

Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Aeroespacial  
Navegación Aérea

Modelado y Simulación de Receptor Digital ILS:  
Sistema de Aterrizaje Instrumental

Autor: Fernando Ruiz Vincueria

Tutor: Joaquín Granado Romero

Dep. Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Aeroespacial  
Navegación Aérea

# **Modelado y Simulación de Receptor Digital ILS: Sistema de Aterrizaje Instrumental**

Autor:

Fernando Ruiz Vincueria

Tutor:

Joaquín Granado Romero  
Profesor Titular de Universidad

Dep. Ingeniería Electrónica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla  
Sevilla, 2017



Trabajo Fin de Grado: Modelado y Simulación de Receptor Digital ILS: Sistema de Aterrizaje Instrumental

Autor: Fernando Ruiz Vincueria

Tutor: Joaquín Granado Romero

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal, Sevilla, 2017



# Agradecimientos

---

**T**ras cuatro intensos y productivos años, me gustaría mostrar mi satisfacción con los estudios de Aeroespacial que he realizado en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla, reconociendo el trabajo a los múltiples profesores que he tenido, responsables de transmitirme una gran cantidad de conceptos en poco tiempo. En especial, me gustaría agradecer a Joaquín Granado Romero, tutor de este trabajo, su constante interés por la evolución adecuada de sus alumnos, tanto a nivel personal en el desarrollo de este proyecto, como en las asignaturas que imparte en la intensificación de Navegación Aérea.

Probablemente, gran parte de esta satisfacción se deba a los grandes compañeros de clase que he tenido. Podría rellenar este trabajo únicamente nombrando a todos los que me han aportado algo. Gracias, de verdad, por hacer tan agradable la vida en la Escuela, entendiendo los momentos de seriedad y de diversión; y, sobre todo, porque a la mayoría de vosotros puedo consideraros mis amigos. Creo que debo de cumplir, nombrando personalmente, a Jesús, Marta, Elvira, María, Jose María, Luis y Fran, así como a mis compañeros de la Junta de Euroavia.

Por último, y por supuesto, nunca menos importante, quiero agradecer a mi familia el apoyo incondicional, tanto en el ámbito de la ingeniería como en cualquier meta que me proponga. En especial, doy las gracias a mi madre por su incansable empeño en tratar de guiarme por el mejor camino; y, sobre todo, porque sé que a nadie le va a hacer más ilusión.

*Fernando Ruiz Vincueria*

*Sevilla, 2017*





# Resumen

---

El ILS (*Sistema de aterrizaje instrumental*) es, a día de hoy, una de las radioayudas a la navegación más importantes. El motivo es sencillo: se trata de una fase de vuelo crítica, en la cual se han producido casi la mitad de los accidentes aéreos del siglo XXI [8]. Desde sus inicios durante la Segunda Guerra Mundial, ha pasado a dar servicio a prácticamente la totalidad de los aeropuertos comerciales del mundo, que operan frecuentemente en condiciones de vuelo IFR, proporcionando guiado lateral y vertical a las aeronaves que se aproximan a los mismos.

Por entonces, muchos de los cálculos de navegación aún se realizaban a mano, y podían requerir más de 5 minutos. Hoy en día, estos cálculos se completan en decenas de milisegundos por dispositivos de procesamiento digital, como pueden ser una FPGA o una DSP (*Digital Signal Processing*). Sin embargo, existen todavía equipos aeronáuticos pendientes de actualizarse, como puede ser el caso del receptor ILS, que utiliza una arquitectura analógica tradicional.

Este trabajo propone una arquitectura digital para receptores ILS. Se comentan las múltiples ventajas que ofrecen este tipo de diseños, entre las cuales destaca la posibilidad de realizar un procesamiento posterior de aumento de precisión, como puede ser un filtro de Kalman que aprovecha las características de las señales. Tanto el modelo como los procesamientos de mejora de la navegación se han implementado en simulaciones de Matlab®.

En el capítulo 1 se realiza una introducción a los sistemas de ayuda a la navegación y los procesamientos digitales; estableciéndose los antecedentes al proyecto, el alcance y los objetivos del mismo. A continuación, en el capítulo 2, se describen en detalle los elementos que componen el ILS, las características y ecuaciones que gobiernan su señal (modulación AM, frecuencias, y amplitudes), así como la arquitectura del receptor clásico. Con ello se está en disposición de abordar un diseño digital.

En el capítulo 3 se presenta el diseño del receptor propuesto, además de una descripción detallada de todos los elementos que componen la cadena de recepción, basada en una arquitectura I/Q, y en la cual uno de los objetivos primordiales ha sido la optimización de la carga computacional. Se introduce el concepto de DDM (*Difference in Depth Modulation*) que es utilizado a lo largo de todo el trabajo, por ser la información fundamental obtenida de la señal ILS.

Posteriormente, en el capítulo 4, se añaden los cálculos de navegación necesarios para obtener el vector de estado (los ángulos  $\theta$  y  $\gamma$ , azimutal y de planeo) a partir de los datos de la DDM. Uno de los grandes logros del trabajo ha sido una ampliación de la cobertura del sistema (hasta los 35 grados de azimut), manteniendo los diagramas de radiación oficiales de ICAO (*International Civil Aviation Organization*) [1]. Esto se ha conseguido gracias a la elaboración de un algoritmo de navegación no lineal y a la implementación de un filtro de Kalman para la optimización de las medidas. Dicho filtro resulta especialmente efectivo para reconstruir señales expuestas a ruido gaussiano, si bien es importante estudiar las limitaciones del mismo en ciertas condiciones.

Finalmente, en el capítulo 5, se analizan los resultados de simulación obtenidos para una serie de trayectorias representativas de las aproximaciones a aeropuertos comerciales, incluyendo degradaciones de la señal y comparando la precisión ante variaciones de ciertas variables manipulables del problema. Las conclusiones se resumen en una clara mejora objetiva de la precisión respecto a las indicaciones [1] de la ICAO, y se exponen en el capítulo 6 junto a varias líneas de investigación futuras enfocadas a la mejora del sistema. A la vista de los resultados, un sistema ILS equipado con un receptor digital, estaría en disposición clara de ser utilizado para *aterriajes automáticos*.



# Abstract

---

As of now, the ILS (*Instrumental Landing System*) is one of the most important radio navigation aids. The reason is simple: the approach is a critical flight phase, which has produced more than half of the accidents of the 21st century [8]. Since its beginnings during World War II, it has been operating virtually all of the world's commercial airports, which frequently operate under IFR flight conditions, providing lateral and vertical guidance to aircraft approaching them.

By then, many navigation calculations were still done by hand, and could take more than 5 minutes. Nowadays, these computations are completed in *tens of milliseconds* by digital processing devices, such as an FPGA or a Digital Signal Processing (DSP). However, there is aeronautical equipment still to be upgraded, such as the ILS receiver, which uses a traditional analogical architecture.

This work describes in detail a proposed architecture for a digital ILS receiver. The multiple advantages of this type of design will be discussed, highlighting among them the possibility of performing a precision augmentation processing, such as a Kalman filter that takes advantage of the signal characteristics. Both the model and navigation enhancement processes have been implemented in Matlab® simulations.

Chapter 1 exposes an introduction to navigation aids and digital processing. The antecedents to the project, the scope and the objectives of the same are established. Next, Chapter 2 describes the elements that make up the ILS, the characteristics and equations that govern its signal (AM modulation, frequencies, and amplitudes), as well as the classic receiver architecture. This is the starting point to address a digital design.

Chapter 3 introduces the general design of the proposed receiver, as well as a detailed description of all elements that make up the receiving chain, which is based on a I/Q architecture. It introduces the concept of DDM (*Difference in Depth Modulation*) that is used throughout the work, being the fundamental information obtained from the ILS signal.

Subsequently, in Chapter 4, the required navigation calculations are added from the DDM data. In this modeling of the problem, the state vector is composed of two angles: the azimuthal  $\theta$  (horizontal, defined with respect to the track axis, positive on the right viewed from the same) and the glide angle  $\gamma$  (vertical, defined with respect to the surface, positive above the glide path). Navigation is implemented by two methods: a linear approximation and an exact nonlinear model, and is later improved by the Kalman algorithm.

Finally, Chapter 5 analyzes the simulation results obtained for a series of trajectories representative of commercial airport approaches, including signal degradations and comparing the accuracy to variations of certain manipulable variables of the problem. The conclusions, which are summarized in a clear objective improvement of the accuracy with respect to ICAO (*International Civil Aviation Organization*) indications [1] are presented in Chapter 6 together with several future lines of research aimed at improving the system.



# Índice

---

<b>Agradecimientos</b>	<b>vii</b>
<b>Resumen</b>	<b>ix</b>
<b>Abstract</b>	<b>xi</b>
<b>Índice</b>	<b>xiii</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. <i>Sistemas de ayuda a la navegación. Procesamiento digital.</i>	1
1.2. <i>Descripción general del proyecto. Alcance y objetivos.</i>	4
<b>2 Sistema de Aterrizaje Instrumental</b>	<b>7</b>
2.1 <i>Objetivo del sistema. Precisión y aplicaciones</i>	7
2.2 <i>Características de la señal ILS</i>	10
2.3 <i>Diseño clásico del receptor</i>	14
<b>3 Receptor Digital ILS</b>	<b>16</b>
3.1 <i>Arquitectura</i>	16
3.2 <i>Descripción detallada del funcionamiento</i>	19
3.3 <i>Calibración del sistema</i>	23
<b>4 Navegación: Cálculo del Vector de Estado</b>	<b>24</b>
4.1 <i>Determinación de la trayectoria</i>	24
4.2 <i>Mejora de la precisión: Filtro de Kalman</i>	28
<b>5 Simulación</b>	<b>31</b>
5.1 <i>Definición de trayectorias</i>	32
5.2 <i>Degradación de la señal ILS. TX y canal</i>	37
5.3 <i>Resultados de simulación</i>	41
5.3.1 <i>Test A – Modo Calibración</i>	42
5.3.2 <i>Test B – Constant Bearing. Escenario 3.</i>	44
5.3.3 <i>Test C – Pure Pursuit. Escenario 3. Modelo No Lineal.</i>	46
5.3.4 <i>Test D – Pure Pursuit. Escenario 3. Modelo Lineal.</i>	49
5.3.5 <i>Test E – Disturbed Trajectory. Escenario 3. Modelo Lineal.</i>	51
5.3.6 <i>Test F – Escenario 4 (SNR=10). Pure Pursuit - Modelo No Lineal.</i>	53
5.4 <i>Resumen de resultados</i>	56
<b>6 Conclusiones</b>	<b>58</b>
6.1 <i>Conclusiones y líneas futuras</i>	58
<b>Referencias</b>	<b>60</b>



# 1 INTRODUCCIÓN

## 1.1. Sistemas de ayuda a la navegación. Procesamiento digital.

La *Navegación Aérea* es la determinación de la posición y velocidad de una aeronave en movimiento. Estas variables se suelen definir en su conjunto como un vector de 6 componentes que, expresado en un sistema de referencia apropiado, se conoce como *vector de estado*. Esta información describe de forma completa el movimiento traslacional del vehículo, y es utilizada por un gran número de sistemas a bordo, como puede ser el piloto automático.

Las herramientas que permiten la consecución de este objetivo son los *sensores de navegación*. Éstos pueden encontrarse en la propia aeronave, en otro vehículo, en tierra, o incluso en el espacio. Cuando el vector de estado es calculado fuera de la aeronave, el proceso se denomina *vigilancia o localización*, y se utiliza en la práctica para evitar colisiones entre aeronaves.

Habitualmente, el conjunto de sensores, técnicas y equipos que se dedican al cálculo del vector de estado (o ciertas componentes del mismo) se denominan *sistemas de ayuda a la navegación*. Entre ellos, los más comunes son los llamados *sistemas de posicionamiento*, que miden el vector de estado con independencia de la trayectoria pasada del vehículo. Esto quiere decir que el error asociado a una medida es independiente de la anterior y con una varianza similar.

Existen 3 tipos de sistemas de posicionamiento: los *sistemas de radiofrecuencia*, los *sistemas celestiales* y los *sistemas de mapeado* o correlación cartográfica. La navegación espacial o de gran altitud se basa principalmente en sistemas celestiales (orientación respecto a las estrellas) mientras que los vehículos aéreos no tripulados suelen utilizar sistemas de correlación cartográfica con el entorno.

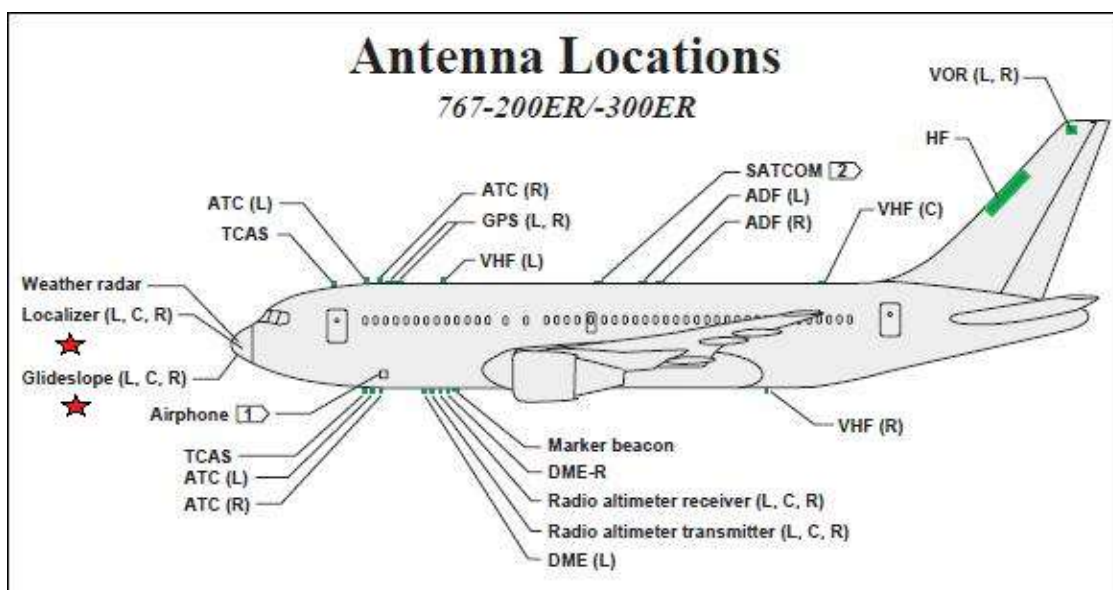


Figura 1.1. Localización de las antenas en un B767.

Sin embargo, en las aeronaves comerciales los sistemas de radiofrecuencia son ampliamente los más utilizados. Consisten en una serie de estaciones transmisoras en tierra, satélites u otros vehículos. El equipo de recepción de la aeronave recibe las señales y las computa para obtener medidas de una cierta componente del vector de estado. Algunos ejemplos de este tipo de sistemas son el *GPS*, los sistemas *VOR-DME*, y el *sistema de aterrizaje instrumental (ILS)*. En la figura 1.1. se muestran las posiciones de las antenas receptoras de estos sistemas en el B-767.

Cada sistema posee unas características específicas que lo hacen especialmente apropiado para un determinado segmento de vuelo. De forma muy general, se pueden distinguir 4 fases de vuelo:

- ✚ *Despegue y salida*: comienza con el taxi hasta la pista correspondiente, y culmina cuando la aeronave, ya en el aire, guarda el tren de aterrizaje. Las medidas de velocidad y altitud barométricas son imprescindibles en este segmento, además de guiarse horizontalmente gracias al localizador del ILS.
- ✚ *Área terminal*: operaciones realizadas dentro un TCA (*Terminal Control Area*), tanto en la fase de llegada como en la de salida, que están fuera de la fase en ruta. Los sistemas GPS e inercial adquieren una importancia vital en esta fase.
- ✚ *Ruta*: desplazamiento desde el aeropuerto origen (tras el área terminal) hasta el aeropuerto destino (antes del área terminal). En esta fase son necesarios los sistemas VOR-DME para seguir una trayectoria de waypoints.
- ✚ *Aproximación y aterrizaje*: comienza con la captura de la señal ILS, que guía a la aeronave a través de la senda de planeo hasta tocar tierra, tanto en el eje horizontal como en el vertical.

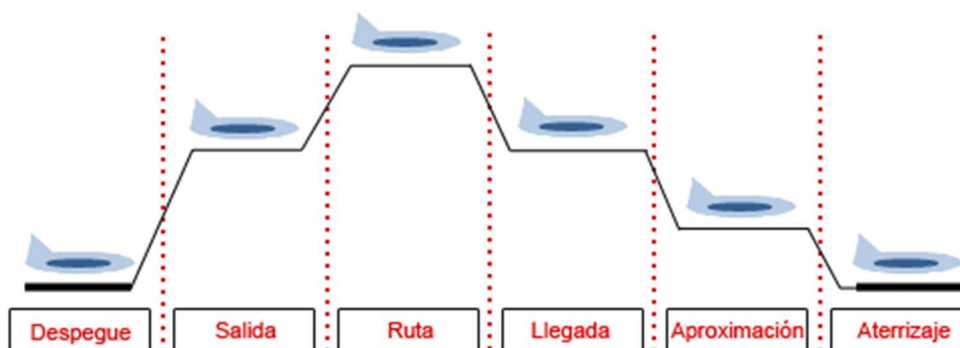


Figura 1.2. Etapas de vuelo de una aeronave comercial.

La función de determinar los sistemas necesarios para una determinada aeronave en una fase de vuelo concreta reside en el *ingeniero de sistemas de navegación*. Además, en el diseño de los mismos, como por ejemplo en el caso del ILS, es común encontrar distintas categorías de precisión según las condiciones en las que va a ser utilizado.

Por otro lado, e independientemente de la precisión intrínseca al sistema, la calidad de las medidas obtenida por cada aeronave es variable en función de la calidad del receptor propio. De hecho, es común encontrar *arquitecturas de receptores* que, con un mismo fin, obtienen las componentes del vector de estado mediante procedimientos diferentes. Al final, el ingeniero de navegación debe llegar a una *solución de compromiso* en el diseño teniendo en cuenta una serie de factores:

- *Coste* – Construcción y mantenimiento del hardware & software a bordo la aeronave. Como referencia, la aviónica de los aviones militares suele costar el 40 % del precio del avión completo.



- *Precisión de las medidas* – Especificada en términos de las distribuciones de errores observadas sobre una gran cantidad de vuelos.
- *Cobertura geográfica* – Rango espacial de operación efectiva del sistema. Fijada la potencia de la estación en tierra, el factor principal pasa a ser la sensibilidad del receptor.
- *Retraso temporal* – Éstos incluyen tanto los retrasos por procesamiento de la señal en el computador, como retrasos asociados a los sensores (por ejemplo, el caso de pérdida de la cobertura GPS).
- *Pantallas de cabina* – Los sistemas modernos digitales trabajan con grandes cantidades de información. Es necesario filtrarla y mostrar al piloto únicamente la estrictamente necesaria, para así facilitar su labor.
- *Disponibilidad* – Rango temporal en el cual el sistema está preparado para ser utilizado. Por ejemplo, en el caso del ILS, debe asegurarse su funcionamiento ininterrumpidamente por ser un sistema esencial, y proponer una alternativa en caso de fallo múltiple.
- *Ambigüedad* – Identificación de la posición correcta ante dos posibilidades factibles. En el localizador horizontal del ILS, que utiliza modulación espacial, existe ambigüedad de los ángulos azimutales alrededor de los 6 grados, que debe resolverse.
- *Integridad* – Habilidad del sistema para proporcionar avisos cuando se está trabajando fuera del rango de operación, los errores son excesivos o cualquier otra circunstancia notable.
- *Capacidad del sistema* – Desde el punto de vista del receptor, se entiende como el número de estaciones en tierra que puede soportar en un mismo instante de tiempo. En el caso del VOR, es común trabajar al menos con dos estaciones simultáneamente.

La evolución de los sistemas de navegación a lo largo de la historia ha sido muy significativa. Inicialmente las aeronaves se pilotaban visualmente con un simple anemómetro y una brújula. Sin embargo, durante la *Segunda Guerra Mundial* se produjo el 'boom' de los sistemas de ayuda a la navegación. En ella nacieron, entre otros, los sistemas VOR e ILS.

Por entonces, muchos de los cálculos de navegación aún se realizaban a mano, y podían requerir más de 5 minutos. Hoy en día, estos cálculos se completan en *decenas de milisegundos* por dispositivos de procesamiento digital, como pueden ser una FPGA o una DSP (*Digital Signal Processing*).

Así, desde el lanzamiento de los computadores digitales a bordo en la década de 1960, los algoritmos se han ido perfeccionando hasta conseguir la integración de los diversos sensores de navegación [6], en lugar de considerarlos como elementos aislados. Esta idea alcanzó su plenitud en 1970 con el desarrollo de los *filtros de Kalman* que, en sus diversas formas, permitieron combinar datos y medidas de sensores de navegación diferentes.

## 1.2. Descripción general del proyecto. Alcance y objetivos.

Entre los sistemas de ayuda a la navegación comentados en el apartado anterior, el ILS es, como veremos posteriormente, uno de los más relevantes debido a la fase de vuelo crítica a la que está destinado: el aterrizaje. Pese a los continuos avances de este sistema en las últimas décadas, la reticencia a los cambios propia de la aeronáutica (siguiendo la máxima ‘*if it works, better maintain it*’) hace que el receptor ILS siga siendo, hoy en día, *analógico*.

El desarrollo de un *receptor digital moderno* proporcionaría una gran cantidad de ventajas [3], dando lugar a un sistema más robusto y preciso. Así, el objetivo del proyecto es el diseño de un receptor digital de estas características, justificando las mejoras obtenidas respecto al diseño tradicional mediante simulaciones. Entre las ventajas claras del procesamiento digital de la señal ILS son destacables:

- Mayor *fiabilidad* de cara a la recuperación de la señal. Posee una tasa de error extremadamente baja, con posibilidad de detección de error.
- Facilidad de integración con el resto de sistemas y sensores.
- Menor peso y volumen, factor de gran importancia en las aeronaves modernas.
- El hardware digital presenta una mayor *flexibilidad* para su implementación que el hardware analógico, especialmente de cara a la multiplexión.
- Permite procesamientos de aumento de *precisión* posteriores como el filtro de Kalman, no implementable en sistemas analógicos.
- El desgaste de los componentes y las derivas térmicas no afectan a los resultados del proceso, como sí ocurre en la implementación analógica.

