

Desarrollo de aplicaciones en Matlab para el estudio de señales radar y de señales GNSS

Alumno: Ferran Catalán Ruiz

Dirigido por: Gonzalo Seco Granados

Curso: Septiembre 2014

TFM – Màster Universitari en Enginyeria Telecomunicacions (UOC-URL)





Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento-CompartirIgual [3.0 de Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/)

Contenido

Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1. Estructura del Trabajo.....	1
Capítulo 2. Prestaciones de diferentes señales radar.....	3
2.1. Revisión de la teoría.....	3
2.1.1. Principios de los sistemas de radar	3
2.1.2. Función de ambigüedad	5
2.1.3. Precisión teórica en las medidas RADAR	7
2.2. Implementación	8
2.3. Interpretación de los resultados	9
Capítulo 3. Caracterización de las prestaciones de los lazos de seguimiento de un receptor GNSS.....	15
3.1. Revisión de la teoría.....	15
3.1.1. Sistema global de navegación por satélite (GNSS)	15
3.1.2. Arquitectura de los sistemas de radionavegación por satélite.....	16
3.1.3. Receptor GNSS.....	17
3.1.4. Errores de medida en Carrier Tracking Loop (PLL)	19
3.1.5. Errores de medida en Code Tracking Loop (DLL).....	20
3.2. Implementación	21
3.3. Interpretación de los resultados	22
Capítulo 4. Representación de las señales Galileo	27
4.1. Revisión de la teoría.....	27
4.1.1. Sistema de navegación Galileo	27
4.1.2. Señal Galileo E5.....	29
4.2. Implementación	32
4.2.1. Señal temporal.....	33
4.2.2. Función de autocorrelación.....	33
4.2.3. Densidad espectral de potencia.....	34
4.2.4. Peak-to-Average Power Ratio.....	34
4.3. Interpretación de los resultados	34

Capítulo 5. Conclusiones y trabajo futuro	39
Apéndice A. Aplicaciones	41
A.1. Aplicación #1 Prestaciones de diferentes señales RADAR	41
A.2. Aplicación #2 Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS	41
A.3. Aplicación #3 Representación de las señales Galileo	42
Apéndice B. Manuales de usuario.....	45
B.1. Manual lanzador de aplicaciones	45
B.2. Manual aplicación #1 Prestaciones de diferentes señales RADAR	46
B.3. Manual aplicación #2 Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS	47
B.4. Manual aplicación #3 Representación de las señales Galileo	48
Referencias	51

Listado de figuras

Figura 2.1. A la izquierda de la figura un emisor/receptor genera las ondas de color rojo y recibe las ondas de color verde reflejadas por el blanco.	3
Figura 2.2. Efecto Doppler causado por el movimiento del objeto.	4
Figura 2.3. Función de ambigüedad de un pulso rectangular.	5
Figura 2.4. Función de ambigüedad ideal.	6
Figura 2.5. A la izquierda corte zero-delay y a la derecha corte zero-Doppler. Ambos pertenecen a la función de ambigüedad del pulso rectangular de la figura 2.3.	6
Figura 2.6. Panel cálculo de la precisión.	9
Figura 2.7. Comparativa de la precisión en el cálculo del retardo obtenida con la forma de curva teórica.	10
Figura 2.8. Comparativa de la precisión en el cálculo de la frecuencia obtenida con la forma de curva teórica.	10
Figura 2.9. Precisión en el cálculo del retardo y en el cálculo de la frecuencia Doppler para un ancho de banda de 2MHz y de 4MHz.	11
Figura 2.10 Corte zero-delay y zero-Doppler para las diferentes señales de entrada.	13
Figura 3.1 Constelación base de GPS. Imagen obtenida de [11].	16
Figura 3.2. Arquitectura general de un receptor GNSS.	17
Figura 3.3. Arquitectura interna de la etapa de tracking [11]	18
Figura 3.4. Correlación de fases. A la izquierda con un adelanto de 0,5 chips y a la derecha con código alineado.	19
Figura 3.5. Diagrama de bloques de tercer orden para un filtro analógico de lazo [12].	21
Figura 3.6. Panel para la configuración del lazo de seguimiento y representaciones del jitter del DLL y PLL.	22
Figura 3.7. Comparativa del PLL jitter para diferentes anchos de banda de ruido de lazo.	23
Figura 3.8. Comparativa del PLL jitter para diferentes tiempos de integración.	23
Figura 3.9. Comparativa del DLL jitter para diferentes distancias Early-Late.	24
Figura 3.10. Comparativa de un discriminador coherente DLL y un discriminador no coherente DLL.	25
Figura 3.11. Comparativa del DLL jitter para diferentes anchos de banda de ruido de lazo.	25
Figura 4.1. Plan de frecuencias para Galileo.	28
Figura 4.2. Esquema de modulación para la señal Galileo E5.	30
Figura 4.3. Generación de Tiered Codes [14].	31
Figura 4.4. Configuración para generar la Señal E5.	34
Figura 4.5. Parte imaginaria y real de la Señal E5. Arriba intervalo de 20 ms, abajo intervalo de 1 ms.	35
Figura 4.6. Señal E5 en banda base.	35

Figura 4.7. Constelación para la señal E5	36
Figura 4.8. Densidad espectral de potencia parte real (superior) y parte imaginaria (inferior) de la señal E5.....	37
Figura 4.9. Densidad espectral de potencia parte real de la señal E5 con marcadores.....	37
Figura 4.10. Función de autocorrelación de la señal E5.....	38
Figura 4.11. Función de autocorrelación de la señal E5 para diferentes anchos de banda en el receptor.....	38
Figura 5.1. Lanzador de aplicaciones	45
Figura 5.2. Campos de configuración aplicación #1.	46
Figura 5.3. Interfaz aplicación #1	46
Figura 5.4. Campos configuración aplicación #2.	47
Figura 5.5. Interfaz aplicación #2	47

Listado de tablas

Tabla 1. Comparativa de precisión por tipo de señal para SNR= 25 dB-Hz y 2 MHz de ancho de banda.	12
Tabla 2. Características del filtro de lazo.....	19
Tabla 3. Servicios ofrecidos por el sistema de navegación Galileo.....	28
Tabla 4. Resumen del plan de frecuencias para las señales Galileo.....	28
Tabla 5. Parámetros para la descripción de la señal [14].	29
Tabla 6. Coeficientes de las subportadoras de la modulación ALTBOC.	32
Tabla 7. Tasas y longitudes de los componentes de la señal E5.	33
Tabla 8. Asociación de nivel lógico a nivel de señal.	33
Tabla 8. Archivos generados para la aplicación #1, prestaciones de diferentes señales radar.....	41
Tabla 9. Archivos generados para la aplicación #2, Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS.	42
Tabla 10. Archivos generados para la aplicación #3, representación de señales Galileo.....	43

Capítulo 1. Introducción

El presente documento es la continuación del trabajo *Interfaces Gráficas de Usuario destinadas al estudio de señales Radar y GNSS* [1] donde se realizaron tres aplicaciones, lanzadas desde una interfaz gráfica de Matlab, con el objetivo de estudiar diferentes características de señales radar y de señales GNSS.

Este TFM consta de tres aplicaciones que se deberán integrar en el proyecto realizado anteriormente.

1.1. Estructura del Trabajo

A continuación se describe como está estructurado este trabajo

1. **Capítulo 1. Introducción:** En este primer capítulo se presenta el trabajo realizado y como ha sido estructurado.
2. **Capítulo 2, 3 y 4. Aplicaciones:** Cada capítulo corresponde a una aplicación desarrollada donde se revisa la teoría que envuelve la aplicación, como se ha implementado y finalmente la interpretación de los resultados que se obtienen.
3. **Capítulo 5. Conclusiones y trabajo futuro:** Se exponen los resultados y conclusiones obtenidas una vez se han implementado las tres aplicaciones y se propone el trabajo futuro a realizar como continuación de este proyecto.
4. **Apéndices:** Se adjunta la relación de archivos utilizados para cada aplicación, así como manuales de las aplicaciones.
5. **Referencias:** Apartado en el aparecen todas las referencias bibliográficas utilizadas en la elaboración de este documento.

Capítulo 2. Prestaciones de diferentes señales radar

El objetivo de esta primera aplicación es añadir a la aplicación de análisis de señales RADAR ya realizada en el trabajo anterior [1] la capacidad de presentar resultados sobre la precisión en la estimación del retardo y de la frecuencia que proporcionan las señales ya implementadas.

Una vez familiarizado con el código del TFC anterior se modifica la interfaz gráfica de la aplicación para añadir las diferentes representaciones sobre la precisión. Para calcular la precisión, se utiliza la Cota de Cramér-Rao Bound (CRB).

2.1. Revisión de la teoría

2.1.1. Principios de los sistemas de radar

El objetivo de un sistema radar (*Radio Detection And Ranging*) es medir la distancia, velocidad, altitud y dirección de blancos¹ que se encuentran en movimiento o parados. Se trata de obtener y analizar la información que ofrece la reflexión de ondas electromagnéticas sobre el blanco.

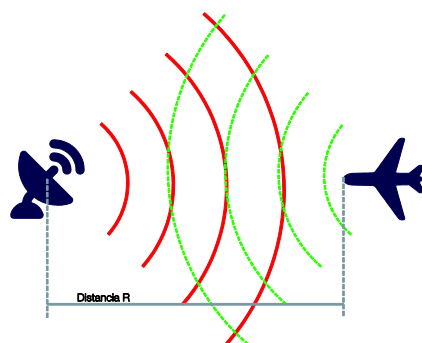


Figura 2.1. A la izquierda de la figura un emisor/receptor genera las ondas de color rojo y recibe las ondas de color verde reflejadas por el blanco.

¹ Blanco se refiere al objetivo a localizar. En inglés, *range*.

El principio de funcionamiento para la detección de blancos se basa en el retardo que experimenta la recepción de una señal enviada con anterioridad.

El retardo está directamente relacionado con la distancia recorrida según la siguiente ecuación [2]:

$$R = \frac{cT}{2} \quad 2.1$$

En la ecuación 2.1, R es la distancia medida en metros, c es la velocidad de la luz y T es el retardo que se mide en segundos.

Para determinar la velocidad y el sentido del blanco se utiliza el efecto *Doppler* ya que la señal recibida por el receptor se encuentra desplazada en frecuencia. En el caso de que no existiera desplazamiento, significaría que el blanco se encuentra estático.

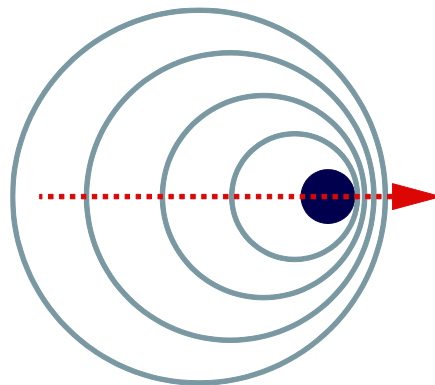


Figura 2.2. Efecto Doppler causado por el movimiento del objeto.

Si la distancia al blanco es R , el número total de longitudes de onda λ de ida y vuelta entre el radar y el objetivo es $2R/\lambda$. Cada longitud de onda corresponde a un cambio de fase de 2π radianes por lo que el cambio de fase durante todo el recorrido se define en la siguiente ecuación:

$$\phi = 2\pi \times \frac{2R}{\lambda} = 4\pi R/\lambda \quad 2.2$$

Como se puede ver en la figura 2.2, si el blanco se encuentra en movimiento, aparece un incremento de la fase que se mide en recepción, causada por la frecuencia *Doppler*, ω_d .

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{d\phi}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{4\pi v_r}{\lambda} \quad 2.3$$

En la ecuación 2.3, $v_r = dR/dt$ es la velocidad radial del blanco respecto al radar y la frecuencia *Doppler* se calcula como:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2f_r v_r}{c} \quad 2.4$$

Si el blanco se aleja del radar, entonces [3]:

$$f_d = -\frac{2v_r}{\lambda} = -\frac{2f_r v_r}{c} \quad 2.5$$

Cuando la frecuencia recibida es mayor que la frecuencia transmitida, significa que el blanco se acerca al transmisor. En cambio si fuera menor, el blanco se alejaría del transmisor [4] y [5].

2.1.2. Función de ambigüedad

La función de ambigüedad es una representación bidimensional de la salida del filtro adaptado en función del tiempo y de la frecuencia, en ausencia de ruido.

La función de ambigüedad de un radar proporciona información sobre su capacidad para medir distancias y velocidades [2].

Una de las propiedades de la función de ambigüedad es que asume su valor máximo en el origen (0,0) debido a que se recibe la misma señal que ha sido transmitida. El resto de señales recibidas tienen un desplazamiento en frecuencia *Doppler* y un retardo en el tiempo real.

Como se ha comentado en el apartado anterior, cuando el desplazamiento de la frecuencia *Doppler* es positivo implica que el blanco está en movimiento hacia el radar. Un valor positivo del retardo nos indica que el blanco se encuentra a más distancia que la distancia inicial a $\tau = 0$.

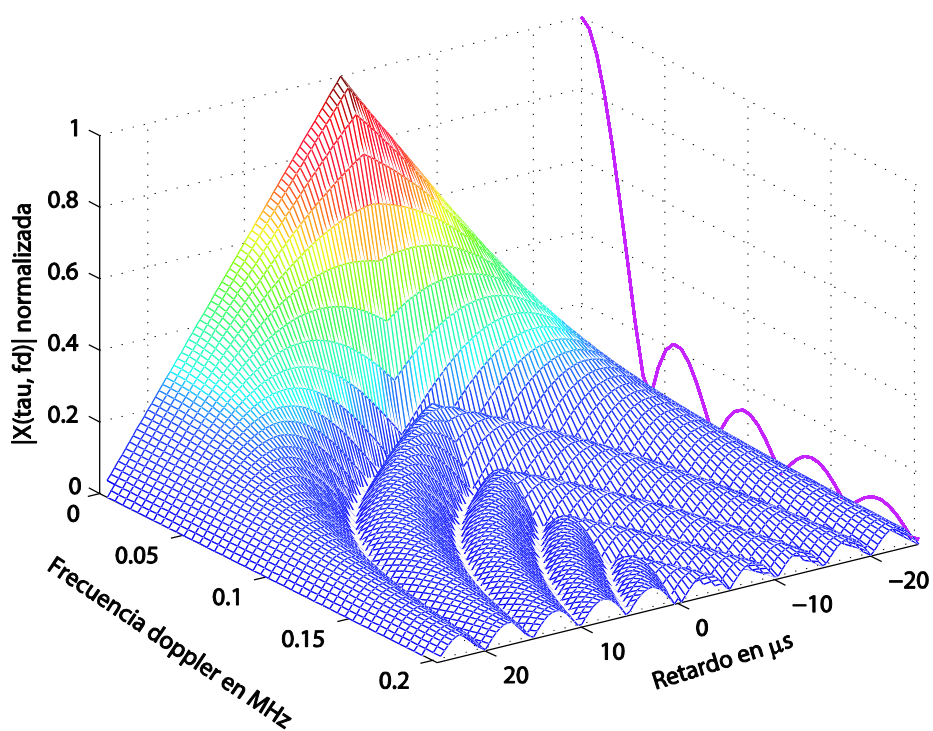


Figura 2.3. Función de ambigüedad de un pulso rectangular.

Para obtener la máxima precisión no tendría que haber ninguna ambigüedad en la detección del instante y de la frecuencia en que la señal ha sido recibida. Si no existiera ninguna restricción, la función de ambigüedad ideal sería una delta de *Dirac* en el origen de tiempo-frecuencia, representada en la figura 2.4.

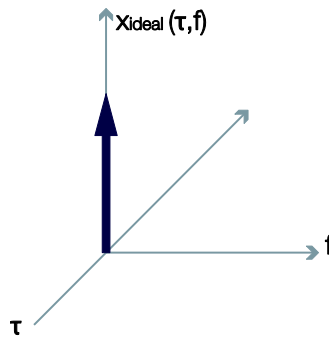


Figura 2.4. Función de ambigüedad ideal.

Un RADAR con una función de ambigüedad ideal, ofrecería una resolución que nos permitiría separar blancos muy cercanos y eliminaríamos cualquier respuesta ambigua [6].

Corte de retardo y corte de frecuencia Doppler

El corte de retardo de una función de ambigüedad, también conocido como *zero-Doppler*, está representado en la figura 2.5 y corresponde a la función de autocorrelación de la envolvente compleja $u(t)$ [7].

$$x(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t + \tau)dt = R(\tau) = R(-\tau) \tag{2.6}$$

El corte de frecuencia *Doppler*, también conocido como *zero-delay*, es la transformada de Fourier del módulo cuadrado de la envolvente compleja $u(t)$ [7].

$$x(0, \nu) = |u(t)|^2 e^{2j\pi\nu t} dt \tag{2.7}$$

Cuando se analiza la capacidad de las señales, la información que proporciona el corte *zero-Doppler* y el *zero-delay* suele ser interesante.

