

Desarrollo de Técnicas de Procesamiento de Señales y Análisis de Cobertura de Eventos GNSS-RO para el USAT-1

Tesina de Grado

Universidad Nacional de la Plata

Facultad de Ingeniería

Departamento de electrotécnica

UIDET SENyT

Alumno:

Saggese, Arian

Directores:

Ing. Javier Smidt

Dr. Ing. Santiago Ozafrain

2024

Índice general

1. Radio-Ocultación GNSS	15
1.1. Introducción	15
1.2. Teoría de observables	16
1.3. Productos de ciencia: presión, temperatura y humedad	19
2. Sistemas Globales de navegación por satélite	21
2.1. Introducción	21
2.2. El sistema de posicionamiento global	22
2.2.1. Estructura de la señal	23
2.2.2. Recepción	24
2.3. Mecánica Orbital	29
2.3.1. Constelaciones	31
3. El satélite Universitario: USAT-I	33
3.1. Introducción	33
3.2. Caracterización breve sobre antenas	34
3.2.1. Características de las antenas USAT-I	35
3.3. Órbita del USAT-I	37
4. Análisis de factibilidad del USAT-1	39
4.1. Criterio de selección de eventos	39
4.2. Escenario de simulación	40
4.3. Resultados	41
4.4. Conclusiones	43
5. Procesamiento de señales para RO	45
5.1. Comportamiento de la fase de la señal sobre la atmósfera	45
5.2. Modelado de señales GNSS-RO	46
5.2.1. Método de pantallas de fase	47
5.2.2. Interpolación a GNSS-RO	49
5.3. Técnicas de estimación fase	53
5.3.1. Lazo abierto	53
5.3.2. Lazo cerrado	54

5.3.3. El filtro de Kalman	54
6. Lazos de seguimiento	59
6.1. Lazos de seguimiento con filtro de Kalman	59
6.1.1. Simulación de señal GPS C/A de baja dinámica	59
6.1.2. Simulación de tono con dinámica RO	65
6.1.3. Simulación de señal GPS C/A con dinámica RO	70
7. Conclusiones	73
A. Modelado numérico para la resolución de eventos de RO	77
A.1. Modelos numéricos para simulación	77
A.1.1. Modelo del índice de refracción	78
A.1.2. Esquema de corrección	78
A.1.3. Esquema de Integración	78
A.1.4. Simulador de eventos RO	81

Índice de figuras

1.1. Camino del rayo en un medio de simetría esférica	17
1.2. Geometría básica en eventos de RO	18
2.1. Intercepción de múltiples esferas: determinación de la posición tridimensional	22
2.2. Mapa de búsqueda retardo-frecuencia basado en $K = 4$ integraciones no cohe- rentes	26
2.3. Esquema de seguimiento para señales de GPS: estimación de retardo de código y fase de portadora	27
2.4. Correladores E-P-L	28
2.5. Correladores en fase y cuadratura	29
2.6. Representación gráfica de parámetros Keplerianos	30
2.7. Órbita de la constelación GPS	31
3.1. Imagen representativa del satélite USAT-I	34
3.2. Parámetros de una antena	35
3.3. Patrones de radiación para las distintas configuraciones	36
3.4. Patrón de radiación antena de RO	36
3.5. Simulación de órbitas : USAT-I	37
4.1. Descomposición del frente de onda incidente en ejes cartesianos sobre la antena	40
4.2. Línea de vista entre satélites GPS y USAT-I para algunos eventos simulados.	41
4.3. Histograma de repetibilidad en la duración de los eventos registrados	42
4.4. Diagrama de cobertura global para el total de eventos simulados	42
4.5. Ejes de descomposición del frente de onda incidente	43
4.6. Ángulos de arribo del frente de onda de la señal descompuestos un sistema coherente con el patrón de radiación de la antena, en la dirección de movi- miento.	44
4.7. Eventos percibidos por el patrón de radiación con decaimiento menor a 3 dB	44
5.1. Esquema de segmentación de la atmósfera. Método PSM	47
5.2. Resultados de simulación. Amplitud y fase de la señal en LEO	49
5.3. Aceleración de la fase de la señal en el satélite LEO para un paso temporal de 50 ms	50
5.4. Generación de señal de GPS	51

5.5. Doppler y línea de vista simulados	52
5.6. Interpolación para la obtención de fase y amplitud de la señal, para un evento de LOS decreciente	52
5.7. Parte real de la señal recibida sin tener en cuenta código y datos de navegación	53
5.8. Esquema del filtro de Kalman discreto	56
5.9. Esquema DLL-KALMAN	57
6.1. Esquema Kalman-DLL-Adquisidor	60
6.2. Mapa de Doppler-retardo dentro del esquema de Adquisición	62
6.3. Evaluación de la perdida de potencia de un correlador al no actualizar el retardo	62
6.4. Variables de estado estimadas para una simulación con desviación Doppler nulo (Frecuencia constante)	63
6.5. Módulo a la salida de los correladores prompt Early y Late en el esquema de simulación presentado en 6.1	63
6.6. Variables de estado estimadas para una simulación con un escalón de desviación Doppler	64
6.7. Variables de estado estimadas para una simulación con una rampa de desviación Doppler	64
6.8. Esquema de seguimiento implementado para un tono bajo dinámica RO . . .	66
6.9. Sincronización de portadora para un evento RO decreciente	67
6.10. Doppler en Exceso para sincronización de portadora en un evento RO creciente con filtro de mediana de orden 100	67
6.11. Sincronización de portadora para un evento RO creciente	68
6.12. Doppler en Exceso para sincronización de portadora en un evento RO creciente con filtro de mediana de orden 100	69
6.13. Esquema de sincronismo para portadora GPS-L1-C/A bajo dinámica RO . .	70
6.14. Variables de estado estimadas para una simulación de señal GPS-L1 con dinámica de RO	71
6.15. Exceso de frecuencia provocada por la atmósfera para una simulación de señal GPS-L1 con dinámica de RO	72
A.1. Esquema de corrección: Iteración discreta de Newton.	79
A.2. Posición y dirección en un evento RO para la iteración k en el punto i , para cada una de las regiones que PRP plantea.	80
A.3. Diagrama de flujo del esquema de simulación con la integración de partes . .	83

Hoja Cero para incluir en el Informe Final

Cátedra de Proyecto Final Ing. en Electrónica



Modalidad con director
Departamento de Electrotecnia
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de La Plata



Título del Proyecto Final: Desarrollo de Técnicas e Procesamiento de señales y Análisis de Cobertura de Eventos de GNSS-RO para el Satélite Universitario USAT-I.

Alumnos integrantes del grupo de trabajo:

Nro. de Alumno	APELLIDO, Nombres	Calificación
73362/7	SAGGESE, Arian	

Lugar de Realización: SENyT (Sistemas Electrónicos de Navegación y Telecomunicaciones)

Director/ra: Javier, Smidt.

Codirector/ra: Santiago, Ozafrain.

Integrantes de la mesa examinadora (Firma, aclaración)

Enrique Mario Spinelli

Pablo Paús

Pablo Andrés García

Flavio Ferrari

Mariano Fernandez Corazza

Calificación:

Fecha: 19/12/2024

Autorizo que el Informe Final de este Proyecto Final sea incluido en el Repositorio Institucional de la Universidad Nacional de La Plata (SEDICI: <http://sedici.unlp.edu.ar>).

Resumen / Abstract

En este trabajo se estudian nuevas alternativas para el procesamiento de señales GPS en escenarios de alta dinámica, como los eventos de radio ocultación (RO). Estos escenarios representan un desafío para los esquemas de seguimiento convencionales, por lo que se proponen herramientas novedosas, como el uso de filtros de Kalman, para abordar estas limitaciones. Además, en el contexto del satélite universitario USAT-I, se realiza un análisis de factibilidad para evaluar su utilidad en este tipo de experimentos científicos.

Dado que las muestras reales necesarias para probar los esquemas de seguimiento son de difícil acceso, se desarrollaron modelos que reproducen el comportamiento de la señal GPS en condiciones de dinámica RO. Estos modelos permitieron evaluar los esquemas propuestos mediante simulaciones en el entorno deseado, incluyendo la dinámica específica del USAT-I. La versatilidad del simulador desarrollado no solo facilita el análisis de las características de la señal en este entorno, sino que también permite su aplicación a múltiples escenarios. Para cada uno de estos, se realizaron simulaciones detalladas bajo los esquemas de seguimiento planteados.

This work explores new approaches for processing GPS signals in high-dynamic scenarios, such as radio occultation (RO) events. These scenarios pose significant challenges to conventional tracking schemes, leading to the proposal of innovative tools, such as the use of Kalman filters, to address these limitations. Additionally, within the framework of the USAT-I university satellite, a feasibility analysis is conducted to evaluate its potential for supporting this type of scientific experiment.

Since the real signal samples required to test the tracking schemes are difficult to obtain, models were developed to simulate the behavior of GPS signals under RO dynamic conditions. These models enabled the evaluation of the proposed schemes through simulations in the desired environment, including the specific dynamics of the USAT-I. The versatility of the developed simulator not only facilitates the analysis of signal characteristics in this context but also allows its application to a variety of scenarios. For each scenario, detailed simulations were performed using the proposed tracking schemes.

Agradecimientos

En este breve espacio pretendo condensar una basta cantidad de agradecimientos para cada una de las personas que formaron parte de mi etapa de formación profesional, sin duda no es tarea fácil pero espero poder plasmar parte de mis convicciones.

En primer lugar quiero agradecer a mi director Javier Smidt, quien no solo se ofreció a ser mi director sin haber tenido relación profesor-alumno, sino que también ha sido una gran fuente de confianza para poder culminar esta tesina de grado. Sus consejos más allá del ámbito académico han hecho que todo se torne más liviano, incluso cuando las cosas no salían como uno esperaba. Sin estar en los papeles, le agradezco enormemente a Fermín, que sin necesidad alguna ha pasado tardes enteras ayudándome a debuggear o contestándome dudas, siempre con la mejor predisposición. Adentrarse en un tema de investigación no es para nada fácil y aún más cuando sos estudiante de grado, es por ello que por su paciencia en mis extensos seminarios, su confianza para poder dejarme publicar mi primer paper y su continua predisposición quiero agradecerle a Santiago Ozafrain y Ernesto López, sin dudas marcaron un camino dentro de la investigación, donde yo creo que me encuentro día a día.

Por supuesto que agradezco inmensurablemente al SENyT por la absoluta comodidad en el día a día, los buenos tratos, las risas en las comidas del mediodía y el inolvidable viaje al congreso. Entre ellos agradezco a Eze, Fran, Ramón, Santi, Juan, Agustín, Germán, Elian y Gabriel.

Al resto de mis profesores durante esta etapa, que me han motivado a superarme día a día, los recordare con mucho aprecio.

Gracias a todos mis amigos por fuera de la facu, que de alguna u otra manera me han apoyado en este largo pero extrañamente rápido camino, entre ellos Favio, Gian, Nacho, Simón y Marian. Siempre supieron esperarme.

Dentro de la facu es imposible no mencionar a las personas que compartí 5 años ininterrumpidos de cursada, parciales y con los más allegados, las más graciosas juntadas. En primer lugar a Juan, que ha sido mi compañero y amigo desde el minuto uno, nunca negociamos no llegar a esta instancia. A Manu, Rafa, Nacho, Juan Facundo totalmente importantes para mi. No puedo evitar pensar en mis compañeros, Facu, Delfi, Palo, Mate, Bruno y Tomi y agradecerles por todo lo compartido.

Mi familia ha sido un pilar fundamental en todos estos años, les agradezco infinitamente a cada uno de ellos. Por último, el agradecimiento más grande a mi hermana Ángela, Claudio y Mama, claro esta que siempre fueron los que estuvieron detrás de todo esto, apoyándome en cada instancia permitiéndome hacer lo que más me gusta.

Quiero terminar estas palabras remarcando la importancia de la Universidad pública, gracias a la UNLP pude escribir orgullosamente cada uno de los párrafos que conforman esta tesis que ojalá sea de utilidad en un futuro. Educación pública, libre y gratuita en todo momento.

Introducción

Motivación

El presente trabajo se enmarca en el contexto del proyecto USAT llevado adelante por los grupos SENyT y CTA de nuestra Facultad. Dicho proyecto consiste en el diseño y fabricación de una nanosatélite con formato Cubesat, que entre otros instrumentos llevará un receptor GNSS desarrollado y fabricado en el SENyT. Una de las posibilidades que abre esta implementación es la de analizar el uso de nanosatélites para el sensado remoto de la Tierra, en particular mediante dos técnicas que hacen uso de las señales de satélites GNSS: reflectometría y radio ocultación. En este trabajo, analizaremos la posibilidad de procesar señales de radio ocultación.

Objetivos generales y particulares

El objetivo general de la tesina es el procesamiento de señales y factibilidad del satélite universitario como receptor de eventos de Radio Ocultación. Para la realización de este trabajo es necesario partir de una base teórica firme acerca de los temas relacionados con esta línea de investigación. Los objetivos particulares de esta tesina resultan resultan:

- Introducción a la Radio-Ocultación GNSS
- Introducción a los sistemas GNSS
- El satélite universitario USAT-I
- Generar modelos de señal de RO que se adapten al entorno del USAT-I
- General modelos de señales de GPS bajo dinámica RO
- Diseñar algoritmos de seguimiento de fase de señales de RO

La estructura del presente trabajo se organiza en capítulos dedicados a cada tema relevante. El primer capítulo aborda el estudio teórico de la radio ocultación (RO), explorando sus conceptos fundamentales, su evolución histórica y los avances más recientes en el campo. En el segundo capítulo, se realiza un repaso de las características más importantes de los

sistemas GNSS, con un énfasis especial en el sistema GPS, destacando su relevancia para la existencia y aplicación de la RO.

El tercer capítulo se centra en el satélite universitario, uno de los elementos clave de este estudio. En él, se describen sus principales características constructivas y su potencial para aplicaciones científicas. En el cuarto capítulo, se detallan los criterios utilizados para llevar a cabo el análisis de factibilidad del satélite como receptor de eventos de RO.

El quinto capítulo introduce las bases del procesamiento de señales en escenarios de alta dinámica, como los asociados a la RO. En este apartado, se describen las técnicas de seguimiento convencionales para estas aplicaciones y se presentan las metodologías implementadas como aportes de este trabajo.

El capítulo seis recopila los resultados de las simulaciones realizadas, mostrando el desempeño de los esquemas de seguimiento diseñados. Finalmente, el capítulo siete está dedicado a las conclusiones generales del trabajo y a las posibles líneas de investigación y desarrollo futuro.

Capítulo 1

Radio-Ocultación GNSS

Este capítulo sienta las bases teóricas que fundamentan la técnica Radio ocultación GNSS. Se pretende extraer un concepto abstracto pero a su vez suficiente para distinguir las virtudes y las problemáticas que se ofrecen en radio ocultación. Esto nos llevará a estudiar las características de la geometría de un evento de esta índole y por su puesto desenmascarar los parámetros observables que nos permiten hacer ciencia.

1.1. Introducción

La radio ocultación (RO) es una técnica de sensado remoto que emplea señales de radio para obtener información sobre el medio a través del cual estas señales se propagan. Inicialmente, esta técnica se utilizaba para el sondeo atmosférico de planetas del sistema solar, como Marte, Venus y Mercurio, permitiendo a los científicos obtener datos sobre la composición atmosférica de estos cuerpos celestes [1].

Una de las ventajas de RO es su capacidad para aprovechar señales que ya existen con un propósito específico, en lugar de generar nuevas señales. El avance en la tecnología espacial en las últimas décadas y el incremento en la cantidad de satélites en órbita ha facilitado el uso y promoción de esta técnica en una variedad de contextos. Particularmente el estudio de nuestra propia atmósfera es el objetivo de mayor interés en la actualidad. Algunos documentos recientes destacan la importancia de los observables que se pueden obtener mediante RO, sugiriéndolos como una alternativa efectiva y desafiante ante los enfoques convencionales en diversas disciplinas, especialmente en meteorología. Una de las mayores virtudes de RO dentro de este campo de aplicación es su capacidad para inferir el comportamiento atmosférico sin la necesidad de realizar sondeos desde la superficie terrestre. Esto permite obtener mediciones no solo libres de sesgos causados por factores terrestres, como nubes o interferencias, sino también con una precisión notable [2] [3].

Para que un evento de RO ocurra, es necesario contar con un sistema de vehículos espaciales capaces de orbitar alrededor de la Tierra, enviando señales que en algún momento puedan ser “ocultadas” por la Tierra. Consideremos un escenario típico de RO, que es el foco de este informe. Este escenario se desarrolla cuando un satélite en órbita media (MEO, por

sus siglas en inglés), equipado para generar y transmitir señales, establece comunicación con otro satélite en órbita baja (LEO, por sus siglas en inglés). A medida que el satélite en órbita baja se desplaza y se aproxima a una posición en la que la Tierra obstruye la línea de vista entre ambos satélites, se produce el evento de RO. Durante este proceso, la comunicación entre los dos satélites atraviesa las capas atmosféricas, generando efectos que son clave para describir la geometría de la ocultación. No se trata de un instante específico, sino de un periodo de tiempo en el que la interacción entre la señal electromagnética y la atmósfera permite estudiar sus propiedades.

Cuando la señal viaja de un satélite a otro y atraviesa la atmósfera experimenta el efecto de refracción debido a la falta de homogeneidad en el medio, a diferencia del espacio libre. Este fenómeno provoca una pérdida de potencia y deformaciones en la señal, que no solo generan una “curvatura” en su trayectoria, sino que también alteran su fase y amplitud en comparación con la señal observada en el espacio libre. Desde un enfoque científico, medir esta curvatura es fundamental, ya que permite inferir con gran resolución parámetros físicos como la presión, la humedad y la temperatura en la atmósfera [2]. Para obtener esta curvatura es imprescindible disponer de un modelo de la señal que refleje adecuadamente las variaciones experimentadas durante todo su recorrido. Este es el objeto de estudio de la presente tesis, y será analizado en detalle en los capítulos posteriores.

Si bien se analizará con mayor detenimiento en los capítulos siguientes, el satélite que actuará como MEO corresponderá a la constelación de GPS, mientras que el único satélite LEO considerado en este análisis será el satélite universitario USAT-I.

En el campo de RO existen dos principales áreas de aplicación. La primera está relacionada con el procesamiento adecuado de la señal para asegurar una recepción correcta de los datos. La segunda se centra en el estudio y la utilización de los datos derivados del procesamiento, conocidos como observables de RO. Estos observables, comúnmente llamados productos de RO, son de gran interés para la investigación científica, ya que permiten justificar o ampliar la comprensión de ciertos fenómenos físicos.

En la siguiente sección se discuten los fundamentos físicos que permiten la obtención de estos productos de RO, ya que proporcionan información valiosa para desarrollar modelos de la señal de RO.

1.2. Teoría de observables

En óptica geométrica (OG), el estudio de la propagación electromagnética de una señal (llamado también rayo en OG) que atraviesa una región con índice de refracción variable se describe mediante la ecuación de Eikonal [4],

$$\frac{d}{ds} \left(n \frac{d\vec{r}}{ds} \right) = \vec{\nabla} n, \quad (1.1)$$

donde \vec{r} representa la posición vectorial (con origen en o) de un punto del rayo, $\vec{\nabla} n$ corresponde al gradiente del índice de refracción n y ds indica un incremento a lo largo del camino del rayo, y \vec{s} se define como un versor unitario en dirección a la línea de vista.

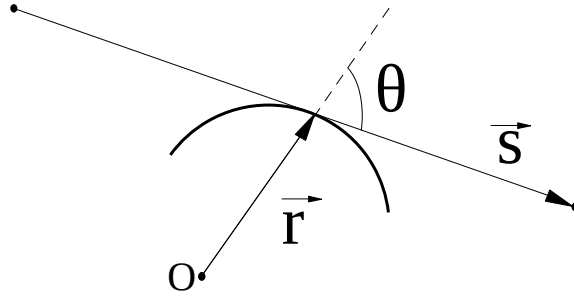


Figura 1.1: Camino del rayo en un medio de simetría esférica

En la imagen de la Fig. 1.1 podemos ver la situación anteriormente descripta. En el caso de contar con simetría esférica estamos asumiendo que el índice de refracción varía únicamente de forma radial, es decir $n = n(r)$. Resulta interesante evaluar la variación del producto $\vec{r} \times (n \vec{s})$ a lo largo del camino del rayo para desprender de allí una de las ecuaciones fundamentales de lo observables de RO. Para ello tenemos,

$$\frac{d}{ds} (\vec{r} \times (n \vec{s})) = \frac{d\vec{r}}{ds} \times n \vec{s} + \vec{r} \times \frac{d}{ds} (n \vec{s}) \quad (1.2)$$

dado que $\frac{d\vec{r}}{ds} = \vec{s}$, el primer término de la ecuación previa se anula, puesto que el producto cruz entre dos vectores coplanares es nulo,

$$\frac{d}{ds} (\vec{r} \times (n \vec{s})) = \vec{r} \times \frac{d}{ds} (n \vec{s}) \quad (1.3)$$

al analizar el término a la derecha, el producto resultante genera un vector que apunta en una dirección no radial, indicando que no hay contribución al cambio de $\vec{r} \times (n \vec{s})$ por parte del índice de refracción en su dirección radial. Esto implica que, al considerar simetría esférica con $n = n(r)$ y $\vec{\nabla} n = \frac{\vec{r}}{r} \frac{dn}{dr}$, el término $\vec{r} \times (n \vec{s})$ se mantiene constante y, por lo tanto tenemos la siguiente formula,

$$r n(r) \sin(\theta) = cte = a \quad (1.4)$$

conocida como la fórmula de *Bouguer*.

El índice de refracción puede ser calculado a través de la transformación de Abel [5],

$$n(r) = \exp\left(\frac{1}{\pi} \int_{nr}^{\infty} \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 - n^2 r^2}} d\alpha\right) \quad (1.5)$$

donde α es el ángulo de reflexión de la señal de RO, tal como se puede analizar de la Fig. 1.2. La existencia de la transformada de Abel nos da una poderosa herramienta para poder calcular el índice de refracción en función de la curvatura que sufre la señal, sin embargo, todavía no hemos calculado dicho ángulo α . Una forma analítica de recuperar el ángulo de reflexión es a través de analizar el corrimiento Doppler que ocurre debido al movimiento

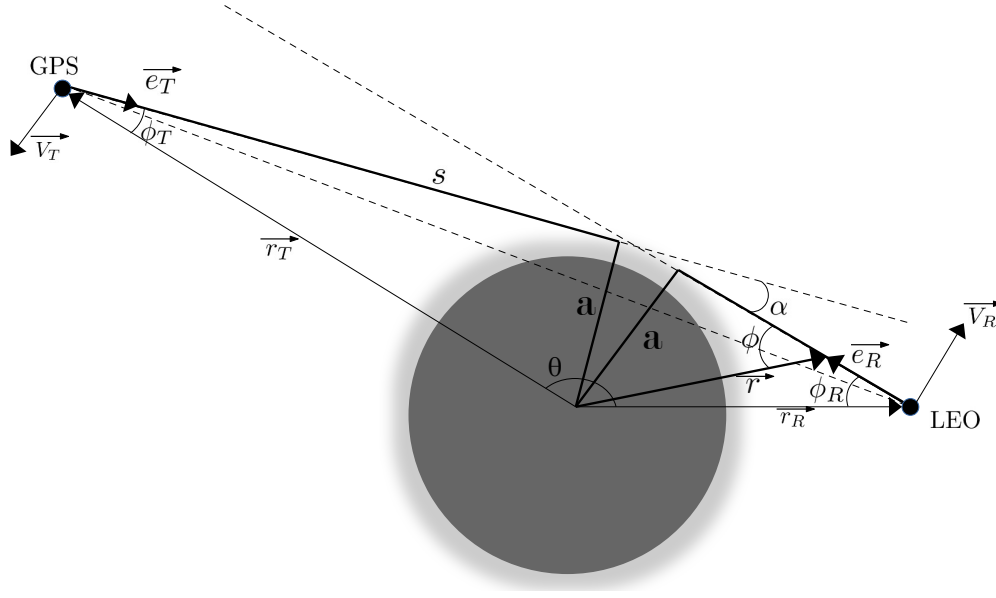


Figura 1.2: Geometría básica en eventos de RO

relativo entre satélites. Siguiendo la notación de la Fig. (1.2) podemos calcular el Doppler como la proyección de las velocidades relativas de los satélites sobre el plano que los une, para ello resulta el corrimiento $f_{\Delta D}$ a partir de una frecuencia de transmisión f_T

$$f_{\Delta D} = \frac{f_T}{c} (\vec{V}_R \vec{e}_R + \vec{V}_T \vec{e}_T + \frac{\Phi_T - \Phi_R}{c^2} + \frac{V_R^2 - V_T^2}{2c^2} + O(\frac{V}{C})^3) \quad (1.6)$$

donde \vec{V}_R y \vec{V}_T son las velocidades de los receptores y transmisores, \vec{e}_R y \vec{e}_T son los vectores unitarios en la dirección del camino del rayo. El primer y segundo término representan el aporte de Doppler por las velocidades de cada uno de los satélites. El tercer término representa una corrección de potencial gravitacional. El cuarto y quinto término son de alto orden debido a velocidades relativas de los satélites. Contando con mediciones lo suficientemente precisas de posición y velocidad de los satélites, el ángulo de reflexión α puede calcularse de manera iterativa a partir de las ecuaciones (1.4), (1.6) y la relación geométrica entre ángulos,

$$2\pi = (\pi - \alpha) + \phi_T + \phi_R + \theta. \quad (1.7)$$

En la siguiente sección analizaremos cómo utilizar los registros del índice de refracción para poder obtener mediciones precisas de presión, temperatura y humedad.

