

SYSTEME DE COMMUNICATION A ETALEMENT DE BANDE A SEQUENCE DIRECTE

Reçu le 08/06/1999 – Accepté le 12/05/2001

Résumé

Le présent article donne une vue d'ensemble sur la notion et le principe de la communication à étalement de bande. L'étude porte essentiellement sur un type de système de communication dit à référence emmagasinée utilisant la modulation à séquence directe comme technique de modulation pour étaler davantage la bande de transmission.

En premier lieu, nous définissons les structures de ces systèmes de communication à étalement de bande et leurs domaines d'application. Ensuite, nous présentons les notions de la communication à étalement de bande à séquence directe ainsi qu'un aperçu sur la génération des séquences pseudo-aléatoires. Finalement, nous calculons la probabilité d'erreur du système traité.

Mots clés: *Etalement de Bande, Séquence Directe, Séquence Pseudo-aléatoire, Système de Communication.*

Abstract

This paper presents a global view about the notions of spread spectrum communication systems where we consider essentially a type of communication system called "stored reference system" using direct sequence modulation as a technique for spreading in excess the transmission bandwidth.

First, we define the nature of these spread spectrum communication systems and their application domains. Then, we present the direct sequence modulation technique and an idea on pseudorandom sequence generators. Finally, we calculate the probability of error in term of signal-to-noise ratio.

Key words: *Communication System, Direct Sequence, Spread Spectrum, Pseudorandom Sequence.*

**M.L. BOUCHARB
A. SAÏD**

Département d'Electronique
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Université Mentouri
Constantine (Algérie)

ملخص

الدراسة تتمحور أساسا حول نوع من أنظمة الاتصال ذات النطاق الممدود الذي يعرف بـ "نظام الاتصال ذو المرجع المخزن" الذي يستعمل تقنية "التتابع المباشر" لتوسيع أكثر نطاق الإرسال. أولا نعرف مختلف هياكل هذه الأنظمة و مجال استعمالها ثم نقدم مفهوم التتابع المباشر مع تقديم نظرة على كيفية توليد التتابعات شبه العشوائية وأخيرا نقوم بحساب دالة احتمال الخطأ لنظام الاتصال المدروس. **الكلمات المفتاحية:** تتابع مباشر، تتابع شبه عشوائي، نطاق ممدود، نظام اتصال.

Le système de communication à étalement de bande (EB), comme tous les systèmes de communication, a pour but de transmettre des informations d'un endroit à un autre. Cependant, il diffère des autres systèmes par ses techniques de modulation qui servent à étaler davantage la bande du signal de donnée à transmettre.

Le système de communication à EB a été développé au début des années cinquante et sa première apparition fut dans le secteur militaire. L'histoire de ce type de système de communication reste largement inconnue aux ingénieurs de la communication moderne [1].

A présent, la transmission à étalement de bande devient une technique très populaire utilisée dans des différents secteurs notamment le secteur civil, surtout dans le réseau radio-mobile et les satellites de communication [1].

NOTION D'ETALEMENT DE BANDE

Définition et caractéristiques de base

La communication à étalement de bande peut être définie comme suit: "C'est un moyen de transmission dans lequel le signal message occupe une largeur de bande supérieure au minimum nécessaire pour la transmission de l'information. La bande est étendue au moyen d'une séquence d'étalement pseudo-aléatoire, servant de clé de codage, indépendante de la donnée à transmettre. Une réception synchronisée avec

cette clé de codage est utilisée pour la compression et le rétablissement de la donnée" [2].

Sous cette définition, les modulations d'amplitude et de fréquence, qui étalent aussi la bande du signal de donnée, ne sont pas considérées comme des modulations à étalement de bande. Mais, la question qui se pose est la suivante: "Le système à étalement de bande est-il meilleur ou mauvais que celui utilisant les méthodes de modulations classiques et qu'apporte-t-il de mieux ?" [2].

En effet, la réponse n'est pas évidente, mais ce qui apparaît clair est que le système en question fournit un avantage en puissance au signal désiré sur plusieurs types de bruits. Les caractéristiques de base du système à étalement de bande sont les suivantes [1]:

- Le signal d'étalement est un signal, à large bande, pseudo-aléatoire ou imprédictible.
- La largeur de bande du signal d'étalement est plus large que celle du signal de donnée.
- La réception est accomplie par l'intercorrélation du signal reçu, à large bande, avec le signal d'étalement réplique synchronisé.

