



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Instituto Universitario de Microelectrónica Aplicada
Sistemas de información y Comunicaciones

Máster en Tecnologías de Telecomunicación



Trabajo Fin de Máster

Estudios de los códigos ortogonales en la
detección de señales GPS

Autor: Daniel Alcaraz Real-Arce

Tutor(es): Carlos Javier Sosa González
Juan Antonio Montiel Nelson

Fecha: 28 -julio - 2011



t +34 928 451 086 | iuma@iuma.ulpgc.es
f +34 928 451 083 | www.iuma.ulpgc.es

Campus Universitario de Tafira
35017 Las Palmas de Gran Canaria



Máster en Tecnologías de Telecomunicación



Trabajo Fin de Máster

Estudios de los códigos ortogonales en la
detección de señales GPS

HOJA DE FIRMAS

Alumno/a: Daniel Alcaraz Real-Arce Fdo.:

Tutor/a: Carlos Javier Sosa González Fdo.:

Tutor/a: Juan Antonio Montiel Nelson Fdo.:

Fecha: 28 -julio - 2011





Máster en Tecnologías de Telecomunicación



Trabajo Fin de Máster

Estudios de los códigos ortogonales en la
detección de señales GPS

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación:

Presidente: José F. López Feliciano Fdo.:

Secretario: José C. García Montesdeoca Fdo.:

Vocal: Carlos Javier Sosa González Fdo.:

Fecha: 28 -julio - 2011



Índice

Introducción	3
Estado del Arte	5
Objetivos y motivaciones	13
Descripción del trabajo	15
4.1. Nuevo PRN de 341 bits	15
4.2. Nuevo PRN de 512 bits	17
4.3. Nuevo PRN de 256 bits	20
4.4. Nuevo PRN de 128 bits	21
Resultados obtenidos	23
Conclusiones y líneas futuras	37
Bibliografía	41

Capítulo 1

Introducción

Conocer la posición en la que se localiza un objeto determinado o una persona en la superficie de la tierra ha sido uno de los avances más importantes que se han producido en las últimas décadas [1].

Los sistemas de navegación por satélite se vienen desarrollando en todo el mundo desde la década de los setenta. El sistema de posicionamiento global (GPS), fue el primer sistema de navegación global a nivel mundial (GNSS) [2]. Desde entonces, el GPS ha sido un área muy activa de investigación para los científicos [3][4], lo cual ha sido reforzado por los millones de usuarios lo han empleado a lo largo de estos 40 años. El GPS fue desarrollado por el ejército estadounidense como herramienta militar. Pero abrumados por su éxito, su uso militar se tornó poco a poco en indispensable para un conjunto amplio de aplicaciones civiles [5].

Por otro lado, la rivalidad entre naciones y la gestión única que se realiza sobre el sistema completo por parte del Departamento de Defensa Americano ha inducido a varias potencias mundiales a desarrollar su propio sistema de navegación global. Por ejemplo, Rusia desarrolló un sistema de posicionamiento global llamado GLONASS. La puesta en marcha de GLONASS data de 1976. La baja cobertura ofertada se vio posteriormente ampliada a global en 1991. Desde 2005 se encuentra en una fase de modernización la

cual no ha finalizado debido principalmente a los problemas económicos por los que pasa la economía mundial y la rusa en particular.

A finales de los noventa, la Unión Europea propuso su propio sistema de navegación llamado GALILEO. El retraso sufrido por la implantación de GALILEO llevó a la Agencia Espacial Europea (ESA) a lanzar en Diciembre de 2005 un primer satélite con el único objeto de ocupar las frecuencias asignadas para no perder la concesión de la ITU. A este satélite de pruebas en fase experimental se le ha unido en los últimos años dos equipos más. Las previsiones de GALILEO sufren retrasos importantes y se estima que estará operativo, no al 100%, antes de 2015. A finales de la primera década del siglo XXI, el gobierno chino se interesa por los sistemas GNSS proponiendo el sistema COMPASS. Debido a la opacidad del gobierno chino, no se dispone en la actualidad de las especificaciones oficiales de dicho sistema de navegación, ni de la marcha del proyecto.

Capítulo 2

Estado del Arte

El sistema GPS está constituido por tres segmentos, tal y como muestra la Figura 2.1. Por una parte se encuentra el segmento espacial, constituido por los satélites que orbitan alrededor de la tierra. Por otra parte, el segmento de control constituido por las estaciones terrenas, que se encarga de controlar la constelación de satélites desde tierra, y por último, el segmento usuario constituido por los receptores de GPS que detectan y reciben la señal de los satélites para determinar la posición [6].

El principio en el que se basa el sistema GPS consiste en realizar mediciones del tiempo de propagación de las señales para obtener la distancia que separa al transmisor del receptor. Una vez obtenido el tiempo, se multiplica por la velocidad de la luz con el fin de obtener la distancia. Sin embargo, el cálculo que realizan los receptores da lugar a lo que se conoce como pseudo distancias, en cuyo cálculo no se utiliza la velocidad de la luz, ya que basta hacer uso de las diferencias de tiempo entre señales.

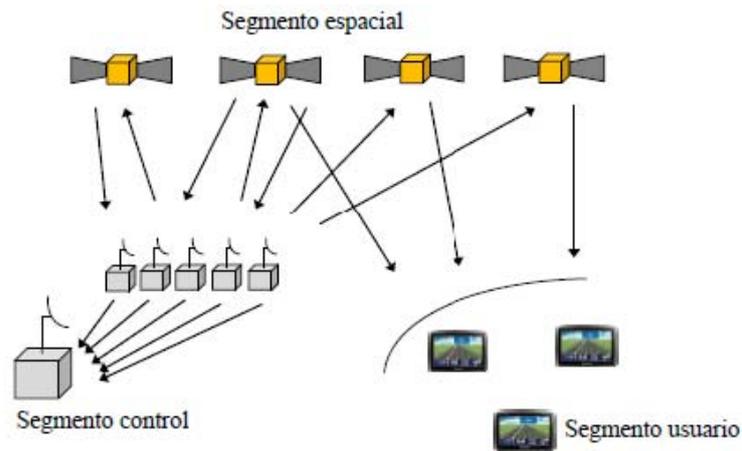


Figura 2.1. Elementos del sistema GPS

Cuando el receptor obtiene la señal de un único satélite, calcula la pseudo distancia a la que se encuentra. Esta medida, indica que el receptor se encuentra en algún punto de la superficie de una esfera cuyo radio es la propia pseudo distancia. Cuando el receptor observa un segundo satélite, por el mismo motivo, se puede calcular que se encuentra en algún punto de una segunda esfera de radio la segunda pseudo distancia. De esta forma, el receptor se encuentra en algún punto de la intersección de estas dos esferas, tal como muestra la figura 2.2:

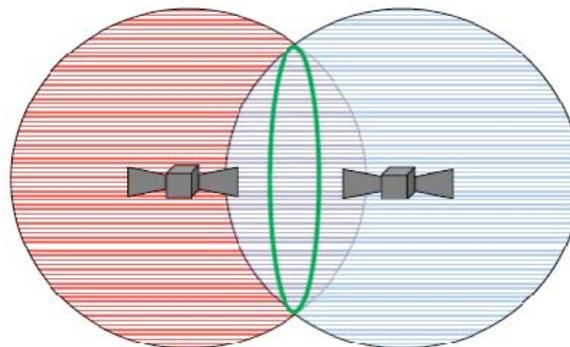


Figura 2.2: Intersección de dos esferas para obtener la posición

De la misma forma, si el receptor obtiene la señal de un tercer satélite, como se muestra en la figura 2.3, existirán tres esferas que se cortaran únicamente en dos puntos. Uno de estos puntos es descartado como posición puesto que estará fuera de la Tierra, por lo que se obtiene un solo punto en el que se localizará al receptor.

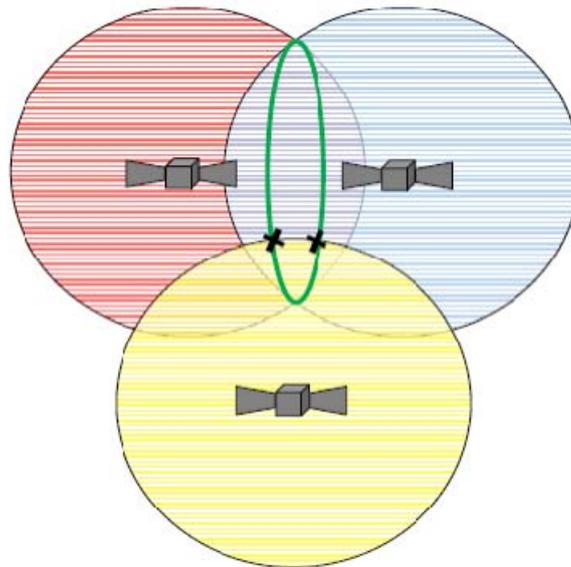


Figura 2.3: Intersección de tres esferas para obtener la posición

Por tanto, mediante este método es posible obtener la posición del receptor en un único punto. Sin embargo, mientras que los relojes que incorporan los satélites son extremadamente precisos, la precisión del reloj que incorpora el receptor es muy limitada, por lo tanto se hace necesaria la señal de un cuarto satélite que será utilizada como referencia de reloj. Lógicamente, cuantos más satélites sea capaz de observar el receptor, mejor precisión se obtendrá, ya que aumentan las posibilidades de elegir aquellos que se encuentren en mejor posición.

Las señales GPS son transmitidas en dos radiofrecuencias en la banda de UHF que, como se observa en la figura 2.4, cubre la banda de frecuencias entre 500 MHz y 3 GHz. Estas frecuencias se denominan L1 y L2 y se derivan de una frecuencia común, $f_0=10,23$ MHz:

$$f_{L1}=154f_0 = 1575,42 \text{ MHz,}$$

$$f_{L2}=120f_0 = 1227,60 \text{ MHz}$$

Las señales constan de una portadora que puede ser f_{L1} o f_{L2} , información de navegación relativa a las órbitas de los satélites y secuencias de propagación. Cada satélite tiene dos secuencias de propagación únicas. La primera es el *coarse acquisition code* (C/A), y el otro es el *encrypted precision code* (P(Y)). El código C/A es una secuencia de 1023 bits que se repite cada *ms* obteniendo una tasa de bit de 1023 MHz. El

código P es un código más largo (unos $2,35 \cdot 10^4$ bits) con una tasa de bit de 10,23 MHz, que se repite cada semana empezando al principio de la semana GPS que es en la media noche de sábado al domingo. Además el código C/A sólo está modulado mediante la portadora L1, mientras que el código P(Y) se encuentra modulada en L1 y L2.