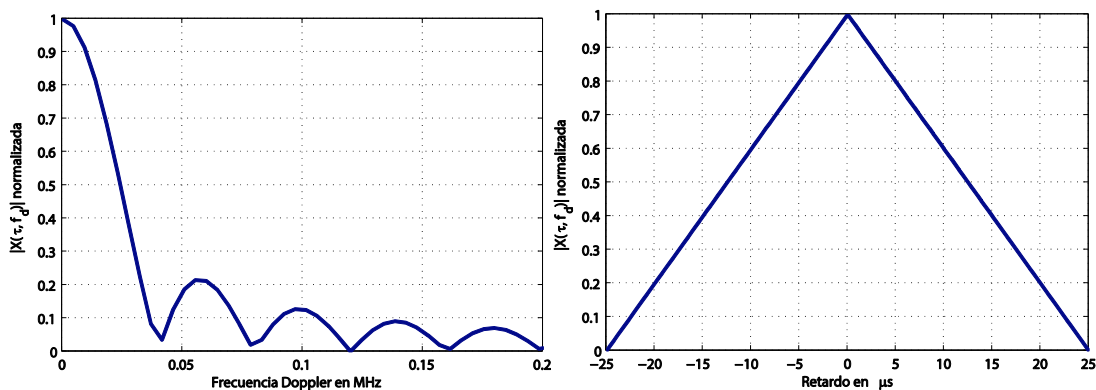


Figura 2.5. A la izquierda corte zero-delay y a la derecha corte zero-Doppler. Ambos pertenecen a la función de ambigüedad del pulso rectangular de la figura 2.3.

Por ejemplo, en la figura 2.5, el corte *zero-Doppler* nos da información sobre como de separados deberán encontrarse dos blancos para no obtener unas medidas ambiguas. En el caso de la figura 2.5 se puede ver como el primer nulo aparece a 25 μ s por lo que esta forma de onda podrá resolver sin ambigüedad dos blancos que se encuentren como mínimo a 25 μ s.

Por otro lado, el primer nulo en el corte *zero-delay* aparece en la frecuencia *Doppler* 41.48 KHz y por lo tanto los dos blancos deberán tener una separación mínima de 41.48 KHz en el dominio de la frecuencia *Doppler*.

2.1.3. Precisión teórica en las medidas RADAR

Precisión del cálculo del retardo - Cota de Cramér-Rao Bound (CRB)

Para la estimación de la distancia al blanco, como se explica en el apartado 2.1.1, es necesario conocer el retardo. Es importante la exactitud de la medida del tiempo de ida y vuelta porque cualquier variación repercute en el cálculo de la distancia.

La cota de CRB (*Cramér-Rao bound*) proporciona la mejor precisión que se puede obtener en la estimación del tiempo de retardo.

$$\text{var}(\hat{\tau}_d) \geq \text{CRB}(\hat{\tau}_d) = \frac{1}{\frac{2E_s}{N_0} B_{ms}^2} \quad 2.8$$

$$B_{ms}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} \quad 2.9$$

La ecuación 2.8 proporciona el valor de CRB para el retardo, donde $\frac{E_s}{N_0}$ es la medida de la relación señal ruido a la salida del receptor y B_{ms}^2 es el ancho de banda de *Gabor* definido en la ecuación 2.9 [2].

Relacionamos la CRB con la potencia de la señal recibida a la salida del receptor (C) frente al ruido (N), donde B es el ancho de banda del receptor:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{E_s/T}{N_0} = \frac{E_s}{N_0} B \quad 2.10$$

Finalmente, la fórmula para obtener la precisión en el cálculo del retraso quedaría de la siguiente forma:

$$\text{var}(\hat{\tau}_d) \geq \text{CRB}(\hat{\tau}_d) = \frac{B}{\frac{2C}{N_0} B_{ms}^2} \quad 2.11$$

Siendo B el ancho de banda del receptor y C/N la señal recibida frente al ruido del receptor.

Precisión del cálculo de la frecuencia *Doppler*

Como se menciona en la ecuación 2.3 el componente radial de la velocidad se puede obtener a partir de la frecuencia *Doppler*. En términos absolutos $v_r = v \cos \theta$, donde v es la velocidad del blanco y θ es el ángulo que forma su vector de velocidad con el vector de posicionamiento respecto del radar.

Según [5] y [8], usando el método de probabilidad inversa se puede obtener el error en la medida de la frecuencia *Doppler*.

$$\delta f = \frac{1}{\alpha \left(\frac{2E}{N_0} \right)^{1/2}} \quad 2.12$$

$$\alpha^2 = \frac{(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 s^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt} \quad 2.13$$

Como en el cálculo del retardo, asociaremos la CRB con la potencia de la señal. Por lo tanto la ecuación 2.12 quedaría de la siguiente manera:

$$\delta f = \frac{1}{\alpha \left(\frac{2C}{N_0 B} \right)^{1/2}} = \frac{\sqrt{B}}{\alpha \left(\frac{2C}{N_0} \right)^{1/2}} \quad 2.14$$

La expresión de error que se obtiene a partir de la ecuación 2.14 representa el error mínimo posible del receptor en el cálculo de la frecuencia *Doppler*. El valor de δf es el valor cuadrático medio del error en la medida de la frecuencia.

2.2. Implementación

En esta primera aplicación el objetivo es calcular y representar la precisión que proporciona cada una de las señales existentes en la estimación del retardo y la frecuencia *Doppler*.

En la interfaz se ha añadido un panel de cálculo de la precisión donde el usuario puede especificar el rango de SNR (*Signal to Noise Ratio*) y el ancho de banda del receptor. Además se ha añadido las dos representaciones requeridas en el enunciado.

Para calcular la precisión en la estimación del retardo utilizaremos el cálculo de la cota de Cramér-Rao ya implementado en el TFM anterior [1] y la raíz cuadrada del CRB nos dará directamente la precisión del retardo.

En el caso del cálculo de la precisión en la estimación de la frecuencia utilizaremos las ecuaciones anteriores 2.13 y 2.14. Como en el caso del retardo, obtendremos la raíz cuadrada de la variación de la frecuencia.

En la implementación realizada se ha utilizado la función *trapz(Y)* que devuelve la integral aproximada de Y.

Tanto en el cálculo de la precisión del retardo como de la frecuencia se obtiene la varianza. Para mostrar la precisión se representará mediante la desviación típica (σ) que es la raíz cuadrada de la varianza ($var(x) = \sigma^2$).

En la figura 2.6 se muestra el panel que se ha añadido en la ventana de función de ambigüedad ya creada. Dentro de este panel, se encuentra la parte de configuración donde se puede variar la relación SNR que queremos que nos muestren las gráficas y la definición del ancho de banda del receptor. Además se incluyen las dos gráficas con la representación de la precisión de la señal.

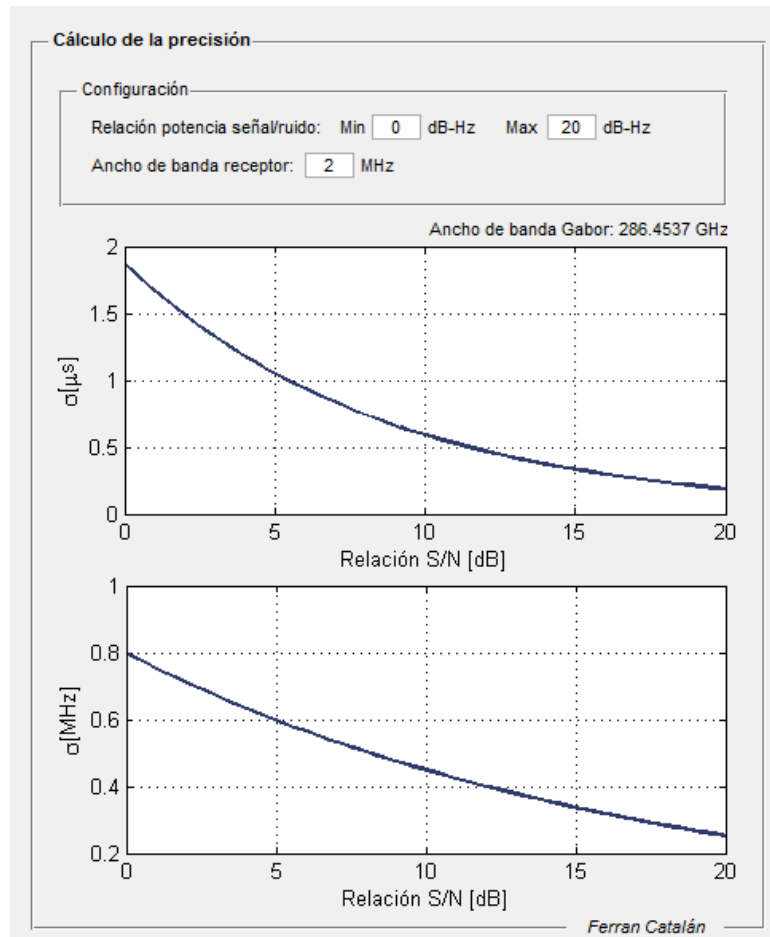


Figura 2.6. Panel cálculo de la precisión.

2.3. Interpretación de los resultados

Una vez conocida la interfaz de usuario analizaremos los resultados obtenidos. Inicialmente, fijaremos una señal de un pulso rectangular con una duración de 20 μ s y 5 muestras con una amplitud de valor unidad.

Primero analizamos como varía la precisión del cálculo del retardo y de la frecuencia en función de la relación S/N:

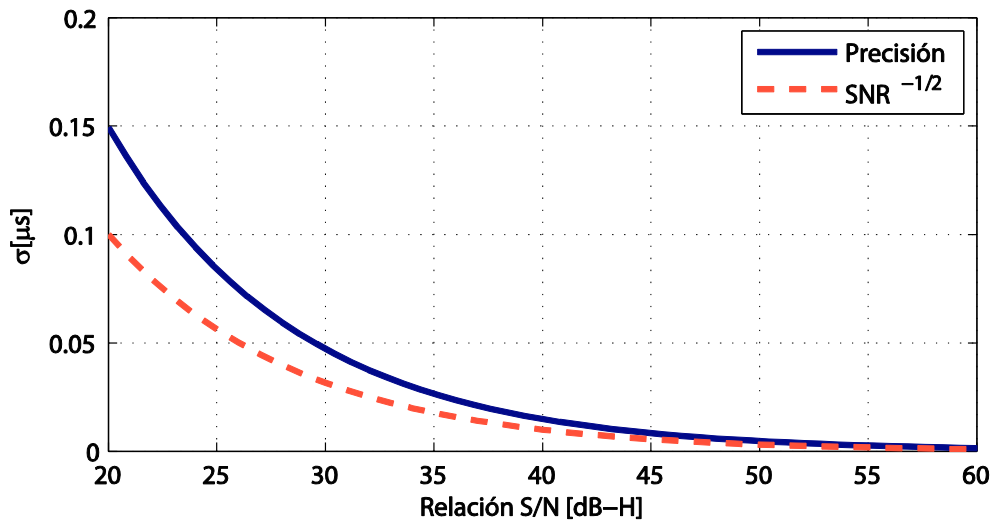


Figura 2.7. Comparativa de la precisión en el cálculo del retardo obtenida con la forma de curva teórica.

Para validar los resultados obtenidos en la figura 2.7 se compara el resultado obtenido, para un ancho de banda de 2MHz, con la forma de la curva que se debería obtener. Se puede observar como coincide ya que en ambos casos la precisión mejora a medida que aumenta la SNR a razón de $SNR^{-1/2}$ según la fórmula 2.11.

Cuando aumentamos la SNR un factor 2 entre 20 y 40 dB la precisión mejora un factor 10 a razón de $SNR^{-1/2}$:

$$\Delta\sigma = \frac{\sigma(20dB)}{\sigma(40dB)} = \frac{0.1495}{0.01495} = 10$$

$$\Delta\sigma' = \frac{\sigma'(20dB)}{\sigma'(40dB)} = \frac{(10^{20/10})^{-1/2}}{(10^{40/10})^{-1/2}} = 10$$

En el caso del cálculo de la frecuencia *Doppler*, como se ve en la figura 2.8 se compara con la forma de curva teórica a razón de $SNR^{-1/4}$, según la ecuación 2.14.

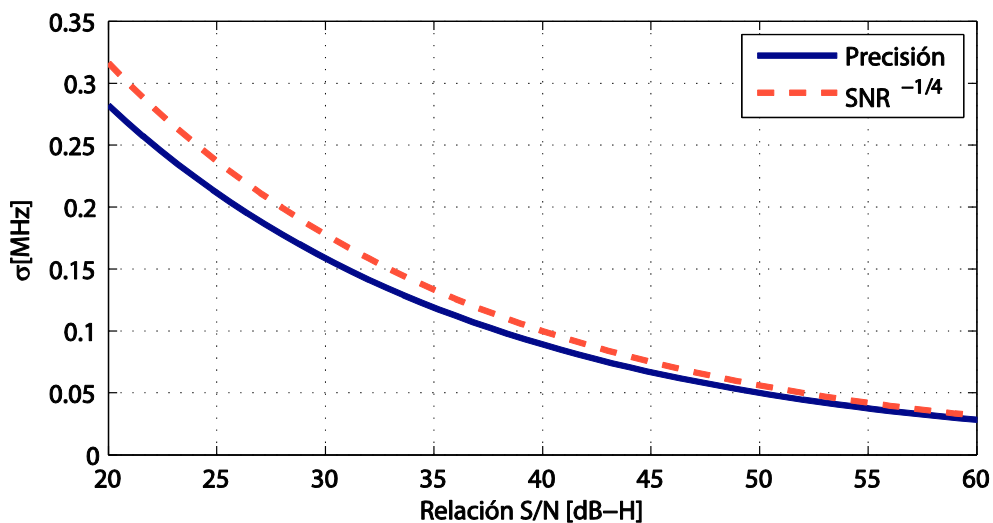


Figura 2.8. Comparativa de la precisión en el cálculo de la frecuencia obtenida con la forma de curva teórica.

Cuando aumentamos la SNR un factor 2 entre 20 y 40 dB la precisión mejora aproximadamente a un factor 3.2 a razón de $SNR^{-1/4}$:

$$\Delta\sigma = \frac{\sigma(20dB)}{\sigma(40dB)} = \frac{0.2821}{0.08921} = 3.162$$

$$\Delta\sigma' = \frac{\sigma'(20dB)}{\sigma'(40dB)} = \frac{(10^{20/10})^{-1/4}}{(10^{40/10})^{-1/4}} = 3.162$$

Si analizamos como afecta el ancho de banda del receptor en la precisión del cálculo del retardo y de la frecuencia, en la figura 2.9 se aprecia como para un mismo SNR, un ancho de banda menor nos ofrece una mayor precisión.

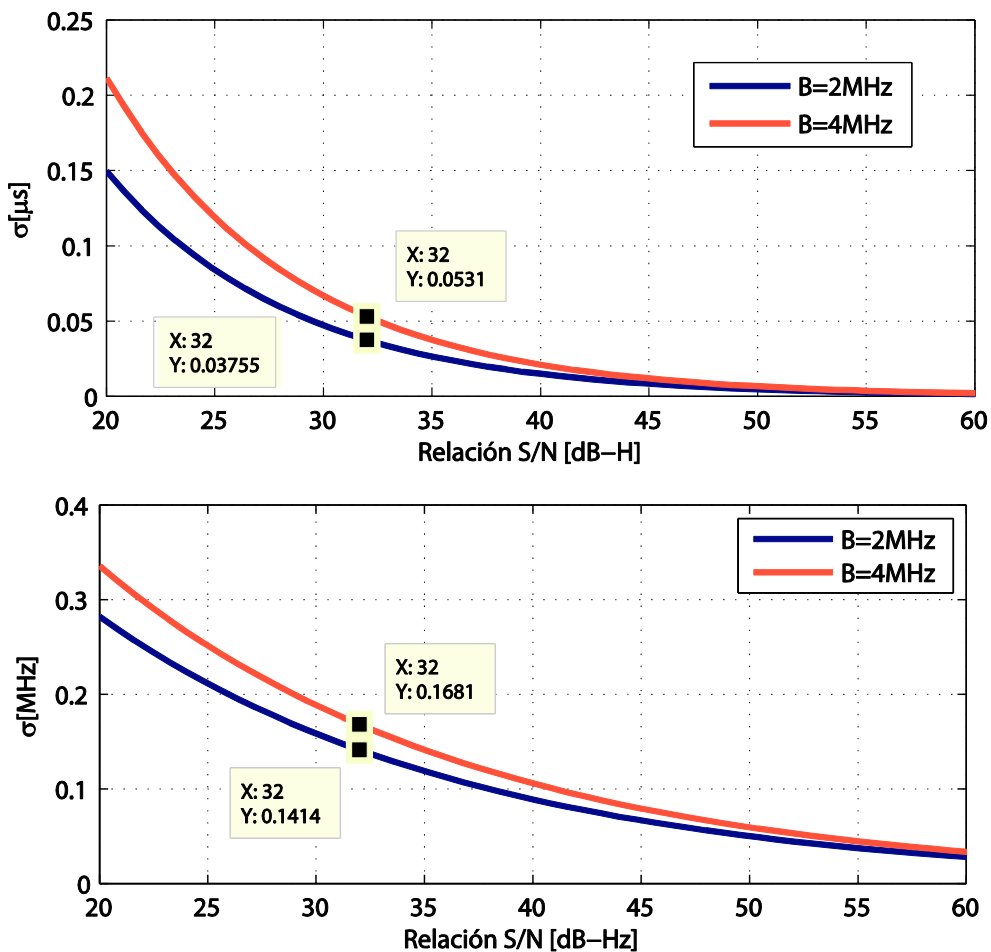


Figura 2.9. Precisión en el cálculo del retardo y en el cálculo de la frecuencia Doppler para un ancho de banda de 2MHz y de 4MHz.

Para validar los resultados comprobamos que cuando reducimos el ancho de banda en un factor 2, para el caso del cálculo del retardo mejoramos la precisión un factor \sqrt{B} , es decir, $\sqrt{2}$ y para el caso del cálculo de la frecuencia la precisión mejora un factor $\sqrt[4]{B}$, es decir, $\sqrt[4]{2}$.