Le terme "pseudo-aléatoire" (PA) est utilisé spécifiquement pour signifier aléatoire en apparence mais reproductible par des moyens déterministes [1].

Différentes configurations du système

Le système à étalement de bande possède trois configurations [3] qui illustrent les techniques de base que le concepteur peut utiliser pour que l'émetteur et le récepteur opèrent en synchronisation avec la même séquence pseudo-aléatoire.

• Système à filtre adapté

Il génère un signal à large bande transmis par les pulsations d'un filtre adapté ayant une large bande. Au récepteur, la détection du signal message est accomplie par un filtre adapté identique à celui utilisé à l'émission.

• Système à référence transmise

Il accomplit l'opération d'étalement de bande par la transmission de deux signaux imprédictibles à larges bandes dont l'un est modulé par le signal de donnée et l'autre est non modulé. Les deux signaux, récupérés séparément par le récepteur, sont les entrées d'un corrélateur qui sert à reconstruire la donnée.

• Système à référence emmagasinée

Il nécessite séparément la génération, à l'émission et à la réception, du même signal pseudo-aléatoire à large bande. Au récepteur, le générateur du signal PA est ajusté automatiquement pour tenir sa sortie en synchronisation avec le signal à large bande reçu. La détection est accomplie par l'intercorrélation.

Dans un tel système, représenté sur la figure 1, le signal message $d(t)$ est multiplié par un signal auxiliaire $c(t)$ indépendant et à large bande. La puissance du signal produit est dispersée sur une large bande qui est la même que celle du signal $c(t)$.

Au récepteur, la somme du signal émis $x(t)$ et des perturbations $n(t)$, est également multipliée par le même

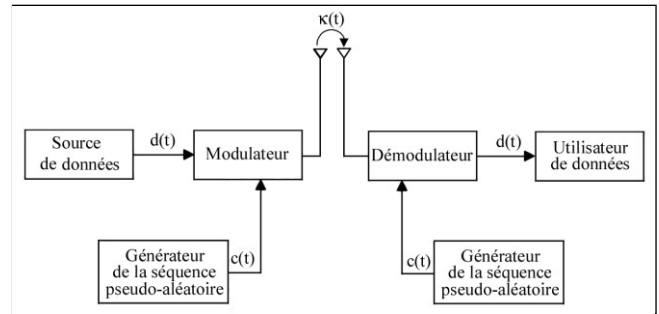


Figure 1: Système à Référence Emmagasinée.

signal auxiliaire $c(t)$, ce qui présuppose une synchronisation adéquate. Seul le récepteur disposant de la même clé de décodage peut restituer l'information.

Pour ce type de système, le signal $c(t)$ peut avoir plusieurs formes de modulation [3], mais les deux formes les plus utilisées sont:

- la modulation à saut de fréquence où la fréquence du signal $c(t)$ change à intervalles de temps réguliers selon une loi pseudo-aléatoire:

$$c(t) = \sum_n e^{j(2\pi f_n + \phi_n)} p(t - nT_h) \quad (1)$$

- la modulation à séquence directe où la phase du signal $c(t)$ subit des transitions à intervalles de temps réguliers selon une loi pseudo-aléatoire:

$$c(t) = \sum_n C_n p(t - nT_c) \quad (2)$$

Avantages d'étalement de bande

L'étalement de bande est un procédé de protection des communications contre les indiscretions et les brouillages. Cette opération nous donne les caractéristiques suivantes [4]:

• Discrétion

En choisissant une bande de fréquence assez grande, nous pouvons rendre la densité spectrale du signal reçu assez petite, c'est-à-dire la rendre bien inférieure à la densité spectrale de bruit thermique du récepteur. Cela signifie non seulement que l'ennemi ne pourra que difficilement intercepter la communication, mais que l'existence même d'une émission sera rendue pratiquement indétectable et donc sa localisation impossible.