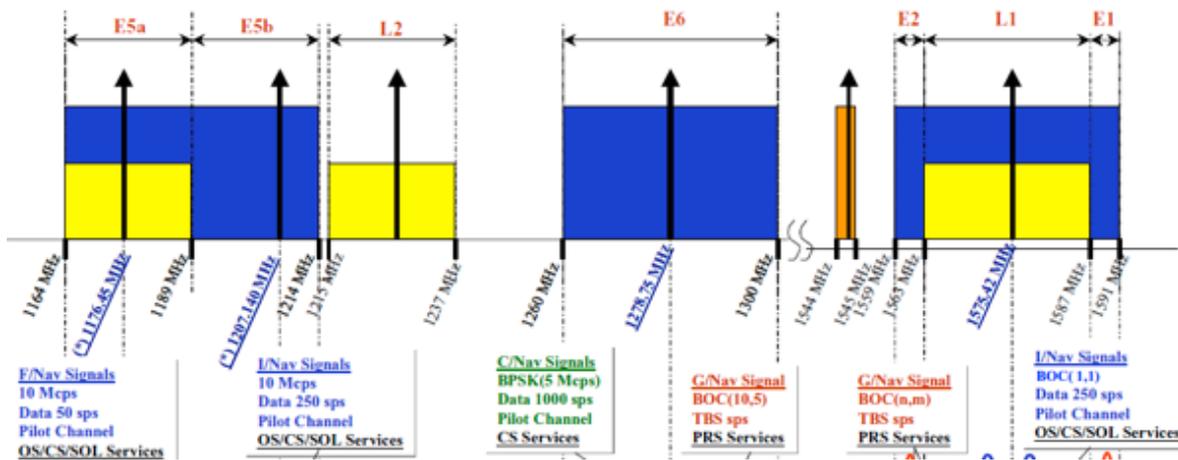


Figura 2.4: Bandas de frecuencias GNSS donde se localizan L1 y L2

El proceso de generación de señal representado en la figura 2.5. se explica de izquierda a derecha. A la izquierda del todo, la señal de reloj principal de 10,23 MHz, es suministrada a los bloques que obtendrán las portadoras L1 y L2 multiplicando por 154 y 120 respectivamente. Debajo de estos, se encuentra un limitador destinado a estabilizar la señal de reloj antes de ser suministrada a los generadores de los códigos P (Y) (Precision Code) y C/A (Coarse / Aquisition Code). Abajo del todo el generador de datos genera los datos de navegación. Los generadores de códigos son sincronizados con los generadores de datos a través de la señal X_1 suministrada por el generador de código P(Y). Después de la generación de códigos, estos son combinados con los datos de navegación mediante sumadores en módulo 2. A continuación los datos combinados se transfieren a los dos moduladores para la frecuencia L1. Aquí las señales se modulan en la portadora mediante modulación BPSK introduciendo un desfase de 90° entre ambos códigos. Después de que la parte correspondiente a P(Y) se atenúe 3dB, las dos señales L1 se suman para formar una sola señal L1.

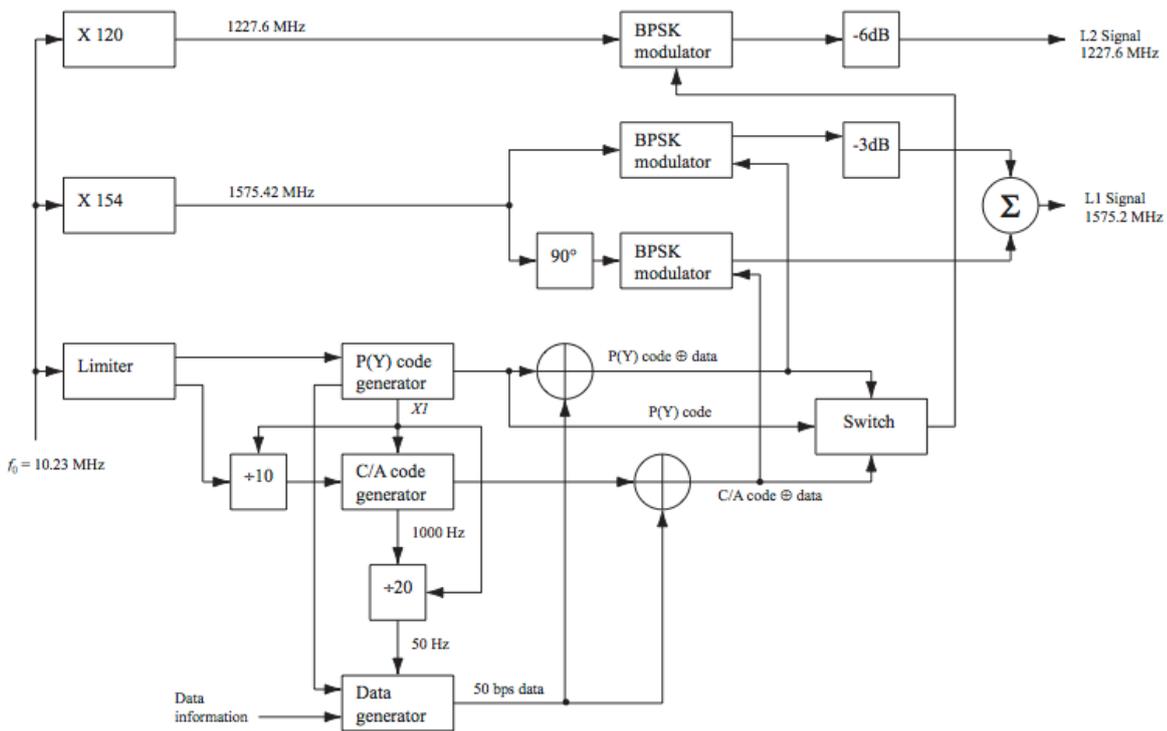


Figura 2.5: Generación de las señales GPS en los satélites

En la figura 2.6 se muestran las tres partes que conforman la señal en L1. El código C/A se repite cada ms, mientras que un bit de navegación dura 20 ms. Por lo que por cada bit de navegación, la señal contiene 20 códigos C/A completos.

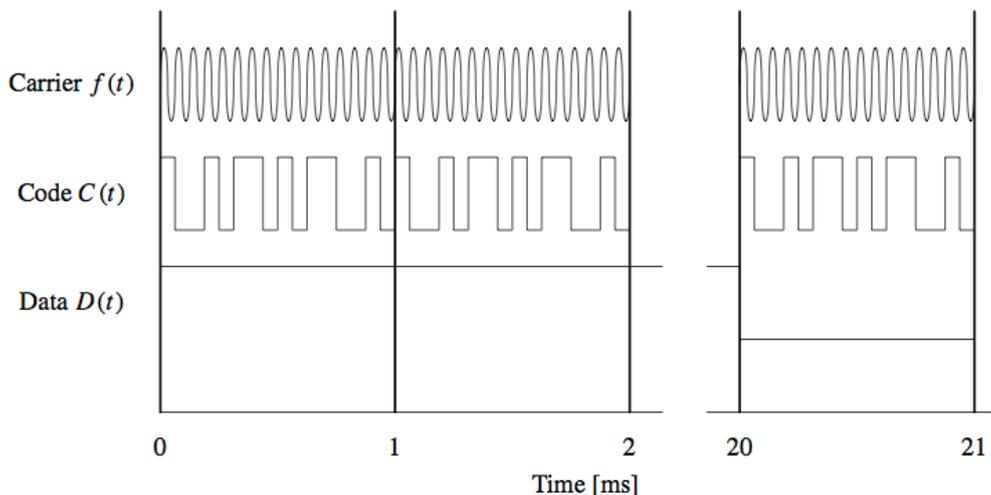


Figura 2.6: Estructura de la señal L1

En la figura 2.7 se pueden ver el código C/A, C, los datos de navegación D, la señal sumada en modulo 2 (C xor D), y la portadora. La señal final está modulada en BPSK con un desfase de 180° cada vez que se produce un cambio de bit.

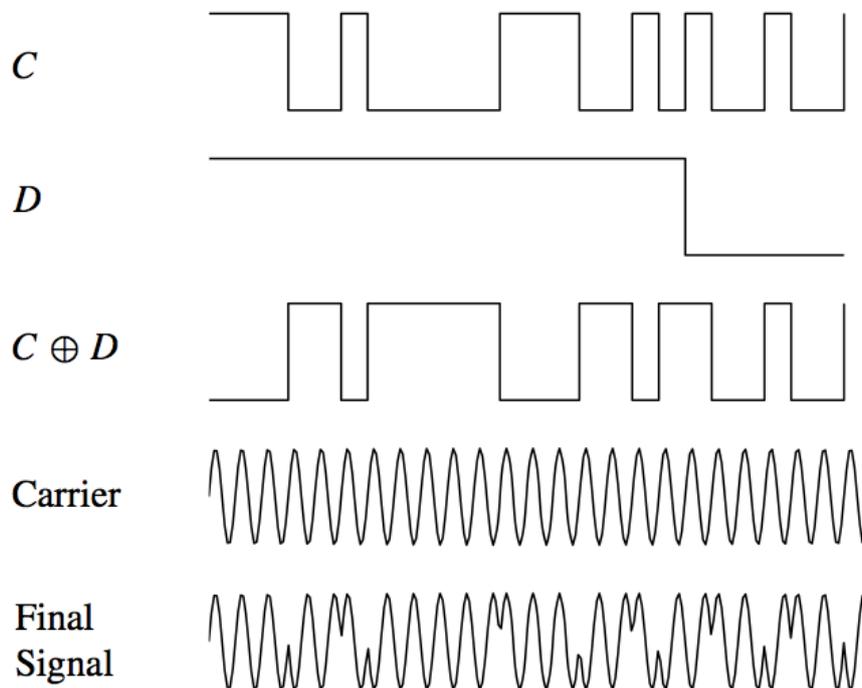


Figura 2.7: Efecto de la modulación BPSK en la portadora L1

Las secuencias utilizadas como códigos C/A en GPS, pertenecen a una familia de secuencias especial denominadas *Gold Codes* en honor de Robert Gold que las describió en 1967. Estas secuencias también son llamadas secuencias de ruido pseudo-aleatorias (*pseudo-random noise sequences*) o simplemente secuencias PRN. Estas secuencias son generadas como se indica en la figura 2.8. El generador de códigos C/A contiene dos registros de desplazamiento conocidos como G1 y G2. Estos registros constan de 10 celdas a partir de las cuales se generan 2 secuencias de longitud 1023. Estas dos secuencias se suman en modulo 2 para generar códigos C/A de longitud 1023. Cada periodo 1023, los registros de desplazamiento se resetean con unos, haciendo que el código empiece de nuevo. El registro G1 siempre tiene una configuración del tipo:

$$f(x) = 1 + x^3 + x^{10}$$

lo que implica en los estados 3 y 10 son reintroducidos a la entrada. De la misma forma, el registro G2 tiene una configuración de tipo:

$$f(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$$

Para generar los distintos códigos C/A para los distintos satélites, las salidas de los dos registros de desplazamiento se combinan de una forma especial: el registro G_1 siempre genera su salida, pero el registro G_2 introduce dos de sus estados en un sumador en módulo 2. La selección de estados para el sumador se conoce como la selección de fase. En la tabla 2.1 puede verse la combinación de la selección de fase para cada código C/A. También se muestran los primeros 10 bits de cada código en representación octal.

