

Télécommunications à étalement de spectre

La transmission d'information par canal hertzien utilise classiquement des systèmes fonctionnant à bande (de fréquence) étroite, ce qui permet un multiplexage fréquentiel efficace du canal.

Dans les systèmes à étalement de spectre (ou Spread Spectrum), on va chercher au contraire à ce que le signal radiofréquence occupe un spectre le plus large possible, ce qui à puissance d'émission égale donne une densité spectrale de puissance proportionnellement plus faible, de l'ordre de grandeur du bruit ambiant.

Les premières applications étaient de type militaire, le signal ainsi émis étant presque impossible à détecter par un récepteur non autorisé et très difficile à brouiller.

Aujourd'hui, de nombreuses applications civiles autour de cette solution font leur apparition ; citons :

- le système GPS (Global Positioning System), application initialement militaire ;
- la téléphonie à multiplexage par code ou CDMA (Code Division Multiple Access)
- le système Bluetooth (télécommunications « domestiques »)

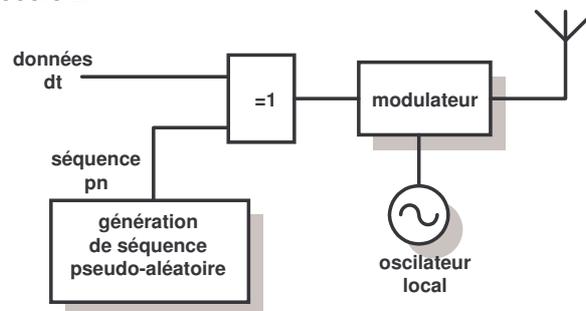
1 Principe de l'étalement de spectre

Deux techniques sont utilisées :

1.1 Etalement à séquence directe ou « Direct Frequency Spread Spectrum » (DFSS)

Les données numériques « dt » à transmettre, codées en NRZ, de fréquence d'horloge $F_S=1/T_S$ (indice « s » pour « symbol » et « dt » pour « data ») sont « mélangées » avec une séquence binaire pseudo-aléatoire « pn » de fréquence $F_C=1/T_C$ (indice « c » pour « chip » et « pn » pour « pseudo-noise sequence »), tel que F_C soit un multiple de F_S .

Le « mélangeur » est constitué par une fonction OU exclusif. Celui-ci peut être vu également comme un additionneur 1 bit de modulo 2.



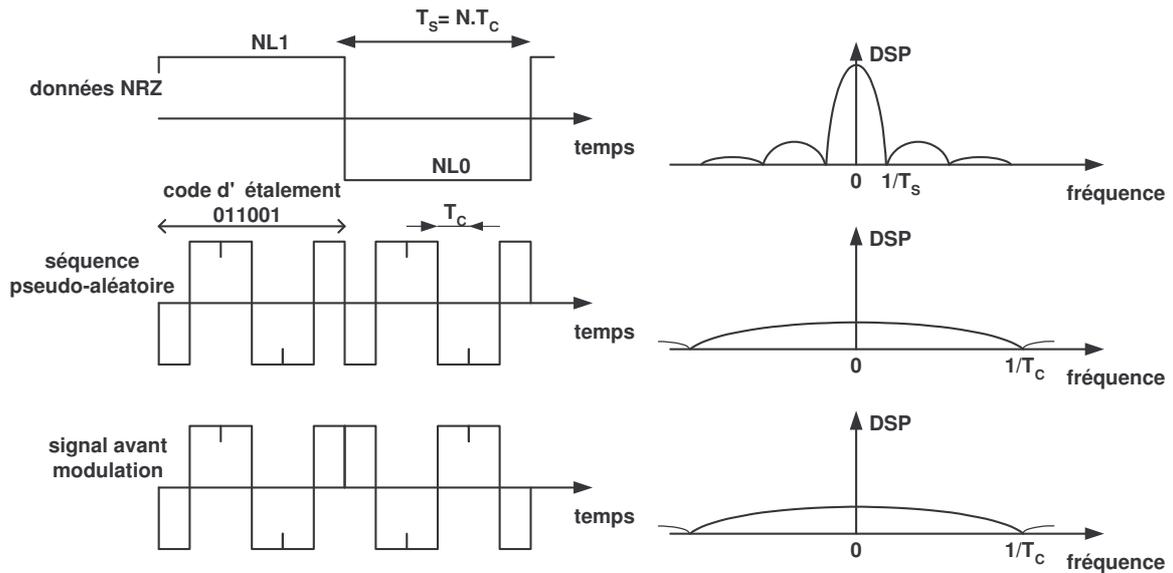
Le signal résultant est ensuite modulé comme un signal numérique classique (FSK, BPSK, QPSK etc...) avant d'être transmis à l'antenne.

