

Technique d’auto-synchronisation grossière pour un récepteur GNSS

Irène Masinjara MAHAFENO, Laura CONDE-CANENCIA, Emmanuel BOUTILLON

LESTER CNRS FRE2734, Centre de recherche, BP 92 116, 56 321 Lorient Cedex, France
{masinjara-irene.mahafeno, laura.conde-canencia, emmanuel.boutillon}@univ-ubs.fr

Résumé – Ce papier propose une technique d’acquisition rapide de code d’étalement basée sur une auto-corrélation et une accumulation. Son principal avantage réside sur le fait que le récepteur se base uniquement sur la connaissance de la taille du code d’étalement, sans qu’il soit nécessaire de connaître la séquence du code elle-même. Nous avons alors appliqué la technique proposée aux récepteurs GNSS et plus précisément à un récepteur Galileo, la contribution Européenne pour GNSS. Les résultats de simulation montrent que cette technique accélère le processus d’acquisition du signal car elle réduit significativement l’espace de recherche dans la phase de synchronisation. La simplicité et la facilité d’implémentation de la technique la rendent intéressante.

Abstract – In this paper, an original technique for fast low-complexity PN code acquisition is proposed. Its major advantage is that the receiver does not need to know the PN code itself, but only its length. We have applied the proposed technique in the context of GNSS receivers, and more specifically to Galileo, the European contribution to GNSS. The analysis of its performances shows that the proposed technique significantly accelerates the signal acquisition process since it greatly reduces the search space. Moreover, its architecture has a low cost implementation.

1 Introduction

Le système Galileo, la contribution Européenne pour GNSS (*Global Navigation Satellite System*), est actuellement en phase de développement. Galileo et GPS (*Global Positioning System*) utilisent des signaux étalés par des séquences de code PN (*Pseudo-Noise*) composées de N *chips*. Pour ces systèmes, afin de déterminer avec précision la distance entre un satellite et le récepteur, ce dernier va chercher à détecter l’instant d’arrivée de chaque signal en synchronisant le générateur du code PN du signal avec le signal reçu et en corrigeant la fréquence Doppler.

A l’initialisation du système, le processus de synchronisation se divise en 2 étapes : la synchronisation grossière ou *acquisition*, puis la synchronisation fine ou *poursuite*. Typiquement, la précision de l’acquisition est de l’ordre d’un demi-*chip* en temporel et de 500 Hz sur de variations Doppler de ± 20 KHz en fréquentiel. Le processus de recherche des paramètres (retard et fréquence Doppler) dans la synchronisation en aveugle peut demander beaucoup de temps. Le temps qui s’écoule entre l’instant où le récepteur est allumé et l’instant où il détermine une position, c-a-d le *Time To First Fix* (TTFF) peut alors être de l’ordre de plusieurs minutes. Ainsi, il s’avère intéressant d’adopter des techniques d’acquisition rapide permettant simplement de restreindre la zone de recherche, afin de diminuer le temps d’acquisition. Ci-dessous, nous passons en revue quelques techniques d’acquisition rapide des codes.

Les techniques traditionnelles consistent à effectuer la corrélation des répliques des séquences du code avec le signal reçu. Les opérations de corrélation peuvent être classées en deux types : la corrélation dans le domaine temporel et la corrélation dans le domaine fréquentiel [5]. Le premier type consiste à tester systématiquement chaque

position temporelle (par pas de demi-*chip*) et de Doppler (par pas de 500 Hz) jusqu’à ce que la corrélation directe entre la réplique du code et le signal reçu génère le signal démodulé. Avec un unique corrélateur, le temps de synchronisation peut être très long. Il est possible de diminuer ce temps en testant plusieurs hypothèses à la fois par l’utilisation de multiples corrélateurs en parallèle. Cette approche entraîne un coût matériel important [2].

Les techniques récentes utilisent la corrélation dans le domaine fréquentiel par l’utilisation de la FFT (*Fast Fourier Transform*). Différentes techniques pour s’affranchir du Doppler ont récemment été publiées [3], [5], [4]. Bien qu’elles représentent une solution prometteuse pour les récepteurs GNSS, ces techniques restent complexes et de coût élevé.