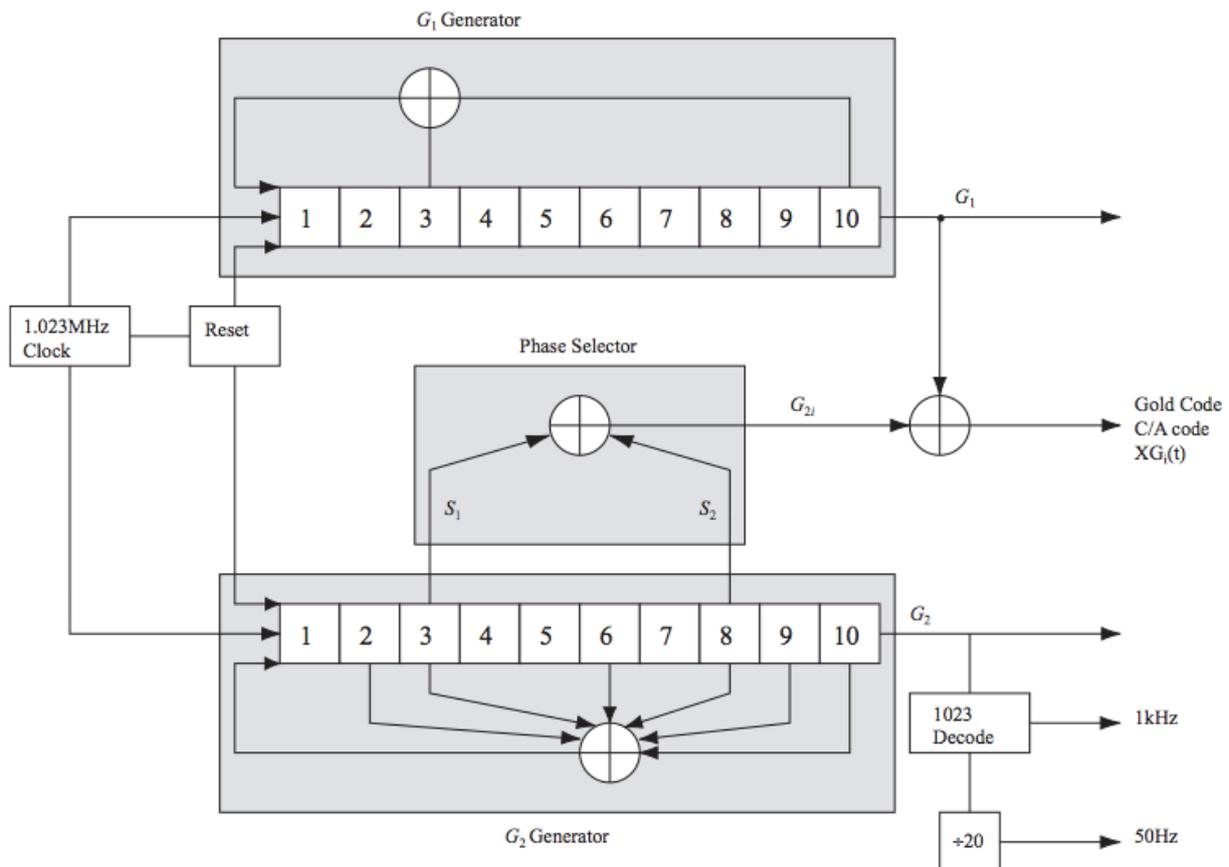


Figura 2.8: Generador de códigos C/A

Los códigos C/A han sido seleccionados debido a sus características especiales. La más importante de estas características son las propiedades de correlación que cumplen todos los códigos C/A. Estas son:

- Prácticamente no existe correlación cruzada: Todos los códigos C/A están prácticamente incorrelados unos con otros. Dados dos códigos C^i y C^k para los satélites i y k , la correlación cruzada es prácticamente nula:

$$r_{ik}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^i(l)C^k(l+m) \approx 0$$

para todo m

- Prácticamente no existe autocorrelación, excepto en el caso de que las señales estén alineadas. Esta propiedad se expresa:

$$r_{kk}(m) = \sum_{l=0}^{1022} C^k(l)C^k(l+m) \approx 0$$

para $|m| \geq 1$

Satellite ID number	GPS PRN signal number	Code phase selection G_2	Code delay chips	First 10 chips octal
1	1	2 ⊕ 6	5	1440
2	2	3 ⊕ 7	6	1620
3	3	4 ⊕ 8	7	1710
4	4	5 ⊕ 9	8	1744
5	5	1 ⊕ 9	17	1133
6	6	2 ⊕ 10	18	1455
7	7	1 ⊕ 8	139	1131
8	8	2 ⊕ 9	140	1454
9	9	3 ⊕ 10	141	1626
10	10	2 ⊕ 3	251	1504
11	11	3 ⊕ 4	252	1642
12	12	5 ⊕ 6	254	1750
13	13	6 ⊕ 7	255	1764
14	14	7 ⊕ 8	256	1772
15	15	8 ⊕ 9	257	1775
16	16	9 ⊕ 10	258	1776
17	17	1 ⊕ 4	469	1156
18	18	2 ⊕ 5	470	1467
19	19	3 ⊕ 6	471	1633
20	20	4 ⊕ 7	472	1715
21	21	5 ⊕ 8	473	1746
22	22	6 ⊕ 9	474	1763
23	23	1 ⊕ 3	509	1063
24	24	4 ⊕ 6	512	1706
25	25	5 ⊕ 7	513	1743
26	26	6 ⊕ 8	514	1761
27	27	7 ⊕ 9	515	1770
28	28	8 ⊕ 10	516	1774
29	29	1 ⊕ 6	859	1127
30	30	2 ⊕ 7	860	1453
31	31	3 ⊕ 8	861	1625
32	32	4 ⊕ 9	862	1712
—	33	5 ⊕ 10	863	1745
—	34	4 ⊕ 10	950	1713
—	35	1 ⊕ 7	947	1134
—	36	2 ⊕ 8	948	1456
—	37	4 ⊕ 10	950	1713

Tabla 2.1. Asignación de fase en los códigos C/A

Capítulo 3

Objetivos y motivaciones

El principal objetivo de este Trabajo de Fin de Máster es llevar a cabo un estudio de los códigos ortogonales utilizados en la detección de satélites GPS y realizar un algoritmo que permita mejorar la eficiencia en el proceso de detección en lo referente a consumo de potencia y cómputo. Posteriormente se tratará de reducir el tiempo invertido en dicho proceso de varias maneras. Por último se analizarán los resultados obtenidos.

El proceso comienza con un estudio sobre los aspectos referentes a la detección de los satélites desde tierra centrándose en el mecanismo seguido para dicho propósito. En este punto se estudian aspectos relativos a la modulación de las señales, los datos transmitidos y los procesos seguidos para llevar a cabo la detección.

A continuación se estudian las características de los códigos PRN asociados a cada satélite. Estos códigos han sido elegidos debido a que tienen unas propiedades específicas que serán estudiadas con el fin de determinar de qué forma se pueden modificar o reducir en tamaño para lograr reducir los tiempos de cómputo o potencia en el proceso de detección de los satélites.

Una vez estudiado el proceso de detección y las características de los códigos implicados en este proceso, el siguiente paso es determinar las modificaciones que se pueden realizar a los códigos PRN para mejorar la eficiencia del proceso. Puesto que los

códigos tienen una longitud de 1023 bits se procederá a generar nuevos códigos de longitud 512, 341, 256 y 128 y determinar en qué medida son válidos para llevar a cabo la detección eficazmente. Este procedimiento se llevará a cabo utilizando MATLAB para los 32 satélites de la constelación GPS.

Por último, con objeto de verificar el correcto funcionamiento de los códigos generados, se llevarán a cabo distintas simulaciones del sistema de detección, para verificar los resultados de forma gráfica y analítica.

Capítulo 4

Descripción del trabajo

La metodología seguida a la hora de llevar a cabo el presente Trabajo de Fin de Máster fue simular primero el proceso de detección con MATLAB para los códigos originales de 1023 bits de longitud. Para ello se realizaron funciones que modelaran el proceso de generación de los códigos C/A. Una vez comprobada la generación de dichos códigos y verificado que cumplían las propiedades asociadas a este tipo de códigos se pasó a estudiar las posibilidades de obtener nuevos códigos PRN más cortos, que mantuviesen las mismas propiedades de los originales. De esta forma se evaluaron varios casos que se presentan a continuación.

4.1. Nuevo PRN de 341 bits

La longitud del PRN original es 1023. Este número puede ser factorizado por 3, 11 y 31. Multiplicando 31 por 11, se puede tomar 341 como la longitud del nuevo PRN. De esta forma se obtendrán 3 secuencias de 341 bits cada una, y, a partir de estas se constituirá un nuevo PRN de 341 bits. Ahora bien, la forma de constituir este nuevo PRN resulta importante de cara a que mantengan las propiedades originales de correlación. Con este propósito, en el Presente Trabajo de Fin de Máster se proponen dos opciones para constituir estos nuevos PRN de 341 bits de longitud que aportarán distintos beneficios. Ambas opciones se exponen a continuación.

4.1.1. Nuevo PRN de 341 bits alternos

En este caso se divide el PRN original en 3 secuencias de 341. Estas tres secuencias se construyen muestreando el PRN original a un tercio de la frecuencia, lo que significa que cada secuencia de 341 bits contendrá solamente un bit de cada tres de los correspondientes al PRN original. Llamando a cada una de estas secuencias A, B y C, serán creadas de la siguiente forma:

Para un PRN^{sat} dado,

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}];$$

Se formarán tres secuencias:

$$A = [a_1, a_4, a_7, \dots, a_{1021}],$$

$$B = [a_2, a_5, a_8, \dots, a_{1022}],$$

$$C = [a_3, a_6, a_9, \dots, a_{1023}]$$

A partir de estas secuencias, un nuevo bit stream de 341 bits puede ser calculado tomando el valor predominante de cada uno de los bits, de acuerdo a la tabla de verdad que se muestra en la Tabla 4.1.1. Este nuevo PRN (nPRN) satisface las mismas propiedades de correlación del PRN original y por tanto puede ser usado para determinar si un satélite está o no presente ahorrando dos tercios del cálculo y la potencia utilizados anteriormente.

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Tabla 4.1.1. Tabla de verdad para el caso de 341 bits alternos.

4.1.2. Nuevo PRN de 341 bits consecutivos

En este caso también se divide el PRN original en 3 secuencias de 341. Pero en esta ocasión, estas se forman dividiendo el PRN original en tres partes iguales. Si se llaman a cada una de estas secuencias A, B y C, de la misma forma que en el apartado anterior, serán creadas de la siguiente forma:

Para un PRN^{sat} dado,

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}];$$

Se formarán tres secuencias:

$$A = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{341}],$$

$$B = [a_{342}, a_{343}, a_{344}, \dots, a_{682}],$$

$$C = [a_{683}, a_{684}, a_{685}, \dots, a_{1023}]$$

A partir de estas secuencias, de forma análoga al apartado anterior, una nueva secuencia de 341 bits puede ser calculada tomando el valor predominante de cada uno de los bits de las secuencias A, B y C, de acuerdo a la tabla de verdad que se muestra en la Tabla 1. Este nuevo PRN (nPRN) satisface las mismas propiedades de correlación del PRN original y por tanto puede ser usado para determinar si un satélite está o no presente en un tercio de tiempo, ya que sólo se necesitará un tercio de los datos originales para llevar a cabo la detección.

