

Reducción de los errores causados por la propagación multicamino en los sistemas GNSS con un nuevo criterio de medida de las pseudodistancias¹

GONZALO SECO GRANADOS, JUAN A. FERNÁNDEZ RUBIO
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA (UPC)
CAMPUS NORD UPC, EDIFICIO D-5, C/SOR EULÀLIA DE ANZIZU S/N. 08034 BARCELONA
Correo electrónico: {gonzalo.juan}@gps.tsc.upc.es

Abstract:

In order that future Global Navigation Satellite Systems can fulfil the most demanding availability, integrity and accuracy requirements of some applications, new techniques combating multipath propagation errors have to be developed. In this paper the maximum likelihood estimator for the pseudorange is derived when an antenna array is used in the receiver. It is derived by modelling the line-of-sight signal, whose direction of arrival is known, as the desired signal and all other signals as unknown coloured Gaussian noise. This estimator is shown to greatly reduce the errors produced by the reflections on the pseudorange when compared with a delay locked loop.

1. Introducción

Actualmente no hay ninguna duda de que los Sistemas de Navegación Global por Satélite (GNSS) complementarán o incluso reemplazarán en un futuro próximo a todos los sistemas de posicionamiento y sincronización actuales. Hoy en día existen dos sistemas de posicionamiento por satélite: GPS y GLONASS. Sus aplicaciones no se limitan a la navegación, sino que también incluyen la topografía, geodesia, observación de la Tierra y de la atmósfera, control de flotas, control del tráfico en puertos y aeropuertos, etc [1]. Este artículo se centrará en el caso de GPS por ser el sistema más extendido y utilizado, aunque la técnica propuesta es igualmente válida para GLONASS.

Cada satélite GPS transmite varias señales de espectro ensanchado y DS-CDMA se utiliza como técnica de multiplexación de los satélites. En general los usuarios civiles sólo tienen acceso a la parte de la señal L1 (1575.42 MHz) modulada por el código C/A. El código C/A es una secuencia de Gold de longitud 1023 chips y con frecuencia 1.023 Mc/s. Este es el código que utilizaremos en las simulaciones. El sistema GPS se basa en la medida de la distancia entre los satélites y un receptor, obtenida mediante el tiempo de propagación de la señal. Por lo tanto, es evidente que en un receptor GPS la única señal de interés es la señal directa.

La medida de la distancia que el receptor obtiene siguiendo la fase del código pseudoaleatorio recibido se llama pseudodistancia. Recibe este nombre porque no coincide con la distancia real debido a que varios fenómenos degradan la medida. La distancia también se puede medir a partir de la fase de la portadora recibida. Los receptores convencionales utilizan únicamente la pseudodistancia, mientras que los receptores de gran precisión utilizan además medidas de fase. La fase tiene más precisión que la pseudodistancia, pero tiene el inconveniente de que

requiere resolver la ambigüedad en el número entero de ciclos [2]. Para resolver esta ambigüedad existen diversas técnicas, y muchas de ellas se basan en utilizar medidas previas de pseudodistancias.

Las distancias medidas, tanto con la fase como con la pseudodistancia, están afectadas por errores provocados por diversos fenómenos. Estos errores son los responsables de que ni GPS ni GLONASS cumplan todos los requerimientos de disponibilidad, integridad y precisión de algunas aplicaciones, como por ejemplo la aviación civil. El fenómeno más perjudicial es la propagación multicamino porque no se puede mitigar utilizando GPS diferencial [3].

El sistema convencionalmente utilizado para medir la pseudodistancia es el Delay Locked Loop (DLL). Se basa en correlar la señal recibida con una réplica adelantada y otra retrasada del código pseudoaleatorio. La diferencia entre las dos correlaciones es la señal error que corrige la estimación del instante de llegada de la señal. Se puede ver que el DLL estima, aproximadamente, la pseudodistancia como aquel valor del retardo del código local que maximiza la correlación cruzada entre la señal recibida y el código. El DLL es una implementación aproximada del estimador de máxima verosimilitud cuando se utiliza sólo una antena y la única señal no deseada es el ruido térmico [4,5]. Dado que las prestaciones del DLL se degradan en presencia de componentes multicamino se han realizado varias modificaciones del esquema básico que se pueden agrupar bajo el nombre de técnicas monosensor. La más sencilla es el Narrow-Spacing DLL [6]. Otra técnica monosensor es el Multipath Estimating DLL (MEDLL) [7]. Es una implementación del estimador de máxima verosimilitud para el canal multicamino. Estima las características de la componentes multicamino para intentar eliminarlas de la señal recibida.