La technique proposée ¹ dans ce papier permet de déterminer simplement une zone temporelle de taille réduite où chercher la séquence de synchronisation. Combinée avec la méthode de recherche série, elle permet la conception d’une synchronisation simple et efficace.

Ce papier est organisé comme suit : la Section 2 présente la nouvelle technique d’acquisition rapide de code. Des résultats de simulation obtenus en considérant le contexte de communication satellitaire Galileo sont donnés dans la Section 3. La Section 4 présente les conclusions et perspectives pour la suite de l’étude.

¹Ce travail a été effectué dans le cadre du projet TGR, co-financé par EGSA (*European GNSS Supervisory Authority*) avec le financement venant de *6th Framework Program of European Community for Research and Technological Development*

2 Une nouvelle technique d'acquisition de code

Dans le Galileo SIS (*Signal In Space*), l'information émise résulte de la modulation du code PN, d'une sous-porteuse, et d'un code secondaire (si présent), avec le message de navigation. Dans cette étude, la modulation est de type BOC(1,1) (*Binary Offset Carrier*) et la séquence d'information est de type E1-B [1]. Détecter le début de cette séquence est la première étape de la synchronisation du signal reçu avec la réplique locale du code.

2.1 L'architecture proposée

Dans cette étude, un algorithme simple, capable de déterminer les débuts des séquences de code est proposé. Le signal reçu pour un satellite peut être exprimé de la manière suivante (selon les conventions du Galileo Joint Undertaking [1]) :

$$r(k) = \alpha \nu(k) + w(k) \quad (1)$$

avec

$$\nu(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} d_{[i]_N} \times c_{|i|_N} \times \text{rect}_N(k - i \times N) \times e^{j(\varphi + i\theta)} \quad (2)$$

où $\nu(k)$ est le signal émis avec une amplitude α . φ est la phase du signal, N est le nombre de *chips* dans une séquence, d_k est le $k^{\text{ème}}$ symbole du message de navigation, c_k est le $k^{\text{ème}}$ *chip* du code PN, θ est la variation Doppler et $w(k)$ est un bruit AWGN, de moyenne nulle et de variance σ_w^2 . $[i]_N$ dénote la partie entière de $\frac{i}{N}$ et $|i|_N$ dénote i modulo N . La fonction $\text{rect}_N(l)$ est égale à 1 si $l \in [0, N - 1]$ et 0 sinon. L'architecture proposée est présentée en figure 1.

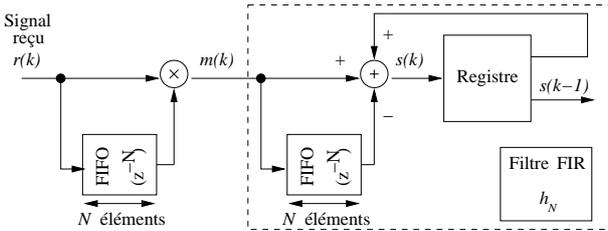


FIG. 1 – Architecture de la technique d'alignement grossier et implémentation du filtre FIR

L'algorithme proposé commence par calculer un signal $m(k)$ donné par l'équation suivante :

$$m(k) = r(k) \times r^*(k - N) \quad (3)$$

En tenant compte de (1) et (2), considérant $\alpha = 1$, $\sigma_w^2 = 0$ et que $c_{|i|_N} = 1$ (modulation BPSK), l'équation (3) devient :

$$m(k) = d_{[k]_N} d_{[k-N]_N}^* e^{-jN\theta} = d_{[k]_N} d_{[k]_N-1}^* e^{-jN\theta} \quad (4)$$

où d^* est le conjugué du complexe d . Le signal $m(k)$ est alors envoyé dans un filtre FIR. La réponse impulsionnelle du filtre FIR s'écrit $h_N(z) = \sum_{i=0}^{N-1} z^{-i}$ et sa sortie $s(k)$

est donnée par l'équation suivante :

$$s(k) = \sum_{i=0}^{N-1} d_{[k-i]_N} \times d_{[k-i]_N-1}^* \times e^{-jN\theta} \quad (5)$$

Posons $k = aN + b$, avec $a = [k]_N$, $b = |k]_N$. On a bien :

$$\begin{cases} [k-i]_N = a & \text{si } i \leq b \\ [k-i]_N = a-1 & \text{si } i > b \end{cases}$$