L'opération réalisée par le OU exclusif provoque un étalement du spectre de dt ($F_C > F_S$) et donc du signal transmis. La figure suivante met en évidence ces phénomènes au niveau de l'émetteur.

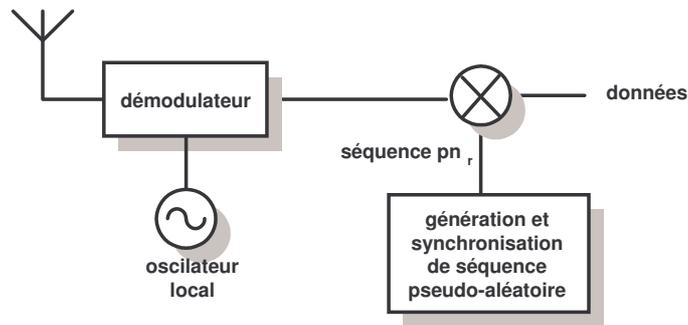
Sur cette figure la partie radiofréquence a été supprimée pour plus de clarté ; de même, les signaux numériques sont supposés être centrés autour de 0 V, ce qui permet de voir le OU exclusif également comme un multiplicateur (il est souvent représenté de cette manière dans les schémas).

Afin que la figure soit lisible, on a pris un rapport 6 entre F_C et F_S . Dans la pratique, ce rapport est beaucoup plus élevé, la densité spectrale de puissance du signal NRZ pouvant alors être vue comme une impulsion de dirac par rapport à celle de la séquence d'étalement.

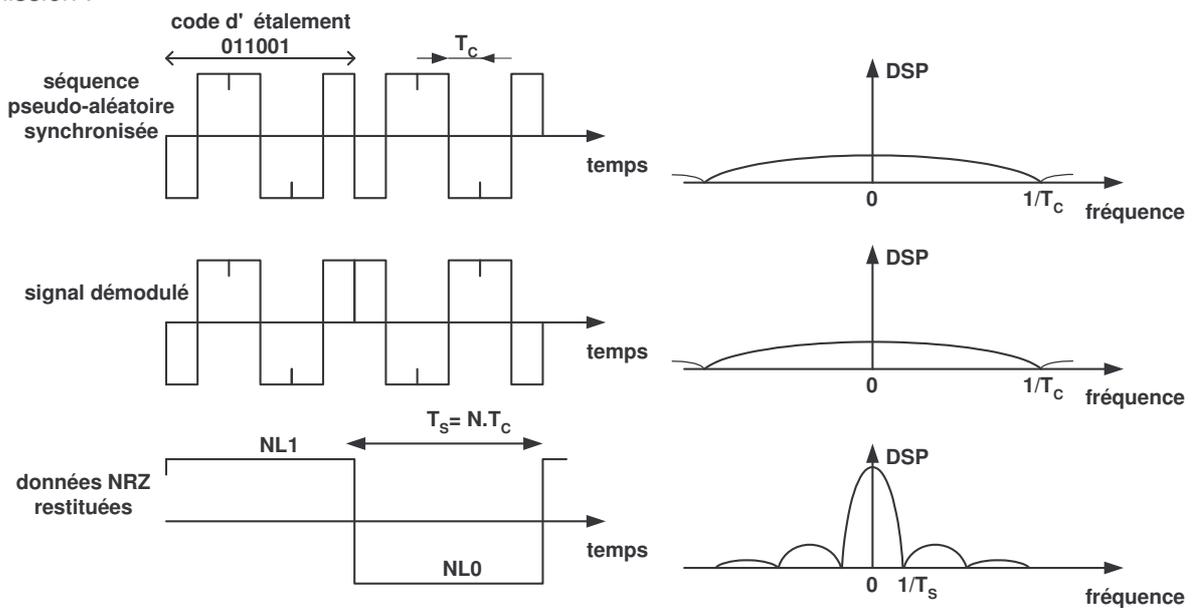
La multiplication effectuée dans le domaine temporel se traduisant par une convolution dans le domaine fréquentiel, le dirac étant l'élément neutre de l'opération de convolution, le spectre du signal étalé a presque la même forme que celui de la séquence d'étalement.