• Réduction de la pollution radioélectrique

La même propriété a pour conséquence une réduction du brouillage causé à un récepteur à bande étroite par l'émission d'un signal à bande étalée.

• Protection contre le brouillage à bande étroite

Si un signal de brouillage à bande étroite est supposé ajouté à l'entrée du récepteur au signal émis, il sera multiplié par le signal à large bande généré localement. Il subira donc un étalement de bande par l'opération même qui sert à restituer le signal utile, ce qui signifie que sa puissance sera réduite.

• **Accès multiple à étalement de bande**

Les paires émetteurs-récepteurs, qui utilisent des signaux pseudo-aléatoires indépendants, peuvent opérer dans la même largeur de bande et transmettre leurs signaux avec des interférences minimales. Ainsi, plusieurs communications distinctes peuvent utiliser la même largeur de bande sans se gêner mutuellement.

SEQUENCES PSEUDO-ALEATOIRES

Introduction

Les séquences pseudo-aléatoires sont utilisées pour étaler la bande du signal lors de la conception du système de communication à étalement de bande à séquence directe. En pratique, la séquence pseudo-aléatoire a les propriétés suivantes [2]:

- 1/ est facile à générer.
- 2/ a les propriétés d'un signal aléatoire.
- 3/ a de longues périodes.
- 4/ est difficile à construire à partir d'un segment court.

Générateur à contre-réaction linéaire

La séquence générée par le registre à contre-réaction linéaire (CRL) [5] possède les propriétés 1 et 3, plus encore la propriété 2, mais non pas la propriété 4. Une forme canonique [2] d'un tel registre est le générateur à CRL représenté sur la figure 2.

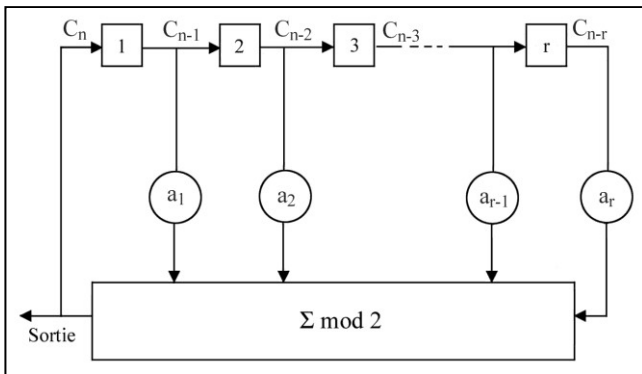


Figure 2: Générateur à Contre-réaction Linéaire.

Ce registre à décalage est composé de r bascules en série complété par un circuit de CRL réinjectant dans la première bascule la somme modulo-2 des états de certaines bascules après chaque impulsion d'horloge de cadence $f_c=1/T_c$.

La séquence binaire satisfait à la récursion suivante:

$$C_n = \sum_{k=1}^r a_k C_{n-k} \pmod{2} \quad ; \quad a_r = 1 \quad (3)$$

La période du cycle dépend de l'état initial du registre et des coefficients a_k (les coefficients a_k peuvent prendre seulement la valeur 0 ou 1). Pour l'étalement de bande, nous cherchons un cycle à longueur maximale de période $2^r - 1$, donc un registre à décalage à CRL à longueur maximale. Il est toujours possible de choisir les coefficients de contre-réaction de façon à réaliser un cycle à longueur maximale [6].

Nous pouvons définir une séquence binaire ± 1 en posant:

$$C'_n = 1 - 2C_n \quad (4)$$

qui est équivalente à la séquence C_n [5].

La quatrième propriété citée dans l'introduction est très importante puisqu'il est nécessaire que l'adversaire ne puisse plus s'introduire dans le système.

En effet, le registre à CRL ne possède pas cette propriété [2], car en utilisant la récursion de la formule (3) et en observant le système pour $2^r - 1$ bits consécutifs de la séquence C_n , il est possible de trouver les $r-1$ coefficients ainsi que les r bits initiaux du registre.

Il existe des algorithmes destinés à la résolution de ces équations et à la synthèse de ces registres à partir d'une séquence de longueur $2^r - 1$ [7,8]. Pour cette raison, plusieurs modifications importantes ont été apportées au générateur à contre-réaction linéaire.