Le signal $s(k)$ à la sortie peut alors être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} s(k) &= \sum_{i=0}^b d_{[k-i]_N} d_{[k-i]_N-1}^* e^{-jN\theta} \\ &+ \sum_{i=b+1}^{N-1} d_{[k-i]_N} d_{[k-i]_N-1}^* e^{-jN\theta} \\ &= (b d_a d_{a-1} + (N-b) d_{a-1} d_{a-2}) e^{-jN\theta} \quad (6) \end{aligned}$$

Pour un message de $N_{bits} = 10$ bits et une séquence de code de $N_{chips} = 4092$ *chips*, le signal $s(k)$ résultant est présenté sur la figure 2, quand $\theta = \varphi = 0$. Sur cette figure, le nombre d'échantillons par *chip* est $n_{samples} = 4$.

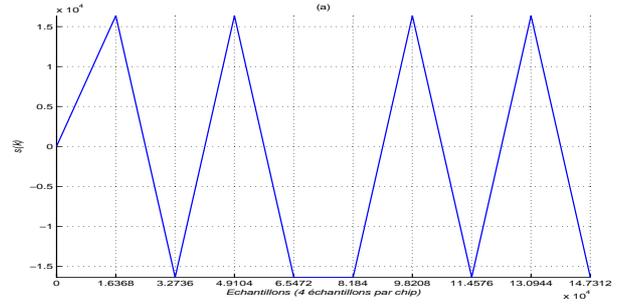


FIG. 2 – Signal $s(k)$ pour $\theta = \varphi = 0$, $N_{bits} = 10$, $N_{chips} = 4092$ et $n_{samples} = 4$

Cette figure montre qu'un changement de pente du signal $s(k)$ correspond à une transition de données d'information et donc au début de la séquence de code. En effet, chaque instant de transition correspond à un multiple de $N = N_{chips} \times n_{samples}$.

Par ailleurs, le filtre FIR peut être implémenté facilement. En effet, c'est un simple accumulateur à fenêtre glissante (Fig. 1). On donne :

$$s(k) = s(k-1) - m(k-N) + m(k) \quad (7)$$

où $s(k-1) = \sum_{i=0}^{N-1} m(k-1-i)$.

On peut noter que seule la connaissance de la taille de code est nécessaire pour réaliser cette auto-corrélation.

2.2 Détection des changements de pente : méthode d'accumulation

Dans le but d'identifier le retard correspondant à chaque satellite, une méthode nouvelle permettant de détecter les changements de pente du signal $s(k)$ est proposée.

Soit le système mono-satellite suivant, dont le signal est affecté d'un retard D ($\theta = \varphi = 0$). Le signal $s(k)$ correspondant est tracé en trait plein sur la figure 3 et sa valeur

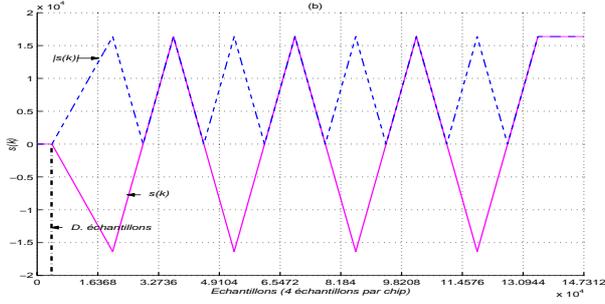


FIG. 3 – Signal $s(k)$ pour $\theta = \varphi = 0$, $N_{bits} = 10$, $N_{chips} = 4092$ et $n_{samples} = 4$

absolue $|s(k)|$ est tracée en pointillés, pour $D = 1000$ chips et $N_{bits} = 10$, $N_{chips} = 4092$, $n_{samples} = 4$.

Sur cette figure, les changements de pente sont localisés aux instants $(i \times N_{chips} \times n_{samples}) + D$, où $i = 0, 1, \dots, (N_{bits} - 1)$. Par ailleurs, chaque instant correspondant aux valeurs maximales de $|s(k)|$ correspond au début de la séquence de code.