4.2. Nuevo PRN de 512 bits

Después de comprobar el funcionamiento de los nuevos PRN de 341 bits, se exploran otras posibilidades. Recordando que 1023 es factorizable por 3, 11 y 31, las otras opciones son 33 y 93. Puesto que la relación señal a ruido disminuye considerablemente a medida que se baja el número de muestras de las secuencias, ambas opciones son inviables desde el punto de vista práctico. Por tanto se estudia la posibilidad de tomar múltiplos de 1024 en lugar de 1023. La secuencia PRN de cada satélite es transmitida cada milisegundo de forma continua, lo cual es equivalente a encadenar sucesivas secuencias idénticas de 1023 bits. Si en vez de estudiar esta enorme secuencia en tramos de 1023, se subdivide en tramos de 1204, el resultado es que el bit 1024 es igual al bit 1 en el primer caso. El siguiente bit 1 de las secuencias de

1024 será equivalente al bit 2 de la secuencia original de 1023 y así sucesivamente. Este proceso se ilustra a continuación:

Para un PRN^{sat} dado,

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}];$$

Que se repite en el tiempo:

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}, a_1, a_2, \dots];$$

Se pueden tomar subdivisiones, S , de 1024 muestras de forma que se obtiene:

$$S_1 = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1022}, a_{1023}, a_1];$$

$$S_2 = [a_2, a_3, a_4, \dots, a_{1023}, a_1, a_2];$$

$$S_3 = [a_3, a_4, a_5, \dots, a_1, a_2, a_3];$$

$$S_{1023} = [a_{1023}, a_1, a_2, \dots, a_{1021}, a_{1022}, a_{1023}];$$

Puesto que 1024 es divisible entre 2, se pueden tomar dos secuencias, A y B, de 512 bits por cada PRN, a partir de las cuales se puede sacar un nuevo PRN de 512 que siga preservando las propiedades de correlación originales para que sea posible realizar la detección del satélite.

4.2.1. Nuevo PRN de 512 bits alternados

Según se ha explicado, tomando estas muestras de forma alternada, de manera análoga a lo visto para el caso de 341 bits, se tiene:

Para un PRN^{sat} dado,

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}];$$

Existirán dos secuencias:

$$A = [a_1, a_3, a_5, \dots, a_{1023}],$$

$$B = [a_2, a_4, a_8, \dots, a_1]$$

A partir de estas dos secuencias A y B, se generará un nuevo PRN (nPRN) de 512 bits que se forma, esta vez, mediante la AND lógica, muestra a muestra de las secuencias A y B.

Puesto que en esta ocasión se toman porciones de 512 bits de una secuencia continua, habrá que contemplar varios casos, ya que las porciones van a variar en un bit unas de otras. En concreto para el caso de secuencias nPRN de 512 bits existirán 2044 secuencias posibles que se pueden dar al recibir los datos del satélite, con las que comparar el nPRN por cada satélite. Debido a esta rotación de bits los valores de correlación con las 2044 posibles secuencias no son constantes, pero se siguen manteniendo las propiedades de la secuencia original, por lo que es posible detectar a los satélites.

4.2.2. Nuevo PRN de 512 bits continuos

En este caso la situación es similar al caso de bits alternos pero, de igual forma que ocurría en el caso de 341 bits continuos, los vectores A y B se constituyen con muestras continuas a partir del PRN original de 1023. Es decir los 512 primeros bits del PRN original corresponden a la secuencia A y los 511 últimos a la secuencia B. El valor de la última posición del vector B, correspondiente a la muestra 512, será igual al valor de la primera posición del vector original tal como se indica a continuación:

Para un PRN^{sat} dado,

$$\text{PRN}^{\text{sat}} = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{1023}];$$

Existirán dos secuencias:

$$A = [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{512}],$$

$$B = [a_{513}, a_{514}, a_{515}, \dots, a_1]$$

Tal y como ocurría en el caso de 512 bits alternos, se puede generar un nPRN de 512 bits haciendo la AND lógica de las dos secuencias bit a bit que conserve las propiedades de correlación del PRN original y permita la detección de satélites. De igual forma que en el caso anterior los valores de correlación con las 2044 posibles secuencias no son constantes, pero se siguen manteniendo las propiedades de la secuencia original, por lo que es posible detectar a los satélites.

4.3. Nuevo PRN de 256 bits

Utilizando el concepto visto en el apartado anterior de tratar la secuencia de bits proveniente del satélite como una concatenación de un PRN determinado, se puede dividir la secuencia de 1024 bits (1023 bits + el primer bit de la secuencia) en 4 secuencias de 256 bits: A, B, C y D, a partir de las cuales generar el nPRN. En esta ocasión, al ser 4 secuencias de 256 bits, el nPRN se constituirá a partir de la tabla de verdad mostrada en la tabla 4.3.1:

A	B	C	F
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

Tabla 4.3.1. Tabla de verdad para el caso de 256 bits alternos

Como se puede ver en la tabla, en el caso de que dos o más bits sean 1 el resultado será uno.

4.3.1. Nuevo PRN de 256 bits alternos

De forma parecida a lo visto en apartados anteriores, el nPRN en este caso será generado a partir de las secuencias A, B, C y D que contendrán los bits del PRN original de muestreados a un cuarto de la frecuencia original. Como ocurre en el caso de 512 bits, el resultado es un nPRN que conserva las propiedades de correlación del PRN original, de forma que es posible realizar la detección de cada uno de los satélites utilizando un cuarto de cómputo. A pesar de cumplir estas propiedades la relación señal a ruido es algo más comprometida que en casos anteriores debido a que la forma de generar el nPRN a partir de cuatro secuencias no es tan exacta como para los casos de dos y tres secuencias vistos anteriormente.

4.3.2. Nuevo PRN de 256 bits continuos

Se trata del caso análogo al anterior pero tomando en las secuencias A, B, C y D los bits continuos en lugar de alternos. De esta forma, el último bit de la secuencia D será, tal y como se ha explicado en apartados anteriores, el bit correspondiente a la primera posición del PRN original. Con estas cuatro secuencias se constituye el nPRN utilizando la tabla 2. De nuevo se puede comprobar que el nPRN cumple las mismas propiedades del PRN original, aunque, de la misma forma que en el caso anterior, existe una baja relación señal a ruido.

4.4. Nuevo PRN de 128 bits

Si se sigue dividiendo entre dos la longitud del PRN, se obtienen 8 secuencias de 128 bits que de la misma forma que en casos anteriores se pueden utilizar para generar un nPRN que cumpla las propiedades del PRN original. En este caso, las propiedades de correlación del PRN original se cumplen, pero al ser una secuencia tan corta y existir 8 secuencias a combinar, la relación señal a ruido se deteriora mucho por lo que en este

caso se hace difícil determinar cuándo existe detección sin emplear otro tipo de algoritmos.

4.4.1. Nuevo PRN de 128 bits alternos

El nPRN en este caso será generado a partir de las secuencias A, B, C, D, E, F, G y H que contendrán los bits del PRN original de forma alternada. Como ocurre en el caso de 256 bits, el resultado es un nPRN que conserva las propiedades de correlación del PRN original, aunque debido a la cantidad de secuencias que generarán el nPRN existirá un gran margen de error debido a la alineación de los códigos, que originará una pobre relación señal a ruido. Por tanto este nPRN tampoco será válido para realizar la detección en casos reales de momento.

4.4.2. Nuevo PRN de 128 bits contiguos

De la misma forma que en ocasiones anteriores, es posible obtener esas 8 secuencias de forma secuencial tomando los bits contiguos en el orden en el que se reciben del satélite. El nuevo PRN se formará de igual forma que en apartados anteriores obteniéndose una secuencia que cumple con las mismas propiedades que la original. Debido a la longitud reducida de las secuencias, la baja relación señal a ruido al hacer las correlaciones tampoco permite utilizar este método en casos reales por ahora.

Capítulo 5

Resultados obtenidos

Una vez expuesta la metodología seguida para llevar a cabo el presente Trabajo de Fin de Máster, se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los casos.

Para el caso en el que se genera un PRN de 341 muestras alternas se obtienen unos resultados muy interesantes. Los resultados obtenidos son el resultado de realizar la correlación del nPRN de 341 muestras obtenido al muestrear el PRN original a un tercio de la frecuencia, y las distintas secuencias, A, B y C utilizadas para su generación. Puesto que la constelación GPS consta de 32 satélites, existirán 32 códigos nPRN de 341 bits y sus correspondientes secuencias A, B y C de 341 bits cada una. Para comprobar que la detección solamente se produce al correlar este nPRN con las secuencias A,B y C correspondientes al PRN original, es necesario llevar a cabo la correlación de cada nPRN con todas las posibles secuencias. Lo cual hace un total de 96 correlaciones por satélite.

En la figura 5.1 se muestra gráficamente el resultado de las correlaciones de los 32 nPRN con todas las secuencias 'A'. En el eje 'z' se representan los 32 satélites de la constelación GPS. El eje 'x' muestra las 341 muestras que se obtienen de cada correlación, y el eje 'y' representa el valor de cada uno de estos puntos. Observando la figura, se comprueba como para la muestra 1 de cada nPRN, en la que las secuencias

están correctamente alineadas, aparece un pico que se destaca del resto notablemente, indicando que se produce detección. En el resto de casos los picos no pasan de 100 a excepción del caso concreto del satélite 23, que como se muestra marcado en la figura, llega al valor 105 al correlarlo con el 31. Aun así el pico de detección de este satélite se encuentra en 173, por lo que existe aun bastante margen para discernir cuando se produce detección o no.

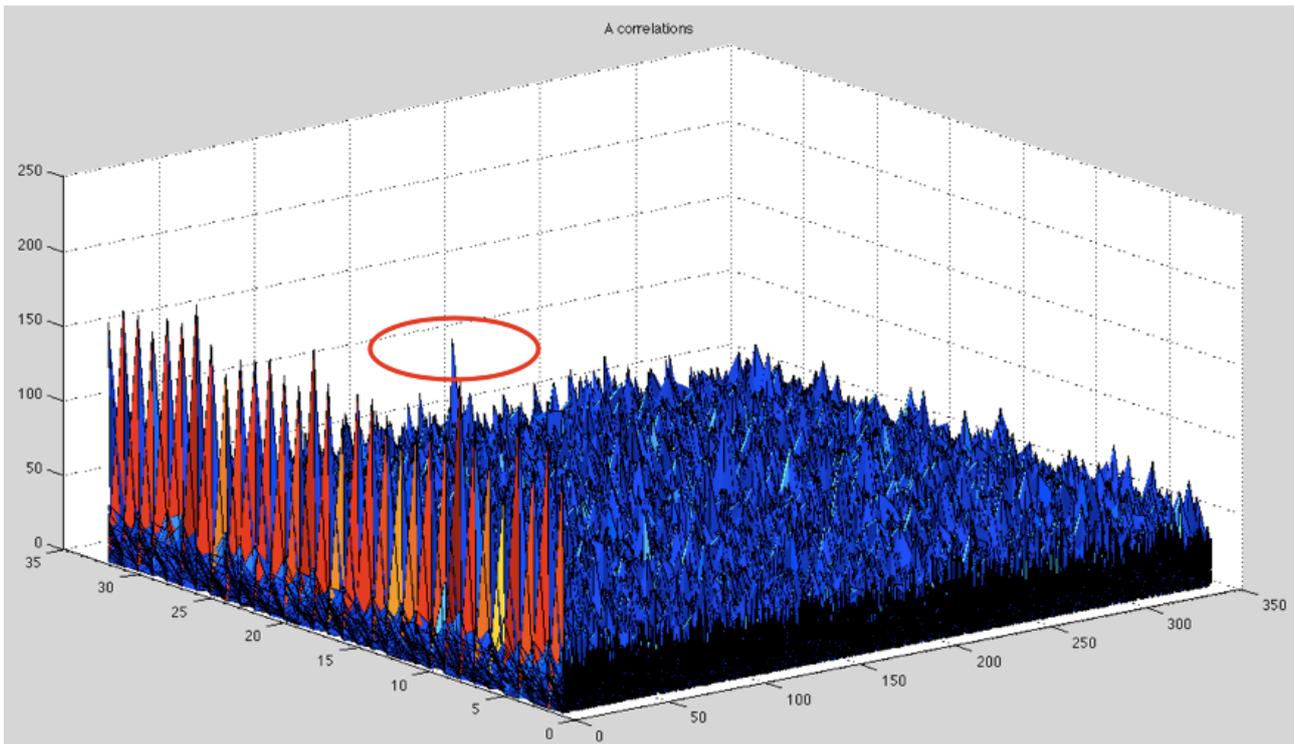


Figura 5.1: Correlaciones entre el nPRN y los tramos "A" de los 32 satélites.