Générateur à contre-réaction non linéaire

La fonction de contre-réaction du contenu du registre est remplacée par une fonction booléenne arbitraire. Cette fonction booléenne est réalisée soit par une ROM soit par une logique aléatoire d'où le registre possédant ce type de fonction est appelé registre à contre-réaction non linéaire (CRLN). Dans ce type de registre, représenté sur la figure 3, le nombre de fonctions booléennes est 2^α ($\alpha = 2^r$). En outre, certains types de registres ne peuvent avoir aucun cycle parmi les fonctions booléennes possibles.

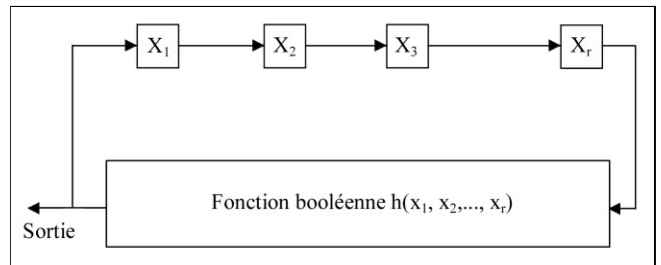


Figure 3: Générateur à Contre-réaction non Linéaire.

Il y a exactement $2^{\alpha-1-r}$ fonctions booléennes possibles [9] qui génèrent seulement un cycle de longueur 2^r . Malheureusement, leurs propriétés aléatoires ne sont pas bien connues et font l'objet de recherches approfondies. Une approche plus abordable est d'utiliser un générateur à CRLN à longueur maximale avec une sortie logique non linéaire [2].

CONCLUSION

Lors de la génération des séquences pseudo-aléatoires, il n'est pas vraiment nécessaire que le générateur à contre-réaction linéaire soit utilisé. Cependant, toute technique qui peut générer des séquences de bonne propriétés [10, 11] peut être utilisée.

En effet, pour une communication à étalement de bande, nous exigeons que l'adversaire ne puisse reproduire la séquence avec l'intention de s'introduire dans le système ou de brouiller la communication. Ainsi, la génération de ces

séquences est fondamentale, en particulier pour assurer des communications confidentielles.

Enfin, il faut noter que la séquence pseudo-aléatoire utilisée à la fois comme clé de codage et de décodage est fréquemment changée pour assurer la discrétion de la communication [12].

ETALEMENT DE BANDE A SEQUENCE DIRECTE

La communication à étalement de bande à séquence directe a récemment reçu beaucoup d'intérêt pour l'usage commercial spécialement dans les systèmes radio-mobile [13].

Pour illustrer le principe de la communication à séquence directe (Fig. 4 et 5), nous considérons:

Le signal $d(t)$, signal codé en NRZ (Non Retour à Zéro) utilisé en particulier en télécommunication [14], qui traduit sous sa forme la plus simple une information codée en binaire. Les symboles 0 et 1 sont équiprobables, générés à la cadence $1/T_d$ bit/s, et correspondent respectivement aux niveaux $-A$ et $+A$ du signal message.

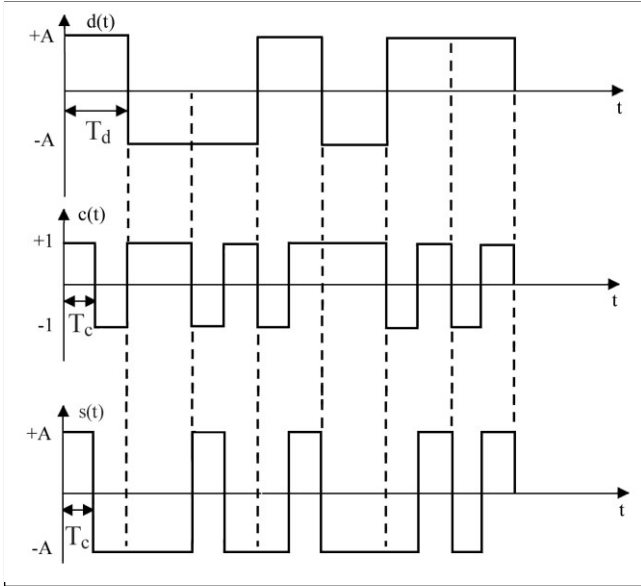


Figure 4: Signaux $d(t)$, $c(t)$ et $s(t)$.