En cuanto a las posibles limitaciones de un receptor digital ILS, podríamos encontrar un exceso de carga computacional. El ILS llega a trabajar en frecuencias del orden de 300 MHz, que darían lugar a frecuencias de muestreo excesivamente altas. Esto se soluciona incluyendo una *etapa RF* anterior al procesamiento digital.

Por otro lado, otra gran ventaja de la propuesta es la facilidad de implementación en el mercado aeronáutico. El motivo reside en que no es necesario modificar las estaciones en tierra del sistema ILS, que son, realmente, la parte más costosa desde el punto de vista económico. Es decir, podrían convivir sin problemas aeronaves con receptores analógicos y aeronaves con receptores digitales modernos, luego el cambio puede ser *gradual y opcional*.

Así, en el apartado 2 se presentarán las características de la señal ILS, que utiliza la técnica de modulación espacial en amplitud, para así estudiar las posibilidades de demodulación mediante tratamiento digital y conseguir posicionar la aeronave tanto en el eje horizontal (*localizador*) como en el vertical (*senda de planeo*). La generación de estas señales en las antenas del localizador y la senda de planeo no serán abordadas en profundidad, ya que las simulaciones se centrarán en el procesamiento del receptor una vez que la señal ha sido generada. También se expondrá la arquitectura del receptor analógico moderno.

A continuación, en el apartado 3 se comentará la arquitectura general del receptor propuesto, seguida de una descripción detallada de todos los elementos de la cadena de recepción, basada en una arquitectura I/Q, y en la cual uno de los objetivos primordiales es la optimización de la carga computacional. Se introducirá el concepto de DDM (*Difference in Depth Modulation*) que será utilizado a lo largo de todo el trabajo,

ya que es la información más importante obtenida de la señal ILS.

Posteriormente, en el apartado 4, se mostrará cómo obtener los elementos del vector de estado necesarios a través del parámetro definido anteriormente, la DDM. En este problema, el vector de estado está compuesto por dos ángulos: el ángulo azimutal (horizontal respecto al eje de pista, positivo a la derecha visto desde la misma) y el ángulo de planeo (vertical respecto a la superficie, positivo por encima de la senda de planeo).

Uno de los grandes objetivos del trabajo es una ampliación de la cobertura del sistema (hasta los 35 grados de azimut), manteniendo los diagramas de radiación oficiales de ICAO (*International Civil Aviation Organization*) [1]. Esto se ha conseguido gracias a la elaboración de un algoritmo de navegación no lineal y a la implementación de un filtro de Kalman para la optimización de las medidas. Dicho filtro resulta especialmente efectivo para reconstruir señales expuestas a ruido gaussiano, si bien es importante estudiar las limitaciones del mismo en ciertas condiciones.

Con ello se estará en disposición de, en el apartado 5, simular el desarrollo de varias trayectorias representativas de las aproximaciones a aeropuertos, las cuales quedan definidas de forma completa por los vectores de estado de referencia en cada instante de tiempo (los ángulos  $\theta$  y  $\gamma$ ), que se obtienen a partir de las distancias longitudinal, vertical y horizontal de la aeronave. Estas 3 variables se obtienen mediante la integración de las ecuaciones de la Mecánica del Vuelo del avión simplificadas. Se simularán entornos de ruido y efectos de ciertas variables manipulables. En definitiva, se pretende evaluar las prestaciones del receptor propuesto y plantear posibles soluciones a los problemas localizados.

Finalmente, se analizarán los resultados obtenidos a lo largo del trabajo en el apartado 6, estableciendo conclusiones de las ventajas proporcionadas por la propuesta en relación a la arquitectura tradicional. Existen varias líneas futuras al proyecto, destacando la implementación real en aeronaves mediante la construcción de un prototipo real.

Se espera que los resultados en cuanto a error respecto a la trayectoria real seguida por la aeronave sean mucho menores que los obtenidos mediante la implementación analógica, cumpliendo con holgura las indicaciones de ICAO en diversos puntos de la trayectoria.



# 2 SISTEMA DE ATERRIZAJE INSTRUMENTAL

## 2.1 Objetivo del sistema. Precisión y aplicaciones

Cualquier vuelo exitoso tiene, de forma intrínseca, el *aterrizaje* como fase final de su trayectoria. Se denomina aterrizaje al conjunto de maniobras seguido para realizar la aproximación a la pista hasta que se produce el contacto con la misma. En condiciones de vuelo visual (*VFR*), dichas maniobras no requieren necesariamente de ayuda, pero en un gran número de casos es probable que las condiciones meteorológicas obliguen a la existencia de sistemas electrónicos que asistan al piloto u autopiloto, conocidas como '*Instrumental Flight Rules*' (*IFR*).

El sistema de aterrizaje instrumental (ILS) constituye la ayuda más utilizada en la actualidad. Posee una serie de estaciones de radio transmisoras en tierra cuyas señales se utilizan para guiar a la aeronave, tanto lateral como verticalmente, hasta una pista determinada. Se desarrolló durante la Segunda Guerra Mundial y se utilizó por primera vez en 1939. Resulta imprescindible en aeropuertos que poseen condiciones de baja visibilidad con cierta regularidad, como por ejemplo los aeropuertos de *Stansted* y *Gatwick*.

El enorme desarrollo del ILS (actualmente más de 200.000 aeronaves cuentan con un receptor) se debió a los estándares de señal publicados por la ICAO (*Organización Internacional de Aviación Civil*) fundada en 1944, con el objetivo de facilitar, extender y globalizar su uso en todos los aeropuertos. Esta organización también definió 3 categorías de visibilidad en aterrizajes instrumentales (véase tabla 2.1.). En 1996, el ILS se convirtió en el primer sistema aprobado capaz de operar en condiciones de categoría IIIC (visibilidad nula), y con ello la posibilidad de un aterrizaje completamente automático.

- ✚ *Categoría I* – Altitud de decisión (DH) nunca menor de 200 ft. RVR (Runway Visual Range) mayor que 1800 ft con la iluminación de pista adecuada. Los aviones requieren el uso de ILS y radiobalizas.
- ✚ *Categoría II* – Altitud de decisión nunca menor de 100 ft. RVR mayor que 1200 ft. El piloto debe ver la pista por encima de la DH o abortar el aterrizaje. Requiere redundancia de receptores ILS, radar altímetro y sistema auto-throttle.
- ✚ *Categoría III* – Se subdivide en las siguientes:
  - IIIA*. DH < 100 ft & RVR > 700 ft. Requiere de autopiloto.
  - IIIB*. DH < 50 ft & RVR > 150 ft. Requiere de autopiloto.
  - IIIC*. Visibilidad nula (no hay restricciones DH o RVR)

Tabla 2.1. Categorías de visibilidad en vuelos civiles instrumentales (ICAO).

Los errores máximos permitidos por la ICAO, expresados como la desviación en distancia respecto a la senda de planeo en diferentes puntos de la misma tomados como referencia, se muestran en la tabla 2.2. Nótese como las restricciones en distancia vertical son mayores, por razones obvias de la mecánica de aterrizaje de la aeronave. En cambio, en el eje horizontal el requisito es únicamente encuadrarse dentro de la pista.

<i>ICAO</i>		<i>Categoría 1</i>		<i>Categoría 2</i>		<i>Categoría 3</i>	
<i>Punto</i>	<i>Elemento ILS</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>
<i>Radiobaliza exterior (5 m.n.)</i>	GS	122	77	121	77	65	77
	LOC	136	249	93	249	41	249
<i>Radiobaliza central (3000 ft)</i>	GS	15	10	15	6	8	6
	LOC	48	43	33	14	15	14
<i>Radiobaliza interior (1000 ft)</i>	GS	8	5	8	3	4	3
	LOC	42	37	29	12	13	12
<i>Límite de pista</i>	GS	NS	NS	4	2	2	2
	LOC	NS	NS	26	11	12	11

Tabla 2.2. Errores máximos ILS permitidos por estándar ICAO (ft) para las 3 categorías.

Típicamente, el equipo en tierra del ILS incluye [7]:

- Una *antena localizadora*, encargada de proporcionar guiado lateral, centrada con el eje de pista y colocada justo detrás del final de la misma.
- Una *antena de senda de planeo*, encargada de proporcionar guiado vertical, situada en un lateral de la pista cerca del punto de contacto.
- 3 *radiobalizas* colocadas en varios puntos estandarizados a lo largo de la aproximación. Advierte a los pilotos de su progreso a lo largo de la senda de planeo.
- Receptores con *monitores de radiación* en varias zonas del aeropuerto, para alertar a la torre de control en caso de fallo del sistema.
- En la mayoría de los aeropuertos, *equipos DME* junto al ILS que permiten obtener la distancia a pista de forma continua, a diferencia de las radiobalizas.



**Figura 2.1. Antenas ILS – Localizador (izquierda) y Senda de planeo (derecha).**

Nótese que las pistas de aterrizaje se utilizan indistintamente en ambos sentidos dependiendo de la dirección del viento. Esto que hace que sean necesarios dos equipos de transmisión, uno a cada lado de la pista, completamente similares y trabajando a la misma frecuencia; esto asegura su vez la permanencia del sistema en caso de necesidad de mantenimiento de uno de los equipos. Por otro lado, existen aeropuertos con más de una pista, lo que obliga a la existencia de nuevos sistemas, en este caso trabajando a diferente frecuencia, que pueden dar lugar a problemas de compatibilidad electromagnética. Tómese como ejemplo el aeropuerto *Chicago's O'Hare* que cuenta en la actualidad con un total de 12 equipos.

## 2.2 Características de la señal ILS

De forma general, tanto para el guiado vertical como para el horizontal, el posicionamiento es conseguido por las estaciones de transmisión de señal en tierra mediante la generación de dos lóbulos de diferente frecuencia (90 y 150 Hz) a ambos lados del eje de pista [5]. En concreto, el tono de 90 Hz domina cuando el avión se encuentra a la izquierda y por encima de la senda de planeo (véase la figura 2.2.).

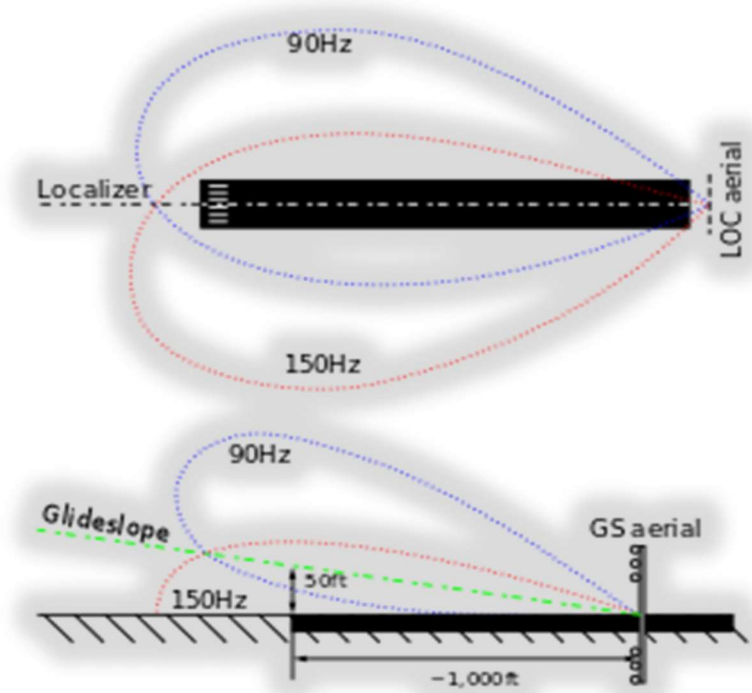


Figura 2.2. Lóbulos de 90 y 150 Hz del localizador y la senda de planeo.

Estos tonos *modulan en amplitud* a una *onda portadora* de frecuencia superior (2.2). En el caso de la antena localizadora, trabaja en un total de 40 canales situados entre 108 y 112 MHz, mientras que la antena de senda de planeo radia a una frecuencia superior, repartiendo los 40 canales entre 329 y 335 MHz.

Por otro lado, las radiobalizas auxiliares trabajan a 75 MHz, mientras que el DME opera entre 960 y 1215 MHz. Las frecuencias de las antenas localizadora y de senda de planeo, así como la del DME, están asociadas de tal forma que el piloto únicamente debe seleccionar una de ellas. Esto facilita en gran medida la labor del piloto en una fase de vuelo en la cual debe realizar una gran cantidad de operaciones.

El receptor de la aeronave debe ser capaz de demodular la señal para obtener la amplitud de los tonos, posicionándose respecto a la senda de planeo. La señal ILS suele descomponerse, dada su forma de generación en las antenas distinguiendo la portadora, en las señales CSB (*Carrier Side Band*) y SBO (*Side Band Only*). En la figura 2.3. se puede apreciar el esquema en frecuencia de ambas señales, dominando en este caso la componente de 150 Hz.

$$s_{BB}(t) = A_{90} \cos(2\pi f_{90}t) + A_{150} \cos(2\pi f_{150}t) \quad (2.1)$$

$$s_{ILS}(t) = A \cdot (1 + \mu \cdot s_{BB}(t)) \cdot e^{2\pi f_i t} \quad (2.2)$$



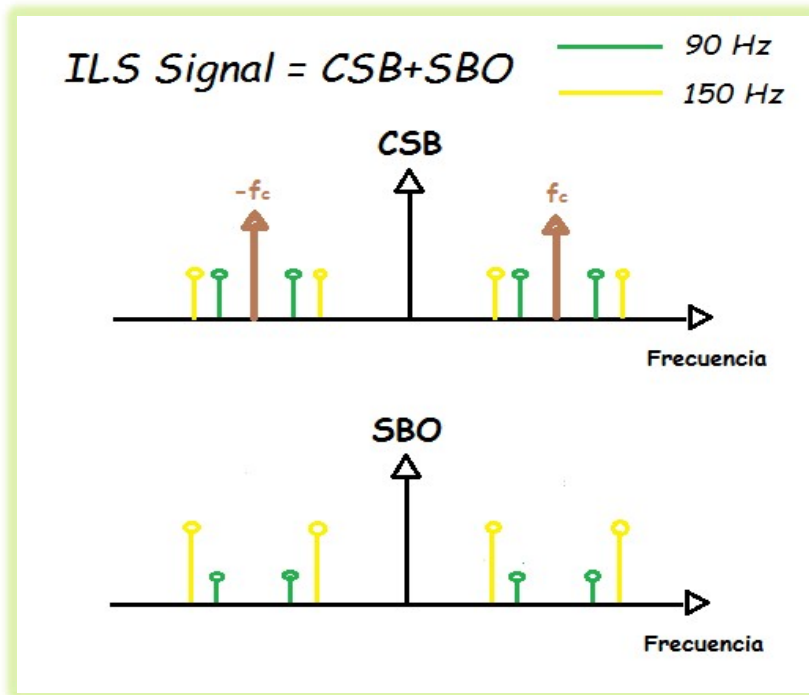


Figura 2.3. Representación cualitativa en frecuencia de la señal ILS con tono de 150 Hz dominante.

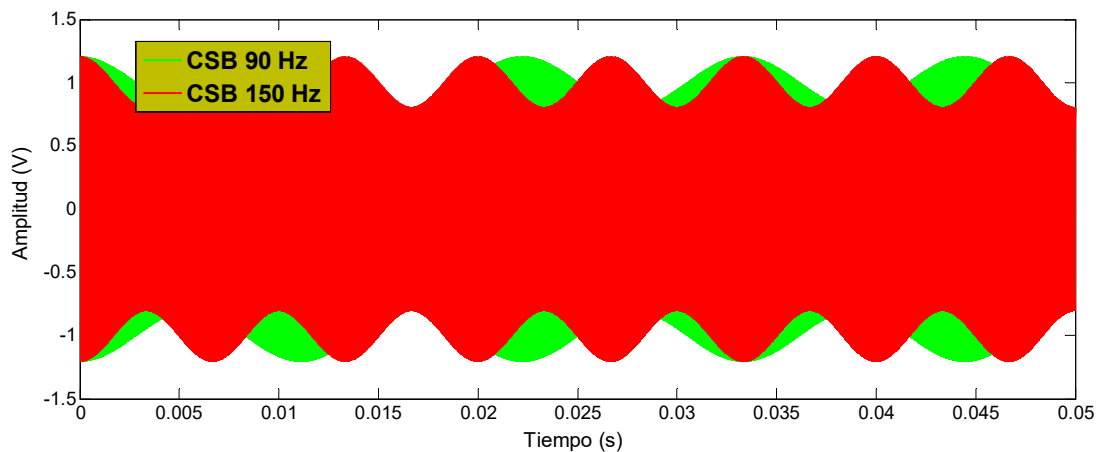


Figura 2.4. Señales CSB de 90 y 150 Hz. Incluyen la portadora.

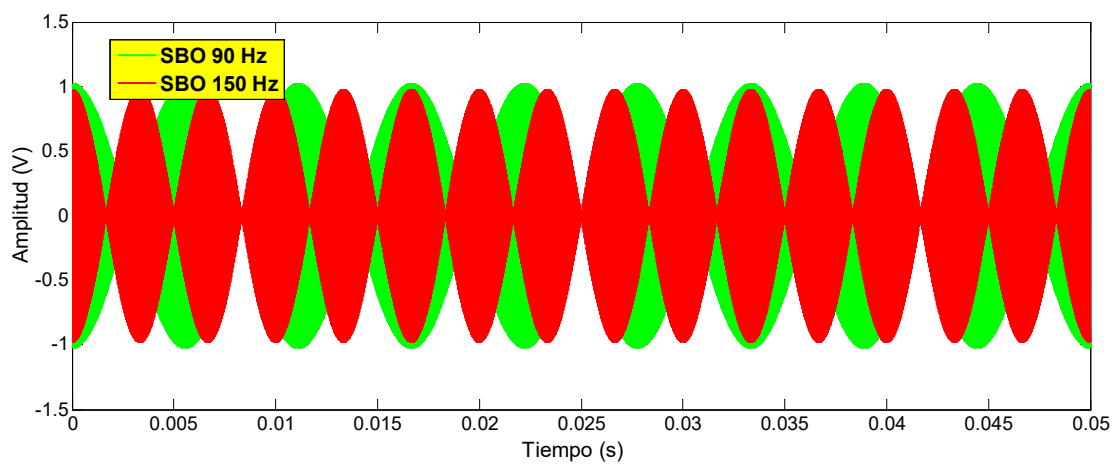


Figura 2.5. Señales SBO de 90 y 150 Hz. No incluyen la portadora.

En el dominio del tiempo, la forma de la señal es la propia de una modulación AM común. En las figuras 2.4. y 2.5. se observa la representación de ambos tonos tanto de la señal CSB como la SBO, de nuevo con tono de 150 Hz dominante. Finalmente, en la figura 2.6. se muestra la señal ILS completa, entendida como la suma de todas las componentes anteriores; y en la cual, la diferencia de amplitud no se obtiene de forma trivial. Este esquema es válido tanto como para el localizador como para la senda de planeo.

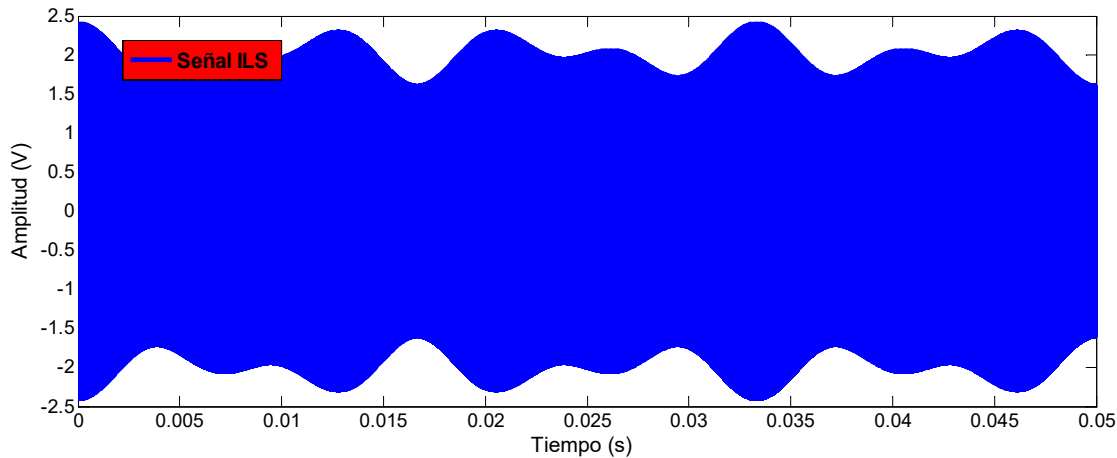


Figura 2.6. Señal ILS completa.

Recapitulando, el receptor ILS típicamente debe demodular la señal ILS de la figura 2.6, realizar un filtrado para obtener los tonos de 90 y 150 Hz de las figuras 2.4. y 2.5, y medir la diferencia de amplitud entre ellos. El parámetro que se suele utilizar es la DDM (*Difference in Depth of Modulation*) que se obtiene como el cociente de la diferencia de amplitud de los tonos con la amplitud de la portadora. A modo general, se puede decir que esta variable es proporcional a la desviación respecto al eje de pista, y por tanto una medida del ángulo azimutal (o de inclinación en su caso).

En realidad, la relación  $DDM-ÁNGULO$  no es estrictamente lineal, sino que se determina mediante los diagramas de radiación estándar publicados por la ICAO, y comunes a todos los equipos ILS existentes. El CDI (*Course Deviation Indicator*) se encarga de mostrar al piloto dicho ángulo [4], hasta una máxima deflexión que depende del receptor de la aeronave, pero que suele estar en torno a los 6 grados. Precisamente esta zona de funcionamiento, como veremos más adelante, se corresponde con la zona lineal de la relación introducida anteriormente. La obtención de la desviación es por tanto bastante simple. Véase en la figura 2.7. lo que mostraría el CDI en una aeronave que se encuentra a la izquierda y por debajo de la senda.