De la misma forma la correlación con los tramos 'B' y 'C' mostradas en las figuras 5.2 y 5.3 muestra como los picos de detección aparecen para cada uno de los satélites cuando las secuencias están alineadas obteniéndose valores muy por encima de 100, que se diferencian claramente de los que constituyen el ruido producido cuando las secuencias no están alineadas o no pertenecen al satélite en cuestión.

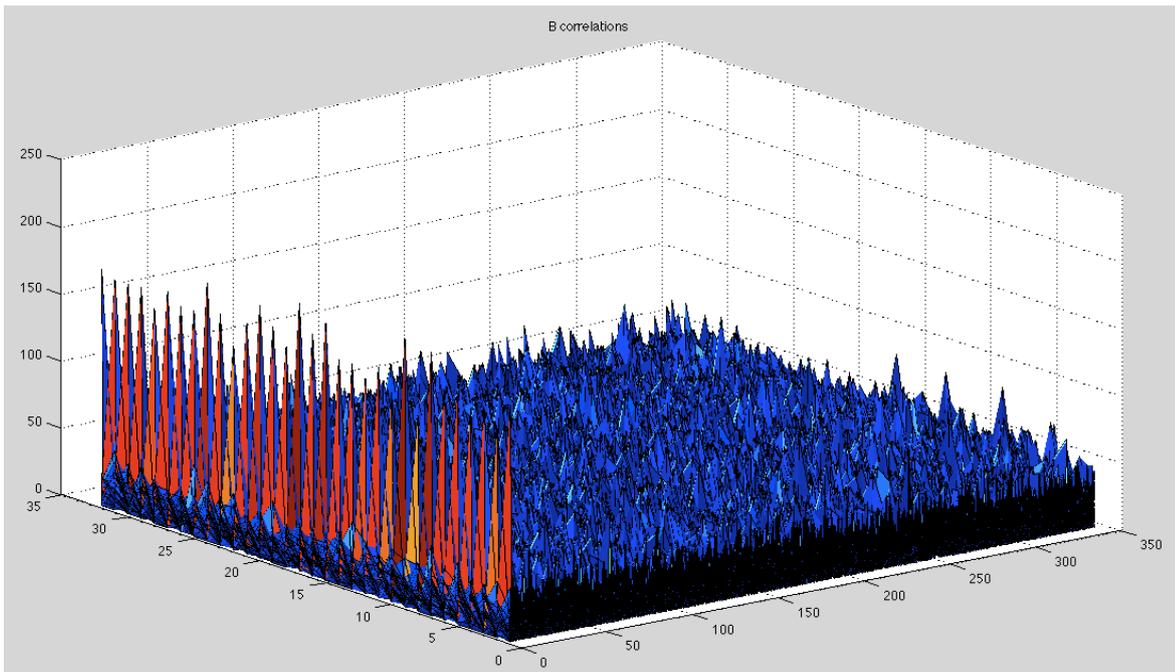


Figura 5.2: Correlaciones entre el nPRN y los tramos “B” de los 32 satélites.

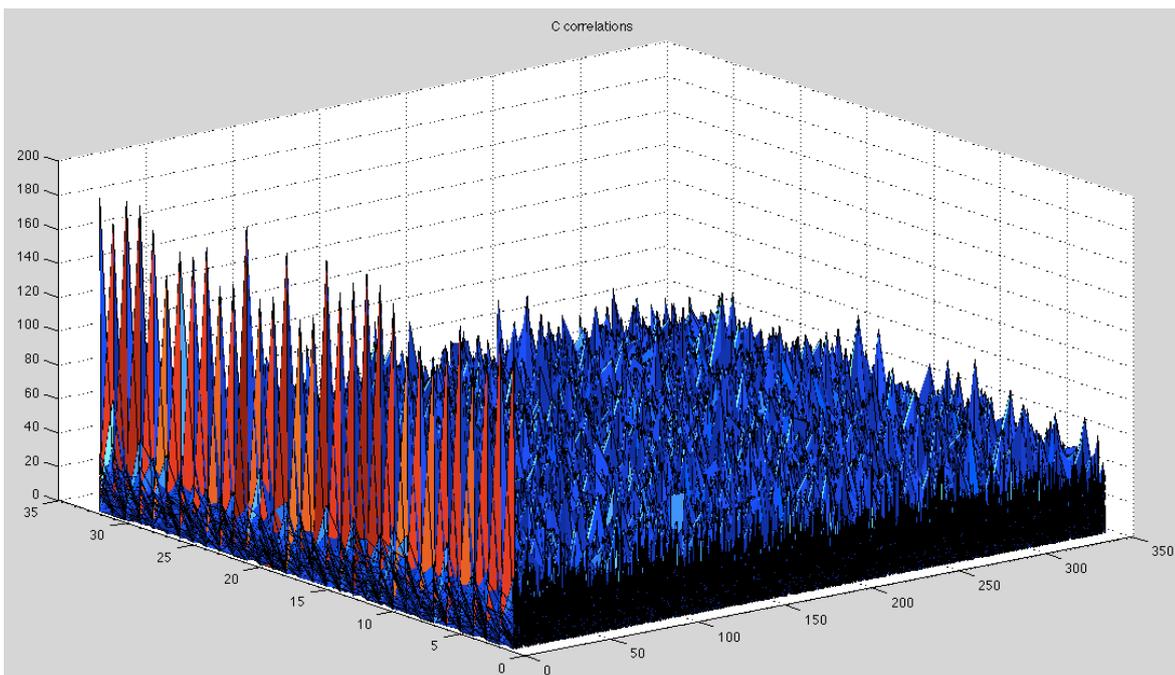


Figura 5.3: Correlaciones entre el nPRN y los tramos “C” de los 32 satélites.

Como se muestra en la Tabla 5.1, para todos los casos se obtienen unos valores de autocorrelación entre 201 y 133 situándose el ruido en torno a 15 lo cual posibilita la detección para todos los satélites. Por otra parte, en los casos de no detección, el ruido se

mantiene en torno a 14 con picos máximos por debajo de 100, a excepción del caso ya mencionado para el satélite 23 en el que se alcanza el valor 105 al correlarlo con el 31.

Satélite	DETECCIÓN				NO DETECCIÓN	
	Pico Max.	Pico Min.	Ruido Max.	Ruido Medio	Ruido Max.	Ruido Medio
1	177	161	77	14,884	79	14,791
2	181	157	69	14,292	89	14,728
3	169	161	57	15,516	83	14,746
4	189	157	81	15,080	87	14,739
5	181	133	73	15,349	83	14,775
6	173	157	61	15,268	89	14,735
7	197	157	63	13,721	89	14,791
8	201	145	81	15,390	85	14,746
9	201	153	69	15,229	93	14,714
10	181	157	65	15,174	75	14,721
11	189	157	63	15,168	95	14,685
12	193	145	71	14,284	87	14,772
13	185	161	69	15,176	87	14,600
14	177	169	57	14,556	93	14,801
15	193	169	59	15,141	85	14,866
16	181	149	53	14,429	79	14,782
17	201	153	63	15,025	83	14,748
18	189	165	63	15,609	73	14,821
19	177	161	59	14,792	87	14,766
20	189	157	67	14,470	79	14,768
21	197	173	63	14,241	79	14,623
22	169	153	63	14,845	81	14,712
23	173	157	61	15,068	105	14,684
24	193	153	61	15,437	91	14,660
25	169	169	51	14,143	77	14,691
26	193	169	67	15,921	77	14,712
27	177	153	71	14,780	85	14,679
28	177	161	65	14,707	79	14,613
29	189	165	67	14,639	81	14,727
30	189	173	59	14,964	97	14,739
31	173	173	63	14,703	93	14,762
32	185	161	73	14,441	97	14,751

Tabla 5.1: Valores de correlaciones con nPRN de 341 bits muestreados a $\frac{1}{2} f$

Para el caso de en el que el nuevo PRN de 341 bits se genera a partir de muestras continuas del PRN original utilizando la misma frecuencia de muestreo, se obtienen unos resultados parecidos. De la misma forma que antes, se realiza la correlación de cada uno de los nPRN con las secuencias A, B y C de cada uno de los satélites. Los resultados obtenidos se representan gráficamente en las figuras 5.4, 5.5 y 5.6. Se observa que de la misma forma que para el caso anterior, los picos correspondientes a la detección aparecen en los casos en que las secuencias corresponden al mismo satélite y están alineadas. Los valores obtenidos en estas

condiciones de detección siguen manteniéndose por encima de 130. Para el caso en que no se produce detección, los valores máximos de ruido se mantienen por debajo de 100, esta vez sin excepción lo cual facilita la tarea de detección.

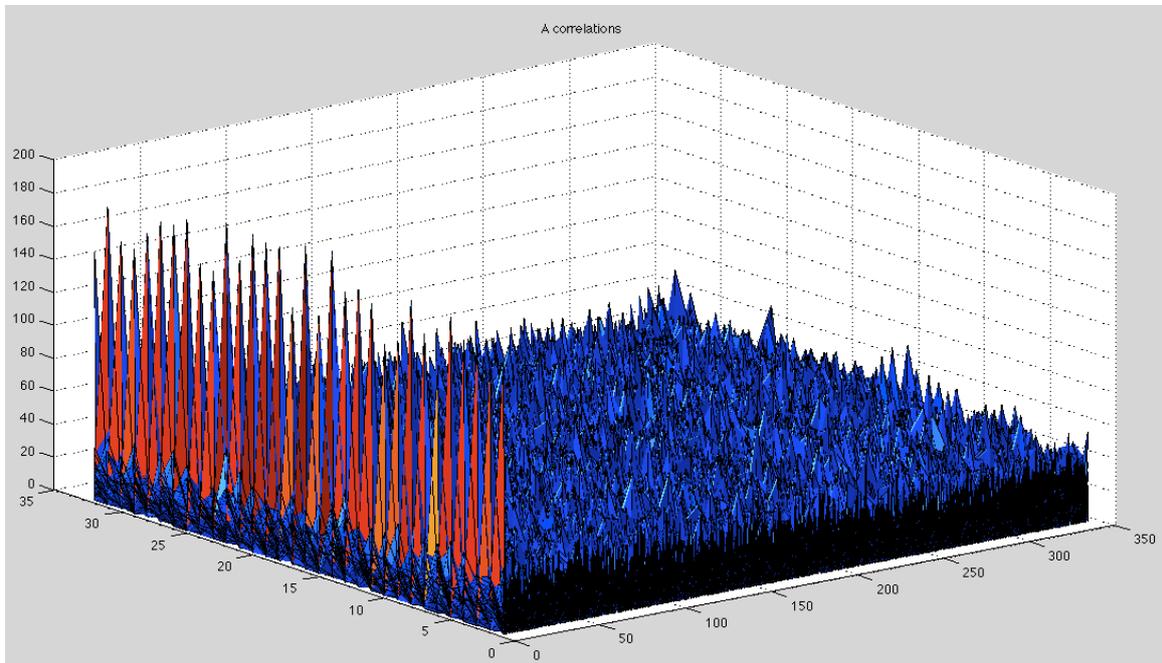


Figura 5.4: Correlaciones entre el nPRN y los tramos “A” de los 32 satélites.

