{\overline{d_{k-1}}} \quad (2.12)$$

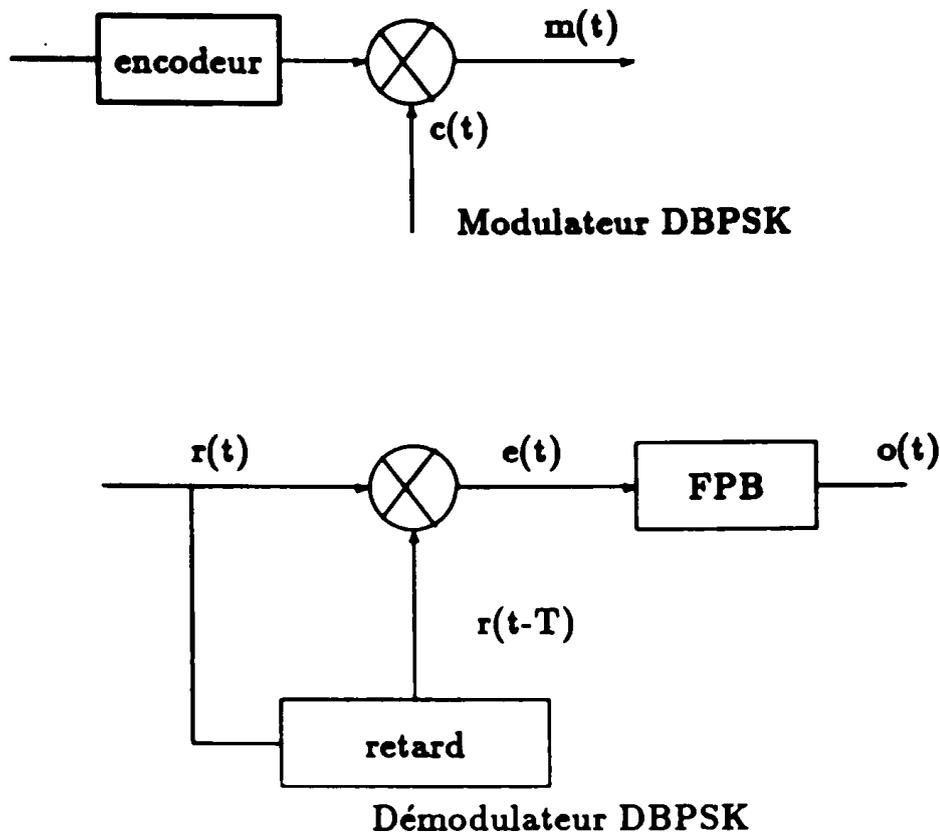


Figure 2.2: La modulation DPSK.

cette dernière équation peut s'écrire comme suit:

$$\overline{d_k} \oplus d_{k-1} = d_k \oplus \overline{d_{k-1}}. \quad (2.13)$$

On arrive donc à la même équation que (2.11): $b_k = d_k \oplus \overline{d_{k-1}}$.

(d_k) est un signal binaire qui change de valeur lorsque (b_k) prend la valeur zéro sinon il garde son état précédent. (Plus de détails sur la réalisation d'un codeur différentiel seront donnés dans le chapitre 4).

En ce qui concerne maintenant la démodulation différentielle représentée à la figure (2.2), le signal reçu $r(t)$ est comparé à celui de l'intervalle de bit précédent $r(t - T)$. Si les signaux reçus $r(t)$ et $r(t - T)$ ont la même phase, on obtient:

$$e(t) = r(t)r(t - T).$$

Avec $r(t) = A \cos(\omega t)$, on arrive à l'équation suivante:

$$e(t) = \frac{A^2}{2} [\cos(\omega T) + \cos(2\omega(t - T/2))]. \quad (2.14)$$

Le deuxième terme peut être éliminé par un filtre passe-bas, et il reste: $o(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\omega T)$. En prenant $\cos(\omega T)$ comme valeur positive, ce terme est positif, donc on a ($b_k = 1$). Si les signaux $r(t)$ et $r(t - T)$ n'ont pas la même phase on aura : $o(t) = -\frac{A^2}{2} \cos(\omega T)$. Ce terme est négatif, donc on a ($b_k = 0$). Le démodulateur génère un "0" ou "1" logique selon que le déphasage entre le signal reçu et le précédent tend vers zéro ou π .

Il ne subsiste plus d'ambiguïté de phase due au fonctionnement de récupération de la porteuse. En d'autres mots, on obtient un signal démodulé qui est affranchi de toute ambiguïté de phase. Le codage différentiel est basé sur le bit transmis précédemment. S'il y a une erreur dans ce bit, tous les bits qui suivent seront erronés. Cependant, avec le décodage différentiel, une erreur d'un bit ne produit que deux bits erronés. Les performances du PSK cohérent sont légèrement supérieures à ceux du DPSK. Mais pour E_b/N_0 grand, on a des performances du même ordre de grandeur à un dB près, soit :

$$P_e = 0.5 \exp(-E_b/N_0) \quad (2.15)$$

pour le DPSK et

$$P_e = 0.5 \operatorname{erfc}(E_b/N_0)^{0.5} \quad (2.16)$$

pour le PSK cohérent évidemment. ($\frac{E_b}{N_0}$ est le rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale du bruit.)

2.3 Principe de l'étalement spectral

L'étalement spectral n'est qu'une phase dans le processus de transmission; elle ne constitue qu'une modulation de canal. Les modes fondamentaux d'étalement spectral sont au nombre de quatre:

1. L'étalement par saut de fréquences périodiques,
2. l'usage d'impulsions dont les présences et les durées sont contrôlées par un code,
3. l'étalement par transmission d'impulsions FM (modulation de fréquence),
4. l'étalement direct par modulation au moyen d'une séquence d'impulsions périodiques.

Dans notre travail, on s'intéresse seulement à la quatrième méthode, c'est à dire l'étalement spectral obtenue en utilisant une séquence d'impulsions de 128 chips.

2.3.1 Principe de l'étalement spectral à séquence directe

Soit une suite de données binaires (bits/sec) et une autre séquence (chips/sec) qu'on va appeler signature. Si les données et la signature sont multipliées ensemble, un étalement spectral est obtenu si le nombre de chips/sec est supérieur au nombre de bits/sec; en d'autres mots le spectre du signal émis est plus large que le signal qu'il transporte. D'où vient le nom d'étalement spectral. Selon SHANNON, la capacité d'information C en bits/sec d'un canal gaussien blanc additif

est donnée par la relation:

$$C = W \log_2(1 + S/N) \quad (2.17)$$

où W représente la largeur de canal en Hz et S/N est le rapport signal à bruit. D'après cette formule, C est proportionnel à W pour un niveau S/N constant. Donc plus la largeur de bande W est grande plus la capacité C sera grande. Il s'établit une relation entre la bande W et la capacité d'un système. On en déduit que la technique d'augmenter la largeur de la bande améliore dans un certain sens les performances du système. En outre dans ce cas-ci, le signal transmis ressemble beaucoup plus à la séquence utilisée qu'à l'information, ce qui permet une transmission sécuritaire des données car, au démodulateur, on a besoin de connaître le code. Il est évident que ce décodage s'effectue d'une manière plus sécuritaire si la séquence est plus longue.

2.3.2 Utilisation de la modulation BPSK

Avec une modulation de phase à deux niveaux d'une porteuse par une séquence pseudo-aléatoire, comme dans notre cas, on obtient une modulation de phase à porteuse supprimée. La suppression de la porteuse a, entre autres, les conséquences suivantes:

1. la puissance de l'émetteur est utilisée pour la transmission utile du signal; en d'autres mots lorsque on ne transmet pas la porteuse, on économise de la puissance.
2. à la réception la porteuse supprimée est difficile à détecter sans l'utilisation de méthodes sophistiquées.

En plus, la modulation de phase permet d'avoir un signal qui a une enveloppe constante, ce qui produit une amélioration de rendement du transmetteur. En pratique, ceci comporte plusieurs avantages. La densité spectrale de puissance du signal transmis est de la forme $(\sin x/x)^2$ et elle est symétrique par rapport à la porteuse. Le lobe principal contient plus de 90% de la puissance totale .

2.3.3 Le gain de processing

On définit le gain de processing par

$$G_p = BW_{rf}/R_{inf}. \quad (2.18)$$

C'est le rapport entre la bande RF transmise et le débit des bits d'information; par exemple pour $BW = 20MHz$ et $R_{inf} = 78125bits/sec$ on a : $G_p = 256$ soit 24 db. Par contre pour $BW = 156.250kHz$ et $R_{inf} = 78125bits/sec$ on a: $G_p = 2$ soit 3 db. Le gain de processing est une mesure très importante pour la technique de l'étalement spectral. Il permet de donner une idée de la performance du système vis-à-vis du bruit et des interférences. On a :

$$(S/N)_{out} = (S/N)_{in}G_p \quad (2.19)$$

on a aussi dans le cas où on considère uniquement l'interférence:

$$\left(\frac{S+I}{I}\right)_{out} = G_p \left(\frac{S+I}{I}\right)_{in}. \quad (2.20)$$

Notons que les deux rapports $\frac{S}{N}$ et $\frac{E_b}{N_0}$ sont liés par la relation suivante:

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \log G_p. \quad (2.21)$$

D'après ces dernières équations, on voit que G_p apparait comme un facteur constant; plus il est élevé plus le système a un facteur S/N élevé à sa sortie. On doit

donc jouer sur la bande passante BW qui devra être grande, car dans les systèmes pratiques on aimerait souvent avoir un débit de bits assez élevé. En d'autre mots on peut améliorer un système en diminuant la rapidité de transmission des bits, ce qui est évident ou encore en conservant le même débit tout en augmentant la bande passante (BW).

2.4 Représentation du signal d'étalement spectral à séquence directe en présence d'autres usagers

Suivant Kavehrad et McLane [4], nous représentons les données obtenues de l'évaluation des paramètres clé de la corrélation de signaux à étalement spectral émis par des usagers simultanés. Il y a K transmetteurs, chaque $k^{\text{ie}^{\text{me}}}$ transmetteur ($1 \leq k \leq K$) transmet des données $b_k(t)$ modulées en phase et codées par le signal $c_k(t)$ qui est donné par:

$$c_k(t) = \sqrt{2p} \sin(\omega_c t + \theta_k + 0.5\pi a_k(t)) \quad (2.22)$$

ou encore par:

$$c_k(t) = \sqrt{2p} a_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k). \quad (2.23)$$

Pour un signal DPSK on connaît déjà l'équation (2.7) : $d_k = \overline{b_k \oplus d_{k-1}}$, (les données transmises $b_k(t)$ sont codées différenciellement, et on transmet ainsi $d_k(t)$). Les signaux $d_k(t)$ et $a_k(t)$ sont tous deux des séquences d'impulsions rectangulaires d'amplitudes +1 et -1. Toutes les signatures sont des séquences de période N où $T = NT_c$, où T et T_c sont respectivement les durées des impulsions de données et

des impulsions du code d'étalement. On a:

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_k^j P_{T_c}(t - jT_c) \quad (2.24)$$

où $P_r(t) = 1$ pour $0 \leq t < \tau$

et $P_r(t) = 0$ ailleurs

et

$$d_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} d_k^l P_T(t - lT) \quad (2.25)$$

où $d_k^l \in \{+1, -1\}$. Le signal émis est alors:

$$S_k(t) = A a_k(t) d_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (2.26)$$

où ω_c est la fréquence angulaire de la porteuse. Prenons comme exemple le canal radio-mobile qui a comme réponse impulsionnelle:

$$h_k(\tau) = \sum_{l=1}^L \beta_{lk} \delta(\tau - \tau_{lk}) \exp(j\phi_{lk}) \quad (2.27)$$

où β_{lk} est la pondération, et où τ_{lk} et ϕ_{lk} sont respectivement le délai et la phase de la l ème composante de la réponse impulsionnelle du k ème usager. En supposant que les pertes de transmission soient négligeables, le signal reçu à la station est de la forme :

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} h_k(\tau) S_k(t - \tau) \exp(j\omega_c t) d\tau \right\} + n(t) \quad (2.28)$$

où $n(t)$ est le bruit à l'entrée du récepteur. Si on remplace $h_k(\tau)$ par sa valeur, on aura:

$$r(t) = \Re \left\{ \sum_{k=1}^K \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{l=1}^L \beta_{lk} \delta(\tau - \tau_{lk}) S_k(t - \tau) \exp(j\omega_c t + \phi_{lk}) d\tau \right\} + n(t). \quad (2.29)$$

On peut alors écrire l'équation suivante:

$$r(t) = r_1(t) + \dot{r}(t) + n(t) \quad (2.30)$$

le premier terme représente le signal qu'on désire recevoir, et le second le signal interférent des autres usagers. En admettant que le signal utile corresponde à $k = 1$, on a :

$$r_1(t) = A \sum_{l=1}^L \beta_{l1} a_1(t - \tau_{l1}) d_1(t - \tau_{l1}) \cos(\omega_c t + \phi_{l1}) \quad (2.31)$$

et:

$$\dot{r}(t) = A \sum_{l=1}^L \sum_{k=2}^K \beta_{lk} a_k(t - \tau_{lk}) d_k(t - \tau_{lk}) \cos(\omega_c t + \phi_{lk}). \quad (2.32)$$

Si on s'intéresse maintenant à évaluer le niveau de puissance reçu et le rapport signal à bruit moyen, on pourra supposer que le canal est soumis à une fluctuation de Rayleigh.

Alors on a:

ϕ_{lk} est uniforme entre $[0, 2\pi]$ c'est la phase de canal;

β_{lk} a une distribution de Rayleigh: c'est le gain de canal;

$$f_\beta(x) = \frac{x}{\rho_0} \exp\left(-\frac{x^2}{2\rho_0}\right) U(x) \quad (2.33)$$

$f_\beta(x)$ est la densité de probabilité de la variable aléatoire β . En posant $\rho_0 = \xi^2$, on obtient la moyenne $E(x)$:

$$E(x) = \xi \sqrt{\pi/2} \quad (2.34)$$

et la variance σ_x^2 :

$$\sigma_x^2 = (2 - \pi/2)\xi^2. \quad (2.35)$$

Le rapport signal à bruit moyen est donné par:

$$\gamma_0 = E(\beta_{l1}^2) \frac{E_b}{N_0} \quad (2.36)$$

où E_b est l'énergie comprise dans un bit d'information, ($E_b = A^2 T_d / 2$) où ($E(\beta_{11}^2) = 2\rho_0$), et où N_0 est le niveau de bruit. Ceci permet d'écrire:

$$\gamma_0 = \rho_0 \frac{A^2 T_d}{N_0}. \quad (2.37)$$

D'après cette équation, on peut dire que le rapport signal à bruit moyen dépend des affaiblissements causés par le canal (ρ_0), de l'amplitude au carré du signal émis (puissance), du niveau de bruit (N_0), et de la durée des bits d'information T (débit des bits).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé brièvement les bases de la modulation à déplacement de phase, du codage et décodage différentiel, et de l'étalement spectral à séquence directe. Nous avons représenté le signal à étalement spectral reçu dans un contexte de plusieurs usagers simultanés et mis en évidence les paramètres qui déterminent le rapport signal à bruit. Dans le système qui sera décrit dans ce travail, la durée des chips sera de $0.1\mu s$ et la durée d'un bit d'information sera de 128 chips, soit $12.8\mu s$. Dans ces conditions la largeur de bande de signal est de 20 MHz, et le taux de transmission des bits est 78.125 kHz, ceci conduit à un gain de processing de 256 soit 24 dB.

Chapitre III

Les séquences pseudo-aléatoires

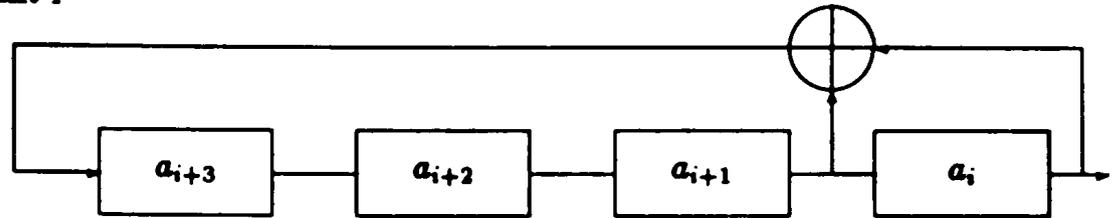
3.1 Introduction

Les séquences maximales sont souvent employées dans les systèmes de la radio-communication dans des applications comme l'étalement spectral et le codage. Le système d'étalement spectral à réaliser dans ce travail utilise une séquence pseudo-aléatoire de 128 chips, ce qui nous conduit à étudier leurs propriétés avant de passer à la réalisation pratique. C'est le but de ce chapitre qui traite des méthodes utilisées pour générer ces séquences et de leurs propriétés. Le chapitre contient aussi une brève discussion sur l'utilisation des filtres adaptés et sur l'apport de la technologie des composants à onde acoustique de surface (SAW: Surface Acoustic Wave) dans la radio-communication.

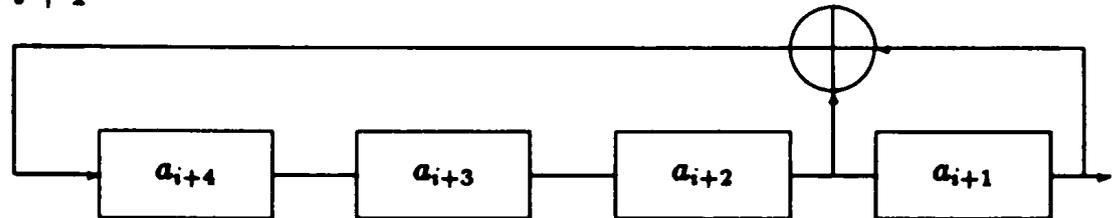
3.2 Les registres à décalage

Pour générer une séquence aléatoire de longueur $N = 2^m - 1$, on peut utiliser des éléments de retard (des bascules D) et une boucle de retour. Par exemple; pour $m = 4$ et pour $a_{i+4} = a_{i+1} + a_i$ avec $i = 0, 1, \dots$

on a à l'instant i



et à l'instant $i + 1$



où \oplus indique une addition binaire (modulo 2).