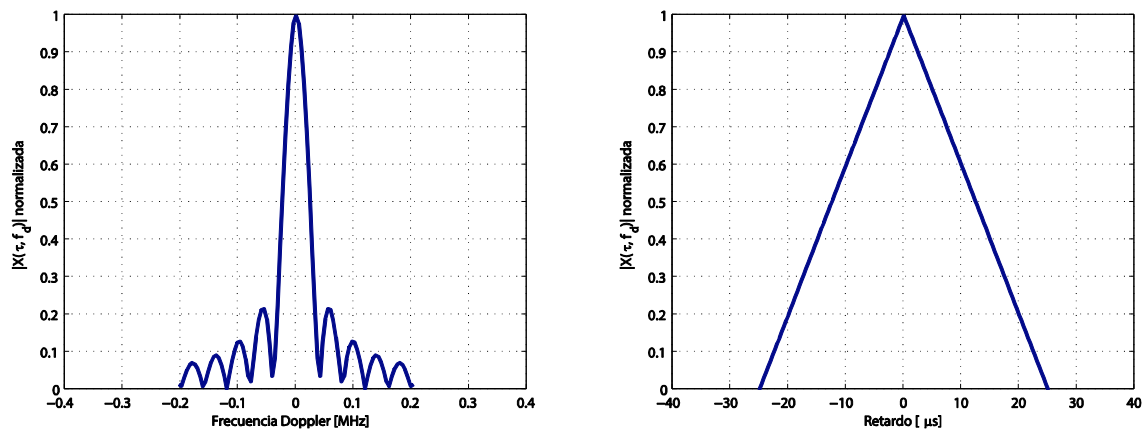
Finalmente comparamos la precisión de las diferentes señales para una SNR a 25 dB-Hz y fijando el ancho de banda en 2MHz.

Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

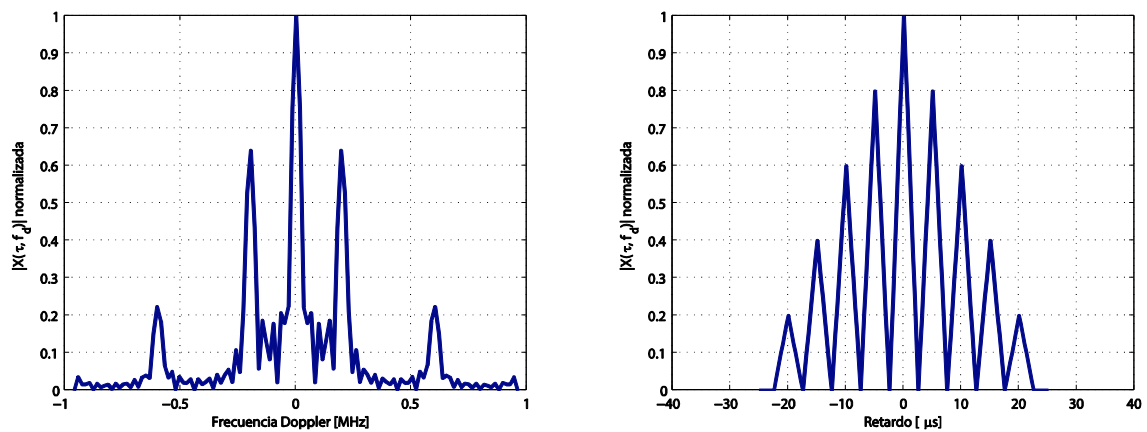
<i>Tipo Señal</i>	<i>Precisión retardo [μs]</i>	<i>Precisión frecuencia [MHz]</i>
BOC	0.4853	0.2443
Pulso rectangular	0.1051	0.1892
Tren de pulsos	0.0706	0.1338
Barker 13	0.0371	0.1173
Pulso LFM	0.0281	0.1026

Tabla 1. Comparativa de precisión por tipo de señal para SNR= 25 dB-Hz y 2 MHz de ancho de banda.

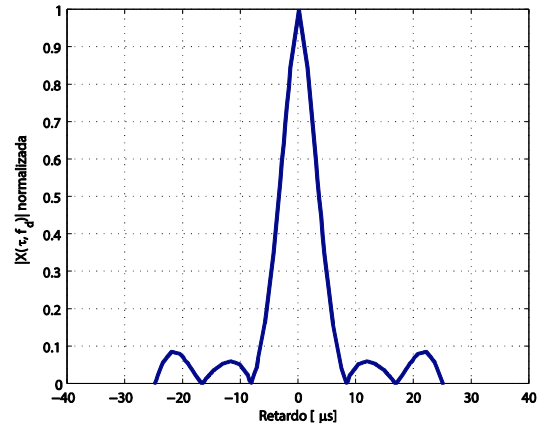
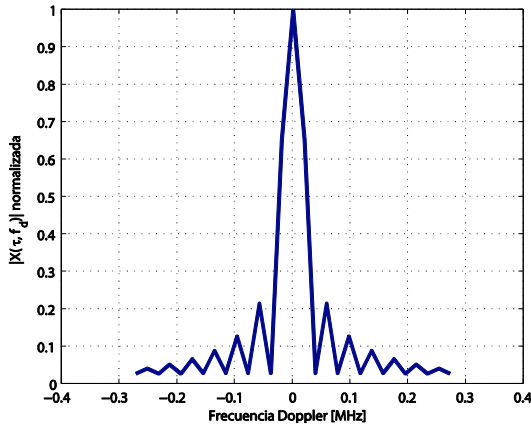
En la siguiente figura se muestra el *zero-Dopplery* el *zero-delay* para las diferentes señales implementadas.



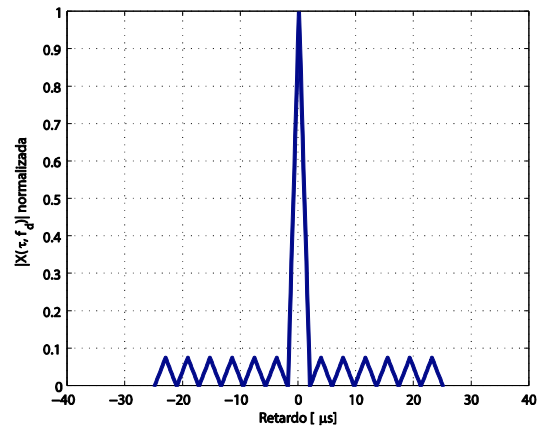
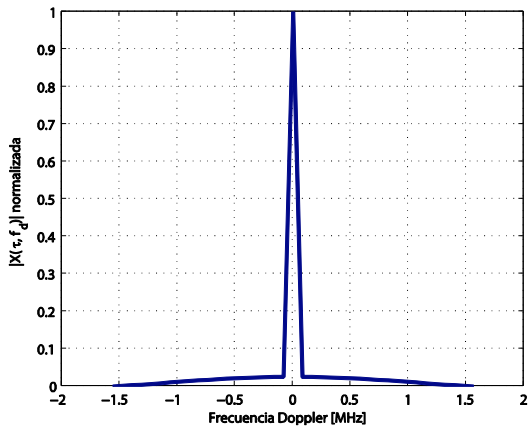
(a) Pulso rectangular



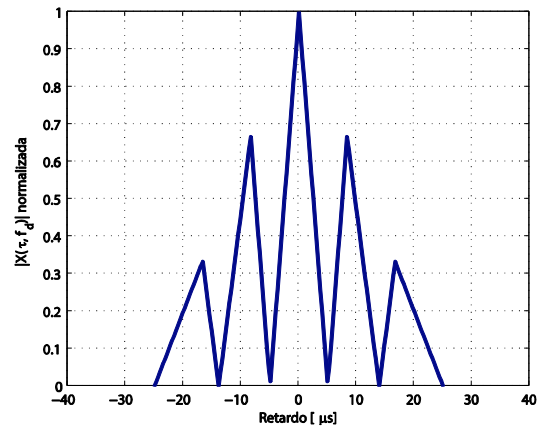
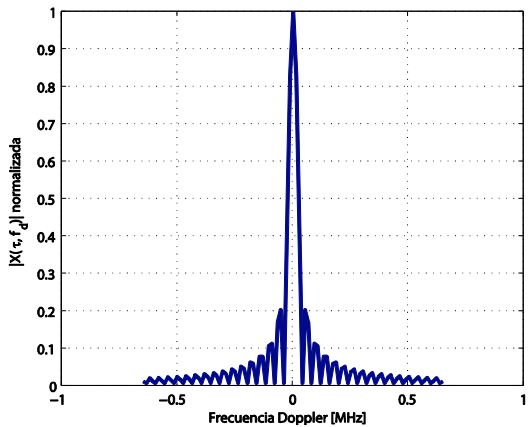
(b) Tren de pulsos



(c) Pulso LFM



(d) Barker 13



(e) BOC

Figura 2.10 Corte zero-delay y zero-Doppler para las diferentes señales de entrada.

Si nos fijamos los resultados que se muestran en la tabla 1 y los diferentes gráficos de la figura 2.10 podemos comprobar que como mayor semejanza tengamos con una delta de Dirac, mejor precisión obtendremos.

Las señales que mejor precisión ofrecen son Barker 13 y el pulso LFM. A su vez son las que más se parecen a la forma de una delta de Dirac como se ve en la figura 2.10 gráficas c y d.

Capítulo 3. Caracterización de las prestaciones de los lazos de seguimiento de un receptor GNSS

En esta segunda aplicación el objetivo es desarrollar una nueva aplicación GUI que muestre al usuario las características de los diferentes tipos de lazos de seguimiento de código y de fase en el contexto de las señales GNSS.

Siguiendo la estructura definida inicialmente, primero se hará una revisión de la teoría que hace referencia al objetivo de la aplicación y a continuación se implementará el código y se interpretarán los resultados obtenidos.

3.1. Revisión de la teoría

3.1.1. Sistema global de navegación por satélite (GNSS)

Un sistema global de navegación por satélite (GNSS²) es una tecnología que tiene como objetivo ofrecer información de posicionamiento geoespacial a escala global.

GNSS se compone de un conjunto de satélites que envían señales de radionavegación de manera continua. El receptor recoge las señales de los diferentes satélites y calculando la distancia que le separa a cada uno de ellos, determina su ubicación.

En el apartado siguiente, se expone la arquitectura de los sistemas de radionavegación por satélite [9].

² GNSS: Global Navigation satellite system

3.1.2. Arquitectura de los sistemas de radionavegación por satélite

Los sistemas GNSS siempre presentan una arquitectura basada en tres segmentos: segmento espacial, segmento de control y segmento de usuario.

1. Segmento espacial

Este segmento está formada por la constelación de satélites del sistema. En el caso del sistema GPS, esta constelación está formada por 24 satélites que orbitan a 20.000 km sobre la Tierra (figura 3.1) con el objetivo de cubrir toda la superficie de la Tierra [10].

Cada uno de los satélites envía continuamente el mismo mensaje con información respecto a la efeméride³ del emisor y otros datos de interés para los receptores.

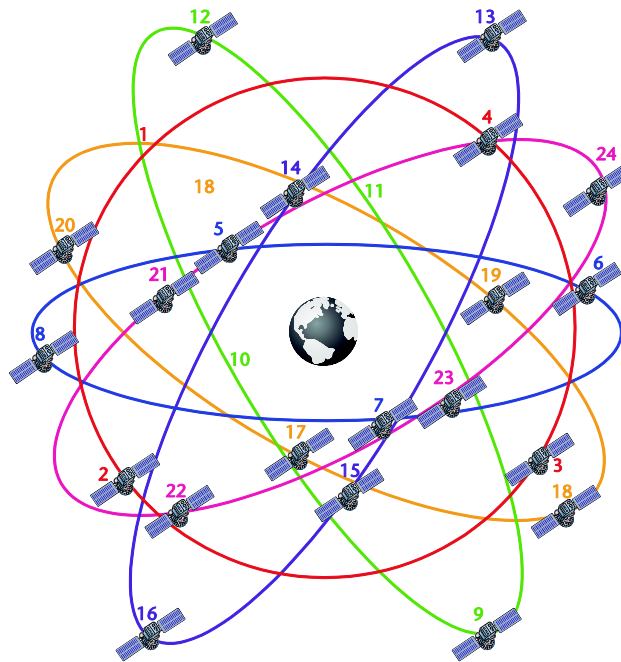


Figura 3.1 Constelación base de GPS. Imagen obtenida de [11].

2. Segmento de control

Esta parte de la arquitectura se encarga de monitorizar y realizar el seguimiento de los satélites que componen el segmento espacial.

Entre sus funciones principales podemos destacar actualizar las efemérides de cada satélite y actualizar los parámetros de los equipos a bordo, por ejemplo, los relojes atómicos que aseguran la sincronización del sistema.

³ Efemérides es el conjunto de información que determina la posición de los objetos astronómicos en el cielo.

3. Segmento de usuario

Formado por los receptores del sistema que son los encargados de determinar su posición a partir de la información recibida de los diferentes satélites del sistema GNSS.

En el siguiente apartado se profundiza en el segmento de usuario que es la parte de mayor interés para este trabajo.

3.1.3. Receptor GNSS

El objetivo de todo receptor GNSS es determinar la posición del usuario a partir de la información recibida de la red de satélites del sistema. En la figura 3.2 se muestra la arquitectura general que debería cumplir cualquier receptor GNSS.

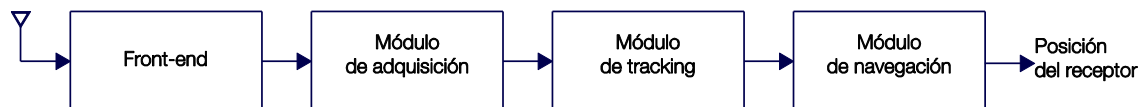


Figura 3.2. Arquitectura general de un receptor GNSS.

A continuación se realiza una descripción general de cada bloque de la arquitectura del receptor GNSS.

Front-end

Este bloque se encarga de procesar la señal que recibe de la antena. Este proceso básicamente consta de un amplificador de bajo ruido, una etapa de conversión a frecuencia intermedia, un filtro *anti-aliasing* y una conversión ADC.

A la salida del bloque *front-end* se dispone de un flujo constante de muestras discretas cuantificadas, típicamente a dos bits por muestra [11].

Módulo de adquisición

Este módulo recibe la señal condicionada por el bloque *front-end* y se encarga de buscar los satélites visibles, es decir, los emisores de las señales recibidas por la antena.

Una vez ha localizado los satélites, el siguiente objetivo es medir el tiempo de retardo de cada señal recibida. Hay factores, como el desplazamiento *Doppler*, que dificultan el cálculo del retardo.

El módulo de adquisición realiza una búsqueda bidimensional en tiempo y en frecuencia. La señal recibida se correla con una réplica local que varía el retardo y la frecuencia con cada comparativa hasta que se supera un lindar de decisión.

Estos valores de retardo de código y frecuencia *Doppler* obtenidos deben ser refinados y monitorizados para detectar cualquier posible variación. Estas funciones las realiza el módulo de tracking [11].

Módulo de tracking

La etapa de tracking, encargada de refinar y monitorizar posibles variaciones, consta de dos arquitecturas que actúan en paralelo: una se dedica al seguimiento del retardo de

código y otra dedicada al seguimiento de la frecuencia. A continuación, la figura 3.3 muestra la arquitectura interna de la etapa de tracking.

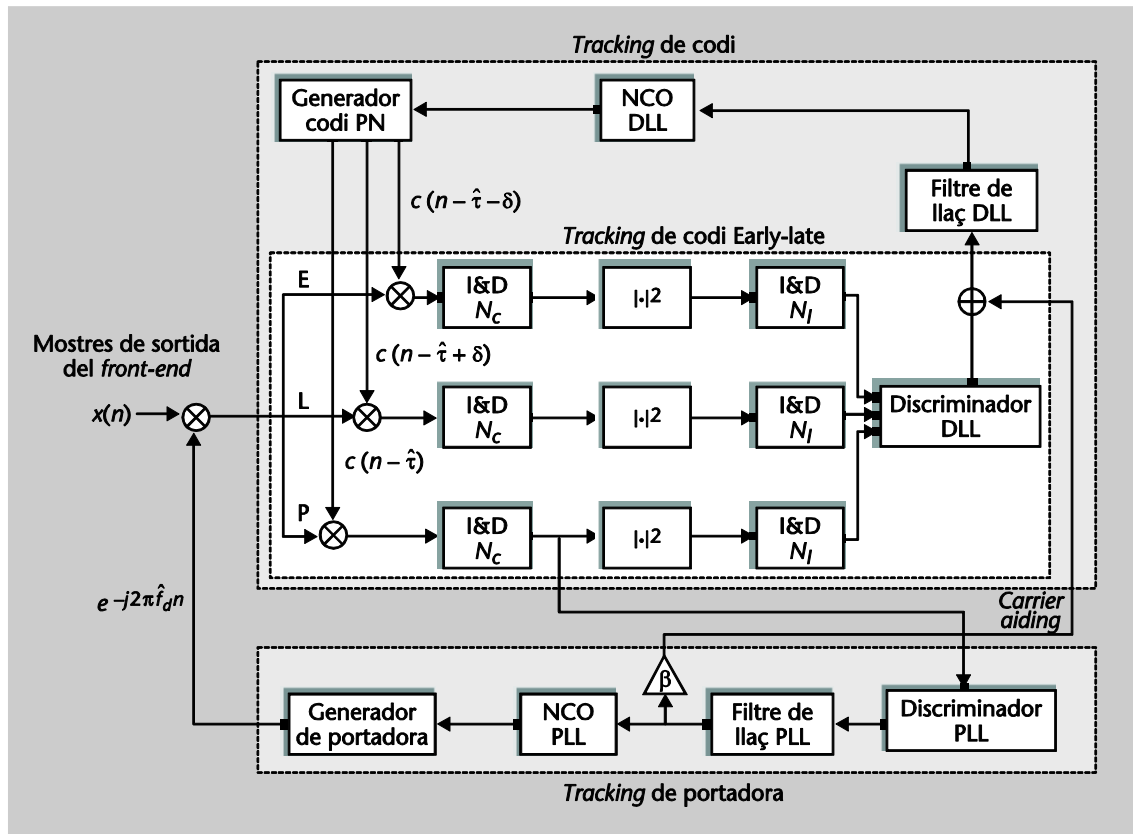


Figura 3.3. Arquitectura interna de la etapa de tracking [11]

A continuación se detallan la etapa de tracking de código y tracking de portadora.