¹ La realización de este trabajo ha sido financiada por una beca de Generalitat de Catalunya y por el proyecto TIC96-0500-C10-01 del Plan Nacional de Investigación CICYT.

Las técnicas monosensor sufren inevitablemente de la limitación en resolución temporal impuesta por el ancho de banda de la señal. Por lo tanto, los arrays de antenas pueden ser de gran utilidad ya que permiten discriminar las señales en el dominio temporal y en el dominio espacial. En [5,8] los autores hemos investigado algunas técnicas multisensor, y parece bastante claro que estas técnicas son las más efectivas a la hora de combatir la degradación introducida por la propagación multicamino y las interferencias en las medidas de pseudodistancia. En [5] se aplican algoritmos de estimación de dirección de llegada (DOA) para señales coherentes como paso previo a realizar una conformación de haz que cancele las reflexiones e interferencias. El principal inconveniente de estas técnicas radica en la necesidad de realizar búsquedas espectrales y en su incapacidad de combatir reflexiones difusas. En [8] se propone un método iterativo de estimación del tiempo de llegada y de conformación de haz que no requiere un proceso previo de estimación DOA. Además es capaz de combatir las reflexiones difusas.

En la sección 2 se deduce el estimador de máxima verosimilitud del instante de llegada de una señal con DOA conocida en un escenario con ruido correlado desconocido. En la sección 3 se comparan los resultados obtenidos al aplicar este estimador en un escenario con multicamino con los resultados proporcionados por un DLL.

2. Medida de la pseudodistancia utilizando arrays de antenas

La medida de las pseudodistancias consiste básicamente en estimar el instante de llegada de una señal. Desde este punto de vista se trata de un problema genérico, que nosotros particularizaremos para el sistema GPS en la sección 3. En el apartado 2.1 presentaremos el estimador que resulta de minimizar el error cuadrático medio entre la salida del conformador y una referencia, imponiendo cierta restricción espacial. La deducción detallada se puede encontrar en [8]. Seguidamente, se demuestra en la sección 2.2 que el estimador anterior es el estimador de máxima verosimilitud del instante de llegada bajo ciertas hipótesis sobre el escenario de señal.

La señal de entrada de nuestros estimadores será el vector de longitud N (n° de antenas del array) $y(n)$. En un problema general este vector puede ser la propia señal recibida o bien la señal recibida después de sufrir algún tipo de procesado. Por ejemplo, en un DLL no se utilizan arrays de antenas ($N=1$), y además $y(n)$ es directamente la señal recibida [4]. Al emplear arrays de antenas interesa que $y(n)$ tenga un SNR positiva, por lo que nosotros supondremos que este vector es el resultado de pasar las señales recibidas por un filtro adaptado a la forma de onda recibida en condiciones ideales.

El vector de entrada se puede expresar de forma general como :

$$y(n) = \alpha_o a_o r(n, \tau_o) + v(n), \quad n = 0..B-1 \quad (1)$$

donde $r(n, \tau_o)$ es la señal deseada o directa parametrizada por τ_o , que es el retardo a estimar. La forma de la señal r se conoce en el receptor. El parámetro α_o es la amplitud de la señal deseada, y es desconocido. El vector a_o es el vector de steering o DOA de la señal deseada. Supondremos que este vector es conocido. Esta suposición tiene sentido en los sistemas GNSS porque la distancia entre el receptor y los satélites es tan grande que errores importantes en la posición del receptor no afectan al ángulo con el que el receptor observa el satélite, pero requiere conocer la orientación del array. Por último, el término $v(n)$ engloba todas las señales no deseadas recibidas: ruido, interferencias y reflexiones de la señal directa.

2.1 Minimización del error cuadrático medio con restricciones espaciales

El error cuadrático medio entre la salida del conformador de haz y la señal de referencia tiene la siguiente expresión :

$$\xi(w, \alpha_o, \tau_o) = \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} |w^H y(n) - \alpha_o r(n, \tau_o)|^2 \quad (2)$$