On peut représenter ceci par un polynôme dont le degré est m et dont les coefficients sont soit 0 ou 1. (1 s'il y a un retour; 0 ailleurs). Dans notre exemple, on remarque qu'il y a un seul retour, on a donc:

$$h(x) = x^4 + x + 1 \quad (3.1)$$

la sortie est une série de bits périodique de longueur maximale N .

Les séquences maximales sont les plus longues séquences qu'on peut générer étant donné un nombre fixé de registre à décalage (dans notre exemple $m = 4$). On les appelle aussi séquences pseudo-aléatoires (PN Pseudo Noise). Ces séquences ont plusieurs propriétés importantes:

propriété 1: Si $b = b_0b_1 \dots b_{2^m-2}$ est une séquence pseudo-aléatoire alors:

$b_jb_{j+1} \dots b_{2^m-2}b_0 \dots b_{j-1}$ est aussi une séquence PN.

propriété 2: Soit le polynôme

$$h(x) = \sum_{i=0}^m h_i x^i \quad (3.2)$$

avec $h_0 = h_m = 1$, et $h_i = 0$ ou 1 pour $(1 < i < m)$ qui génère des séquences PN, il y a m séquences linéairement indépendantes appartenant toutes aux séquences générées par $h(x)$.

propriété 3: Si une fenêtre de longueur m est ouverte le long de la séquence PN, on obtient m bits identiques de 1 une seule fois dans la séquence PN.

propriété 4: Le nombre de zéros est égal au nombre de uns moins 1, c'est à dire que, quelle que soit la séquence PN considérée, il y a :

2^{m-1} uns et $2^{m-1} - 1$ zéros.

Exemple: la séquence (000100110101111) générée par le polynôme $h(x) = x^4 + x + 1$ a 8 uns et 7 zéros.

3.3 Corrélation et auto-corrélation

En général, on définit la corrélation $R_{fg}(\tau)$ entre deux signaux $f(t)$ et $g(t)$ par l'expression:

$$R_{fg}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)g(t - \tau)dt. \quad (3.3)$$

Cette expression nous permet de mesurer la ressemblance dans le temps de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ pour un certain décalage τ . On peut démontrer facilement que:

$$R_{fg}(\tau) = f(t) * g(-t) |_{t=\tau} \quad (3.4)$$

où $*$ est la convolution définie comme suit:

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)g(t - \tau)d\tau. \quad (3.5)$$

Si $f(t) = g(t)$, on a:

$$R_f(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)f(t - \tau)dt \quad (3.6)$$

qui est l'expression de l'auto-corrélation du signal $f(t)$. Elle représente une mesure de la ressemblance entre un signal et le décalage par τ de ce même signal. Dans le cas où $\tau = 0$, on a :

$$R_f(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)^2 dt \quad (3.7)$$

cette équation représente l'énergie du signal $f(t)$. $R_f(0) > R_f(\tau)$ pour tous les τ différents de zéro. La transformée de Fourier de $R_f(\tau)$ donne la densité d'énergie spectrale du signal $f(t)$.

On rappelle que la transformée de Fourier est donnée par:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \exp^{-j\omega t} dt \quad (3.8)$$

3.3.1 Auto-corrélation des séquences maximales

Pour le cas des séquences pseudo-aléatoires, l'auto-corrélation est exprimée par:

$$\rho(i) = \frac{A - D}{N} \quad (3.9)$$

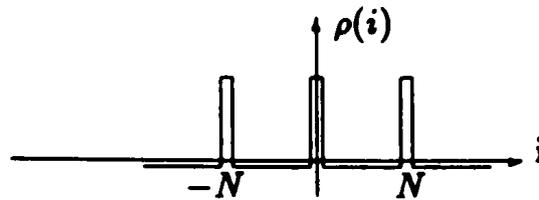


Figure 3.1: La fonction d'auto-corrélation périodique d'une séquence maximale.

où A et D représentent respectivement le nombre de similitudes et de non-similitudes des codes lorsque ils sont comparés chip par chip, et où i représente le nombre de décalages par rapport à la séquence initiale. Puisque les séquences sont périodiques on a:

$$\rho(i + N) = \rho(i). \quad (3.10)$$

Prenons par exemple la séquence (000100110101111) de longueur 15 et la même séquence décalée de trois chips à droite (111000100110101). On voit dans cet exemple que $A = 7$, $D = 8$, $A + D = 15$, $A - D = -1$ et $i = 3$. Il vient: $\rho(3) = \frac{-1}{15}$. Si la séquence n'est pas décalée, on a $A = 15$ et $D = 0$. D'où $\rho(0) = 1$.

Ajoutons ici une cinquième propriété.

Propriété 5: Pour une séquence maximale (PN), de longueur $N = 2^m - 1$ on a:

$$\begin{cases} \rho(0) = 1 & i = 0 \\ \rho(i) = \frac{-1}{N} & 1 \leq i \leq N - 1 \end{cases}$$

cette propriété est très importante, car elle caractérise les séquences pseudo-aléatoires des autres séquences non-maximales.

Remarque: la valeur maximale que peut prendre ρ est 1. Dans le cas des séquences maximales, ρ atteint sa valeur maximale une seule fois par période (voir figure 3.1).

3.3.2 Inter-corrélation des séquences maximales

Dans ce qui suit, on va parler de la corrélation des séquences maximales qui ont le même nombre de chips (N). Pour ce cas la formule vue précédemment reste valable.

$$\rho(i) = \frac{A-D}{N} \text{ pour } i = 0, \pm 1, \dots$$

L'étude de la corrélation des séquences PN permet un choix optimum des séquences utilisées dans un système réel. Elle permet aussi de prévoir théoriquement l'influence des interférences d'autres usagers.

Cas des séquences maximales de longueur 127

Le système que nous voulons réaliser utilise une séquence maximale de longueur 127 plus 1 (128 chips), c'est pourquoi on s'intéresse en particulier à ce type de séquences. La séquence maximale choisie est générée par le polynôme:

$$h(x) = x^7 + x^4 + 1. \quad (3.11)$$

On peut aussi la représenter par le nombre octal [221] qui n'est rien d'autre qu'une conversion des coefficients du polynôme $h(x)$ de binaire en octal. Par exemple, le polynôme $x^4 + x + 1$ peut être écrit sous la forme binaire (10011), ou en format octal (23).

On a écrit un programme qui donne toutes les séquences possibles d'ordre ($m = 7$), qui compte le nombre des séquences maximales et calcule la corrélation

de toute les séquences obtenues avec celle choisie. Les séquences maximales de longueur 127 sont:

203,211,217,221,235,247,253,271,277, 301,313,323,325,345,357,361,367,375.

Il y a 18 séquences maximales de 127 chips. Le tableau 3.1 résume les résultats trouvés concernant la corrélation de la séquence [221] avec les autres séquences de même longueur.

Ce tableau visualise les valeurs maximales de la corrélation périodique atteinte pour chacune des séquences PN de 127 chips, lorsqu'elles sont corrélées avec la séquence représentée par le nombre octal 221. D'après ce tableau, on remarque que la corrélation entre les séquences maximales n'est pas la même, ce qui nous conduit à dire que l'interférence résultante entre les usagers dans le cas d'accès multiple n'est pas répartie uniformément. Il est aussi facile de voir l'écart important entre l'inter-corrélation des séquences (les valeurs maximale et minimale du tableau 3.1 sont 41 et 17 respectivement). Il faut noter aussi le nombre limité des séquences maximales. Dans ce tableau il n'y a que 18 séquences, ce qui peut poser un problème si on cherche à accomoder plusieurs usagers. On voit que les séquences maximales ont cependant l'avantage de présenter une valeur d'inter-corrélation assez faible. Dans le cas du système à réaliser ici, qui utilise une séquence de 128 chips (on a ajouté un 0 à la séquence maximale), le code utilisé est appelé "non linéaire".

Les polynômes primitifs

Dans le programme réalisé, on trouve 18 séquences maximales parmi 64 séquences possibles. Chacune de ces séquences est représentée par un polynôme

séquences	$127\rho_{Max}$
203	17
211	21
217	41
221	127
235	41
247	41
253	17
271	17
277	41
301	17
313	17
323	41
325	17
345	17
357	41
361	17
367	17
375	17

Tableau 3.1: Séquences maximales de longueur 127 et leur corrélation avec la séquence représentée par le nombre octal 221.

$h(x)$. Ce dernier est dit primitif s'il correspond à une séquence maximale. Un polynôme primitif divise le polynôme $x^N + 1$ (la division est binaire). Le nombre de polynômes primitifs peut être trouvé par la formule suivante:

$$n = \frac{\phi(N)}{m} \quad (3.12)$$

la fonction ϕ associe dans chaque cas le nombre des entiers inférieurs et premiers à N .

Exemple:

$$m = 7, N = 2^7 - 1 = 127, n = \frac{\phi(127)}{7} = 18$$

$$m = 8, N = 2^8 - 1 = 255, n = \frac{\phi(255)}{8} = 16$$

$$m = 9, N = 2^9 - 1 = 511, n = \frac{\phi(511)}{9} = 48$$

Le nombre n est toujours pair, cela peut être expliqué par le fait que chaque polynôme primitif admet un polynôme symétrique qui est aussi primitif.

Exemple: soit le polynôme $h(x) = x^7 + x^3 + 1$, son polynôme symétrique est:

$$\bar{h}(x) = x^7 h\left(\frac{1}{x}\right) = x^7 + x^4 + 1.$$

En conclusion, on peut dire que les séquences maximales possèdent une excellente fonction d'auto-corrélation mais que leur nombre est limité. Pour aug-

menter le nombre de séquences tout en gardant leur avantage, plusieurs autres types de séquences ont été développées par une combinaison des séquences maximales comme par exemple les séquences KASAMI et celles de GOLD. On trouvera plus de détails dans [11] et [15] concernant ces séquences.

3.4 Les filtres adaptés

Par définition un filtre adapté a comme réponse impulsionnelle:

$$h(\tau) = k s(\delta - \tau) \quad (3.13)$$

où k est une constante, et $s(t)$ est le signal auquel le filtre est adapté. On s'intéresse particulièrement à ce type de filtre car il a la propriété de maximiser le rapport signal à bruit, ce qui est un avantage dans tous les systèmes de radio-communication. Il a été facilement démontré en prenant un filtre quelconque [16] que ce rapport vérifie la relation suivante:

$$\rho \leq \frac{2E}{N_0} \quad (3.14)$$

où E est l'énergie totale du signal à l'entrée de filtre et N_0 est la densité de probabilité de puissance du bruit blanc. Ce rapport prend sa valeur maximale uniquement dans le cas d'un filtre adapté (matched filter). La fonction de transfert d'un filtre adapté est donnée par:

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(T) \exp(-j\omega T) dT \quad (3.15)$$

qui s'exprime en remplaçant $h(T)$ par sa valeur (3.13):

$$H(\omega) = k \int_{-\infty}^{+\infty} s(\delta - T) \exp(-j\omega T) dT. \quad (3.16)$$

Si on pose $\tau_1 = \delta - T$, on arrive à:

$$H(\omega) = k \exp(-j\omega T) \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau_1) \exp(j2\pi f\tau_1) d\tau_1 \quad (3.17)$$

qui s'écrit :

$$H(\omega) = k \exp(-j\omega T) S^*(\omega) \quad (3.18)$$

où $S^*(\omega)$ est la transformée de Fourier conjuguée du signal $s(t)$.

Cependant il y a plusieurs types de filtre adaptés, suivant l'application pour laquelle il a été conçu et la technologie utilisée. Le type le plus connu est celui des filtres avec unités de retard (tapped-delay-line filters). Dans ce qui suit on va essayer de donner un aperçu général sur le fonctionnement et les propriétés de ce type de filtre. En prenant:

$$S(\omega) = F(\omega) \sum_{i=0}^n G_i(\omega) \exp(-j\omega\delta_i) \quad (3.19)$$

on obtient le signal désiré par le choix des fonctions $G_i(\omega)$ et $F(\omega)$. Par exemple:

$$\delta_i = i\delta \quad (3.20)$$

$$G_i(\omega) = \pm 1 \quad (3.21)$$

$$T = n\delta \quad (3.22)$$

$$T = \delta_n \quad (3.23)$$

$$F(\omega) = \frac{\sin(\pi f\delta)}{\pi f} \exp(-j\pi f\delta) \quad (3.24)$$

où i est un entier positif et $\omega = 2\pi f$.

Le signal résultant est une séquence d'ondes sinusoïdales d'amplitude constante et de fréquence f_1 (Dans le montage que nous réaliserons cette fréquence

est 75 MHz) avec des changements de phase de 0 à π . Ces changements sont déterminés par la séquence choisie des $\{+1, -1\}$, et le choix de la séquence est important lors de la génération de $s(t)$.

En admettant que $k = 1$, (voir (3.19)) la fonction de transfert du filtre adapté à $s(t)$ est donnée par:

$$H(\omega) = S^*(\omega) \exp(-j\omega T) \quad (3.25)$$

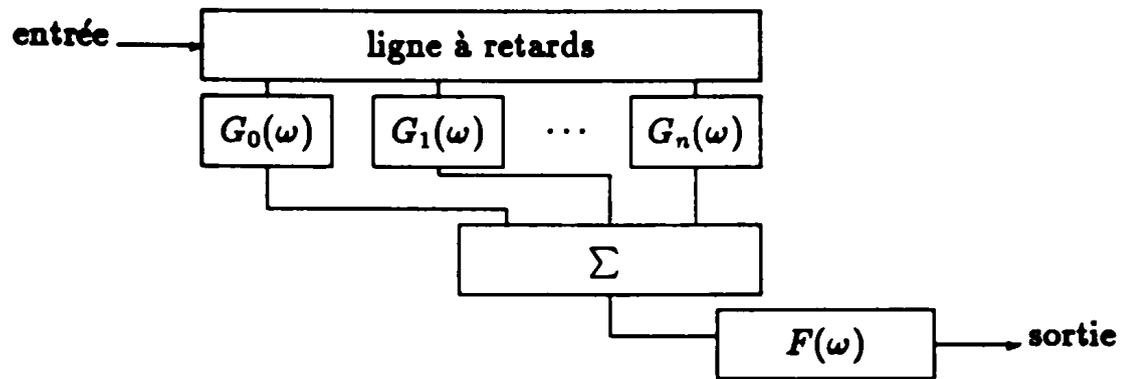
et, en remplaçant chaque terme par sa valeur, on arrive à l'équation:

$$H(\omega) = F(\omega) \sum_{i=0}^n G_i(\omega) \exp(-j\omega(\delta_n - \delta_i)). \quad (3.26)$$

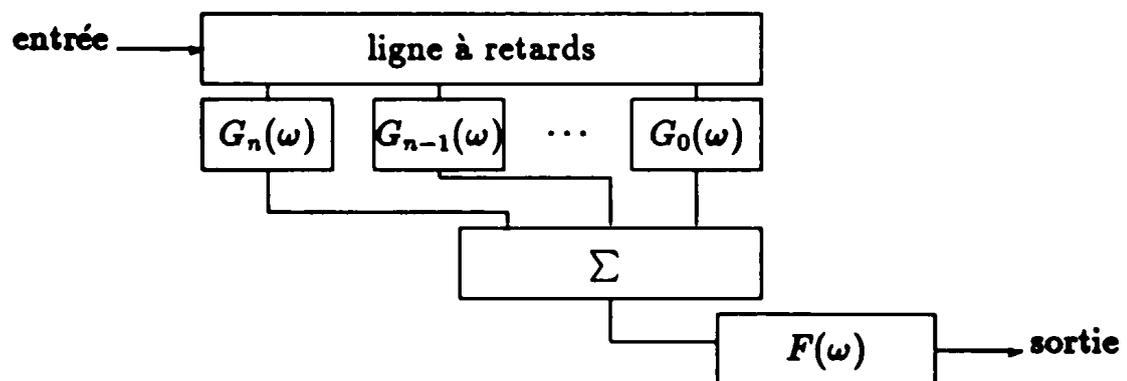
Le développement ci-dessus permet d'expliquer la génération de signal $s(t)$, et la manière de concevoir un filtre adapté au même signal. En regardant attentivement les formules (3.19) et (3.26), on constate qu'il y a une grande ressemblance entre elles. On trouve à la figure (3.2) un bloc diagramme correspondant à ces deux équations.

3.5 Utilisation de la technologie des ondes acoustiques de surface (SAW) dans la réalisation d'un système à étalement spectral

La technologie à onde acoustique de surface (SAW) est basée sur l'utilisation de la propagation des ondes acoustiques dans des matériaux appropriés (LiNbO₃ Lithium Niobate) ou dans un cristal de quartz. Les ondes acoustiques se propagent à la surface du substrat, ce qui les rend accessibles le long de leur parcours, et ce qui permet une grande flexibilité par rapport aux autres méthodes existantes.



a) Génération d'un signal avec une ligne à retards



b) Filtre Adapté au signal généré

Figure 3.2: Filtre Adapté.

Parmi les autres avantages, on note la simplicité de fabrication et la possibilité d'utilisation pour les filtres VHF et UHF où les autres technologies peuvent avoir de la difficulté. De plus, la faible vitesse de propagation des ondes acoustiques conduit à la fabrication des composants miniaturisés et compacts, (filtres, oscillateurs, ligne à retard,...).

Les filtres adaptés sont donc un exemple parmi plusieurs où les composants à ondes acoustiques de surface (SAW) sont appliqués. Si on consulte la littérature sur les réalisations pratiques, on constate qu'il y a plusieurs méthodes de fabrication selon les spécifications désirées. La conception d'un composant demande d'abord de choisir la réponse impulsionnelle du composant à fabriquer en spécifiant le code, la fréquence, la bande passante, le délai, etc. Le fabricant doit alors sélectionner un substrat de formule chimique et de dimensions géométriques appropriées pour réaliser cette réponse impulsionnelle.