1.3. Productos de ciencia: presión, temperatura y humedad

El índice de refracción se relaciona con variables físicas de la atmósfera. Es posible escribir la refracción N en función del índice de refracción n y otras magnitudes,

$$N = (n - 1) 10^6 = 77,6 \cdot \frac{P}{T} + 3,73 \cdot 10^5 \frac{P_w}{T^2} + 4,03 \cdot 10^7 \frac{n_e}{f^2} + 1,4W \quad (1.8)$$

Donde N es la refracción, P es la presión atmosférica, T es la temperatura atmosférica, P_w es la presión parcial por el vapor de agua, n_e es el número de electrones por metro cúbico, f es la frecuencia de transmisión y W es el agua líquida por metro cúbico. Los cuatro términos de refractividad en la ecuación 1.8 se conocen como los términos seco, húmedo, ionosférico y de dispersión [6].

El término de refractividad seca surge debido a la capacidad de las moléculas en la atmósfera para polarizarse, es decir, responder a un campo eléctrico incidente generando un dipolo eléctrico en las moléculas. Esta refractividad seca está directamente relacionada con la densidad molecular y predomina a altitudes debajo de los ~ 60 -90 km de altura respecto al nivel del mar. En cambio, el término de refractividad húmeda se debe principalmente al marcado momento bipolar permanente del vapor de agua, el cual cobra relevancia en la baja troposfera. El momento bipolar del agua se refiere a la distribución asimétrica de la carga eléctrica en la molécula de agua, lo que le confiere propiedades eléctricas particulares y contribuye significativamente a la refractividad en presencia de vapor de agua en la atmósfera.

Por otro lado, el término ionosférico se origina principalmente en los electrones libres presentes en la ionosfera, siendo de importancia en altitudes superiores a los ~ 60 -90 km. Finalmente, el término de dispersión se debe a gotas de agua líquida suspendidas en la atmósfera.

Si los eventos de radio ocultación suceden por debajo de los ~ 60 -90km donde la contribución del término ionosférico y de alto orden son aproximadamente nulos, podemos reescribir la ecuación 1.8 como,

$$N = 77,6 \frac{P}{T} \quad (1.9)$$

si combinamos esta ecuación con la ley de gases ideales,

$$\rho(r) = \frac{N(r)m}{d_1 R} = \frac{P(r)m}{T(r)R}. \quad (1.10)$$

notamos que R es la constante de los gases ideales, m es la masa molecular media en el aire seco, ρ es la densidad de aire en kilogramos por metro cúbico y $d_1 = 77,6N$.

Luego, teniendo una expresión para la densidad, es posible encontrar la presión atmosférica si recurrimos a la ecuación de principio hidrostático, en donde se plantea que las fuerzas del gradiente vertical de presión sean iguales a las fuerzas gravitatorias,

$$\frac{dP}{dr} = -g\rho \quad (1.11)$$

donde g es la aceleración gravitacional. La presión atmosférica P , puede ser derivada a partir de integrar la ecuación 1.11.

$$P(r) = P(r_{top}) + \int_r^{r_{top}} \rho(r)g(r)dr = \frac{1}{d_1}N(r_{top}T(r_{top}) + \frac{m}{d_1R} \int_r^{r_{top}} N(r)g(r)dr) \quad (1.12)$$

Es importante destacar que se necesita establecer una condición límite superior de presión, denotada como $P(r_{top})$, para obtener el perfil de presión en cualquier altitud específica. La alternativa más simple consiste en asignar una presión nula en la cima de la atmósfera. En la práctica, se recurre a menudo a la temperatura derivada de un análisis meteorológico en altitudes elevadas, como en la estratosfera superior. Los errores fraccionarios en la presión debido a esta estimación inicial de temperatura disminuyen rápidamente a medida que la integración se adentra en la atmósfera.

Luego, a partir de la ecuación 1.10 obtenemos un perfil de temperatura $T(r)$,

$$T(r) = d_1 \frac{P(r)}{N(r)}. \quad (1.13)$$

Capítulo 2

Sistemas Globales de navegación por satélite

El crecimiento exponencial de la población satelital ha hecho que con el pasar de los años empiecen a surgir derivados de los sistemas globales de navegación por satélite (GNSS por sus siglas en inglés), tal es el caso de la radio ocultación. Es por ello que por más que no sea la disciplina de foco en esta tesina, es vital comprender su funcionamiento, sus particularidades y alcances. En este capítulo se explican las generalidades de los GNSS haciendo hincapié particularmente en el sistema de posicionamiento global (GPS por sus siglas en inglés). Tomaremos detalle de herramientas que nos servirán luego para discutir algunos fenómenos propios de RO, tal es así la mecánica orbital, las señales GPS/GNSS, su adquisición y seguimiento.

2.1. Introducción

Los sistemas de navegación satelital se basan en la idea de medir los retardos en el tiempo de viaje de una señal. Esta señal viaja desde una estación emisora hacia una estación receptora. El concepto de medir el tiempo de arribo se denomina *Time of Arrival* (TOA). Para implementar este concepto, es necesario conocer con precisión tanto el tiempo en que la señal fue transmitida como el tiempo en que llegó, así como la posición de los satélites transmisores.

Si deseamos determinar la posición de un receptor o usuario, es necesario resolver una geometría específica. Por ejemplo, en el caso unidimensional, donde el usuario se mueve sobre una recta, si suponemos completa sincronización entre emisor y receptor, se necesitan dos mediciones para resolver la ambigüedad en la posición. Lo mismo ocurre en dos dimensiones, donde es necesario agregar una tercera medición de retardo. Al extrapolar esto a tres dimensiones, obtenemos el esquema mostrado en la Fig. 2.1, donde se observa que, en el caso de tres esferas, existe una cierta ambigüedad que puede resolverse con información adicional en el receptor o añadiendo una nueva medición de retardo.

Se estableció desde un comienzo que la medición precisa del tiempo es uno de los mayores desafíos en los sistemas GNSS. Es fundamental establecer un sincronismo riguroso entre

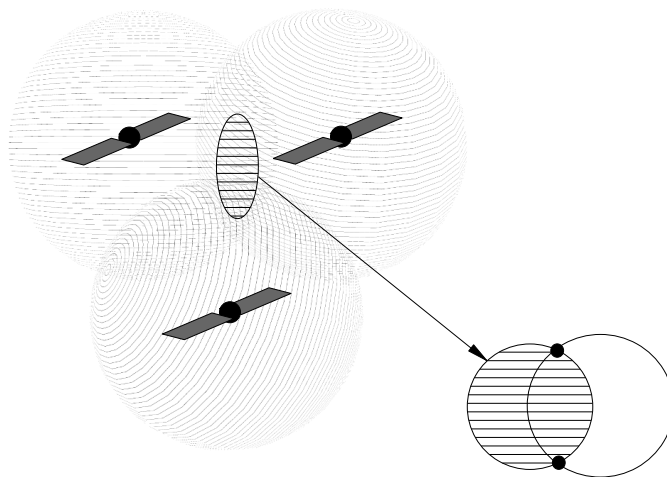


Figura 2.1: Intercepción de múltiples esferas: determinación de la posición tridimensional

los elementos del sistema, tanto emisores como usuarios. Los satélites emisores GNSS están equipados con relojes atómicos de alta precisión, mientras que los usuarios, como aquellos en la Tierra, en aviones u otros satélites en órbita (como un satélite LEO en el caso de la radio ocultación), no disponen de esta tecnología avanzada. Para compensar esto se emplean técnicas de procesamiento a bordo de la unidad receptora para mitigar los errores que puedan ser producidos.

Existen varios sistemas GNSS a nivel mundial, operados por diferentes países o entidades, que proporcionan servicios de posicionamiento y navegación. El *Global Positioning System* (GPS), operado por Estados Unidos, es el sistema GNSS más conocido y ampliamente utilizado. Este sistema cuenta con una constelación de al menos 31 satélites en órbita terrestre media (MEO) y se emplea globalmente en aplicaciones civiles, comerciales y militares. El sistema ruso, *Globalnaya Navigazionnaya Sputnikovaya Sistema* (GLONASS), es similar al GPS en su funcionamiento y cuenta con una constelación de aproximadamente 24 satélites operativos. Galileo es el sistema GNSS administrado por la Unión Europea, mientras que BeiDou es el sistema GNSS de China, el cual ha evolucionado de una cobertura regional a una global, con más de 30 satélites en funcionamiento.

2.2. El sistema de posicionamiento global

En un espacio donde coexisten una gran cantidad de satélites, generalmente organizados en constelaciones, un usuario debe seleccionar los satélites en vista para determinar su posición basándose en las mediciones TOA. Es fundamental definir un método por el cual los satélites emisores de GPS acceden al espectro electromagnético, ya que, de no hacerlo, se producirían solapamientos al transmitir en una misma banda de frecuencias.

Este acceso al medio se logra mediante una técnica conocida como *Code Division Multiple Access* (CDMA), la cual permite diferenciar los satélites gracias a que cada uno de ellos

transmite señales caracterizadas por un código pseudoaleatorio con una muy baja intercorrelación entre los distintos satélites. No es el único método de acceso al medio, por ejemplo en el sistema GLONASS se realiza por medio de división en frecuencia y es conocido como FDMA (Frequency Division Multiple Access).

2.2.1. Estructura de la señal

Las señales de GPS han evolucionado con el tiempo, incorporando nuevas técnicas en su generación. Inicialmente, la señal GPS se compone de dos portadoras en la banda L, un código que permite el acceso al medio, un código de aplicaciones especiales P, y los datos de navegación.

La banda L para aplicaciones civiles se subdivide en L1 y L2, cuyas frecuencias son múltiplos de una frecuencia fundamental proveniente de señales tradicionales del bloque satelital, $f_0 = 10,23$ MHz. Los valores característicos de estas frecuencias son $f_{L1} = 1575,42$ MHz y $f_{L2} = 1227,60$ MHz.

El mensaje de navegación para señales C/A L1, las cuales analizaremos en esta tesis se modulan a una tasa de $R_b = 50$ bps utilizando modulación BPSK, lo que determina un ancho de banda de 50 Hz. Los símbolos son del tipo NRZ (Non-Return to Zero) con un tiempo de bit de $T_b = 20$ ms. El mensaje de navegación contiene la información necesaria para calcular la posición y el tiempo de retardo. Además, se transmiten mensajes de telemetría (de uso restringido), términos de corrección que permiten reducir errores en la medición temporal, y efemérides. Las efemérides proporcionan información útil para calcular el tiempo del satélite (referido al sistema GPS), además de especificar parámetros orbitales.

El esquema descrito hasta ahora comprende una modulación BPSK con un ancho de banda de 50 Hz centrado en f_L . Una de las características más importantes de esta modulación digital es la adición de una nueva señal de carácter pseudoaleatorio que permite expandir el ancho de banda del espectro y cumple con el objetivo de acceso al medio. Esta señal se compone de códigos cuasi-ortogonales entre sí, con una tasa $R_c \gg R_b$. El uso de códigos para CDMA da lugar a la técnica conocida como espectro expandido por secuencia directa (DSSS, por sus siglas en inglés), lo que otorga a la señal una robustez significativa frente a interferencias y problemas de multicamino.

El código Gold utilizado para las secuencias pseudoaleatorias (en señales C/A L1) se genera a partir de combinaciones de dos secuencias de máximo largo. Cada satélite tiene asignado un código único. Estos códigos tienen un período de 1 ms y están compuestos por 1023 pulsos binarios antipodales, llamados chips, con una tasa $R_c = 1,023$ Mchips/s, donde el tiempo de cada chip es $T_c \approx 1\mu s$.

Parte del trabajo a posterior se centra en el desarrollo de técnicas de procesamiento de señales GPS para RO. Por ello, a continuación presentamos el modelo de la señal en su formato real enviada desde los satélites GPS:

$$s(t) = A \cdot d(t) \cdot c(t) \cdot \cos(2\pi f_{L1}t + \theta) \quad (2.1)$$

donde A es la amplitud de la señal, que generalmente se selecciona para alcanzar -138 dB en la superficie terrestre; $d(t)$ representa la señal de datos de navegación a 50 bps, $c(t)$ es el

código responsable del ensanchamiento y del acceso al medio. Finalmente, $\cos(2\pi f_{L1}t + \theta)$ es la portadora, donde f_{L1} es la frecuencia central.

En las siguientes secciones, analizaremos la señal recibida, abordando un esquema de recepción general para este tipo de señales y mostrando los resultados obtenidos al implementarlo de forma sintética.

2.2.2. Recepción

El objetivo principal de la recepción es adquirir la secuencia de datos $d(t)$. En un escenario ideal, donde dos usuarios están estáticos y perfectamente sincronizados, el problema de recepción se reduciría a desensanchar el espectro de la señal y luego multiplicarla por la portadora, estimando previamente el retardo de la señal y la portadora. Sin embargo, esta situación ideal rara vez se presenta en la práctica de GPS, ya que en realidad existe un movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, así como errores en la sincronización.

En un esquema de recepción tradicional, la señal es acondicionada tras pasar por varias etapas, incluyendo antenas y amplificadores de bajo ruido, conocidos como etapas de radio-frecuencia. Posteriormente, la señal se mezcla a una frecuencia intermedia para trasladar el espectro a una banda más baja, facilitando su muestreo a una frecuencia menor. La señal ruidosa que llega a la antena receptora y es muestreada a una frecuencia f_s , puede ser modelada como:

$$s[n] = Ad(nT_s - \tau_0)c(nT_s - \tau_0)e^{j(2\pi(f_{IF} + \Delta f_D)nT_s + \theta)} + w[n]. \quad (2.2)$$

En esta ecuación, se observan dos términos adicionales con respecto a (2.1): uno relacionado con el retardo en la propagación τ_0 y otro Δf_D debido al efecto Doppler.

La situación se complica respecto al caso ideal mencionado, ya que estos valores cambian con el tiempo. Por lo tanto, las réplicas locales deben ajustarse continuamente para evitar una degradación en la demodulación.

Para estimar estos dos parámetros en un primer instante, la teoría clásica propone dividir el proceso de recepción en dos etapas [7]. Primero, se realiza una adquisición gruesa para estimar los valores iniciales. Estos valores son luego utilizados en una etapa de seguimiento que permite mantener la sincronización tanto con el código como con la portadora, facilitando así la demodulación continua de la señal.

Adquisición

La adquisición de la señal representa la primera etapa del procesamiento digital en un receptor GPS. En esta fase, se realiza una estimación inicial del retardo de código y de la desviación Doppler, que son necesarios para el seguimiento preciso de la señal. Aunque el procedimiento es conceptualmente sencillo, sus implicaciones son significativas. Consiste en calcular la correlación $r_{s\tilde{s}}$ entre la señal recibida y una réplica local de la señal de código (\tilde{s}):

$$r_{s\tilde{s}}(\tau, f) = \sum_{n=0}^{N-1} s[n]\tilde{s}[n] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n]c(nT_s - \tau)e^{-j2\pi f nT_s} + r_w \quad (2.3)$$

donde N es el número de muestras en el intervalo de integración. Este procedimiento se denomina integración coherente cuando la correlación se realiza durante un tiempo T_i (tiempo de integración coherente) equivalente a NT_s , sin aplicar no linealidades al resultado. El término r_w representa el efecto del ruido en la correlación. Tras algunas simplificaciones, podemos expresar el primer término de la correlación como el producto de dos funciones: una R_c correspondiente a la correlación entre códigos desplazados en τ_0 y otra S correspondiente al efecto del desplazamiento en frecuencia Δf_D [8]. Suponiendo un espectro en banda base, es decir, $f_{IF} = 0$, podemos expresar según los cálculos de adquisición que:

$$r_{s\hat{s}}(\tau, f) \simeq Ae^{j\theta} R_c(\tau - \tau_0) S(f - \Delta f_D), \quad (2.4)$$

donde $R_c(\tau - \tau_0) \simeq \wedge \left(\frac{\tau - \tau_0}{T_c} \right)$ y $S(f - \Delta f_D) \simeq \text{sinc}((f - \Delta f_D)T_i)$.

Es evidente que el resultado de la correlación depende exclusivamente del retardo en código y del desplazamiento en frecuencia, siguiendo una ley triangular para el retardo y una función sinc para la frecuencia. La búsqueda de estos picos se realiza en un plano bidimensional determinado por el rango de frecuencias a analizar y el tiempo de integración. Cabe señalar que durante este proceso se ha asumido que la señal de datos $d(t)$ permanece constante durante el periodo de integración.

Para caracterizar el resultado del proceso de adquisición, se define la relación señal-ruido (SNR) como:

$$SNR_r = \frac{\max |r_{s\hat{s}}(\tau, f)|}{\text{Var}\{r_w\}} \quad (2.5)$$

similar al término de ruido en la ecuación (2.2), r_w tiene una distribución gaussiana compleja de media nula. Por lo tanto la SNR_r resulta [9]:

$$SNR_r = \frac{A^2 T_i}{N_0} \quad (2.6)$$

Esto indica que la calidad del resultado de la correlación mejora con el aumento del tiempo de integración coherente. Sin embargo, un mayor tiempo de integración incrementa la probabilidad de detectar cambios en los bits de la señal de datos, lo que puede degradar la integración debido a la inclusión de valores positivos y negativos.

Una vez comprendido cómo se realiza la búsqueda en el plano de estimación inicial de retardo y frecuencia, es necesario detectar estos máximos. Una forma práctica de hacerlo es mediante detectores no coherentes, que se basan en la idea de promediar varios planos de correlación coherente en módulo cuadrado:

$$z_{s\hat{s}}(\tau, f) = \sum_{k=0}^{K-1} |r_{s\hat{s}}^k(\tau, f)|^2. \quad (2.7)$$

En este caso, la SNR_z se determina a partir de:

$$SNR_z = \frac{SNR_r K}{2 + 1/SNR_r}, \quad (2.8)$$

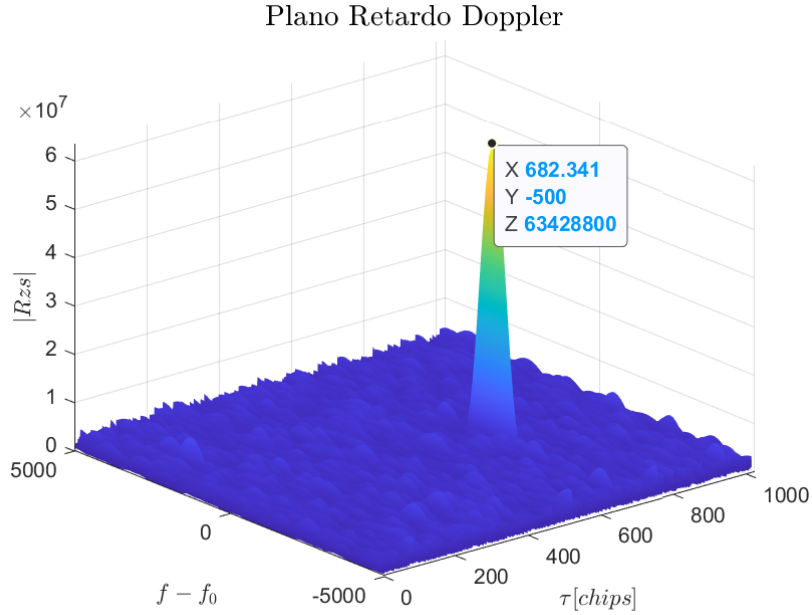


Figura 2.2: Mapa de búsqueda retardo-frecuencia basado en $K = 4$ integraciones no coherentes

lo que indica que el efecto de realizar integraciones no coherentes es equivalente a realizar integraciones coherentes de una duración $\frac{K}{2}$ veces mayor [9].

Durante el estudio teórico de estos esquemas, se desarrollaron códigos de simulación para abordar estas problemáticas. La Fig. 2.2 muestra un plano retardo-Doppler implementado con un tiempo de integración de 1 ms para un Doppler de 500 Hz y un rango de 20.000 km.

Una vez obtenidos los planos bidimensionales, se aplica teoría de detección para determinar si los picos corresponden realmente a la aparición de un satélite en vista o si son falsos positivos. Para ello, se pueden emplear técnicas sencillas de detección, como superar un cierto umbral de potencia. Si el pico máximo supera el umbral, se puede concluir que corresponde a un satélite en vista con un retardo y un desplazamiento Doppler determinados.

Seguimiento

Como se mencionó anteriormente, es crucial realizar un seguimiento continuo de los parámetros de retardo en código y desplazamiento en frecuencia, ya que estos no permanecen constantes en el tiempo. Si estos parámetros cambian, las réplicas locales necesarias para la demodulación de los datos se verán afectadas, lo que podría llevar a una demodulación no óptima de los datos.

Inicialmente, nos interesamos en estimar dos parámetros principales: la fase de la portadora (o, de manera indirecta, el desplazamiento en frecuencia) y el retardo de código. Aunque el tratamiento de estos parámetros se analiza y estima casi de forma independiente, no debemos olvidar que están correlacionados y surgen de un mismo efecto. Las técnicas empleadas

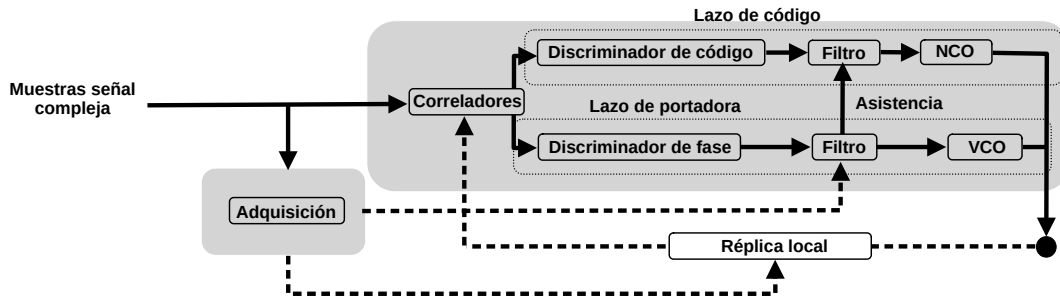


Figura 2.3: Esquema de seguimiento para señales de GPS: estimación de retardo de código y fase de portadora

en esta tesina se abordarán en su funcionamiento general y luego se aplicarán algoritmos que simulan la dinámica de estos estimadores y su rendimiento en el tiempo.

En la Figura 2.3, se muestra el esquema de seguimiento. Una vez que la señal entra al receptor, se compara instantáneamente con una réplica local inicializada con los valores extraídos en la etapa de adquisición gruesa. Esta comparación se realiza mediante correlaciones, utilizando el método conocido como Early-Late. Este método utiliza tres correladores, el correlador prompt emplea la replica centrada para hacer la correlación, mientras que los correladores early y late se utilizan para comparar con tiempos de chip hacia adelante y hacia atrás, respectivamente [7]. El esquema de seguimiento debe determinar el error en la estimación de la fase de la portadora y el retardo de código. Las implementaciones para esta estimación pueden variar según la literatura.