Pour retrouver le signal, le récepteur doit connaître la séquence pseudo-aléatoire et être capable de la synchroniser avec celle du signal reçu. Une nouvelle opération de mélange entre le signal démodulé par le récepteur (non représenté ci-après) et la séquence pn_r (indice « r » pour « receiver ») permet de retrouver le signal NRZ transmis par l'émetteur.



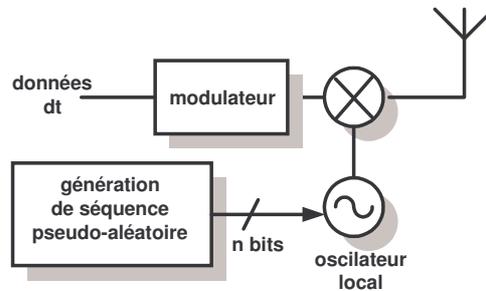
On obtient alors les signaux suivants, qui représentent l'opération inverse de celle effectuée lors de l'émission :



Les figures que nous venons de voir suppose que l'on a $NT_C = T_S$; nous verrons que ce n'est pas toujours le cas.

1.2 Étalement à saut de fréquence ou « Frequency Hopping Spread Spectrum » (FHSS)

Avec l'étalement à saut de fréquence, c'est la porteuse du signal qui change au rythme de la séquence pseudo-aléatoire. Sur la figure ci-après, le signal numérique dt est modulé de manière classique ; on translate ensuite la porteuse au moyen d'un mélangeur, d'une valeur de fréquence dépendant de la sortie du registre fournissant une suite pseudo-aléatoire de mots sur n bits.



A la réception, il sera aussi nécessaire de connaître la séquence pseudo-aléatoire et de la synchroniser avec le signal reçu.