Dans notre système, on utilise deux composants (SAW) qui sont: une ligne à retard de $12.8\mu s$ et un corrélateur BPSK à séquence fixe de 128 chips. Les caractéristiques de ces deux composants peuvent être trouvées en annexe.

Le corrélateur est un filtre adapté qui fonctionnent suivant le principe qu'on vient de citer dans la section précédente. Connaissant la réponse en fréquence d'un tel filtre, il est possible de déterminer sa réponse impulsionnelle par la transformée de Fourier inverse:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.27)$$

Pour plus de détails voir [17] et [18] et [19].

3.6 Conclusion

L'exposé fait dans ce chapitre permet de rendre compte des propriétés des séquences maximales et de leur utilisation pour effectuer l'étalement spectral du signal à transmettre . On a aussi posé le problème de l'effet d'interférence mutuelle entre les usagers dans le cas d'accès multiple, lorsqu'on attribue une séquence à chaque usager.

L'étude des séquences maximales et de leur corrélation nous a amené à mentionner les filtres adaptés et les corrélateurs de type SAW qui font usage des ondes acoustiques se propageant à la surface d'un substrat. On a enfin donné un aperçu général sur leur utilisation dans les corrélateurs (matched filters). Après ce bref exposé, nous voulons passer maintenant au coeur de notre travail, qui est la réalisation pratique d'un système de radio-communication à étalement spectral à séquence directe.

Chapitre IV

Réalisation d'un émetteur BPSK à étalement spectral à séquence directe

4.1 Introduction

Ce chapitre traite de la réalisation d'un émetteur de signaux modulés par déplacement de phase binaire constitué d'un encodeur différentiel, d'un oscillateur local, et de la génération de la séquence de longueur 128 chips qui permet d'étaler le spectre. Afin d'expliquer la conception de cet émetteur, une description de chaque étage est donnée. L'émetteur se compose du modulateur et de la partie haute fréquence qui effectue l'irradiation de l'énergie électromagnétique vers le récepteur que nous verrons dans la prochain chapitre. Nous commencerons donc par expliquer le fonctionnement du modulateur réalisé, ce qui sera suivi par la description de la partie RF.

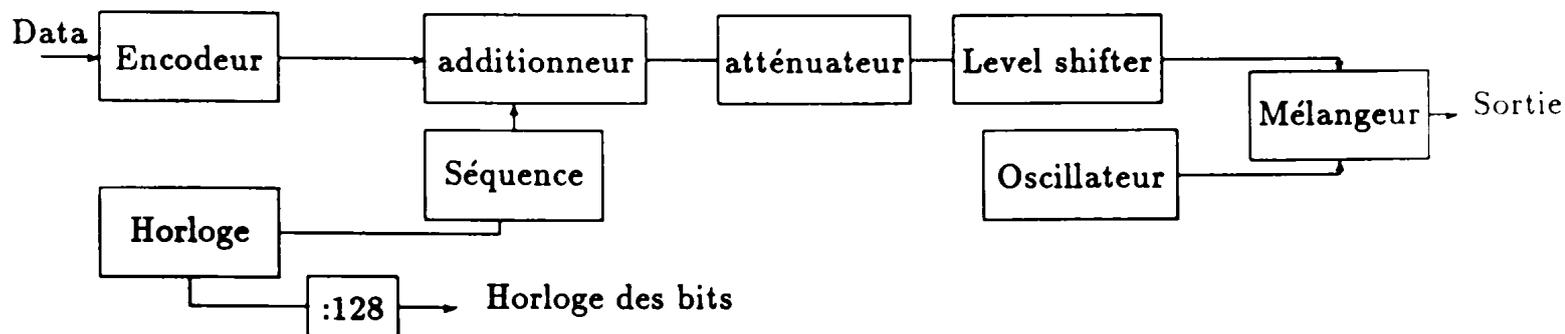


Figure 4.1: Schéma bloc du modulateur.

4.2 Structure du modulateur

Le principe de fonctionnement du modulateur a été déjà expliqué dans les chapitres précédents. Le signal qu'on cherche à obtenir est donné par l'équation (2.26), le modulateur comporte :

- la génération de la séquence directe,
- un encodeur différentiel,
- l'étalement spectral à séquence directe,
- la modulation du signal.

4.2.1 La génération de la séquence directe

Le modulateur à réaliser devra produire un signal détectable par notre récepteur, c'est pourquoi on doit générer la même séquence adoptée au corrélateur. Cette séquence est une séquence maximale de 127 chips représentée par le polynôme $x^7 + x^4 + 1$, et un 0 est ajouté pour la rendre symétrique (elle contient ainsi le même nombre 0 et de 1). Elle devient une séquence non linéaire et sa fonction

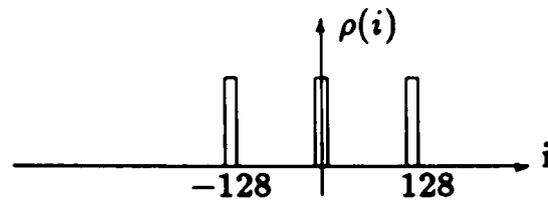


Figure 4.2: La fonction d'auto-corrélation périodique de la séquence utilisée.

d'auto-corrélation périodique devient:

$$\begin{cases} \rho(0) = 1 & i = 0 \\ \rho(i) \simeq 0 & 1 \leq i \leq 127. \end{cases}$$

En ajoutant un 0, la séquence obtenue a donc une meilleure fonction d'auto-corrélation. La figure (4.3) illustre cette fonction d'auto-corrélation obtenue en utilisant le logiciel PC-MATLAB. Par contre sa réalisation pratique en utilisant des registres à décalage est rendue plus compliquée par rapport à la séquence linéaire. Pour simplifier la réalisation, on a utilisé une mémoire programmable (PROM). Puisque la longueur de la séquence est courte cette méthode est avantageuse à cause de la flexibilité du montage (on changera uniquement la mémoire pour générer un autre signal donc un autre modulateur dans le cas où on désire servir plusieurs usagers.) L'adressage de la mémoire programmable (DM74287S) est effectué sans arrêt par des signaux périodiques de fréquences $5MHz$, $2.25MHz$, ... $78.125kHz$.

La base de tous ces signaux d'horloge est un oscillateur à cristal réalisé à l'aide de trois inverseurs. Le signal ainsi obtenu est une horloge dont la fréquence est de $10MHz$, et un diviseur de fréquence est utilisé pour obtenir les signaux dont nous avons besoin. Ces horloges sont obtenues à l'aide de deux compteurs de 4 bits chacun (74LS163) connectés de manière à fonctionner sur 8 bits; le choix de ce composant est fondé sur sa disponibilité et ses bonnes performances. Le

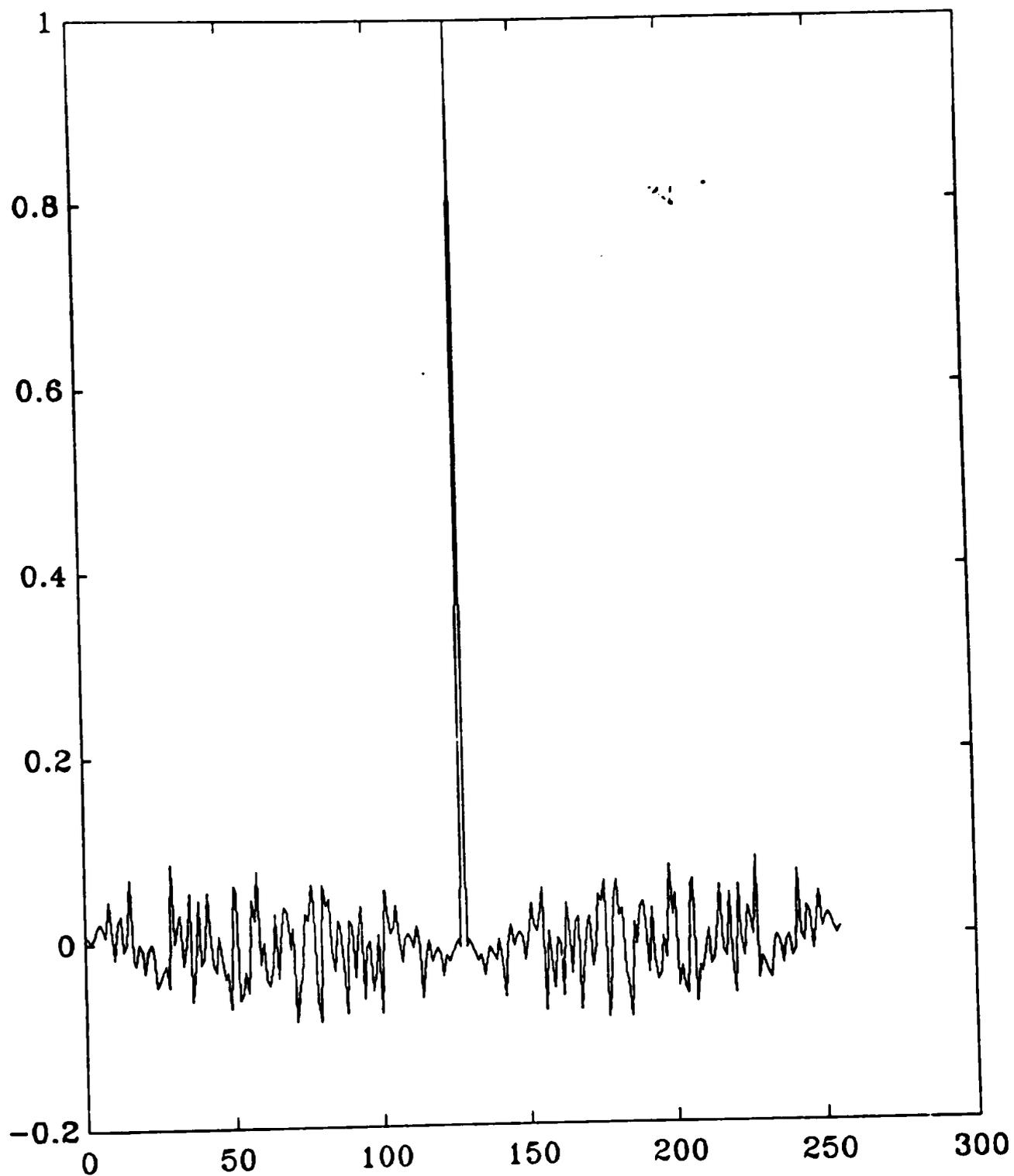


Figure 4.3: L'auto-corrélation de la séquence non-linéaire utilisée.

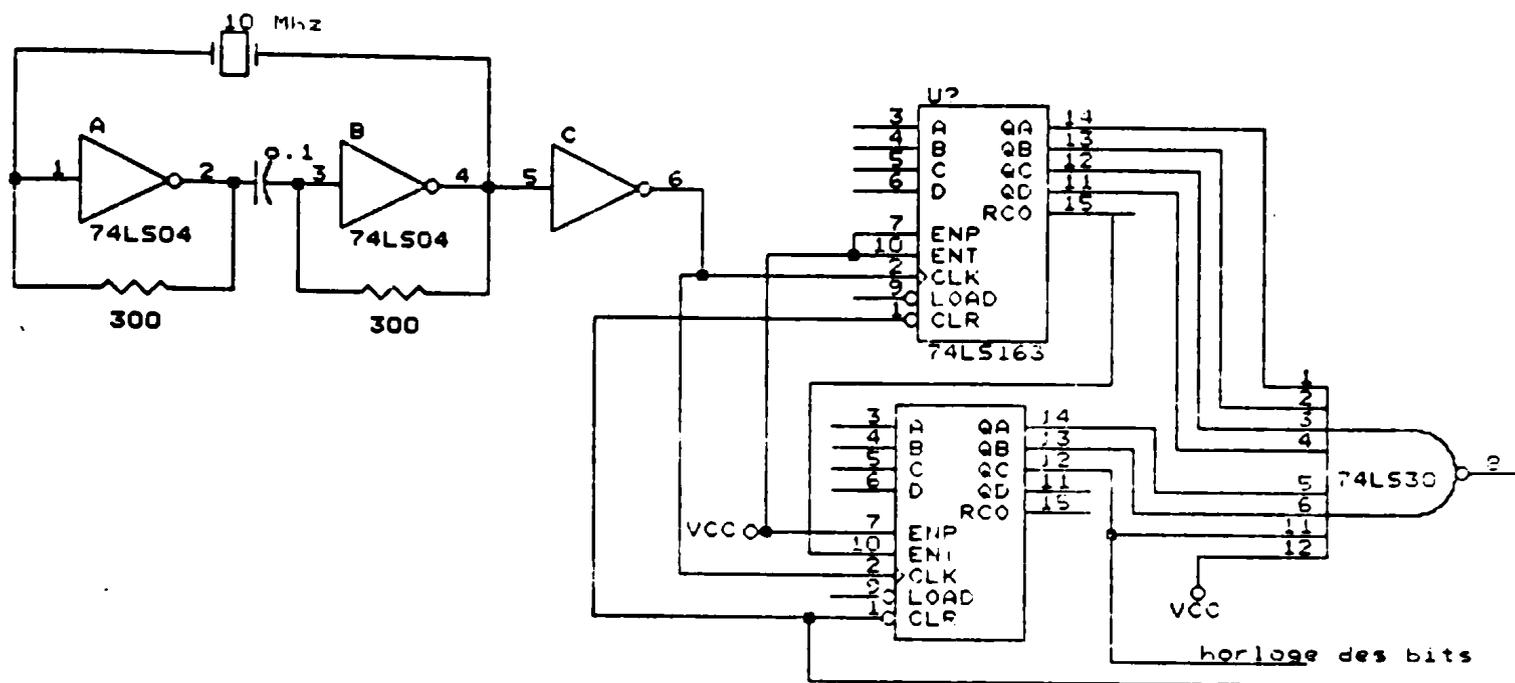


Figure 4.4: Adressage de la mémoire programmable.

compteur est remis à zéro par une porte NAND (74LS30) à chaque 128 coups d'horloge, car on a besoin uniquement des 7 premiers bits. Nous avons donc tous les signaux nécessaires à l'adressage de la mémoire et nous obtenons de plus l'horloge des bits à transmettre et le signal qui permet la synchronisation des bits avec la séquence comme nous le verrons dans la partie suivante.

4.2.2 Codage différentiel des données binaires

Le codage différentiel a été déjà vu dans les chapitres précédents, nous rappelons l'équation: $d_k = \overline{d_{k-1}} \oplus b_k$. Une simple méthode d'obtenir pratiquement ce codage est illustré à la figure (4.5). Dans notre circuit, le délai d'un bit est obtenu par deux bascules D (74LS74), ce qui nous conduit au circuit de la figure

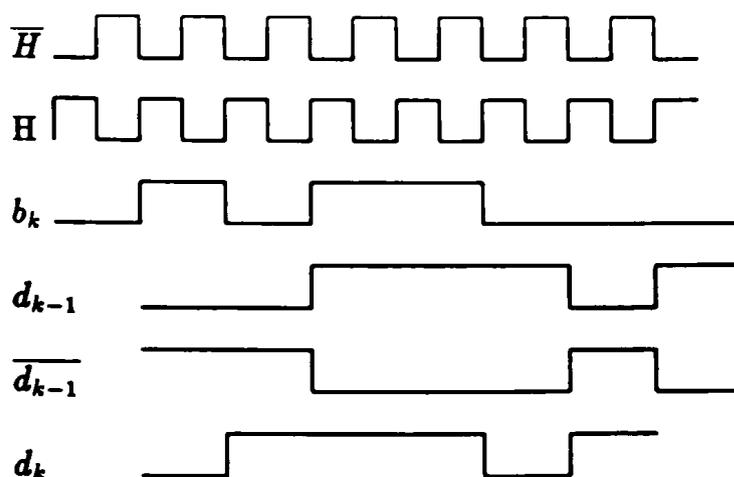


Figure 4.7: Formes d'ondes rencontrées à l'encodeur.

4.2.3 L'étalement spectral du signal

L'étalement spectral en bande de base est obtenu simplement par l'addition binaire des données et de la séquence en utilisant le circuit intégré (74LS86). La table de vérité de cet additionneur se trouve au tableau (2.1). Il résulte donc deux cas possibles suivant le bit présent à l'entrée du 74LS86 qui dure $12.8 \mu s$: on obtient soit la séquence, soit la séquence inversée (*séquence*) qui est obtenue en remplaçant les 1 par des 0 et les 0 par des 1.

4.2.4 La modulation du signal

Cette modulation exige la réalisation d'un oscillateur sinusoïdal de fréquence 75 MHz et l'ajustement du signal contenant l'information au mélangeur (ZLW2). Les caractéristiques de ce dernier se trouvent dans [25]. On doit donc adapter l'impédance de sortie à 50 ohms, ce pourquoi on a utilisé un transistor monté en collecteur commun. Pour ne pas endommager le mélangeur, une atténuation du signal est nécessaire. Etant donné que le mélangeur peut supporter un niveau

de puissance de 0 dBm, on a choisi un facteur d'atténuation de 3 qui est facilement réalisable par des résistances montées en diviseur de tension (voir figure 4.8).

La structure de modulateur à déplacement de phase est très simple et son principe de fonctionnement a déjà été expliqué dans le deuxième chapitre. Pour rendre le signal bipolaire, on a utilisé une simple capacité pour bloquer la composante continue (Décaleur de niveau), sa valeur numérique étant choisie de manière à ce que le filtre passe-haut qu'elle forme avec l'impédance d'entrée du mélangeur laisse passer la fréquence du taux de bits (78.125 kHz). En prenant $C = 0.05\mu F$, la fréquence de coupure du filtre est donnée par la formule:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.1)$$

où R est la résistance d'entrée du mélangeur (50 ohms). Après calcul, on trouve:

$$f_c = 63.66 \text{ kHz.}$$

Cette valeur vérifie la condition qu'on vient de citer, le signal n'est donc pas affecté; par ce filtre, on obtient donc à la sortie de mélangeur un signal modulé en phase par la fréquence de l'oscillateur de 75 MHz.

remarque: l'oscillateur de 75 MHz a pour but de tester le fonctionnement du démodulateur au niveau IF ce qu'on verra dans dans le chapitre suivant.