Para la estimación de la fase de la portadora, se requiere un discriminador de fase. Una de las implementaciones estudiadas toma la parte real e imaginaria de la correlación prompt y realiza una operación arcotangente de cuatro cuadrantes, que proporciona una estimación del error de fase, para un cierto ancho de banda. Posteriormente, se entra en una etapa definida como filtro de lazo. Este filtro ajusta la dinámica del lazo cerrado, siendo necesario definir un ancho de banda adecuado para seguir señales rápidas. Los filtros pueden ser construidos de manera analógica o digital; generalmente para no requerir cálculos muy complejos, se parte de una arquitectura analógica y luego se discretiza mediante aproximaciones. En las simulaciones realizadas, se configuró un ancho de banda de 15 Hz, y lo obtenido se utilizó para ajustar la replica local, implementado generalmente con un VCO (Voltage Controlled Oscillator).

La estimación del retardo de código tiene varias implementaciones posibles. Una de ellas se basa en los resultados de las tres correlaciones (prompt, early y late) para detectar corrimientos mediante una suma normalizada. Esto se puede observar como una posible implementación del discriminador de retardo. Luego, similar a la fase de la portadora, se configura un filtro de lazo para obtener una estimación del retardo basada en el error del discrimina-

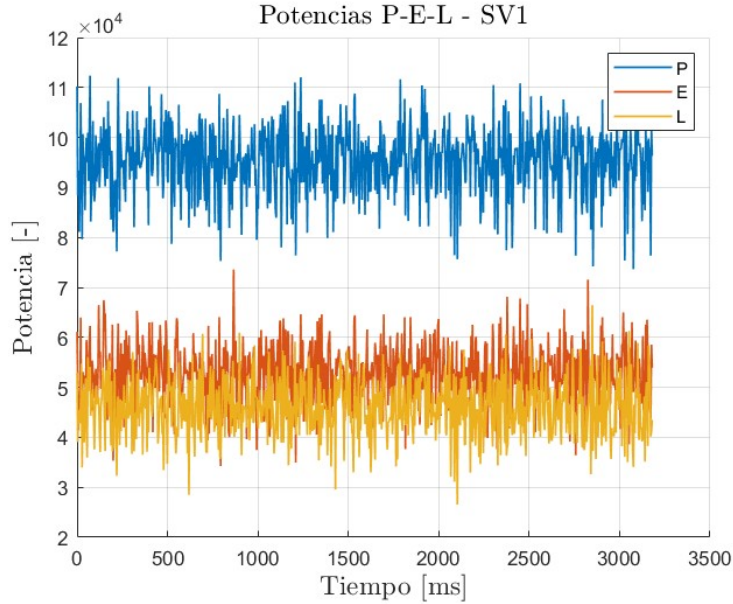


Figura 2.4: Correladores E-P-L

dor. Se investigaron filtros de tercer orden analógicos, implementados digitalmente mediante discretización. Además, el lazo de portadora ayuda en la estimación del retardo de código; un chip de código posee 154 ciclos de portadora, lo cual indica que el lazo de portadora tiene una dinámica mayor y trabaja con ruidos de fase de órdenes de magnitud menores que los del lazo de código. Esto permite que la información del lazo de portadora ayude en el análisis del código, concentrándose en los efectos generados por la atmósfera.

En la Fig. 2.4, se puede analizar el comportamiento dinámico de los lazos, en base a un simulador pre-existente del cual se realizaron modificaciones en su estructura. Se observan que la sincronización no es instantánea, esto se puede asociar a las constantes de tiempo del sistema. Sin embargo, una vez que las estimaciones comienzan a ajustarse a las variaciones, la potencia se concentra en el correlador Prompt, indicando un alineamiento del código, con una potencia similar en Early y Late. Los gráficos de la Figura 2.5 demuestran que la portadora generada queda totalmente en fase, lo que es el objetivo del lazo de portadora.

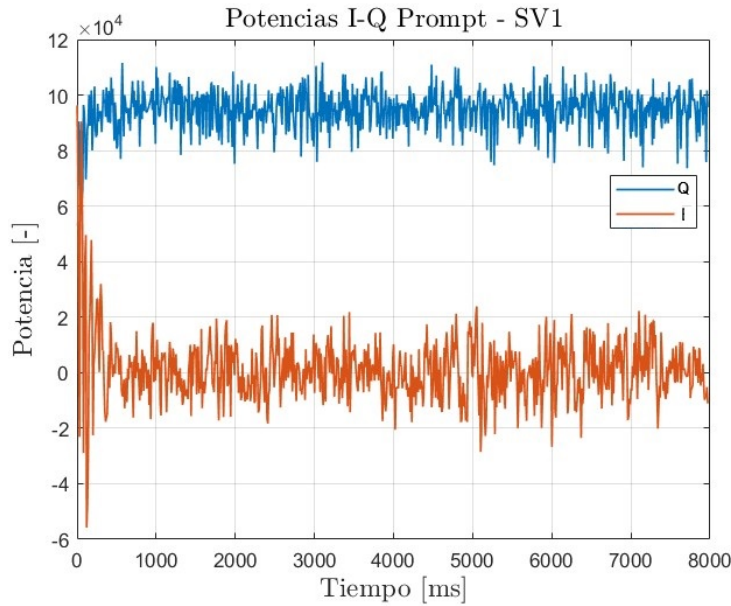


Figura 2.5: Correladores en fase y cuadratura

2.3. Mecánica Orbital

La mecánica orbital describe el movimiento de los cuerpos en el espacio y analiza diversas características físicas que determinan el desplazamiento de los satélites alrededor de la Tierra, configurando sus órbitas. Para ciertas aplicaciones, como la radio ocultación, la definición de órbita es crucial, ya que abarca conceptos como el período, la repetibilidad y la cobertura.

La ecuación fundamental de la mecánica orbital se basa en las leyes de Newton. La fuerza que experimenta un cuerpo debido a la presencia de la Tierra está dada por:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \quad (2.9)$$

donde r es la distancia entre los cuerpos de carácter atractivo, \mathbf{r} es el vector unidad que determina la dirección de la fuerza aplicada de un objeto hacia otro, y μ es el producto de la constante universal de gravitación y la masa de la Tierra ($\approx 3986004,418 \times 10^8 \frac{m^3}{s^2}$).

La formulación anterior supone una Tierra esférica. Sin embargo, esta suposición no es completamente precisa debido a los achatamientos e irregularidades en la forma de la Tierra que se consideran en modelos más complejos. Estos modelos indican la existencia de un potencial gravitatorio terrestre variable dependiendo de la posición del segundo cuerpo. Además, fuerzas adicionales, como las aceleraciones provenientes de terceros cuerpos (la Luna y el Sol) y perturbaciones como el arrastre atmosférico y aceleraciones de radiación, pueden aplicarse a los satélites para obtener un modelo más preciso de la situación real [7].

El problema se complica dependiendo del nivel de exactitud deseado. La ecuación (2.9) para el problema de dos cuerpos requiere la resolución de seis integrales espaciales. Con las condiciones iniciales adecuadas, es posible determinar la posición y velocidad del satélite en

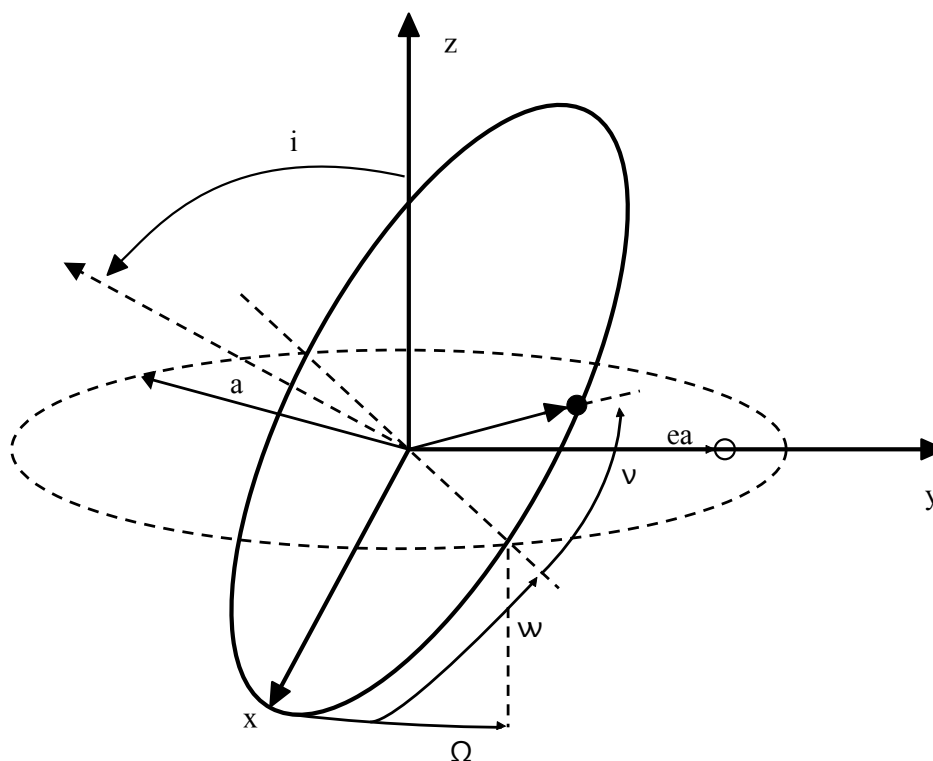


Figura 2.6: Representación gráfica de parámetros Keplerianos

cualquier instante t .

Existen formulaciones alternativas para resolver el problema de dos cuerpos sin necesidad de integrar ecuaciones diferenciales. Una de estas formulaciones es el uso de los parámetros keplerianos, que permiten describir una órbita elíptica determinada utilizando seis constantes basadas en las condiciones iniciales de posición, velocidad y tiempo. Estos parámetros se detallan a continuación y se ilustran en el gráfico de la Figura 2.6:

a : el semieje mayor de la elipse

e : la excentricidad de la elipse

ν : anomalía verdadera

i : la inclinación de la órbita

Ω : la longitud del nodo ascendente

ω : el argumento del perigeo

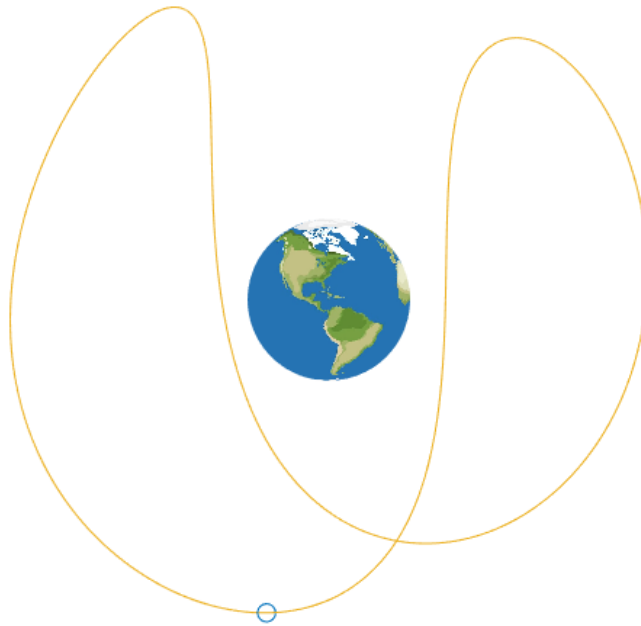


Figura 2.7: Órbita de la constelación GPS

2.3.1. Constelaciones

El segmento espacial de la constelación GPS cuenta actualmente con 31 satélites distribuidos en 6 planos orbitales. Estas órbitas corresponden a órbitas terrestres medias (MEO, por sus siglas en inglés). Las órbitas son casi circulares, con una excentricidad de 0.02, un semieje mayor de 26560 km y un período de 43080 segundos (11 horas y 58 minutos). La inclinación de la órbita es de aproximadamente 55° . La Figura 2.7 muestra una simulación de dos órbitas completas (aproximadamente 1 día) para uno de los satélites de la constelación.

Capítulo 3

El satélite Universitario: USAT-I

El presente trabajo se enmarca en la utilización del satélite Universitario USAT-I, realizando un análisis de factibilidad para determinar su desempeño como receptor de eventos de RO y posteriormente desarrollando técnicas de procesamiento de señales para lograr un adecuado acondicionamiento. En este capítulo detallaremos las principales características constructivas del satélite, sus misiones y objetivos [10].

3.1. Introducción

El satélite universitario USAT-I es un CubeSat desarrollado en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata con la misión de realizar mediciones de Reflectometría (GNSS-R) y Radio Ocultación (GNSS-RO). En la Fig. 3.1 se muestra una representación del satélite. El mismo utiliza un receptor de GNSS de diseño propio que es capaz de recibir y procesar las señales de navegación y de almacenar las de ciencia (GNSS-R y GNSS-RO). El receptor ad-hoc a bordo tiene la capacidad de obtener muestras de las señales deseadas, y además determinar la solución puntual de navegación con una precisión menor a 10 m de error RMS en posición. A su vez utiliza órbitas precisas por medio de medición de pseudo-rango y fase de portadora en doble frecuencia (L1C/A y L2C).

Es un echo que la realización de un satélite con propósitos de ciencia debe tener un diseño acorde. De manera breve los eventos de GNSS-R pretenden utilizar las señales que rebotan sobre el la superficie terrestre para obtener información de la misma, esto indica antenas apuntando (generalmente) hacia la tierra. En cambio para aplicaciones GNSS-RO la dirección de máxima ganancia conveniente es en dirección rasante a la atmósfera terrestre.

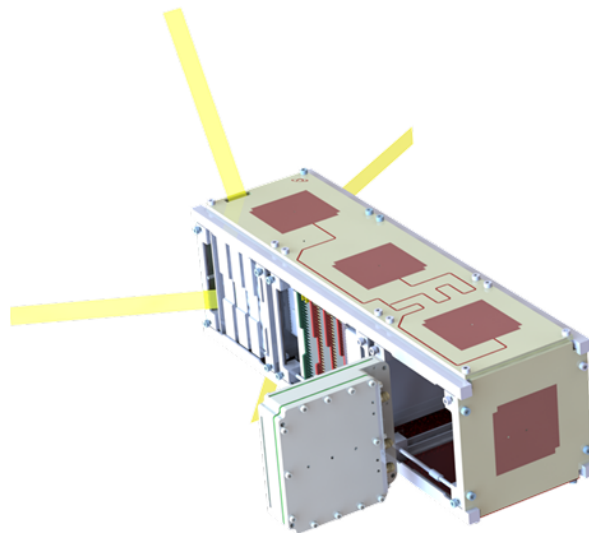


Figura 3.1: Imagen representativa del satélite USAT-I

3.2. Caracterización breve sobre antenas

Las antenas son componentes esenciales en los sistemas de telecomunicaciones, responsables de la transmisión y recepción de ondas electromagnéticas. Su caracterización incluye parámetros clave como el ángulo de azimut y el ángulo de elevación, que definen la orientación de la radiación de la antena. El ángulo de azimut mide la dirección horizontal de la radiación, tomando como referencia el norte geográfico y avanzando en sentido horario. El ángulo de elevación, por su parte, describe la dirección vertical desde el horizonte hasta el cenit, que es el punto más alto en el cielo directamente sobre la antena. Se puede ver en la Fig. 3.2 la disposición espacial de dichos ángulos.

La polarización de las antenas determina la orientación del campo eléctrico de la onda transmitida o recibida. Existen diferentes tipos de polarización, como la lineal, donde el campo eléctrico oscila en una única dirección, y la circular, que se subdivide en polarización circular a la derecha y a la izquierda. En la polarización circular a la derecha, el campo eléctrico rota en sentido horario cuando se observa en la dirección de propagación de la onda, mientras que en la polarización circular a la izquierda, la rotación es en sentido antihorario. Además, la polarización elíptica es una combinación de las dos, donde el campo eléctrico describe una elipse durante su propagación. La elección de la polarización es fundamental para asegurar la compatibilidad entre la antena transmisora y receptora, afectando directamente la eficiencia de la transmisión y la recepción de señales [11].

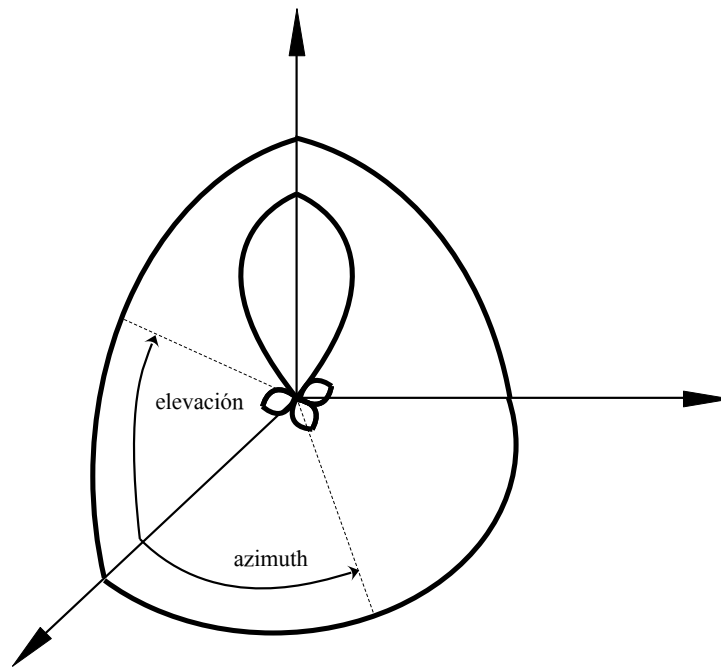


Figura 3.2: Parámetros de una antena

3.2.1. Características de las antenas USAT-I

Antena GNSS-N

El diseño consiste en una antena tipo parche con una relación entre ganancia y cobertura acorde a las necesidades del satélite. Está configurada con polarización circular a derecha (RHCP) y sintonizada en las bandas de las señales GPS L1 y L2. En la Fig. 3.3 a) se puede ver el patrón de radiación para esta antena.

Antena GNSS-R

Se requiere que opere a polarización circular a izquierda (LHCP), ya que la reflexión modifica esta característica de la señal, y que también esté sintonizada en las bandas de GPS L1 y L2. Para la recepción de señales la antena debe apuntar hacia la tierra, lo cual se logra con un sistema de rueda de inercia incorporado en el satélite. Dado que la información útil de Reflectometría requiere disponer tanto de la señal reflejada como la directa de un mismo satélite GNSS, se requiere una antena adicional para recibir el camino directo. El hecho de disponer de una configuración de tres antenas da la posibilidad de poder realizar mediciones de RO. En la Fig. 3.3 b) se puede ver el patrón de radiación para esta antena.

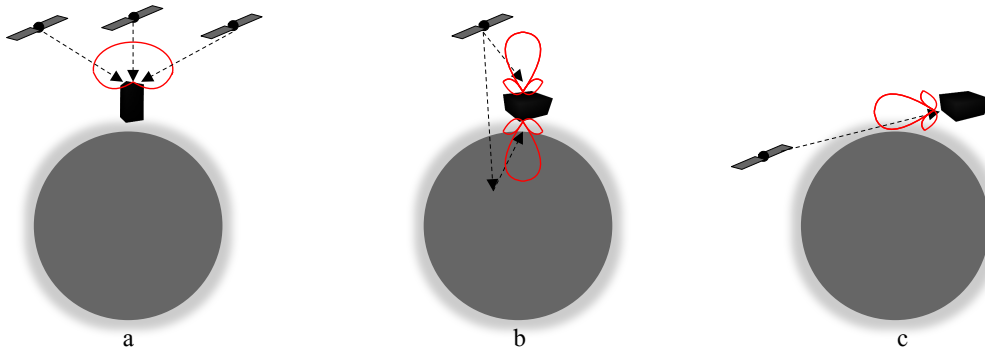


Figura 3.3: Patrones de radiación para las distintas configuraciones

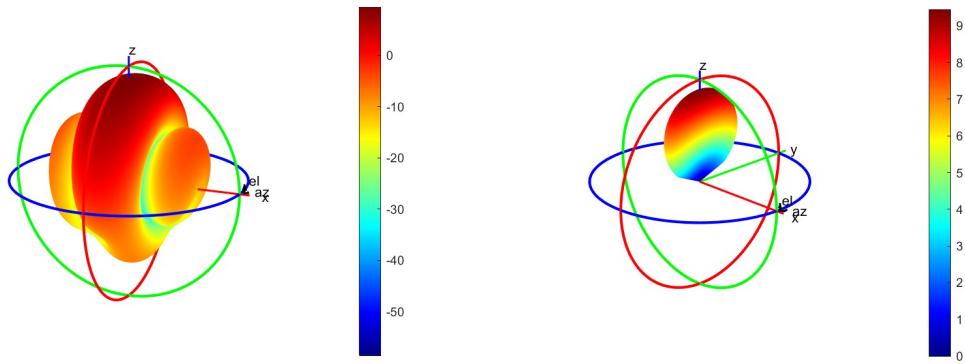


Figura 3.4: Patrón de radiación antena de RO

Antena GNSS-RO

Esta antena es de alta ganancia debido a que las señales, como se puede intuir del primer capítulo, son atenuadas debido a efectos atmosféricos y largos caminos de propagación. Además el rango de visión es mucho menor ya que solo interesan las señales en dirección rasante a la Tierra. El satélite cuenta con una antena tipo parche con polarización circular a derecha (RHCP) y sintonizada en las bandas GPS L1 y L2. En la Fig. 3.3 c) se puede ver el patrón de radiación para esta antena.

Se realizaron algunas simulaciones de la antena de RO para poder caracterizar los ángulos de 3dB de ganancia, estas mediciones son de utilidad para diseñar la posición óptima para la recepción de eventos. Podemos ver los resultados en la Fig. 3.4 donde a izquierda se ve el patrón completo de la antena y a derecha la resultante de 3db. Se destacan un ángulo de $\pm 15^\circ$ en azimuth y $\pm 45^\circ$ en elevación.



Figura 3.5: Simulación de órbitas : USAT-I

3.3. Órbita del USAT-I

La órbita del satélite es un parámetro por demás importante a la hora de analizar factibilidad como receptor de eventos RO, ya que impacta directamente en la frecuencia de los sucesos y su duración. En la tabla 3.1 figuran los parámetros principales que describen la órbita del USAT-I, los mismos que se mencionan en la sección 2.3 del capítulo 2.

Parámetro	valor
ϵ	0
a	600 km
Ω	0
ω	0
ν	0
i	97.77°

Tabla 3.1: Parámetros de órbita USAT-I

En la Fig. 3.5 se muestra la simulación de algunas órbitas del USAT-I.

Capítulo 4

Análisis de factibilidad del USAT-1

Como ya se mencionó en capítulos anteriores, el satélite Universitario USAT-I será utilizado como receptor de eventos de RO. En función de ello resulta imprescindible determinar de alguna manera la utilidad del satélite para llevar a cabo mediciones de este tipo. Se idearon algunos parámetros de interés los cuales generen una visión acerca del desempeño del satélite, entre ellos:

- Cantidad de eventos registrados en un período de tiempo
- Cantidad de eventos factibles registrados en un período de tiempo
- Durabilidad de los eventos
- Cobertura global

4.1. Criterio de selección de eventos

Previo a la evaluación de índices de desempeño del satélite es necesario establecer de alguna manera una medida que defina la existencia de un evento de RO. La bibliografía disponible no es del todo clara, incluso en algunos casos soslayan su tratamiento. La definición que se cree más certera para definir un evento de RO es la del tipo geométrica [12]. La misma explica que para poder estar en presencia de un evento de RO la distancia mínima (d) de la línea de vista entre el satélite GNSS y LEO con respecto al centro de la tierra debe estar comprendida entre

$$R_{Tierra} - 200km \leq d \leq R_{Tierra} + 150km \quad (4.1)$$

el modelo resulta adecuado ya que estas altitudes comprenden las capas atmosféricas que dan sentido a la Radio ocultación.