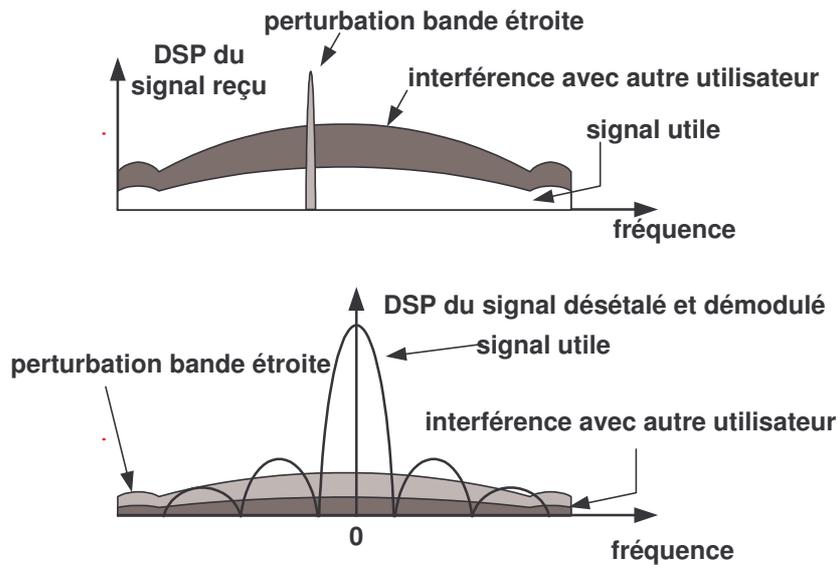
2 Propriétés

Le signal incident au niveau d'un récepteur se présente comme un bruit.

Comme nous l'avons vu, le récepteur doit impérativement connaître la séquence pseudo-aléatoire et la synchroniser avec celle du signal incident. Plusieurs caractéristiques découlent de ces propriétés :

- l'émission est presque indétectable (noyée dans le bruit) ; les applications à ce niveau sont d'ordre militaire ;
- une interférence en bande étroite, verra son spectre étalé par l'opération de « désétalement ou désembrouillage » (« despreading ») et sa densité spectrale de puissance (DSP) diminuer d'autant ; son influence sera alors extrêmement réduite ;
- une interférence en bande large, même de DSP supérieure au signal utile verra aussi son spectre étalé et sa DSP diminuer au niveau du récepteur, alors que le signal utile subira l'opération inverse ;
- lorsque le signal hertzien se propage sur des trajets multiples, les différents échos reçus au niveau du récepteur peuvent être vus comme une perturbation large bande ; n'étant pas synchronisé avec la séquence du récepteur, ils subiront aussi un étalement ;
- sur la même bande de fréquence, plusieurs signaux peuvent être transmis, à des utilisateurs différents, les signaux étant étalés par des codes différents ; il suffit que chaque récepteur possède le code nécessaire pour lire le message qui lui est destiné. On parle alors d'accès multiple avec répartition par code ou CDMA (Code Division Multiple Access).

La figure suivante représente le signal reçu au niveau de l'antenne du récepteur, comprenant le signal utile, une perturbation en bande étroite et une interférence avec un autre utilisateur ; après désétalement et démodulation, on retrouve en bande de base le signal utile, avec les signaux perturbateurs étalés par le code du récepteur.



On voit que l'étalement de spectre présente de nombreux avantages ; par contre les émetteurs et récepteurs sont plus complexe, et nécessite une bande passante plus large pour les étages radiofréquence.

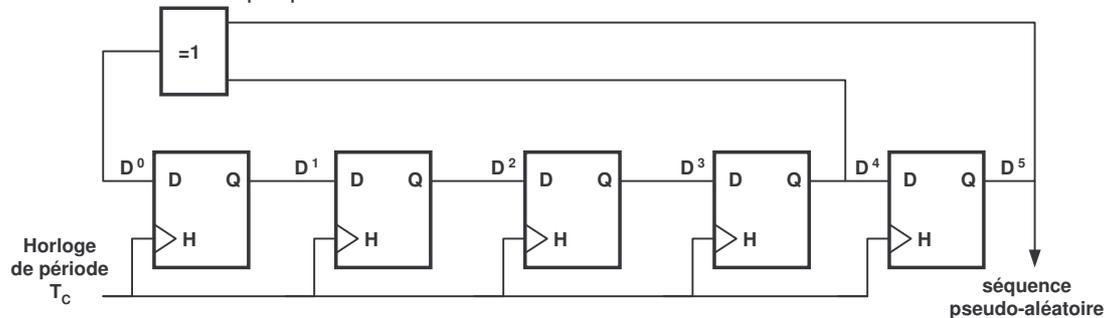
3 Génération des codes

Les codes seront donc une suite de 0 et 1 de longueur N . Au niveau de l'émetteur et du récepteur, ils seront représenté par un signal NRZ correspondant au code lu de manière cyclique ; ce signal, aussi appelé séquence pseudo-aléatoire aura une période $N T_C$ si T_C est la durée d'un bit (aussi appelé « chip »).