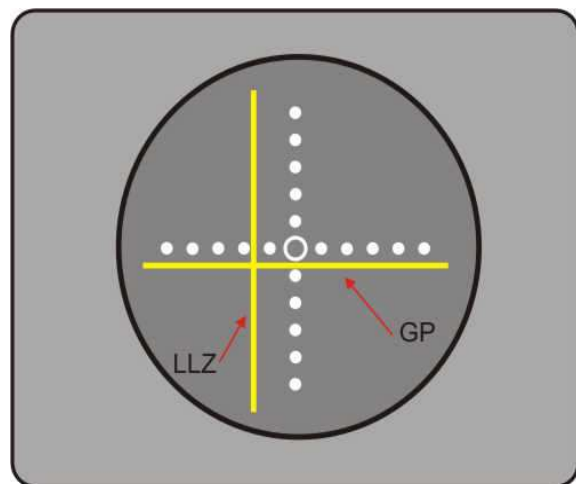


Figura 2.7. CDI.

Una cuestión importante sería la indicación de desviación cuando la aeronave se encuentra fuera de esta zona de funcionamiento. Los estándares de ICAO establecen que el CDI debe mantener su *máxima deflexión* hasta los 35 grados a ambos lados del eje de pista (en el localizador). En caso contrario, se pueden producir medidas erróneas y provocar confusiones en el piloto.

De hecho, para esta última tarea resulta necesaria una nueva señal menos directiva, que a partir de este momento denominaremos *CLEARANCE*, cuyo fin será proveer posicionamiento lateral en dicha zona. Con ello se evita la posibilidad de que el receptor capte por error la señal principal que haya sido reflejada. Esta nueva señal está modulada de forma similar a la principal, si bien trabaja a una frecuencia de portadora ligeramente

inferior, en concreto, 8 KHz por debajo.

En cuanto a los límites de funcionamiento, además del límite horizontal de 35 grados, existe una limitación vertical de unos 5000 pies, y una *cobertura* de cerca de 20 millas náuticas. Por su parte, la senda de planeo puede entenderse simplemente como un localizador en otra dirección, la mínima cobertura suele ser de aproximadamente 10 millas náuticas desde el inicio de pista, 8 grados a ambos lados del eje, y 5000 pies por encima de la senda.

## 2.3 Diseño clásico del receptor

El diseño clásico de los receptores ILS se basa en un tratamiento analógico de la información. El primer paso consiste en separar las diferentes señales recibidas, siendo un total de 4: *MAIN* & *CLEARANCE* del localizador y sonda de planeo. Para ello son necesarios 4 *filtros paso banda*. Este esquema puede observarse en la figura 2.8.

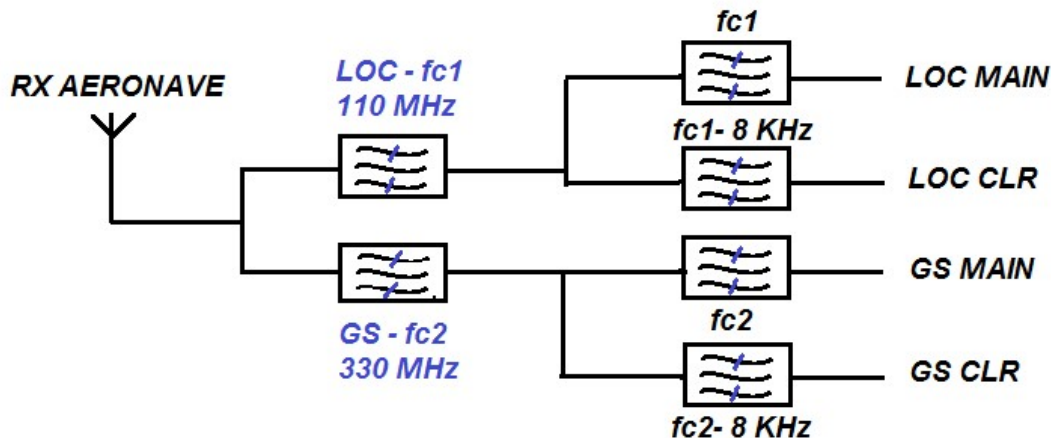


Figura 2.8. Esquema de separación de las señales en el RX del ILS.

A continuación, cada una de estas señales debe seguir un nuevo proceso (en paralelo) que culmina con la obtención de la DDM y la consiguiente deflexión de la aguja del CDI tras la correspondiente calibración. Este proceso incluye un filtrado paso banda inicial con el fin de separar las componentes de 90 y 150 Hz. Posteriormente, se utilizan *detectores de envoltura* para demodular la señal AM, obteniendo la señal en banda base. Nótese que se necesitan un total de 8 detectores de envoltura, lo cual resulta, a priori, bastante ineficiente.

Finalmente, se restan las señales de ambos tonos y se dividen por amplitud de la portadora, dando lugar al valor de la DDM. En la figura 2.9. se puede apreciar esta cadena de tratamiento de la señal. Por otro lado, la información que llega al CDI suele estar acompañada por datos de otros sistemas de ayuda a la navegación, en concreto el VOR. Ambos sistemas comparten este *display* para mostrar sus resultados.

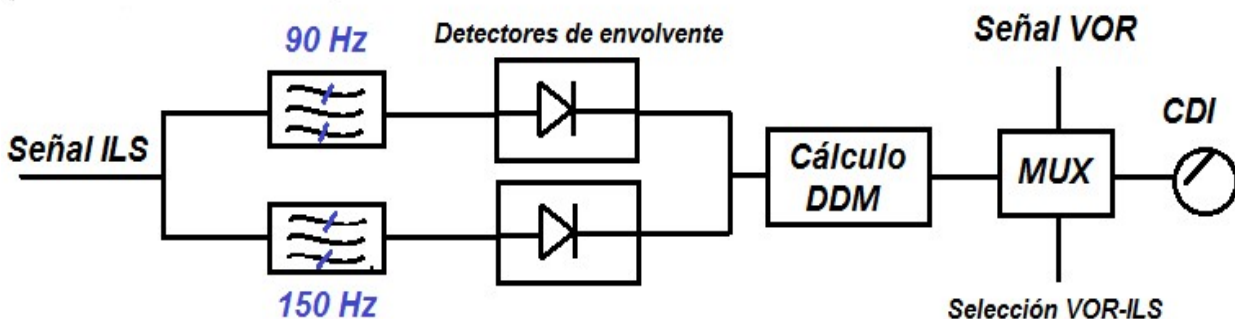


Figura 2.9. Obtención de la DDM por demodulación AM en el RX del ILS.

Conocido el diseño tradicional del receptor ILS, así como las características específicas de la señal, se está en disposición de abordar la propuesta digital. Nótese que, como se comentó en la introducción, el nuevo RX también necesita de una serie de *etapas de RF* para, principalmente, disminuir la frecuencia de la señal a una intermedia de trabajo. Dichas etapas serán, por tanto, comunes en ambos receptores.

## 3 RECEPTOR DIGITAL ILS

### 3.1 Arquitectura

El punto de partida del receptor es una señal modulada, que ya ha pasado por una etapa de radiofrecuencia, y por tanto se encuentra a una *frecuencia intermedia*  $f_i$  y ha sido amplificada convenientemente. Está modulada en dos señales I/Q para evitar el uso de un PLL. Supondremos a su vez, que las señales correspondientes al localizador (LOC) y a la senda de planeo (GS), se reciben en antenas diferentes (como se muestra en la figura 1.1.), pasando las etapas de RF en paralelo hasta coincidir en frecuencia y amplitud en nuestro punto de partida.

A continuación, se realiza la *conversión analógico-digital* mediante un *ADC* (para las señales I/Q por separado) que trabaja a una *frecuencia de muestreo*  $F_s$  común a LOC y GS. En general, en las simulaciones tomaremos una frecuencia de muestreo que será 4 veces mayor que la frecuencia del sistema, cumpliendo holgadamente con el *teorema de Nyquist* (3.1). La cuantización se realiza con un número de bits  $B$ , cuyos efectos no tendremos en cuenta en las simulaciones, dejando su influencia en el comportamiento de los componentes como línea futura. El espectro de las señales se muestra en la figura 3.2 (para el caso  $F_s = 45$  KHz), apareciendo tanto la MAIN con sus correspondientes tonos, como la CLEAR a la izquierda.

$$F_s > 2BW \quad (3.1)$$

A partir de ahí, el esquema de obtención de la DDM (tanto para LOC como para GS) se muestra en la figura 3.1, donde la separación de las componentes de 90 y 150 Hz tiene lugar en los filtros comb. En el caso del cálculo de la DDM de la señal CLR, la frecuencia intermedia será 8 KHz menor que la principal (ver figura 3.2.). El filtrado paso banda permite descartar el resto de frecuencias de las otras señales, quedándose únicamente con el ancho de banda de 300 Hz en torno a  $f_i$ . En la figura 3.3. se puede observar el espectro de la señal filtrada, observando como los tonos de la señal CLEAR prácticamente han desaparecido.

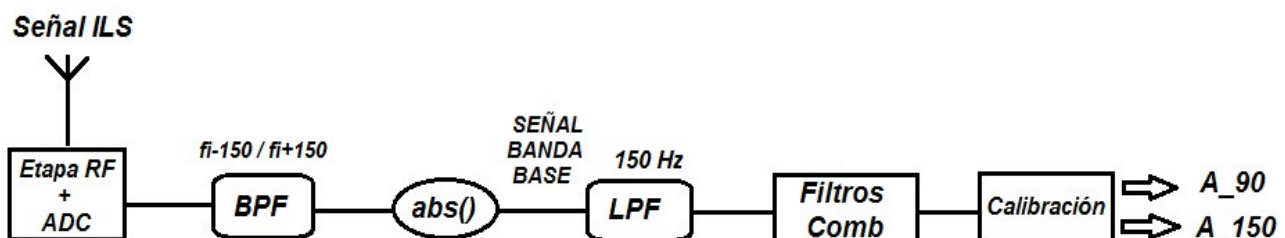


Figura 3.1. Arquitectura del receptor ILS

El valor absoluto de esta señal AM nos proporciona la *señal en banda base* (figura 3.7), cuyo espectro se representa en la figura 3.4, observando las dos componentes pertinentes. Llegados a este punto, se realiza un filtrado paso bajo (150 Hz) para mejorar las prestaciones de la señal y eliminar el ruido restante, y

terminar de atenuar las componentes de la señal CLEAR.

Una vez obtenida la señal en banda base, la separación de tonos se realiza mediante un *filtro comb*, que posee 3 fases: eliminación de la componente opuesta, determinación de la *componente DC*, y finalmente, eliminación de los armónicos de la componente deseada y de interferencia de la componente opuesta. El resultado es la obtención de las amplitudes de los tonos de 90 y 150 Hz en cada instante de tiempo. Estos valores de señal están aún pendientes de una calibración: la acción de los filtros reales (no ideales) producen una atenuación mayor en la componente más lejana, es decir, la de 150 Hz, que se debe compensar.

Recuérdese que este proceso es seguido para las 4 señales: LOC-MAIN, LOC-CLR, GS-MAIN y GS-CLR. En el siguiente apartado se explicará en detalle cada uno de los pasos comentados en su conjunto como la arquitectura general del receptor. Más adelante se plantearán otras cuestiones como son el cálculo de la trayectoria a partir de la DDM, un procesamiento posterior para mejorar la precisión, o la posibilidad de que la señal ILS esté degradada en su llegada al RX de la aeronave.

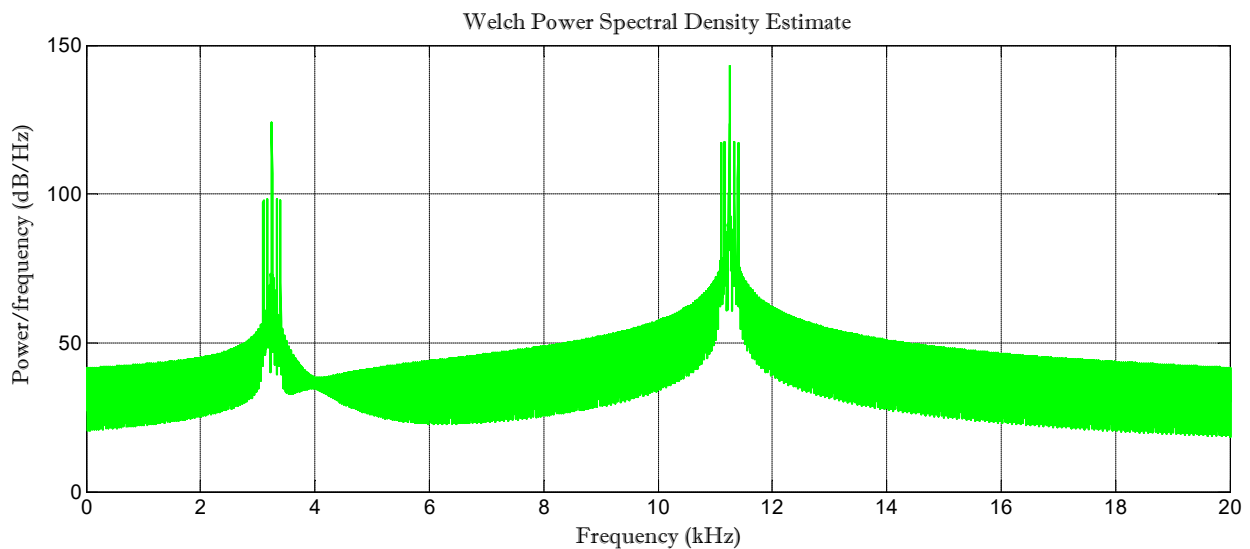


Figura 3.2. Espectro de la señal a la entrada del receptor.

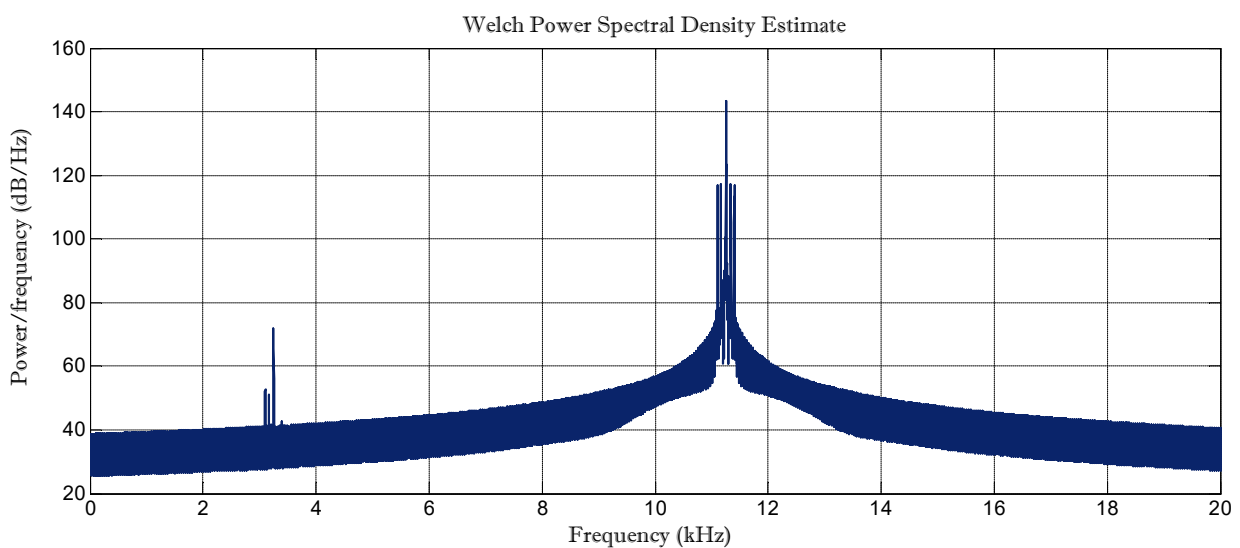


Figura 3.3. Espectro de la señal tras el BPF.

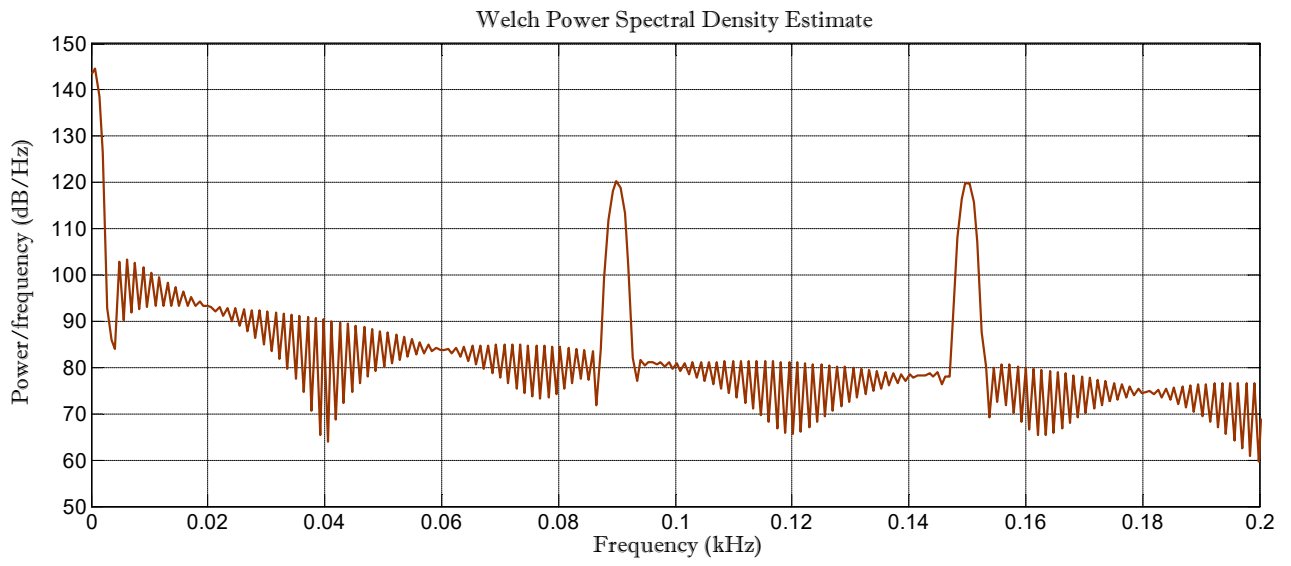


Figura 3.4. Espectro de la señal en banda base.



### 3.2 Descripción detallada del funcionamiento

La señal ILS obtenida tras la etapa RF sigue la expresión (2.2). Tras la conversión analógico-digital pasa a tomar la forma expresada en (3.2), teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo  $F_s$  será, en nuestro caso, 4 veces mayor que el ancho de banda de la señal. A lo largo de la cadena de procesamiento explicada en el apartado anterior, se implementan varios filtros digitales, los cuales se presentan en detalle a continuación.

$$s_{ILS}(k/F_s) = A \cdot (1 + \mu \cdot s_{BB}(k/F_s)) \cdot e^{2\pi f_i \cdot i \cdot (k/F_s)} \quad (3.2)$$

#### Filtros digitales

Los filtros digitales son sistemas que operan sobre las señales discretizadas y cuantizadas, para dar lugar a una señal de salida deseada. La forma más común de expresar un filtro es mediante su función de transferencia en transformada  $z$  (3.3), aunque también se puede expresar mediante una ecuación en diferencias (3.4), donde se suele tomar  $a_0=1$ .

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k \cdot z^{-k}}{\sum_{k=0}^N a_k \cdot z^{-k}} \quad (3.3)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k \cdot y(n-k) \quad (3.4)$$

De esta forma, los parámetros que definen el filtro son los coeficientes  $a$  y  $b$ ; es decir, diseñar un filtro consiste en determinar dichos coeficientes. Existen distintos tipos de filtros digitales, siendo la clasificación más común según la parte del espectro que dejan pasar: paso bajo (LPF), paso banda (BPF) y paso alto (HPF). Dentro del paso banda podemos distinguir los filtros comb, los resonadores, los osciladores, etc. En cuanto al tipo de respuesta ante entrada unitaria, nos centraremos en los de respuesta impulsiva finita (FIR).

El diseño de los filtros depende de las especificaciones, y existen diversos métodos para llevarlos a cabo, tanto a mano como por computador. En el caso de los LPF y BPF convencionales, lo más cómodo es utilizar la función de Matlab 'fir1', que utiliza el método de la ventana para devolver los coeficientes de filtro dado el número de bits y el rango de frecuencia de paso. Ésta ha sido la estrategia utilizada en este trabajo. Obsérvese, a modo explicativo, en la figura 3.3. la representación de la señal filtrada por un BPF.

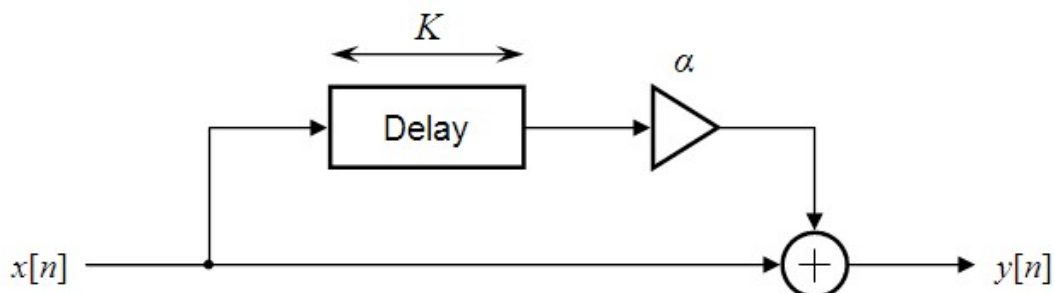


Figura 3.5. Diagrama de bloques de un filtro comb FIR.