Los eventos de RO son clasificados en ascendentes o descendentes según si la distancia d es de carácter creciente o decreciente en un cierto intervalo de tiempo. Si bien este criterio

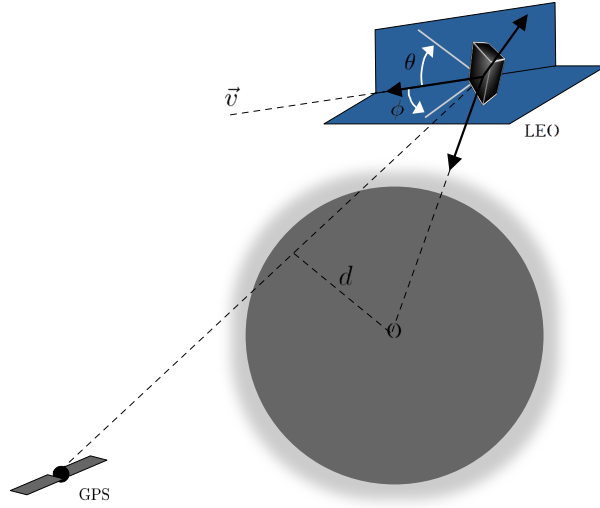


Figura 4.1: Descomposición del frente de onda incidente en ejes cartesianos sobre la antena

permite encontrar de manera geométrica un evento es necesario realizar un análisis adecuado al satélite, contemplando la ganancia de la antena. Como se describió en capítulos anteriores la ganancia de decaimiento de 3dB de la antena conforma una figura de tipo visor con ángulos de $\pm 45^\circ$ y $\pm 15^\circ$ sobre una de las caras del satélite, en dirección al desplazamiento y de manera perpendicular, respectivamente. Esto indica que no todos los eventos podrán ser capturados sino solo aquellos donde las señales cuyo frente de onda arribe al satélite con la inclinación suficiente respecto a un eje en la antena. Dicho escenario se puede ver en la Fig. (4.1), en donde se determina un eje coordenado situado en el satélite sobre la cara de la antena cuyos ejes corresponden a los que apuntan al centro de la tierra, a la dirección de movimiento y uno perpendicular a ellos. Esto es de utilidad para descomponer las direcciones de arribo de los frentes de onda y así determinar si quedan incluidas o no dentro del visor de la antena. La zona de irradiación en la que se encuentra el satélite LEO siempre está comprendida por el patrón de la antena emisora (en este caso del satélite GPS).

4.2. Escenario de simulación

Para determinar las medidas de éxito planteadas al inicio del capítulo se simuló una semana aleatoria de 32 satélites GPS junto con una órbita LEO precargada con los parámetros del USAT-I. La simulación realizada fue de aproximadamente 10 hs con una resolución de un segundo. Bajo el criterio mencionado en (4.1) se determinaron todos los eventos de RO disponibles. Esto se puede ver en la Fig. (4.2).

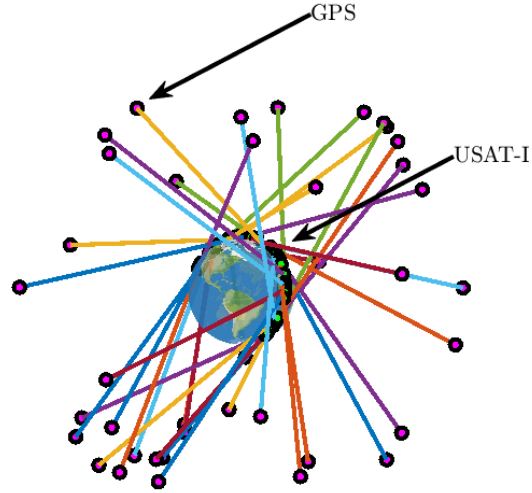


Figura 4.2: Línea de vista entre satélites GPS y USAT-I para algunos eventos simulados.

4.3. Resultados

Para la simulación realizada (aproximadamente una órbita completa de GPS) se registraron una cantidad de 403 eventos de radio ocultación en base al criterio geométrico establecido. En el histograma de la Fig. 4.3 se puede analizar la duración de estas ocultaciones y su tasa de repetibilidad.

La cobertura global de los eventos registrados es íntegramente dependiente de la órbita del satélite USAT-I y la constelación GNSS seleccionada, en este caso GPS. Un evento de RO comprende un cierto intervalo temporal en donde ambos satélites quedan en la región determinada por (4.1). Para poder ver sobre qué puntos de la Tierra se darán dichos eventos resulta interesante definir una única posición en representación de todo el intervalo; en este caso se eligió aquel punto cuya distancia d sea lo más cercana a cero. Se constituye así el gráfico de la Fig. 4.4.

Claro está que para todos los eventos registrados en su mayoría no serán visibilizados ya que existe un patrón de radiación propio de la antena del satélite, sumado a que la misma forma parte de una de las caras (en la dirección de movimiento) lo que provoca la nulidad de eventos que ocurran desde la otra cara del satélite. El detalle en el recuento de eventos se logró a partir de usar el algoritmo desarrollado en el apéndice A donde se puede encontrar por cada uno de los eventos la dirección de arribo del frente de onda al USAT-I. La Figura (4.6) muestra los ángulos de arribo del frente de onda de la señal, descompuestos en ϕ y θ , de acuerdo al sistema coordenado que se muestra en en la Fig. (4.5). La existencia de una

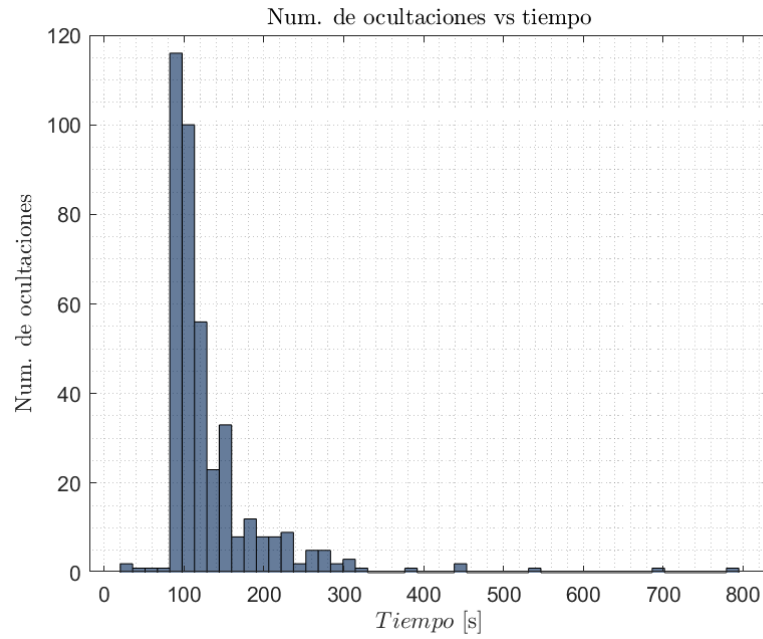


Figura 4.3: Histograma de repetibilidad en la duración de los eventos registrados

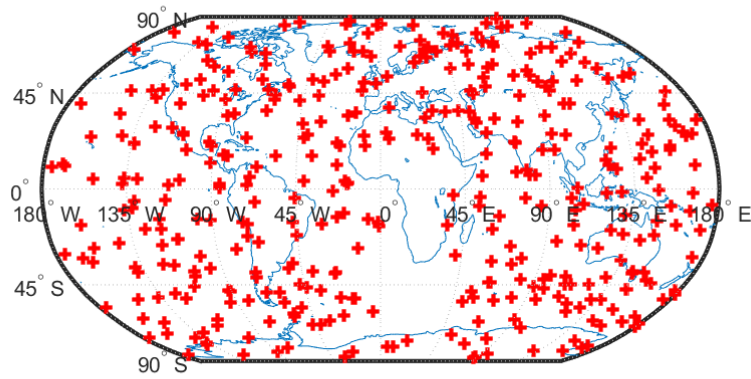


Figura 4.4: Diagrama de cobertura global para el total de eventos simulados

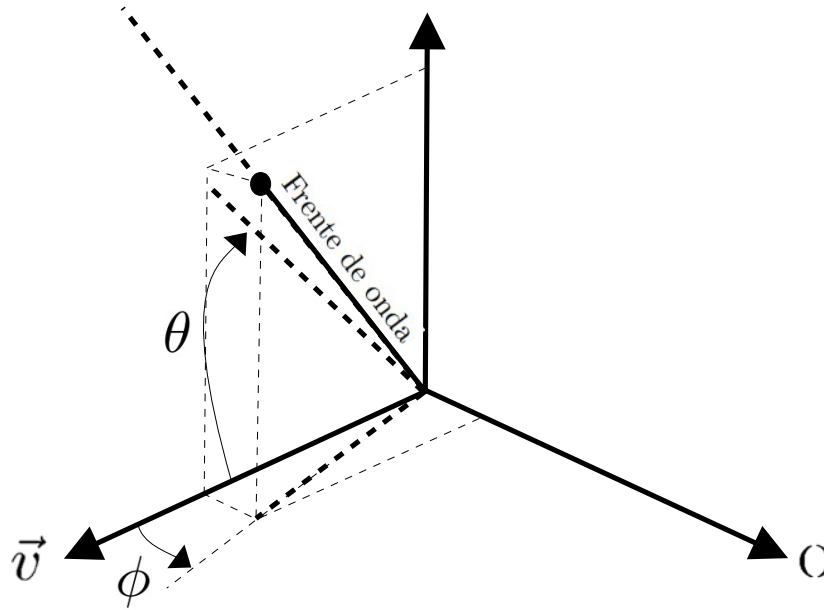


Figura 4.5: Ejes de descomposición del frente de onda incidente

aglomeración de puntos en los extremos del gráficos representan los horizontes de visión, el izquierdo es el que contiene la antena de RO, por ello basamos nuestro análisis desde ese lugar. Además, dicha imagen nos permite analizar cuáles de los eventos que llegan al satélite lo hacen con una dirección tal que son percibidas por la ganancia de decaimiento de 3 dB de la antena. De aquí emerge un cuadrado donde todos los eventos que deriven allí serán considerados, esto se puede ver fácilmente en la Fig. (4.7).

4.4. Conclusiones

Con base en la simulación pudimos establecer medidas para los criterios de éxito del satélite USAT-I como receptor de eventos de RO. Las pruebas realizadas nos permitirán cuantificar estimaciones para la duración de dichos eventos, los cuales resultan ser suficientes para una recolectar una cantidad de datos que permita extraer información útil. La repetibilidad de eventos, siendo estos filtrados por el patrón de radiación de la antena resultó satisfactoria con un total de 43 eventos útiles de 403 en simulaciones de 10 hs. El satélite universitario no deberá realizar maniobras de apuntamiento ya que en condiciones normales la antena de RO se encuentra hacia el horizonte. Sin embargo los resultados expuestos en este capítulo otorgan una herramienta de gran utilidad para replantear el diseño de la directividad de la antena, suponiendo que eligiendo otros patrones se podrían alcanzar muchos más eventos de RO.

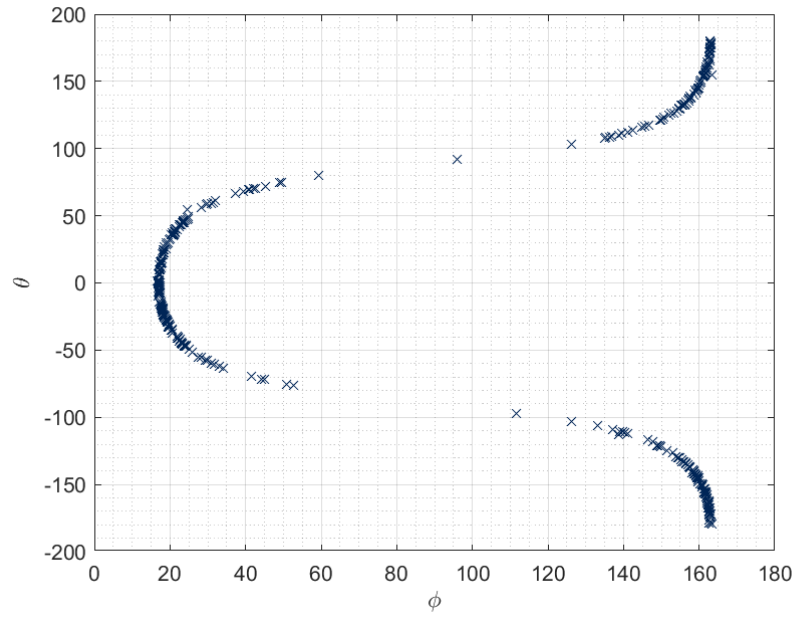


Figura 4.6: Ángulos de arribo del frente de onda de la señal descompuestos un sistema coherente con el patrón de radiación de la antena, en la dirección de movimiento.

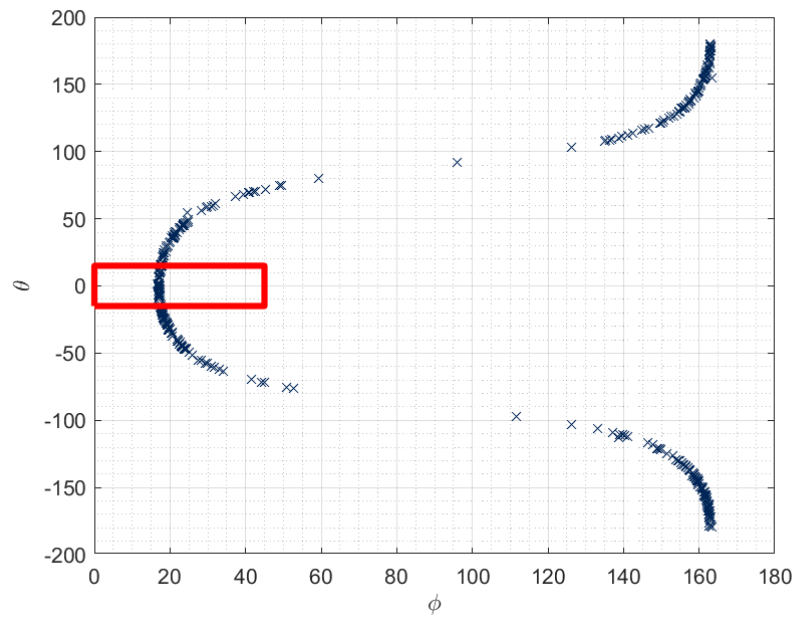


Figura 4.7: Eventos percibidos por el patrón de radiación con decaimiento menor a 3 dB

Capítulo 5

Procesamiento de señales para RO

Los eventos de radio ocultación representan un desafío significativo desde el punto de vista del procesamiento de señales. Productos derivados como el Doppler en exceso (f_{ED}), por sus siglas en inglés) son fundamentales para aplicaciones científicas, pero su obtención implica superar varias dificultades técnicas. Durante estos eventos, las señales GNSS sufren una degradación sustancial en la relación señal a ruido (C/N_0), acompañada de variaciones abruptas en la fase. Estas características imponen limitaciones tanto en el seguimiento como en la demodulación de la señal, especialmente bajo condiciones atmosféricas adversas.

En condiciones ideales, donde la influencia atmosférica puede considerarse despreciable, las señales GNSS se procesan eficazmente mediante técnicas convencionales, como los esquemas de adquisición y seguimiento en lazo cerrado. Estas metodologías, ya descritas en capítulos anteriores, operan con éxito en escenarios estáticos o de baja dinámica. Sin embargo, en eventos de radio ocultación, estas técnicas resultan inviables debido a las rápidas variaciones que experimentan las variables a estimar y a la muy baja relación señal a ruido. Esto exige la adopción de estrategias de procesamiento más robustas que puedan adaptarse a las complejidades del entorno.

En este capítulo se exploran alternativas para la estimación de la fase de la señal y la posterior obtención del Doppler en exceso. Se presentan y analizan enfoques en lazo abierto y en lazo cerrado, evaluando sus capacidades para mitigar las limitaciones propias de estos eventos. Adicionalmente, se propone una técnica de modelado de señales GNSS en escenarios de radio ocultación para satélites en órbitas LEO, lo que permite realizar un análisis preliminar del desempeño de una de las metodologías de lazo cerrado propuestas, con el fin de validar su aplicabilidad en contextos de alta dinámica.

5.1. Comportamiento de la fase de la señal sobre la atmósfera

La fase de una señal es el parámetro de interés que debemos estimar para mantener réplicas locales actualizadas. La señal transmitida por el satélite, denotada como $S_T(t)$, experimenta múltiples transformaciones mientras se propaga hacia el receptor ubicado en el satélite LEO

durante un evento de radio ocultación (RO). Finalmente, esta señal llega al receptor como $S_R(t)$. Estas transformaciones incluyen efectos físicos, como el desplazamiento Doppler, los retardos introducidos por la ionosfera y la troposfera, y la atenuación causada tanto por la geometría orbital como por la absorción atmosférica. La señal recibida $S_R(t)$ puede expresarse como:

$$S_R(t) = \alpha(t)S_T(t - \tau)e^{j\Phi(t)} \quad (5.1)$$

donde τ es el retardo asociado a la propagación, $\alpha(t)$ es la atenuación causada por la atmósfera, y $\Phi(t)$ representa la fase acumulada, que incorpora todas las alteraciones sufridas por la señal en su trayecto hacia el receptor. La fase acumulada, $\Phi(t)$, puede descomponerse en dos componentes principales: una proveniente de la geometría del problema, denotada como $\Phi_G(t)$, y otra causada por los efectos atmosféricos. Esta última componente se denomina fase en exceso y se representa como $\Phi_E(t)$. A partir de esta fase en exceso, es posible estimar el Doppler en exceso ($f_{DE}(t)$).

$$f_{DE}(t) = \frac{d \Phi_E(t)}{dt}. \quad (5.2)$$

Lo mismo sucede con la componente geométrica cuya consecuencia es el Doppler geométrico debido al movimiento relativo entre satélites.

$$f_{DG}(t) = \frac{V_{rel_{LEO-GPS}}}{c} = \frac{d \Phi_G(t)}{dt}. \quad (5.3)$$

El Doppler geométrico, f_{DG} , es una magnitud conocida, ya que depende de las velocidades relativas de los satélites, información que está disponible a partir de efemérides precisas y una buena estimación de la posición del satélite LEO. La fase geométrica, Φ_G , se obtiene mediante la integración de f_{DG} . Por este motivo, cuando se realiza una estimación de la fase total de la señal utilizando técnicas de procesamiento de señales, obteniendo $\hat{\Phi} \approx \Phi$, es posible derivar una estimación para la fase en exceso como $\hat{\Phi}_E = \hat{\Phi} - \Phi_G$.

En la bibliografía actual aún no se dispone de modelos completamente precisos para describir la fase en exceso, Φ_E , que se experimenta en eventos de línea de vista rasante, como los que ocurren en radio ocultación (RO). Esta carencia resalta la importancia de desarrollar estrategias de procesamiento que permitan obtener perfiles precisos de dicha fase. No obstante, cada evento de RO posee características únicas, lo que dificulta la generalización de los modelos.

Para abordar estas particularidades y enmarcar los estudios en el contexto del uso del USAT-I como receptor de señales de RO, se diseñó un simulador de señales GNSS-RO. Este simulador tiene como objetivos principales analizar la dinámica que la señal experimenta durante estos eventos y derivar modelos útiles que puedan ser empleados en pruebas y validaciones posteriores.

5.2. Modelado de señales GNSS-RO

La validación de un algoritmo de procesamiento de señales requiere, generalmente, el uso de muestras reales del evento bajo estudio. En el caso de la radio ocultación (RO), estos

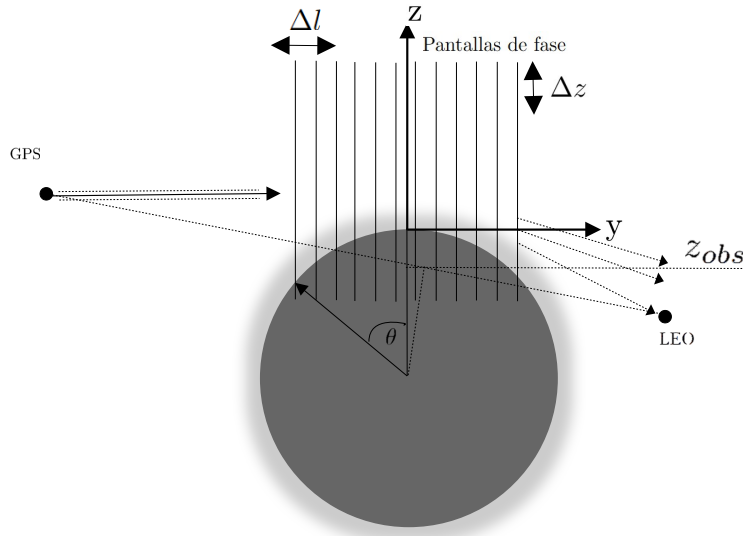


Figura 5.1: Esquema de segmentación de la atmósfera. Método PSM

eventos suelen extenderse durante cientos de segundos, con tasas de muestreo superiores a los 2 MHz. Este escenario genera volúmenes de datos inmensos, alcanzando miles de millones de muestras, que no pueden ser almacenados en receptores convencionales sin una capacidad de almacenamiento específica para este tipo de misiones.

Esta limitación convierte la obtención de muestras gratuitas para validación en un desafío significativo. Misiones como COSMIC 1-2, GRACE, SAC-C o SPIRE graban productos de eventos de RO, pero únicamente ofrecen de forma gratuita datos procesados en niveles superiores (no datos en bruto o de nivel 0).

Ante esta realidad surge la motivación de desarrollar un simulador de eventos de RO para señales GPS. Este simulador está diseñado específicamente para las órbitas descritas por el USAT-I, pero su arquitectura es lo suficientemente flexible como para adaptarse a otros satélites, ampliando su aplicabilidad en diversos escenarios de validación y análisis.

5.2.1. Método de pantallas de fase

El método de pantallas de fase (PSM, por sus siglas en inglés) se basa en segmentar la atmósfera en un plano bidimensional, con el objetivo de sumar las contribuciones de fase generadas por cada “pantalla” atmosférica. Este enfoque, que puede considerarse como una forma de modelado de multicaminos, permite obtener perfiles de fase en función de la línea de vista desde la cual se observa el evento. De esta manera, se pueden modelar y analizar las variaciones de fase inducidas por la atmósfera a lo largo del trayecto de la señal, proporcionando una representación más precisa del comportamiento de la señal en condiciones de radio ocultación [13].

En la Fig. 5.1 se presenta de manera esquemática el proceso de segmentación de la atmósfera mediante el método de pantallas de fase. En este modelo, la atmósfera se representa como un espacio bidimensional, donde el eje z^+ corresponde a las altitudes por encima del radio terrestre, mientras que el eje y^+ indica el desplazamiento de la onda incidente. Para trabajar en este escenario, se hace la suposición de que el transmisor se encuentra lo suficientemente alejado como para que las irregularidades atmosféricas que se desean estudiar reciban un frente de onda incidente plano. Esta suposición se considera válida debido a la distancia de los satélites GPS respecto a la Tierra, lo que garantiza que las variaciones atmosféricas no alteren de manera significativa el frente de onda.

El modelo de pantallas de fase pretende calcular la fase en exceso $s(z, y)$ que provee la atmósfera, evaluando el aporte de cada pantalla de fase. A partir de un modelo de refractividad $N(h)$,

$$N(h) = 400e^{-h/8km}. \quad (5.4)$$

Considerando $z_{sh} = R_E(\cos \theta - 1)$ y $\cos \theta = (1 - y^2/R_E^2)^{1/2}$ es posible calcular la fase en exceso como la integral de la refractividad dado un desplazamiento Δl ,

$$s(z, y) = 10^{-6} N\left(\frac{z - z_{sh}}{\cos \theta}\right) \Delta l. \quad (5.5)$$

Para una partición Δz , es posible calcular la fase en exceso a lo largo de toda la extensión de una de las pantallas. La señal incidente sobre la pantalla se denomina $u_{in}(z)$ y se relaciona con la señal de salida a través de una modificación tanto en fase como en amplitud, expresada de la siguiente manera:

$$u_{out}(z) = u_{in}(z) a_w(z) e^{jks(z)}. \quad (5.6)$$

siendo $s(z)$ el exceso de fase asignado a la pantalla, k el número de onda para GPS L1 y $a_w(z)$ una función de atenuación que toma la siguiente expresión,

$$a_w(z) = e^{-\alpha e^{-z/h_0}} \quad (5.7)$$

Se puede expandir $u_{out}(z)$ en serie de Fourier obteniendo,

$$u(y, z) = \sum_{m=-M/2}^{M/2} c_m e^{j2\pi z/H + j(y-y_s)[k^2 - (2\pi m/H)^2]^{1/2}} \quad (5.8)$$

donde y_s denota la posición de la pantalla de fase incrementándose Δl en cada avance, c_m son los coeficientes de la serie que se pueden obtener a partir de la FFT, H representa la extensión vertical en la pantalla y M la cantidad de puntos a evaluar de dicha extensión.