L'idée consiste à additionner les valeurs de $|s(k)|$ correspondant aux N_{bits} périodes de bits consécutifs (c-a-d pour chaque $N = N_{chips} \times n_{samples}$ échantillons), en utilisant la relation suivante :

$$s_{add}(k) = \sum_{q=1}^{N_{bits}} |s(k - qN)| \quad (8)$$

En effet, en regardant l'équation (6), la fonction $|s(k)|$ dans l'intervalle $[aN - D, (a-1)N - D]$ est égal à : $|s(k)| = |d_{a-2}d_{a-1}(N - |k|_N) + d_{a-1}d_a(|k|_N)|$ si $[k]_N < a$ et $|s(k)| = |d_{a-1}d_a(N - |k|_N) + d_a d_{a+1}(|k|_N)|$ si $[k]_N \geq a$. Ainsi, sur un intervalle de taille N , $|s(k)|$ peut avoir uniquement 4 formes différentes, comme le montre la figure 4.

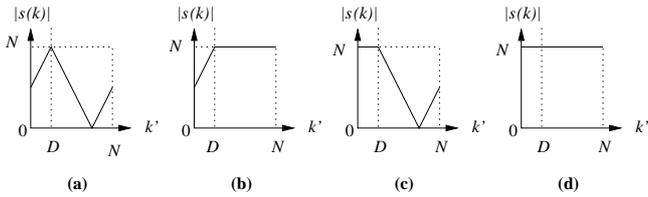


FIG. 4 – Forme des courbes $|s(k)|$ dans l'intervalle $[aN - D, (a-1)N - D]$, avec $k' = k - aN + D$: **a)** $-d_{a-2}d_{a-1} = d_{a-1}d_a = -d_a d_{a+1}$; **b)** $-d_{a-2}d_{a-1} = d_a d_{a+1} = d_{a-1}d_a$; **c)** $d_{a-2}d_{a-1} = d_a d_{a+1} = -d_{a-1}d_a$ **d)** $d_{a-2}d_{a-1} = d_a d_{a+1} = d_{a-1}d_a$

La fonction $s_{add}(k)$ est alors l'accumulation de N_{bits} courbes de type **a)**, **b)**, **c)** ou **d)**. Sachant que le bit d_a est aléatoire, chaque courbe a la même probabilité $p = 0.25$ d'apparition. Ainsi, en moyenne, la fonction aura une valeur maximale égale à $N_{bits}N$ pour $k' = D$, et une valeur minimale égale à $N_{bits}N/2$ pour $k' = D + N/2$. Dans un environnement sans bruit, l'index Δ de valeur maximale de $s_{add}(k)$ est alors égal au retard D . En pratique, dans un environnement bruité, le retard estimé Δ sera donné par l'index de la valeur maximale $s_{add}(k)$, c-a-d :

$$\Delta = \arg \max \{s_{add}(k); k = 1..N\} \quad (9)$$

La valeur Δ donnée par l'algorithme servira alors de point de départ à une recherche en zigzag par corrélation clas-

sique (l'instant Δ est testé, puis $\Delta + 1$ puis $\Delta - 1 \dots$ et ainsi de suite jusqu'à obtenir la synchronisation).

2.3 Complexité de la technique proposée

La complexité matérielle de la technique proposée, combinée avec la méthode d'accumulation est très faible. En effet, les opérations et les mémoires nécessaires sont : 2 additions (add.), 4 multiplications (mult.) et $2 \times N$ mémoires (mem.) pour l'équation (3); 2 add. et $2 \times N$ mem. pour l'équation (7); 2 add. et N mem. pour l'équation (8); $\frac{1}{N_{bits}}$ add. pour l'équation (9). Le nombre d'add. et mult. est considéré pour des variables réelles (c-a-d, une add. complexe nécessite 2 add. réelles et une mult. complexe nécessite 2 add. réelles et 4 mult. réelles). La complexité calculatoire globale de cet algorithme est alors de 7 add. et 4 mult. par *chip*, plus 5 FIFO de taille N , ce qui le rend intéressant pour une intégration matérielle du récepteur.