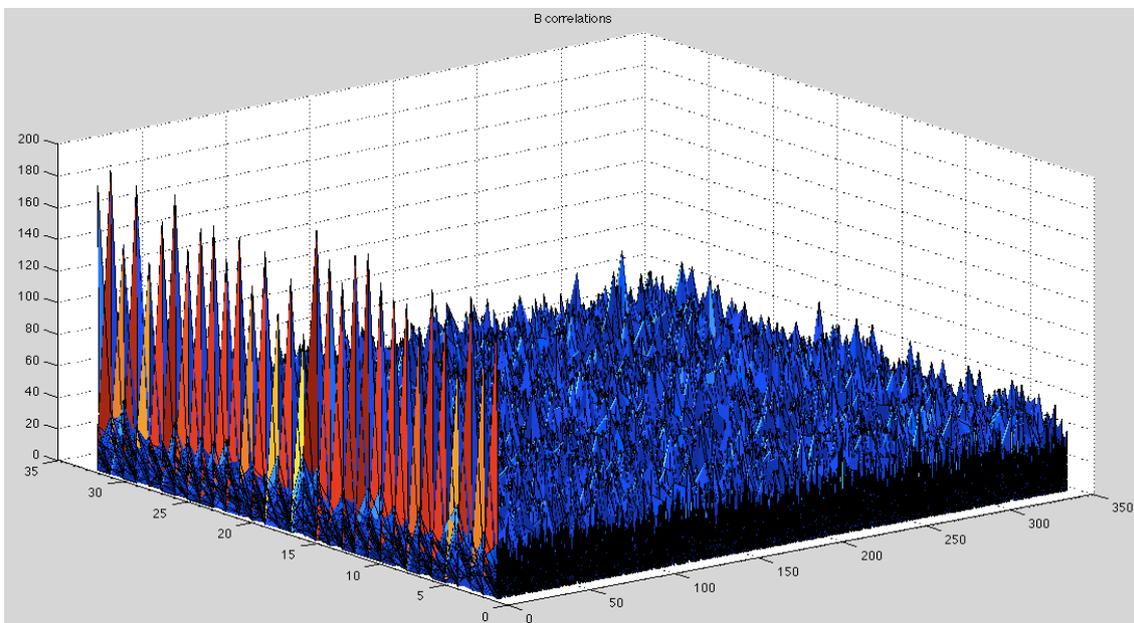


Figura 5.5: Correlaciones entre el nPRN y los tramos “B” de los 32 satélites.

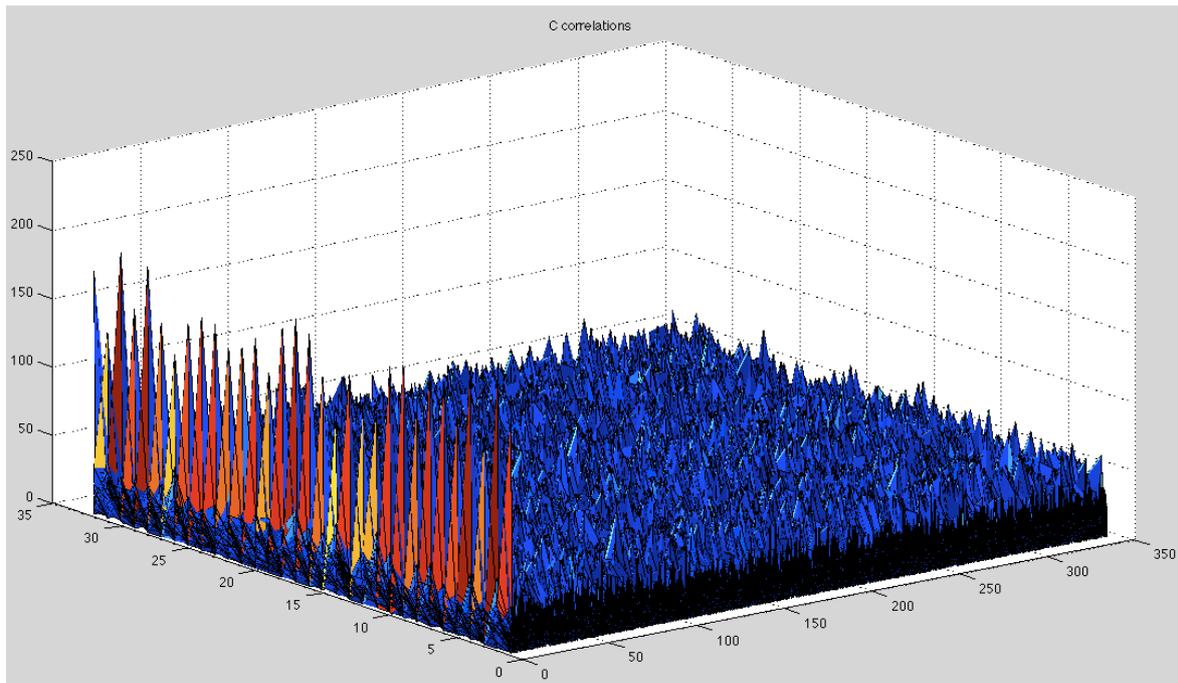


Figura 5.6: Correlaciones entre el nPRN y los tramos “C” de los 32 satélites.

En este caso, como se puede observar en la tabla 5.2, bajan sensiblemente los valores de ruido para el caso de la detección, y los valores de los picos se mantienen en valores siempre por encima de 130. Este hecho hace aun más sencilla la tarea de determinar cuando se produce detección y cuando no, mediante un sencillo detector de nivel, por ejemplo. Para los casos en los que no existe detección, también se obtienen unos valores de ruido máximo ligeramente inferiores a los obtenidos en el caso anterior, lo cual hace que baje sensiblemente la media de ruido.

Para los casos en que el nuevo PRN se constituye a partir de 512 bits, solamente se presentan resultados para los casos de detección. Esto es debido a que, tal y como se explicó en el capítulo anterior, es necesario comprobar la correlación del nPRN con la secuencia continua de 1023 tramos de 1023 bits ya que, al tomar secuencias de 512 bits siempre se va tomando un bit del siguiente tramo del PRN. Esto ocasiona que en determinados casos, aún tratándose del PRN correcto, no se produzca detección al no estar correctamente alineadas las secuencias.

Satélite	DETECCIÓN				NO DETECCIÓN	
	Pico Max.	Pico Min.	Ruido Max.	Ruido Medio	Ruido Max.	Ruido Medio
1	175	163	47	12,296	83	14,617
2	201	151	65	15,974	79	14,531
3	187	153	63	14,017	79	14,636
4	197	143	57	15,547	81	14,540
5	183	161	59	13,221	77	14,690
6	183	145	63	14,650	81	14,591
7	187	157	63	13,394	75	14,541
8	185	157	63	14,552	83	14,552
9	185	157	53	13,235	75	14,537
10	181	153	59	13,750	73	14,587
11	193	143	61	15,013	77	14,597
12	189	141	67	15,539	75	14,512
13	177	165	67	12,562	81	14,520
14	199	131	71	17,339	75	14,458
15	197	157	65	15,315	73	14,568
16	197	129	63	17,431	85	14,453
17	193	157	63	13,964	73	14,621
18	191	137	75	16,421	73	14,656
19	191	147	57	15,333	75	14,553
20	193	149	53	14,947	71	14,531
21	177	159	55	12,686	85	14,583
22	195	155	65	15,284	79	14,447
23	179	163	51	13,198	81	14,576
24	175	165	63	13,519	75	14,690
25	189	159	61	13,254	71	14,618
26	191	137	67	16,152	85	14,527
27	183	157	59	13,201	77	14,486
28	195	143	73	16,176	75	14,434
29	189	161	53	13,237	75	14,561
30	199	149	63	15,933	71	14,531
31	193	137	77	16,298	81	14,447
32	181	151	57	13,739	77	14,566

Tabla 5.2: Valores de correlaciones con nPRN de 341 bits muestreados a f

En la figura 5.7 se pueden comprobar gráficamente los resultados obtenidos para el caso del primer PRN de 512 bits. En la figura se representa en el eje 'x' el número secuencia con la que se está realizando la correlación del nPRN de 512 bits obtenido a partir del muestreo del PRN original a la mitad de su frecuencia. Tal y como se explicó en el capítulo 4, debido a la rotación necesaria para obtener un PRN de 1024 bits, es preciso comprobar la correlación del nPRN con 2044 secuencias. En el eje 'y' se representa en rojo el valor máximo obtenido en la correlación de cada una de estas 2044 secuencias con el nPRN del satélite 1. Este valor corresponde al valor de pico máximo cuando se produce la detección. En verde se presenta el valor de ruido máximo correspondiente a

cada caso. Como se puede observar en la figura, aun siendo todos los códigos pertenecientes al satélite 1, a medida que se pierde la alineación el valor del pico de detección baja y a su vez el valor del ruido máximo sube. En la parte de la izquierda de la tabla 5.3, correspondiente al caso en que el nPRN se genera muestreando el PRN original a la mitad de frecuencia, se puede comprobar como el valor de pico máximo pasa de 258 en el mejor caso, a solo 104 para el caso en que la alineación de las secuencias es más desfavorable. Aunque se puede comprobar que no en todos los casos se produce la detección, los resultados son positivos ya que esta se produce en un alto índice de casos.