Lazo de seguimiento de portadora

El objetivo de esta etapa es el seguimiento de la onda portadora por fase o por frecuencia. El discriminador PLL recibe la señal *prompt* del tracking de código para obtener la señal de error. A continuación se muestran los diferentes discriminadores de seguimiento de portadora:

- Discriminadores Phase Lock Loops
- Discriminadores Costas Loops
- Frequency Lock Loops

Una vez obtenemos la señal de error del discriminador, utilizamos el filtro de lazo para reducir el ruido y lograr una mayor estimación de la señal original. El orden del filtro y el ancho de banda del ruido determinan la respuesta dinámica de este filtro como se puede ver en la tabla 2.

Orden de lazo	Ancho de banda del ruido (Hz)	Valores típicos
Primer	$\frac{\omega_0}{4}$	ω_0 $B_n = 0.25\omega_0$
Segundo	$\frac{\omega_0(1 + a_2^2)}{4a_2}$	ω_0^2 $a_2\omega_0 = 1.414\omega_0$ $B_n = 0.53\omega_0$
Tercero	$\frac{\omega_0(a_3b_3^2 + a_3^2 - b_3)}{4(a_3b_3 - 1)}$	ω_0^3 $a_3\omega_0^2 = 1.1\omega_0^2$ $b_3\omega_0 = 2.4\omega_0$ $B_n = 0.7845\omega_0$

Tabla 2. Características del filtro de lazo.

Lazo de seguimiento de código

El objetivo de esta etapa es el seguimiento de código, comúnmente se implementa a través del DLL (Delay Lock Loop) donde se generan tres códigos (E -early, L -late, P -prompt) y se correlan con la señal de entrada. Hay un parámetro de interés que es la distancia existente entre el *early* y el *late*. En función de cómo se obtenga esta distancia se diferencian dos discriminadores principales:

- Discriminadores coherentes
- Discriminadores no coherentes

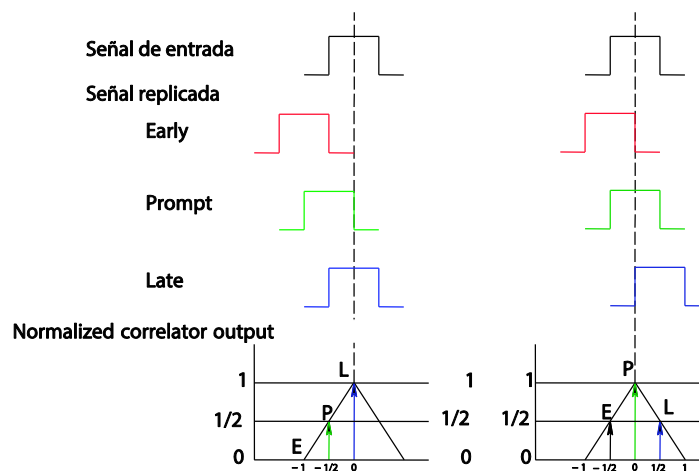


Figura 3.4. Correlación de fases. A la izquierda con un adelanto de 0.5 chips y a la derecha con código alineado.

Módulo de navegación

Al final de la arquitectura se encuentra el módulo de navegación que es el encargado de resolver la posición del usuario una vez ya ha obtenido la información de las señales recibidas.

3.1.4. Errores de medida en Carrier Tracking Loop (PLL)

Para calcular el *jitter* del PLL se tendrá en cuenta el ruido térmico como único origen de error, según [12] el resto de ruidos pueden ser obviados.

El *jitter* del ruido térmico de un PLL se calcula con la siguiente ecuación:

$$\sigma_{PLLt} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (\text{grados}) \quad 3.1$$

$$\sigma_{PLLt} = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2TC/N_0}\right)} \quad (\text{metros}) \quad 3.2$$

donde:

B_n = Ancho de banda del lazo del PLL.

C/N_0 = Relación señal ruido expresada en dB-Hz.

T = Tiempo de predetección de integración en segundos.

λ_L = Banda de frecuencia portadora de GPS-L en metros.

Se puede observar como el error obtenido a partir de la ecuación 3.1 es independiente de la frecuencia portadora debido a que el resultado se obtiene en grados en lugar de metros.

El tiempo de predetección de integración es la duración de los fragmentos de la señal utilizados para el cálculo de las muestras *Early*, *Late* y *Prompt*. Los valores típicos varían entre 1 milisegundo a 100 milisegundos.

Para obtener el ancho de banda del lazo se utiliza la tabla 2, fijando el orden del filtro y los multiplicadores que se implementará.

3.1.5. Errores de medida en Code Tracking Loop (DLL)

En ausencia de interferencias multicamino, el origen del ruido en el DLL proviene del ruido térmico y el estrés dinámico. En este proyecto nos centraremos únicamente en el ruido dominante que es el ruido térmico.

Para un discriminador DLL no coherente, la expresión para determinar el ruido térmico es la siguiente:

$$\sigma_{tDLL} \cong \frac{1}{T_c} \sqrt{\frac{B_n \int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \sin^2(\pi f D T_c) df}{(2\pi)^2 \frac{C}{N_0} \left(\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \sin^2(\pi f D T_c) df\right)^2}} \quad 3.3$$

$$\times \sqrt{\left[1 + \frac{\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \cos^2(\pi f D T_c) df}{T_c C/N_0 \left(\int_{-B_{fe}/2}^{B_{fe}/2} S_s(f) \sin^2(\pi f D T_c) df\right)^2}\right]} \quad (\text{chips})$$

donde:

B_n = Ancho de banda del lazo del PLL.

$S_f(f)$ = Densidad espectral de la señal normalizada al área unidad.

T_c = Periodo de chip en segundos

B_{fe} = Ancho de banda del filtro con el que se filtra la señal a la entrada del receptor.

Para señales que tienen chips rectangulares se utiliza la ecuación 3.4, en cambio para otros pulsos se utilizará la ecuación anterior 3.3.

$$\sigma_{tDLL} \cong \begin{cases} \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} D \left[1 + \frac{2}{TC/N_0(2-D)} \right]} & D \geq \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \left(\frac{1}{B_{fe}T_c} + \frac{B_{fe}T_c}{\pi - 1} \left(\frac{1}{B_{fe}T_c} \right)^2 \right) \times \left[1 + \frac{2}{TC/N_0(2-D)} \right]} & \frac{R_c}{B_{fe}} < D < \frac{\pi R_c}{B_{fe}} \\ \sqrt{\frac{B_n}{2C/N_0} \left(\frac{1}{B_{fe}T_c} \right) \left[1 + \frac{1}{TC/N_0} \right]} & D \leq \frac{R_c}{B_{fe}} \end{cases} \quad 3.4$$

donde:

D = Distancia *Early-Late*.

En la parte derecha de las ecuaciones 3.2 y 3.3 está el parámetro T envuelto entre corchetes, este término es el llamado *squaring loss*. En caso de utilizar un discriminador coherente el término *squaring loss* es igual a la unidad.

3.2. Implementación

Para mostrar las características de los lazos de seguimiento utilizaremos la segunda aplicación desarrollada en [1] donde se calculaba la cota de Crámer-Rao.

Como se ve en la figura 3.6 se añade un panel para las diferentes configuraciones del filtro lazo de seguimiento. Podemos calcular el ancho de banda a partir del orden y los coeficientes del filtro o directamente seleccionar el orden y definir el ancho de banda.

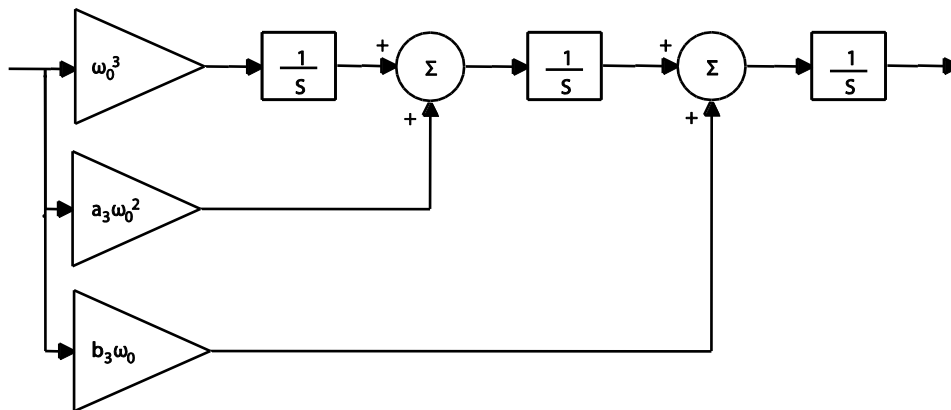


Figura 3.5. Diagrama de bloques de tercer orden para un filtro analógico de lazo [12].

La figura 3.5 muestra un ejemplo de filtro de tercer orden, donde aparecen tres multiplicadores en la parte izquierda, que son los coeficientes que el usuario debe introducir en los campos de coeficientes para calcular el ancho de banda.

Para el cálculo del *jitter* PLL definimos el valor en segundos del *predetection integration time* y para el cálculo del *jitter* DLL se incluye la distancia Early-Late del correlador en chips.

Además podemos seleccionar el tipo de discriminador DLL, entre coherente y no coherente.

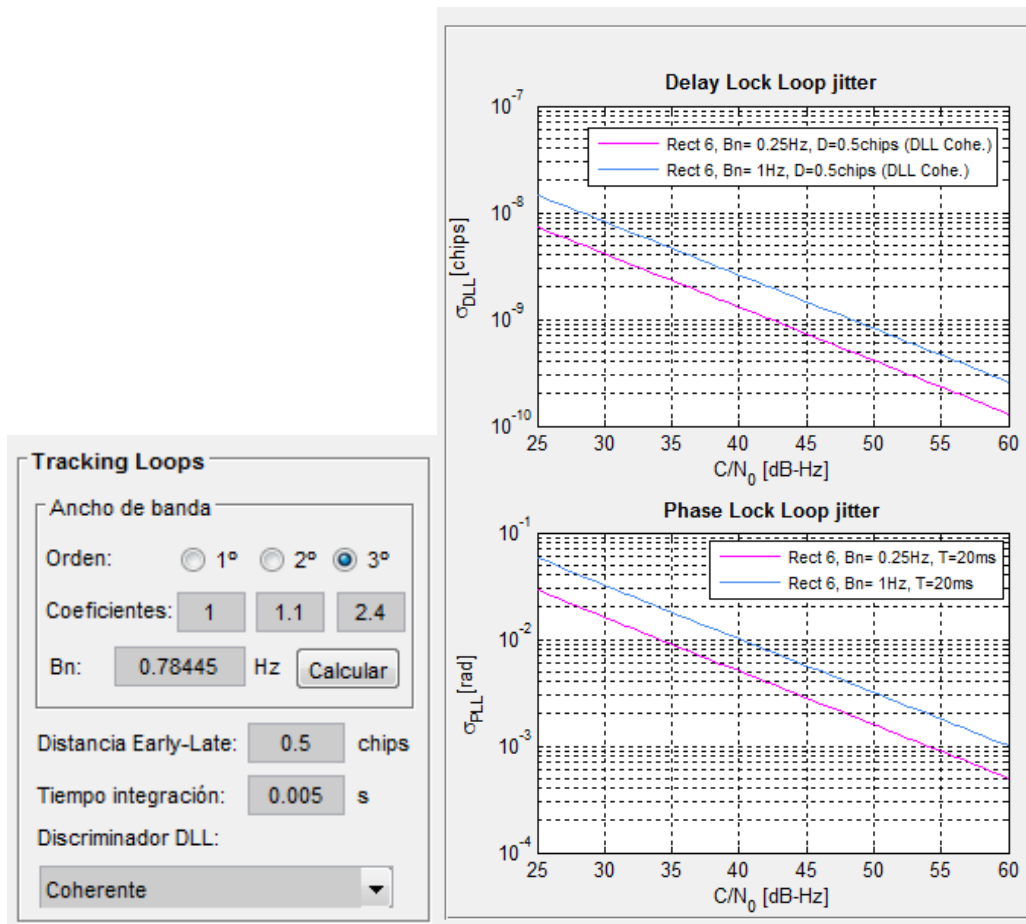


Figura 3.6. Panel para la configuración del lazo de seguimiento y representaciones del jitter del DLL y PLL.

Para representar el *jitter* PLL se utiliza la ecuación 3.1 y el resultado obtenido en grados se transforma a radianes.

En cuanto al *jitter* DLL, utilizamos la ecuación 3.3 y 3.4 según la señal seleccionada por el usuario y el valor del *squaring loss* dependerá del tipo de discriminador que se haya elegido.

3.3. Interpretación de los resultados

En la figura 3.7 se puede ver el efecto que tiene el ancho de banda del lazo sobre el cálculo del *jitter* del PLL. Como se observa en [12], el incremento del ancho de banda del ruido provoca un aumento de la desviación estándar, a razón de $\sqrt{B_n}$.

Otro de los parámetros del que depende el error del ruido, es el tiempo de integración. Según [12], cuando se incrementa el tiempo de integración, se reduce el *squaring loss* (parte de la ecuación que envuelve el parámetro T en la ecuación 3.3) lo que provoca un decremento de la desviación estándar. Por lo tanto podemos validar los resultados obtenidos en la figura 3.8, como mayor es el tiempo de integración menor es la desviación estándar.

En el cálculo del *jitter* del DLL encontramos un parámetro nuevo que es la distancia *Early-Late*.

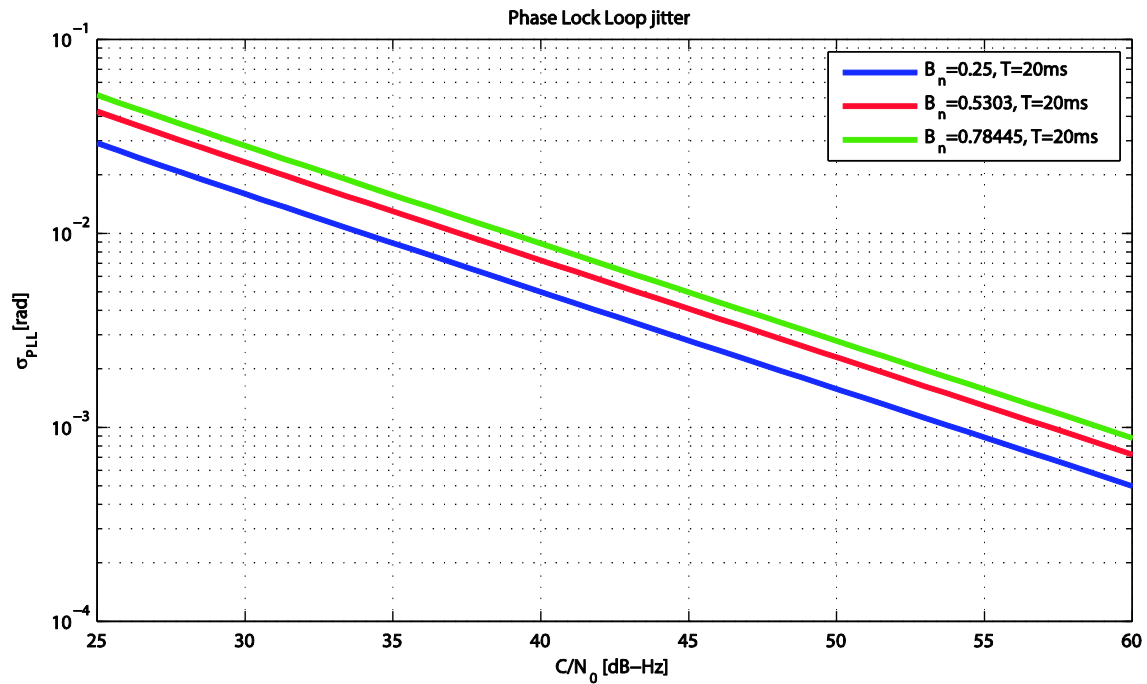


Figura 3.7. Comparativa del PLL jitter para diferentes anchos de banda de ruido de lazo.