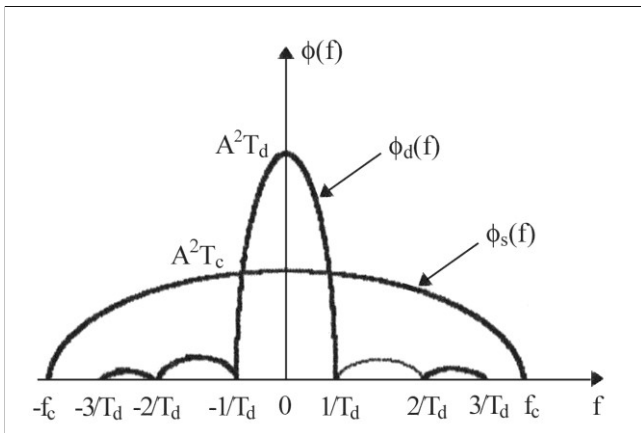


Figure 5: Densités spectrales des signaux $d(t)$ et $s(t)$.

Sa densité spectrale de puissance est :

$$\Phi_d(f) = A^2 T_d \sin^2(f T_d) \quad (5)$$

et la séquence PA forme le signal d'étalement $c(t)$ de niveaux $+1$ et -1 , générée par un générateur à CRL à longueur maximale. Sa densité spectrale de puissance est:

$$\Phi_c(f) = T_c \sin^2(f T_c) \quad (6)$$

Soit la modulation multiplicative, utilisée surtout dans les systèmes de communication modernes pour la combinaison des deux signaux $d(t)$ et $c(t)$, définie comme suit :

$$x(t) = \text{Re} \left\{ d(t) c(t) e^{j(w_c t + \phi)} \right\} \quad (7)$$

En choisissant correctement l'origine du temps, la phase initiale de la porteuse est nulle, le signal $x(t)$ peut s'écrire sous la forme:

- d'un signal $s(t) = d(t) c(t)$ qui a l'allure d'un signal binaire codé en mode NRZ, antipolaire de niveaux $+A$ et $-A$, de durée T_c et de densité spectrale:

$$\Phi_s(f) = A^2 T_c \sin^2(f T_c) \quad (8)$$

- et d'un signal sinusoïdal $\cos(w_c t)$ à phase aléatoire nulle, de fréquence f_c et d'amplitude l'unité.

La densité spectrale de puissance du signal $x(t)$ est donnée par:

$$\Phi_x(f) = \frac{1}{4} A^2 T_c \left(\sin^2[T_c(f + f_c)] + \sin^2[T_c(f - f_c)] \right) \quad (9)$$

Le signal modulé est nul en l'absence du signal modulant. Le spectre du signal modulé ne contient ni le signal porteuse ni le signal modulant. Il est constitué du spectre du signal d'étalement $c(t)$ décalée de $\pm f_c$ et affecté du coefficient $A^2/4$.

En se référant aux fréquences positives, le spectre est formé de deux demi-lobes latéraux situés de part et d'autre de la fréquence porteuse f_0 . Ils sont symétriques puisqu'ils résultent de la translation du spectre de $s(t)$ qui est symétrique par rapport à l'origine.

Si nous considérons le signal $x(t) = s(t) \cos(w_c t)$ qui traduit une information binaire, les symboles 1 et 0 étant respectivement exprimés par $\cos(w_c t)$ et $-\cos(w_c t)$, alors un tel signal peut être interprété selon deux points de vue :