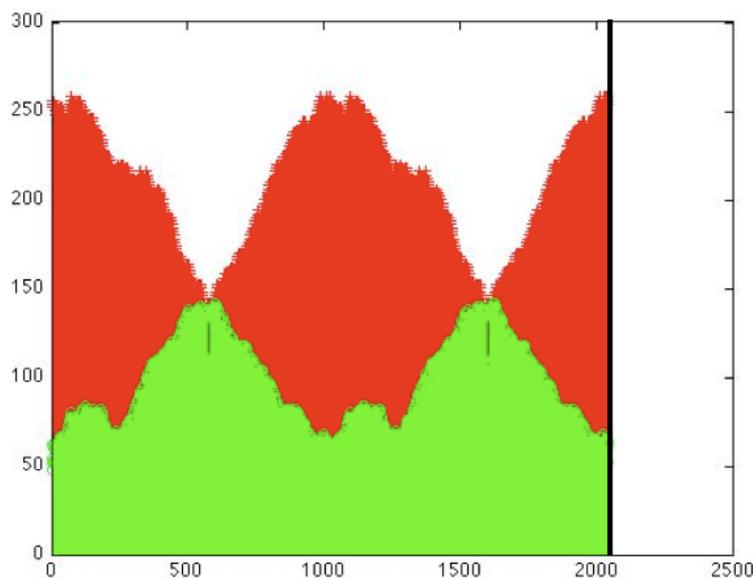


Figura 5.7. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 512 bits muestreados a $\frac{1}{2} f$

Para el caso correspondiente al nPRN de 512 bits generado muestreando el PRN original a la misma frecuencia, se procede de la misma forma, obteniendo los resultados que se muestran en la figura 5.8. Como se puede observar los resultados son muy parecido al caso anterior, para determinados satélites, como el primero, los valores de pico mejoran sensiblemente pasando de 258 y 104 a 280 y 130 respectivamente, aunque para otros, como el tercero, estos valores son algo peores, pasando de 286 y 116 a 258 y 110. En general el ruido se mantiene constante en casi todos los casos, en torno a 17, exceptuando el caso del satélite 12 que llega a 21 en el primer caso y del 18 que llega a 20 utilizando el segundo método. Aun así los resultados obtenidos siguen siendo muy positivos de cara a la detección en ambos casos.

nPRN de 512 bit muestreado a $\frac{1}{2}$ de f				nPRN de 512 bit muestreado a f		
Satélite	Pico max.	Pico min.	Ruido medio	Pico max.	Pico min.	Ruido medio
1	258	104	16,362	280	130	16,321
2	306	112	18,190	280	106	19,817
3	286	116	18,170	258	110	18,209
4	286	118	16,207	300	114	17,563
5	286	114	17,915	252	116	16,035
6	266	102	17,134	264	110	16,577
7	278	106	17,349	284	102	18,677
8	268	124	17,358	270	122	16,848
9	268	108	17,363	288	130	16,545
10	262	126	16,739	308	134	17,201
11	278	120	16,468	264	102	17,046
12	290	102	21,174	278	126	17,483
13	260	102	16,123	280	124	16,316
14	270	116	17,786	282	108	17,043
15	288	114	17,409	256	102	16,302
16	262	114	16,483	284	102	18,211
17	288	114	16,439	300	152	16,266
18	286	120	16,734	264	102	20,343
19	266	114	16,951	262	108	17,467
20	264	122	16,008	282	102	18,377
21	296	148	16,515	264	114	14,854
22	244	106	16,018	268	116	17,293
23	258	112	15,618	248	102	15,488
24	296	106	17,705	284	128	16,831
25	266	104	18,315	296	112	16,975
26	282	116	16,616	294	102	19,085
27	244	116	16,327	298	130	17,433
28	270	114	16,843	268	102	17,096
29	286	102	18,503	260	120	15,809
30	284	102	19,895	280	112	18,667
31	264	122	15,295	284	134	16,864
32	254	104	15,889	276	120	16,041

Tabla 5.3. Valores de detección para un nPRN de 512 bits

Al reducir la longitud del nPRN hasta 256 bits, la dificultad a la hora de la detección aumenta, ya que no solo se reduce la longitud del nPRN, sino que además aumenta el número de secuencias a partir de las que generar este código. En este caso, el PRN original de 1024 bits ($1023 + 1$) se muestrea a $\frac{1}{4}$ de la frecuencia original, obteniendo 4

secuencias: A, B, C y D de 256 bits cada una. Los bits de estas secuencias se combinan de forma que se obtenga un código nPRN de 256 bits que muestre un pico de valor alto al ser correlado con cualquiera de estas cuatro secuencias.

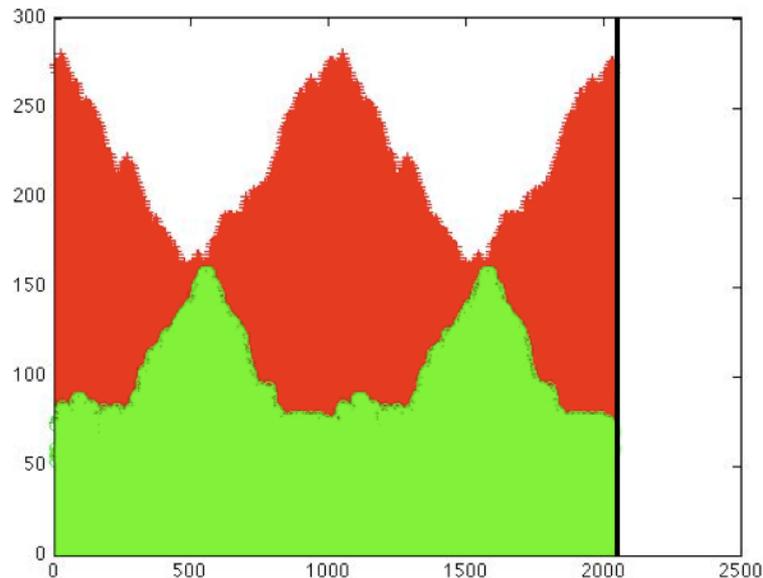


Figura 5.8. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 512 bits

Como se representa en el eje 'y' de la figura 5.9, existen 4088 posibles secuencias con las que correlar cada uno de los nPRN. De igual forma que para el caso anterior, en la figura, se presentan en rojo los valores máximos de pico de cada una de las correlaciones entre las 4088 secuencias y el nPRN 1. En verde se representa el valor del ruido máximo para cada caso. Se comprueba como al tratarse de 4 secuencias de 256 bits, los problemas asociados a la alineación anteriormente comentados se hacen notar a medida que las secuencias se van desalineando. En concreto, observando la zona izquierda de la tabla, se obtiene un valor de pico máximo de 122 y un pico mínimo de 74 en el caso menos favorable de alineación. Aunque los valores disminuyen en magnitud comparados con los obtenidos para el caso de un nPRN de 512 bits, los resultados son positivos, ya que el margen existente entre los picos de detección y el ruido es amplio para la gran mayoría de los casos.

En el caso en el que el nPRN de 256 bits se obtiene muestreando el PRN original a la misma frecuencia, o lo que es lo mismo, dividir el PRN de $1023 + 1$ muestras en 4 secuencias de 256 bits continuos, se puede observar el mismo efecto que para el caso de

512 bits: los valores mejoran sensiblemente para algunos satélites, mientras que para otros son ligeramente más bajos. En ningún caso estas variaciones son dramáticas, por lo que se pueden considerar ambas opciones como exitosas y aptas para la detección. Se puede observar también en la tabla 5.4 que el ruido medio no presenta grandes variaciones manteniéndose en todo momento por debajo de 10.

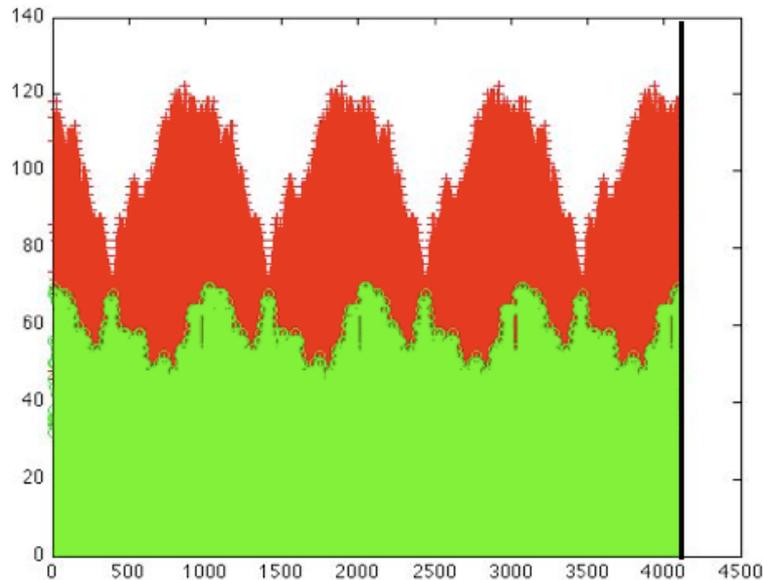


Figura 5.9. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 256 bits muestreados a $\frac{1}{4}f$

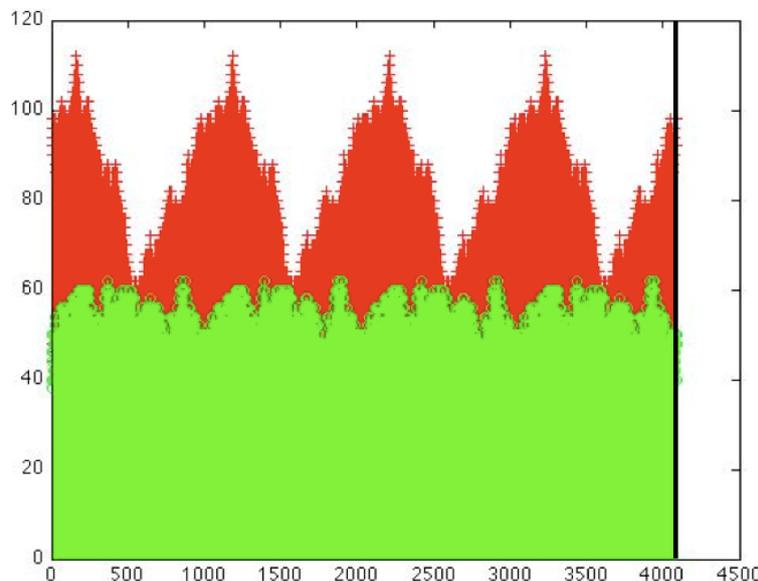


Figura 5.10. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 256 bits muestreados a f

Por último, se presentan los resultados para los casos en los que se obtiene el nPRN de 128 bits. En este caso el nPRN de 128 bits se obtiene a partir de 8 secuencias, por lo que, como es de esperar, el problema de la alineación y la sintetización de 8 secuencias en una de 128 bits se harán notar

nPRN de 256 bit muestreado a $\frac{1}{4}$ de f				nPRN de 256 bit muestreado a f		
Satélite	Pico max.	Pico min.	Ruido medio	Pico max.	Pico min.	Ruido medio
1	122	74	8,119	112	64	7,370
2	114	66	7,766	110	62	7,962
3	112	64	7,883	108	60	9,552
4	116	68	8,662	128	80	8,462
5	124	76	8,563	104	56	7,715
6	102	54	8,810	108	60	7,416
7	118	70	8,259	138	90	7,647
8	110	62	8,432	132	84	8,535
9	114	66	8,588	118	70	7,727
10	124	76	6,754	134	86	7,919
11	126	78	7,111	116	68	7,364
12	126	78	8,330	120	72	7,801
13	116	68	7,223	106	58	8,538
14	126	78	8,698	114	66	7,724
15	106	58	8,254	118	70	7,467
16	108	60	7,601	108	60	8,894
17	110	62	8,358	124	76	7,260
18	118	70	7,947	116	68	8,950
19	108	60	8,452	116	68	8,689
20	120	72	6,892	118	70	7,623
21	130	82	7,461	116	68	7,596
22	104	56	8,180	120	72	8,337
23	116	68	6,932	108	60	7,967
24	122	74	9,604	114	66	7,928
25	124	76	9,261	112	64	7,720
26	112	64	8,435	122	74	8,930
27	102	54	7,855	124	76	7,906
28	98	50	8,408	114	66	7,764
29	144	96	7,964	102	54	8,041
30	106	58	7,917	108	60	8,845
31	126	78	7,616	110	62	7,586
32	104	56	8,032	112	64	7,549

Tabla 5.4. Valores de detección para un nPRN de 256 bits

Para el caso en el que las secuencias se conforman muestreando el PRN original de 1023 bits a $\frac{1}{8}$ de la frecuencia original, es necesario llevar a cabo 8176 correlaciones de secuencias de 128 bits para cada satélite con el fin de comprobar que es posible la detección del satélite. En la figura 5.11, se puede observar como el problema de alineación y de reducción en la longitud de las secuencias se hacen notar. Como en casos

anteriores, se representan en rojo los picos máximos para el caso de detección, y en verde los picos máximos de ruido para cada una de las 8176 correlaciones. Como se puede observar en la figura, y comprobar en la parte izquierda de la tabla 5.5, el valor de pico máximo para el nPRN 1 es de 52 mientras que el mínimo es de solo 22. Teniendo en cuenta que se registran valores máximos de ruido por encima de 35, por el momento la detección utilizando códigos nPRN generados muestreando a $\frac{1}{8}$ el PRN original no es posible.