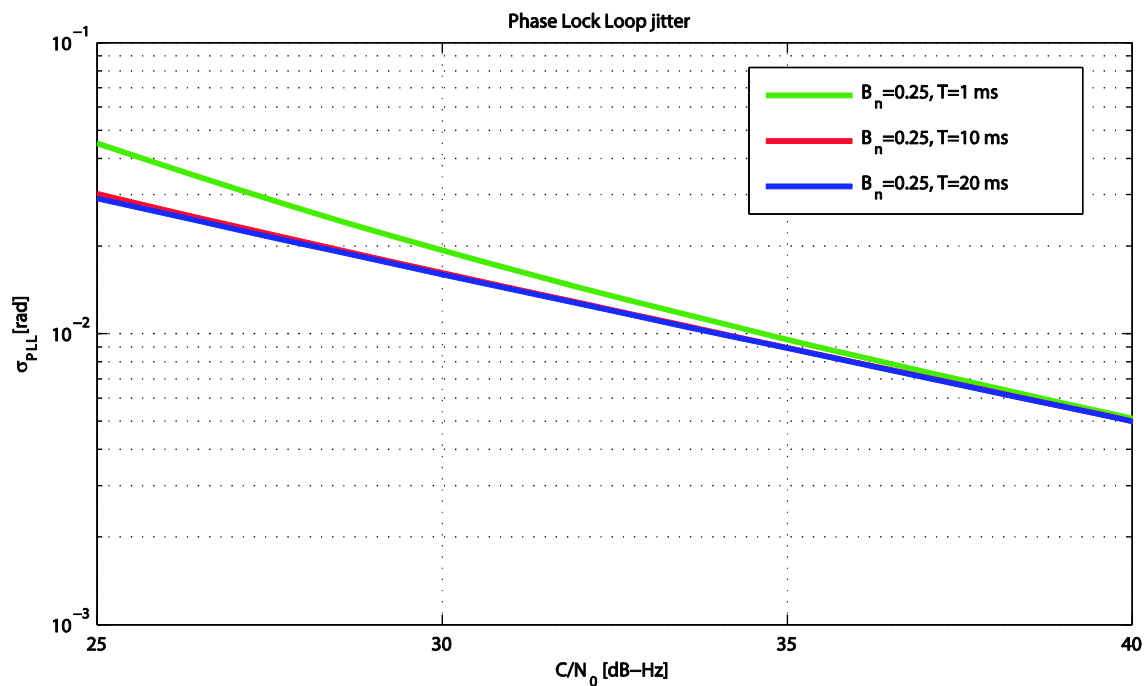


Figura 3.8. Comparativa del PLL jitter para diferentes tiempos de integración.

La figura 3.9 muestra una comparativa del *jitter* para diferentes distancias *Early-Late* en una señal BOC(3,2) con un ancho de banda de ruido DLL de 0.25 Hz y un tiempo de integración de 20 ms. En este caso se utiliza la fórmula 3.4 para el cálculo del *jitter* DLL, y se puede apreciar como la variancia disminuye a medida que disminuye la distancia *Early-Late*.

El uso de un discriminador coherente elimina el parámetro *squaring loss* por lo que el *jitter* será menor. La figura 3.10, utilizando una distancia *Early-Late* de 0.25 chips y los parámetros de la figura 3.9, muestra una comparativa donde se puede observar la aportación del *squaring loss* al utilizar un discriminador DLL no coherente.

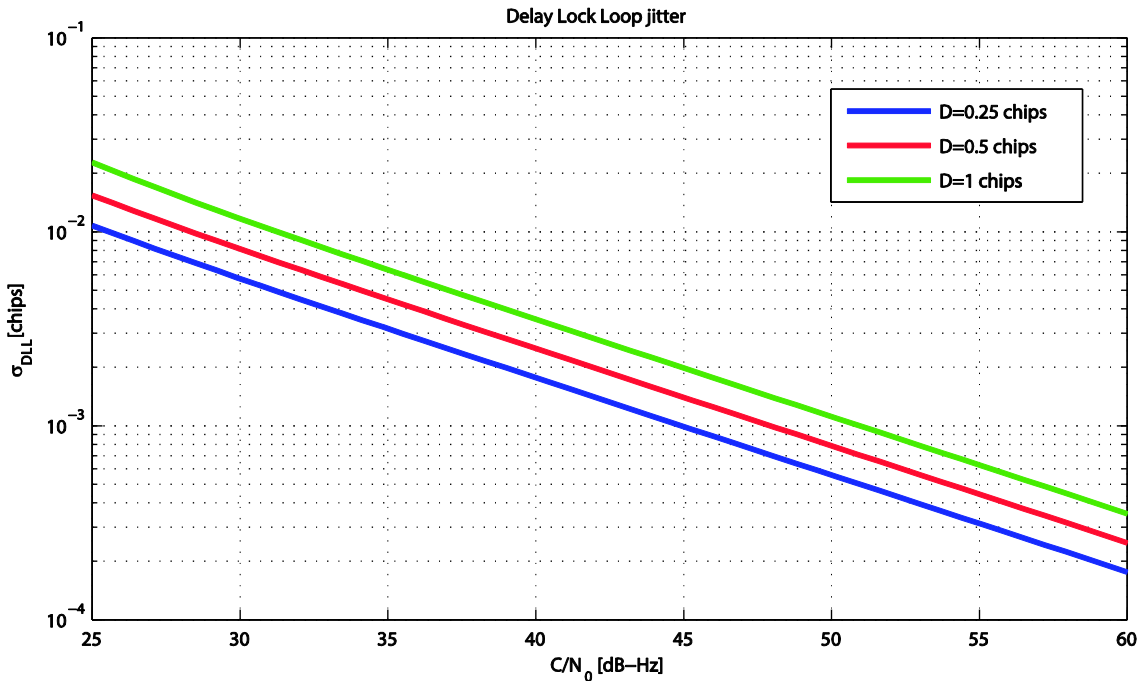


Figura 3.9. Comparativa del DLL jitter para diferentes distancias *Early-Late*.

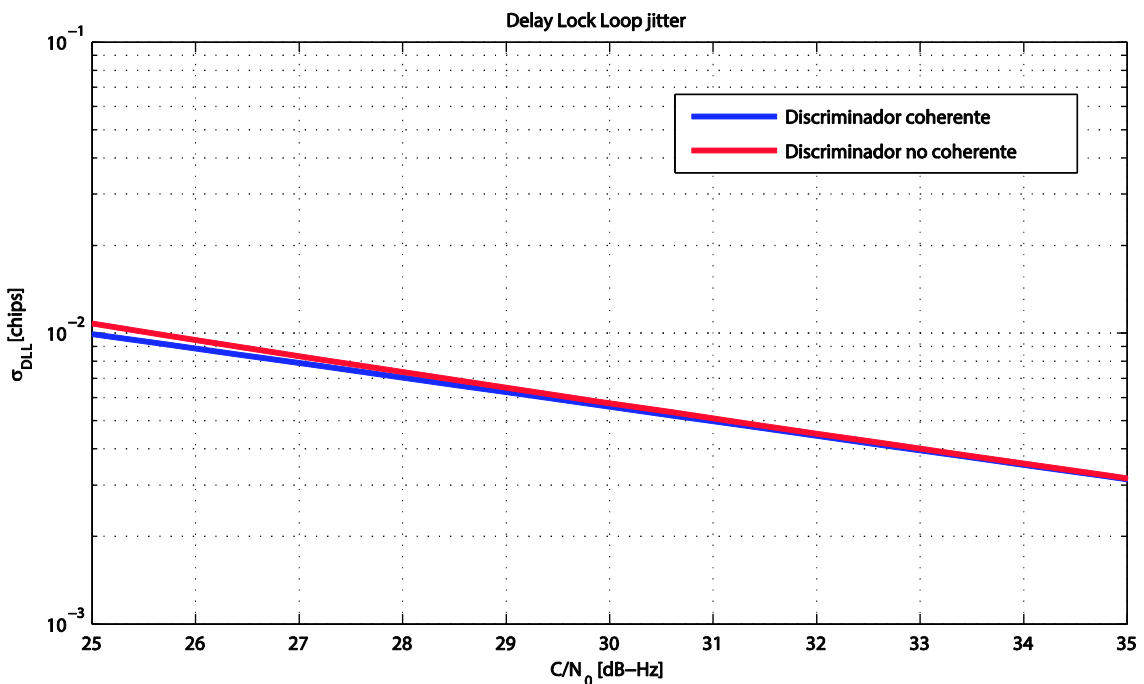


Figura 3.10. Comparativa de un discriminador coherente DLL y un discriminador no coherente DLL.

Tanto el *jitter* DLL como el *jitter* PLL (figura 3.7 y figura 3.11) es directamente proporcional a la raíz cuadrada del ruido del ancho de banda del filtro del lazo. Como menor es el ancho de banda menor es la desviación estándar del *jitter* PLL y DLL.

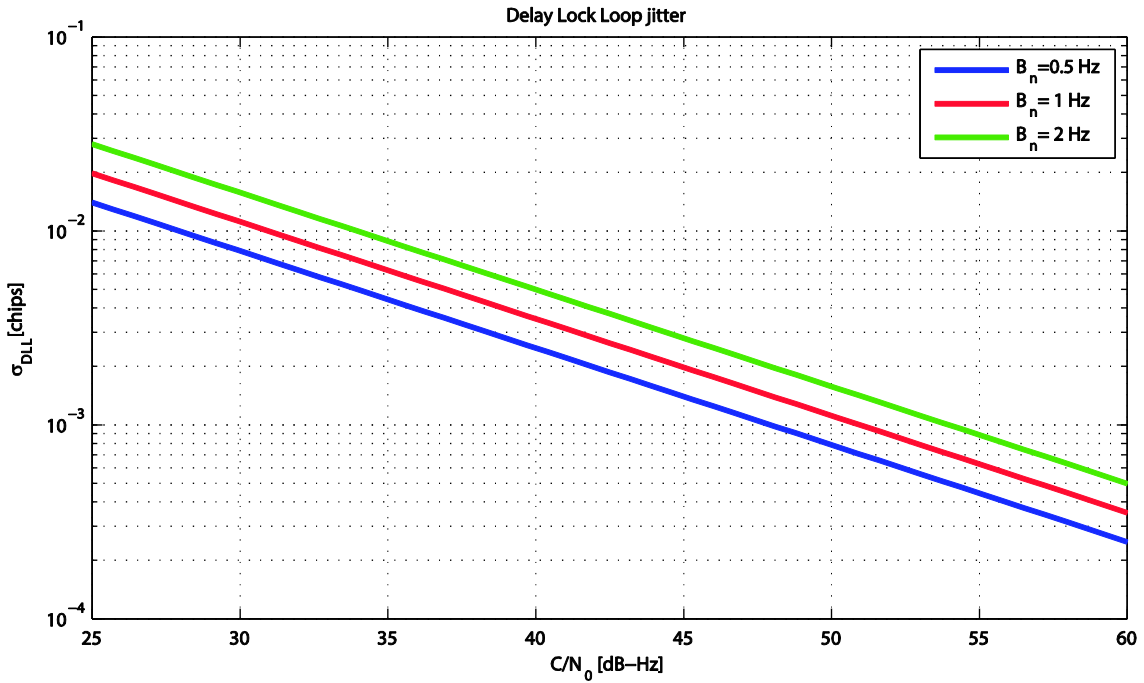


Figura 3.11. Comparativa del DLL jitter para diferentes anchos de banda de ruido de lazo.

Capítulo 4. Representación de las señales Galileo

4.1. Revisión de la teoría

4.1.1. Sistema de navegación Galileo

Dentro de los sistemas GNSS descritos en el apartado 3.1.1, encontramos sistemas en funcionamiento como NAVSTAR-GPS o GLONASS y otros en proyecto como es el caso del sistema de navegación Galileo.

Galileo es el futuro sistema de navegación por satélite desarrollado por la Unión Europea. [13]

Servicios en el sistema de navegación Galileo

A diferencia de los otros sistemas, entre otros aspectos, en el sistema Galileo podemos encontrar cinco modelos de usuarios diferentes, detallados a continuación en la tabla 3.

<i>Servicio</i>	<i>Frecuencias</i>	<i>Descripción</i>
<i>Open Service</i> (OS)	E1, E5a y E5b	Acceso abierto para cualquier usuario que disponga de un receptor Galileo. Ofrecerá información sobre la posición y el tiempo.
<i>Safety of Life</i> (SoL)	E1, E5a y E5b	Para aplicaciones de transporte como por ejemplo aéreo o por ferrocarril. Ofrece la misma precisión que OS y además tiene una mayor cobertura mundial.
<i>Comercial Service</i> (CS)	E6	Servicio de pago que ofrecerá mayor precisión, mayor velocidad y se añaden dos señales protegidas a las iniciales del OS.

<i>Public Regulated Service (PRS)</i>	E1 y E6	Ofrece más robustez frente a posibles interferencias y se asegura una alta continuidad con acceso controlado.
<i>Search and Rescue Service (SAR)</i>	E1 y E6	Mejora del sistema actual como por ejemplo ofrece una señal de respuesta al usuario que confirma la recepción del mensaje.

Tabla 3. Servicios ofrecidos por el sistema de navegación Galileo.

Plan de frecuencias

Las señales de navegación del sistema Galileo se transmiten en las bandas de frecuencias E5a, E5b, E6 y E1. Como se puede ver en la figura 4.1, todas ellas se encuentran dentro del espectro designado a los Servicios de Radio Navegación por Satélite (RNSS).

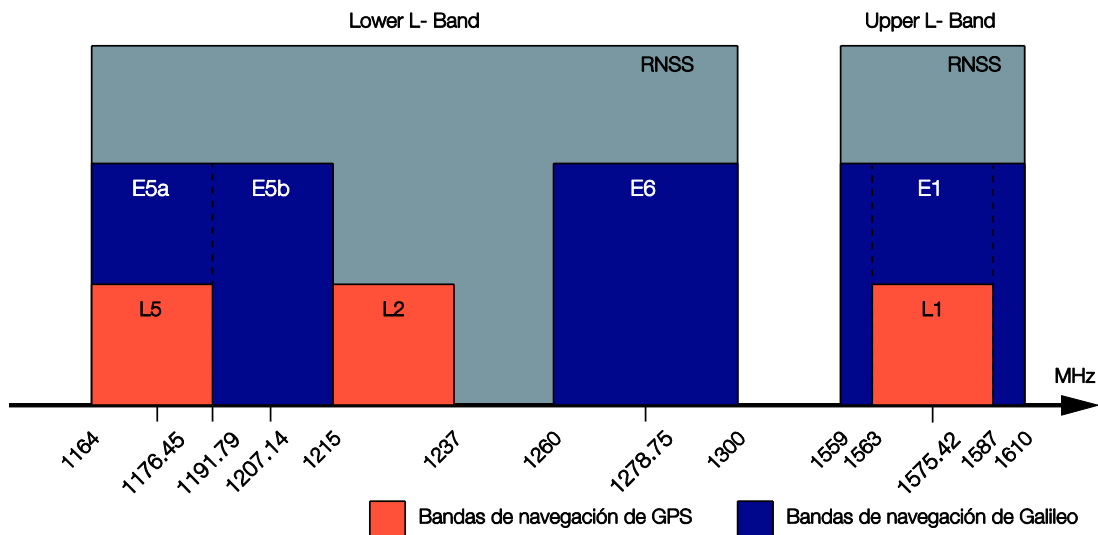


Figura 4.1. Plan de frecuencias para Galileo.

La tabla 4, muestra un resumen de las frecuencias portadoras de cada señal de Galileo, además, aparece el ancho de banda de referencia del receptor de cada señal ya considerando las pérdidas por correlación.

<i>Señal</i>	<i>Frecuencia portadora (MHz)</i>	<i>Ancho banda de referencia del receptor (MHz)</i>	<i>Pérdidas (dB)</i>
E1	1575.420	24.552	0.1
E6	1278.750	40.920	0.0
E5	1191.795	51.150	0.4
E5a	1176.450	20.460	0.6
E5b	1207.140	20.460	0.6

Tabla 4. Resumen del plan de frecuencias para las señales Galileo.

En el siguiente apartado se analizará cada una de las anteriores señales con el objetivo de conseguir implementarlas y así mostrar sus características.

La tabla 5 define los parámetros de la señal que se utilizan en las especificaciones oficiales de Galileo y en los siguientes apartados [14].

<i>Parámetro</i>	<i>Explicación</i>	<i>Unidades</i>
f_x	Carrier frequency	Hz
L_{X-Y}	Langing code repetition period	Chips
$T_{C,X-Y}$	Ranging code chip length	s
$T_{D,X-Y}$	Navigation message symbol duration	s
$S_X(t)$	Signal pass-band representation	N/A
C_{X-Y}	Binary (NRZ modulated) ranging code	N/A
D_{X-Y}	Binary (NRZ modulated) navigation message signal	N/A
$e_{X-Y}(t)$	Binary NRZ modulated navigation signal component including code, sub-carrier (if available) and navigation message data (if available);	N/A
$s_X(t)$	Normalized (unit mean power) baseband signal	N/A
$c_{X-Y,k}$	k^{th} chip of the ranging codes	N/A
$d_{X-Y,k}$	k^{th} symbol of the navigation message	N/A
DC_{X-Y}	Number of code chips per symbol	V
$ i _L$	i modulo L	N/A
$rect_T(t)$	Function “rectangle” which is equal to 1 for $0 < t < T$ and equal to 0 elsewhere	N/A

Tabla 5. Parámetros para la descripción de la señal [14].

4.1.2. Señal Galileo E5

La señal Galileo E5, como se muestra en la figura 4.2, está compuesta por la multiplexación de las señales moduladas binarias NRZ (*Non-Return-to-zero*) E5a, E5b y se transmite en la banda de frecuencia 1164 – 1215 MHz (figura 4.1).

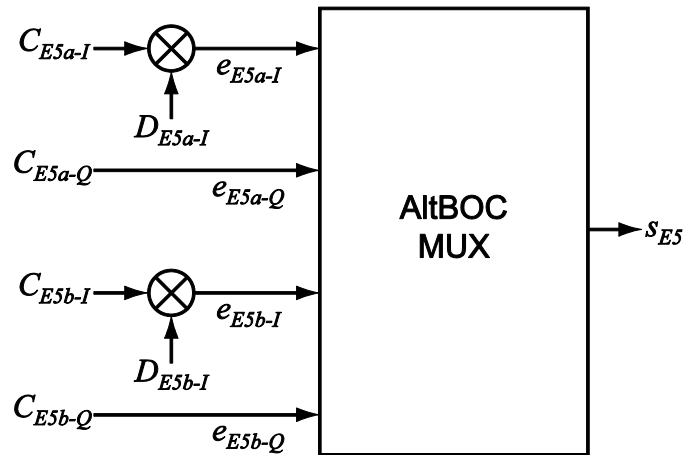


Figura 4.2. Esquema de modulación para la señal Galileo E5.