- C'est un signal modulé en amplitude car la porteuse est exprimée par $\cos(w_c t)$ et le signal modulant est constitué d'impulsion bipolaire NRZ dont les niveaux sont $+A$ (pour les symboles 1) et $-A$ (pour les symboles 0).
- C'est aussi un signal modulé en phase car :

$$A \cos(w_c t) = A \cos(w_c t + \phi_1), \quad \phi_1 = 0 \quad (10)$$

$$-A \cos(w_c t) = A \cos(w_c t + \phi_2), \quad \phi_2 = \pi \quad (11)$$

Le gain du processus où le facteur d'étalement [2] est défini comme étant le rapport de la durée d'un bit du signal $d(t)$ à la durée d'un bit du signal $c(t)$:

$$G_p = \frac{T_d}{T_c} = \frac{f_c}{f_d} \quad (12)$$

Nous pouvons exprimer la bande de transmission B_m en fonction du gain de processus G_p :

$$B_m = 2f_c = 2f_d G_p \quad (13)$$

Nous remarquons que plus le gain de processus G_p est très élevé, plus la bande de transmission B_m est étalée davantage. Le gain du processus peut atteindre le nombre 1000 et plus [3].

A l'entrée du récepteur, le signal $y(t)$ qui est la somme du signal émis $x(t)$ et du signal de bruit $n(t)$ subit une opération de compression; il sera donc multiplié par le même signal PA synchronisé:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (14)$$

$$z(t) = y(t)c(t) = d(t)\cos(w_c t) + n(t)c(t) \quad (15)$$

Puisque: $c^2(t) = 1$ pour tout t . (16)

Puis, le signal $z(t)$ est multiplié par une porteuse sinusoidale locale, de coefficient 2, qui est identique à celle utilisée à l'émission:

$$r(t) = 2d(t)\cos^2(w_c t) + 2n(t)c(t)\cos(w_c t) \quad (17)$$

A la sortie du moyenneur, le signal $a(t)$ correspond au signal message $d(t)$ accompagné d'un terme de bruit à large bande.

$$a(t) = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} r(t) dt = d(t) + \frac{2}{T_d} \int_0^{T_d} n(t)c(t)\cos(w_c t) dt \quad (18)$$

Enfin, pour restituer le message informatif $d(t)$, nous utilisons le critère de Bayes comme organe de décision [15].

PROBABILITE D'ERREUR

Considérons le signal $y(t)$ capté par le récepteur et désignons par $+A$ et $-A$ les niveaux de $x(t)$ associés respectivement aux lettres 1 et 0.

Pour évaluer les effets du bruit $n(t)$ sur le signal $x(t)$, nous nous situons dans le domaine des amplitudes (distribution d'amplitude). Nous utilisons la densité de probabilité de Gauss [14].

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(n-\mu_n)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (19)$$

- La probabilité lorsque nous identifions un 1 alors que la lettre émise était 0, en tenant compte de $n = y-x$, est:

$$P(y > 0 / x = -A) = P_e(n > +A) = \int_{+A}^{+\infty} f(n) dn \quad (20)$$

- La probabilité lorsque nous identifions un 0 alors que la lettre émise était 1, en tenant compte de $n = y-x$, est:

$$P(y < 0 / x = +A) = P_e(n < -A) = \int_{-\infty}^{-A} f(n) dn \quad (21)$$

Les deux probabilités sont égales à la probabilité d'erreur P_e . La fonction $f(n)$ et son intégral P_e peuvent être ramenées à une forme normalisée en effectuant un changement approprié, d'où la probabilité d'erreur [13], représentée sur la figure 6, égale à:

$$P_e = 1 - F\left(\frac{A - \mu_n}{\sigma_n}\right) = 1 - F(z) \quad (22)$$

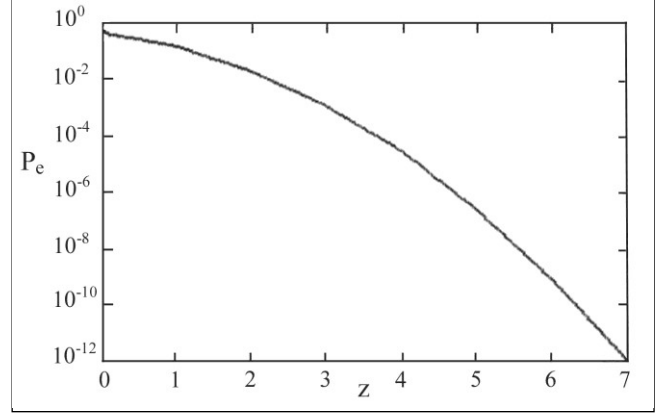


Figure 6: Probabilité d'Erreur P_e en fonction de z .