3 Résultats de simulation

Afin de valider la technique proposée dans le contexte de Galileo, nous considérons un système multi-satellites. L'objectif est de calculer la position, le temps et la vitesse quand des signaux provenant d'au moins 4 satellites sont disponibles. Le signal reçu est composé de la superposition des copies retardées des multiples signaux (4 ou plus) émis. Chaque signal provenant de chaque satellite est retardé d'un délai D_s , affecté d'une variation Doppler θ_s et d'un déphasage φ_s . Le signal reçu peut s'écrire comme suit :

$$r(k) = \sum_{s=1}^S \alpha_s \times \nu_s(k - D_s) + w(k) \quad (10)$$

où S est le nombre de satellites en visibilité, $\nu_s(k)$ est le signal émis par un satellite s avec une amplitude α_s . $w(k)$ est un échantillon de bruit AWGN. Le bruit est défini en terme de rapport C/N_0 (*Carrier-to-Noise*), en dB-Hz. Une variation Doppler de $\theta_s \neq 0$ conduit à une rotation du signal $s(k)$ par un angle $-N\theta_s$ (voir (6)). Cette rotation peut être globalement compensée en effectuant une rotation du signal reçu d'un angle Φ proche de $N\theta_s$. Cet angle étant inconnu au niveau du récepteur, le signal reçu subit systématiquement différentes rotations d'angle Φ : $s_{\Phi}(k) = \text{Re} [s(k) \times e^{j\Phi}]$. Dans nos simulations nous considérons $\Phi \in \{0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4\}$.

Les résultats de simulation sont obtenus pour $S = 4$ satellites ayant une même amplitude (pire des cas), pour une valeur de $C/N_0 = 45$ dB-Hz (cas typique). Un filtre de réception de 4.092 MHz de bande passante bilatérale est utilisé. Les différents retards (0 à $N-1$), fréquence Doppler (+20Khz) et déphasage (0 à 2π) sont générés aléatoirement. Nous prenons une même longueur de code $N_{chips} = 4092$ pour chaque satellite, $N_{bits} = 100$ et $n_{samples} = 4$ (2). Dans cette étude préliminaire, les codes sont générés aléatoirement. Néanmoins, une généralisation du problème au contexte de Galileo s'en suit facilement.

²Avec la modulation BOC(1,1), chaque *chip* est surmodulé par la séquence $\{-1, +1\}$. Il y a donc en tout 8184 *chips* élémentaires, soit 2 échantillons par *chip*.

Pour illustrer qualitativement comment le Doppler permet de discriminer les différents satellites, nous présentons sur la figure 5 le résultat d'une simulation sur les axes $\Phi = 0$ et $\Phi = \pi/4$. Les délais des deux satellites sont aussi indiqués. Il apparaît clairement sur cet exemple que la projection sur l'axe $\Phi = 0$ permet d'obtenir le délai du troisième satellite avec une erreur de $|D_1 - \Delta_0| = 32$ chips et que la projection sur l'axe $\Phi = \pi/4$ permet d'obtenir le délai du premier satellite avec une précision de $|D_3 - \Delta_{\pi/4}| = 52$ chips. Dans les deux cas, l'estimation du délai est bien inférieure aux 4096 chips du signal : le système donne bien des instants privilégiés de recherche.

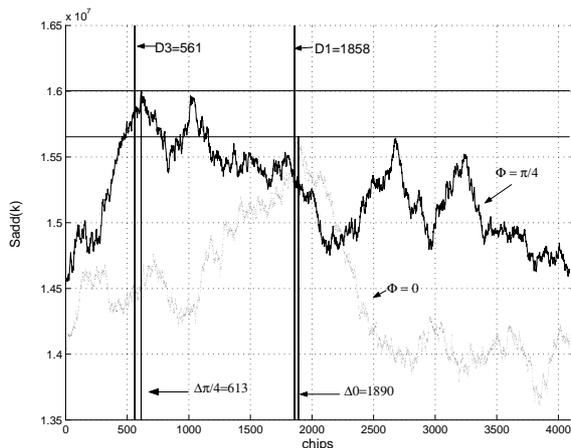


FIG. 5 – Signal $S_{add}(k)$ ($N_{chips} = 4092$, $P = 4092 \times 4$) pour $S = 4$, avec bruit ($C/N_0 = 45$ dB-Hz), $\Phi = 0$ et $\Phi = \frac{\pi}{4}$

Dans le but d'évaluer quantitativement le gain introduit par la technique proposée, nous avons mesuré la qualité de l'algorithme d'auto-synchronisation comme étant la distance D_{min} minimale entre la valeur Δ fournie par l'algorithme et les quatre délais réels des satellites en vue. Soit :

$$D_{min} = \min \{ |\Delta - D_s|_N, N - |\Delta - D_s|_N, s = 1..S \} \quad (11)$$