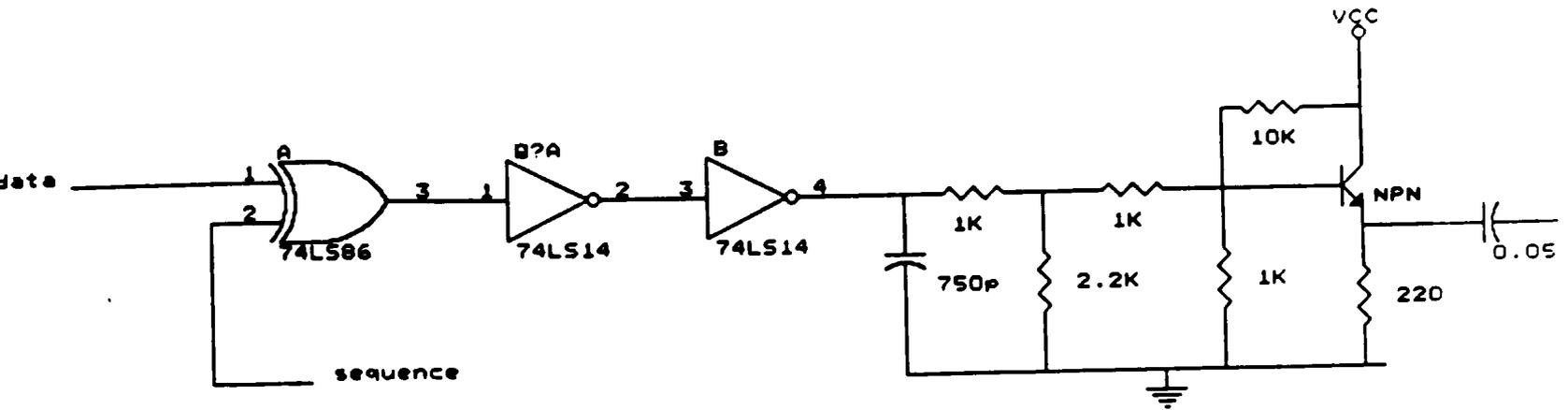


Figure 4.8: Adaptation du signal à l'entrée du mélangeur.

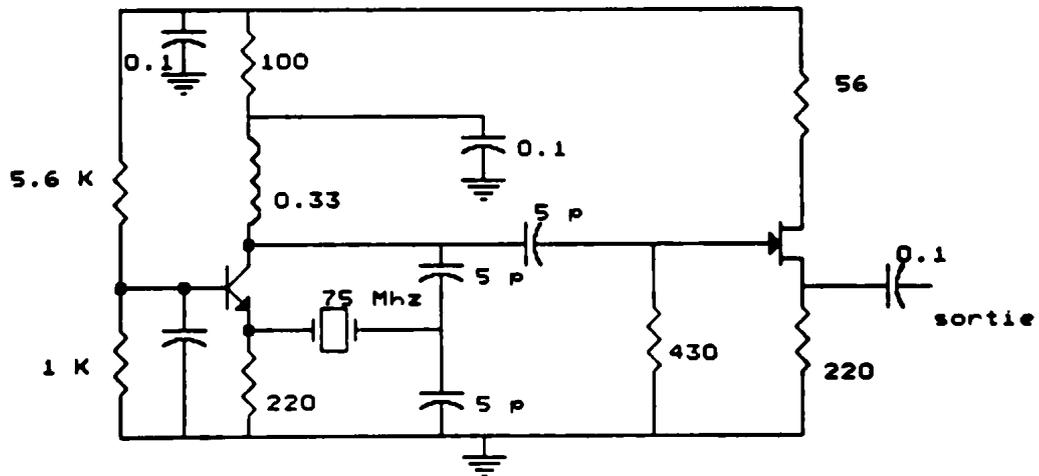


Figure 4.9: Oscillateur de fréquence 75 MHz.

4.3 La densité spectrale de puissance à la sortie du modulateur

Le signal qu'on obtient à la sortie du modulateur a déjà été défini comme étant (2.26):

$$s(t) = A a_k(t) d_k(t) \cos(\omega t + \theta_k).$$

Ceci peut être vu comme la multiplication de la séquence maximale et d'un signal sinusoïdal dont la phase change suivant l'information à transmettre, tel que discuté dans le deuxième chapitre, soit:

$$s(t) = a_k(t) A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0)$$

où

$$\cos(2\pi f_0 t + \phi_0) = d_k(t) \cos(\omega t + \theta_k).$$

Rappelons que la densité spectrale d'un signal de la forme $w(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0)$ est donnée par:

$$S_m(f) = \frac{A^2}{4} [W_m(f - f_0) + W_m(f + f_0)] \quad (4.2)$$

où W_m est la densité spectrale de puissance de $w(t)$. En d'autres mots, on peut dire que le spectre du signal subit une translation en fréquence lorsqu'il est multiplié par une sinusoïde.

Il faut donc déterminer la densité spectrale de la séquence $a_k(t)$. Celle-ci se compose, comme on le sait, de 128 impulsions périodiques, dont l'amplitude peut prendre deux valeurs possibles $(-1, +1)$. Le développement en série de Fourier

d'une impulsion d'amplitude 1, de durée T_c et de période T est bien connu [3].

On obtient:

$$S_1(t) = \frac{T_c}{T} + \frac{2T_c}{T} \sum_{n=1}^{+\infty} \text{sinc}\left(\frac{\pi n T_c}{T}\right) \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right)$$

où la fonction sinc est définie comme:

$$\text{sinc } x = \frac{\sin x}{x}.$$

On constate que $S_1(t)$ comporte une composante continue et une infinité d'harmoniques dont les amplitudes dépendent de la fonction sinc. Considérons que $T = 128T_c$ et il y a superposition de 64 impulsions positives par période T , le signal total est donc donné par: $S_t(t) = 64S_1(t)$. Dans notre cas, le signal est mis sous forme bipolaire par le décaleur de niveau (level shifter), la composante continue est donc éliminée.

Il reste :

$$w(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{128}\right) \cos(2\pi f_T t) \quad (4.3)$$

où $f_T = \frac{1}{T}$.

La densité spectrale de puissance est constituée par une suite infinie d'impulsions:

$$W_m(f) = 0.5 \sum_{n=1}^{+\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{n\pi}{128}\right) \delta(f - n f_T). \quad (4.4)$$

Les impulsions successives sont séparées par f_T , et l'enveloppe de spectre est donnée par la fonction sinc^2 .

Remarque: Il n'y a pas d'impulsion à la fréquence 0 (pas de DC). La figure (4.10) donne le spectre relevé à la sortie du modulateur.

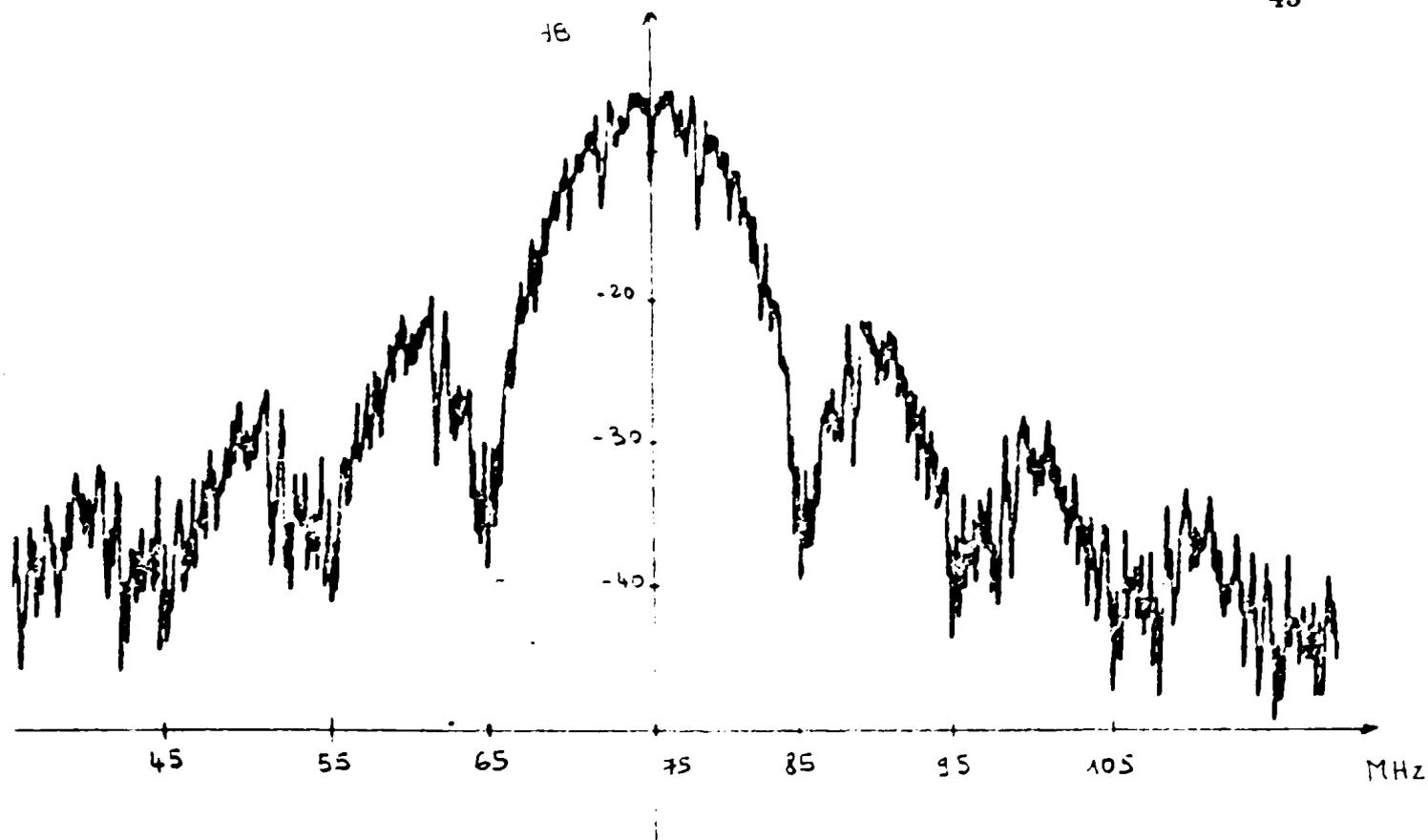


Figure 4.10: Spectre de puissance à la sortie du modulateur.

4.4 Réalisation de la partie haute fréquence

Notre but est de concevoir un émetteur à basse puissance, en utilisant le modulateur précédent. La bande de fréquence qu'on vise est celle autour de 900 MHz. Dans un premier temps, on a utilisé le montage de la figure (4.11). Cet émetteur comprend un oscillateur de fréquence 843 MHz qui permet la translation du spectre du signal généré par le modulateur centré à 75 MHz aux fréquences 767 MHz et 918 MHz. Le filtre passe bande va permettre uniquement le passage du signal désirable centré à 918 MHz. Après amplification, le signal est rayonné par une antenne omnidirectionnelle. Notons que celle-ci à une longueur égale à $\frac{\lambda}{4}$, où λ est la longueur d'onde de la porteuse. L'impédance de l'antenne étant de 50 Ohms, elle ne posera aucun problème d'adaptation avec la sortie de l'amplificateur. Celui-ci à un gain de 12 dB, ce qui va permettre une transmission à basse puissance

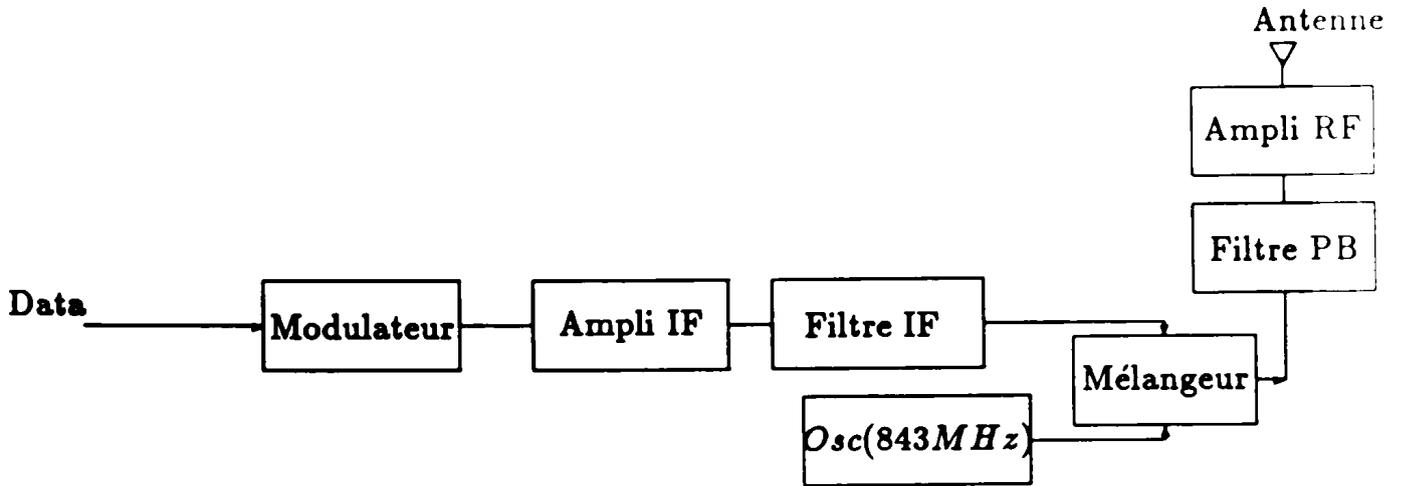


Figure 4.11: Schéma bloc du transmetteur.

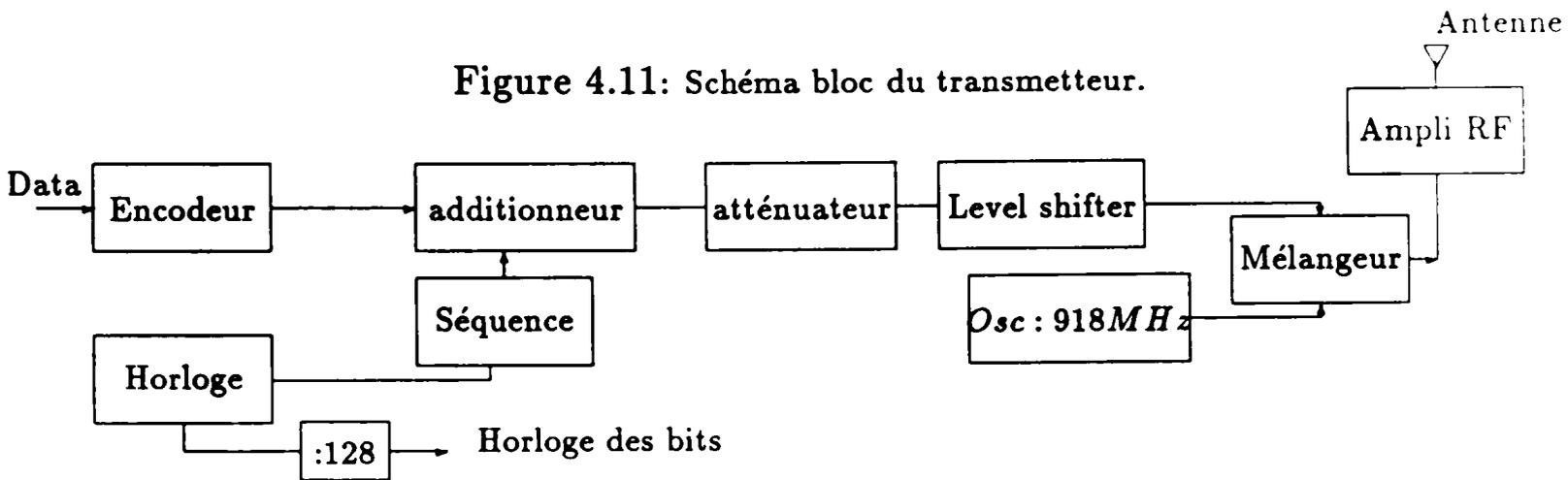


Figure 4.12: Schéma bloc de l'émetteur réalisé.

[23], la sortie de mélangeur ayant une puissance maximale de 0 dBm. Dans un second temps, on a changé le circuit pour le remplacer par le montage de la figure (4.12). On a donc simplifié le circuit d'une façon considérable. Son principe de fonctionnement est semblable au montage décrit auparavant, la translation de spectre à la fréquence 918 MHz se fait directement sans utiliser la fréquence intermédiaire de 75 MHz.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une description du transmetteur et nous avons calculé la densité spectrale de puissance à la sortie du modulateur. Le spectre relevé expérimentalement correspond bien à la densité spectrale attendue. Nous avons utilisé pour la réalisation du modulateur des composants qu'on peut trouver dans le marché facilement et à des prix économiques.

Chapitre V

Réalisation du récepteur à étalement spectral à séquence directe

5.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons considéré la réalisation d'un émetteur à étalement spectral à séquence directe utilisant la modulation à déplacement de phase. Le présent chapitre traitera donc de la conception et de la réalisation d'un récepteur capable de récupérer l'information que l'émetteur transmet. C'est une étape très importante qui va compléter la précédente, qui servira pour la récupération de l'information transmise. Nous allons donner une description du récepteur et expliquer son fonctionnement.

5.2 Structure de récepteur

Le récepteur réalisé comporte deux parties principales qui sont:

1. la translation en fréquence,
2. la démodulation du signal.

Nous allons les traiter successivement dans ce qui suit.