Por otro lado, el diseño de los filtros comb no es tan sencillo. Como comentamos, trabajaremos únicamente con filtros FIR, cuya principal característica es que sólo depende de los valores previos de la entrada (y no de la salida); es decir, todos sus coeficientes  $a_k$  son nulos. Además, en este caso existe un único coeficiente  $b_k$ , que se corresponde con un retraso que a partir de ahora denominaremos  $K$ . Llamando  $\alpha$  a dicho coeficiente, podemos expresar el filtro en diferencias como (3.5) o bien en transformada  $Z$  como (3.6).

$$y(n) = x(n) + \alpha \cdot x(n - K) \quad (3.5)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z^K + \alpha}{z^K} \quad (3.6)$$

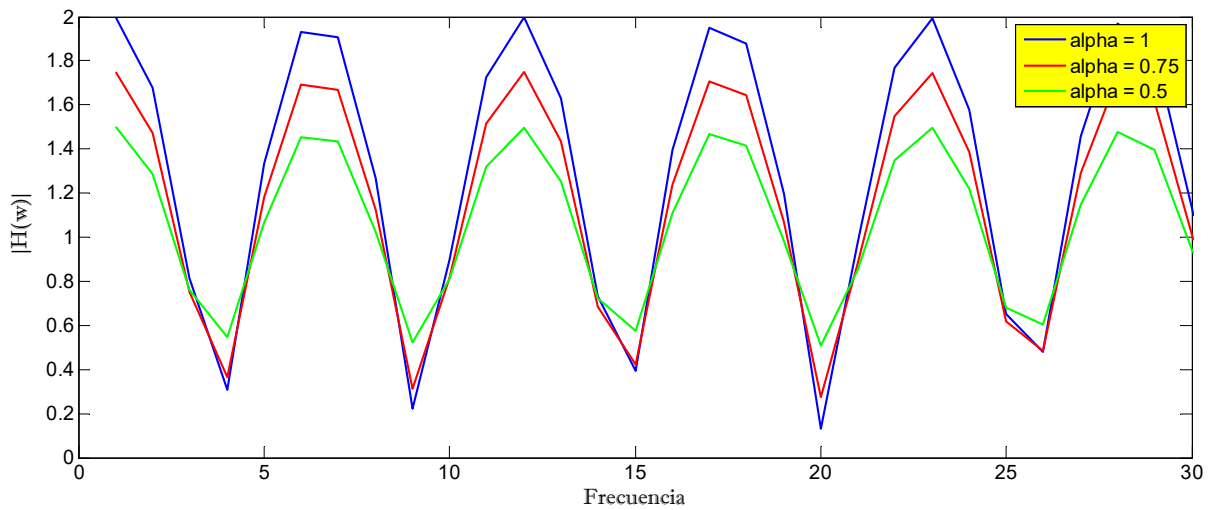


Figura 3.6. Respuesta en magnitud de un filtro comb FIR.

Haciendo el cambio  $z = e^{jw}$  podemos estudiar el comportamiento en el dominio de la frecuencia (3.7). Lo que más nos interesa es su respuesta en magnitud, a la cual se llega operando en el módulo de la función anterior (3.8), ya que nuestro objetivo es separar las componentes de 90 y 150 Hz. Observamos que dicha respuesta es *oscilatoria* debido al término cosenoidal.

$$H(w) = 1 + \alpha e^{-jw} \quad (3.7)$$

$$|H(w)| = \sqrt{(1 + \alpha^2) + 2\alpha \cos(wK)} \quad (3.8)$$

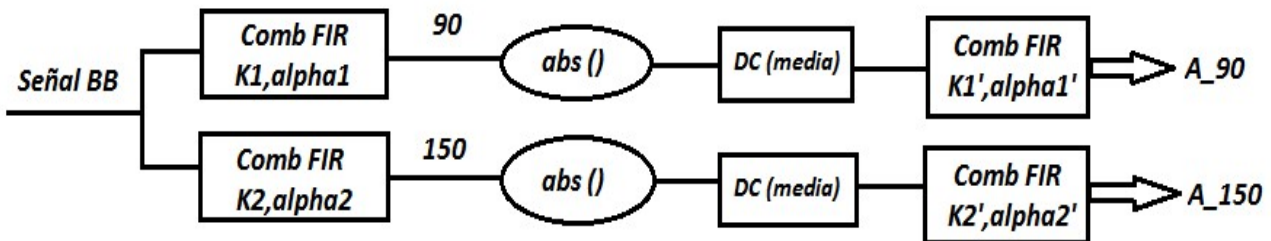


Figura 3.7. Cadena de procesamiento COMB.

En la figura 3.6. se muestra dicha respuesta oscilatoria para distintos valores de  $\alpha$ , observando como se alcanzan un máximo (*peak*) y mínimo (*notch*) locales, equidistantes de la unidad. En el caso  $\alpha$  negativo, la respuesta es similar, pero está desfasada medio período. Así pues, para el objetivo de separar los tonos de 90 y 150 Hz, basta diseñar la K adecuadamente con  $\alpha = -1$  para que la frecuencia de la respuesta en magnitud sea la adecuada. Por ejemplo, para la señal principal del localizador, podemos eliminar la componente de 150 eligiendo  $K=300$ , de tal forma que se produzca una interferencia destructiva. En general, K se elige como el cociente de la frecuencia de muestreo entre la componente que se desea eliminar.

De esta forma, tomando el valor absoluto de la salida y realizando la media en todo el período K anterior, obtenemos una medida de la componente DC de la señal, es decir, la amplitud (figura 3.9). Para mejorar las prestaciones, se añade un nuevo filtro para evitar problemas debidos a los antiarmónicos, hasta llegar al espectro de la figura 3.10. En este caso, se debe elegir  $\alpha = 1$  y K cuatro veces menor. En la figura 3.7 se muestra la cadena de procesamiento completa.

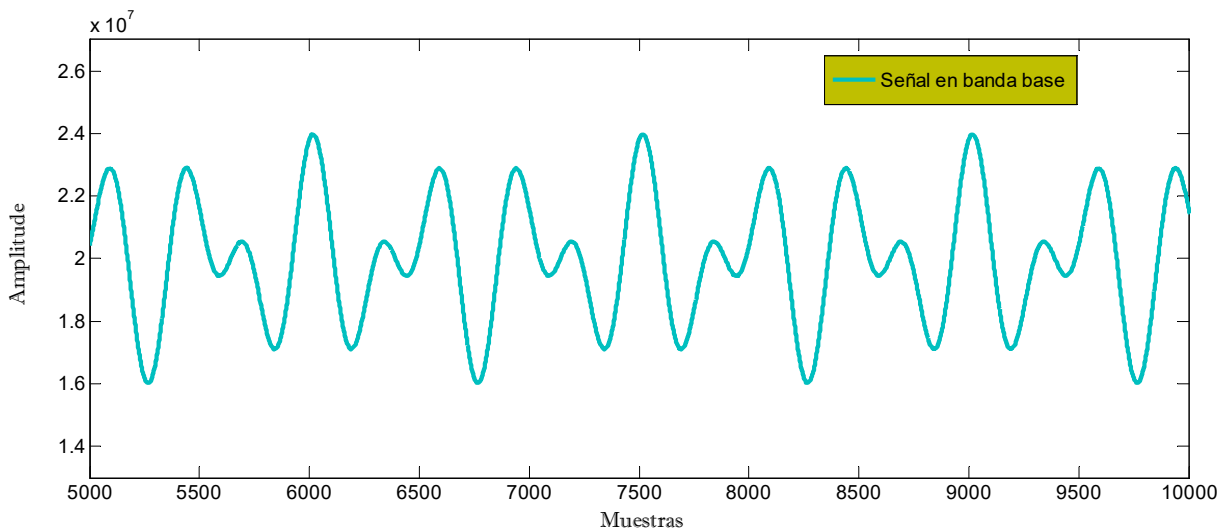


Figura 3.8. Señal ILS en Banda Base.

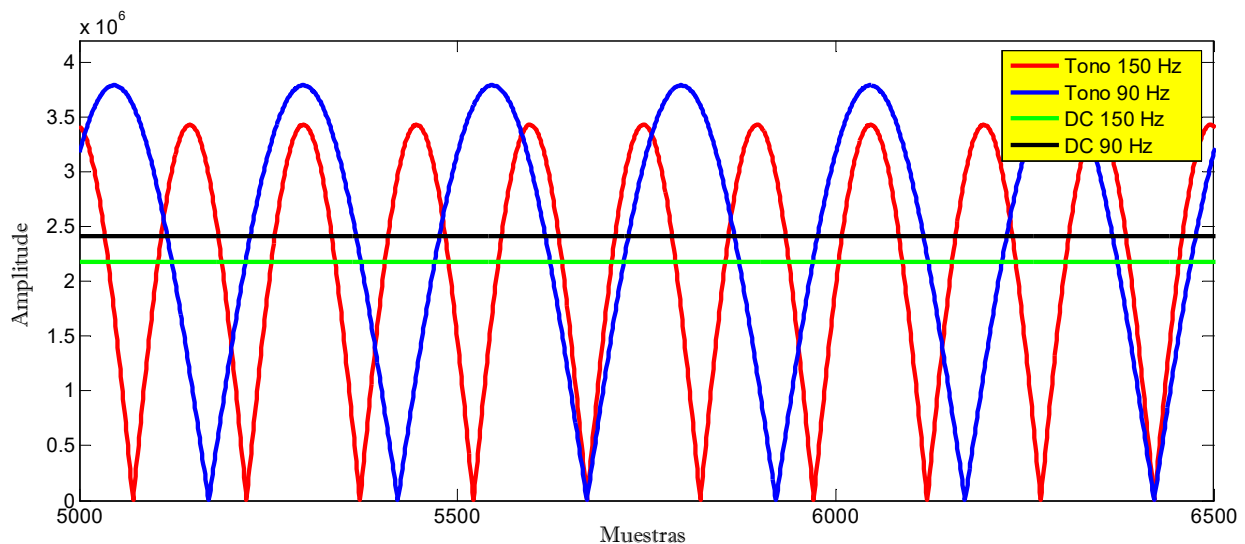


Figura 3.9. Separación de tonos y componente DC.

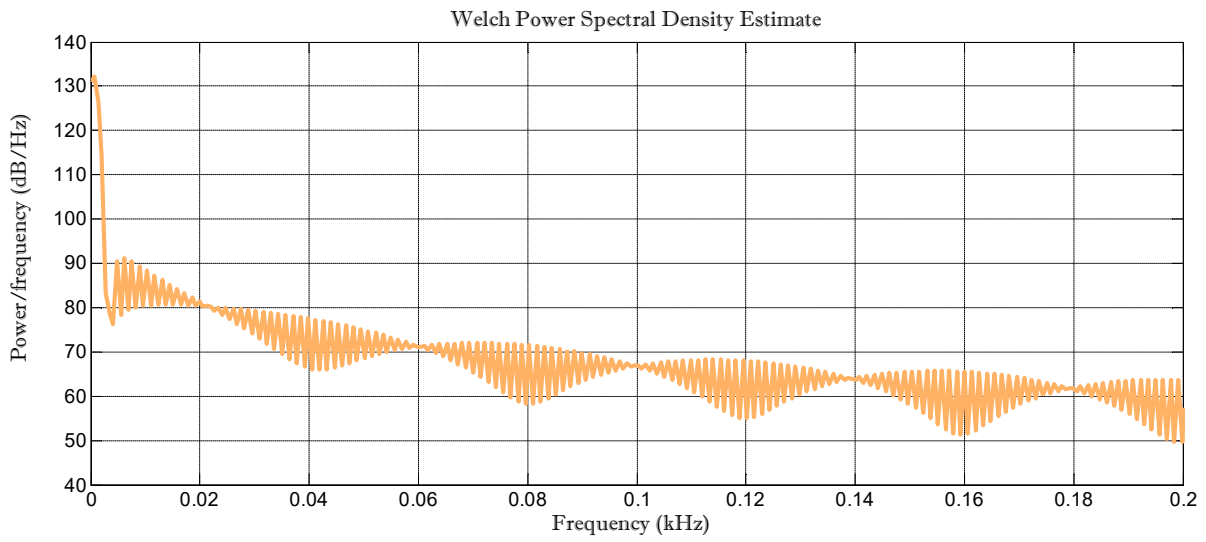


Figura 3.10. Espectro de la señal tras los filtros COMB.

### 3.3 Calibración del sistema

Obtendidas las amplitudes de ambos tonos, se debe razonar sobre los efectos que han podido tener los filtros paso banda sobre dichos valores. Teniendo en cuenta que los filtros digitales BPF implementados no son perfectos, sino que realmente presentan una respuesta en frecuencia como la de la figura 3.10, comprobamos que resulta necesaria una calibración para compensar ambos términos.

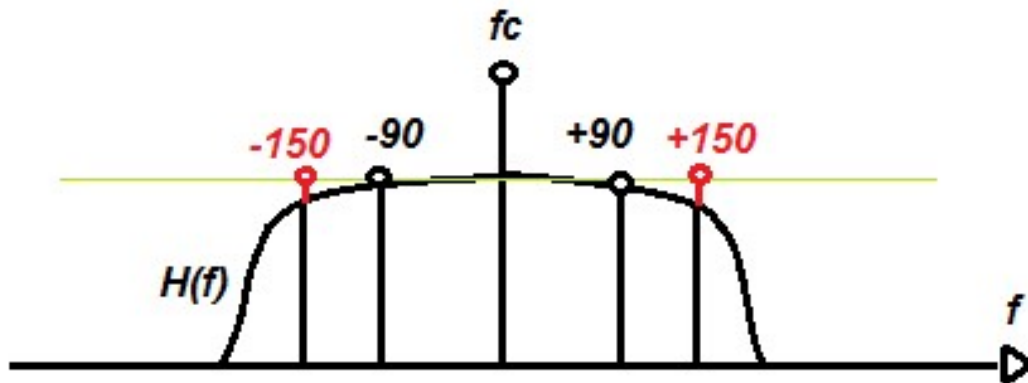


Figura 3.10. Respuesta en frecuencia de un BPF real. Efectos en las componentes.

Estos valores se pueden determinar de forma simple, simulando una trayectoria nominal a lo largo de la senda, y realizando la media de todos los valores obtenidos en las amplitudes de 90 y 150. El cociente es precisamente el factor de escala necesario para el calibrado, y suele ser del orden de  $k=1,1$ .

Finalmente, se realiza el cálculo de la DDM mediante la expresión (3.9), utilizando la amplitud de 150 calibrada y teniendo en cuenta que el resultado obtenido es un porcentaje; de esta forma, la atenuación de las componentes por propagación no afecta al resultado gracias a la normalización. La DDM está definida positiva cuando domina la señal de 90 Hz.

$$DDM = 100 \cdot \frac{A_{90} - k \cdot A_{150}}{A_{90} + k \cdot A_{150}} \quad (3.9)$$

## 4 NAVEGACIÓN: CÁLCULO DEL VECTOR DE ESTADO

### 4.1 Determinación de la trayectoria

Como se comentó en el capítulo 1, la navegación consiste en el cálculo del vector de estado a partir de la información recibida en la aeronave por las señales de radiofrecuencia. En nuestro caso, el estado se define como un vector de 2 dimensiones que incluye el ángulo azimutal  $\theta$  (positivo cuando la aeronave se acerca a la pista por la izquierda) y el ángulo de inclinación  $\gamma$  (siempre positivo, variando en torno a la inclinación de la senda de planeo).

Las salidas del receptor ILS son la DDM de la señal MAIN y la CLEAR, tanto para el localizador como para la senda de planeo. Las componentes del estado se determinan en paralelo, utilizando LOC para el azimut y GS para la inclinación. El proceso de cálculo, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 4.1, se puede realizar mediante dos procesos: un método lineal sólo válido en una determinada zona de funcionamiento, y otro no lineal más exacto y realista. Esta es una de las ventajas del receptor digital.

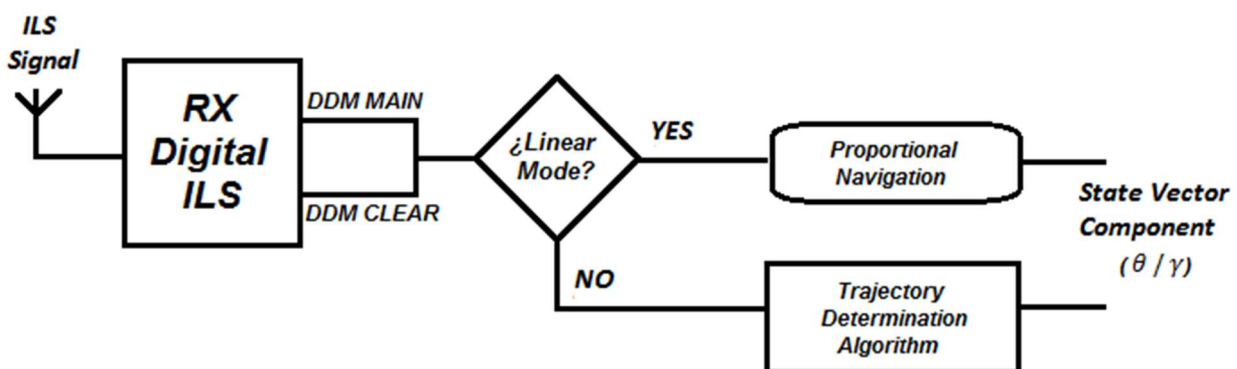


Figura 4.1. Diagrama de bloques del navegador ILS.

Para entender los procedimientos de cálculo deben introducirse en primer lugar los diagramas de radiación estándar de los equipos ILS (figuras 4.2 y 4.3), publicados por ICAO. Éstos nos permiten conocer, en primer lugar, la diferencia de potencia entre las señales transmitidas, siendo especialmente interesante la diferencia entre las señales CLEAR y MAIN en cada punto del espacio. En segundo lugar, los diagramas de las señales SBO determinan la relación DDM-ÁNGULO en cada punto de la trayectoria, es decir, cuánto domina una señal respecto a otra conforme nos alejamos del eje de pista.

Como se puede observar en ambas figuras, existe una zona en torno al eje de pista, generalmente según el rango (4.1), en la cual la relación DDM-ÁNGULO es lineal. Esta franja coincide aproximadamente con los valores mostrados en el CDI. La máxima deflexión de su aguja suele coincidir con el límite de la zona lineal. Fuera de esta zona, la única función del CDI es mantenerse en dicha deflexión máxima hasta el límite de 35 grados a ambos lados establecido por ICAO, gracias a la existencia de la señal CLEARANCE.

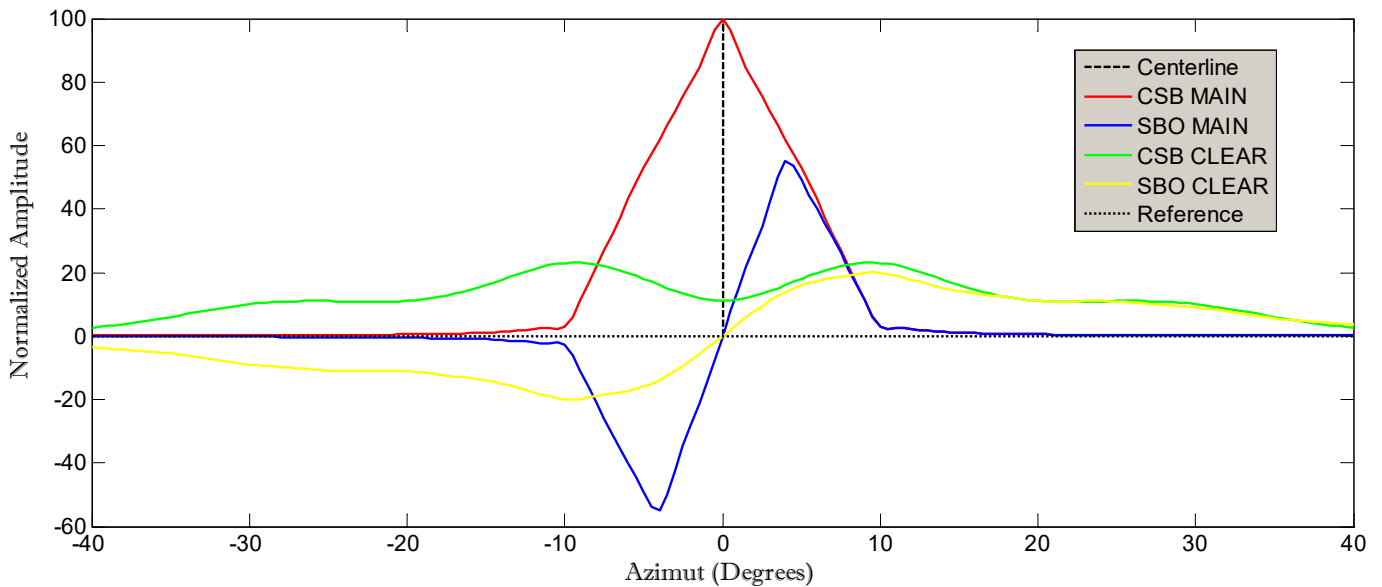


Figura 4.2. Diagrama de radiación LOCALIZADOR.