F étant la fonction de répartition, et P_e la probabilité d'erreur ou la fonction de répartition complémentaire.

Nous pouvons exprimer la probabilité d'erreur P_e en fonction du rapport signal sur bruit d'entrée:

$$(S/N)_e = \frac{A^2}{2Pn} \quad (23)$$

En effectuant le changement dans l'équation (22) nous aurons:

$$P_e = 1 - F\left(\sqrt{2(S/N)_e} \frac{P_n}{\sigma_n^2} - \frac{\mu_n}{\sigma_n}\right) \quad (24)$$

Puisque notre système comporte une modulation, il faut donc tenir en compte du changement apporté au rapport signal sur bruit par le dispositif de démodulation (Fig. 7). Le rapport $(S/N)_s$ sera introduit dans l'équation (24) à la place de $(S/N)_e$.

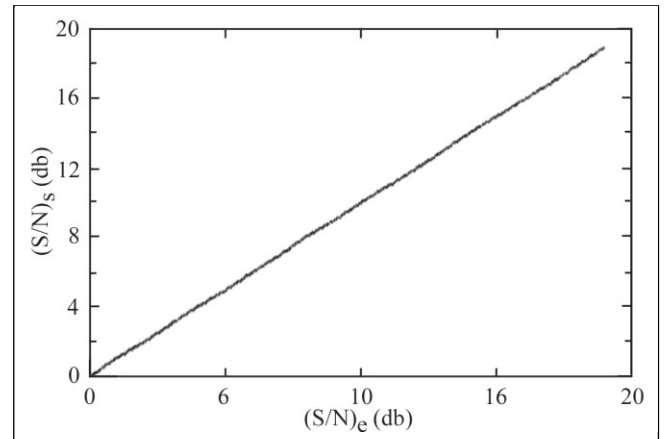


Figure 7: Comparaison des rapports Signal sur Bruit.

Puisque :

$$(S/N)_e = (S/N)_s \quad (25)$$

alors :

$$P_e = 1 - F\left(\sqrt{2(S/N)_e} \frac{P_n}{\sigma_n^2} - \frac{\mu_n}{\sigma_n}\right) \quad (26)$$

De même, nous pouvons déterminer la probabilité d'erreur P_e en fonction de la fonction complémentaire d'erreur notée "erfc".

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{(S/N)_e} \frac{P_n}{\sigma_n^2} - \frac{\mu_n}{\sqrt{2}\sigma_n} \right) \quad (27)$$

Il est clair que dans le cas d'un bruit de valeur moyenne nulle et de variance égale à l'unité, les expressions (26) et (27) de P_e se ramènent à:

$$P_e = 1 - F(\sqrt{2(S/N)_e}) \quad (28)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{(S/N)_e}) \quad (29)$$

Nous remarquons que pour un rapport signal sur bruit d'entrée donné, la probabilité d'erreur est la même qu'en absence de démodulation. De la figure 8, nous constatons que la probabilité d'erreur diminue si le rapport signal sur bruit augmente et vice-versa. Pour une performance du système, la probabilité d'erreur P_e doit être égale ou bien inférieure à 10^{-3} [16].

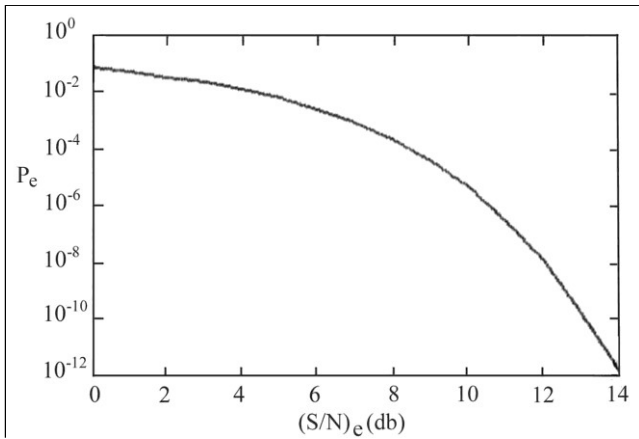


Figure 8: Probabilité d'Erreur P_e en fonction de $(S/N)_e$.