En el proceso de simulación se establece $u_{in} = 1$ para la entrada de la primer pantalla, luego a partir de (5.8) y (5.6) se puede propagar espacialmente para obtener la composición de todos los frentes de fase. Para las simulaciones realizadas se tomo un número de 2000 pantallas con una separación de 1km, la extensión vertical de 560 km con una evaluación de 2^{10} puntos, esto permite un muestreo correcto del evento. Los modelos de pantalla de atenuación se inicializaron con un coeficiente $\alpha = 310^{-4}$ y $h_0 = 60km$. Se obtuvieron los resultados de la Fig. 5.2.

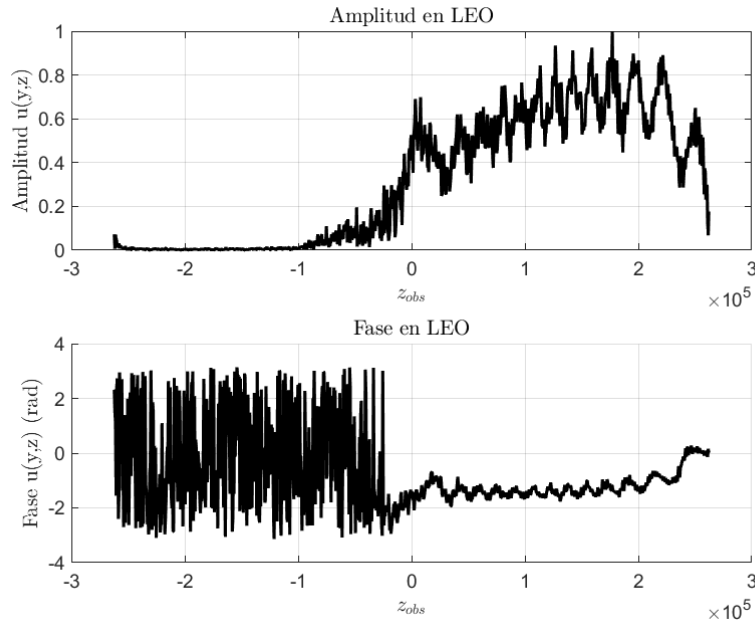


Figura 5.2: Resultados de simulación. Amplitud y fase de la señal en LEO

En el eje de las abscisas se tiene z_{obs} , una medida que representa la altitud de la línea de vista proyectada sobre el eje z . De acuerdo con la Fig. 5.2, se observa que cuando z_{obs} toma valores positivos, el punto de distancia mínima de la línea de vista (LOS) es positivo, lo que implica que existe un camino directo sin la incidencia significativa de la atmósfera. En este caso, no se experimentan cambios abruptos en la fase y la amplitud de la señal no se ve degradada por este fenómeno.

Sin embargo, cuando z_{obs} toma valores negativos, significa que la LOS se adentra en la atmósfera, lo que resulta en la adquisición de perfiles de aceleración de fase. Las amplitudes de estos perfiles, como se muestra en la Fig. 5.3, son representativas de la distorsión que la señal experimenta al atravesar las capas atmosféricas. Este comportamiento es crucial para comprender por qué no es viable utilizar un lazo convencional para seguir este tipo de señales, dado que la señal experimenta variaciones rápidas y no lineales en su fase y amplitud.

5.2.2. Interpolación a GNSS-RO

Con las simulaciones realizadas, se ha generado un modelo para lo que inicialmente denominamos como Φ_E . Para poder obtener una señal de GPS en la banda L1 con las características de radio ocultación (RO) se emplea el siguiente modelo de señal recibida:

$$S_R(t) = \hat{A}_{RO} c(t - \tau(t)) d(t - \tau(t)) e^{j(2\pi(f_{INT} + f_{DG}(t))(t - \tau(t)) + \hat{\Phi}_E)} + n(t) \quad (5.9)$$

Donde \hat{A}_{RO} y $\hat{\Phi}_E$ son la amplitud y la fase en exceso interpoladas al evento en cuestión, respectivamente, f_{DG} es el Doppler geométrico y f_{INT} es la frecuencia intermedia en la cual

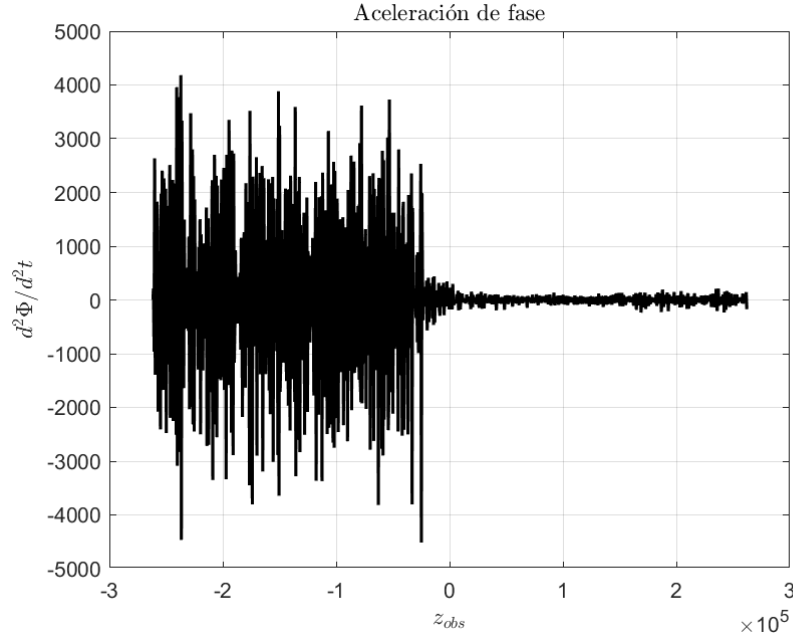


Figura 5.3: Aceleración de la fase de la señal en el satélite LEO para un paso temporal de 50 ms

se recibe la señal en el receptor. Los términos c y d representan los códigos de adquisición y de datos para la señal L1, respectivamente, mientras que $\tau(t)$ es el retardo debido a la distancia entre los satélites y su movimiento relativo. Además, $n(t)$ es el ruido blanco Gaussiano introducido por el canal de propagación. Para explicar cómo se interpolan los modelos de amplitud y fase a la generación de la señal recibida, se plantea el diagrama de flujo mostrado en la Fig. 5.4. Este diagrama detalla el proceso de interpolación y cómo se aplican los efectos derivados de la atmósfera, el Doppler y otros factores al modelo de la señal, para simular de forma precisa el comportamiento de la señal GNSS durante un evento de radio ocultación.

El simulador toma como parámetro de entrada un archivo YUMA que contiene las efemérides del satélite GPS y del USAT-I. A partir de esto, se establece un tiempo de simulación y una resolución temporal para poder modelar el evento. Luego se procede a identificar eventos de RO utilizando el criterio definido en la ecuación (4.1). Una vez identificado el evento RO, se calcula la velocidad y la posición relativa entre los satélites, así como la altitud mínima de la línea de vista. Con la velocidad relativa proyectada sobre la línea de visión se obtiene el Doppler geométrico durante el evento,

$$f_{DG}(t) = \frac{f_{L1}(\vec{v}_{LEO}(t) - \vec{v}_{GPS}(t)) \cdot \vec{r}_{LOS}(t)}{c} \quad (5.10)$$

donde \vec{v} corresponde a la velocidad de cada uno de los satélites, \vec{r}_{LOS} es el vector línea de vista normalizado y c la velocidad de la luz en el vacío. Luego el retardo se obtiene a partir

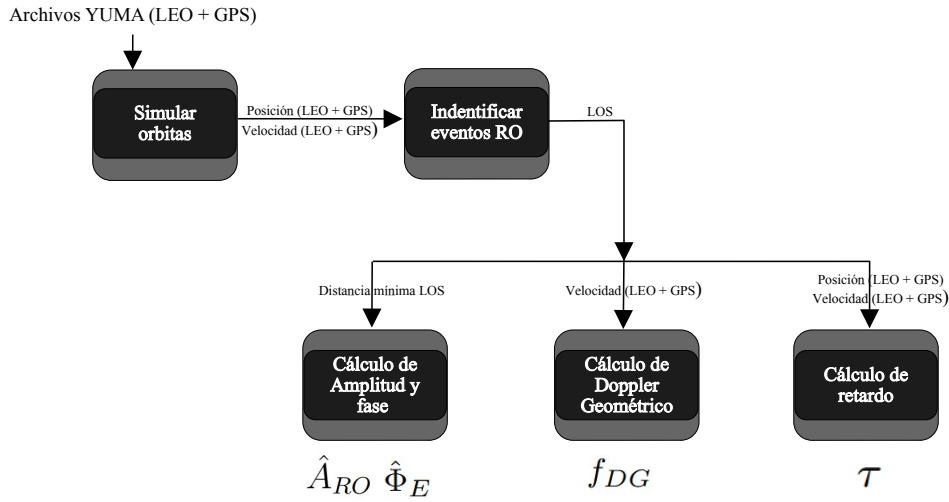


Figura 5.4: Generación de señal de GPS

de la distancia relativa más la integral del Doppler geométrico,

$$\tau(t) = \frac{d_0 + \int_0^t \frac{c}{f_{L1}} f_{DG}(\lambda) d\lambda}{c} \quad (5.11)$$

d_0 indica la distancia inicial de los satélites al momento de ocurrir el evento. Para el cálculo de \hat{A}_{RO} y $\hat{\Phi}_E$ se obtiene la altura mínima de la línea de vista,

$$h_{min_{LOS}}(t) = F \left(\frac{\vec{r}_{LOS} \cdot \vec{r}_{LEO}}{|\vec{r}_{LEO}(t) - \vec{r}_{GPS}(t)|} \right). \quad (5.12)$$

Esta medida debe satisfacer (4.1) para considerar un evento de RO. Este parámetro satisface el rol de z_{obs} en la generación de los modelos de fase de la atmósfera, lo que nos permite interpolar y asociar cada una de las $h_{min_{LOS}}(t)$ en un evento de RO con un valor de fase y amplitud establecido por modelo. La transformación F pasa del sistema de coordenadas ECEF a latitud, longitud, altura (LLA) cuyo parámetro de interés es la altura.

La imagen 5.5 a) muestra como varia el vector \vec{r}_{LOS} para todo el tiempo de simulación, con puntos azules se denotan aquellos instantes donde se satisface el criterio de (4.1). A su vez se puede ver en b) el Doppler geométrico asociado. Resulta interesante destacar que los eventos de RO ocurren sobre las crestas de Doppler, es decir, cuando este es máximo. El gráfico c) muestra la variación del vector línea de vista en función del tiempo, dando a entender que no todos los eventos poseen las mismas dinámicas, el mismo Doppler, la misma duración, etc.

Una vez seleccionado uno de los eventos se procede a interpolar la amplitud y la fase de RO. A modo de ejemplo se visualizan en la Fig. 5.6 las interpolaciones correspondientes a uno de los eventos.

Con estos registros es posible componer la señal recibida (ver 5.9). Sin embargo al no tener un Doppler geométrico constante como se ve en la Fig. 5.6 a) es necesario modificar la ecuación de la señal recibida de forma tal de tener una fase continua, así se obtiene

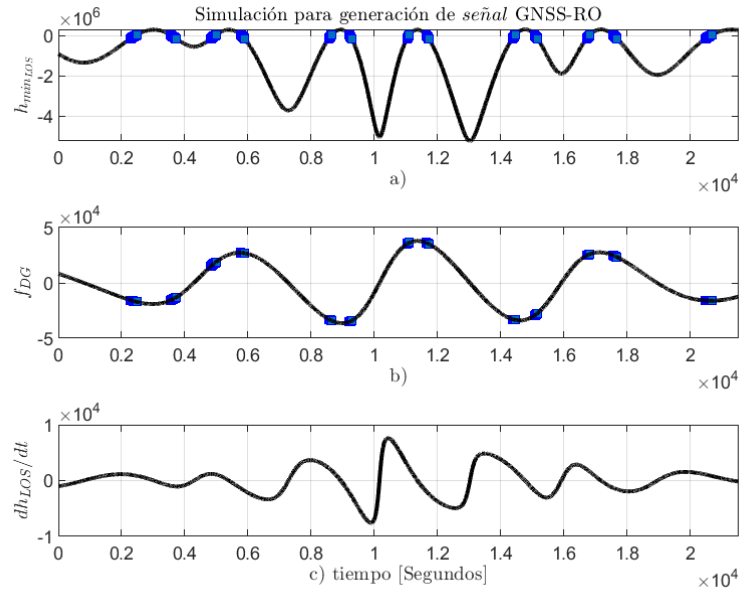


Figura 5.5: Doppler y línea de vista simulados

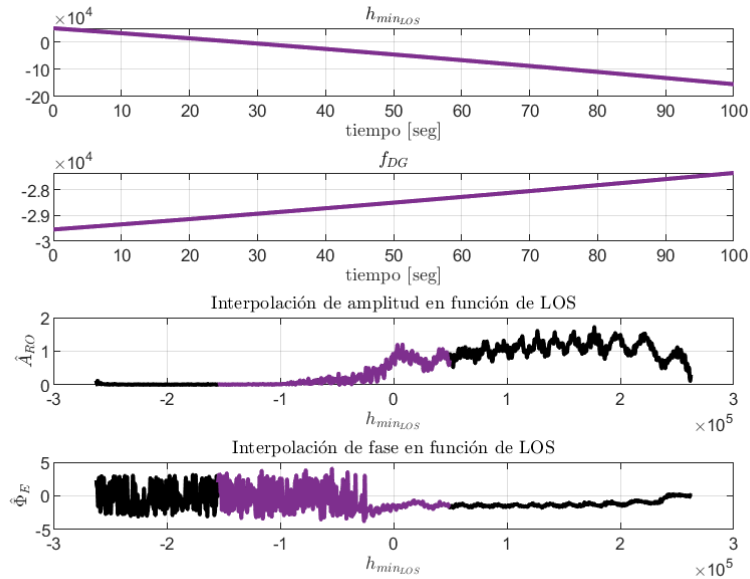


Figura 5.6: Interpolación para la obtención de fase y amplitud de la señal, para un evento de LOS decreciente

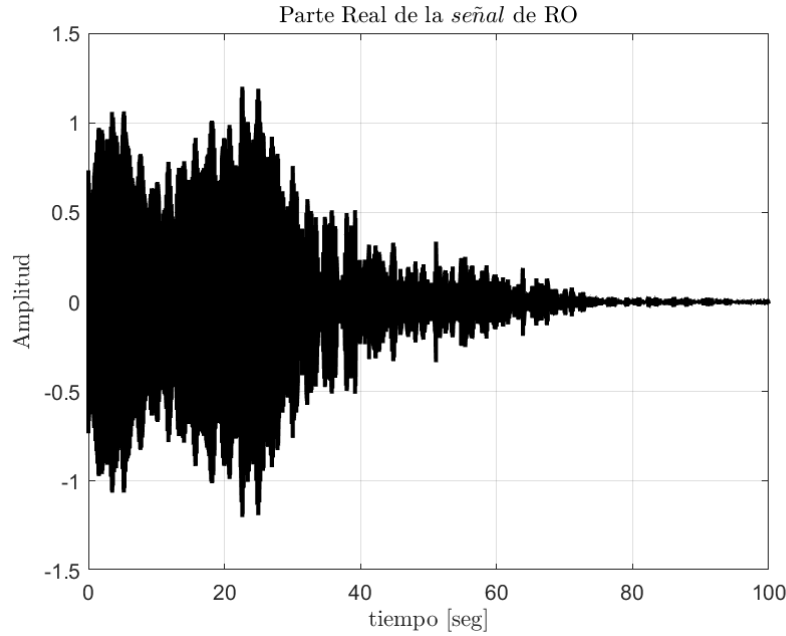


Figura 5.7: Parte real de la señal recibida sin tener en cuenta código y datos de navegación

$$S_R(t) = \hat{A}_{ROC}(t - \tau(t))d(t - \tau(t))e^{j(2\pi(f_{INT} + \int_0^t f_{DG}(\lambda)d\lambda) + \hat{\Phi}_E)} + n(t). \quad (5.13)$$

El término de ruido para este tipo de aplicaciones ronda los 45 dB, es por ello se adopta dicho valor. En la Fig. 5.7 se puede ver la parte real de la señal $S_R(t)$ sin tener en cuenta el código y los datos de navegación. De allí se puede analizar que en caso de un evento descendente la amplitud disminuye hasta ser prácticamente nula, siendo coherente con que la línea de vista queda atravesada por la Tierra. De forma contraria sucede en un evento creciente.

5.3. Técnicas de estimación fase

En el campo de la radio ocultación se diferencian dos técnicas de estimación de fase para la obtención del Doppler en exceso. Resulta interesante realizar una breve comparación de sus metodologías y dependencias.

5.3.1. Lazo abierto

Las señales de radio que atraviesan capas atmosféricas dispersivas, como la troposfera, experimentan aceleraciones que generan un ensanchamiento espectral. Este fenómeno, conocido como exceso de frecuencias y denotado como f_{ED} , ha sido ampliamente estudiado en la literatura especializada. Los esfuerzos en este campo buscan predecir o limitar su dinámica para desarrollar modelos que reflejen con mayor precisión las condiciones reales.

Las técnicas de lazo abierto (OL, por sus siglas en inglés) no dependen de una realimentación iterativa para corregir errores no modelados. En su lugar, se basan en la utilización de un modelo predefinido que permite continuar el seguimiento de la señal una vez que el lazo cerrado pierde su sincronización. Algunos autores proponen un modelo de Doppler basado en registros precisos de posición y velocidad de satélites GNSS, como los proporcionados por el Servicio Internacional GNSS (IGS, por sus siglas en inglés). Este enfoque facilita la determinación exacta de las componentes geométricas del corrimiento Doppler. Posteriormente, mediante el postprocesamiento de la señal en banda base, es posible sustraer esta componente geométrica, estimando el Doppler inducido por la atmósfera con un margen de error acotado a aproximadamente $\pm 15 - 20$ Hz [14] [15].

5.3.2. Lazo cerrado

La Fig. 5.3 ilustra la magnitud de las aceleraciones de fase que experimenta la señal con la que se busca sincronizar para su posterior procesamiento. Según [7], un lazo de seguimiento de fase convencional (PLL, por sus siglas en inglés) puede manejar aceleraciones de hasta ± 300 Hz. Sin embargo, estas capacidades resultan insuficientes para aplicaciones como la radio ocultación, donde las aceleraciones de fase son significativamente mayores.

Desde los primeros trabajos sobre radio ocultación en los años 90 hasta aproximadamente el año 2010, el seguimiento de señales se realizaba exclusivamente mediante técnicas de lazo abierto. No obstante, durante la última década, el avance en la capacidad de procesamiento computacional ha permitido la implementación de estructuras más sofisticadas basadas en filtros de Kalman, facilitando tanto el seguimiento como la estimación de las variables.

5.3.3. El filtro de Kalman

El filtro de Kalman (KF, por sus siglas en inglés) es un estimador recursivo utilizado para inferir el estado de un sistema dinámico en presencia de incertidumbre en las mediciones y ruido en el modelo. Desarrollado por Rudolf E. Kálmán en 1960, el algoritmo combina elementos de teoría de control, álgebra lineal y estadística bayesiana. El algoritmo opera en dos fases: predicción y actualización. En la fase de predicción, el filtro de Kalman genera estimaciones del estado actual del sistema, incluyendo la incertidumbre asociada a estas estimaciones. Luego, al recibir una nueva medición, la estimación se actualiza utilizando un promedio ponderado de la predicción y la medición observada. Para su formulación, el filtro de Kalman hace dos suposiciones clave: los errores de modelo y medición siguen una distribución gaussiana, son independientes entre sí y tienen media cero. Además, los sistemas dinámicos se modelan de forma lineal. Bajo estas condiciones, el filtro de Kalman es el mejor estimador lineal posible en el sentido de que minimiza el error cuadrático medio. Sin embargo, existen estimadores no lineales que pueden ofrecer un mejor rendimiento en algunos casos [16].

Formulación KF óptimo

Generalmente buscamos estimar el comportamiento desconocido sobre la evolución de un sistema dinámico en base a modelos estadísticos previos y mediciones provenientes de la observación del sistema bajo estudio. Podemos representar el sistema en el espacio de estados (formulación lineal) asumiendo ruido aditivo,

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_k &= \mathbf{F}_{k-1}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{H}_k(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k\end{aligned}\tag{5.14}$$

Donde $\mathbf{x}_k \in \mathbb{R}_x^n$ y $\mathbf{y}_k \in \mathbb{R}_y^m$ son los estados del sistema y las medidas al tiempo k , \mathbf{F}_{k-1} y \mathbf{H}_k son conocidas y como se ha mencionado podrían extenderse de forma no lineal para la formulación del filtro EKF (Extended Kalman Filter); \mathbf{w}_k y \mathbf{v}_k refieren al ruido de proceso y de mediciones respectivamente (se asumen mutuamente independientes) con distribución normal gaussiana $\mathbf{w}_k \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{Q}_k)$ y $\mathbf{v}_k \sim \mathcal{N}(0, \mathbf{R}_k)$, con \mathbf{Q}_k y \mathbf{R}_k las matrices de covarianza de proceso y mediciones, respectivamente.

La solución al filtro Bayesiano óptimo esta dado por la función de probabilidad a posteriori $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{y}_{1:k})$, esta probabilidad condicional formula que podemos inferir el estado próximo \mathbf{x}_k en base al registro de todas las mediciones hasta el instante k , como no es posible obtener la medición del instante próximo k en el instante actual el problema toma carácter recursivo para poder converger a la solución deseada. En la primera fase de predicción se utiliza la distribución predictiva en base a la información a priori $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{1:k-1})$, por lo que se obtiene $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{y}_{1:k-1})$. En la fase de actualización, llegan las mediciones en el instante k para obtener $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{y}_{1:k})$. Bajo las condiciones mencionadas, el filtro de Kalman genera el estimador lineal de mínimo error cuadrático medio en forma recursiva de la siguiente manera:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \mathbf{F}_{k-1}\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \mathbf{y}_{k|k-1})\tag{5.15}$$

el primer término hace referencia a la predicción del estado por modelo (aquí se reúne toda la información previa disponible sobre el sistema), mientras que el segundo término pesa $(\mathbf{y}_k - \mathbf{y}_{k|k-1})$ que pueden ser vistas como un error, el término toma el nombre de innovaciones y es ponderado mediante la ganancia de Kalman \mathbf{K} . La matriz de covarianza del error $\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{F}_{k-1}\mathbf{P}_{k|k}\mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_k$ permite obtener la ganancia de Kalman:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}_k^T(\mathbf{H}_k\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1}\tag{5.16}$$

Se pueden deducir algunos comportamientos prácticos para el entendimiento en la recursividad del filtro a partir de las expresiones (5.15) y (5.16); si el ruido de medición aumenta, o dejamos de tener certeza en las mediciones, la matriz de covarianza del ruido de mediciones \mathbf{R}_k aumenta, haciendo que \mathbf{K}_k tome valores cada vez más chicos, por ende, las innovaciones tienen menos preponderancia en el valor del estado estimado $\hat{\mathbf{x}}$. En el caso que nuestro modelo no se adapte al comportamiento observado, crece la incerteza sobre el modelo, por lo que se incrementa \mathbf{Q}_k , esto permite que se incremente $\mathbf{P}_{x,k|k-1}$ y a su vez \mathbf{K}_k logrando que la predicción por modelo pese menos que las innovaciones por medición.