En [8] se demuestra que la minimización de ξ con respecto a las tres incógnitas y con la restricción $w^H a_o = 1$ es equivalente a maximizar la siguiente función de τ_o :

$$T(\tau_o) = \frac{|a_o^H R_{yy}^{-1} r_{yr}(\tau_o)|^2}{P_o - r_{yr}^H(\tau_o) R_{yy}^{-1} r_{yr}(\tau_o)} \quad (3)$$

siendo

$$P_o = \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} r^2(n, \tau_o), \quad r_{yr}(\tau_o) = \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} y(n) r(n, \tau_o) \quad (4)$$

$$R_{yy} = \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} y(n) y^H(n)$$

Por tanto la estimación del instante de llegada de la señal directa es el valor que maximiza la función de coste T :

$$\hat{\tau}_o = \arg \max_{\tau_o} T(\tau_o) \quad (5)$$

La restricción espacial es fundamental para evitar que el vector de pesos cancele la señal deseada y, en este caso, se obtenga la estima del instante de llegada de alguna de las reflexiones.

2.2 Estimador de máxima verosimilitud

Para deducir el estimador de máxima verosimilitud de τ_o supondremos que la señal $y(n)$ tiene la estructura dada por (1). Además se considera que el término $\alpha_o a_o r(n, \tau_o)$ es determinista (término de la señal directa) y que es la media estadística de $y(n)$. El término $v(n)$ es el término de

ruido. Se supone gaussiano, incorrelado con la señal, de media cero y con covarianza :

$$E\{v(n)v^H(m)\} = \mathbf{Q}\delta_{n-m} \quad (6)$$

siendo la matriz \mathbf{Q} desconocida.

Tal y como se comentó en el apartado anterior el término $v(n)$ engloba la contribución de las reflexiones. En general las reflexiones están correladas con la señal directa, por lo que se incumple una de las hipótesis que acabamos de considerar. Como veremos esto provoca una ligera degradación del estimador cuando se reciben reflexiones altamente correladas con la señal directa. No obstante, a pesar de esta degradación las prestaciones del estimador serán mucho mejores que las de los métodos convencionales de medida del tiempo de llegada.

La PDF del conjunto de vectores $y(n)$, $n=0..B-1$ adopta la siguiente expresión :

$$p(\mathbf{Y}; \mathbf{Q}, \alpha_o, \tau_o) = \frac{1}{\pi^{BN} |\mathbf{Q}|^N} \exp\left\{-\mathbf{Y}^H \mathbf{Q}^{-1} \cdot \sum_{n=0}^{B-1} (y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))(y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))^H\right\} \quad (7)$$

Las estimaciones de máxima verosimilitud de los tres parámetros desconocidos son los valores que maximizan (7).

Se puede demostrar que la PDF es máxima para :

$$\hat{\mathbf{Q}}_{MLE} = \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} (y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))(y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))^H \quad (8)$$

Substituyendo (8) en (7) resulta que maximizar la PDF es equivalente a minimizar la siguiente función :

$$L(\tau_o, \alpha_o) = \left| \frac{1}{B} \sum_{n=0}^{B-1} (y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))(y(n) - \alpha_o \mathbf{a}_o r(n, \tau_o))^H \right| = \left| \mathbf{R}_{hh} + \left(\alpha_o \mathbf{a}_o - \frac{\mathbf{r}_{yr}}{P_o} \right) P_o \left(\alpha_o \mathbf{a}_o - \frac{\mathbf{r}_{yr}}{P_o} \right)^H \right| \quad (9)$$

$$\text{siendo } \mathbf{R}_{hh}(\tau_o) \equiv \mathbf{R}_{yy} - \frac{1}{P_o} \mathbf{r}_{yr}(\tau_o) \mathbf{r}_{yr}^H(\tau_o) \quad (10)$$

Llegados a este punto es útil considerar la siguiente igualdad :

$$|\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{b}^H| = |\mathbf{A}| \cdot (1 + \mathbf{b}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{b}) \quad (11)$$

donde \mathbf{A} es una matriz definida positiva y hermítica, y \mathbf{b} es un vector arbitrario. Desarrollando (9) de acuerdo con esta igualdad y teniendo en cuenta que la matriz \mathbf{R}_{hh} no depende de α_o , se deduce que el valor de la amplitud que minimiza L es :

$$\hat{\alpha}_{o,ML} = \frac{1}{P_o} \frac{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R}_{hh}^{-1}(\tau_o) \mathbf{r}_{yr}(\tau_o)}{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R}_{hh}^{-1}(\tau_o) \mathbf{a}_o} \quad (12)$$

Finalmente la estimación del instante de llegada de la señal directa se puede obtener como aquel

valor de τ_o que minimiza $L(\tau_o, \alpha_{o,ML})$. Sin embargo la expresión (9) es demasiado complicada y no parece a primera vista equivalente a (3). Por este motivo vamos a desarrollar la función $L(\tau_o, \alpha_{o,ML})$ para obtener una expresión equivalente.