5.2.1 La translation en fréquence

On entend par la translation en fréquence, la partie qui permet la translation du signal (RF) à un signal (IF). Cette partie est identique à la partie haute fréquence (HF) de l'émetteur réalisé. Elle comporte une antenne omnidirectionnelle, un mélangeur et un oscillateur de même type que ceux utilisés au chapitre précédent. L'amplificateur (RF) a par contre un gain plus élevé (40 dB). Le principe de fonctionnement est bien connu, nous allons donc que le rappeler brièvement, en nous référant à la figure (5.1). L'antenne reçoit le signal désiré, plus le bruit. L'amplificateur à large bande devra être à faible bruit et à gain assez élevé pour compenser les atténuations causées par la propagation du signal (espace libre, fading, etc...). Le signal reçu a un spectre de puissance symétrique par rapport à la porteuse (918 MHz) et il sera multiplié, au mélangeur, par un signal sinusoïdal de 843 MHz. Nous trouverons à la sortie, deux spectres de puissance identiques centrés aux fréquences 918 ± 843 MHz soit 75 MHz et 1761 MHz. Ce deuxième signal est éliminé par un filtre passe bande au démodulateur.

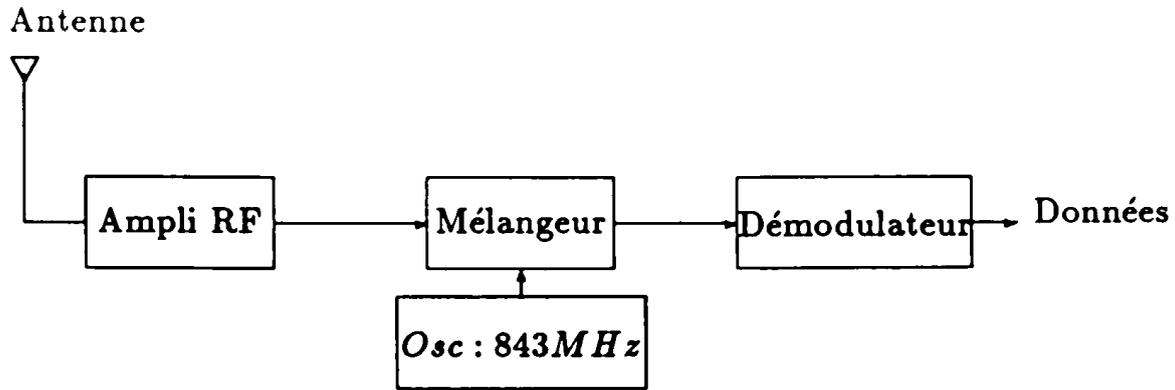


Figure 5.1: Schéma bloc du récepteur.

5.2.2 Le démodulateur

Le démodulateur va donc effectuer la fonction inverse du modulateur, il comprend, tel qu'illustré à la figure (5.2):

- Un filtre passe bande (IF),
- un amplificateur avec commande automatique de gain,
- le corrélateur,
- le décodeur différentiel,
- un filtre passe bas,
- les comparateurs,
- un circuit de récupération de l'horloge des bits,
- la récupération de l'information transmise par l'émetteur.

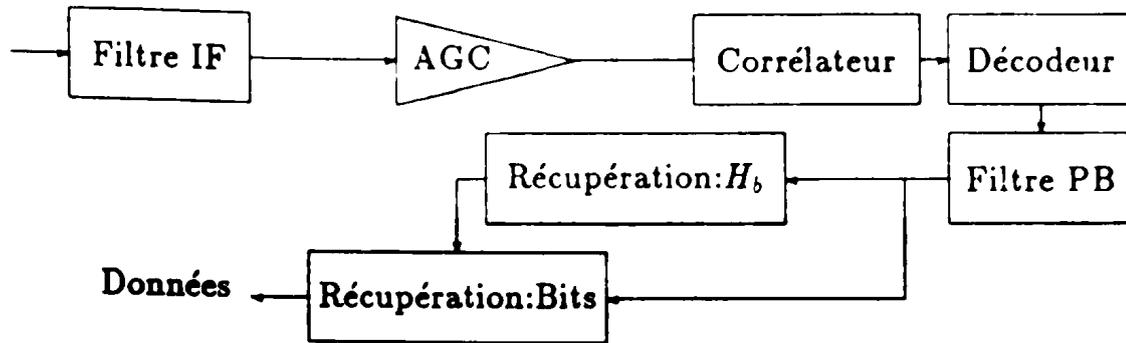


Figure 5.2: Schéma bloc du démodulateur.

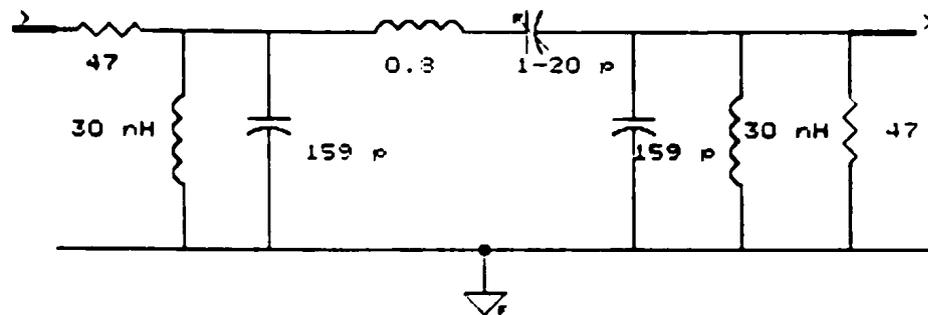


Figure 5.3: Filtre passe-bande.

Le filtre passe-bande (IF)

Le filtre passe bande est centré à 75 MHz et a une largeur (3 dB) de 20 MHz. Son but est de limiter les signaux non désirables, sans atténuer le signal reçu. C'est un filtre de type Butterworth [26] d'ordre 3. Nos calculs nous ont amené au circuit représenté par la figure (5.3).

L'amplificateur avec commande automatique de gain

De toute évidence, la sortie de l'amplificateur doit avoir une plage dynamique satisfaisante. Ce qui va permettre d'amplifier le signal utile, et de maintenir le niveau du signal à sa sortie constant. C'est un amplificateur de bande passante

égale à 20 MHz, Son montage est basé sur le circuit MC1590G [27] et une chaîne de retour est ajoutée pour permettre la commande automatique du gain. Dans un premier temps, nous avons utilisé un circuit dans lequel la chaîne de retour prélève une partie du signal à la sortie de l'amplificateur: le montage représenté par la figure (5.4) montre les détails de ce type d'amplificateur IF avec AGC. Ce montage a été modifié, tel qu'illustré à la figure (5.5) pour permettre un contrôle automatique de gain plus adéquat, le signal de commande de l'AGC est prélevé à la sortie du filtre passe-bas suivant le décodeur différentiel et le corrélateur, car ce signal contient moins du bruit que celui présent à la sortie de l'amplificateur IF.

Le corrélateur

Le corrélateur est un élément essentiel du démodulateur, il utilise la technique SAW dont on a parlé dans le chapitre 3. Il va donc effectuer la corrélation du signal, en d'autres mots il permet le désétalement du spectre. La séquence présente à l'entrée est comparée à celle du corrélateur, ce dernier va répondre par un pic symétrique à sa sortie dont l'amplitude dépend de la valeur de la corrélation entre les deux séquences. L'obtention d'un pic, dont l'amplitude est largement supérieure au bruit, représente l'intérêt de cette technique par rapport aux autres méthodes de transmission (voir figure 5.6). Le corrélateur améliore le rapport signal à bruit, ce qui permet une meilleure réception. Les caractéristiques importantes de ce corrélateur qui accepte à son entrée un signal bi-phase (BPSK), sont:

- la fréquence de la porteuse: 75000 ± 10 kHz,

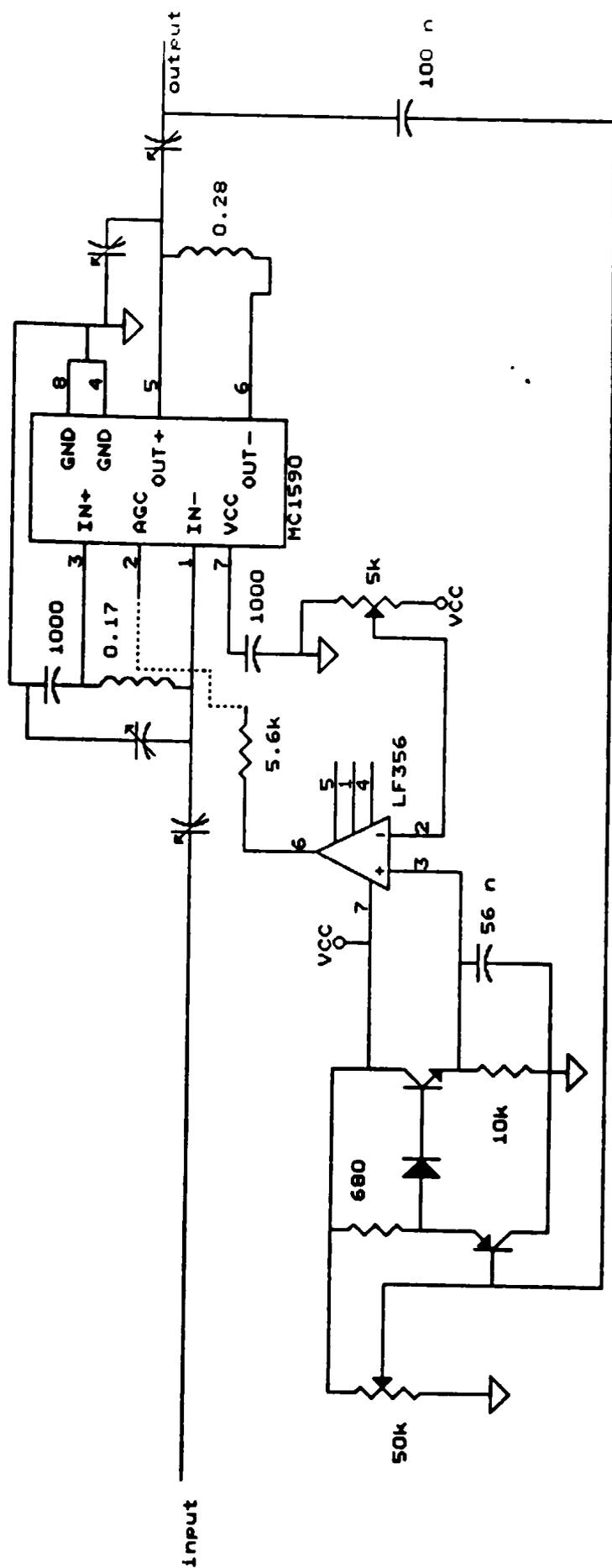


Figure 5.4: L'amplificateur IF avec AGC.

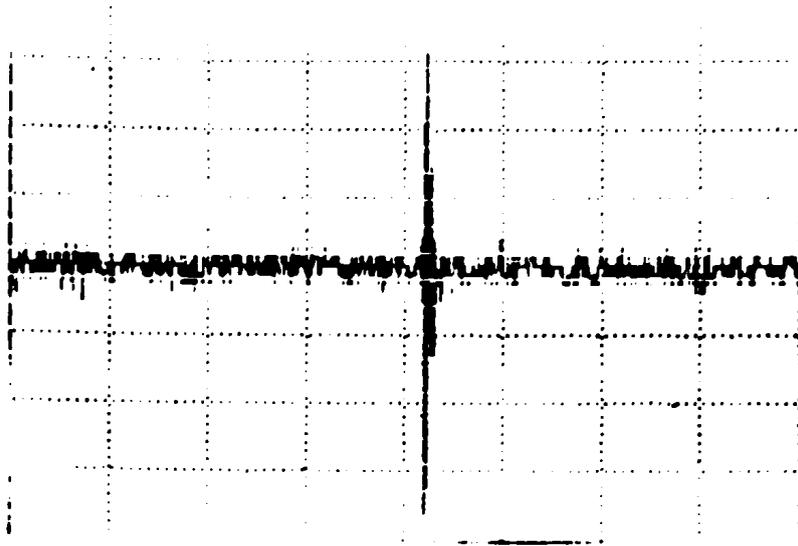


Figure 5.6: La forme du signal à la sortie du corrélateur.

- la longueur de chip: $0.1\mu s$,
- la longueur du code: 128 chips.

Les autres caractéristiques se trouvent en annexe.

Le décodeur différentiel

Le décodeur différentiel enlève l'ambiguïté de phase de la porteuse et simplifie la réception. Tel qu'illustré à la figure (5.7), ce décodeur utilise une ligne à retard de $12.8\mu s$ et deux amplificateurs à large bande. Un premier amplificateur de 40 dB de gain permet de répartir le signal en deux branches d'une manière égale par un diviseur de puissance. La ligne à retard utilisée introduit une atténuation de 17 dB et un des amplificateurs de 20 dB de gain redonne au signal une amplitude comparable à celle qu'il avait à l'entrée de la ligne à retard. Les deux sorties qui donnent respectivement le dernier pic présent à la sortie du corrélateur et celui du bit précédent sont injectées en même temps dans un mélangeur (ZLW2). Deux cas sont alors à considérer selon les phases des deux derniers signaux du corrélateur:

a) Si les deux pics ont la même phase, leurs multiplication donnera un pic positif.

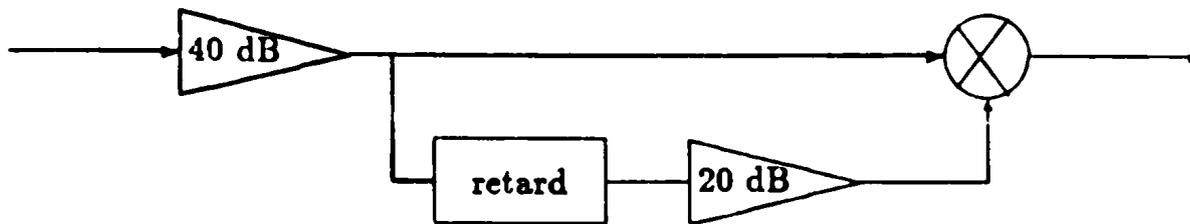


Figure 5.7: Le décodeur différentiel.

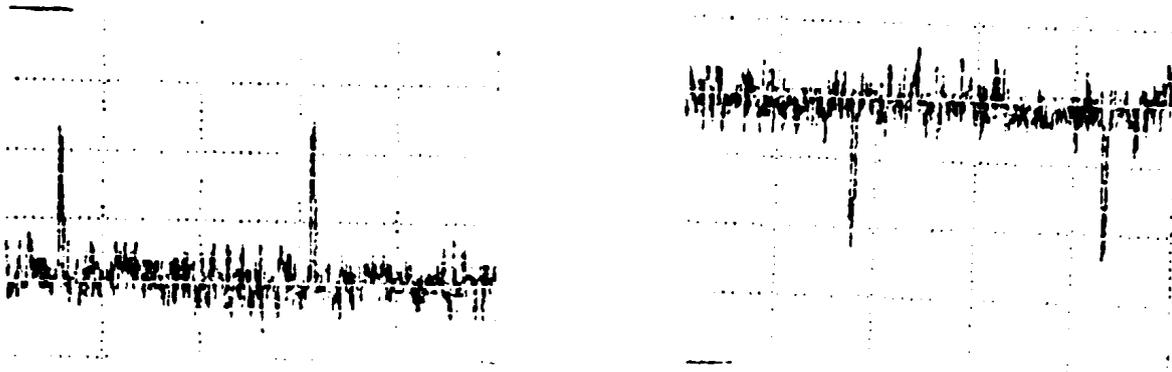


Figure 5.8: La forme des signaux à la sortie du décodeur.

b) S'ils ont des phases opposées, leur multiplication donnera un pic négatif.

Nous obtenons à la sortie du mélangeur un signal bipolaire, qui dépend des bits transmis (voir figure 5.8).

Le filtre passe-bas

Ce filtre atténue les harmoniques engendrées par les circuits précédents, sa fréquence de coupure est choisie légèrement inférieure à 75 MHz. Le signal bipolaire obtenu à la sortie de ce filtre a une amplitude proportionnelle au niveau de puissance transmise par l'émetteur, ce qui permet de prendre le signal qui servira à la chaîne de retour de l'amplificateur (IF) à contrôle automatique du gain. Nous avons fixé la fréquence de coupure du filtre passe-bas à $f_c = 60\text{MHz}$ et sa conception est inspirée de [28]. C'est un filtre passif construit à partir

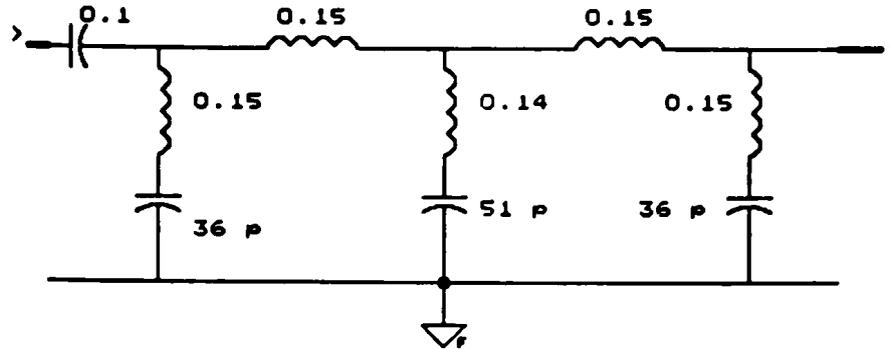


Figure 5.9: Filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est 60 MHz.

d'inductances et de capacités (filtre de type LC). Nos calculs nous ont permis d'arriver au montage de la figure (5.9).

Les comparateurs

On utilise deux comparateurs qui permettent de détecter les pics positifs et négatifs respectivement. En d'autres mots le signal bipolaire est rendu unipolaire. Le premier comparateur détecte uniquement les pics positifs et les transforme en impulsions rectangulaires, et s'il ne détecte rien, il reste à zéro. Le second détecte les pics négatifs et les transforme en impulsions rectangulaires positives. Nous obtenons donc deux trains d'impulsions rectangulaires unipolaires. La durée des impulsions est inférieure à celle des bits ($12.8\mu s$), ce qui nous amène à utiliser des circuits pour les élargir par la suite. Le montage des deux détecteurs de pics positifs et négatifs est donné par la figure (5.10). Les sorties de ces détecteurs sont des trains d'impulsions rectangulaires complémentaires: les impulsions ont la même durée et leur somme est un signal dont la période est égale à la durée d'un bit.