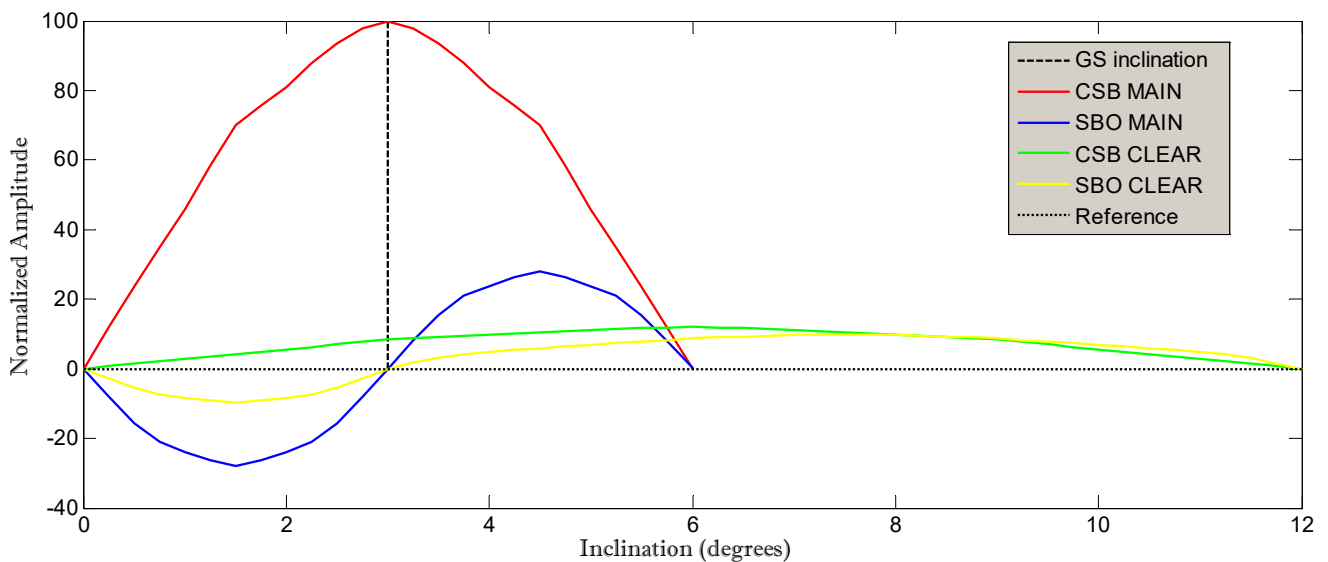


Figura 4.3. Diagrama de radiación GLIDE SLOPE.

Sin embargo, existe una notable pérdida de información; no sólo por no expresar de forma cuantitativa cómo de alejado se está de la zona lineal, sino también porque la precisión de los datos está claramente limitada por la capacidad humana para determinar un valor en la aguja del CDI. Es decir, los datos del vector de estado únicamente se envían al display, cuando realmente podrían integrarse con el resto de sensores y obtener una solución óptima.

$$\theta \in (-4, +4) \cup \gamma \in (1.5, 4.5) \text{ deg} \quad (4.1)$$

Del párrafo anterior se infiere una de las ventajas de la propuesta digital: se obtiene información de la posición también en la zona no lineal, con un sistema de aumento de precisión (como se verá posteriormente), que se podrá utilizar en la aeronave para otros menesteres. En concreto, podría integrarse con las medidas GPS e inercial mediante filtrado Kalman hasta el punto de permitir un aterrizaje automático. También puede utilizarse la información almacenada para desarrollar nuevas técnicas de mejora del sistema

digital, detección de fallos, etcétera.

Volviendo al esquema de la figura 4.1, existen dos procedimientos de cálculo del vector de estado. El modo lineal puede ser elegido por el piloto (o automáticamente) cuando el avión se encuentra en dicha zona, obteniendo resultados correctos y razonables, con la ventaja de reducción de la carga computacional. La operación es una simple ganancia cuyo valor se calcula, para cada una de las 4 señales, mediante la pendiente de las curvas SBO de las figuras 4.2 y 4.3. Reafirmamos por ello, la simplicidad de este método.

El algoritmo de navegación no lineal es más complejo. Partimos de la premisa de que los diagramas de radiación deben estar almacenados en la memoria del computador de a bordo. En principio, el paso DDM-ÁNGULO se podría obtener simplemente tomando valores de dichas gráficas. Sin embargo, se plantean diversos problemas que se discutirán a continuación.

Por un lado, se observa en los diagramas que existen un máximo y un mínimo relativos en los extremos de la zona lineal. Esto quiere decir que existirá un claro caso de ambigüedad. Para solucionarlo, se realizará la hipótesis de que la aeronave, una vez penetra en dicho rango, no lo abandona; lo cual es razonable y lógico desde el punto de vista de la aproximación a pista. Con ello se consigue que el vector DDM presente un único máximo. Además, la presencia de ruido puede provocar que se obtengan valores por encima del máximo de la gráfica, que puede dar lugar a nuevos errores.

Por otro lado, para tomar valores de la gráfica se debe utilizar algún método de interpolación. En general, la utilización de un spline cúbico suele ser la mejor opción para este tipo de curvas, y así se realiza para el modelado de las amplitudes con las señales CSB. Sin embargo, en este caso, resulta más atractiva una interpolación lineal que evite problemas fuera del rango de funcionamiento. La precisión se garantiza almacenando un número suficiente de puntos.

Esta interpolación debe realizarse por tramos, ya que los valores del eje x proporcionados deben ser monótonamente crecientes. Por ello, se establecen dos tramos de datos: la zona lineal, con valores de todo su rango; y la zona no lineal positiva, que será simétrica al lado opuesto, a expensas de realizar el cambio de signo. Con estos conocimientos se está en disposición de abordar el algoritmo de cálculo:

- 1) Interpolación lineal por tramos en las zonas lineal y no lineal positiva a partir de los datos de radiación guardados en memoria.
- 2) Determinación del máximo del valor absoluto de la DDM, así como su posición dentro de dicho vector. En simulación, esto se implementa fácilmente mediante las funciones 'max', 'abs' y 'find'. En un sistema en tiempo real, el máximo debe determinarse mediante un algoritmo de detección específico.
- 3) Detección de valores por encima del límite (máximo de la curva de interpolación), y reseteo a dicho valor.
- 4) Si el máximo se encuentra entre las 1000 primeras muestras, se considera que la aeronave se encuentra dentro de la zona lineal en toda su trayectoria, y se interpola directamente a partir de dicha curva. En caso contrario, se emplea en primer lugar la interpolación no lineal hasta la posición del máximo calculado en el punto 2.
- 5) Se realiza la media muestral de los valores pasados para determinar el signo de la DDM, y se utiliza para resolver el problema de signo de la zona no lineal.

A modo ilustrativo, considérese una trayectoria aleatoria X que comienza con un ángulo de azimut de 12 grados hasta terminar en el eje de pista. En la figura 4.4. se muestran los valores de la DDM (en %) tras el receptor, para las señales MAIN y CLEAR. El procesamiento de determinación de la trayectoria proporciona los resultados de azimut (en grados) incluidos a su vez en la figura. Observamos así las propiedades comentadas previamente: la señal MAIN proporciona malos resultados lejos del eje, mientras que en la zona lineal son muy buenos; mientras que para la señal CLR ocurre lo contrario. Además, en la figura 4.5. se comparan los resultados con los proporcionados por el modelo lineal, únicamente válidos a partir de los 4 grados de azimut, donde convergen.



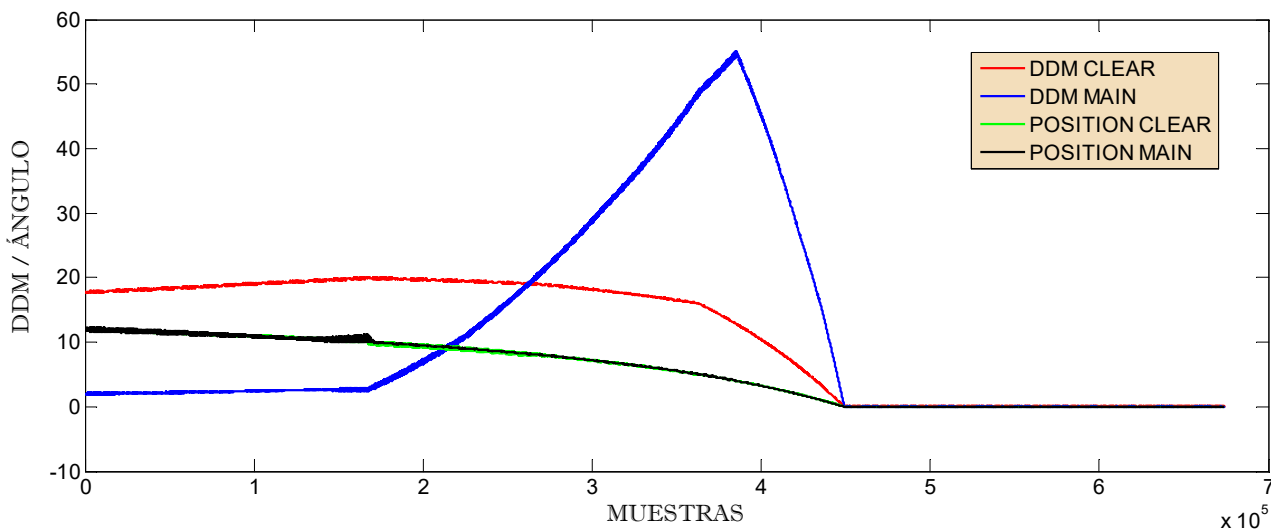


Figura 4.4. Trayectorias obtenidas a partir de la DDM para las señales CLR y MAIN.

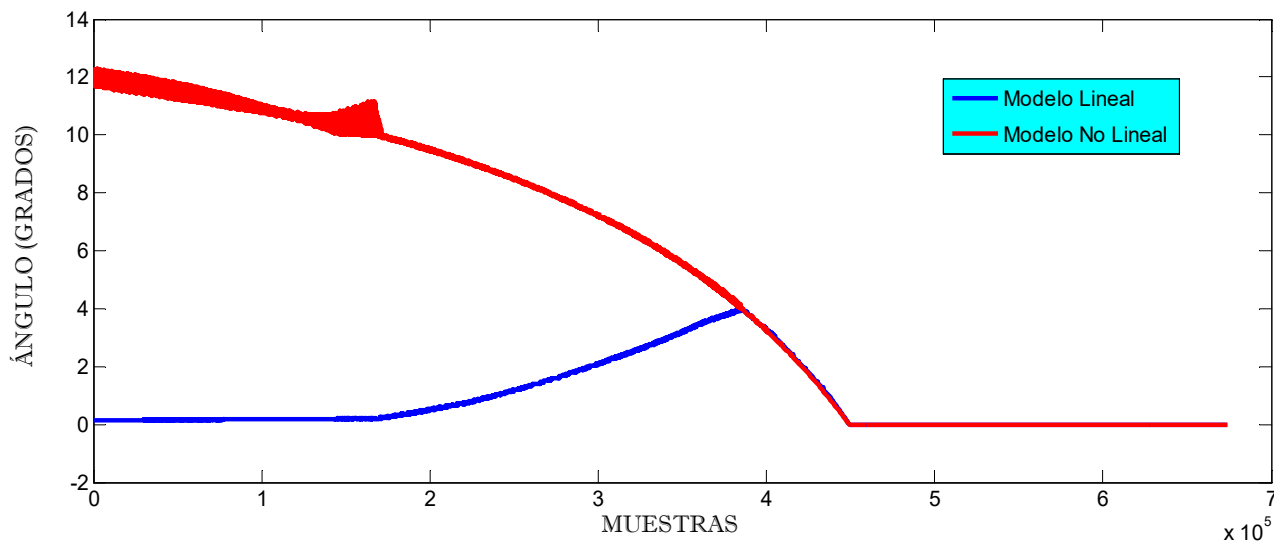


Figura 4.5. Trayectorias obtenidas mediante los modelos lineal y no lineal.

Llegados a este punto, se tiene una estimación doble de la trayectoria proporcionada por las señales MAIN y CLEAR, tanto del ángulo azimutal por el LOC como del ángulo de inclinación por el GS. Se plantea ahora la posibilidad de obtener la solución óptima entre ambas estimaciones, teniendo en cuenta que sus dinámicas de error son complementarias, y con el objetivo de reducir al máximo el error. La herramienta necesaria para cumplir estas especificaciones es, por supuesto, el filtro de Kalman.

## 4.2 Mejora de la precisión: Filtro de Kalman

Como comentamos anteriormente, el filtro de Kalman es especialmente útil para la integración de las medidas MAIN y CLEAR, dada la complementariedad de sus errores. A lo largo de este apartado, explicaremos el funcionamiento del filtro, comenzando por sus ecuaciones y terminando con su sintonización y calibración. Su objetivo se resume en, dadas dos medidas expuestas a ruido gaussiano, obtener una medida óptima a partir de ambas. Los efectos que afectan a la degradación de la señal se estudiarán el capítulo 5.

Las ecuaciones del filtro de Kalman, se resumen en la obtención de una ganancia de Kalman que minimice la matriz de covarianza (y, por tanto, los errores) del vector de estado obtenido tras la implementación del filtro. En nuestro caso se aplicará por separado a LOC y GS. Así, para el caso lineal y discreto, el proceso sería como sigue:

- En el instante  $t_k+1$  suponemos conocidos los valores del vector de estado  $X_k$  y la matriz de covarianza  $P_k$  a posteriori del instante de tiempo anterior.

- A continuación, calculamos la estimación a priori en el instante  $t_{k+1}$  mediante:

$$\hat{x}^-(t_{k+1}) = A_k \hat{x}(t_k) \quad (4.2)$$

$$P_{k+1}^- = A_k P_k^+ A_k^T + B_k Q_k A_k^T \quad (4.3)$$

- Preparándonos para la medida, calculamos la ganancia de Kalman:

$$K_{k+1} = P_{k+1}^- H_{k+1}^T (H_{k+1} P_{k+1}^- H_{k+1}^T + R_{k+1})^{-1} \quad (4.4)$$

- Tomamos la medida y calculamos la estimación a posteriori:

$$\hat{x}^+(t_{k+1}) = \hat{x}^-(t_{k+1}) + K_{k+1} (z(t_{k+1}) - H_{k+1} \hat{x}^-(t_{k+1})) \quad (4.5)$$

$$P_{k+1}^+ = (I - K_{k+1} H_{k+1}) P_{k+1}^- \quad (4.6)$$

- Iteramos para los siguientes valores de  $k$ .

Para poner en marcha el filtro es necesario definir las matrices propias del sistema. En algunos sistemas, estas matrices son dependientes del estado anterior, y por tanto de una gran complejidad, como puede ser el caso del INS (*Inertial Navigation System*). Sin embargo, en este caso las matrices son constantes (4.7 y 4.8), siendo  $B$  la matriz identidad,  $H$  la matriz de transformación estado-medida y  $A$  la matriz de transformación estado-estado.

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Sintonizado el filtro para el sistema en cuestión, su efectividad y precisión dependerá de la calibración de las matrices de covarianza del modelo (Q) y de las medidas (R). La primera está relacionada con los comportamientos no lineales del sistema (4.9), mientras que la segunda está determinada por la desviación de las medidas (4.10), determinándose mediante ensayo, y que en nuestro caso supondremos diagonal por simplicidad.

$$Q = 10^{-6} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$R = \begin{pmatrix} \delta_{MAIN} & 0 \\ 0 & \delta_{CLEAR} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

La determinación de  $\delta_{MAIN}$  y  $\delta_{CLEAR}$  es el paso más importante para obtener el filtro, y el punto diferenciador entre un filtrado óptimo y uno mediocre. Una primera idea sería establecer dichos valores como la media de los errores obtenidos en simulación. Sin embargo, teniendo en cuenta las características de nuestro sistema, resulta más intuitivo y efectivo que dichos parámetros sean dependientes del tiempo ( $\delta_{MAIN} = \delta_{MAIN}(t)$  y  $\delta_{CLEAR} = \delta_{CLEAR}(t)$ ), de tal forma que en las zonas cercanas al eje de pista  $\delta_{CLEAR} > \delta_{MAIN}$ , y viceversa lejos de la zona lineal.

Dichas funciones se pueden determinar definiendo un parámetro  $p$  que define la variación de  $\delta_{MAIN}$  y  $\delta_{CLEAR}$  respecto a  $\delta_{MIN}$  por unidad de potencia reducida. Este parámetro se calibra mediante simulación de una trayectoria nominal. La potencia reducida la podemos obtener mediante la utilización de los diagramas de radiación, en concreto de las señales CSB.

En la figura 4.6. se muestran las funciones  $\delta_{MAIN}(t)$  y  $\delta_{CLEAR}(t)$  para la trayectoria arbitraria X del apartado anterior, expresadas estas últimas como la variación respecto a  $\delta_{MIN}$ . Se reafirman así las ideas comentadas en los apartados anteriores, comprobando que la señal CLR proporciona valores con una calidad prácticamente constante, a diferencia de la señal MAIN. Existe un punto de corte entre ambas en torno a 9 grados de azimut en ambos lados de pista.

Por otro lado, en la ilustración 4.7. se puede observar el funcionamiento del filtro, para dos medidas sometidas a ruido gaussiano de media cero, y la clara mejora de precisión que produce Kalman. En las simulaciones, comprobaremos que los errores no son únicamente gaussianos (existen varias fuentes de error), luego el comportamiento no es tan ideal.

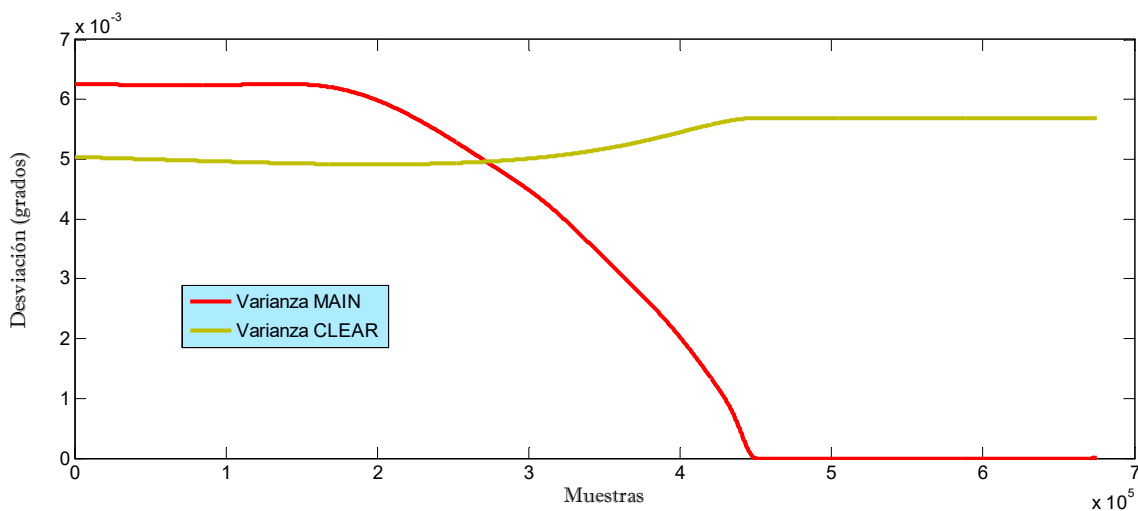


Figura 4.6. Funciones  $\delta_{MAIN}(t)$  y  $\delta_{CLEAR}(t)$  que calibran el filtro para la trayectoria X.

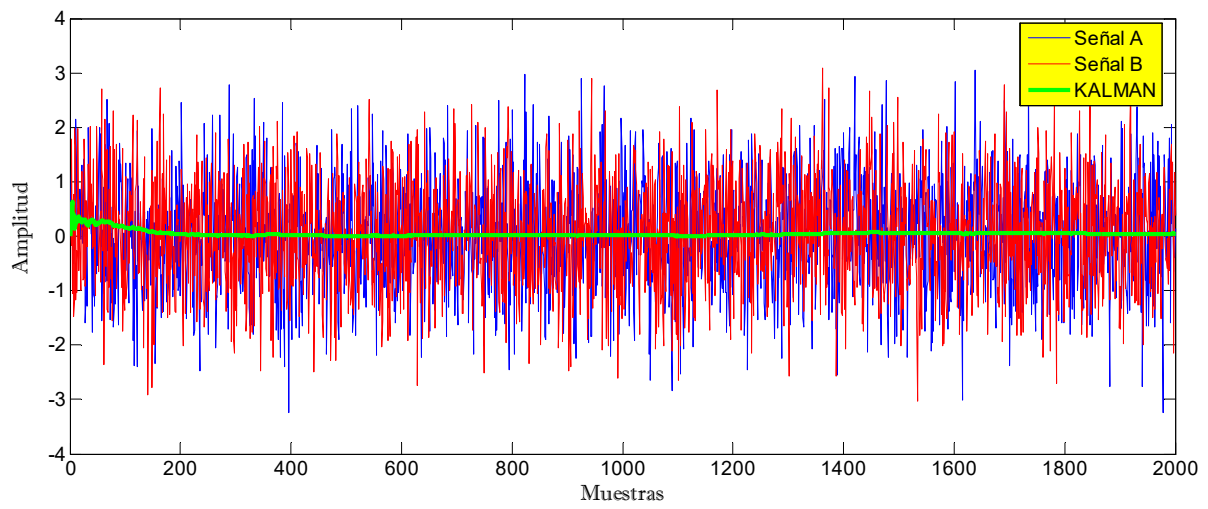


Figura 4.7. Funcionamiento del filtro de Kalman.

## 5 SIMULACIÓN

Las simulaciones son el paso previo a cualquier implementación real. Permiten detectar errores en el funcionamiento en el sistema, comprobar casos extremos, y determinar parámetros de configuración que serán utilizados posteriormente en un prototipo real. Para simular el sistema ILS con el receptor digital propuesto en Matlab seguiremos el diagrama de bloques de la figura 5.1. Como se comentó en la introducción, una de las ventajas de la implementación digital es que no es necesario modificar el equipo en tierra. De hecho, la parte izquierda del diagrama, incluido el canal, son comunes al caso de receptor tradicional analógico.

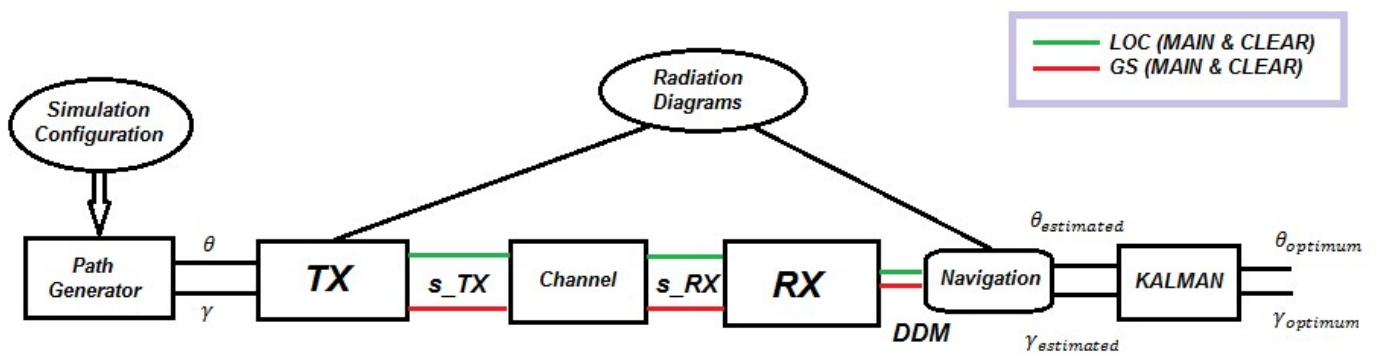


Figura 5.1. Diagrama de bloques de una simulación genérica.