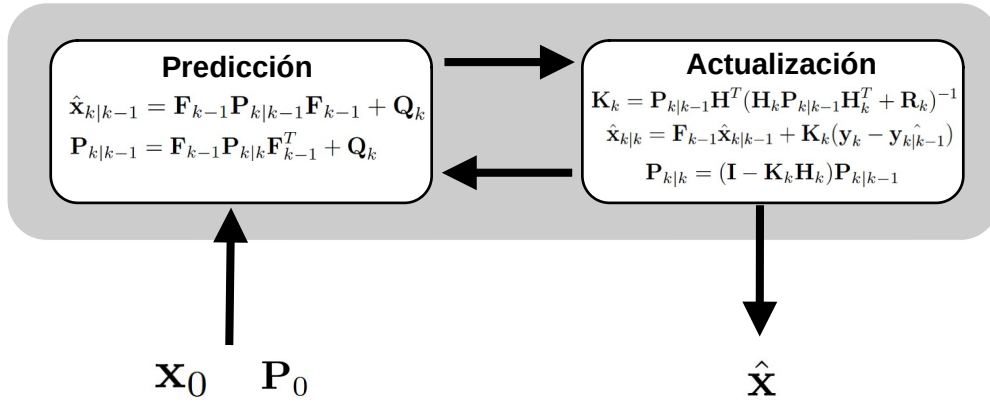


Figura 5.8: Esquema del filtro de Kalman discreto

Si el sistema es observable y controlable, los valores de $\mathbf{P}_{x,k|k}$ y \mathbf{K}_k pueden ser calculados previamente, ya que solo dependen de \mathbf{F}_{k-1} , \mathbf{Q}_k y \mathbf{R}_k .

En muchos casos la formulación de los modelos admiten ecuaciones de modelo y medición no lineales (el ya mencionado EKF), las solución a ello consiste en que cada vez que se haga una predicción o actualización se deben linealizar las funciones \mathbf{F} y \mathbf{H} al rededor del punto de trabajo actual [17]. La Figura 5.8 esquematiza las ecuaciones recursivas en las dos etapas de cálculo para la formulación discreta del filtro de Kalman.

Formulación de KF para seguimiento de portadora en GPS

Como se mencionó en secciones anteriores, para seguir una portadora es necesario medir la fase y sus variaciones, lo cual es fundamental debido al movimiento relativo entre el transmisor y el receptor. Sin correcciones, una sincronización estática llevaría inevitablemente a degradaciones o incluso a la pérdida del enlace con la señal recibida.

Para formular este problema en el espacio de estados modelaremos la fase de la señal θ_k (rad), la frecuencia Doppler $2\pi f_k$ (rad/s) y su tasa de variación, es decir, la aceleración de la fase $2\pi \dot{f}_k$ (rad/s²). Se obtiene el vector de estado $\mathbf{x}_k = [\theta \ \omega \ \dot{\omega}]^T$. La fase la podemos escribir en base a la serie de Taylor y tomando los tres primeros términos, de aquí obtenemos la matriz de transición o modelo de estados,

$$\mathbf{F}_{k-1} = \begin{pmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

donde T_s referencia el tiempo de muestreo del sistema. En el caso de seguimiento de portadora para GPS, es decir, incluyendo el código de adquisición y los datos de navegación se utiliza como innovación la salida del discriminador de fase con la operación arcotangente de cuatro cuadrantes,

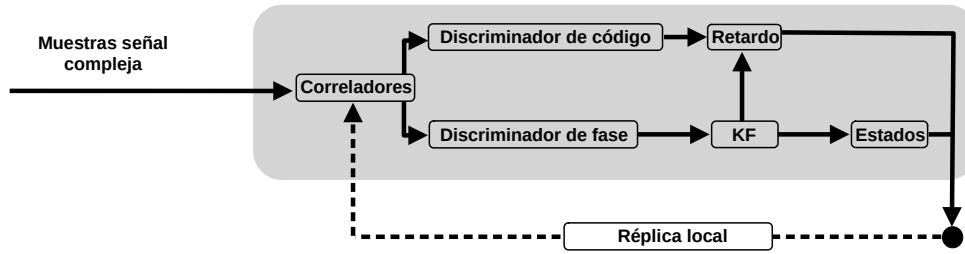


Figura 5.9: Esquema DLL-KALMAN

$$\Delta\theta = \text{atan2} \left(\frac{\text{Re}(\mathbf{C}_P)}{\text{Im}(\mathbf{C}_P)} \right) \quad (5.18)$$

\mathbf{C}_P representa la acumulación (para un tiempo de integración T_i) del correlador prompt presentado en capítulos anteriores. La matriz de mediciones \mathbf{H}_k resulta [15] ,

$$\mathbf{H}_k = \begin{pmatrix} 1 & T_s/2 & T_s^2/6 \end{pmatrix}. \quad (5.19)$$

El seguimiento del retardo de código puede ser implementado dentro del espacio de estados o por separado, utilizando un discriminador de código, tal como se hace en un esquema de recepción genérico. En las simulaciones desarrolladas en este trabajo, se implementa un DLL fuera del filtro de Kalman para seguir el retardo de código y generar las réplicas correspondientes. El diagrama de la Fig. 5.9 muestra el esquema de implementación. Se puede analizar la similitud con el presentado en la Fig. 2.3, considerando igualmente la asistencia a la estimación de retardo.

En el siguiente capítulo tomaremos como base el esquema anteriormente planteado para evaluar el rendimiento del filtro de Kalman frente al seguimiento de portadoras en distintos escenarios, concluyendo finalmente en la sincronización con una portadora de GPS L1 C/A bajo alta dinámica RO.

Capítulo 6

Lazos de seguimiento

6.1. Lazos de seguimiento con filtro de Kalman

En este capítulo se presentan y analizan los resultados de simulación para el seguimiento de una portadora, evaluando tres escenarios con diferentes dinámicas y estructuras.

6.1.1. Simulación de señal GPS C/A de baja dinámica

El objetivo principal de esta tesina es el seguimiento de señales de GPS bajo los efectos de aceleración y Doppler de alta dinámica, causados por la naturaleza del evento RO. Sin embargo, para entender mejor el funcionamiento del filtro de Kalman y obtener conclusiones más claras, se optó por un escenario menos complejo, asumiendo una señal de GPS con un receptor estático en la Tierra, en lugar de uno en una órbita LEO.

Para acercarnos más a la realidad, se agrega un bloque de adquisición al diagrama de la Fig. 5.9, que nos permite obtener una condición inicial para el filtro de Kalman (\mathbf{x}_0). Es importante tener en cuenta que, al igual que los correladores, el KF opera a una frecuencia de muestreo determinada por el tiempo de integración, que denominaremos $f_i = 1/T_i$. Esta frecuencia de muestreo establece un límite en los errores máximos que el filtro puede manejar, según el teorema del muestreo. La dinámica del error se inicializa por los bins de frecuencia (δf_{adq}) definidos en la etapa de adquisición. Para evitar aliasing, se debe cumplir la condición $f_i > 2\delta f_{adq}$. Esta relación implica que, para una correcta adquisición, se pueden reducir los bins de frecuencia, lo que permite obtener una estimación inicial más precisa, pero a costa de un mayor tiempo de cómputo en la etapa de adquisición. Sin embargo, esta es la opción más común cuando se requiere mayor precisión. Aumentar f_i implica una frecuencia de muestreo muy alta, lo que resulta en menos muestras para los correladores y, en consecuencia, más ruido en las estimaciones.

La adquisición se encarga de establecer la condición inicial de los estados, con un error máximo determinado por δf_{adq} . También es necesario inicializar la matriz de error de covarianza \mathbf{P}_0 . Se asume una distribución uniforme de la fase entre 0 y 2π , con una varianza de $\sigma_\theta^2 = \pi^2/3$. De manera similar, se puede asumir que la frecuencia sigue una distribución uniforme en el intervalo de integración del filtro, cuya varianza es $\sigma_f^2 = (2\pi\delta f_{adq})^2/12$ (es

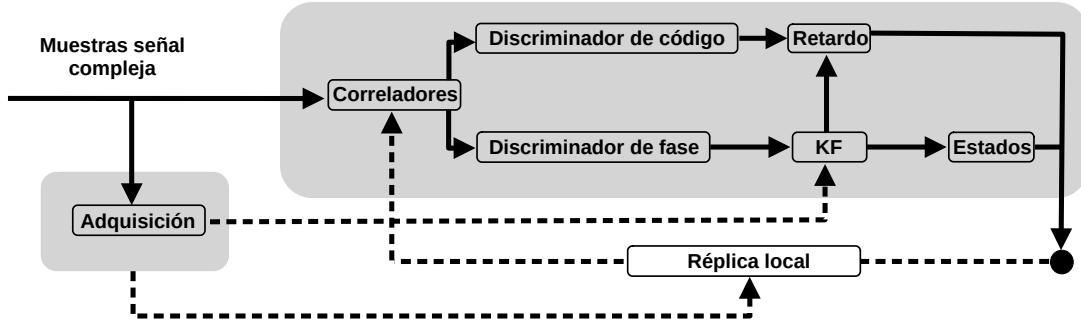


Figura 6.1: Esquema Kalman-DLL-Adquisidor

importante recordar que las unidades de la matriz \mathbf{F} están en velocidad angular).

El ancho de banda del DLL queda configurado en 10 hz para un filtro de primer orden. El instante de inicio del filtro se realiza evaluando con un barrido de 1ms (período de código) hasta encontrar el momento en que no existen transiciones de bit. Por ejemplo si se selecciona un $T_i = 1ms$ se deberán evaluar hasta 20 barridos de un mili segundo para poder evitar integrar a la mitad del cambio de signo de un bit de datos.

Para el ajuste del filtro de Kalman, se supone que el valor de C/N_0 es conocido y constante (ya que proviene de la simulación). Por lo tanto, la covarianza del ruido de mediciones, en este caso asociada a una única variable, se define como $\mathbf{R}_k = 1/(2T_i C/N_0)$. Por otro lado, la matriz de covarianza del ruido del modelo o proceso, \mathbf{Q}_k , debe considerar todos los efectos no modelados dentro del sistema lineal definido por \mathbf{F} . Es decir, debe reflejar cuánto podría desviarse el modelo debido a efectos como la aceleración debida a la ionosfera, errores en el reloj, aceleración en la línea de vista (LOS), entre otros factores no modelados en el sistema [18]. En este caso, la matriz \mathbf{Q}_k se obtiene mediante un enfoque que pondera estos efectos.

$$\mathbf{Q}_k = q_a \begin{pmatrix} \frac{T_i^5}{20} & \frac{T_i^4}{8} & \frac{T_i^3}{6} \\ \frac{T_i^4}{8} & \frac{T_i^3}{3} & \frac{T_i^2}{2} \\ \frac{T_i^3}{6} & \frac{T_i^2}{2} & T_i \end{pmatrix} + q_\omega \begin{pmatrix} \frac{T_i^3}{3} & \frac{T_i^2}{2} & 0 \\ \frac{T_i^2}{2} & T_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + q_\phi \begin{pmatrix} T_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

las constantes q_a , q_ω y q_ϕ están relacionadas con el oscilador en el receptor y su hoja de datos, a su vez q_ω y q_ϕ se deben pesar por la frecuencia angular de portadora ($2\pi f_{L1}$). En esta simulación se tomaron valores estándar de un receptor en tierra, pero en posteriores se utilizaran los del receptor a bordo del USAT-I.

El esquema para esta simulación puede visualizarse en la Fig. 6.1, la señal de entrada se genera a partir de (2.2) y los parámetros corresponden con los de la Tabla 6.1

De la Fig. 6.2 se puede ver del DDM que no es posible resolver 350.5 Hz con los cuales se modeló, sino que se cuenta un error de $\pm \delta f = 50Hz$ es por ello que la estimación inicial de frecuencia es de 350 Hz. Una vez adquirido el desplazamiento en chips y la frecuencia Doppler, se realiza una breve prueba para un posterior contraste en donde se realizan correlaciones con sucesivos tramos de señal de entrada de 1ms de duración con una réplica de

	Valor	Tipo	Valor inicial	Valor final	Duración
Tiempo de simulación	3s	-	-	-	-
f_s	5.3 MHz	-	-	-	-
Doppler	-	Constante	350.5 Hz	350.5 Hz	-
CN_0	45 dB	-	-	-	-
Distancia	20000 km	-	-	-	-
T_i	1ms	-	-	-	-
δf_{adq}	50 Hz	-	-	-	-

Tabla 6.1: Parámetros de simulación 1

frecuencia y retardo fijo (aquellos valores que salen de adquisición). Se puede ver de la figura Fig. 6.3 que al no actualizar el retardo se pierde potencia en los correladores, debido a una desalineación con el código, es por ello que el esquema de la Fig. 6.1 estima el retardo a partir de una colaboración por parte de la estimación de frecuencia que sale del filtro de Kalman. De la Fig. 6.4 se puede analizar que el discriminador de fase llega a cero, eso significa que estamos en fase con la señal recibida, la frecuencia Doppler se estima de manera correcta y al ser constante podemos ver que su derivada (la aceleración de fase) tiene valor medio nulo. Los correladores Early y Late mantienen su potencia 3dB por debajo de Prompt lo que es coherente con una adecuada alineación con el código.

Se realiza posteriormente una nueva simulación en base a los parámetros de la Tabla 6.2 cuyos resultados se pueden ver en la Fig. 6.6

	Valor	Tipo	Valor inicial	Valor final	Duración
Tiempo de simulación	3s	-	-	-	-
f_s	5.3 MHz	-	-	-	-
Doppler	-	Escalón	350.5 Hz	455.6 Hz	0.9 s
CN_0	45 dB	-	-	-	-
Distancia	20000 km	-	-	-	-
T_i	1ms	-	-	-	-
δf_{adq}	50 Hz	-	-	-	-

Tabla 6.2: Parámetros de simulación 2

Por último se realiza una simulación aumentando el orden de la dinámica Doppler. Los parámetros utilizados figuran en la Tabla 6.3 y se muestra la estimación de los estados en la Fig. 6.7.

Conclusiones

Para cada una de las simulaciones realizadas se generó un perfil de aceleración de fase, en las dos primeras simulaciones es nula y luego toma un valor constante. El filtro de Kalman

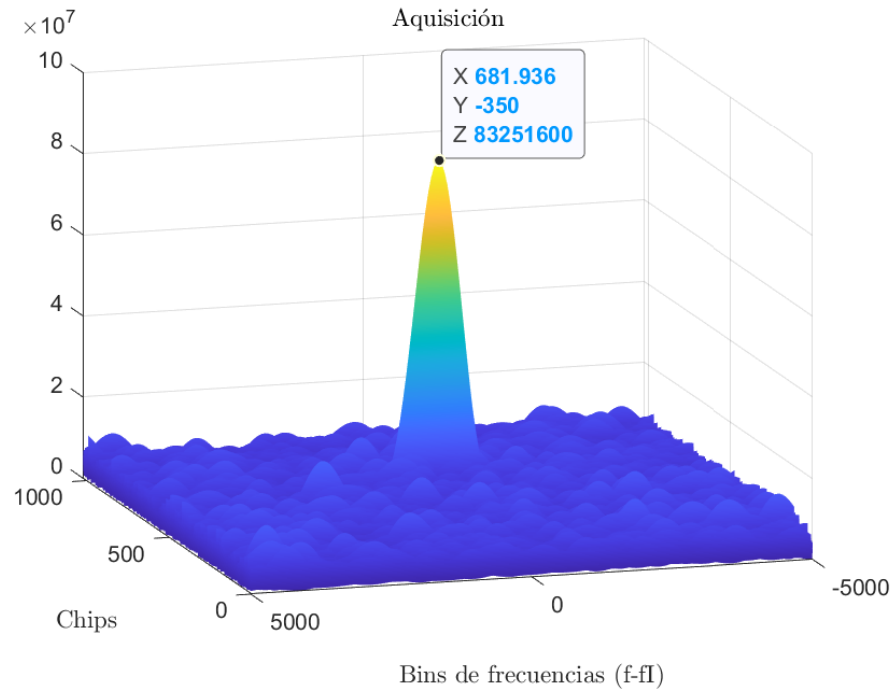


Figura 6.2: Mapa de Doppler-retardo dentro del esquema de Adquisición

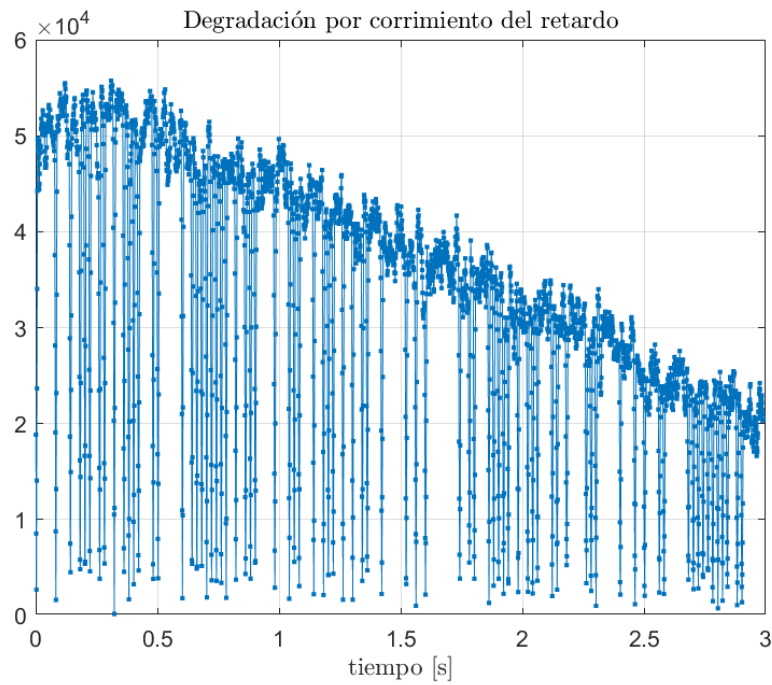


Figura 6.3: Evaluación de la perdida de potencia de un correlador al no actualizar el retardo

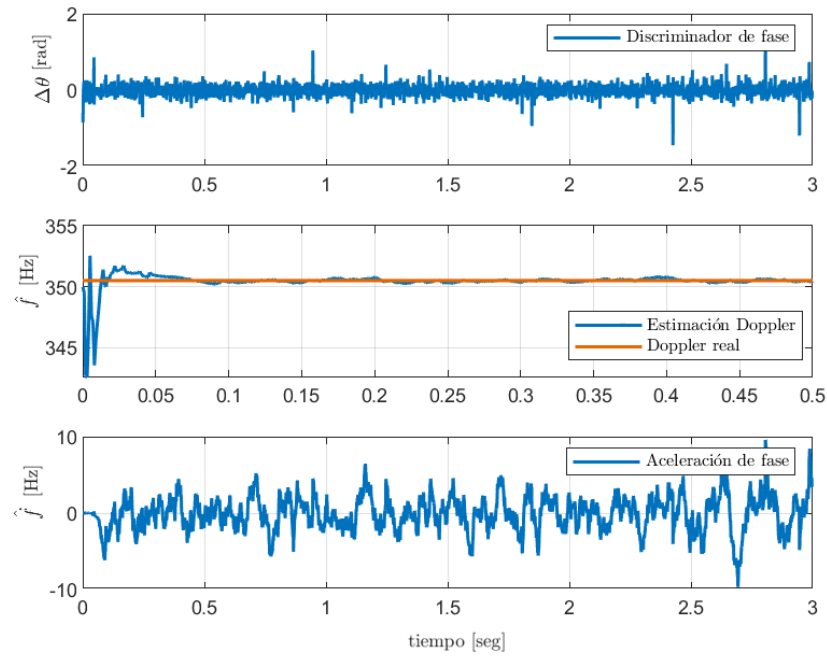


Figura 6.4: Variables de estado estimadas para una simulación con desviación Doppler nulo (Frecuencia constante)

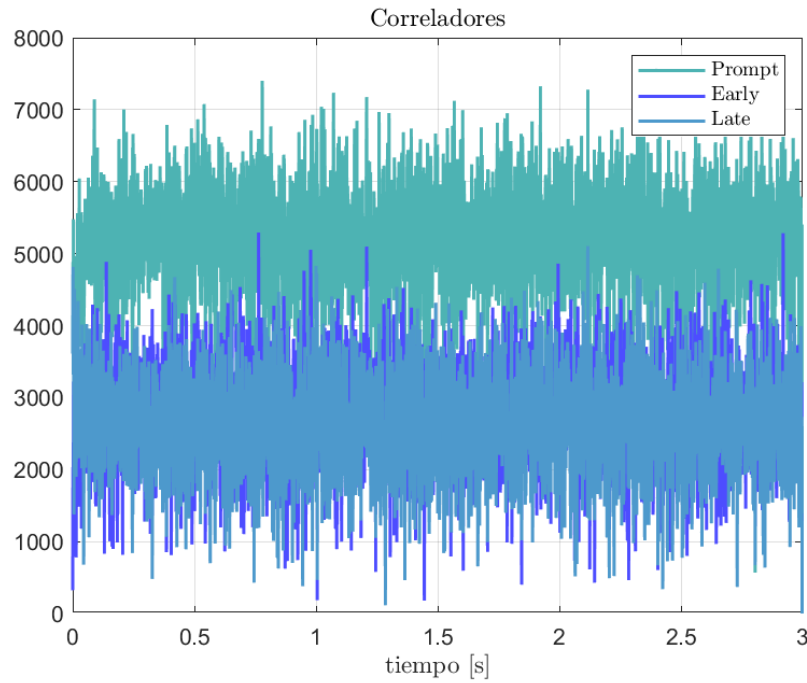


Figura 6.5: Módulo a la salida de los correladores prompt Early y Late en el esquema de simulación presentado en 6.1

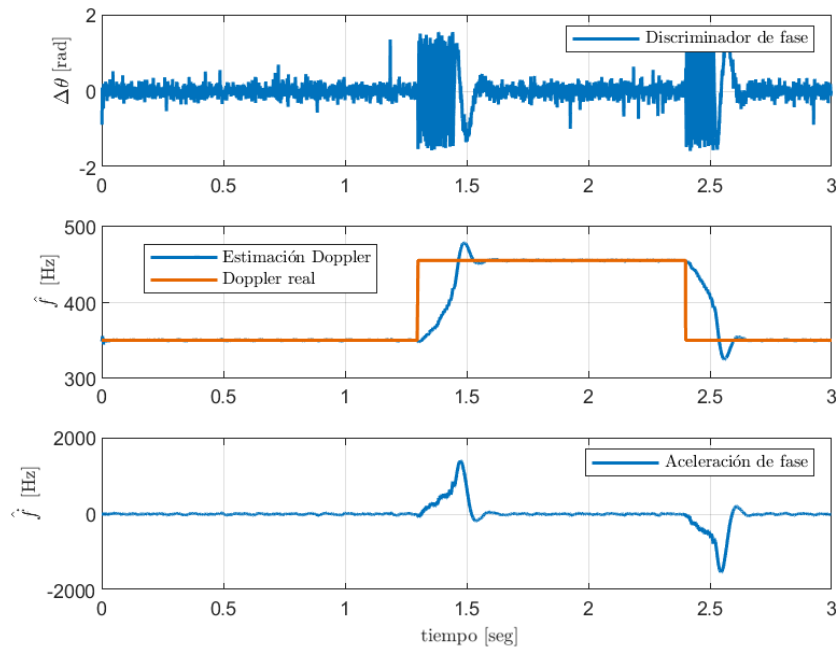


Figura 6.6: Variables de estado estimadas para una simulación con un escalón de desviación Doppler

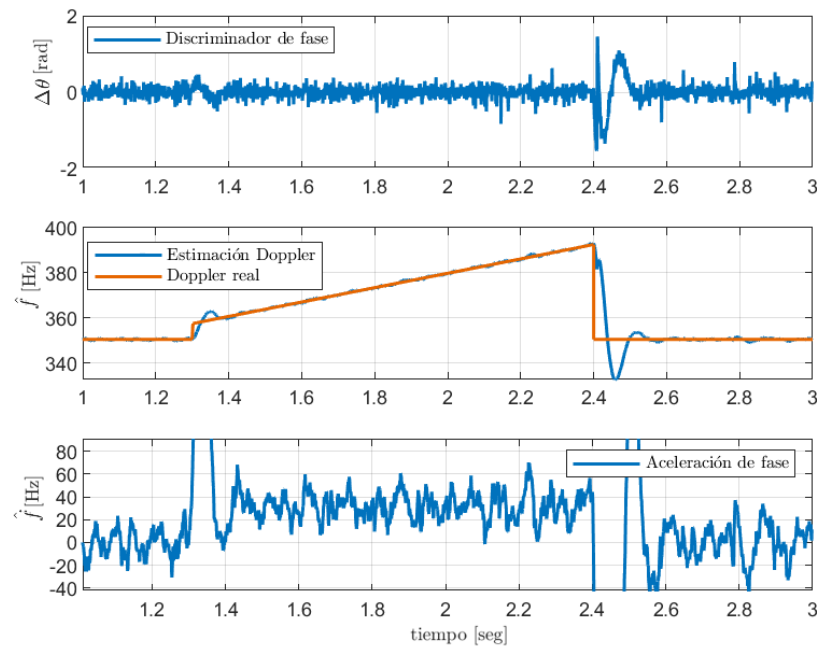


Figura 6.7: Variables de estado estimadas para una simulación con una rampa de desviación Doppler

	Valor	Tipo	Valor inicial	Valor final	Duración
Tiempo de simulación	3s	-	-	-	-
f_s	5.3 MHz	-	-	-	-
Doppler	-	Rampa	357.541 Hz	392.561 Hz	0.9 s
CN_0	45 dB	-	-	-	-
Distancia	20000 km	-	-	-	-
T_i	1ms	-	-	-	-
δf_{adq}	50 Hz	-	-	-	-

Tabla 6.3: Parámetros de simulación 3

en esta formulación podría asociarse con un sistema de tercer orden, ya que modela tres estados, esto significa que tendremos error de estado estacionario cero para aceleraciones nulas y constantes. Cuando las aceleraciones toman forma de rampa el filtro acumula error estacionario, para ordenes posteriores el filtro no es capaz de estimar y diverge. En estas simulaciones se varió de forma adrede \mathbf{Q} por lo que pudimos observar que cuanto más grande es más ruido tienen las estimaciones, de acuerdo con lo que esperábamos. A su vez también influimos en los tiempos de convergencia del sistema, variando el valor de \mathbf{Q} y \mathbf{x}_0 .