Afin de vérifier au mieux les propriétés du paragraphe précédent, les codes utilisés doivent présenter les caractéristiques suivantes :

- deux codes différents ne doivent présenter aucune ressemblance, le produit d'intercorrélation des signaux associés doit donc être nul ; on obtiendra alors aucune interférence entre deux canaux dans le cas d'un multiplexage CDMA ; on parle de codes orthogonaux ;
- le signal associé à un code ne doit présenter aucune ressemblance avec lui-même décalé ; le produit d'autocorrélation doit donc être nul partout sauf en 0 (d'une manière générale en $k.N.T_C$, k étant un entier positif). On justifie ainsi l'appellation pseudo-aléatoire (ou « pseudo-noise »).

Les séquences sont générées par une suite de bascules D associées à des OU exclusif, l'ensemble étant appelé circuit linéaire séquentiel ou encore « Linear Feedback Shift Register » (LSFR) ; la figure suivante donne un exemple pour 5 bascules :



Toutes les sorties des bascules reproduisent alors la même séquence décalée. Au démarrage, les bascules doivent être initialisées au niveau logique 1, un niveau logique 0 en sortie de toutes les bascules bloquant le système (on peut contourner le problème en utilisant un OU exclusif complémenté).

Suivant les sorties auxquelles les entrées du OU exclusif sont connectées, on obtient une période en sortie plus ou moins longue.

D'une manière générale, un ensemble de M bascules pourra générer, en choisissant les bons rebouclage, des séquences dites à longueur maximale, de période $N.T_C=(2^M-1).T_C$.

Dans cet ensemble, la bascule D peut être vue comme un simple opérateur retard et le OU exclusif comme un additionneur modulo 2. On peut alors donner un poids à chaque entrée D en partant de la gauche, et associer une puissance correspondant à ce poids à une variable, généralement notée X ou D.

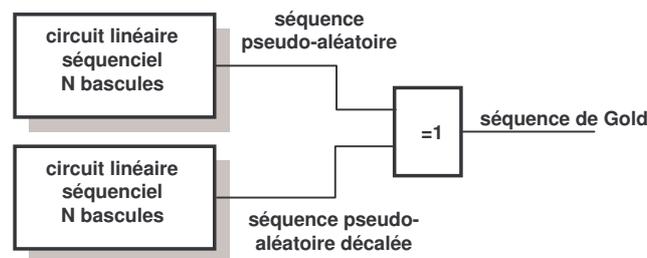
On définit alors un polynôme générateur du code comme la somme de tous les termes reliés au OU exclusif (entrées et sortie confondues).

Dans notre exemple, le polynôme générateur est $1+D^3+D^5$; on obtiendrait également une séquence à longueur maximale avec $1+D^2+D^3+D^4.+D^5$ ou $1+D^1+D^2+D^4.+D^5$.

Cette théorie a des applications importantes dans les systèmes de décodage d'erreurs.

D'une manière générale, que l'on cherche à étaler le spectre pour dissimuler l'émission ou à obtenir un nombre de codes importants pour établir un multiplexage CDMA, il faudra un nombre de bascules important ; les séquences obtenues n'auront d'autres part pas les propriétés idéales citées au début de ce paragraphe.

Aussi cherche t-on à augmenter le nombre de séquences en additionnant (modulo 2) deux séquences à longueur maximale issues de deux LSFR. On parle alors de code ou séquence de Gold.



4 Structure du récepteur

Nous avons dans la présentation décrit un récepteur où le « désétalement » était fait à l'aide d'un simple multiplicateur. Cette solution un peu simpliste serait inadaptée à un signal incident bruité (on rappelle qu'une des propriétés d'un signal à étalement de spectre est de se noyer dans le bruit). Deux structures sont couramment utilisées.