Par exemple, pour un signal message de $\pm 3v$, un signal d'étalement de $\pm 1v$ et un bruit de valeur moyenne nulle et de variance égale à $1v^2$, nous aurons :

$$(S/N)_e = 6.532 \text{ db} \quad (30)$$

$$P_e = 0.135\% \quad (31)$$

La probabilité d'erreur varie très rapidement en fonction du rapport signal sur bruit. Une augmentation de $(S/N)_e$ d'environ 1.68 db suffit à faire passer P_e de 10^{-3} à 10^{-4} .

Lors de la synchronisation, même un temps de retard relativement petit égale à $T_c/10$ peut augmenter la probabilité d'erreur P_e qui sera égale à 0.347% [15].

CONCLUSION

Les systèmes de communication à étalement de bande sont destinés à permettre une transmission d'information malgré des perturbations intenses. Ils ont été principalement développés dans le contexte d'application militaire. Ils peuvent être aussi utilisés dans le domaine civil, en raison de leur immunité naturelle aux interférences et leur aptitude à assurer des communications confidentielles. L'efficacité de tels systèmes de communication est d'autant plus grande

que la bande de transmission est étalée davantage par le séquence pseudo-aléatoire $c(t)$.

La séquence PA sert de clé de codage à l'émission et de clé de décodage à la réception. Seul le récepteur disposant de la clé de décodage peut restituer l'information. En effet, tout adversaire ayant l'intention de s'introduire dans le système ou de brouiller la communication peut avoir une idée sur la conception du système sauf la connaissance de la clé de codage.

Lors de la réception, le signal PA, à large bande, généré localement fait subir au signal de bruit un étalement de bande par l'opération même qui sert à restituer le signal d'information. Le rapport signal sur bruit d'entrée n'est pas modifié par le récepteur ce qui veut dire que la modulation et la démodulation se réduisent respectivement à de simples translations de $\pm f_c$ le long de l'axe des fréquences. La probabilité d'erreur n'est pas aussi affectée par le dispositif de démodulation, c'est-à-dire qu'elle est la même qu'en absence de démodulation.

REFERENCES

- [1]- Scholtz R.A., "The Origins of Spread Spectrum Communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, (1982), pp. 822-854.
- [2]- Pickoltz R.L., "Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, (1982), pp. 855-884.
- [3]- Simon M.K., *Spread Spectrum Communications*. Rockville, Maryland: Computer Sciences Press, (1989).
- [4]- Battail G., *Techniques de l'Ingénieur E3*. Strasbourg: Istra, (1988).
- [5]- Golomb S.W., *Shift Register Sequences*. San Francisco, CA: Holden day, (1967).
- [6]- Auvray J., *Electronique des Signaux Echantillonnés et Numériques*. Paris: Masson (1983).
- [7]- Berlekamp E.R., *Algebraic Coding Theory*. New York: McGraw-Hill (1968).
- [8]- Massey J.L., "Shift Register Synthesis and BCH Decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-15, (1969), pp.122-127.
- [9]- DeBruijn N.G., "A Combinatorial Problem," in *Koninklijke Nederlands Akademie Van Wetenschappen proc.*, (1946), pp. 758-764.
- [10]- Gorth E.J., "Generation of Binary Sequences with Controllable Complexity," *IEEE Trans. Inform. Theory*. vol. IT-17, (1971), pp. 288-296.
- [11]- Beker H., "Multiplexed shift Register Sequences," presented at CRYPTO'81 Workshop, Santa Barbara, CA (1981).
- [12]- Ha T.T., *Digital Satellite Communication*. New York: Macmillan (1985).
- [13]- Mohamed G., "Performance Analysis for an Adaptive Filter Code-Tracking Technique in Direct-Sequence Spread-Spectrum Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, N°8 (1998).
- [14]- Attal G., *Techniques de l'Ingénieur E3*. Strasbourg: Istra (1982).
- [15]- Bouchareb M.L., *Thèse de Magister, université de Constantine, Algérie* (1997).
- [16]- Gilhousen K.S., "On the Capacity of a Cellular CDMA Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, N°2 (1991). □