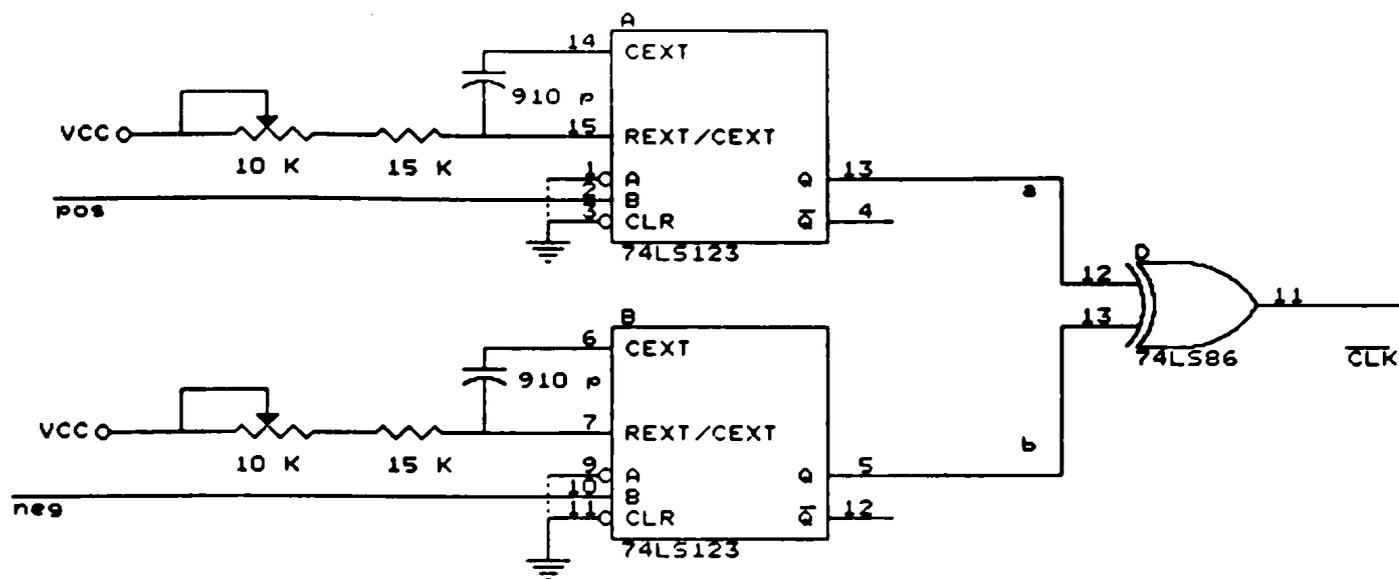


Figure 5.11: Récupération de l'horloge des bits.

tel qu'illustré à la figure (5.12).

Récupération des données

Nous avons utilisé pour la récupération de l'horloge des bits les deux circuits illustrés aux figures (5.11) et (5.12). L'horloge des bits est utilisée pour extraire les bits, en commandant un "latch" (74LS75), et la deuxième horloge est exploitée dans la bascule (74LS78). Nous obtenons ainsi une meilleure synchronisation des bits vis à vis l'horloge récupérée. Ce circuit est visualisé à la figure (5.13).

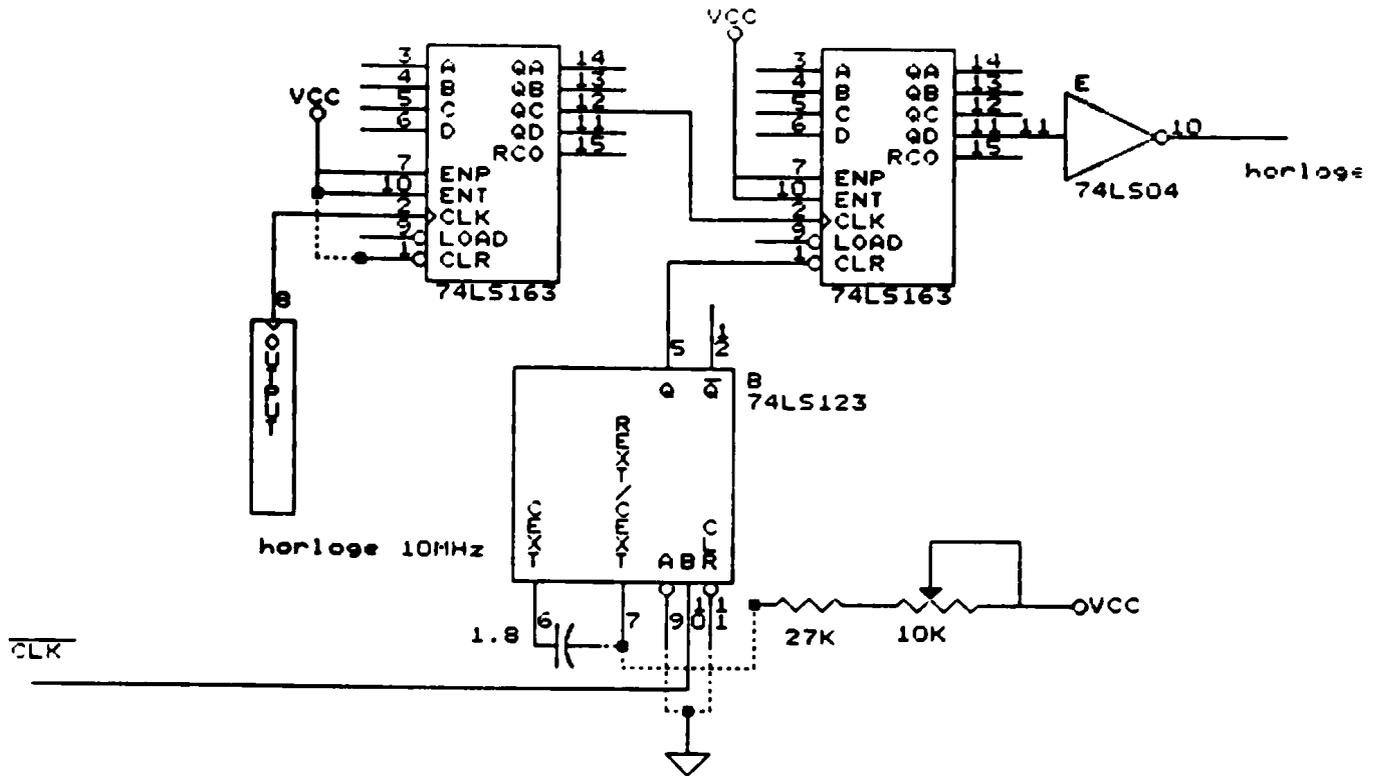


Figure 5.12: Circuit de récupération de l'horloge des bits.

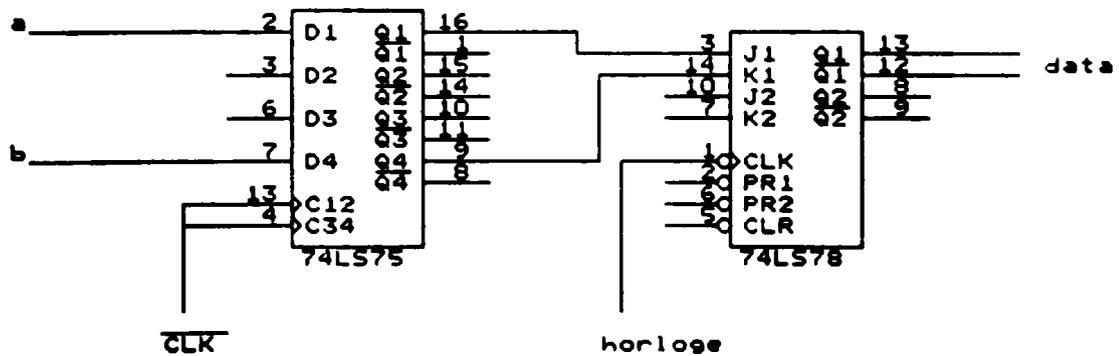


Figure 5.13: Circuit de récupération des données.

5.3 Conclusion

Ce chapitre décrit le principe de fonctionnement du récepteur et les circuits pratiques utilisés pour sa réalisation. On peut donc conclure que le récepteur à étalement spectral à séquence directe utilisant le décodage différentiel est simple à réaliser. Les performances du système (émetteur et récepteur) seront présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre VI

Caractéristiques du système réalisé

6.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un certain nombre de caractéristiques du système à étalement spectral réalisé. En particulier, nous verrons l'influence d'un décalage en fréquence d'un des oscillateurs, ce qui sera pratiquement toujours le cas dans un montage réel (pratique). Nous étudierons aussi l'effet de l'interférence par une porteuse pure sur le récepteur en évaluant la dégradation par la mesure du taux d'erreur.

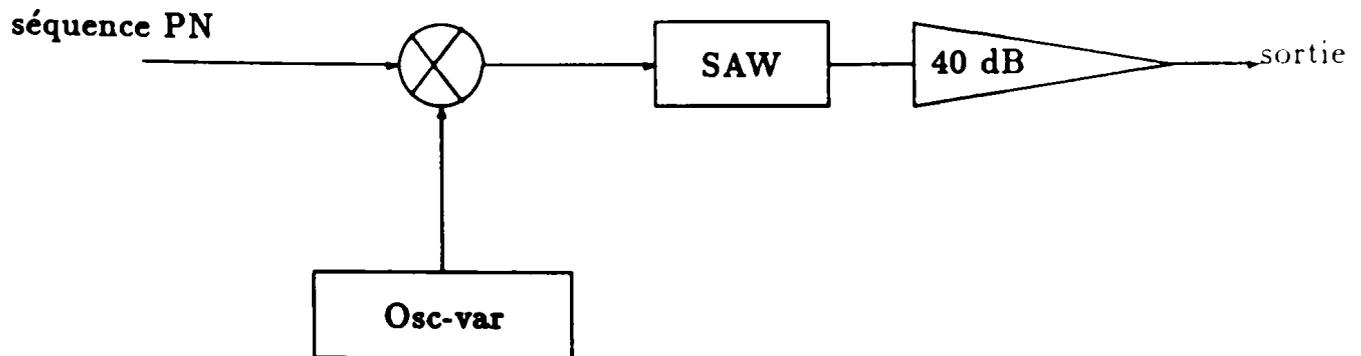


Figure 6.1: Mesure de l'amplitude du pic en fonction de la fréquence.

6.2 Effet de la dérive en fréquence

Que se passe-t-il s'il y a un décalage de fréquence?

Pour répondre à cette question, on a mesuré l'amplitude du pic à la sortie du corrélateur lorsque la fréquence intermédiaire de 75 MHz change de valeur.

Pour ce faire on varie la fréquence de l'oscillateur de fréquence intermédiaire (75 MHz) autour de cette fréquence qui correspond à un pic d'amplitude maximale, et on lit le résultat à l'aide d'un oscilloscope. On a relevé les valeurs mesurées dans le tableau (6.1), et elles sont visualisées par la figure (6.1). La fréquence de l'oscillateur est donnée en kHz, et l'amplitude du pic est exprimée par un nombre proportionnel à l'amplitude observées. Cette valeur est obtenue à la sortie de l'amplificateur de gain 40 dB, et sa valeur maximale est de 1 volt.

On voit que le décalage en fréquence introduit des variations de l'amplitude du pic à la sortie du corrélateur. En général, cette dérive est fonction de la stabilité

Fréquence(kHz)	Amplitude (V)
75000	1.00
75010	0.92
75020	0.79
75030	0.60
75040	0.45
75050	0.26
75060	0.21
75070	0.20
75080	0.20
75090	0.28
75100	0.27
75110	0.26
75112	0.25
75120	0.23
75130	0.20
75140	0.21
75150	0.20

Tableau 6.1: Les valeurs expérimentales.

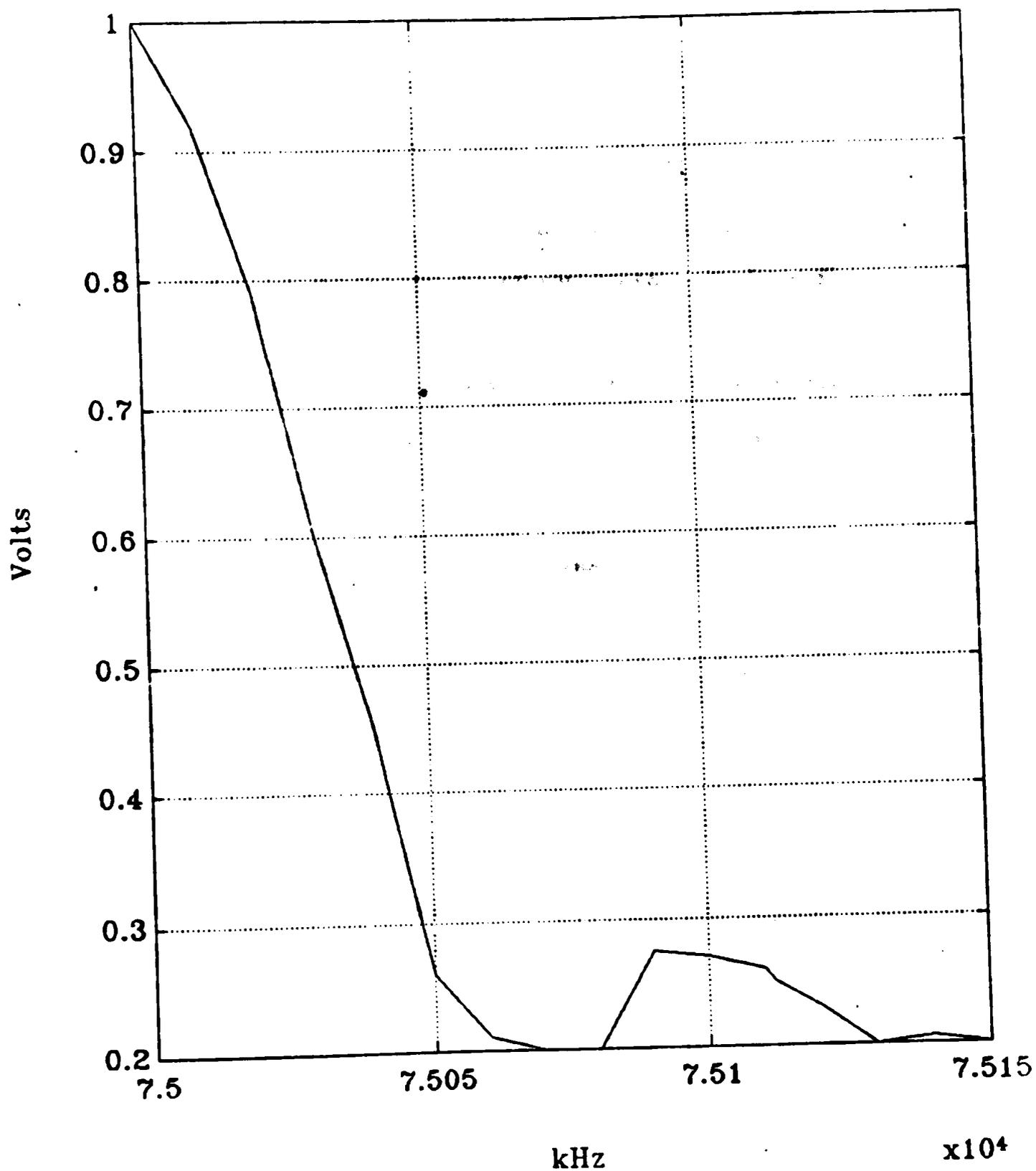


Figure 6.2: Diagramme représentant l'amplitude du pic à la sortie du corrélateur en fonction de la fréquence intermédiaire.

des oscillateurs et de la variation de la température ambiante. Il est important de choisir des oscillateurs stables pour assurer un bon fonctionnement du système.

L'amplitude du pic maximal correspond à la fréquence de 75 MHz, qui va diminuer avec la dérive en fréquence. La valeur minimale correspond à une fréquence de $75000 + \Delta f_0$, où Δf_0 est compris entre 70 kHz et 80 kHz (d'après la figure 6.2).

L'amplitude augmente de nouveau et atteint le deuxième maximum pour une dérive de 110 kHz, puis elle diminue d'une manière semblable à celle citée ci-haut.

Une étude théorique de ce phénomène [5], conduit à l'équation (6.1), qui est une fonction de type : $|\frac{\sin x}{x}|$, et une comparaison avec les valeurs relevées nous permet de voir que notre système a une réponse en fréquence compatible avec les résultats prévus.

En conclusion, la valeur de l'amplitude du pic à la sortie du corrélateur représente l'habilité du système à transmettre des messages sans erreur, ce qui dépend de la dérive en fréquence suivant une loi pseudo-périodique:

$$A_p(f) = \left| \frac{\sin(\pi T \Delta f)}{\pi T \Delta f} \right| \quad (6.1)$$

où A_p est l'amplitude relative du pic à la sortie du corrélateur et T est la durée de la séquence ($\Delta f_0 = \frac{1}{T}$). Cette durée est dans notre cas de 128 chips, ce qui correspond également dans notre cas à la durée d'un bit d'information.

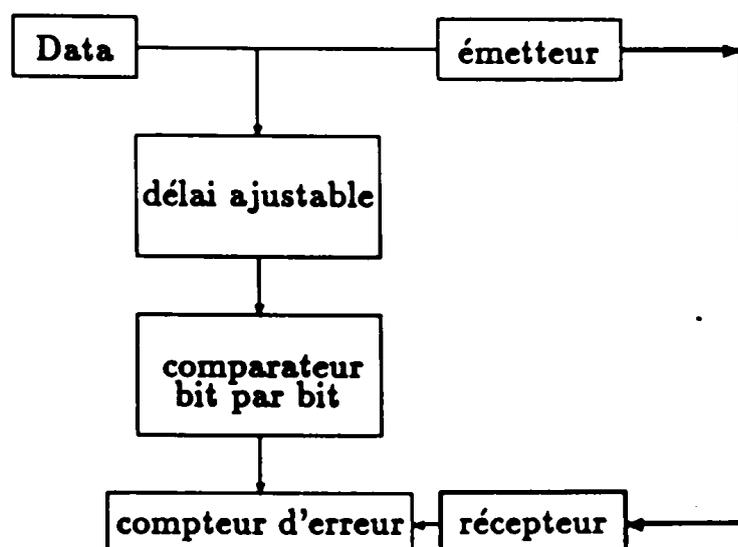


Figure 6.3: Mesure du taux d'erreur en présence de bruit.