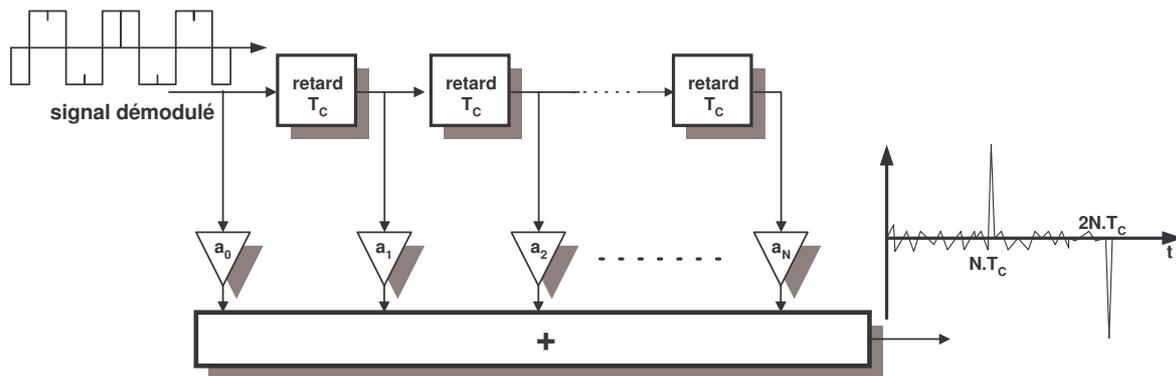
4.1 Structures à filtre adapté

Un filtre adapté est un filtre (généralement numérique de type FIR) présentant une réponse impulsionnelle inversée par rapport au signal attendu.

Dans une transmission de signaux numériques représentés par exemple par le symbole $s_e(t)$ pour le NL1 et $-s_e(t)$ pour le NL0, le filtre devra avoir une réponse impulsionnelle de type $h(t)=s_e(t_0-t)$, le terme t_0 permettant de rendre le filtre causal (il devra donc être supérieur à T_S la période d'émission). En sortie du filtre on a alors un extremum pour $t=t_0+k.T_S$ (k étant un entier) dans un sens ou dans l'autre suivant le symbole transmis, l'origine des temps étant supposée au début d'un symbole reçu.

Avec une transmission à étalement de spectre, le symbole reçu (après démodulation) est simplement, au signe près (suivant que l'on transmet un NL0 ou NL1), le code d'étalement.

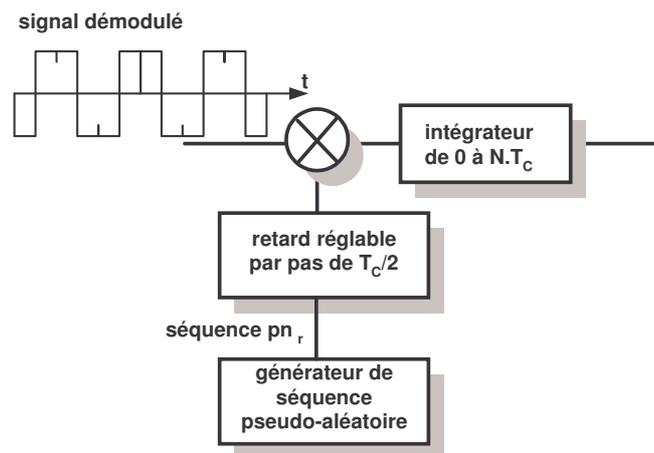
La sortie du filtre présentera donc un extremum tous les T_S sur lequel il faudra se synchroniser (le signal démodulé de la figure suivante est identique à celui du paragraphe sur la présentation).



Cette solution conduit à une architecture assez lourde, le filtre devant suréchantillonner par rapport à F_C de manière à avoir un bon rapport signal sur bruit. La synchronisation du récepteur sera par contre très rapide.