La señal E5 está modulada y multiplexada en AltBOC(15,10) según las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 e_{E5a-I}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E5a-I,|i|LE5a-I} d_{E5a-I,|i|DCE5a-I} \text{rect}_{T_{C,E5a-I}}(t - iT_{C,E5a-I})] \\
 e_{E5a-Q}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E5a-Q,|i|LE5a-Q} \text{rect}_{T_{C,E5a-Q}}(t - iT_{C,E5a-Q})] \\
 e_{E5b-I}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E5b-I,|i|LE5b-I} d_{E5b-I,|i|DCE5b-I} \text{rect}_{T_{C,E5b-I}}(t - iT_{C,E5b-I})] \\
 e_{E5b-Q}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [C_{E5b-Q,|i|LE5b-Q} \text{rect}_{T_{C,E5b-Q}}(t - iT_{C,E5b-Q})]
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

La definición de cada parámetro se puede obtener de la tabla 5 que aparece en el apartado anterior.

El componente $C_{X-Y}(t)$ es el *ranging code* que se construye a partir de los llamados *primary* y *secondary codes* utilizando los *tiered codes* a partir de los valores mostrados en la tabla 13 de la documentación de Galileo [14].

El *ranging code* sin cifrar se modula con la señal del mensaje de navegación, $D_{X-Y}(t)$. Finalmente se multiplexan todas las señales ya con el mensaje de navegación, el código y la subportadora.

Spreading codes

Los *spreading codes* se utilizan para crear la codificación *Code Division Multiple Acces* (CDMA) para las señales Galileo. Se generan a partir de los códigos primarios y secundarios

utilizando las construcciones llamadas *tiered codes*. Cada componente de la señal tiene asignado una longitud en chips⁴ y tiempo.

Como se ve en la figura 4.3 para generar un *Tiered Ranging Code* debemos multiplexar el *primary code* con el *secondary code*. Cada chip del *code secondary* consta de N chips del *primary code*. La tasa de chip del *secondary code* es f_c/N siendo f_c la tasa de chip del *primary code*.

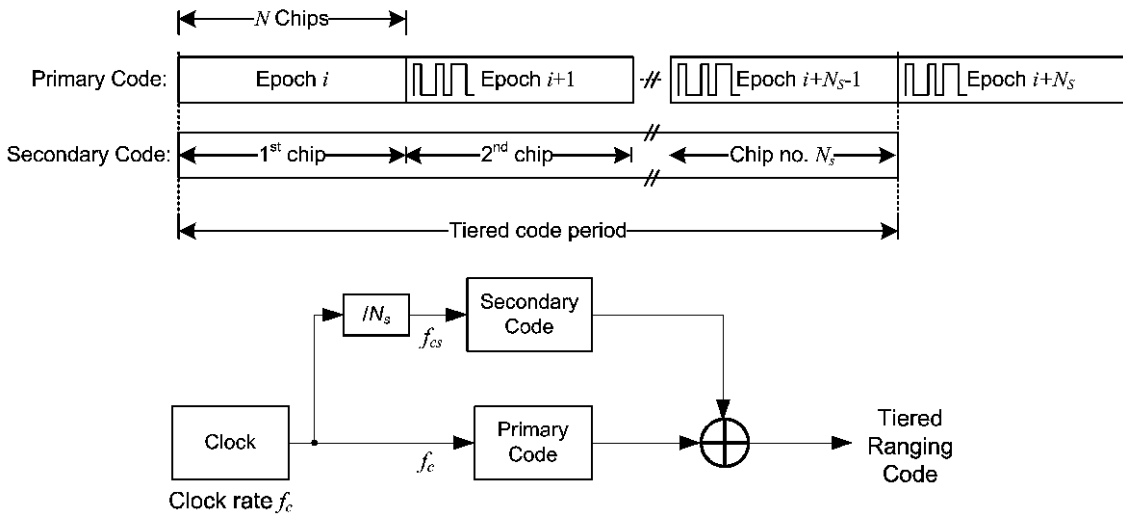


Figura 4.3. Generación de Tiered Codes [14].

Primary Codes

Los *primary codes* se generan a partir de un XOR de dos *Linear Feedback Shift Register* (LFSR).

El primer LFSR se inicializa a 1 e insertamos la secuencia del registro 1 del *Feedback Taps* en binario. El LFSR se ejecutará hasta completar la longitud en chips definida, en este caso 10.230 chips.

El segundo LFSR se inicializa con los valores definidos para cada componente en binario y además se añade la secuencia inicial también definida para cada componente en binario.

Secondary Codes

A diferencia de los *primary codes*, los *secondary codes* son fijos. Existen 100 secuencias de código diferentes que tienen el objetivo de modular los *primary codes*. Los códigos tienen longitudes diferentes.

Modulación

La señal E5 se genera con una modulación AltBOC(15,10) con una frecuencia subportadora de 15.345 MHz (15 x 1.023 MHz) y una tasa de chip de 10.23 MHz (10 x 1.023 MHz), de acuerdo la ecuación siguiente:

⁴ *Chip* es un pulso rectangular de amplitud +1 o -1 que se multiplica por el mensaje.

$$\begin{aligned}
 s_{E5}(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} (e_{E5a-I}(t) + je_{E5a-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - jsc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} (e_{E5b-I}(t) + je_{E5b-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - jsc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} (\bar{e}_{E5a-I}(t) + j\bar{e}_{E5a-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - jsc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} (\bar{e}_{E5b-I}(t) + j\bar{e}_{E5b-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - jsc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)]
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Los componentes con un subrayado superior se obtienen a partir de las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \bar{e}_{E5a-I} &= e_{E5a-Q} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} & \bar{e}_{E5b-I} &= e_{E5a-I} e_{E5a-Q} e_{E5b-Q} \\
 \bar{e}_{E5a-Q} &= e_{E5a-I} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} & \bar{e}_{E5b-Q} &= e_{E5a-I} e_{E5a-Q} e_{E5b-I}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Los parámetros sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de las funciones de subportadora se definen a continuación:

$$\begin{aligned}
 sc_{E5-S}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} AS_{|i|_8} \text{rect}_{T_{s,E5}/8}(t - iT_{s,E5}/8) \\
 sc_{E5-P}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} AS_{|i|_8} \text{rect}_{T_{s,E5}/8}(t - iT_{s,E5}/8)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Los coeficientes se muestran en la tabla 6.

i	0	1	2	3	4	5	6	7
$2 AS_i$	$\sqrt{2} + 1$	1	-1	$-\sqrt{2} - 1$	$-\sqrt{2} - 1$	-1	1	$\sqrt{2} + 1$
$2 AP_i$	$-\sqrt{2} + 1$	1	-1	$\sqrt{2} - 1$	$\sqrt{2} - 1$	-1	1	$-\sqrt{2} + 1$

Tabla 6. Coeficientes de las subportadoras de la modulación ALTBOC.

4.2. Implementación

En la implementación se obtienen los *Ranging Codes* de cada señal (E5a y E5b) y componente (cuadratura y fase). Las secuencias primarias y secundarias se transforman de nivel lógico a nivel de señal según la tabla XX.

<i>Signal Component</i>	<i>Code length (chips)</i>			<i>Ranging Code Chip-Rate (MChips/s)</i>	<i>Tiered Code Period (ms)</i>
	<i>Primary</i>	<i>Secondary</i>	<i>Total</i>		
Ca_I	10230	20	204600	10.230	20
Ca_Q	10230	100	1023000	10.230	100

Cb_I	10230	4	40920	10.230	4
Cb_Q	10230	100	1023000	10.230	100

Tabla 7. Tasas y longitudes de los componentes de la señal E5.

A continuación generamos aleatoriamente el mensaje de navegación. La señal E5a tiene una tasa de símbolo de 50 símbolos por segundo y la señal E5b de 250 símbolos por segundo. En este caso, generaremos una señal de navegación de longitud definida por el usuario. Como mayor sea el mensaje a transmitir, mayor será el tiempo de generación de la señal E5.

<i>Nivel lógico</i>	<i>Nivel de señal</i>
1	-1.0
0	+1.0

Tabla 8. Asociación de nivel lógico a nivel de señal.

Una vez tenemos el mensaje de navegación y los *ranging codes* de cada componente, generamos las señales de navegación moduladas con los códigos utilizando la ecuación 4.1.

El siguiente paso es aplicar una modulación AltBOC(15,10) utilizando la ecuación 4.2.

Con el objetivo de simular la limitación en banda del receptor, una vez obtenida la señal modulada E5, se mostrará la opción de aplicar un filtro al receptor, con la configuración seleccionada.

A partir de la señal generada, mostramos las siguientes representaciones:

4.2.1. Señal temporal

Se representa la señal temporal en dos gráficas, la parte real y la parte imaginaria en función del tiempo.

Para mostrar la señal en banda base, calculamos la nueva señal a partir de la ecuación 4.5 y la frecuencia portadora de la señal E5 ya definida en la tabla 4.

$$S(t) = \text{Real}[s(t)] \cos(w_c t) - \text{Im}[s(t)] \sin(w_c t) \quad 4.5$$

4.2.2. Función de autocorrelación

La función de autocorrelación (FAC) se utiliza para encontrar patrones repetitivos dentro de una señal, como por ejemplo, la periodicidad de una señal y así identificar su frecuencia fundamental [15]. Para representar la función obtenemos la correlación cruzada (*Cross-correlation*) de la señal con la función `xcorr` de MATLAB.

Para normalizar el resultado añadimos a la función el parámetro *coeff* que normaliza la secuencia de forma que la autocorrelación en el retraso 0 es igual a 1.

4.2.3. Densidad espectral de potencia

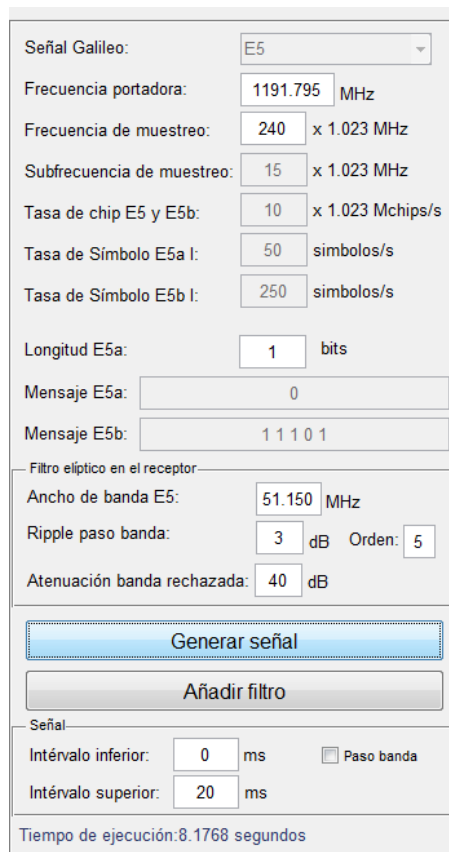
La densidad espectral de potencia (DEP) de una señal muestra información de cómo está repartida la potencia o energía de la señal sobre las frecuencias que la forman [16].

4.2.4. Peak-to-Average Power Ratio

La medida Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) es el cuadrado del valor máximo de la amplitud de la señal dividido entre el cuadrado de la media cuadrática de la señal, como se define en la ecuación 4.6 [17].

$$PAPR = 10 \log \left(\frac{|x|_{peak}^2}{x_{rms}^2} \right) \text{ (dB)} \quad 4.6$$

A continuación, la figura 4.4 muestra el interfaz que se ha diseñado para la generación de la señal E5.



Señal Galileo: E5

Frecuencia portadora: 1191.795 MHz

Frecuencia de muestreo: 240 x 1.023 MHz

Subfrecuencia de muestreo: 15 x 1.023 MHz

Tasa de chip E5 y E5b: 10 x 1.023 Mchips/s

Tasa de Símbolo E5a I: 50 símbolos/s

Tasa de Símbolo E5b I: 250 símbolos/s

Longitud E5a: 1 bits

Mensaje E5a: 0

Mensaje E5b: 1 1 1 0 1

Filtro elíptico en el receptor

Ancho de banda E5: 51.150 MHz

Ripple paso banda: 3 dB Orden: 5

Atenuación banda rechazada: 40 dB

Generar señal

Añadir filtro

Señal

Intervalo inferior: 0 ms Paso banda

Intervalo superior: 20 ms

Tiempo de ejecución: 8.1768 segundos

Figura 4.4. Configuración para generar la Señal E5.

4.3. Interpretación de los resultados

La figura 4.5 muestra un tramo de la señal temporal generada. Se representa tanto la parte real como la parte imaginaria por separado y sin aplicar el filtro en el receptor.

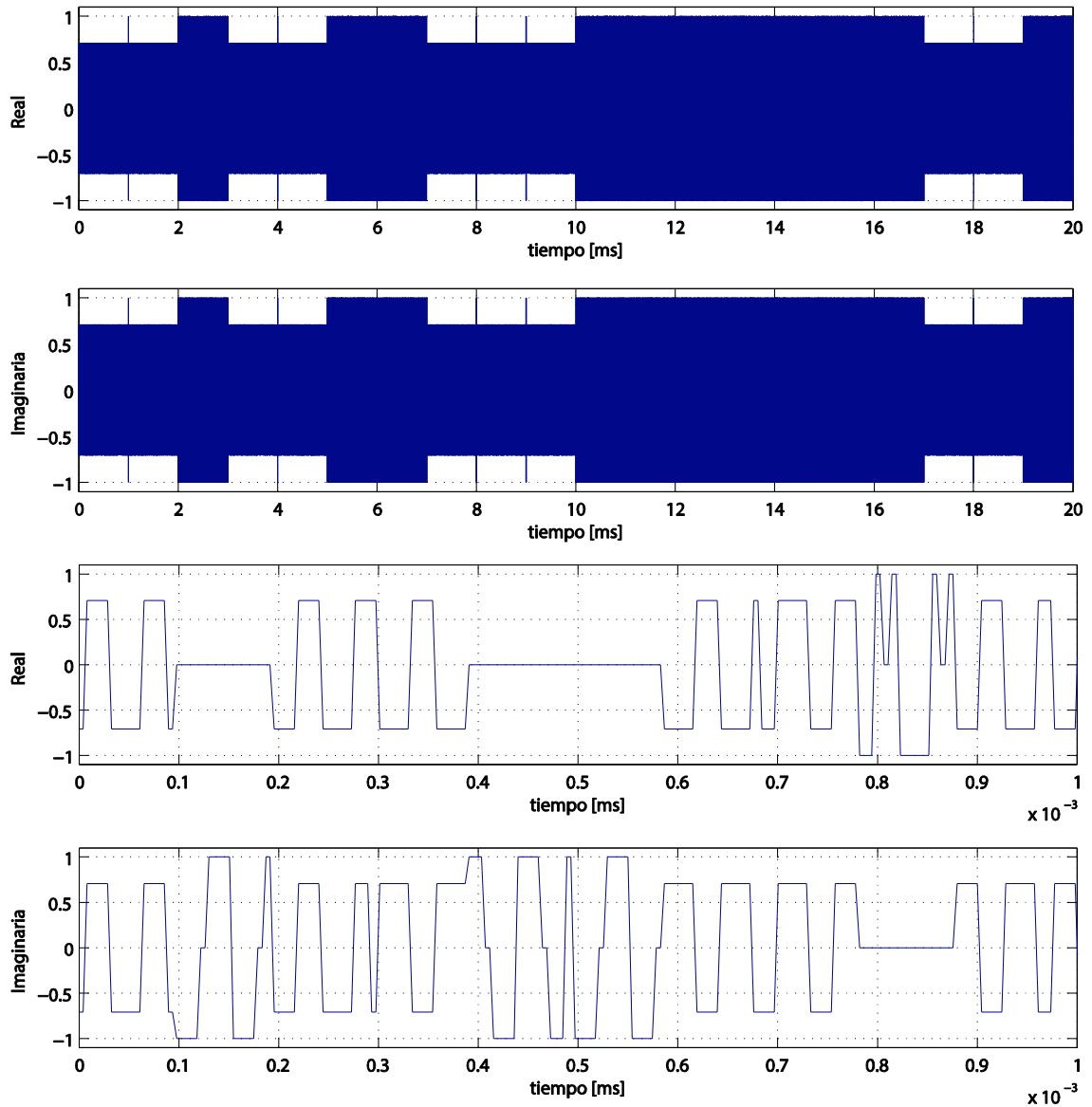


Figura 4.5. Parte imaginaria y real de la Señal E5. Arriba intervalo de 20 ms, abajo intervalo de 1 μ s.

Si deseamos visualizar la señal en paso banda, utilizamos la ecuación 4.5 y obtenemos una señal con la forma de onda mostrada en la figura 4.6.