6.3 Mesure de taux d'erreur sans la partie haute fréquence

L'influence du bruit et des interférences sur le système peut être visualisé par la mesure du taux d'erreur. Le principe de mesure est représenté par la figure (6.3).

Dans un premier temps, on a étudié l'influence de l'interférence par une porteuse pure (CW) au niveau IF (sans l'utilisation de la partie HF). Le montage utilisé à cette fin est représenté à la figure (6.4). Le générateur de la séquence (PRBS) et le détecteur d'erreur sont incorporés dans le même appareil (HP 3780A/pattern generator/error detector). Il y a deux paramètres qu'on peut varier en utilisant ce montage: la fréquence et l'amplitude du signal interférant. Nous avons commencé par varier la fréquence en gardant la puissance du signal constante (environ 0 dBm). Les résultats trouvés sont présentés dans le tableau

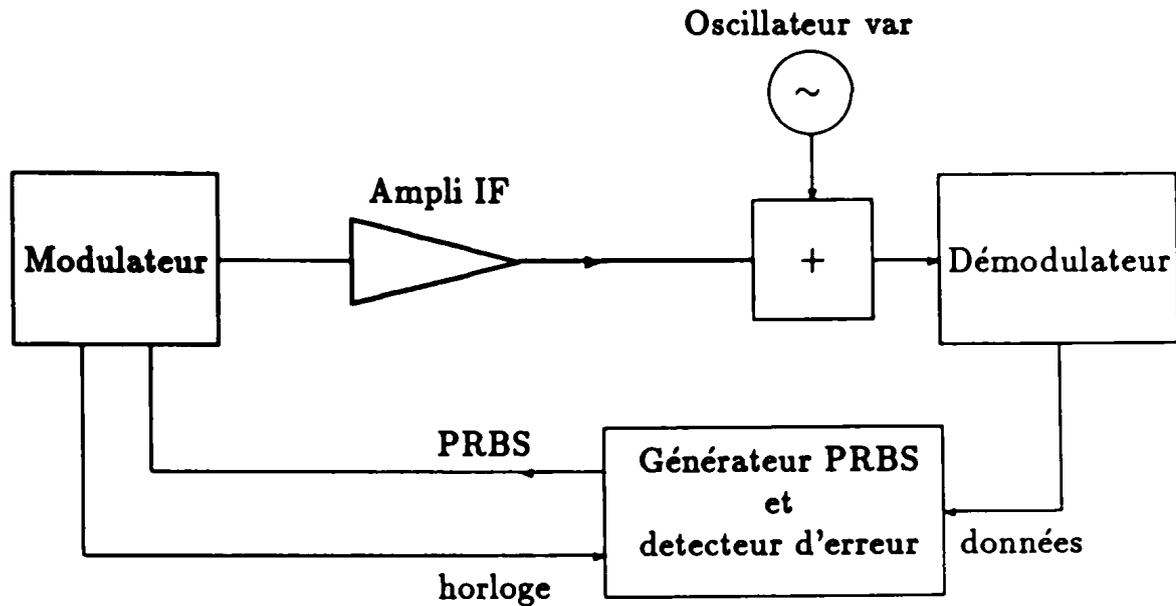


Figure 6.4: Mesure du taux d'erreur en présence d'une interférence par une porteuse pure

fréq (MHz)	74.0	75.0	76.0	76.9	77.0	78.0	79.0	80.0
$P_{er} \times (10^{-5})$	0	0	SL	SL	0	22	2.3	0

Tableau 6.2: Probabilité d'erreur en fonction de la fréquence de l'onde interférente.

(6.2).

Notons que, pour relever ces valeurs, on a utilisé l'horloge du générateur HP3780A. Dans ce tableau, SL représente la perte de synchronisation de l'appareil Hewlett-Packard utilisé pour les mesures.

D'après ce tableau, on constate que pour une même puissance du signal interférent, certaines fréquences affectent sérieusement le fonctionnement du système alors que d'autres fréquences n'ont presque pas d'effet. Il reste à savoir quelles

sont les fréquences qui perturbent le plus possible le système pour une puissance identique?

Il est très facile de répondre à la question inverse, à savoir quelle est la fréquence qui affecte le moins le système?

Des mesures préliminaires ont été prises, en maintenant la puissance de signal de l'oscillateur variable de la figure (6.4) à un niveau constant et en variant la fréquence du signal interférent, et ont permis de voir qu'une interférence à la fréquence intermédiaire de 75 MHz est celle qui perturbe le moins le système.

On a relevé d'autres valeurs en fixant de nouveau la puissance du signal interférent à 0 dBm, et en variant la fréquence de l'oscillateur par des sauts de 10kHz, en commençant par la fréquence 75 MHz. Les valeurs sont regroupées dans le tableau (6.3): on a limité la figure à une probabilité d'erreur de 0.1, mais ceci représente dans la réalité une perte de synchronisation. La figure(6.5) représente graphiquement les résultats du tableau (6.3). La probabilité d'erreur varie d'une manière aléatoire, mais on constate cependant que la perte de synchronisation se réalise autour des fréquences multiples de Δf_0 . D'après ces résultats, on constate que l'interférence par une porteuse pure, affecte le signal utile d'une manière intolérable pour certaines fréquences, et n'a aucun effet pour d'autres fréquences en gardant la puissance du signal interférent constante. L'interprétation théorique de ses résultats n'est pas une mince affaire car il y a plusieurs facteurs dont il faut tenir compte. On trouvera dans [11] (pp 171-177) une discussion sur l'importance

$\Delta f(\text{kHz})$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$P_{er} \times (10^{-5})$	0	0	0	3.40	17	400	2300	420	0	300

$\Delta f(\text{kHz})$	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190
$P_{er} \times (10^{-5})$	23	0	0	0	5	4.5	550	SL	SL	670

$\Delta f(\text{kHz})$	200	210	220	230	240	250	260	270	280	290
$P_{er} \times (10^{-5})$	0	89	220	0	130	1700	10	0	0	0

$\Delta f(\text{kHz})$	300	310	320	330	340	350	360	370	380	390
$P_{er} \times (10^{-5})$	0	0	SL	SL	1800	3	0	0	430	2.1

$\Delta f(\text{kHz})$	400	410	420	430	440	450	460	470	480	490
$P_{er} \times (10^{-5})$	SL	SL	SL	5	3500	0	0	0	SL	SL

$\Delta f(\text{kHz})$	500	510	520	530	540	550	560	570	580	590
$P_{er} \times (10^{-5})$	SL	3	SL	36000	0	18	2100	2600	150	0

Tableau 6.3: Mesure de taux d'erreur en fonction de l'onde interférente par saut de 10 kHz en partant de 75 MHz.

Probabilité

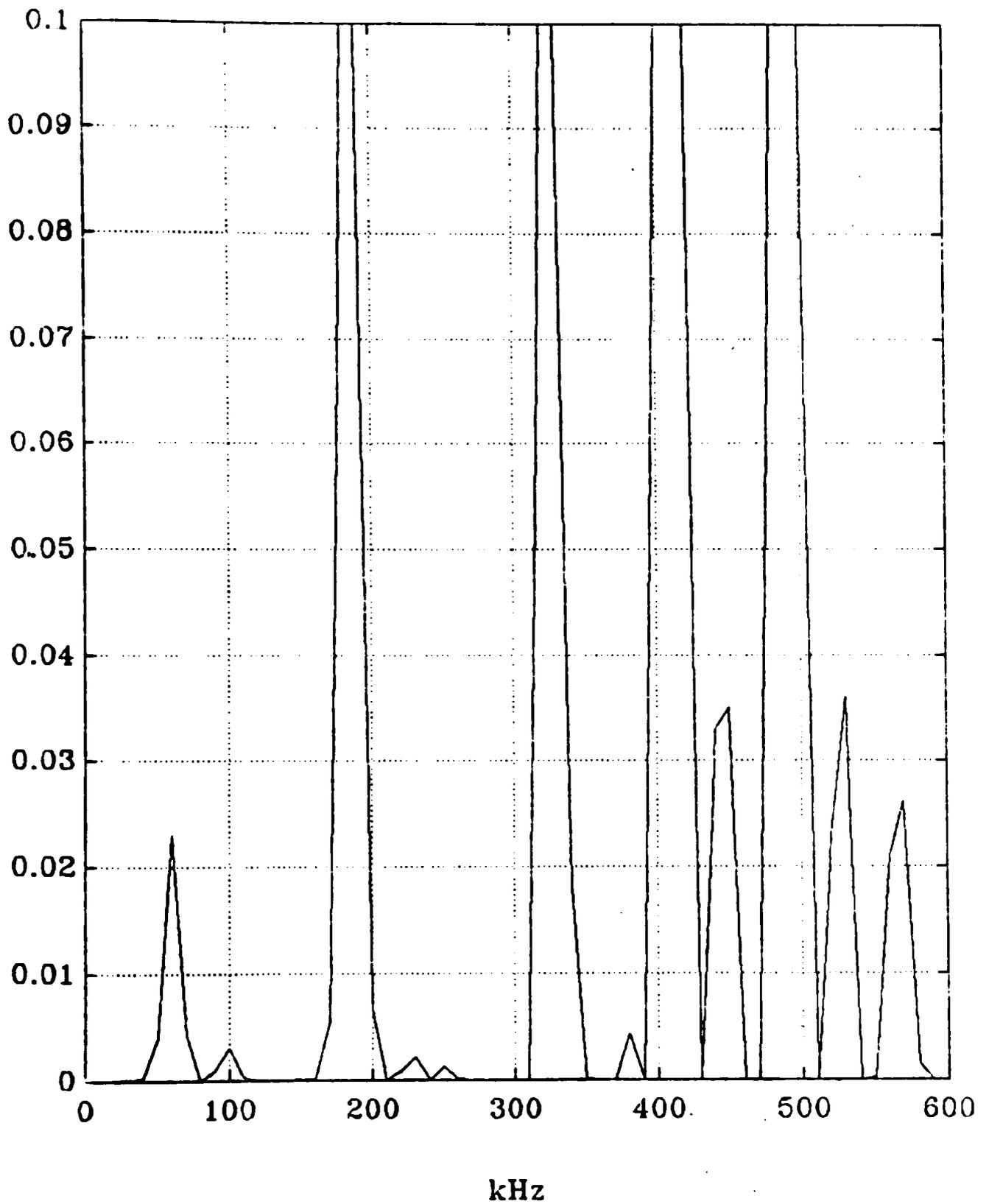


Figure 6.5: Représentation des résultats du tableau (6.3).

de la dégradation apportée par l'interférence dans les systèmes à étalement spectral. En partant de l'équation (2.20), le rapport signal sur interférence à la sortie du corrélateur devient:

$$\frac{SG_p + I}{I} \quad (6.2)$$

où S est la puissance du signal,

I est la puissance du signal CW,

G_p est le gain de processing.

On s'aperçoit que ce dernier rapport dépend des puissances des signaux utile et interférent respectivement. Il dépend aussi du gain processing G_p , ce qui nous conduit à penser que le choix de la séquence utilisée est d'une importance majeure. Pour diminuer l'effet de l'interférence dans un système à séquence directe, il faut donc augmenter la longueur de la séquence, ce qui se traduit par un gain de processing plus élevé. Un degré important d'inter-corrélation entre la séquence et le signal interférent peut diminuer les performances du système.

6.4 Mesure de taux d'erreur avec la partie haute fréquence

Dans cette section, on va effectuer une étude semblable à celle décrite précédemment. Le changement consiste seulement à remplacer le modulateur et le démodulateur de la figure (6.4) par l'émetteur et le récepteur respectivement. Le montage utilisé est celui de la figure (6.3). Le récepteur se trouve à une distance de 3 mètres de l'émetteur, le signal interférent est obtenu à l'aide du générateur(FLUKE 6062A)

fréq(MHz)	900	901	902	903	904	905	906	907	908	909
$P_{er} \times (10^{-5})$	95	50	19	5	100	4	0.1	23	27	0

fréq(MHz)	910	911	912	913	914	915	916	917	918	919
$P_{er} \times (10^{-5})$	0.1	0	0.1	400	57	0.1	31	5	0	52

fréq(MHz)	920	921	922	923	924	925	926	927	928	929
$P_{er} \times (10^{-5})$	5.7	200	270	100	320	1.2	12	20	90	1900

fréq(MHz)	930	931	932	933	934	935	936	937	938	939
$P_{er} \times (10^{-5})$	80	60	0.5	0	0	0	0	0	0	0

Tableau 6.4: Mesure de taux d'erreur pour une transmission à 900 MHz en fonction de l'onde interférante.

dont la fréquence peut être changée ainsi que la puissance du signal qui est rayonné par une antenne omnidirectionnelle identique aux deux autres que le système utilise pour la transmission et la réception de la séquence PRBS de longueur $2^9 - 1$. Le générateur émettant le signal interférant se trouve à une distance de 3 mètres du récepteur, les trois antennes forment un triangle isocèle. La puissance du signal CW était fixée à 10 dBm lorsqu'on a relevé les valeurs représentées par le tableau (6.4). Ce tableau représente l'influence de la fréquence CW sur le récepteur au complet. La figure (6.6) représente graphiquement ces résultats. D'après cette figure on constate que notre système est sensible à certaines fréquences plus qu'à d'autres, ce qui a déjà été discuté. Si on accepte une erreur inférieure à 6×10^{-3} , le système fonctionne d'une manière acceptable sauf pour les fréquences proches de 929 MHz.

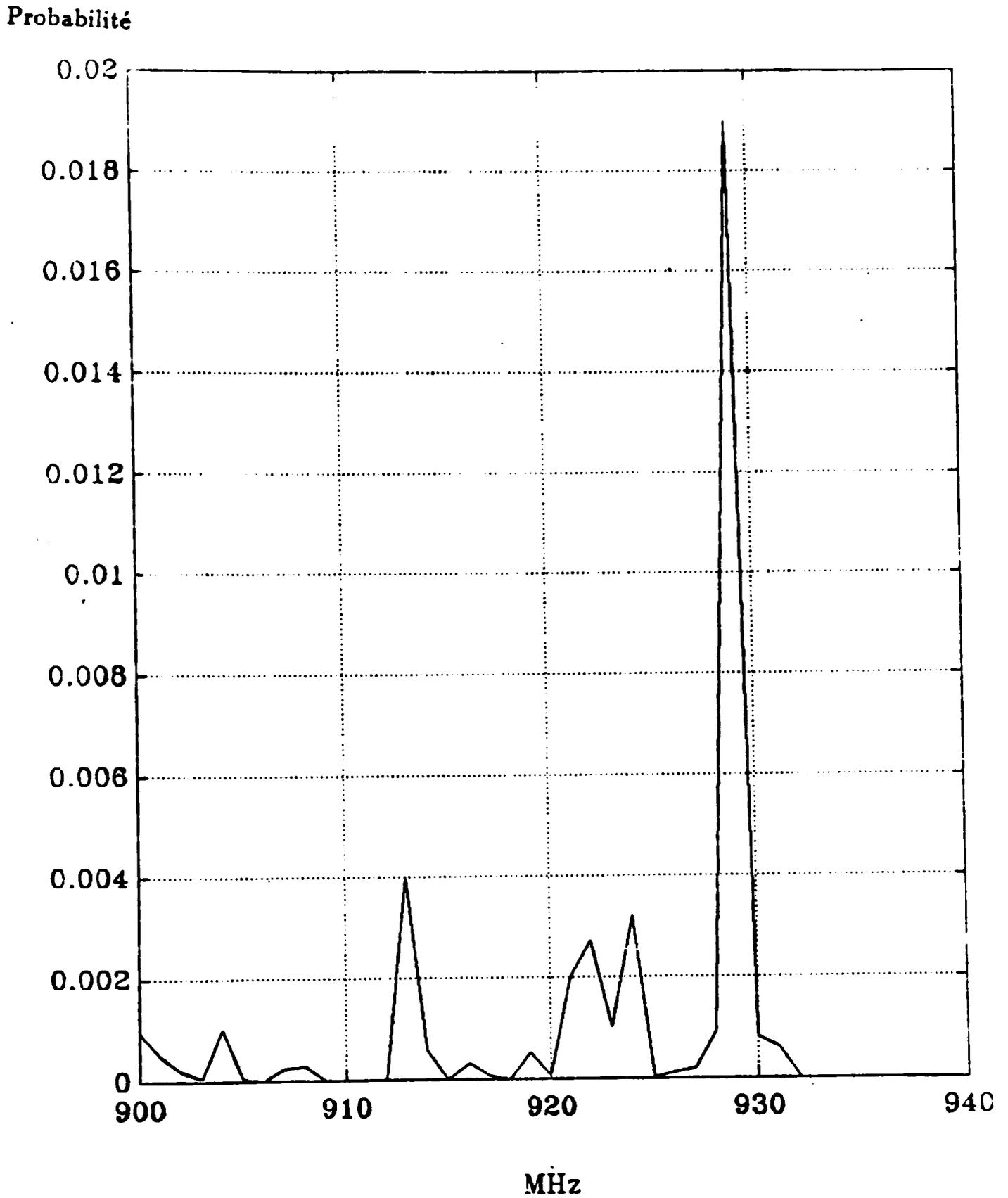


Figure 6.6: Représentations des résultats du tableau (6.4).

Puissance de l'interférence CW en dBm	$P_{er} \times (10^{-5})$
-10	0
-5	1.1
-3	50
-2	60
0	100
2	480
5	720
7	1100
8	1000
9	1300

Tableau 6.5: Probabilité d'erreur pour différentes puissances d'une onde CW interférente.