Aplicando la igualdad (11) a las expresiones (9) y (10) se demuestra que

$$L(\tau_o, \alpha_{o,ML}) = |\mathbf{R}_{hh}| \cdot \left(1 + \frac{1}{P_o} \mathbf{r}_{yr}^H \mathbf{R}_{hh}^{-1} \mathbf{r}_{yr} - \alpha_{o,ML} \mathbf{r}_{yr}^H \mathbf{R}_{hh}^{-1} \mathbf{a}_o \right) \quad (13)$$

$$|\mathbf{R}_{hh}| = |\mathbf{R}_{yy}| \cdot \left(1 - \frac{1}{P_o} \mathbf{r}_{yr}^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{r}_{yr} \right)$$

El siguiente paso consiste en substituir en las expresiones anteriores la inversa de la matriz \mathbf{R}_{hh} obtenida aplicando en lema de inversión a (10), con lo que resulta :

$$L(\tau_o, \alpha_{o,ML}) = |\mathbf{R}_{yy}| \cdot \left(1 - \alpha_{o,ML} \mathbf{r}_{yr}^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{a}_o \right) \quad (14)$$

Al substituir en (14) el valor de $\alpha_{o,ML}$ dado por (12) expresado en función de la matriz \mathbf{R}_{yy} se llega a la expresión final de L :

$$L(\tau_o, \alpha_{o,ML}) = |\mathbf{R}_{yy}| \cdot \left(1 + \frac{T(\tau_o)}{\mathbf{a}_o^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{a}_o} \right)^{-1} \quad (15)$$

Puesto que el único término en (15) que depende del parámetro τ_o es $T(\tau_o)$ queda demostrado que maximizar T es equivalente a maximizar la PDF y que, por tanto, la función T proporciona la estimación de máxima verosimilitud del instante de llegada de la señal directa.

2.3 Aproximación del estimador ML

Una alternativa sencilla para buscar el máximo de T es utilizar una estructura en lazo cerrado (Figura 1), similar a la de un DLL. En este caso la señal error que controla el lazo es una aproximación de la derivada de T obtenida como :

$$S'(\tau_o) = T(\tau_o + \delta T_c) - T(\tau_o - \delta T_c) \quad (16)$$

siendo T_c el tiempo de chip y δ un valor entre 0 y 1. Al realizar esta aproximación se introducen en la estimación errores adicionales a los que produciría únicamente el estimador ML. Una técnica más sofisticada de alcanzar el máximo de la función T podría eliminar o reducir estos errores adicionales.

3. Simulaciones

Una forma habitual de evaluar lo robusta que es una técnica de medida de instantes de llegada (pseudodistancias) consiste en calcular los errores que provoca una reflexión especular. En esta sección mostraremos los errores que se comenten al aplicar el estimador ML y la aproximación anterior del estimador, y los compararemos con los producidos en un DLL.

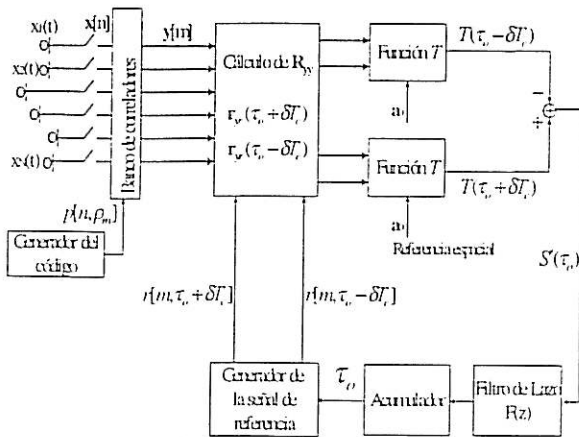


Figura 1.- Aproximación del estimador ML

Vamos a considerar dos escenarios de señal. En ambos se utiliza un array lineal de 8 sensores equiespaciados 0.5λ . La dirección de incidencia de la señal directa es 30° y su relación potencia de señal a densidad espectral de ruido es 40dB-Hz. La potencia de la reflexión especular es -1.6dB con respecto a la señal directa. Tanto en el DLL como en la aproximación del MLE se utiliza $\delta=0.1$.