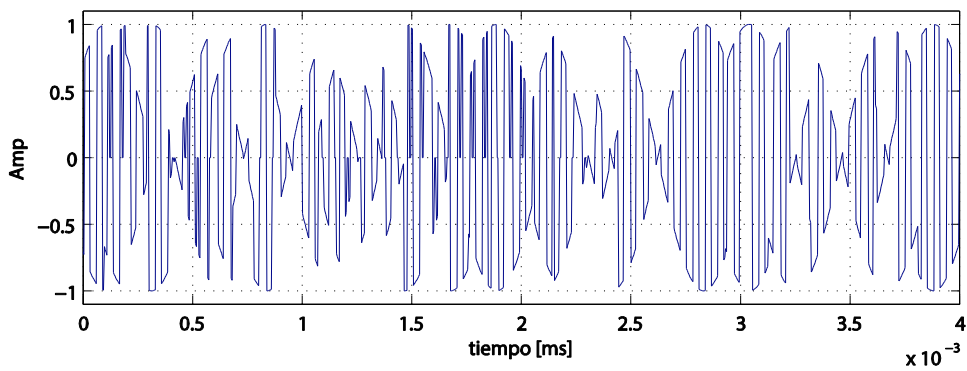


Figura 4.6. Señal E5 en banda base. Intervalo de 4 μ s.

En la figura 4.7 se representan las diferentes combinaciones de los canales y donde se pueden ver los ocho símbolos que se definieron anteriormente en la modulación AltBOC.

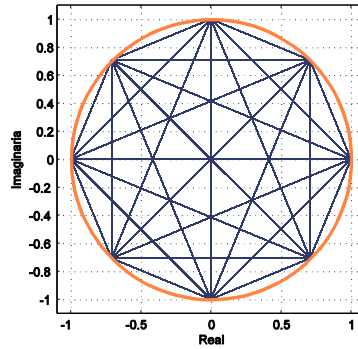
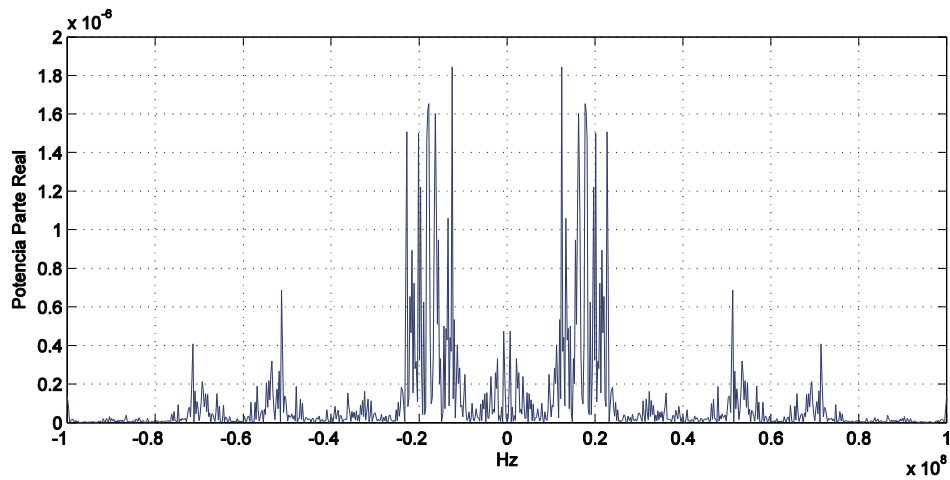


Figura 4.7. Constelación para la señal E5.

Se puede ver como en la figura 4.5, cuando el valor de la parte real es 0 la parte imaginaria toma valor máximo absoluto y cuando el valor de la parte imaginaria es 0, la parte real toma valor máximo absoluto. Este efecto se debe a la modulación AltBOC, como se ve en la figura 4.7, cuando la parte imaginaria es 0 la parte real obtiene sus valores absolutos máximos y pasa lo mismo con la parte real.

Si ahora nos fijamos en la representación de la señal en el dominio frecuencial, podemos comprobar como al ser una señal AltBOC el efecto de la subportadora traslada el espectro a derecha y a izquierda.



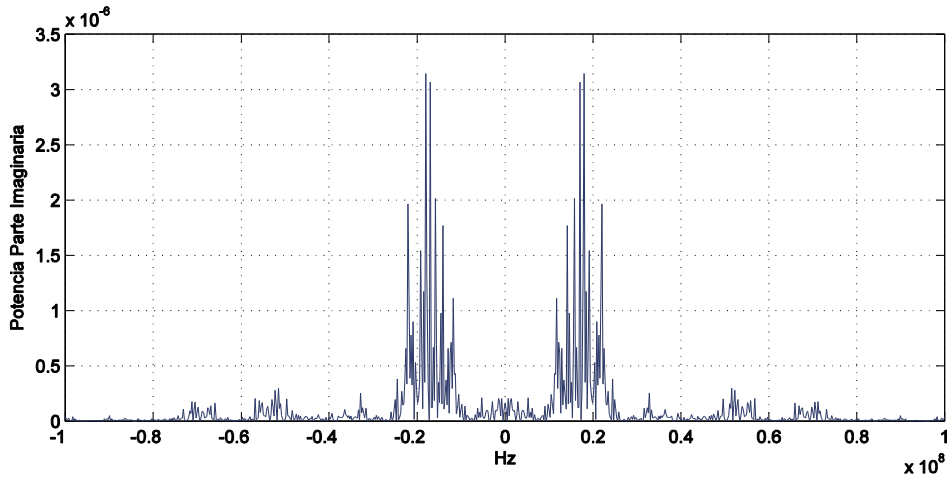


Figura 4.8. Densidad espectral de potencia parte real (superior) y parte imaginaria (inferior) de la señal E5.

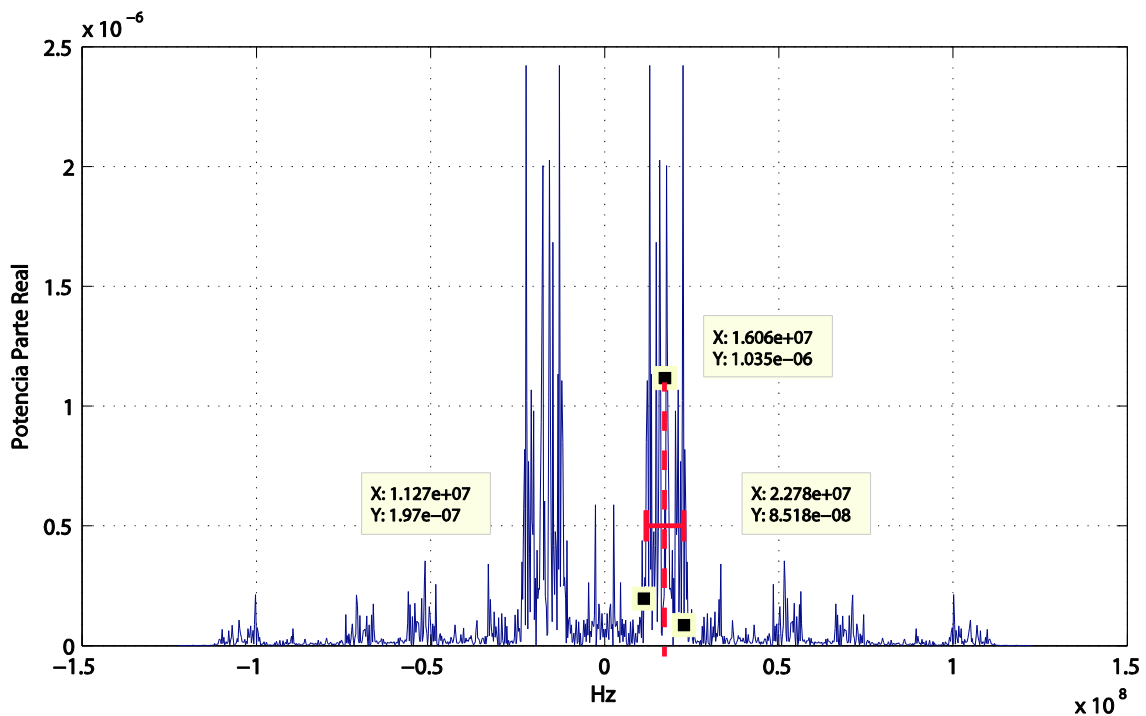


Figura 4.9. Densidad espectral de potencia parte real de la señal E5 con marcadores.

En la figura 4.9 se comprueban los valores de frecuencia de chip y la frecuencia de subportadora.

La anchura del lóbulo es de 11.51 MHz ($2.278e7 \text{ Hz} - 1.127e7 \text{ Hz}$) que es aproximadamente la tasa de chip definida, 10.23 MChips/s.

Aparecen dos lóbulos principales centrados en 16.06 MHz aproximadamente a la subfrecuencia de muestreo, $15 \times 1.023 \text{ Mhz} = 15.345 \text{ MHz}$.

La figura 4.10 muestra la función de autocorrelación de la señal E5 con modulación AltBOC(15,10). Según [18], el número de picos depende de los parámetros f_s y f_c definidos a continuación como:

$$f_s = \frac{1}{2T_s}$$

$$f_c = \frac{1}{nT_s}$$
4.7

Siendo AltBOC(f_s, f_c), el número de picos de la función de autocorrelación será $2n + 1$. En nuestro caso tenemos que el valor de $n=3$ y por lo tanto la función de autocorrelación mostrará 7 picos, como se ve en la figura 4.10.

Como en [19], en la figura 4.11 se ha comparado la función de autocorrelación con diferentes anchos de banda en el filtro del receptor.

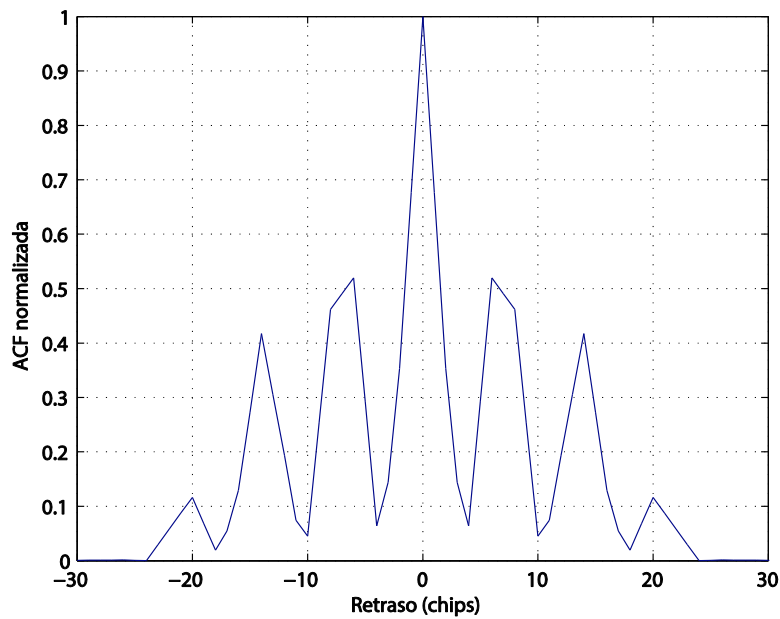


Figura 4.10. Función de autocorrelación de la señal E5.

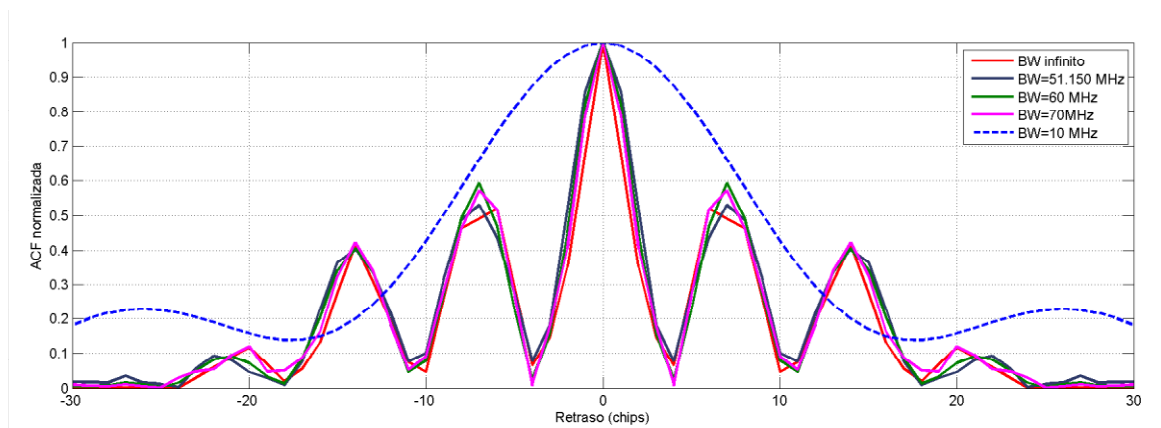


Figura 4.11. Función de autocorrelación de la señal E5 para diferentes anchos de banda en el receptor.

Se observa como para anchos de banda inferiores aproximadamente a los 15 MHz en el receptor, el gráfico se degrada. En cambio para anchos de banda superiores, la figura se mantiene debido a que se captura la energía de los dos lóbulos principales de la señal dentro del ancho de banda.

Capítulo 5. Conclusiones y trabajo futuro

En este proyecto se han realizado tres aplicaciones que permiten estudiar diferentes características de señales radar y de señales GNSS.

Las dos primeras aplicaciones descritas en este informe se han realizado sobre las aplicaciones ya creadas en el proyecto anterior, lo que ha supuesto una familiarización previa con el código.

En la primera aplicación se ha revisado la teoría sobre el sistema RADAR, la función de ambigüedad y finalmente como calcular la precisión en las medidas de los sistemas RADAR. Se ha representado tanto la variación del retardo como de la frecuencia respecto a la relación S/N. Los resultados obtenidos han demostrado como la precisión del cálculo del retraso y de la frecuencia varían en función de la relación S/N a razón de $SNR^{-1/2}$ y $SNR^{-1/4}$ respectivamente. Además se ha comparado la función de ambigüedad y la precisión en el cálculo del retraso y la frecuencia en diferentes señales y se ha podido validar que como mayor similitud tenga la función de ambigüedad a una delta de *Dirac*, mayor precisión se obtendrá.

En la segunda aplicación se ha revisado la teoría sobre los sistemas GNSS, centrándose en el módulo de tracking de los receptores de GNSS y el cálculo del *jitter* del DLL y del PLL. A partir de las gráficas obtenidas se ha comprobado como el ancho de banda de ruido del lazo provoca un aumento de la desviación estándar en el *jitter* del PLL a razón de $\sqrt{B_n}$. Otro de los parámetros que influye es el tiempo de integración, que a mayor tiempo de integración, menor es la desviación estándar en el *jitter* del PLL.

El cuanto al *jitter* del DLL, se ha comprobado que si disminuye la distancia *Early-Late* también se disminuye la variancia. Se ha comparado la variancia que se obtiene con un discriminador coherente y con uno no coherente, en esta comparativa se ha podido observar la aportación del *squaring loss* en los discriminadores no coherentes, provocando un aumento en el *jitter* en el DLL.

Finalmente se ha desarrollado una aplicación para la representación de las señales Galileo. Se ha hecho una pequeña introducción sobre el plan de frecuencias y los diferentes usos

y a continuación se explica el modo en que se genera la señal E5 de Galileo, tanto la generación de las secuencias de código PRN como la modulación utilizada. Toda esta información se extrae del *Interface Control Document* (ICD) [14].

El desarrollo de la aplicación ha permitido conocer por un lado como se crean los *Spreading Codes* y por otro lado conocer cómo se forma la señal de navegación ya modulada mediante AltBOC. Una vez obtenida la señal de navegación, las representaciones creadas han podido validar el correcto funcionamiento de la simulación.

La aplicación ha permitido observar el efecto que tiene un filtro en el receptor ya que la señal se genera con un filtro de ancho de banda infinito y a continuación se aplica el filtro en la señal generada.

Como trabajo futuro se propone en la aplicación #2, *Caracterización de las prestaciones de los lazos de seguimiento de un receptor GNSS*, calcular el *jitter* teniendo en cuenta no sólo el ruido térmico sino añadiendo el ruido de vibración, estrés, dinámico... Además otra ampliación para esta aplicación sería añadir las diferentes expresiones que utilizan los diferentes discriminadores en el cálculo del *jitter*.

En la última aplicación desarrollada en este proyecto, *Representación de las señales Galileo*, se plantea como trabajo futuro la ampliación al resto de señales que contempla el sistema Galileo. En este proyecto, por falta de tiempo, se ha realizado únicamente para la señal E5. El mensaje de navegación se ha implementado a partir de bits aleatorios, otra trabajo futuro sería añadir un mensaje real según las especificaciones del ICD.

Apéndice A. Aplicaciones

En el siguiente apéndice se muestra la relación de archivos necesarios para cada aplicación así como su descripción.

A.1. Aplicación #1 Prestaciones de diferentes señales RADAR

Esta aplicación es una ampliación y se utilizan los siguientes archivos:

- FA.m
- FA.fig
- representa_fa.m
- periodograma.m
- obtenerPrecision.m

El fichero representa_fa.m ya creado se ha tenido que especificar donde se tiene que representar la función de ambigüedad ya que se han añadido más gráficas.

La siguiente tabla describe la función de cada archivo creado en este proyecto:


 Nombre	Tipo	Descripción
obtenerPrecision.m	<i>script</i>	Calculamos la precisión de la señal en el cálculo de la estimación del retardo y de la frecuencia <i>Doppler</i> y representamos gráficas.

Tabla 9. Archivos generados para la aplicación #1, prestaciones de diferentes señales radar.

A.2. Aplicación #2 Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS

En este código se ha utilizado parte del código ya existente realizado por [1] y se han añadido los archivos descritos en la tabla 10. El resto de archivos se han modificado para incluir las nuevas representaciones.