De esta forma, para llevar a cabo una simulación, debemos definir una serie de parámetros de configuración que determinan el tipo de trayectoria que sigue la aeronave, el entorno de trabajo y su influencia en la señal ILS, la frecuencia de muestreo  $F_s$ , el modo de funcionamiento (lineal o no lineal) ... Por ello, en este capítulo se presentarán en primer lugar una serie de trayectorias representativas de los aterrizajes más comunes en aeropuertos, así como los factores que deterioran la señal ILS y su influencia en la misma. Finalmente, se mostrarán los resultados de simulación para diferentes configuraciones.

## 5.1 Definición de trayectorias

La definición completa de una trayectoria de aproximación se basa en la determinación de los 3 vectores de posición: distancia longitudinal al punto de contacto en pista, distancia lateral a la senda de planeo, y distancia vertical. A partir de estas variables se pueden determinar, mediante trigonometría básica, los ángulos que componen el vector de estado; es decir, la inclinación  $\gamma$  y el azimut  $\theta$ .

La posición de la aeronave se determina mediante la integración e las ecuaciones de la Mecánica de Vuelo de la aeronave simplificadas, como veremos a continuación. Es importante que estas trayectorias y sus condiciones de contorno sean coherentes para que así, los resultados de simulación, sean completamente válidos. Se consideran las siguientes:

- *Constant Bearing* .- Se trata de una trayectoria en la cual la aeronave se acerca a la senda de planeo con un ángulo  $\beta$  constante, de tal modo que una vez alcanzada, se mantiene en ella hasta la llegada a la pista. Es el mismo procedimiento que se utiliza para cazar un radial VOR. En el eje vertical, el ángulo  $\gamma$  varía de forma lineal. Definimos en primer lugar las condiciones iniciales (5.1).

$$D_{lateral}(0) = 500m; \quad D_{longitudinal}(0) = 2366m; \quad \gamma(0) = 4 \text{ deg}; \quad (5.1)$$

La trayectoria está compuesta por dos tramos de 10 y 5 segundos, respectivamente. Para integrar las ecuaciones, deben definirse las componentes de la velocidad (ya sean angulares o lineales) que serán siempre constantes en cada tramo. Dichas velocidades (5.2) se aplican a las ecuaciones (5.3 y 5.4) para obtener los resultados mediante integración discreta. Para determinar el ángulo  $\theta$  se aplica la relación trigonométrica (5.5).

$$V_{NORTE} = \left(\frac{2366}{15}\right) m/s; \quad V_{ESTE} = 50 \text{ m/s}; \quad \omega_{VERTICAL} = \left(\frac{1}{15}\right) \text{ deg/s} \quad (5.2)$$

$$\gamma(t) = \dot{\gamma} \cdot t + \gamma_0 \quad (5.3)$$

$$D(t) = V(t) \cdot t + D(0) \quad (5.4)$$

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{D_{lateral}}{\sqrt{D_{lateral}^2 + D_{longitudinal}^2}} \right) \quad (5.5)$$

En las siguientes figuras se representa la trayectoria en sus dos formas: mediante los vectores de distancia (5.2) y mediante los ángulos del vector de estado (5.3). Se comprueba como todas las distancias convergen a cero en el punto de contacto de con la pista, así como en dicho punto, los ángulos coinciden con la referencia. Este procedimiento será utilizado para el resto de trayectorias.

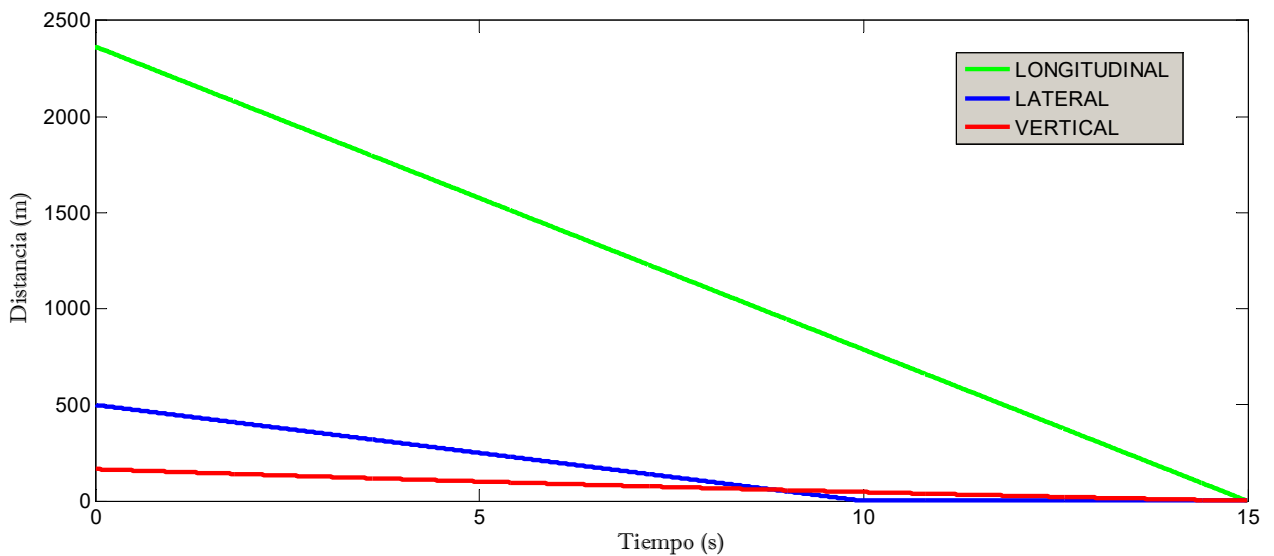


Figura 5.2. Evolución de las distancias para CONSTANT BEARING.

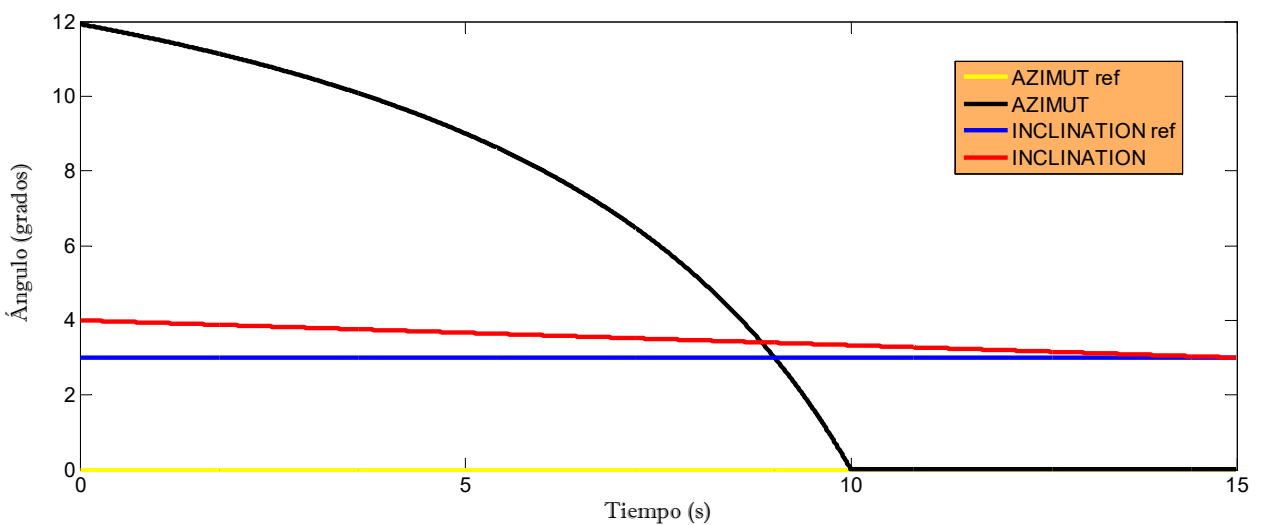


Figura 5.3. Evolución de los ángulos para CONSTANT BEARING.

- *Pure Pursuit* .- La diferencia principal de esta trayectoria con la anterior es que el acercamiento a la senda de planeo se realiza progresivamente, de tal forma que se alcanza definitivamente justo antes de tocar tierra. Por ello, en esta simulación de 16 segundos existe un único tramo, en el cual  $\theta$  varía linealmente. Las condiciones iniciales (5.6), junto con las velocidades (5.7) se aplican a las ecuaciones (5.3, 5.4 y 5.8).

$$\theta(0) = -6 \text{ deg}; D_{longitudinal}(0) = 2500m; \gamma(0) = 5 \text{ deg}; \quad (5.6)$$

$$V_{NORTE} = 156.25 \text{ m/s}; \quad \omega_{LAT} = -0.375 \text{ deg/s}; \quad \omega_{VERT} = 0.125 \text{ deg/s} \quad (5.7)$$

$$\theta(t) = \dot{\theta} \cdot t + \theta_0 \quad (5.8)$$

Finalmente, las distancias pueden obtenerse de nuevo por trigonometría. En las figuras 5.4 y 5.5 se representa la trayectoria, comprobándose la evolución lineal de los ángulos y, con ello, el acercamiento progresivo a la senda.

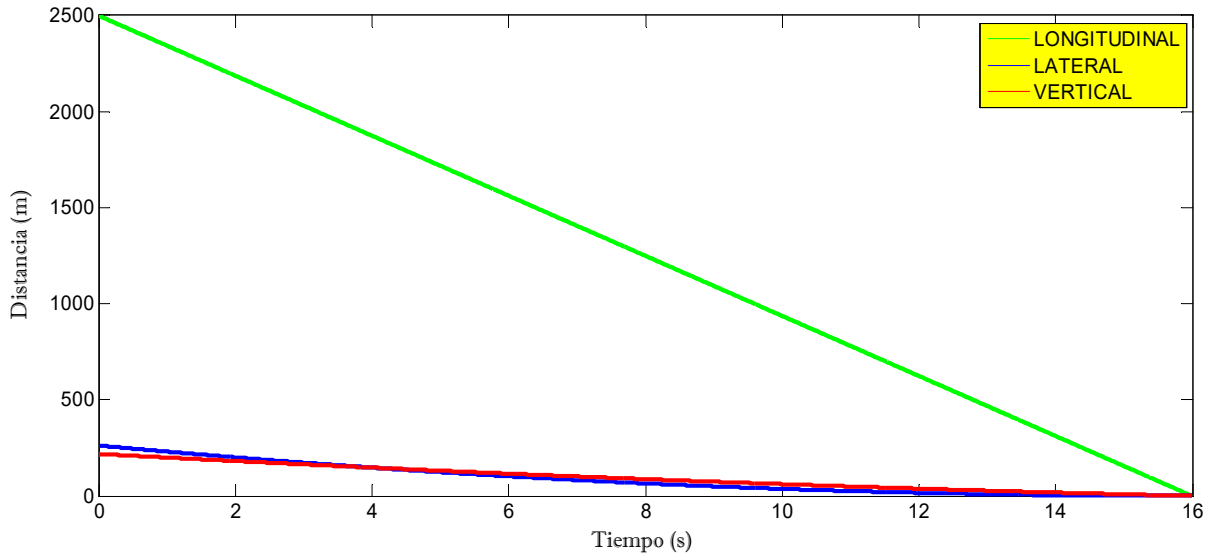


Figura 5.4. Evolución de las distancias para PURE PURSUIT.

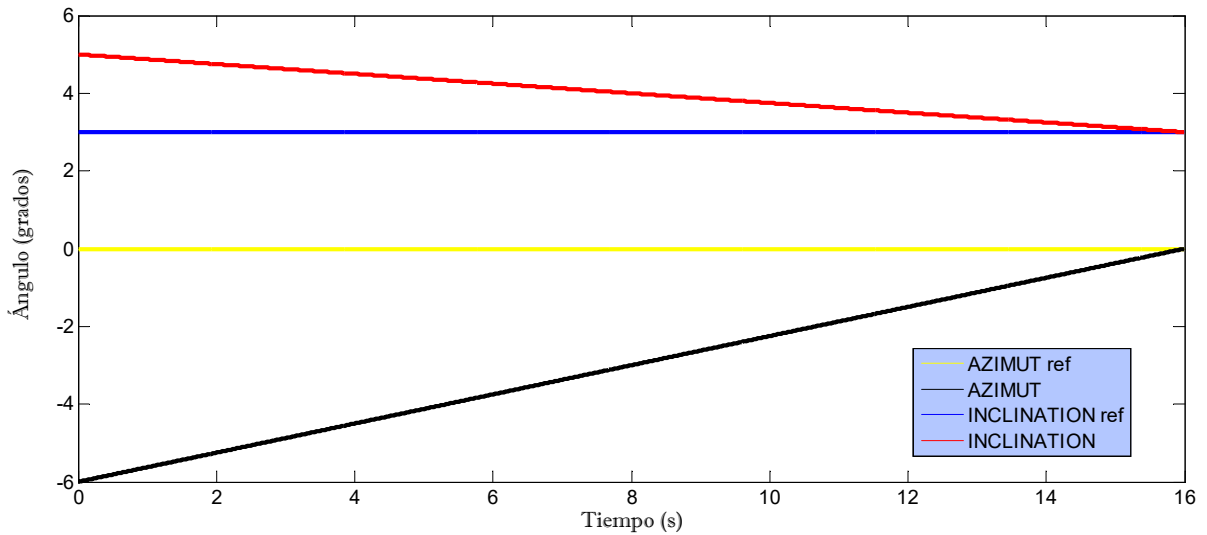


Figura 5.5. Evolución de los ángulos para PURE PURSUIT.



- *Disturbed Trajectory* .- Esta última trayectoria está elaborada por completo en torno a la senda de planeo, claramente dentro de la zona lineal, pero incluye la presencia de perturbaciones que modifican la trayectoria de la aeronave, pese a la intención del piloto de mantenerse en la senda. Las condiciones iniciales (5.9), son pues las idóneas.

$$D_{vertical} = 139.02 \text{ m}; D_{longitudinal}(0) = 2500\text{m}; D_{lateral}(0) = 0 \text{ m}; \quad (5.9)$$

Las componentes de la velocidad (5.10) mantendrían a la aeronave en la senda, pero existen unas perturbaciones a la salida (5.11), tanto en el eje horizontal como en el vertical, modeladas mediante una señal sinusoidal que se va atenuando, que modifican los ángulos en cada instante de tiempo. La frecuencia de esta señal puede variarse, siendo del orden de 0.1 Hz.

$$V_{NORTE} = 125 \text{ m/s}; V_{ESTE} = 0 \text{ m/s}; V_{DOWN} = 6.951 \text{ m/s} \quad (5.10)$$

$$\Delta D_{lateral}(t) = (50 - 2.5 \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (5.11)$$

Las distancias están representadas en la figura 5.6, mientras que los ángulos, obtenidos de nuevo mediante (5.5), se muestran en la figura 5.7, comprobando que los resultados son coherentes con la trayectoria deseada.

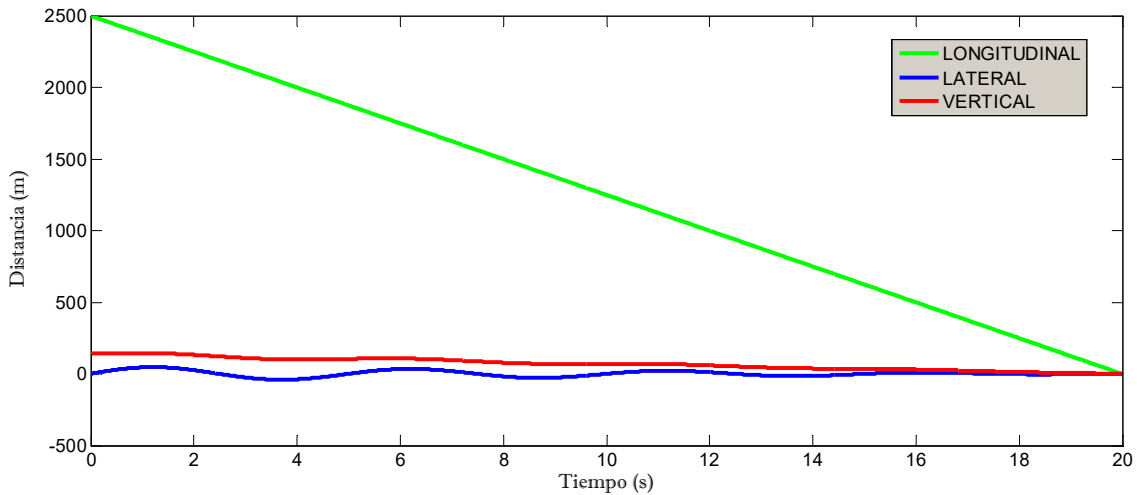


Figura 5.6. Evolución de las distancias para DISTURBED TRAJECTORY.

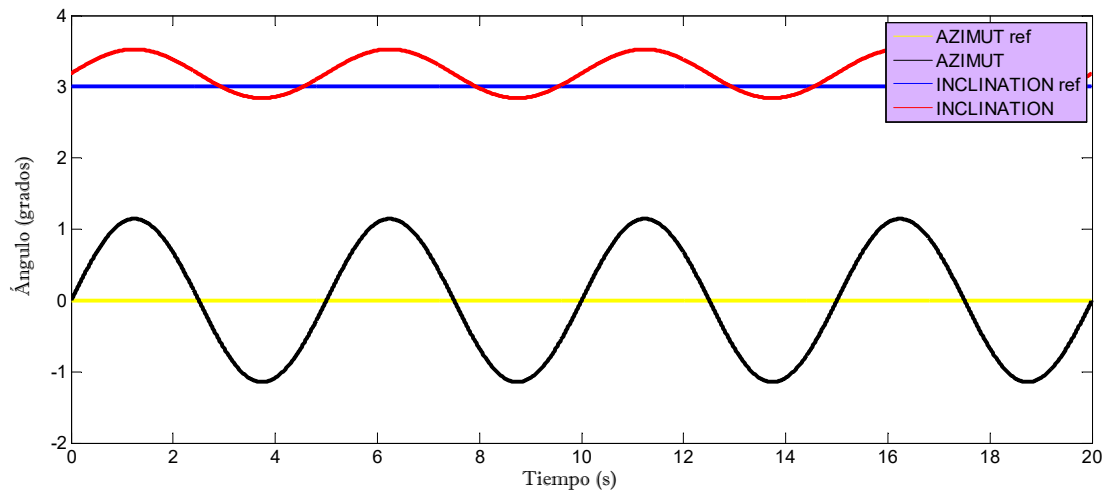


Figura 5.7. Evolución de los ángulos para DISTURBED TRAJECTORY.

## 5.2 Degradación de la señal ILS. TX y canal

Con el objetivo de realizar las simulaciones del modo más realista posible, y como ya se ha visto en las trayectorias ejemplo de los anteriores capítulos, es necesario incluir posibles degradaciones de la señal ILS. Partimos de que la generación de estas señales en las antenas del TX es ideal, conforme a los diagramas de radiación oficiales y con las calibraciones necesarias. A partir de ahí, modelamos un *canal* que modifica las características de la señal de forma no deseada antes de la llegada al RX.

Existen cuatro problemas principales que pueden afectar a la integridad de la señal: atenuación, ruido, interferencias y reflexiones no deseadas. De un modo u otro, el resultado de estos fenómenos es la disminución de la calidad de las medidas obtenidas del vector de estado. Normalmente, estos errores se suelen expresar a través de su media y su varianza.

### Atenuación

La *atenuación* es la disminución de la potencia o amplitud de la señal debido a factores concretos (como puede ser la lluvia) o simplemente por la propagación por el aire (la cual es directamente proporcional al cuadrado de la distancia). En primer lugar, esto fuerza a elevar los niveles de potencia en el transmisor para asegurarse que el receptor es sensible a la señal en la cobertura deseada. Por otro lado, la atenuación de la señal favorece los problemas de ruido, por lo que no se considera en ningún caso como un efecto favorable.

Para realizar una estimación de la atenuación sufrida por nuestra señal, debemos calcular el área efectiva de la antena transmisora (5.12) de forma aproximada, teniendo en cuenta la directividad de la misma  $D_0$ , y a partir de dicho parámetro y la frecuencia de la señal, se determina el coeficiente de atenuación del sistema (5.13). Se ha tenido en cuenta que  $REF = 42.1875$ . Dicho coeficiente modela la atenuación por unidad de longitud; a continuación, empleamos una distribución exponencial (5.14) para determinar la atenuación en un determinado punto.

$$A_{eff} = D_0 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (5.12)$$

$$C_{ATT} = \frac{D_{TX} \cdot A_{eff}}{4\pi \cdot REF} \quad (5.13)$$

$$K_{ATT} = e^{-C_{AT} \cdot \alpha \cdot d^2} \quad (5.14)$$

Como se puede observar, la mayoría de los parámetros del modelo de atenuación son fijos y constantes excepto: la frecuencia de trabajo (que puede producir una atenuación mayor en una componente que en otra, aunque el efecto es casi despreciable), la distancia y el parámetro  $\alpha$ , que más adelante se comentará su modelado.

### Ruido

El *ruido* es simplemente toda aquella señal no deseada que se mezcla con la señal útil que se desea transmitir. El ruido se debe a diversos factores: a los componentes electrónicos, al ruido térmico, y a la interferencia de señales externas. Toda señal tiene asociado un ruido, no existen señales perfectas. La dificultad reside en modelado del mismo.