Nous avons relevé d'autres mesures concernant l'influence de la puissance du signal interférent pour une fréquence CW de 914 MHz, cette fréquence ayant été choisie de façon aléatoire. Le tableau (6.5) visualise les valeurs relevées. La figure (6.8) montre que la dégradation de la transmission croît rapidement avec l'augmentation de la puissance du signal CW interférent. La probabilité d'erreur est acceptable lorsque la puissance du signal interférent est plus faible que celle émise par l'émetteur pour des distances équivalentes. Ces mesures montrent que le système à étalement spectral à séquence directe de 128 chips, résiste aux interférences CW d'une manière acceptable lorsque la puissance du signal interférent est très inférieure à celle rayonnée par l'émetteur. Par contre lorsque cette puis-

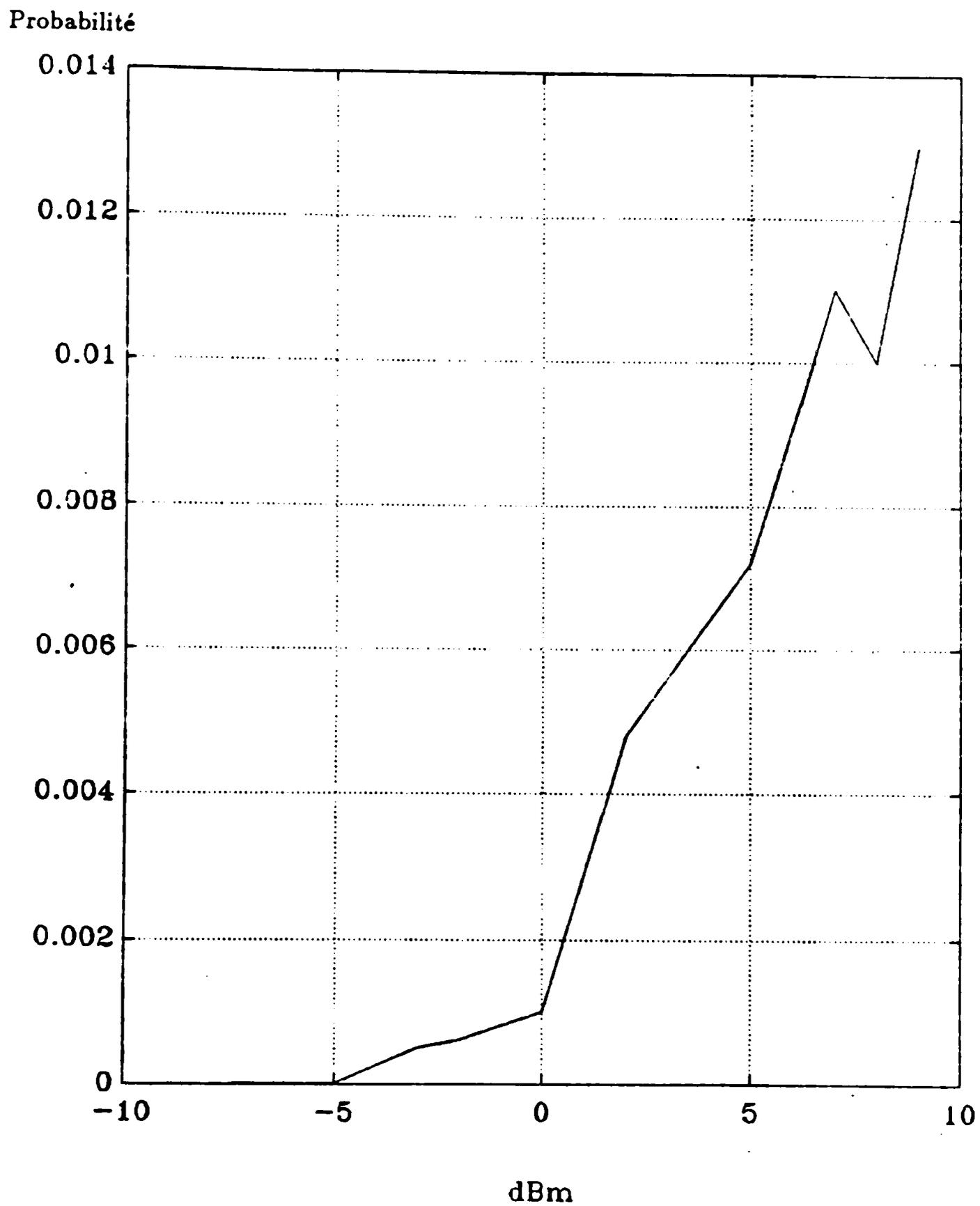


Figure 6.7: Représentation graphique des valeurs du tableau (6.5).

sance est grande, elle perturbe énormément le fonctionnement du système. Pour remédier à cet inconvénient, nous pouvons ajouter un étage qui permet d'éliminer l'interférence CW comme celui proposé dans [29]. Le principe consiste à détecter la présence d'une telle interférence et à soustraire du signal reçu une réplique de cette interférence.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu :

- L'influence de la dérive en fréquence,
- l'influence de l'interférence par une onde sinusoïdale.

On a vu que l'influence de la dérive en fréquence sur l'amplitude de pic du corrélateur suit une loi de la forme $\frac{\sin x}{x}$. Celle-ci peut être exploitée pratiquement pour diminuer l'interférence mutuelle entre les usagers dans le cas d'accès multiple, en accordant à chaque usager une porteuse décalée d'un multiple de Δf_0 . On est aussi arrivé à conclure qu'un signal interférent de type CW (une seule fréquence) peut affecter sérieusement le système réalisé.

Chapitre VII

Conclusion

L'objectif de ce travail était la réalisation d'un système à étalement spectral à séquence directe. Ce but a été atteint et le fonctionnement d'un tel système a été démontré. Plus précisément cette thèse contient une description détaillée d'un système de transmission à étalement spectral à séquence directe de données numériques modulées en phase et codées différentiellement. Une étude des séquences maximales a été faite pour montrer leur importance et mettre en évidence leurs propriétés. Des composants standards ont été employés lors de la réalisation pratique du système. Notons que des performances meilleures auraient sans doute pu être obtenue en augmentant la longueur de la séquence maximale utilisée. Notons aussi que l'augmentation de la longueur de la séquence permet (en général) une augmentation du nombre des séquences maximales de même longueur, ce qui peut être utile si on veut servir plusieurs usagers. L'augmentation de la longueur de la séquence améliore aussi le gain de processing, ce qui permet une meilleure détectabilité minimale du signal. Parmi les nombreux points dégagés par cette étude, notons:

- La modulation de phase cohérente serait en principe le type de modulation optimum pour la transmission d'information en étalement spectral à séquence directe.
- L'emploi d'un système à démodulation différentielle de phase permet une simplification considérable de la conception d'un système à étalement spectral à séquence directe.
- Les séquences maximales sont bien adaptées à l'étalement spectral à séquence directe vue leur excellente fonction d'auto-corrélation.
- L'augmentation de la longueur de la séquence permet, en principe, une détectabilité minimale du signal transmis, et une meilleure sécurité des communications.
- Les systèmes à étalement spectral à séquence directe sont également capables de servir pour des systèmes multi-accès servant à plusieurs usagers simultanés.
- La dégradation de la transmission causée par le bruit et l'interférence dépend de la longueur de la séquence utilisée.
- Les systèmes à étalement spectral à séquence directe sont potentiellement très affectés par l'interférence causée par une porteuse pure (CW).
- La technologie des ondes acoustiques de surface apporte une simplification importante dans la réalisation technologique des systèmes à étalement spectral à séquence directe.
- Les systèmes à étalement spectral sont relativement peu affectés par les problèmes de la dérive ou d'écart de fréquence entre le transmetteur et le

récepteur et par conséquent, par l'effet doppler.

Au cours de l'analyse des performances, plusieurs problèmes pratiques sont survenus. Il s'est avéré en particulier que l'interférence par une porteuse pure affecte notre système d'une manière intolérable lorsque celle-ci à une puissance plus grande que celle transmise par l'émetteur. Pour remédier à cet inconvénient, nous pouvons ajouter un système électronique [29] qui permet d'écarter ce problème pour des signaux interférants de puissance élevée par rapport à celle rayonnée par l'émetteur. Il faut aussi mentionner que la séquence maximale utilisée dans cette réalisation est très courte, nous pensons que l'augmentation de la longueur de la séquence permettrait certainement d'améliorer les performances d'un tel système.

En conclusion finale nous pouvons affirmer que la faisabilité de ce système de transmission est bien démontrée.

Références

- [1] S. Haykin, "Communication Systems," John Wiley and Sons, 1978.
- [2] K. Feher, "Digital Communications Satellite /Earth Station Engineering," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. , 1983.
- [3] W. Sinnema and T. Mc. Govern, "Analog and Data Communications," Prentice-hall, Inc. , Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
- [4] M. Kavehrad and P. J. McLane, "Performance of low-complexity channel coding and diversity for spread spectrum in indoor, wireless communications," AT & T Tech. J. , vol. 64, no. 10, pp. 1927-1965, oct 1985.
- [5] M. Kavehrad, " Design and experimental results for direct-sequence spread-spectrum radio using differential phase-shift keying modulation for in-door, wireless communications," IEEE Communication Magazine. , pp. 815-823, juin 1987.
- [6] M. Mizuno, E. Moriyama et Y. Kadokawa, "Spread spectrum communication systems for land mobile radio," Denshi Tokyo, pp. 53-57, no. 22, 1983.
- [7] A. Papoulis, "Probability, Random Variables and Stochastic Processes," 2^e Edition. Mc Graw-Hill Book Company, New-York, 1984.
- [8] N. S .Tzannes, "Communication and Radar Systems," Prentice-Hall, Inc. , Englewood Cliffs, N. J. , 1985.

- [9] Y. Miyagaki, N. Morinaga, T. Namekawa, " Error probability characteristics for CPSK digital communication through m-distributed fading channel," *IEEE Transactions on Communications.* , vol COM-26, no. 1, pp. 88-100, january 1978.
- [10] M. Celebiler, G. Coupé, "Effect of thermal noise, filtering and co-channel interference on probability of error in binary coherent PSK systems," *IEEE Transactions on Communications.* , vol COM-26, no. 02, pp. 257-267, february 1978.
- [11] R. C. Dixon, "Spread spectrum systems," Wiley and Sons, New-york, 1984.
- [12] M. B. Pursley , "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communications-part I : system analysis," *IEEE Transactions on Communications.* , vol. COM-25, pp. 795-799, august 1977.
- [13] M. B. Pursley and D. V. Sarwate, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access in communications," *IEEE Transactions on Communications.* , vol. COM-25, pp. 800-803, august 1977.
- [14] F. J. MacWilliams and N. J. A. Sloane, "Pseudo-random sequences and arrays," *Proceedings of the IEEE.* , vol. 64, pp. 1715-1729, december 1976.
- [15] M. B. Pursley, H. F. A. Roefs, "Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register Sequences," *IEEE Transactions on Communications.* , vol. COM-27, pp. 1597-1604, october 1979.
- [16] G. L. Turin, "An introduction to matched filters," *IRE Transactions on Information Theory.* , IT-6, pp. 311-329, june 1960.

- [17] D. T. Bell, Jr., J. D. Holmes, and R. V. Ridings, "Application of acoustic surface-wave technology to spread spectrum communications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-21, no. 4, pp. 263-271, april 1973.
- [18] C. S. Hartmann, D. T. Bell, Jr., and R. C. Rosenfeld, "Impulse model design of acoustic surface-wave filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-21, pp. 162-175, april 1973.
- [19] W. D. Jones, C. Hartmann and L. T. Claibo, "Evaluation of digitally coded acoustic surface-wave matched filters," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-18, no. 1, january 1971.
- [20] R. M. Lerner, "A matched filter detection system for complicated doppler shifted signals," *IRE Transactions on Information Theory*, pp. 373-385, june 1960.
- [21] L. B. Milstein and P. Das, "Spread spectrum receiver using surface acoustic wave," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, no. 8, pp. 841-847, august 1977.
- [22] G. Y. Delisle, M. Lecours, J. Y. Chouinard, J. Roy, "Mesures experimentales des conditions de propagations en milieu urbain," Rapport no LRTS-86-8203, Département de Génie Electrique, (U. Laval), mars 1986.
- [23] F. Robitaille, "Conception d'un modulateur pour la transmission de données en radio mobile numérique," Thèse de Maitrise (U. Laval), décembre 1988.
- [24] Y. Roy, "Conception et réalisation d'un démodulateur cohérent de signaux MSK," Thèse de Maitrise (U. Laval), octobre 1989.

- [25] "Mini Circuits Handbook," section 2 (mixer).
- [26] B. Trout, "A high gain integrated circuit RF-IF amplifier with wide range AGC," note: AN-513. Motorola semiconductor products inc. , 1975.
- [27] A. B. Williams, "Electronic Filter Design Handbook," Mc Graw-Hill, New-York, 1981.
- [28] D. Tuite, "Practical Circuits Design For The Experimenter," 1st ed.- Blue Ridge Summit, Pa: G/L Tab books, 1974.
- [29] J. Maurice, J. R. Bouvier, "The rejection of large interference in spread spectrum systems," IEEE Transactions on Communications. , vol. COM-26, no. 2, pp. 254-261, february 1978.
- [30] M. Kavehrad, B. Ramamurthi, "Direct-sequence spread spectrum with DPSK modulation and diversity for indoor wireless communications," IEEE Transactions on Communications. ,vol. COM-35 , no. 2, pp. 224-236, february 1987.

Annexe A

Listing du programme

Programme de calcul des séquences maximales de longueur 127

Ce programme (en Fortran) donne toutes les séquences maximales de longueur 127. Il donne aussi toutes les valeurs possibles de la corrélation de toutes ces séquences avec la séquence représentée en format octal par [221].

```

dimension a(127),b(127),c(127),e(127),f(127),g(127)
dimension k(6),m(127)
integer a,b,c,d,e,f,g
open(9,file='moh','status='new')
nm=0
nn=0
do 200 l=1,64
k(1)=mod(l,2)
k(2)=mod(l/2),2)
k(3)=mod(l/4),2)
k(4)=mod(l/8),2)
k(5)=mod(l/16),2)
k(6)=mod(l/32),2)
n=7
write(9,103)
print*, '*****'
write(9,101)
101 format('coef de polynome par ordre decroissant')
print*, 'coef de polynome par ordre decroissant')
write(9,103)

```

```

103  format('*****')
      write(9,104)k
104  format('1',6(i2),1x,'1')
      print*,"1",k,"1"
      write(9,105)
105  format('-----')
      print*,'-----'
      do 1 i=1,6
        b(i)=0
        a(i)=0
        a(7)=1
        b(7)=1
      do 2 i=1,120
        j1=a(i)+k(1)*a(i+1)+k(2)*a(i+2)+k(3)*a(i+3)+k(4)*a(i+4)
        j=j1+k(5)*a(i+5)+k(6)*a(i+6)
        n=n+1
        a(i+7)=mod(j,2)
        if(a(i+7).ne.0) goto 7
        nn=nn+1
        ll=mod(nn,6)
        if(ll.eq.0) goto 11
        goto 2
7     nn=0
2     continue
      goto 12

```

```
11  n=n-6
    write(9,106)n
106 format('longueur de la sequense:',i3)
    print*, 'longueur de la sequense:',n
12  nn=0
    if(n.ne.127) goto 200
    write(9,100) (a(i),i=1,n)
    do 20 i=1,120
        j=b(i)+b(i+4)
20  b(i+7)=mod(j,2)
    do 30 i=1,127
        c(i)=a(i)
        e(i)=a(i)
30  f(i)=a(i)
    do 50 it=1,127
        ip=0
        iq=0
    do 25 i=1,127
        ix=b(i)+c(i)
        iy=b(i)+e(i)
        ix=mod(ix,2)
        iy=mod(iy,2)
        ip=ip+ix
        iq=iq+iy
25  continue
```

```
d(it)=n-2*ip
g(it)=n-2*iq
ia=c(1)
do 35 i=1,126
35  c(i)=c(i+1)
    c(127)=ia
    e(1)=f(127)
    do 40 i=2,127
40  e(i)=f(i-1)
    do 45 i=1,127
45  f(i)=e(i)
50  continue
    nm=nm+1
    write(9,107)
107 format('=====')
    print*, '===== '
    do 150 i=1,127
    if(abs(d(i)).le.abs(g(i))) then
    m(i)=g(i)
    else
    m(i)=d(i)
    endif
150  continue
    im=m(127)
    do 160 i=1,127
```

```
    if(abs(m(i)).le.abs(im)) goto 160
    im=m(i)
160  continue
    write(9,108)im
108  format('***',i3,'***')
    print*,'***',im,'***'
    write(9,109)
    write(9,109)
109  format('+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++')
    print*,'+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++'
    print*,'+++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++++'
200  continue
100  format(40(i2))
300  format(20(i4))
    write(9,110)nm
110  format('nombre de sequenses maximales:',i3)
    print*,'nombre de sequenses maximales:',nm
    stop
    end
```

Annexe B

SPÉCIFICATION DU CORRÉLATEUR SAW

SAWTEC INC.

BI-PHASE SHIFT KEYED, 75 MHz, CODE 001

Center frequency	75.000 MHz, 10 kHz
Modulation	Bi-Phase
Code (chip) Rate	10.0000 MHz
Chip Length	100.000 ns
Code Length	128 chips (12800 ns)
Code Structure	See below for the specific code
Time Delay	860 ns, 40 ns
Input/Output impedance	50 ohms, nominally
VSWR	2:1, maximum @ 75 MHz
Insertion Loss	26 dB, maximum (input to peak correlated output)
Time Sidelobe	-15 dB, maximum (continuous repeating code input)
Input power	0 dBm, maximum

```

CODE: 00000010010011010011110111000011
      11111000111011000101001011111010
      10100001011011110011100101011001
      10000011011010111010001100100010

```

Note: The code sequence given is in the order that will be applied in the SAW correlator input to produce a correlated output.

Annexe C

SPÉCIFICATION DE LA LIGNE À RETARD