6.1.2. Simulación de tono con dinámica RO

El propósito de esta simulación es analizar la respuesta del filtro de Kalman frente a la transmisión de un tono de RO. El esquema de esta simulación no cuenta con un adquisidor de señal, ya que no contamos con un retardo modelado, simplemente un perfil de Doppler geométrico, una amplitud y una fase correspondiente de RO, obtenidas del simulador desarrollado con anterioridad. El modelo de señal recibida resulta,

$$S_R(t) = \hat{A}_{RO}(t)e^{j(2\pi \int_0^t f_{DG}dt + \Phi_{RO}(t))}. \quad (6.2)$$

Surge la necesidad de generar un algoritmo que detecte el tipo de evento de RO, si es decreciente o creciente, ya que el KF deberá realizar una estimación “hacia atrás” en caso de ser una ocultación creciente. Generalmente las muestras de RO se procesan de forma “Off-line”, esto nos permite realizar las manipulaciones necesarias de forma tal que en el caso de ser un evento del tipo creciente, donde la C/N_0 comienza siendo muy baja, podamos invertir la situación y resolver un evento “equivalente”. Supongamos que en un evento creciente, nos llega la señal $S_{RO}^\uparrow(t)$, que representa un tono con dinámica de RO,

$$S_{RO}^\uparrow(t) = \hat{A}_{RO}^\uparrow(t)e^{j(2\pi \int_0^t f_{DG}(\tau)d\tau + \Phi_{RO}^\uparrow(t))} \quad (6.3)$$

que al ingresar a los esquemas de seguimiento planteados, comenzará con una baja relación C/N_0 y aceleraciones de fase tan altas que no podrá sincronizarse. Esto se debe a que cuando el evento logre alcanzar el valor necesario de C/N_0 , los errores serán mayores a los que el KF puede manejar. Una solución intuitiva podría ser invertir las muestras de la señal muestreada, lo que permitiría comenzar con una alta C/N_0 . Esta idea es válida, siempre y cuando el perfil

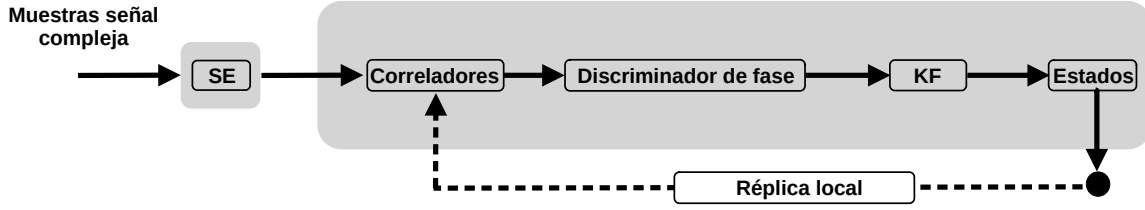


Figura 6.8: Esquema de seguimiento implementado para un tono bajo dinámica RO

de Doppler geométrico sea constante. Si esto no se cumple, el término de la integral se verá afectado, lo que resultará nuevamente en una pérdida de sincronización por parte del KF. Como se observa en la Fig. 5.6, los perfiles de Doppler no permanecen constantes, lo que hace que invertir las muestras no sea una solución viable. Ante esto, se plantea la siguiente estrategia, a la que denominaremos $\check{S}_{RO}^\uparrow(t)$ y cuyo modelo es el siguiente,

$$\check{S}_{RO}^\uparrow(t) = \hat{A}_{RO}^\uparrow(T_{sim} - t) e^{j(2\pi \int_0^t f_{DG}(T_{sim} - \tau) d\tau + \Phi_{RO}^\uparrow(T_{sim} - t))}. \quad (6.4)$$

La generación de esta señal consiste en una traslación temporal seguida de la inversión de la señal, pero solo para las componentes de RO, el Doppler geométrico se integra acumulando de atrás para adelante. Es de suma importancia comprender que invertir la señal no provoca una acumulación de atrás hacia adelante como se logra en este caso.

La incógnita que se debe despejar es cómo llegar a $\check{S}_{RO}^\uparrow(t)$ si nuestra señal de entrada es $S_{RO}^\uparrow(t)$. Por inspección podemos deducir que trasladando $S_{RO}^\uparrow(t)$ un tiempo $T_{sim} - t$ lo único que deberíamos reescribir es el término integral. Proponemos entonces un cambio de variable, $\lambda = T - \tau$ por lo que $d\lambda = -d\tau$, el término integral de $\check{S}_{RO}^\uparrow(t)$ resulta,

$$\int_0^t f_D(t - \tau) d\tau = \int_T^{T-\lambda} -f_{DG}(\lambda) d\lambda \quad (6.5)$$

podemos separar la integral en tramos convenientes, obteniendo,

$$= - \left[\int_T^0 f_G(\lambda) d\lambda + \int_0^{T-\lambda} f_{DG}(\lambda) d\lambda \right] \quad (6.6)$$

el primer término resulta la acumulación total de Doppler geométrico, un dato que es conocido previo a estimar los estados, el segundo término coincide con el la integral de $S_{RO}^\uparrow(t)$ al desplazarlo $T_{sim} - t$, esto indica que,

$$\check{S}_{RO}^\uparrow(t) = (S_{RO}^\uparrow(T - t))^* \cdot e^{-j2\pi \int_{T_{sim}}^0 f_{DG}(\tau) d\tau}. \quad (6.7)$$

Este procedimiento, que consiste en sumarle a la señal recibida el Doppler acumulado, una vez invertida, trasladada y conjugada. Lo llamaremos “seleccionador de eventos” (SE) y conforma el esquema de simulación de la Fig. 6.8, la detección del tipo de evento se evalúa a partir de evaluar si la CN_0 es de pendiente positiva o negativa en el tiempo.

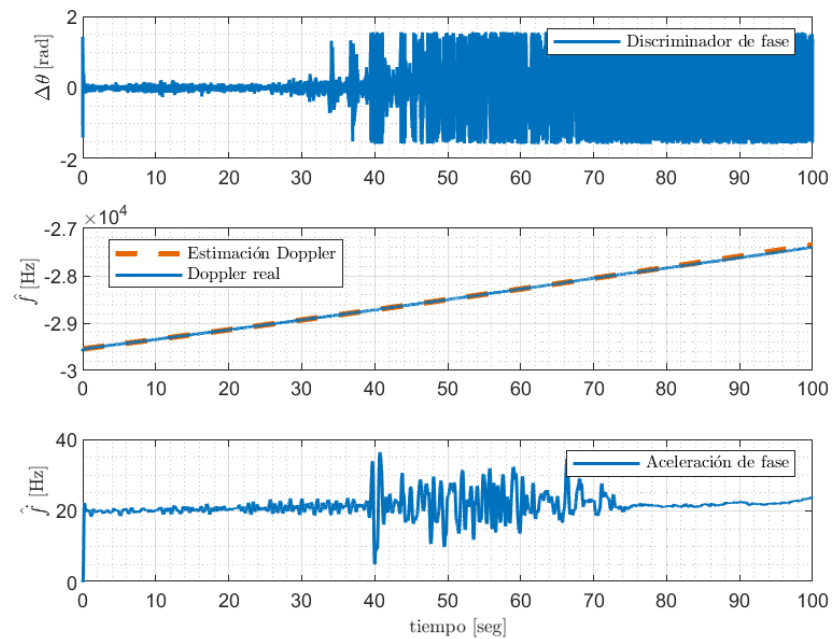


Figura 6.9: Sincronización de portadora para un evento RO decreciente

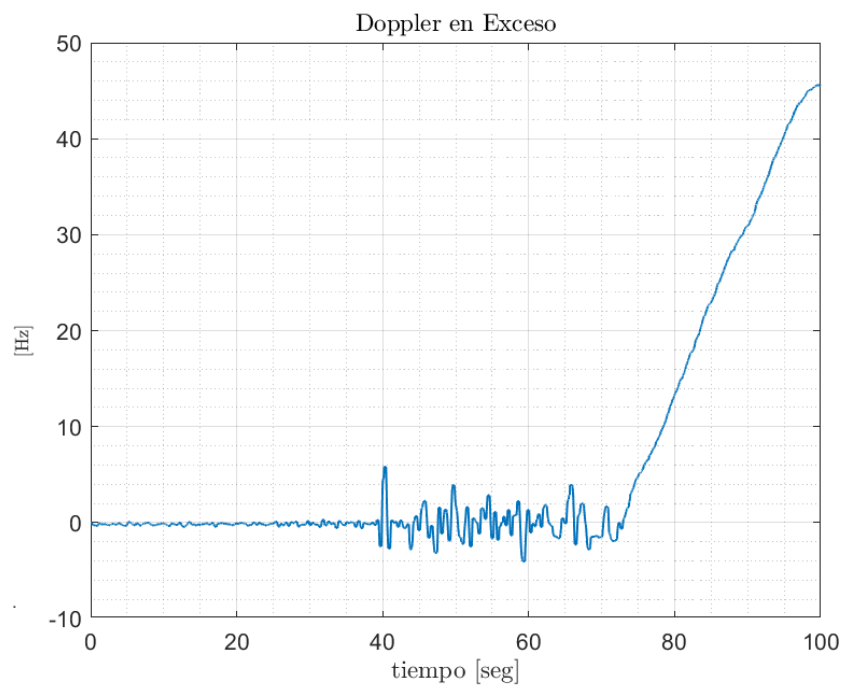


Figura 6.10: Doppler en Exceso para sincronización de portadora en un evento RO creciente con filtro de mediana de orden 100

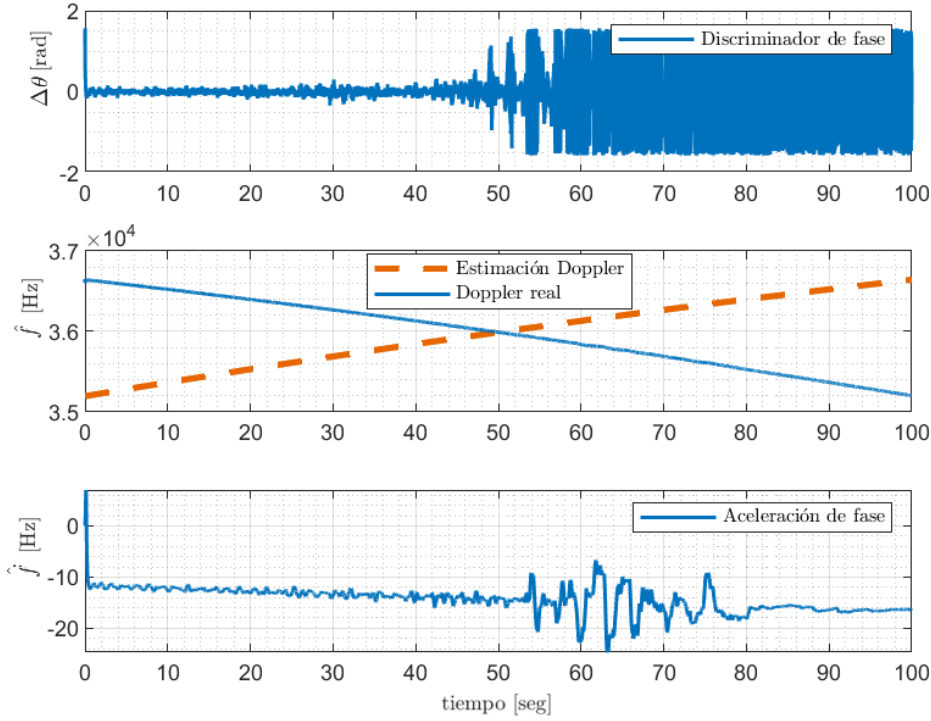


Figura 6.11: Sincronización de portadora para un evento RO creciente

En la Fig. 6.9 se muestra la estimación de los estados para una inicialización de \mathbf{x}_0 con un error del 1% en frecuencia, en un entorno de evento de RO decreciente. A su vez se ajustó la matriz \mathbf{Q} al 0.1% del valor asignado en (6.1). Observando el estado \dot{f} es posible ver que se tiene una aceleración constante de 20 Hz/s (coincidente con la pendiente del Doppler estimado) hasta que comienzan las aceleraciones de fase producto que el evento disminuye la altura de LOS, provocando aceleraciones erráticas y por consiguiente una pérdida de sincronismo por parte del discriminador de fase. En la Fig.6.10 se muestra la diferencia entre el Doppler geométrico y el Doppler estimado, el cual recibe el nombre de Doppler en Exceso, haciendo referencia al Doppler que se introduce debido a efectos atmosféricos, el mismo es post-procesado con un filtro de mediana de orden 100 para suavizar la curva e interpretar resultados. En la Fig. 6.11 se muestran los mismos resultados que la simulación anterior solo que aquí el evento es de tipo creciente, la estimación de Doppler resultante debe ser reflejada y trasladada para coincidir con la real, el funcionamiento del Filtro para las mismas matrices de sintonización coincide con el caso anterior. El Doppler en exceso se ve reflejado en la Fig. 6.12.

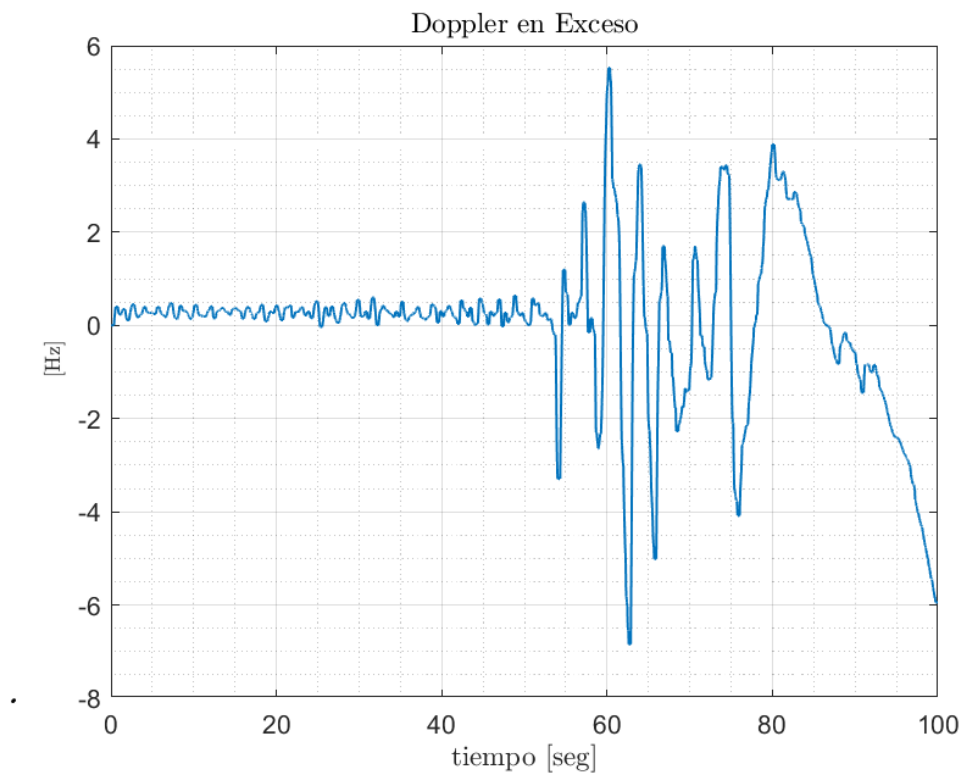


Figura 6.12: Doppler en Exceso para sincronización de portadora en un evento RO creciente con filtro de mediana de orden 100

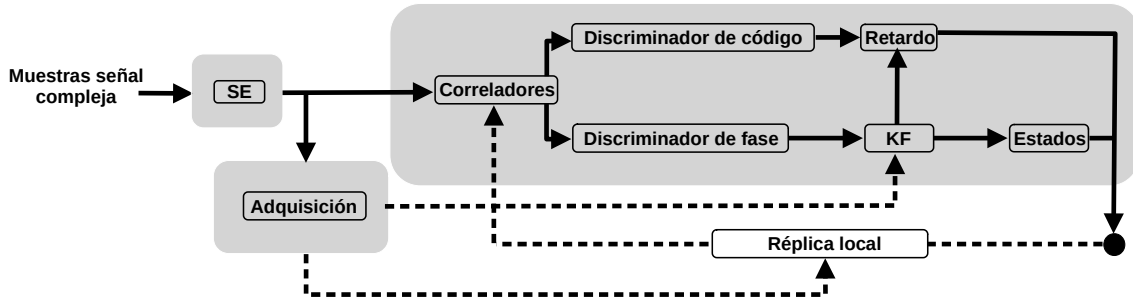


Figura 6.13: Esquema de sincronismo para portadora GPS-L1-C/A bajo dinámica RO

Conclusiones

Estas simulaciones tenían como objetivo el desarrollo de un algoritmo de detección del tipo de evento para su posterior procesamiento, se demostró que no solo basta con invertir la señal sino que se debe acondicionar antes de inicializar los esquemas de estimación. Además, se evaluó el comportamiento del KF frente a señales con dinámica RO. Se demuestra que el filtro es capaz de estimar la frecuencia con errores despreciables permitiendo extraer el Doppler adicionado por la atmósfera, el cual no se modela en el espacio de estados.

6.1.3. Simulación de señal GPS C/A con dinámica RO

En esta última simulación se pretende realizar una integración de todos los esquemas de sincronización desarrollados. A diferencia de las simulaciones con un único tono bajo dinámica RO aquí surge la necesidad de muestrear por encima del 2.046 MHz en banda base dada la existencia del código pseudoaleatorio. Esto indica que los tiempos de simulación deben reducirse dada la cantidad de datos: muestreando a 2.1 Mhz, 100 segundos de datos equivalen a 210 millones de muestras, por lo que es necesario disminuir el tiempo de simulación. Las muestras de entrada al esquema serán aquellas en las cuales pueda apreciarse el fenómeno de RO. El esquema completo de sincronismo se puede ver de la Fig. 6.13.

Se establece un tiempo de simulación de 30 segundos a 2.1 MHz, con las muestras de entrada alineadas con el inicio de las aceleraciones de fase del evento simulado, de modo que se pueda concentrar en la dinámica de alta frecuencia. El rango de frecuencias para la búsqueda de adquisición se configuró en $\pm 40 kHz$ con una resolución de 50 Hz. El tiempo de integración del filtro es de 1 ms, el mismo valor que el de los correladores. El ancho de banda del lazo de código se estableció en 40 Hz. La C/N_0 necesaria para calcular la matriz de ruido de mediciones \mathbf{R} se obtiene de registros precargados, aunque también puede estimarse a la salida del proceso de adquisición. La matriz \mathbf{Q} se configuró al 50 % de la matriz calculada en (6.1), con los parámetros del receptor a bordo del USAT-I. En la Fig. 6.14 se puede observar la correcta estimación en frecuencia, incluso bajo los efectos de alta dinámica en la fase. A su vez se puede analizar que al estar dentro del contexto de aceleraciones de fase el discriminador pierde sincronismo, aunque nos permite estimar la frecuencia de la señal.

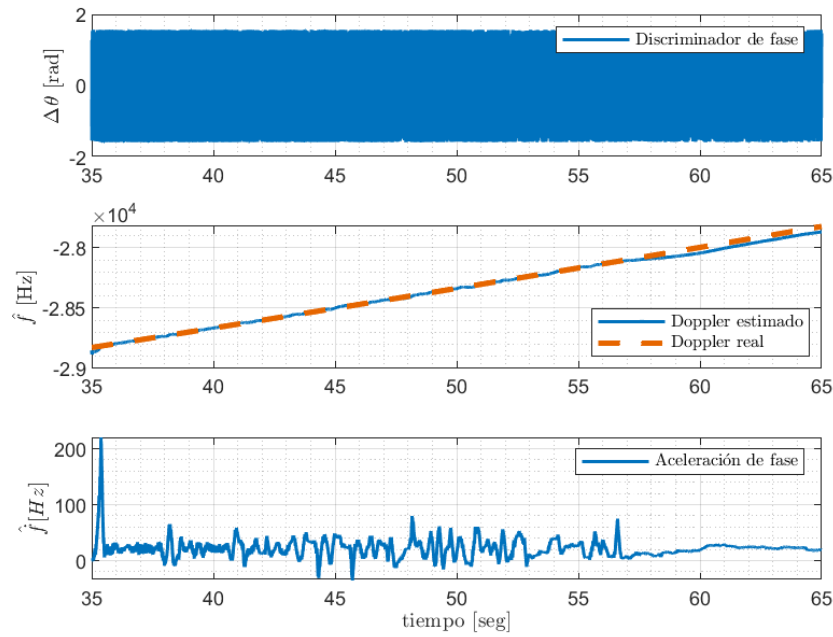


Figura 6.14: Variables de estado estimadas para una simulación de señal GPS-L1 con dinámica de RO

Existen otros esquemas en donde se realiza un cambio en la matriz \mathbf{Q} una vez que se tiene el seguimiento de portadora, de forma tal de modelar de manera más detallada lo que sucede dentro de la atmósfera.

En la literatura disponible, los ensayos presentados se realizan sobre señales de GPS y aviones, donde la dinámica Doppler no es tan alta y, además, resulta más sencillo almacenar las muestras del evento. Sin embargo, las simulaciones de esta sección muestran el procedimiento completo, destacando las dificultades inherentes al procesamiento de muestras crudas.

El exceso de frecuencia se puede observar en la Fig. 6.15.