4.2 Structure à corrélateur actif

Cette structure ressemble beaucoup à celle décrite dans l'introduction. Le signal démodulé est multiplié par le code du récepteur, la sortie du multiplieur étant ensuite intégrée sur une période $N.T_C$. Si l'amplitude en sortie de l'intégrateur est inférieure à un certain seuil, on décale le code de $T_C/2$ et on reprend l'opération. Lorsque la sortie de l'intégrateur dépasse le seuil fixé, c'est que le récepteur est synchronisé, la sortie de l'intégrateur fournissant alors en fin de période d'intégration un signal positif ou négatif suivant le symbole reçu (le signal démodulé de la figure suivante est identique à celui du paragraphe sur la présentation).



La structure est simple, mais la synchronisation beaucoup plus longue que pour la précédente. On peut accélérer le processus comparant les sorties de plusieurs montages identiques, fonctionnant en parallèle, en étant alimenté par des codes décalés de $T_C/2$.

5 Exemple de système : le GPS

Le système GPS (Global Positioning System) est à l'origine une application militaire permettant de se situer dans l'espace (en 3 dimensions) et dans le temps. Le système a depuis sa création été ouvert aux applications civiles, mais avec une précision moindre (et dégradable à volonté) que pour les applications militaires.

La précision sur les mesures spatiales peut aller de la centaine de mètre à quelques mm. Sur les mesures de temps, on atteint une précision que quelques centaines de ns.

La mesure est fournie à un récepteur par un ensemble de satellites travaillant sur les mêmes fréquences, l'étalement de spectre permettant le CDMA.

Le récepteur, en mesurant le temps que met le signal envoyé par le satellite à lui parvenir (le signal transmis par les satellites est daté et le récepteur intègre sa propre horloge), détermine la distance à

laquelle se trouve le satellite. En faisant la même mesure simultanément sur trois satellites différents, on peut déduire la position du récepteur par triangulation.

Cette mesure suppose que les horloges du récepteur et des satellites sont parfaitement synchronisées. Cette hypothèse est vraie pour les satellites qui possèdent des horloges atomiques. Ce n'est pas le cas du récepteur ; on part donc de l'hypothèse que le récepteur possède un décalage par rapport à la référence absolue de temps des satellites, et on détermine ce décalage en faisant la mesure avec un quatrième satellite. Cette dernière mesure permet alors de déterminer précisément temps et position.

Les signaux envoyés par les satellites sont obtenus à partir d'une même horloge à 10,23 MHz, à partir de laquelle on génère :

- deux porteuses d'émission L1 à 1575,42 MHz et L2 à 1227,60 MHz ; ces porteuses seront modulées par le signal étalé en BPSK (Binary Phase Shift Keying) ;
- l'horloge des données, de fréquence $F_S=50$ Hz ;
- l'horloge pour le code d'étalement dit C/A (Coarse Acquisition code) qui participera à l'étalement sur L1 ; ce code est accessible à tous les utilisateurs, il comprend $N=1023$ bits avec une horloge à $F_C=1,023$ M bits/s, soit une période $N.T_C=1$ ms ; on remarquera que l'on a pas la relation $N.T_C=T_S$, le code défilant 20 fois lors d'un message ;
- l'horloge pour le code d'étalement dit P (Précision code) qui participera à l'étalement de L2 et la composante en quadrature de L2 ; ce code est réservé à l'armée étasunienne comprend $N=8.10^{12}$ bits avec une horloge à $F_C=10,23$ M bits/s, soit une période $N.T_C=7$ jours ; on remarquera que l'on a pas non plus la relation $N.T_C=T_S$, une infime partie du code défilant lors d'un message.

Bibliographie

Nombreux documents sur le site <http://www.sss-mag.com/ss01.html#downloads>

Système GPS de positionnement par satellite par G. Bonin –Techniques de l'ingénieur-