Para medir la influencia del ruido sobre la señal se utiliza la relación señal/ruido (*SNR – Signal To Noise Ratio*), que generalmente se maneja en decibelios (dB). La potencia del ruido suele medirse a la entrada del receptor, cuando por él no se emiten los tonos en cuestión (como es el caso). Cuando se transmiten señales digitales por un canal, el efecto del ruido se pone de manifiesto en el número de errores que comete el receptor. Se deduce inmediatamente que dicho número es tanto mayor cuanto más grande sea la probabilidad de error.

La probabilidad de error depende del valor de la SNR. Cuanto mayor sea esta relación, más destaca la señal sobre el ruido y, por tanto, menor es la probabilidad de error. Así, la distorsión que produce el ruido en una determinada comunicación depende de su potencia, de su distribución espectral respecto al ancho de banda de la señal, y de la propia naturaleza de la información que transporta.

En nuestro caso, modelaremos esta parte del canal, dada una SNR que depende del entorno y las interferencias, como un ruido de media cero y varianza  $\delta_{RUIDO}$ , que se calcula según la expresión (5.16). Éste depende, como se puede apreciar, del ancho de banda de la señal  $BW$  y de la frecuencia de muestreo  $F_s$ ; teniendo en cuenta que la *snr* debe obtenerse a partir de los decibelios (5.15).

$$snr = 10^{SNR/10} \quad (5.15)$$

$$\delta_{RUIDO} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \sqrt{\frac{F_s}{4 \cdot BW \cdot snr}} \quad (5.16)$$

### Reflexiones

Las reflexiones de la señal ILS en obstáculos que encuentra en su camino puede provocar el fenómeno de *multitrayecto*. Esto quiere decir que la señal puede llegar a la aeronave a través de algún camino que no sea el directo, provocando medidas falsas y dando lugar a errores. Se diferencia claramente de una interferencia en el hecho de que la señal interferente tiene la misma forma que la señal ILS y, sobre todo, la misma frecuencia.

De hecho, se considera que este fenómeno es el causante de una gran cantidad de errores en la recepción de las señales ILS [2], debido a reflexiones en montañas, hangares, o incluso en otros aviones de gran tamaño como puede ser el A380. Sin embargo, su modelado es más complejo que el de la atenuación o el ruido, luego se deja como línea futura, así como un posible algoritmo digital de detección de este fenómeno.

### Modelado del canal completo

Llegados a este punto, existen 3 parámetros de control relacionados con la degradación de la señal que deben elegirse adecuadamente para simular un sistema concreto: la relación señal/ruido, el coeficiente  $\alpha$  de la atenuación, y finalmente el parámetro de ajuste del filtro de Kalman  $\delta_{MIN}$ . Obviamente, este último está íntimamente relacionado con la varianza del ruido que produce la SNR.

Así, supondremos una serie de casos [7] para los cuales definiremos estos valores, únicamente de cara a facilitar las simulaciones. Estos casos dependen de las características del aeropuerto, de su entorno, de las condiciones meteorológicas y de las interferencias. Realmente los factores no están relacionados entre ellos, pero se pueden agrupar de forma genérica de esta forma:

❖ ESCENARIO 1 – Se trata del caso extremo más favorable.

- No existen montañas ni edificios cercanos al aeropuerto que puedan dar lugar a interferencias.
- Las condiciones meteorológicas son óptimas.
- Los equipos están perfectamente calibrados.

En estas condiciones, el ruido y los errores son muy pequeños. Un ejemplo claro podría ser el aeropuerto de Sevilla la mayor parte del año, o cualquiera con sus mismas características (ver figura 5.8).

$$SNR = 65; \alpha = 1.5 \cdot 10^{-3}; \delta_{MIN} = 10^{-5} \quad (5.17)$$



Figura 5.8. Aeronave en condiciones de ESCENARIO 1 [9].

❖ ESCENARIO 2 – Se trata de un caso ligeramente favorable.

- Apenas existen montañas o edificios cercanos al aeropuerto que puedan dar lugar a interferencias.
- Las condiciones meteorológicas no son extremas.
- Los equipos están bien calibrados.

En estas condiciones, el ruido y los errores son aceptables.

$$SNR = 50; \alpha = 2.3 \cdot 10^{-3}; \delta_{MIN} = 10^{-4} \quad (5.18)$$

❖ ESCENARIO 3 – Se trata de un caso ligeramente desfavorable.

- Existen montañas o edificios cercanos al aeropuerto que puedan dar lugar a interferencias.
- Las condiciones meteorológicas no son extremas.
- Existen algunos problemas aislados de calibración en los equipos.

En estas condiciones, el ruido y los errores son apreciables.

$$SNR = 35; \alpha = 2.6 \cdot 10^{-3}; \delta_{MIN} = 10^{-3} \quad (5.19)$$

❖ ESCENARIO 4 – Se trata de un caso extremadamente desfavorable.

- Existen montañas o edificios cercanos al aeropuerto que puedan dar lugar a interferencias. Además, existe una congestión general del espectro debido a las múltiples señales de comunicación del aeropuerto.
- Las condiciones meteorológicas son extremas.
- Los equipos tienen serios problemas de calibración.

En estas condiciones, el ruido y los errores no son aceptables. Resulta imprescindible un algoritmo de mejora de la precisión. Considérese como ejemplo el caso de algunos aeropuertos suizos en invierno (ver figura 5.9), con múltiples montañas, condiciones meteorológicas adversas y gran congestión.

$$SNR = 10; \alpha = 4 \cdot 10^{-3}; \delta_{MIN} = 0.1 \quad (5.20)$$



Figura 5.9. Aeronave en condiciones de ESCENARIO 4 [7].

### 5.3 Resultados de simulación

Tras las explicaciones y definiciones realizadas en los capítulos y apartados anteriores, se está en disposición de realizar simulaciones completas a fin de comprobar el correcto comportamiento del sistema (en concreto, del receptor digital ILS y del algoritmo de navegación), comparar niveles de precisión, someterlo a diversas situaciones, etcétera.

Para ello, definiremos en primer lugar una serie de *variables manipulables* del problema, que serán las que sintonicemos en cada una de las simulaciones para comprobar si los resultados son los esperados. El resto de variables se mantienen constantes, bien por ser características propias del sistema, del receptor digital, o normativa impuesta por ICAO.

- *Selección de modo lineal*: es la principal variable manipulable del sistema. Permite decidir sobre la utilización del modelo lineal en lugar del no lineal, alterando claramente los resultados si no se utiliza adecuadamente, como se ha podido comprobar anteriormente. El programa proporcionará ‘warnings’ si se ha activado esta variable y existen posibilidades de que aparezcan comportamientos no lineales.
- *Frecuencia de muestreo  $F_s$* : se considera como variable de control por ser elegida por el diseñador cumpliendo con una serie de requisitos. Una vez elegida, no suele variarse en todo el tiempo de vida del receptor.
- *Selección de modo calibración*: permite elegir una trayectoria ideal a lo largo de la senda de planeo, sin presencia de ruido. Se utiliza para calcular los parámetros de calibración del sistema.
- *Activación del modelo de atenuación*: se utiliza para aplicar atenuaciones a la señal. Para que el sistema sea realista, debe activarse. Sin embargo, existen ocasiones en las cuales puede resultar interesante mantenerlo desactivado para comprobar otros efectos de forma aislada.
- *Ángulo de la senda de planeo*: por lo general, el ángulo de descenso de la senda de planeo suele ser de 3 grados, pero no tiene porqué ser así. Existen aeropuertos cuyas características (principalmente orográficas) hacen necesario un aterrizaje ligeramente más abrupto.
- *Potencia total transmitida por el TX*: afectará a la precisión de la señal, y determinará la cobertura del sistema. Se incluye como variable manipulable ya que no aparece en los estándares de ICAO.
- *Índice de modulación de la señal AM*: del mismo modo que la potencia, se considera como variable manipulable ya que no aparece definida en los estándares de ICAO. Se estudiarán sus efectos en la precisión
- *Selección de trayectorias*: evaluar los resultados de simulación para las distintas maniobras típicas de aproximación definidas previamente.
- *Selección de la categoría de degradación de la señal*: evaluar los resultados de simulación para los distintos casos expuestos previamente.

Este apartado se dividirá en diversos test en los cuales se establecerán una serie de configuraciones de simulación mediante la variación de los parámetros manipulables que se han definido. Cada test se divide en 3 partes: descripción, resultados gráficos y análisis. Se analizarán los resultados desde un punto de vista objetivo. Posteriormente, en el capítulo 6, se comentarán ciertas conclusiones obtenidas a partir de estos resultados.

De cara a la presentación de los resultados, se realiza un post-procesamiento que se compone, principalmente, de la eliminación de los valores iniciales y finales de simulación hasta un cierto límite (cuando el sistema aún se está ajustando), la consideración de un retraso generado por el procesamiento en el RX, un doble diezmado de factor 32 y el cálculo adecuado de los errores.

### 5.3.1 Test A – Modo Calibración

#### Descripción.

- Modo calibración del sistema.
- La trayectoria es nominal y sin ruido, el objetivo es determinar los 4 parámetros de calibración de componente de 150 Hz para el RX, y el parámetro  $p$  del algoritmo de Kalman.
- Se utiliza el modelo lineal justificadamente.

#### Resultados gráficos.

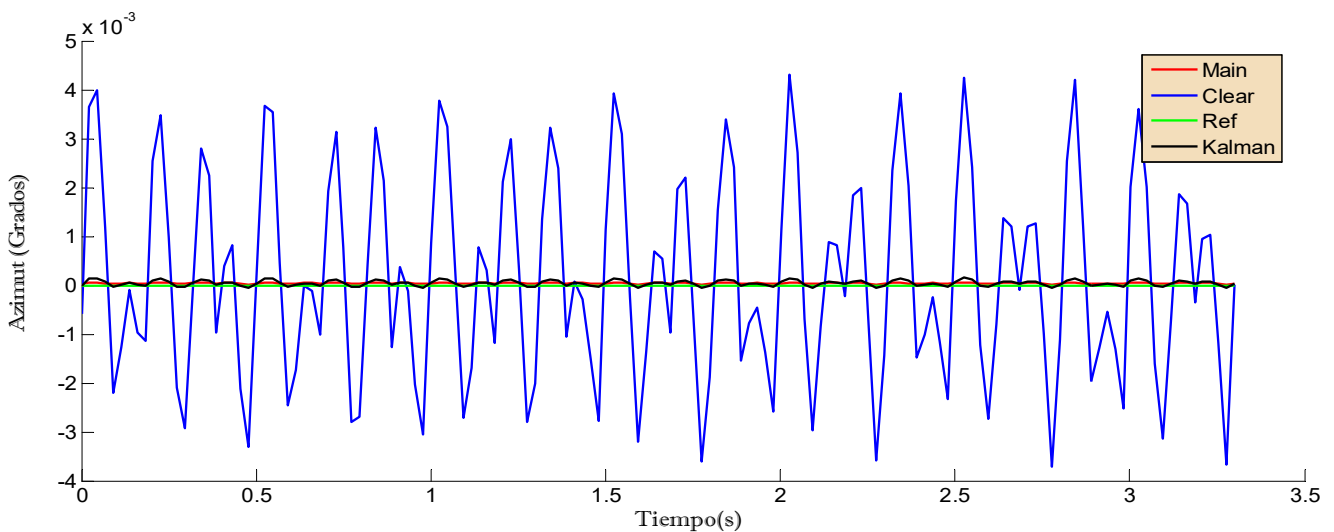


Figura 5.10. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST A.



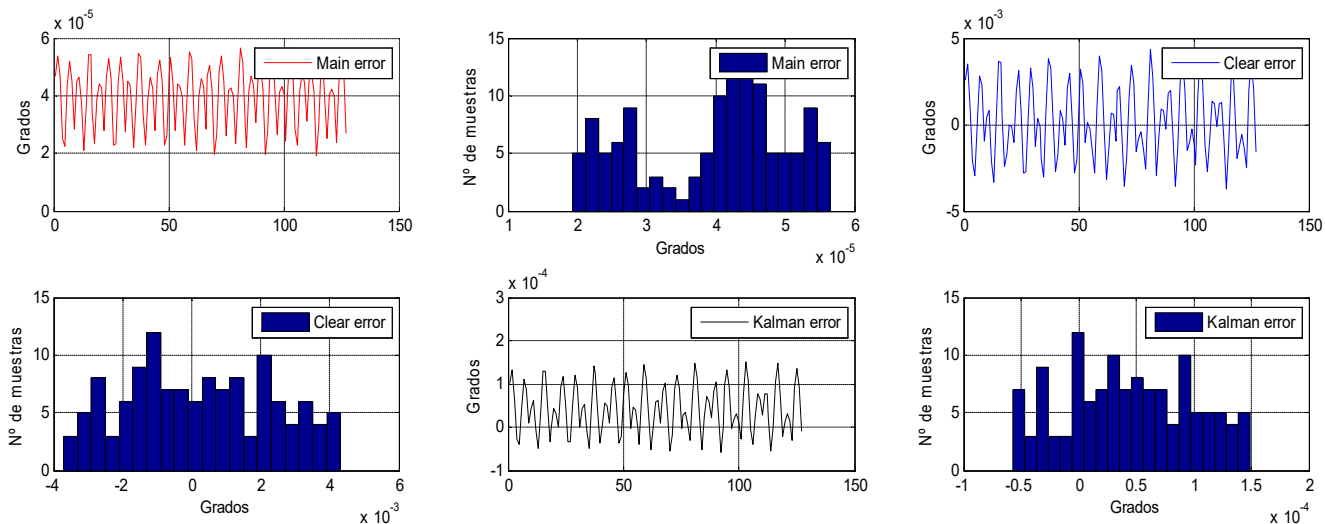


Figura 5.11. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST A.

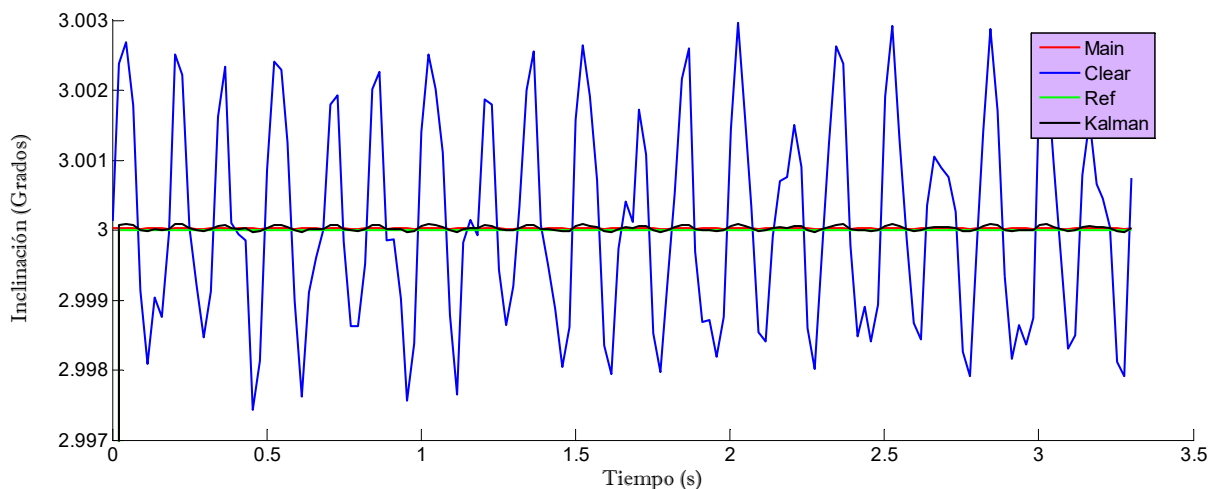


Figura 5.12. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST A.

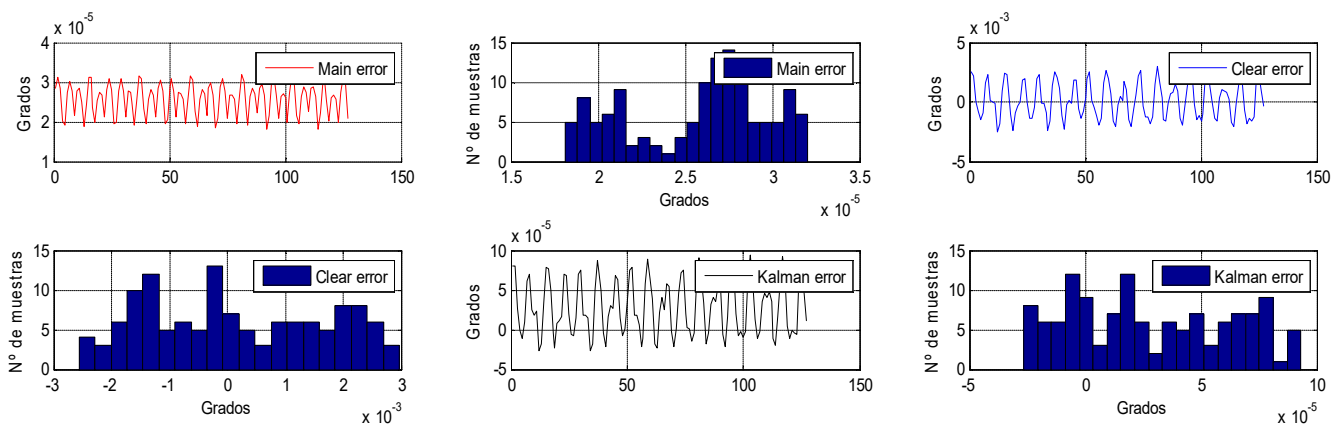


Figura 5.13. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST A.

✚ *Análisis.*

- Valores de SNR muy grandes proporcionan errores de simulación muy pequeños.
- Se comprueba a su vez que el receptor y la navegación funcionan correctamente ya que la trayectoria continúa siendo nominal, siguiendo la senda de planeo.
- Aparece una componente senoidal que, si bien es de reducida amplitud, debe estudiarse su origen.
- Los parámetros obtenidos son razonables atendiendo a los capítulos anteriores.

<b>*** Calibration procedure *****</b>	
<i>CAL_LOC_MAIN = 1.105231</i>	<i>CAL_LOC_CLEAR = 1.105399</i>
<i>CAL_GS_MAIN = 1.105231</i>	<i>CAL_GS_CLEAR = 1.105541</i>
<b>Kalman Parameter = 0.1886127</b>	

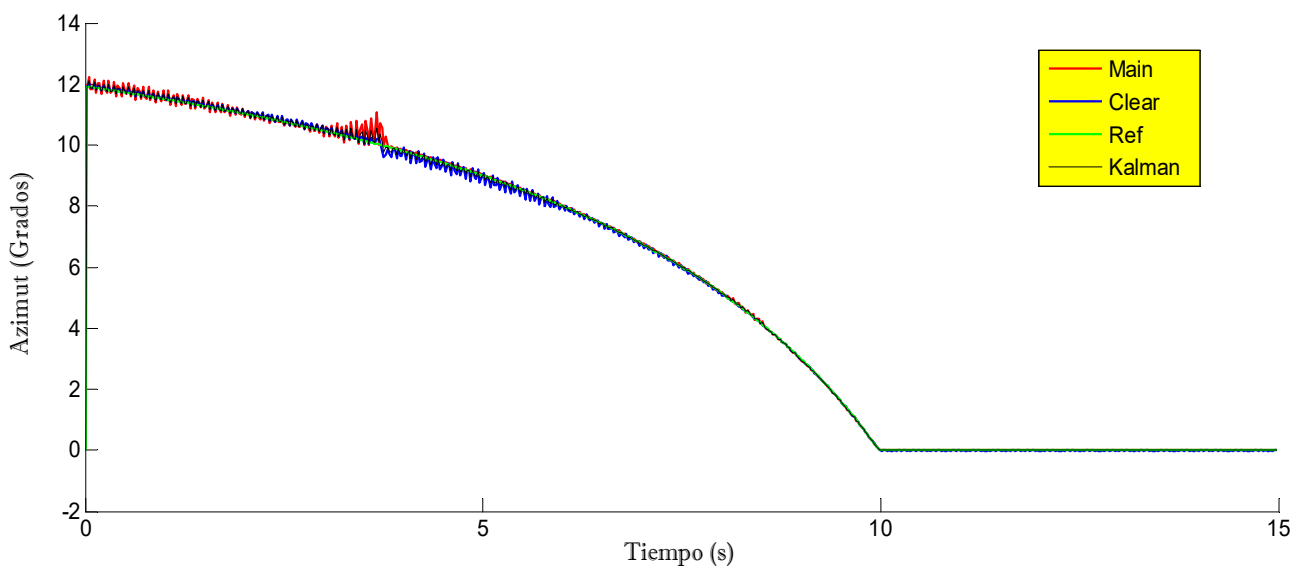
### 5.3.2 Test B – Constant Bearing. Escenario 3.

✚ *Descripción.*

- Simulación de la trayectoria ‘Constant Bearing’.
- Escenario de tipo 3 según las definiciones del apartado anterior.
- Observando las zonas de funcionamiento, se utiliza el modelo no lineal justificadamente. Se pretende seguir a la trayectoria de referencia.

✚ *Resultados gráficos.*

Figura 5.14. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST B.