La figure 6 représente la densité de probabilité estimée (par 50 000 tirages) de la fonction D_{min} dans trois configurations différentes : a) D_{min}^a est déterminé en prenant une valeur aléatoire pour Δ ; b) D_{min}^0 est déterminé en prenant $\Delta = \Delta_0$, c-a-d la valeur estimée par projection sur l'axe $\Phi = 0$; c) D_{min}^{opt} est déterminée en supposant qu'un génie fournisse à chaque fois l'axe donnant la valeur minimale de D_{min} .

Le calcul des valeurs moyennes permet de montrer que $E[D_{min}^a] = 401$ chips, $E[D_{min}^0] = 150$ chips, $E[D_{min}^{opt}] = 49$ chips, ce qui traduit un réel ajout d'information. Notons que $E[D_{min}^0]$ décroît quand C/N_0 augmente et N_{bits} augmente. Par contre, en dessous d'un C/N_0 de 40 dB-Hz, l'algorithme devient inefficace. Une étude, non présentée dans ce papier, nous a permis de montrer que pour des $C/N_0 > 50$ dB-Hz une diminution du TTFF atteignant un ou deux ordres de grandeur est possible.

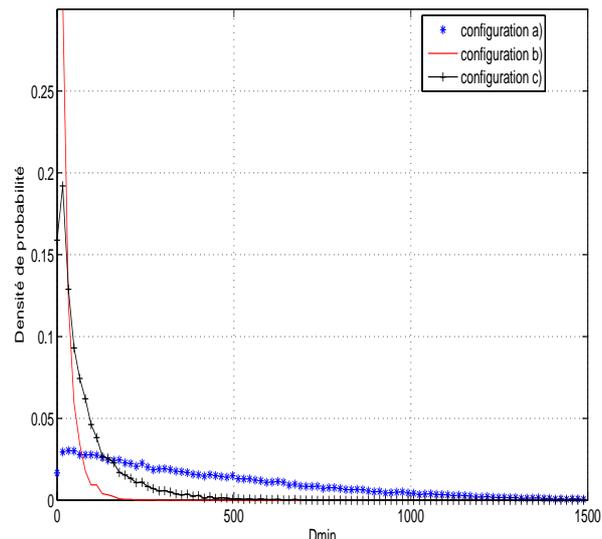


FIG. 6 – Ddp estimée de D_{min} dans les configurations a), b) et c)

4 Conclusion et perspectives

Dans ce papier, une technique d'acquisition rapide de code a été proposée. Un de ses principaux avantages est que l'algorithme proposé se base sur la taille du code uniquement. Des résultats de simulation, en considérant le contexte de système Galileo, ont montré que la technique proposée accélère le processus d'acquisition en réduisant l'espace de recherche durant la synchronisation. Enfin, une étude statistique a montré que pour des valeurs typiques de C/N_0 (40 à 50 dB-Hz), cette technique réduit significativement le temps d'acquisition des signaux.

En perspective, il serait intéressant d'évaluer l'intérêt de cette technique dans d'autres contextes : communication sur canaux multi-trajets et communications multi-utilisateurs utilisant la technique DS-CDMA.

Références

- [1] European Space Agency / Galileo Joint Undertaking, "Galileo Open Service Signal In Space Interface Control Document (OS SIS ICD)", 2006.
- [2] C.L. Spillard, S.M. Spangenberg, G.J.R. Povey, "A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites", Proc. of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 2-4 Sept. 1998.
- [3] D.J.R. van Nee, A.J.R.M. Coenen, "New fast GPS code-acquisition technique using FFT", Electronics Letters, Vol. 27, No.2, 17th January 1991.
- [4] P.K. Sagijaru, S. Again, D. Akopian, "Reduced complexity acquisition of GPS signals for software embedded applications", IEE Proc. Radar Sonar Navig., Vol. 153, No. 1, Feb. 2006
- [5] R. A. Stirling-Gallacher, A. P. Hulbert, G. J. R. Povey, "A Fast Acquisition Technique for a Direct Sequence Spread Spectrum Signal in the Presence of a Large Doppler Shift", Proc. of IEEE 4th Int. Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Sept. 1996.