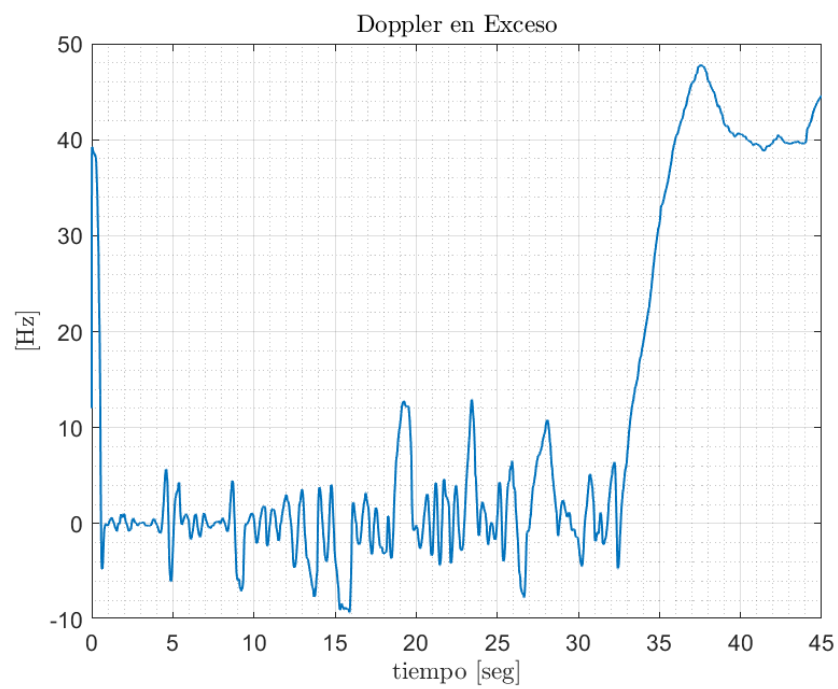


Figura 6.15: Exceso de frecuencia provocada por la atmósfera para una simulación de señal GPS-L1 con dinámica de RO

Capítulo 7

Conclusiones

En esta tesina de grado se presentaron diversos aportes al área de procesamiento de señales GNSS bajo eventos de alta dinámica, tales como los de radio ocultación (RO), junto con un análisis de factibilidad del satélite universitario (USAT-I) como receptor de estos eventos.

Se estudiaron en profundidad los sistemas GNSS, comenzando por las particularidades de sus distintas constelaciones, para luego centrarnos específicamente en las propiedades del sistema de posicionamiento global (GPS). Analizamos la estructura de su señal transmitida en la banda L1 C/A, junto con los esquemas de recepción más comunes que utilizan lazos de enganche de fase. Las simulaciones realizadas permitieron conocer las limitaciones de estos esquemas de seguimiento. A continuación, nos abocamos al estudio de la mecánica orbital, ya que parte de los resultados obtenidos consistieron en analizar la factibilidad del satélite universitario como receptor de eventos de radio ocultación. Los resultados en esta sección fueron positivos y nos permitieron caracterizar propiedades como la repetibilidad, duración, localización y percepción de eventos por parte del satélite. Además, el método utilizado para determinar si un evento es factible o no para el satélite puede ser empleado de manera universal para cualquier órbita y configuración de antenas, adaptándose correctamente en las simulaciones.

Los eventos de radio ocultación se caracterizan por ocupar una gran ventana temporal para extraer los parámetros físicos necesarios. Los registros de muestras reales suelen ser de acceso privado, por lo que validar algoritmos de seguimiento que puedan vincularse con el USAT-I no resulta sencillo. Para resolver esto, se optó por realizar una simulación completa de la atmósfera con base en frentes consecutivos de adhesión de fase. Al ser simulada, nos permitió vincularla directamente con la dinámica orbital que el USAT-I comprende, enriqueciendo de esta manera el aporte de la tesina desde este punto de vista.

En cuanto a la aplicación del procesamiento de señales, esta tesina presenta un punto de partida para el análisis de filtros de Kalman en el contexto de radio ocultación GPS-LEO. El rendimiento del filtro se evaluó mediante simulaciones, lo que permitió una primera caracterización previa a realizarlo con muestras reales. Sin embargo, las simulaciones en diversos entornos para distintas señales permitieron observar la capacidad del filtro para adaptarse a dichos escenarios. Se desarrollaron esquemas de seguimiento de alta dinámica, desde las muestras crudas hasta el producto final, que generalmente es el exceso de Doppler generado

por la atmósfera. Dentro de los esquemas desarrollados se implementó un seleccionador de eventos (SE) que acondiciona la señal para su entrada en el esquema de sincronización.

Los esquemas y simulaciones desarrollados en esta tesina pueden ser configurados con muestras reales, lo que permitiría hacerlos aún más cercanos a la realidad y probar distintos escenarios. Aquí radica la importancia de la obtención de muestras y el trabajo realizado.

Existen muchas líneas de investigación en el ámbito del sensado remoto y procesamiento de señales que aún quedan por explorar, específicamente derivadas de este trabajo. En relación a los esquemas de procesamiento, su configuración con muestras reales podría perfeccionar una herramienta de desarrollo de filtros para esta aplicación. Además, existen esquemas de Kalman en los que las matrices \mathbf{Q} y \mathbf{R} no son constantes, sino que se ajustan en función de la confianza momentánea en el modelo o las mediciones, lo que podría resultar en un mejor rendimiento para ajustar los modelos de exceso de Doppler.

Bibliografía

- [1] X. Feiqin. J. Shuanggen, E. Cardellach. Gnsr remotesensing- theory, methods and application. *Springer Dordrecht Heidelberg New York London*, 19:116–119, 2014.
- [2] X. Zou, F. Vandenberghe, B. Wang, M. E. Gorbunov, Y.-H. Kuo, S. Sokolovskiy, J. C. Chang, J. G. Sela, and R. A. Anthes. A ray-tracing operator and its adjoint for the use of gps/met refraction angle measurements. *Journal of Geophysical research*, 104, September 1999.
- [3] NASA. Weather forecasters whit occult science. Technical report, 2023.
- [4] Max Born, Emil Wolf, A. B. Bhatia, P. C. Clemmow, D. Gabor, A. R. Stokes, A. M. Taylor, P. A. Wayman, and W. L. Wilcock. *Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light*. Cambridge University Press, 7 edition, 1999.
- [5] E.R. Kursinski, G. A. Hajj, J. T. Schofield, and R. P. Linfield. Observing earth’s atmosphere with radio occultation measurements using the global positioning system. *Journal of Geophysical Research*, 102, 1997.
- [6] E Robert Kursinski. The gps radio occultation concept: Theoretical performance and initial results. *JOURNAL OF GEOPHYSICAL RESEARCH VOL. 102*, 1997.
- [7] E. Kaplan and C. Hegarty. *Understanding GPS: Principles and Applications*. Artech House mobile communications series. Artech House, 2005.
- [8] Sergey Sokolovskiy, Ying-Hwa Kuo, and Wei Wang. The math of ambiguity: What is the acquisition ambiguity function and how is it expressed mathematically? *Inside GNSS*, 5(4):20–28, 2010.
- [9] Santiago Ozafrain. *PROCESAMIENTO ESTADÍSTICO DE SENALES GNSS REFLEJADAS: SENSADO REMOTO DE ALTIMETRÍA OCEÁNICA*. PhD thesis, Universidad Nacional de La Plata, Facultad de Ingeniería., 2023.
- [10] Ezequiel A. Marranghelli, Santiago. Ozafrain, Javier A. Smidt, and Pedro A. Roncagliolo. Misión usat-1: Análisis de factibilidad de las aplicaciones de ciencia y diseño de sus antenas. Technical report, Universidad Nacional de La Plata, Facultad de ingeniería., 2022.

- [11] C.A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2012.
- [12] Erin R. Griggs. *Analyses for a Modernized GNSS Radio Occultation Receiver*. bathesis, Colorado School of Mines, 2015.
- [13] Sergey V. Sokolovskiy. Modeling and inverting radio occultation signals in the moist troposphere. *Radio Science*, 36(3):441–458, 2001.
- [14] Kuo-Nung Wang, James L. Garrison, Ulvi Acikoz, Jennifer S. Haase, Brian J. Murphy, Paytsar Muradyan, and Tyler Lulich. Open-loop tracking of rising and setting gps radio-occultation signals from an airborne platform: Signal model and error analysis. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 54(7):3967–3984, 2016.
- [15] Sergey V. Sokolovskiy. Tracking tropospheric radio occultation signals from low earth orbit. *Radio Science*, 36(3):483–498, 2001.
- [16] M.S. Grewal and A.P. Andrews. *Kalman Filtering: Theory and Practice with MATLAB*. IEEE Press. Wiley, 2015.
- [17] Jordi Vila-Valls, Pau Closas, Monica Navarro, and Carles Fernandez-Prades. Are pll's dead? a tutorial on kalman filter-based techniques for digital carrier synchronization. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 32(7):28–45, 2017.
- [18] Cillian O'Driscoll and Gérard Lachapelle. Comparison of traditional and kalman filter based tracking architectures. In *Proceedings of European navigation conference*, pages 3–6, 2009.
- [19] A. Saggese, S. Ozafrain, and Ernesto. Lopez. Numerical optimization for simulation of radio occultation events. *IEEE ARGENCON 2024*, 2024.
- [20] R.L. Burden, J.D. Faires, and A.M. Burden. *Numerical Analysis*. Cengage Learning, 2015.
- [21] S. Chapra. *Numerical Methods for Engineers*. McGraw-Hill Education, 2014.

Apéndice A

Modelado numérico para la resolución de eventos de RO

A.1. Modelos numéricos para simulación

Hasta este punto, hemos examinado las características generales de RO desde un enfoque matemático, y hemos explorado cómo derivar parámetros o magnitudes físicas a partir de ello. En esta sección, proponemos un enfoque numérico para abordar el problema, tratándolo como un problema de contorno. Se buscarán soluciones óptimas, las cuales serán comparadas con aquellas reportadas en la bibliografía existente.

El modelo de señal utilizado para poder simular el comportamiento de RO se obtiene a partir de la ecuación (1.1) y el cambio de variable $d\tau = \frac{ds}{n}$. Esto resulta en dos ecuaciones de primer orden,

$$\frac{d\vec{x}}{d\tau} = \vec{u}, \quad \frac{d\vec{u}}{d\tau} = n\nabla n \quad (\text{A.1})$$

donde \vec{x} y \vec{u} representan la posición y la dirección del rayo en coordenadas cartesianas respectivamente.

Para resolver este problema, es necesario establecer condiciones iniciales para las dos variables en juego. Inicialmente, la posición podría referirse tanto al satélite LEO como al satélite GPS; sin embargo, para una mejor comprensión, definimos el satélite GPS como el punto de partida de la señal. En cuanto a la dirección, esta no está claramente definida, ya que no se conoce con certeza la dirección exacta en la que partirá el rayo desde el satélite GPS. Esto requiere una propuesta inicial, u_0 , asociada a un sistema de corrección. Un factor crucial que influye en el rendimiento de los métodos de simulación es el algoritmo de integración seleccionado.

Además de disponer de muestras reales o sintéticas de las posiciones de los satélites, es esencial contar con un registro del índice de refracción para calcular su gradiente en los puntos necesarios. Estos aspectos se discutirán en detalle en las subsecciones siguientes.

A.1.1. Modelo del índice de refracción

El modelo de índice de refracción adoptado se discutió con anterioridad, y en ausencia de agentes ionosféricos podemos obtenerlo a partir de la ecuación (1.8),

$$n = 1 + (77,604 \cdot \frac{P[hPa]}{T[K]})10^{-6} \quad (\text{A.2})$$

A partir de un registro lineal con la altura de presión y temperatura se obtiene el valor correspondiente al índice de refracción

A.1.2. Esquema de corrección

La complejidad para resolver la ecuación de RO se encuentra en la definición de las condiciones de frontera. La dirección inicial que se debe proponer para seguir un esquema de integración no es conocida en principio. Además, los rayos no tenderán a converger al satélite LEO sino que a una región de convergencia esférica de radio r .

El esquema de corrección que se propone es el conocido como iteración discreta de Newton. En la Fig. A.1, se ilustra cómo se determina una nueva dirección de salida (u_0) para cada una de las propuestas de disparo k , dada por:

$$\vec{u}_{k+1,0} = \vec{u}_{k-1,0} - \frac{(\vec{x}_{k-1,end} - \vec{r}_{leo})}{\vec{x}_{k,end} - \vec{x}_{k-1,end}} (\vec{u}_{k,0} - \vec{u}_{k-1,0}), \quad (\text{A.3})$$

donde $\vec{u}_{k-1,0}$ y $\vec{u}_{k,0}$ son las dos direcciones iniciales propuestas en las k -iteraciones previas. El subíndice $i = 0$ indica que todavía no se ha propagado (La posición espacial es la del satélite GPS). \vec{r}_{leo} es la posición del satélite LEO para un evento RO dado, y $\vec{x}_{k-1,end}$ y $\vec{x}_{k,end}$ son los dos puntos finales en la trayectoria espacial recorrida por el rayo, en dos iteraciones k (o intentos) diferentes.

Podemos ver de la ecuación (A.3) que son necesarias dos direcciones iniciales para poder comenzar a “corregir”, es por ello que se proponen dos direcciones iniciales que ya se saben que son erróneas pero sirven para poder comenzar el proceso. La primera ($k = 0$) se elige en dirección de la línea de vista (LOS, por sus siglas en Inglés) y luego ($k = 2$) se elige una dirección elevada algunos centímetros por encima de LOS en el plano que contiene el centro de la Tierra y los dos satélites.

A.1.3. Esquema de Integración

El esquema de integración diseñado [19] consta de la composición del algoritmo de integración Runge-Kutta-Fehlberg (RKF) [20] [21], más un conjunto de restricciones espaciales que resultan luego de un análisis físico y numérico del problema. El esquema de integración total lo llamamos Planar-Ray-Parking (PRP de ahora en más), el mismo divide el espacio en tres regiones como se muestra en la Fig. A.2:

1. Desde el satélite GPS hasta el comienzo de la atmósfera, donde el índice de refracción es siempre igual a uno y su gradiente es cero, se establece un paso de integración de 10.000

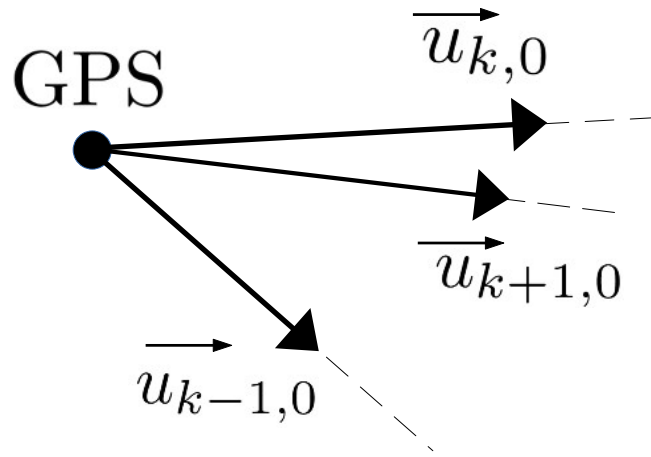


Figura A.1: Esquema de corrección: Iteración discreta de Newton.

km. Este valor asegura un paso apropiado sin perder información pertinente. Con este paso establecido los satélites GPS tienen una órbita de alrededor de 20.000 km, lo que indica que generalmente hay dos pasos de integración previos a que la señal alcance la atmósfera. Si continuáramos integrando con este paso, perderíamos información crucial sobre la atmósfera. Por esta razón, para altitudes menores a 9.000 km, el tamaño del paso de integración se reduce manualmente a 1.000 km.

2. Cuando la señal llega a la atmósfera (con una guarda de $\pm 200 \text{ km}$) se activa el método RKF. Este mismo determina el paso de integración para una cota de error preestablecido. Esta tercera región demanda un alto costo computacional. Típicamente, se tienen entre 40 y 60 pasos de integración sobre la atmósfera. Adicionalmente, en cada instante de integración

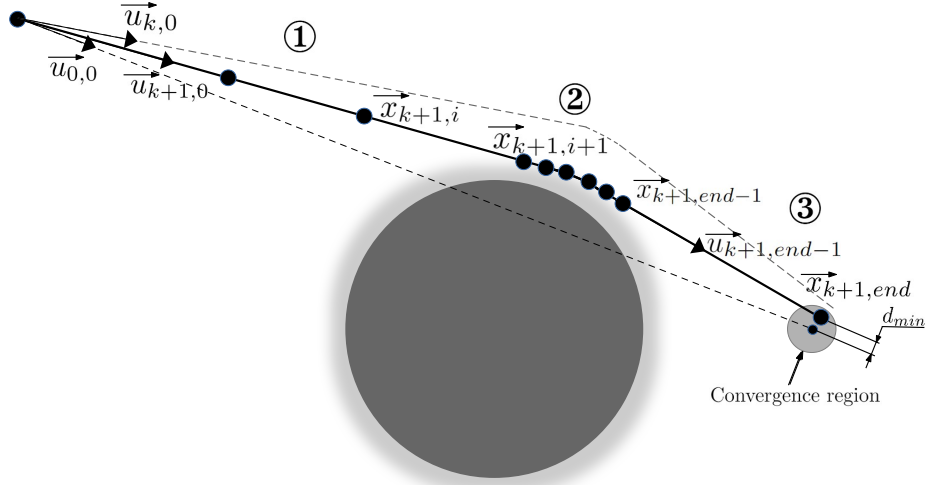


Figura A.2: Posición y dirección en un evento RO para la iteración k en el punto i , para cada una de las regiones que PRP plantea.

se calcula,

$$n_{k,i} \neq 1 \text{ y } \frac{du_{k,i}}{dt} \neq 0, \quad (\text{A.4})$$

es decir, se evalúa que el índice de refracción esté cambiando.

3. Cuando la condición dada por (A.4) es falsa, esto significa que salimos de la atmósfera. A partir de aquí se aproxima la trayectoria del rayo como una línea recta en la dirección del último punto calculado $\vec{u}_{k+1,i=end-1}$. La distancia mínima entre la línea recta y el satélite LEO es calculada a través de

$$d_{min} = \frac{|(\vec{u}_{k+1,end-1}) \times (\vec{r}_{leo})|}{|\vec{u}_{k+1,end-1}|} \quad (\text{A.5})$$

donde \vec{r} es la posición del satélite LEO. Si este punto está lo suficientemente cerca como para entrar en una región de convergencia predefinida (generalmente de 0.1 m) se tomara el intento $k + 1$ como exitoso. De otra manera, se propone una nueva dirección inicial (incrementando

el valor de k) y se repite el proceso. El último punto de la trayectoria se obtiene a partir de calcular la distancia mínima entre la recta y el LEO.

$$\vec{x}_{k+1,end} = \vec{x}_{k+1,end-1} + \frac{(\vec{r}_{leo} - \vec{x}_{k+1,end-1}) \cdot (\vec{u}_{k+1,end-1})}{|\vec{u}_{k+1,end-1}|^2} \quad (A.6)$$

La última dirección $\vec{u}_{k+1,end}$, coincide con $\vec{u}_{k+1,end-1}$ debido a la aproximación realizada. Resulta interesante remarcar que cuanto más chica sea la región de tolerancia, se requerirá un mayor esfuerzo del algoritmo por encontrar la dirección que satisfaga dicha precisión.

Cada una de las estimaciones de posición y velocidad se obtienen a partir de la propuesta de RKF, un método numérico de paso adaptivo que presenta una ventaja respecto a métodos convencionales del tipo Runge-Kutta ya que evalúa una menor cantidad de veces las derivadas para otorgar una estimación (del orden de 40 % menos, respecto a RK4). Se realiza un control de error de truncamiento mediante la medición de un parámetro R dado por

$$R = x_k + \frac{16}{135}k_1 + \frac{6656}{12,825}k_3 + \frac{28,561}{56,430}k_4 - \frac{9}{50}k_5 + \frac{2}{55}k_6. \quad (A.7)$$

La estimación de la posición y la velocidad la encontramos a través de,

$$w_{k+1} = w_k + \frac{25}{216}k_1 + \frac{1408}{2565}k_3 + \frac{2197}{4104}k_4 - \frac{1}{5}k_5. \quad (A.8)$$

En ambas ecuaciones los coeficientes k_i con $i \in [1, 6]$ se describen a partir de :

$$\begin{aligned} k_1 &= hf(t_i, w_i) \\ k_2 &= hf(t_i + \frac{h}{4}, w_i + \frac{1}{4}k_1) \\ k_3 &= hf(t_i + 3\frac{h}{8}, w_i + \frac{3}{32}k_1 + \frac{9}{32}k_2) \\ k_4 &= hf(t_i + \frac{12h}{13}, w_i + \frac{1932}{2197}k_1 + \frac{7200}{2197}k_2 + \frac{7296}{2197}k_3) \\ k_5 &= hf(t_i + h, w_i + \frac{439}{216}k_1 - 8k_2 + \frac{3680}{513}k_3 + \frac{845}{4104}k_4) \\ k_6 &= hf(t_i + \frac{h}{2}, w_i - \frac{8}{27}k_1 + 2k_2 - \frac{3544}{2565}k_3 + \frac{1859}{4104}k_4 - \frac{11}{40}k_5) \end{aligned} \quad (A.9)$$

A.1.4. Simulador de eventos RO

Definidos los esquemas individuales que componen la solución al problema, en esta sección describiremos como simula el algoritmo completo. En la Fig. A.3 podemos ver un diagrama de flujo que sintetiza el funcionamiento.

En primer lugar se deben ingresar como entrada la posición de los satélites a la hora de un evento de RO, luego se debe definir el radio de tolerancia de la esfera de convergencia (generalmente 0.1 m). Una vez definido comienza el esquema de simulación proponiendo dos direcciones de salida desde el satélite GPS, como ya se menciono anteriormente, una en dirección a LOS y otra unos milímetros por encima de LOS (en el plano que contiene el centro de la Tierra y los satélites), esta elevación suele estar en el orden de los 0.009 m, dadas las grandes distancias entre GPS y LEO, una pequeña elevación por sobre LOS significa un ángulo de apertura lo suficientemente grande como para que el método de corrección sea capaz de encontrar en ese rango la solución. Esto que se dice anteriormente no siempre es así pero cuanto más cerca sea el segundo ángulo propuesto, definido por la elevación del ángulo que llegará a converger al LEO, más rápido será el proceso de encontrar la solución.

Ambas direcciones iniciales serán erróneas, ya que, por supuesto que la señal no puede viajar a través de LOS sin experimentar cierta curvatura, es por ello, que a partir de (A.3) se propone una tercera dirección esta vez con oportunidades de ser la correcta. Para todos los casos una vez que se propone una dirección de salida se calcula el índice de refracción de acuerdo a (A.2) y se estima la próxima posición del rayo, incrementando el contador i en uno, a partir de (A.8).

El esquema de simulación para señales sintéticas propuesto realiza aproximaciones cuyos errores son despreciables y ofrece soluciones que requieren un menor costo computacional en comparación con esquemas que utilizan métodos de integración tradicionales, como RK4. Estos modelos nos permiten aprovechar su información para diversas aplicaciones, como el procesamiento y modelado en tiempo real, el análisis de factibilidad de receptores, entre otros. En los capítulos siguientes, utilizaremos esta herramienta para caracterizar la factibilidad del satélite universitario como receptor de eventos GNSS-RO.

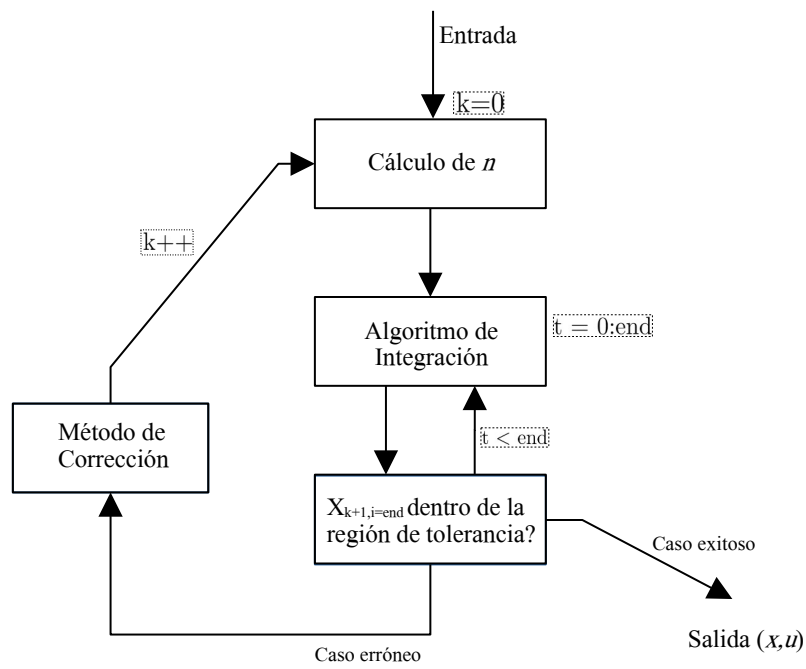


Figura A.3: Diagrama de flujo del esquema de simulación con la integración de partes