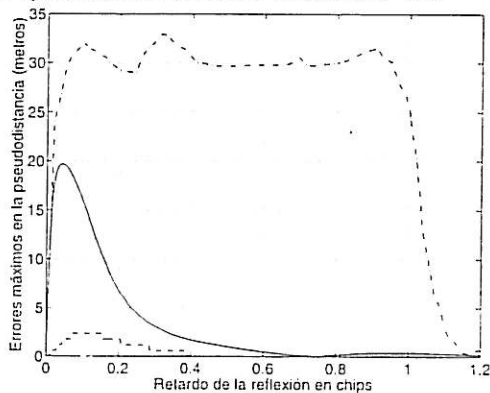


Figura 2 : en línea continua el error cometido con la aproximación del MLE, en línea discontinua el error con el MLE, y con línea de punto-raya los errores del DLL

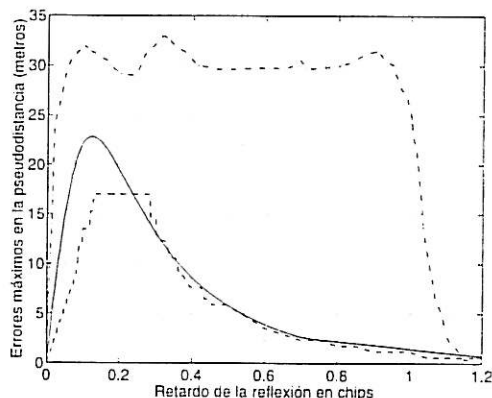


Figura 3 : en línea continua el error cometido con la aproximación del MLE, en línea discontinua el error con el MLE, y con línea de punto-raya los errores del DLL

En el primer escenario (Figura 2) la reflexión incide por un ángulo de -40° . En el segundo escenario (Figura 3) se trata de una reflexión de lóbulo principal e incide por 25° . En las figuras se

puede observar que, en ambos casos, los errores cometidos con el MLE y con su aproximación son mucho menores que con un DLL. Cuando la señal directa y la reflexión están muy separadas angularmente el funcionamiento del MLE es excelente, y se introducen errores significativos al utilizar su aproximación. Cuando la señales están próximas angularmente, la degradación introducida por el estimador ML aproximado con respecto al exacto es muy pequeña.

4. Conclusiones

Se ha presentado el estimador ML de las pseudodistancias para el caso de utilizar un array de antenas en recepción. La señal directa es la señal deseada, cuya dirección de llegada es un dato conocido. El resto de señales se ha modela como ruido gaussiano de covarianza desconocida.

El estimador se ha aplicado a la medida de pseudodistancias cuando existe propagación multicamino. Se ha podido comprobar que reduce de forma muy importante los errores en la medida con respecto a un DLL.

Se ha propuesto una implementación del estimador. Se trata de un esquema muy sencillo pero que tiene como inconveniente el hecho de incrementar el error de la estimación.

Referencias

- [1] Wells, David. *Guide to GPS positioning*. Canadian GPS Associates, 1986-1987.
- [2] *Mission analysis of a Second Generation GNSS*. Final Report ESA/ESTEC Report n° ATES 96 039410 CSN 0113. August 1996.
- [3] Doris, D., Benhallam, A. "An overview of signal processing techniques to reduce multipath effects on GPS reception". *IEEE/IEE International Workshop on Signal Processing Methods in Multipath Environments*. Glasgow, April 1995.
- [4] Holmes. *Coherent Spread Spectrum Systems*. Krieger Publishing Company.
- [5] Seco-Granados, G., Fernández-Rubio, J. "Multipath and Interference Errors Reduction in GPS using antenna arrays". *5th ESA International Workshop on Digital Signal Processing Techniques applied to Space Communications*, pp. 4.24- 4.36. September 1996, Sitges, Barcelona, Spain.
- [6] Van Dierendock, A.J., Fenton, P., Ford, J. "Theory and Performance of Narrow Correlation Spacing in a GPS receiver". *Journal of the Institute of Navigation*, 39, No. 3, Fall 1992, pp.265-283.
- [7] Van Nee, R.D.J. "Optimum DGPS receiver structures". *Proceedings of Second International Symposium on Differential Satellite Navigation Systems (DSNS 93)*, Amsterdam, March 29- April 2, 1993.
- [8] Seco Granados G., Fernández Rubio J. "Multipath and Interference Errors Reduction in GNSS by joint pseudorange measurement and array beamforming". *GNSS' 97, First European Symposium on Global Navigation Satellite Systems*. 21.25 April 1997. Munich, Germany.