En esta aplicación se utilizan los siguientes archivos:

- CCR.fig
- periodograma.m
- crb2.m

- representa.m
- store_ccr.m
- usar_ccr.m
- rotulos_ccr.m
- CCR.m
- pulse_generator_ccr.m
- sqrrc_generator_ccr.m
- boc_generator_ccr.m
- gps_L1_generator_ccr.m
- E1_generator_ccr.m
- check_signa_ccr.m
- getBN.m
- getJitterDLL.m
- getJitterPLL.m
- trackingLoop.m



 Nombre	Tipo	Descripción
getBN.m	<i>function</i>	Devuelve el valor del ancho de banda del ruido a partir de los coeficientes de multiplicación y el orden del filtro.
getJiiterDLL.m	<i>function</i>	Devuelve el <i>jitter</i> del DLL según el discriminador, el tipo de modulación y otros parámetros referentes al DLL.
getJiiterPLL.m	<i>function</i>	Devuelve el <i>jitter</i> del PLL en función de la relación SN a partir de las variables de entrada.
trackingLoop.m	<i>script</i>	Se encara de recoger los datos y obtener el <i>jitter</i> DLL y PLL a través de sus funciones.

Tabla 10. Archivos generados para la aplicación #2. Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS.

A.3. Aplicación #3 Representación de las señales Galileo

La tabla 11 muestra todos los archivos creados para esta última aplicación, así como su descripción.

 Nombre	Tipo	Descripción
Galileo.m	<i>script</i>	Interfaz entre la figura y el código.
Galileo.fig	<i>figura</i>	Interfaz gráfica de la aplicación.
signalE5.m	<i>function</i>	Devuelve la señal generada y su vector de tiempo.
RangingCodes.m	<i>function</i>	Devuelve el <i>ranging code</i> en binario.
oct2bin.m	<i>function</i>	Transforma un número octal en binario.

Taps.m	<i>function</i>	Devuelve los registros de los taps en binario según las especificaciones del ICD.
StartValues.m	<i>function</i>	Devuelve los <i>start values</i> en binario según las especificaciones del ICD.
InitialSequences.m	<i>function</i>	Devuelve las secuencias iniciales en binario según las especificaciones del ICD.
hex2bin.m	<i>function</i>	Transforma un número hexadecimal a binario.
SecondaryCodes.m	<i>function</i>	Devuelve los códigos secundarios del vehículo espacial (SVID) 1 en binario. Adapta los códigos al número de chips del código primario.
PrimaryCode.m	<i>function</i>	Devuelve los códigos primarios según las variables de entrada.
LFSR.m	<i>function</i>	Se realiza LFSR con las variables de entrada de la función.
parameters.m	<i>function</i>	Devuelve las dos funciones subportadoras para la modulación AltBOC y otras dos retrasadas.
addFilter.m	<i>function</i>	Devuelve la señal filtrada y los coeficientes de la función de transferencia del filtro.
representa	<i>script</i>	Representa la densidad espectral, la función de autocorrelación y el PAPR de la señal E5.
representaConstelacion.m	<i>script</i>	Representa la constelación de la señal E5 sin filtrar.
representaTemporal.m	<i>script</i>	Representa la señal temporal E5 generada.

Tabla 11. Archivos generados para la aplicación #3, representación de señales Galileo.

Apéndice B. Manuales de usuario

En el siguiente apéndice se ha creado una pequeña guía de usuario para el uso de las aplicaciones desarrolladas.

B.1. Manual lanzador de aplicaciones

Si ejecutamos el archivo *launcher.m* se ejecutará el lanzador de aplicaciones que nos permite ejecutar cualquiera de las aplicaciones desarrolladas en este proyecto y en el anterior.

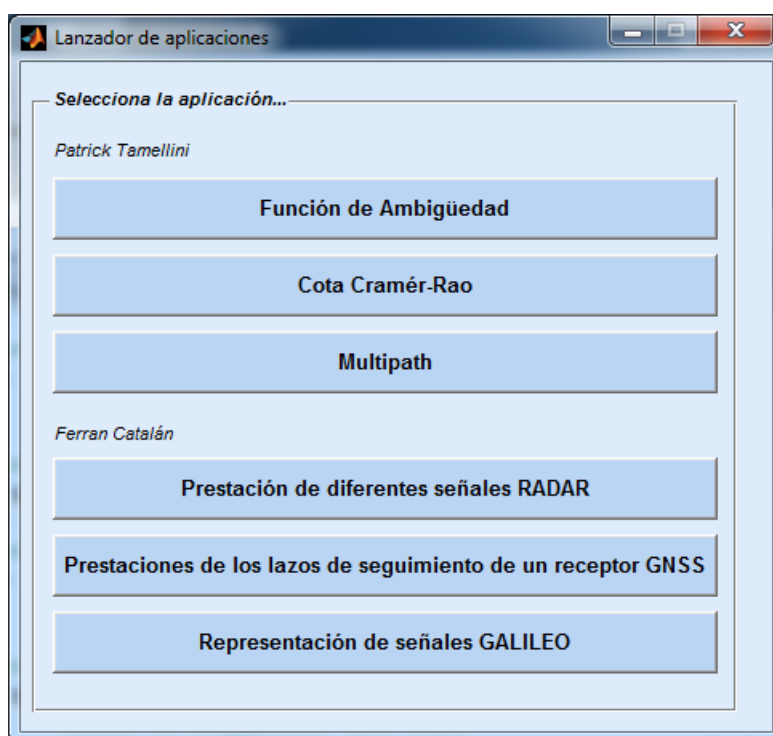


Figura 5.1. Lanzador de aplicaciones

Las aplicaciones están divididas por cada estudiante y con un mismo formato como se puede ver en la figura 5.1.

B.2. Manual aplicación #1 Prestaciones de diferentes señales RADAR

La primera aplicación se ha utilizado la misma interfaz que el proyecto anterior añadiendo los campos de configuración y de representación necesarios. A continuación describimos los campos nuevos.

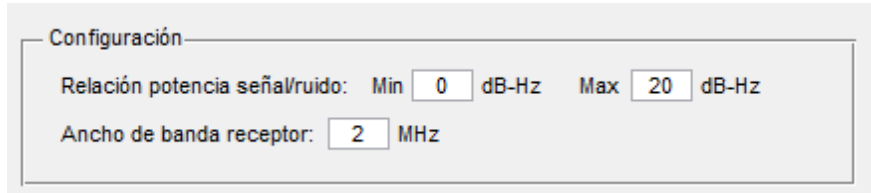


Figura 5.2. Campos de configuración aplicación #1.

En la relación potencia señal/ruido se especifica el intervalo de valores por el cual se desea representar la precisión. Además se especifica el ancho de banda del receptor en MHz.

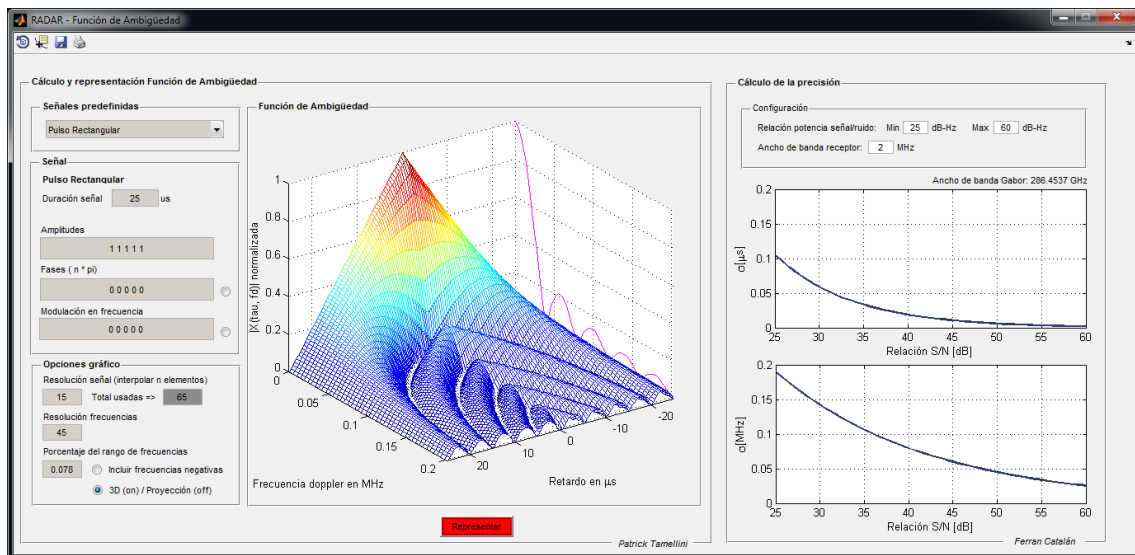


Figura 5.3. Interfaz aplicación #1

Una vez se ha completado la configuración se puede proceder a representar la señal y se representará tanto la función de ambigüedad del RADAR como su precisión en las medidas. También se muestra el ancho de banda *Gabor* utilizado para los cálculos.

B.3. Manual aplicación #2 Caracterización de las prestaciones de lazos de seguimiento de un receptor GNSS

La segunda aplicación es una extensión de la ya creada en el proyecto anterior. Se ha mantenido toda la interfaz y se ha añadido un bloque de configuración para el lazo de seguimiento.

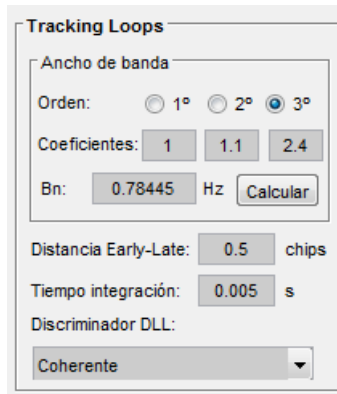


Figura 5.4. Campos configuración aplicación #2.

El bloque permite definir el ancho de banda del lazo, pudiendo especificar el orden del filtro y los coeficientes de cada multiplicador, como se explica en el apartado 3.2. Una vez se ha definido, pulsando el botón *Calcular* se calculará en nuevo ancho de banda. Siempre se utilizará el que aparece en el camp B_n . También es posible añadir directamente el valor del ancho de banda.

En los dos siguientes campos de la figura 5.4 se define la distancia *Early-Late* y el tiempo de integración. Finalmente seleccionamos el tipo de discriminador del lazo de seguimiento de código (DLL).

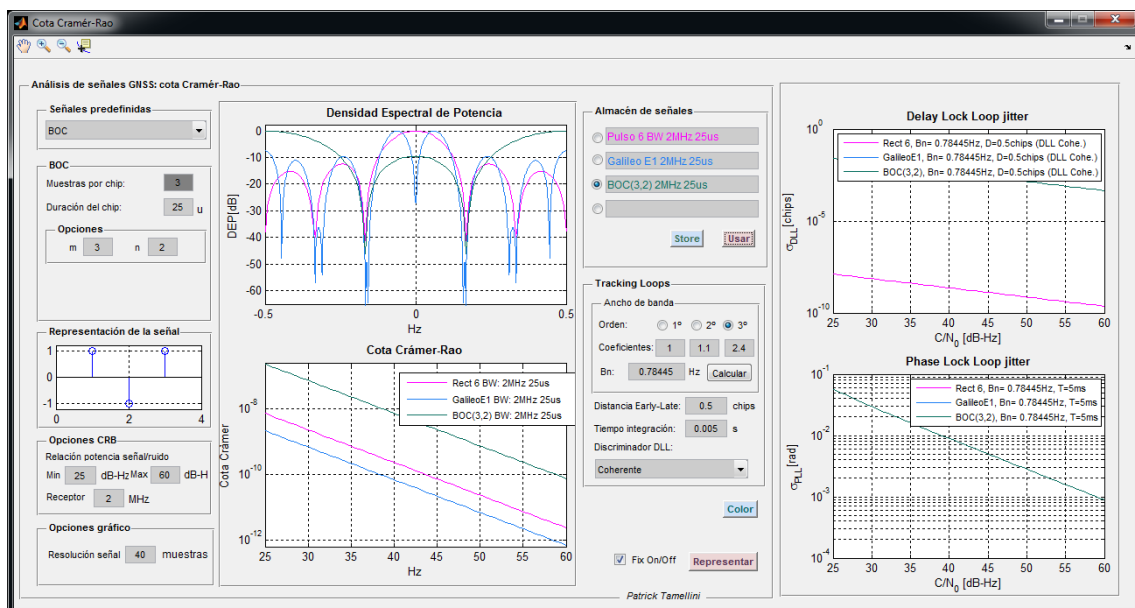
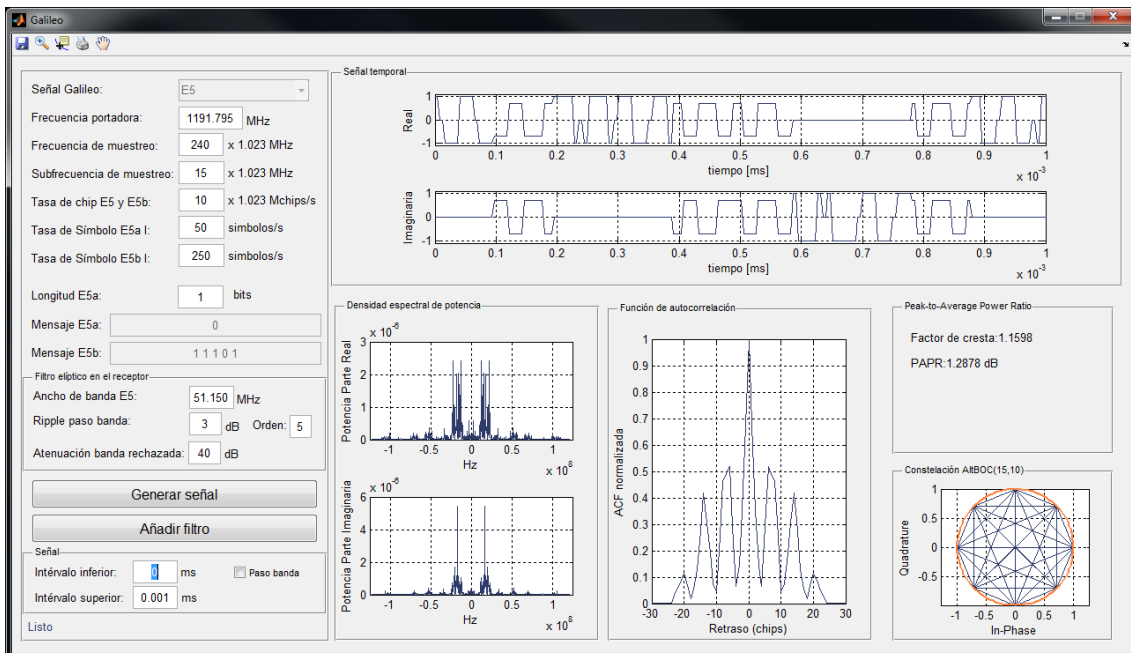


Figura 5.5. Interfaz aplicación #2

Una vez configurado, pulsando el botón *Representar*, se mostrarán todas las representaciones desarrolladas.

B.4. Manual aplicación #3 Representación de las señales Galileo

La tercera aplicación tiene un panel izquierdo de configuración y en la parte derecha aparecen todas las gráficas resultantes.



La configuración por defecto se ha obtenido de la documentación oficial. Pulsando el botón *Generar señal* obtendremos las características de la señal generada.

A continuación se habilitará el botón *Añadir filtro* y el panel de control e la señal. Una vez tenemos la señal podemos aplicar el filtro elíptico que se ha configurado para el receptor.

Nos podemos mover por la señal temporal variando los valores del intervalo de tiempo. Si queremos ver la señal en paso banda debemos marcar el campo *Paso banda*.

Referencias

- [1] P. Tamellini, «Interfaces Gráficas de Usuario destinadas al estudio de destinadas al estudio de,» 2011.
- [2] J. A. López-Salcedo, Sistemas de radar, 2012.
- [3] Taylor, Radar Signal Analysis and Processing Using MATLAB, 2009.
- [4] L. Ridenour, Radar System Engineering, MIT Radiation Lab series, 1947.
- [5] Skolnik, Introduction to Radar Systems, McGraw-Hill, 2001.
- [6] A. V. Castro, Compendio de artículos sobre radar, 2005.
- [7] J. M. S. Nogales, «Selección de forma de onda óptima para aplicaciones radar,» 2013.
- [8] Skolnik, Theoretical Accuracy of Radar Measurements.
- [9] J. L. Vicario, Fundamentos de los sistemas de radionavegación, 2012.
- [10] U. Government, «GPS,» [En línea]. Available: <http://www.gps.gov/>. [Último acceso: 2 11 2014].
- [11] J. L. V. G. S. G. José A. López-Salcedo, El sistema GPS, 2012.
- [12] C. J. H. Elliott D. Kaplan, Understanding GPS, 2006.
- [13] «GSA Europa,» [En línea]. Available: <http://www.gsa.europa.eu/>.
- [14] Europea GNSS (Galileo) Open Service: Signal In Space Interface Control Document, 2010.
- [15] Wikipedia, «Wikipedia,» [En línea]. Available: <http://en.wikipedia.org/wiki/Autocorrelation>. [Último acceso: Diciembre 2014].
- [16] «Wikiloc,» [En línea]. Available: http://es.wikipedia.org/wiki/Densidad_espectral. [Último acceso: Diciembre 2014].

[17] «Wikipedia,» [En línea]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Crest_factor. [Último acceso: Diciembre 2014].

[18] R. C. Pedrós, GALILEO SIGNAL GENERATION, Simulation Analysis, 2009.

[19] N. C. Shivaramaiah y Andrew G Dempster, «The Galileo E5 AltBOC: UNderstanding the Signal Structure,» *International Global Navigation Satellite Systems Society*, 2009.