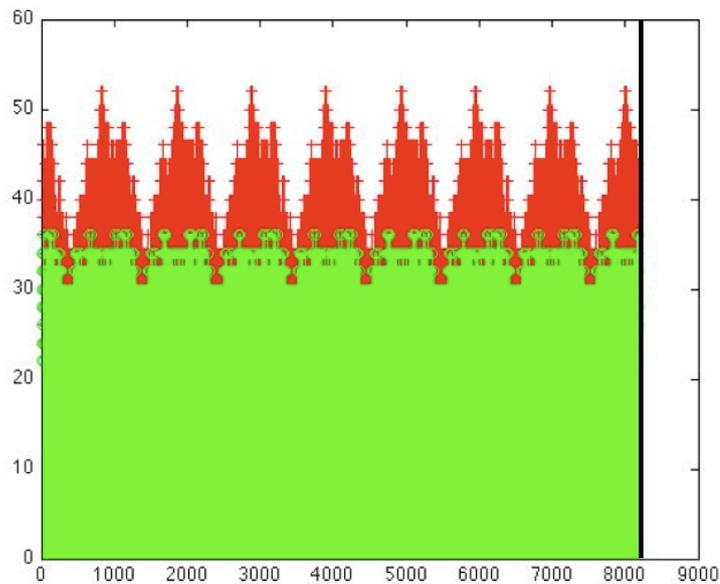


Figura 5.11. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 128 bits muestreados a $\frac{1}{8} f$

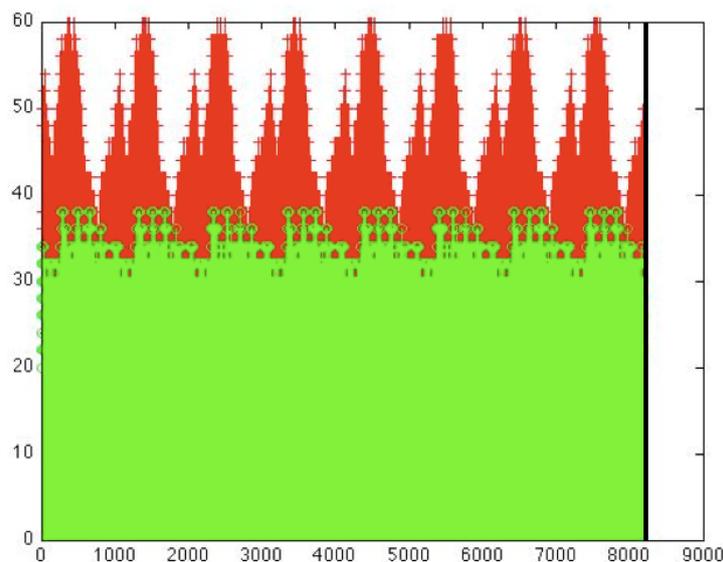


Figura 5.12. Relación señal a ruido para el nPRN 1 de 128 bits muestreados a f

En el caso en el que el nPRN de 128 bits se obtiene muestreando el PRN original a la misma frecuencia, se obtienen resultados muy parecidos al resto de casos. Los valores varían sensiblemente en el caso de los picos de detección, mientras que el valor medio de ruido permanece invariable. No obstante, puesto que los valores máximos de ruido se siguen situando por encima de 35, tampoco es posible utilizar este método para la detección de satélites por el momento.

nPRN de 128 bit muestreado a $\frac{1}{8}$ de f				nPRN de 128 bit muestreado a f		
Satélite	Pico max.	Pico min.	Ruido medio	Pico max.	Pico min.	Ruido medio
1	52	22	8,469	60	22	8,120
2	52	24	8,923	56	22	8,577
3	50	24	9,003	50	24	9,069
4	46	22	8,980	54	24	8,439
5	48	22	8,939	52	22	8,735
6	56	22	8,650	70	22	8,116
7	54	24	8,464	56	26	8,508
8	58	24	8,957	50	22	8,627
9	50	22	8,775	56	22	8,289
10	52	22	8,626	58	24	7,940
11	52	26	8,827	52	22	8,720
12	54	24	8,446	56	22	8,301
13	60	24	8,701	50	22	8,575
14	58	22	8,851	56	22	8,609
15	44	22	9,306	52	22	8,271
16	58	24	8,479	56	24	8,570
17	54	22	8,922	56	24	8,007
18	62	24	8,650	54	24	8,487
19	60	24	8,524	52	22	8,599
20	48	24	8,810	54	26	8,741
21	56	24	8,532	66	20	8,249
22	48	24	9,444	54	22	8,744
23	48	24	8,997	46	24	8,799
24	58	20	8,591	62	24	8,022
25	50	26	8,954	46	26	9,118
26	48	22	9,109	56	20	8,988
27	50	22	8,746	54	24	8,932
28	64	22	8,756	48	24	8,991
29	56	22	8,450	60	22	8,425
30	52	22	9,078	52	24	9,210
31	48	24	8,906	54	22	8,771
32	54	22	8,528	56	24	8,454

Tabla 5.5. Valores de detección para un nPRN de 128 bits

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras

A lo largo del presente Trabajo de Fin de Máster se han presentado distintos métodos para llevar a cabo la detección de satélites de la constelación GPS mediante la utilización de nuevos códigos PRN de menor longitud obtenidos a partir de los códigos PRN originales de 1023 bits.

El trabajo se ha centrado por una parte en la obtención de códigos ortogonales de menor longitud que proporcionen un ahorro computacional significativo a la hora de la detección de satélites con respecto a los códigos preestablecidos de 1023. Para ello, inicialmente se han generado 32 códigos de 341 bits, uno para cada satélite GPS, obtenidos a partir de las secuencias originales. Estos códigos han demostrado cumplir las propiedades de correlación propias de los códigos originales, posibilitando por tanto la detección de los satélites utilizando $\frac{1}{3}$ de cómputo que en el caso tradicional.

A continuación se ha extendido esta idea para el caso real, en el que se recibe una secuencia continua en la que se repite un determinado código de 1023 bits. Tomando tramos de 1024 en esta secuencia, y procediendo de forma análoga al caso de 341, se han generado 32 nuevos códigos de 512 bits correspondientes a cada uno de los satélites GPS y se ha comprobado que cumplen las propiedades originales de correlación, con lo que también posibilitan la detección utilizando la mitad de cómputo con respecto al

método original de detección. Sin embargo, los resultados revelaron la importancia del alineamiento en las secuencias con longitudes que no son múltiplos de 1023, ya que para determinados casos el pico de detección se acerca peligrosamente al nivel de ruido máximo.

Una vez comprobado el funcionamiento de esta idea con secuencias de 512 bits, se llevo a cabo el mismo procedimiento para códigos de 256 bits de longitud constatando que también son aptos para la detección, a pesar de que los problemas debidos a la falta de alineación de las secuencias se hacen notar con más frecuencia que en el caso de 512 bits. Aun así, salvando estos casos, es posible realizar la detección de los satélites utilizando sólo un cuarto de cómputo con respecto a la metodología tradicional.

Por último se llegó a extender esta idea hasta secuencias de longitud 128. Obteniendo códigos PRN que, aunque conservaban las propiedades de correlación de los códigos PRN originales, presentaban dificultades a la hora de ser utilizados en casos prácticos por el momento debido a la baja relación señal a ruido obtenida en las correlaciones.

Por otra parte se ha enfocado el trabajo hacia la obtención de códigos ortogonales de menor longitud que los originales, que permitan un aumento en la velocidad de detección de los satélites GPS. Para ello se ha partido de la idea desarrollada inicialmente generándose 32 códigos de 341 bits a partir del PRN original. Estos códigos también han demostrado cumplir las propiedades de correlación propias de los códigos originales reduciendo la velocidad de detección a un tercio respecto a la original.

Desarrollando la idea para secuencias de longitudes múltiplo de 1024 se han obtenido 32 secuencias de 512, 256 y 128 bits que cumplen también las propiedades de correlación de los códigos PRN originales de 1023 bits, y que por tanto permiten la detección de satélites en la mitad, un cuarto y un octavo de tiempo. De la misma forma que en los casos anteriores, a medida que se reduce la longitud del nuevo código PRN aumentan los problemas asociados al alineamiento y a la sintetización de información, por lo que, por el momento los códigos de longitud 128 no son del todo aptos para un uso práctico.

Ante los resultados expuestos queda patente que mediante las técnicas detalladas en el presente Trabajo de Fin de Máster, es posible realizar la detección de satélites con un importante ahorro de circuitería y potencia respecto de las técnicas convencionales. Dependiendo de la técnica elegida y los requerimientos de la aplicación, se puede llegar a reducir la potencia hasta en un cuarto con respecto a la necesaria para un PRN original de 1023 bits.

Por otra parte se ha demostrado que formando las secuencias de bits tomando las muestras de forma continua, es posible reducir el tiempo de detección en hasta un cuarto del tiempo necesario para la detección utilizando un PRN convencional de 1023 bits.

Capítulo 7

Bibliografía

- [1] Borre, Akos, Bertelsen, Rinder, Holdt Jensen, “A software-defined GPS and GALILEO receiver”, Birkhäuser Boston, 2007
- [2] S. Gunawardena and F. van Graas, “Split-sum correlator simplifies range computations in GPS receiver”, *Electronic Letters*, vol 42, issue 25, pp 1469-1471, Dec 2006
- [3] C.-L. Chang and J.-C. Juang, “Adaptive logic control approach for fast GNSS acquisition”, *Electronics Letters*, vol 44, issue 28, pp 821-822, Jun 2008
- [4] Donald E. Gustafson, John R. Dowdle, John M. Elwell, and Karl W. Flueckiger, “A nonlinear code tracking filter for GPS-Based Navigation”, *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, vol 9, issue 4, pp 627-638, Aug 2009
- [5] Ramjee Prasad and Marina Ruggieri, “Applied Satellite Navigation Using GPS, GALILEO, and Augmentation Systems”, Artech House Publishers, Apr. 2005
- [6] U.S. Air Force, “NAVSTAR GPS: where am I? Are we there yet?”, *Air & Space Power Journal*, Sep 2003.
- [7] Scott Gleason, Demoz Gebre-egiabher, “GNSS Applications and Methods (GNSS Technology and Applications)”, Artech House Publishers, ISBN 1596933291

[8] Thomas Pany, “Navigation Signal Processing for GNSS Software Receivers (GNSS Technology and Applications)”, Artech House Publishers, ISBN 1608070271