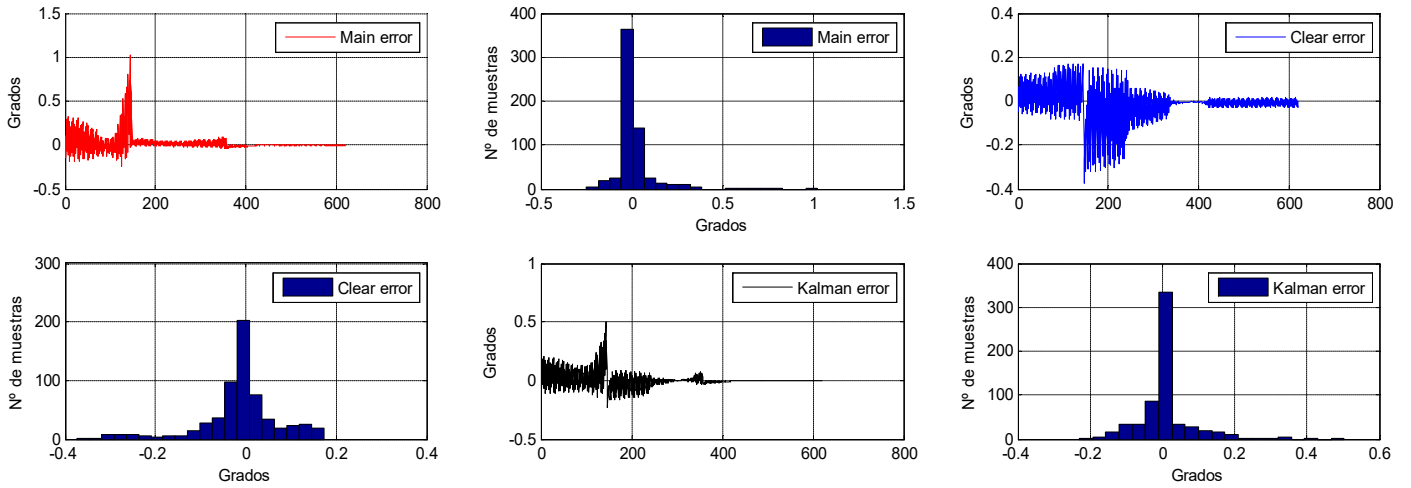


Figura 5.15. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST B.

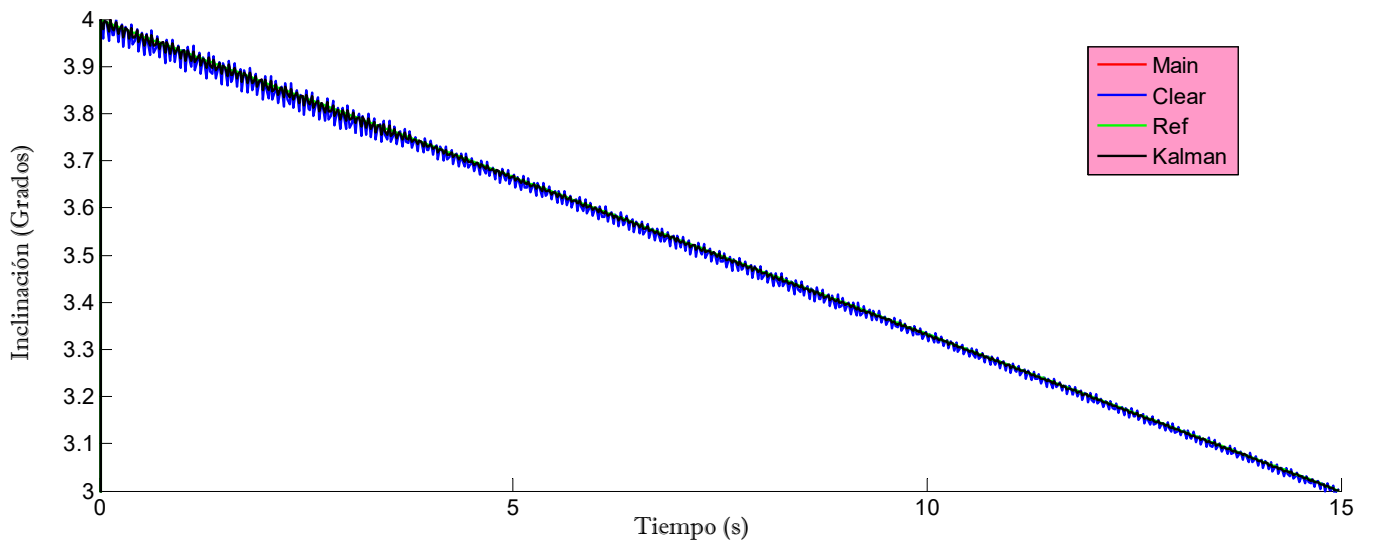


Figura 5.16. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST B.

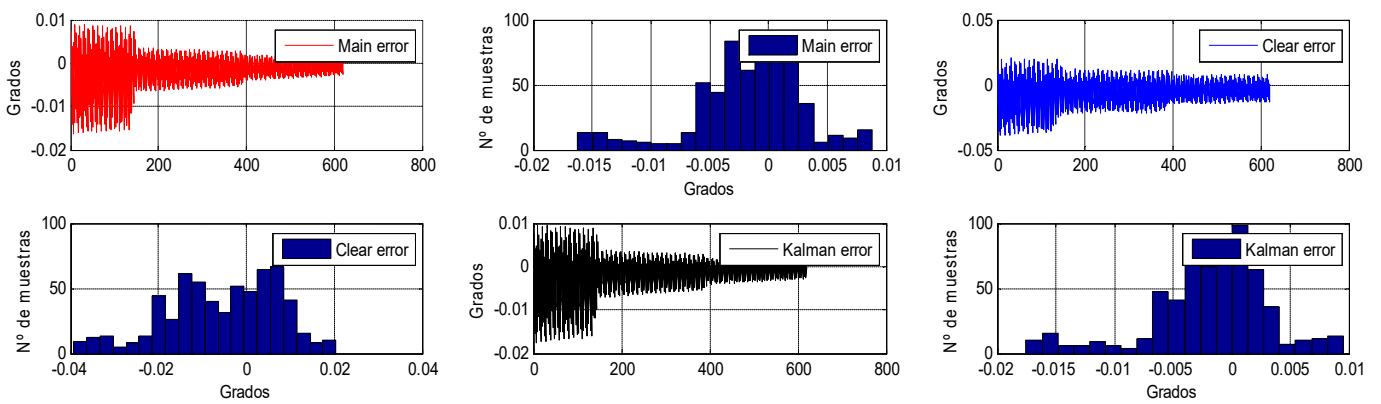


Figura 5.17. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST B.

 *Análisis.*

- En este test se demuestran muchos de los conceptos introducidos anteriormente. Se observa como la señal MAIN posee una mayor precisión en la zona lineal que en la no lineal, y viceversa para la CLR, debido a los diagramas de radiación.
- Se comprueba también como el filtro de Kalman mantiene una precisión prácticamente constante, mejorando a ambas.
- Los errores obtenidos en simulación, poseen por lo general una desviación mayor que la media del mismo, siendo muy reducidos pese a la existencia de ruido.

---

**Error stats (deg)**

---

**LOCALIZER**

---

**MEAN:**    **Main = 2.139846e-02, Clear = -1.244778e-02, Kalman = 3.820108e-03**

---

**DEV:**     **Main = 1.065885e-01, Clear = 8.695254e-02, Kalman = 7.270166e-02**

---

**GLIDE SLOPE**

---

**MEAN:**    **Main = -1.787361e-03, Clear = -5.556231e-03, Kalman = -1.879607e-03**

---

**DEV:**     **Main = 4.796553e-03, Clear = 1.275871e-02, Kalman = 5.059839e-03**

---

### 5.3.3 Test C – Pure Pursuit. Escenario 3. Modelo No Lineal.

 *Descripción.*

- Simulación de la trayectoria ‘*Pure Pursuit*’.
- Escenario de tipo 3 según las definiciones del apartado anterior.
- Se utiliza en primer lugar el modelo no lineal, con el objetivo de comparar las diferencias con el lineal posteriormente.

 *Resultados gráficos.*

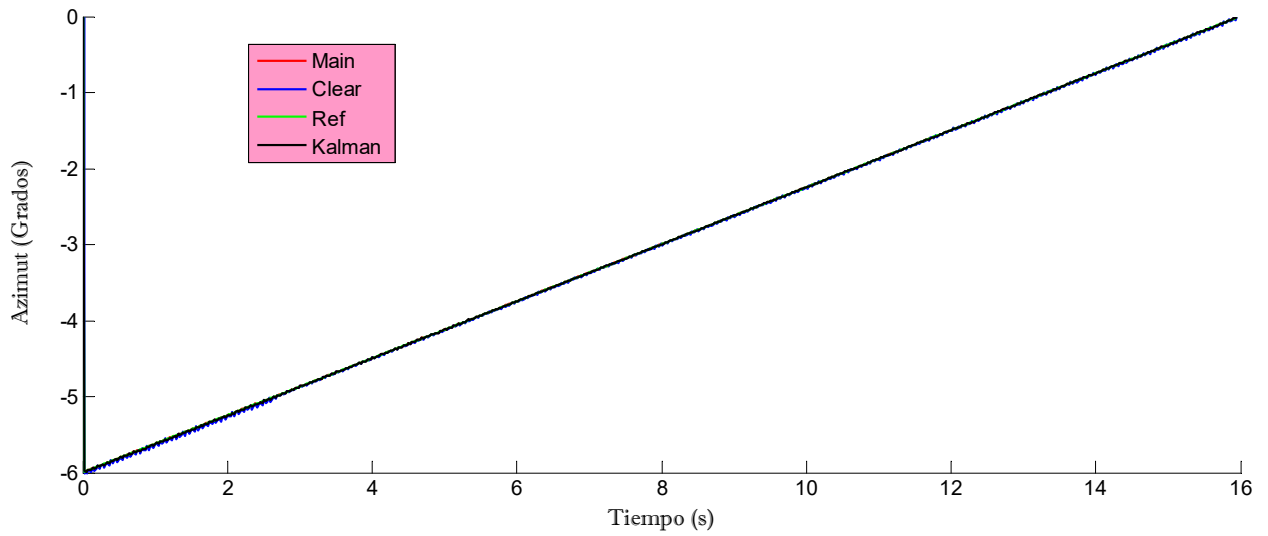


Figura 5.18. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST C.

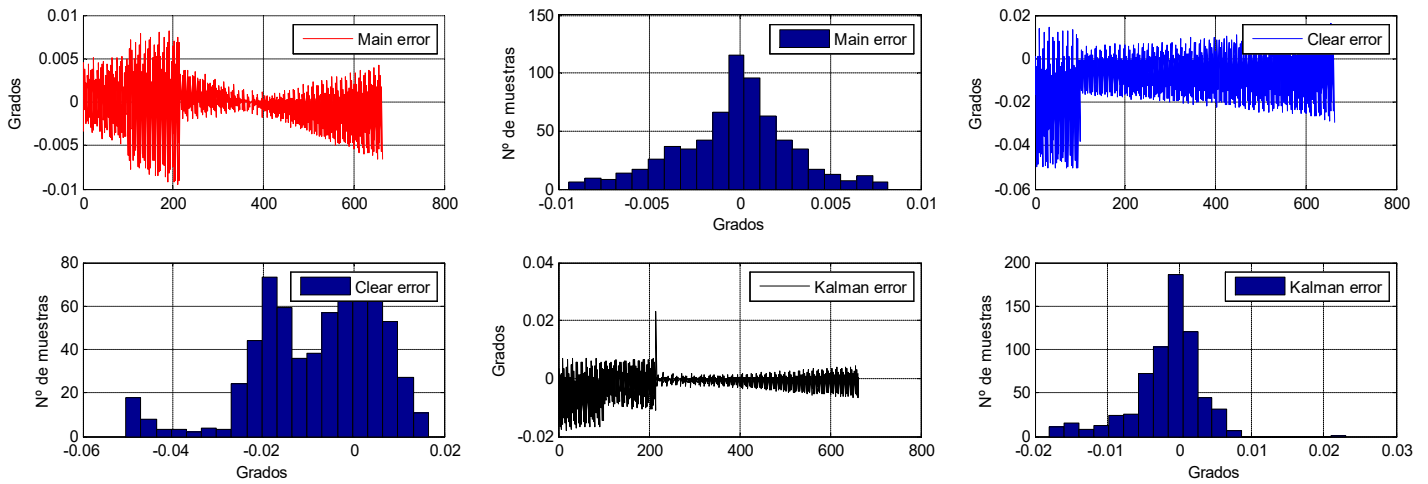


Figura 5.19. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST C.

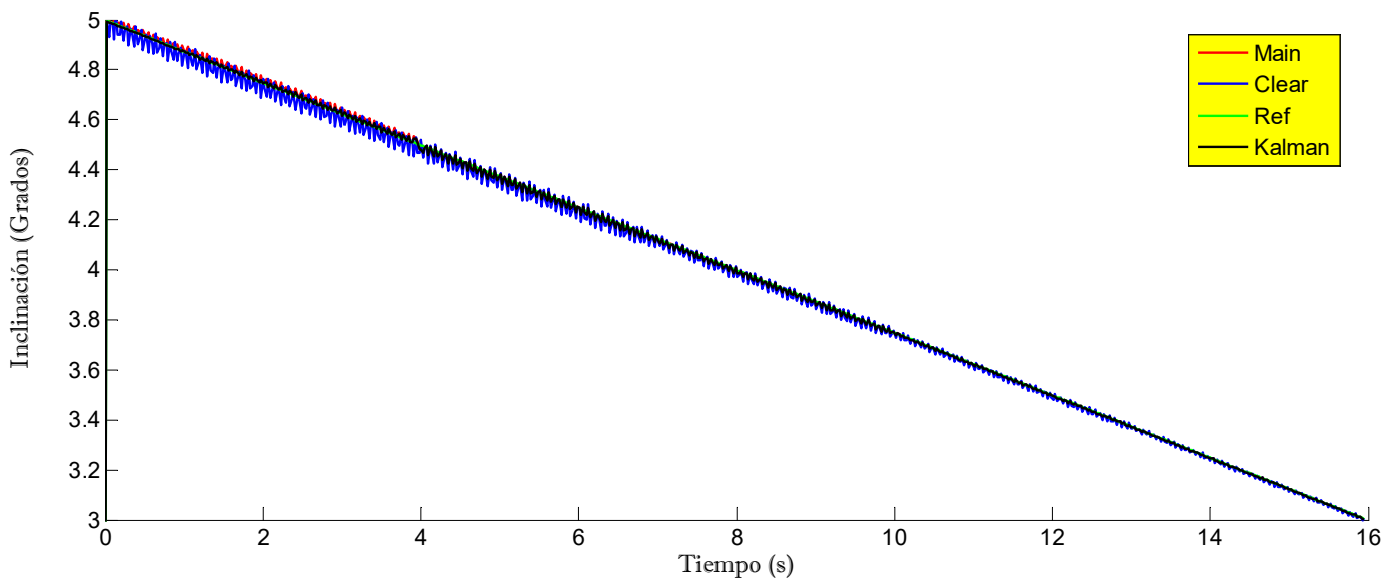


Figura 5.20. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST C.

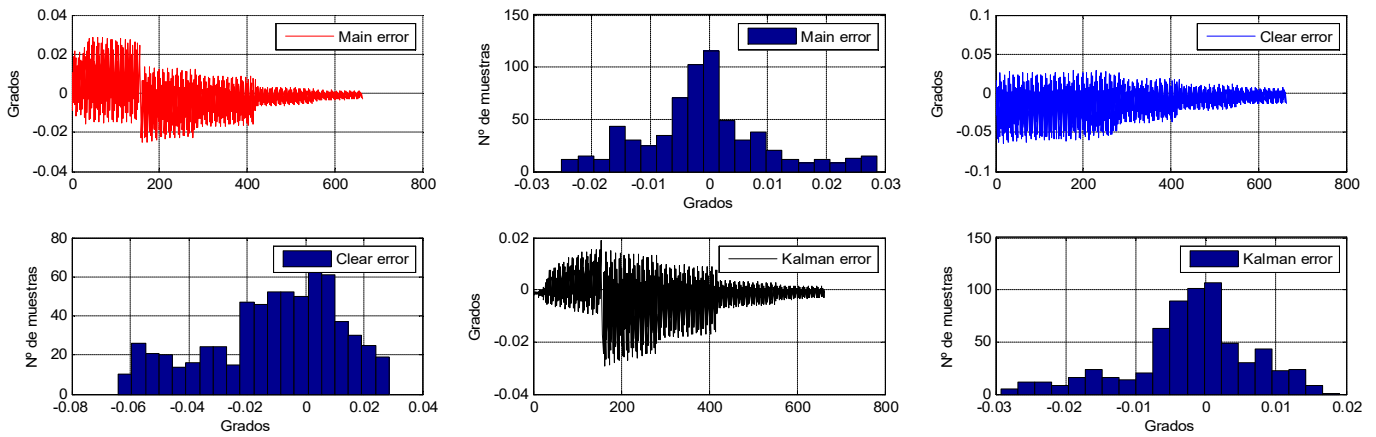


Figura 5.21. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST C.

**✚ Análisis.**

- El Test C permite comprobar como las dinámicas de los errores horizontal y vertical son similares.
- Se observa como los resultados de Kalman no siempre consiguen mejorar las medidas. Esto se debe a que el filtro está diseñado para trabajar con errores de tipo gaussiano, cuando realmente, existen otro tipo de errores que en algunos casos pueden ser más significativos que el propio ruido, como pueden ser restos de las componentes de 8 Khz y 60 Hz, esta última apareciendo por el fenómeno de la intermodulación.
- Los errores se mantienen muy pequeños, siendo, por lo general, mayores en el GS que en el LOCALIZADOR.

---

**Error stats (deg)**

---

**LOCALIZER**

---

**MEAN:**     Main = -2.907371e-04, Clear = -8.313057e-03, Kalman = -1.724066e-04

---

**DEV:**        Main = 3.195088e-03, Clear=1.400300e-02, Kalman = 4.819136e-03

---

**GLIDE SLOPE**

---

**MEAN:**     Main = -8.873978e-04, Clear = -1.085872e-02, Kalman = -2.262920e-04

---

**DEV:**        Main = 1.085787e-02, Clear = 2.263015e-02, Kalman = 8.900825e-03

---

### 5.3.4 Test D – Pure Pursuit. Escenario 3. Modelo Lineal.

 Descripción.

- Simulación de la trayectoria ‘Pure Pursuit’.
- Escenario de tipo 3 según las definiciones del apartado anterior.
- Se ensaya en este caso con el modelo lineal. Permite la posterior comparación.

 Resultados gráficos.

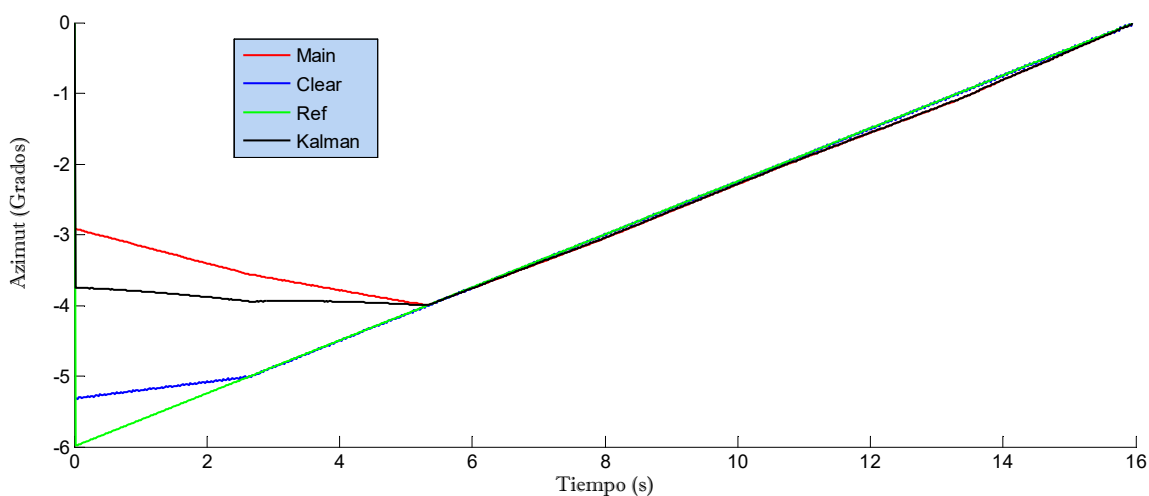


Figura 5.22. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST D.

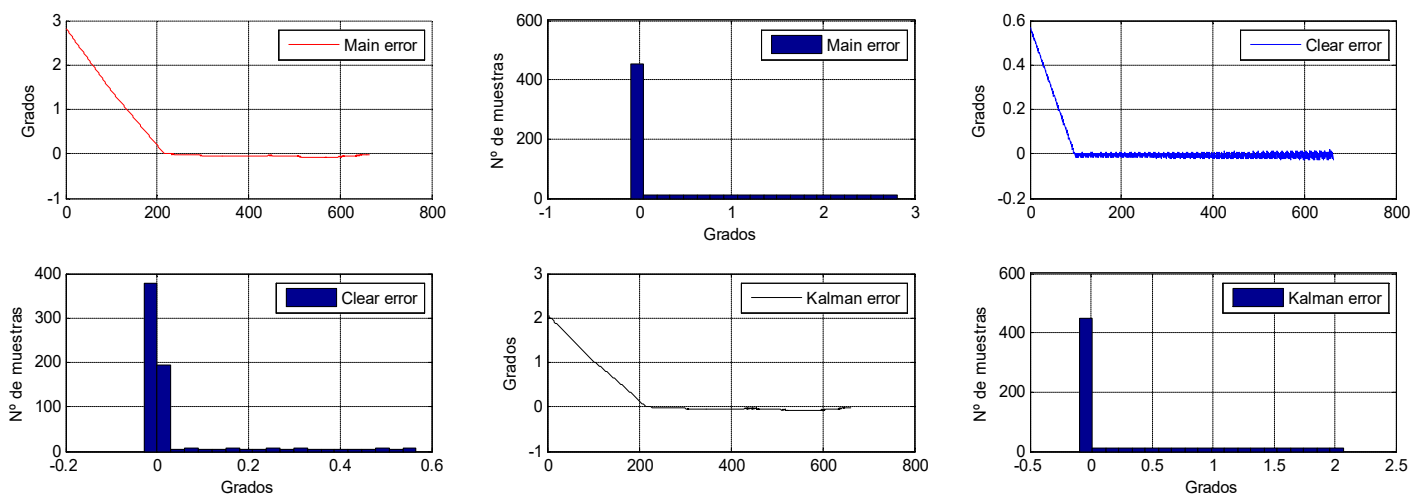


Figura 5.23. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST D.

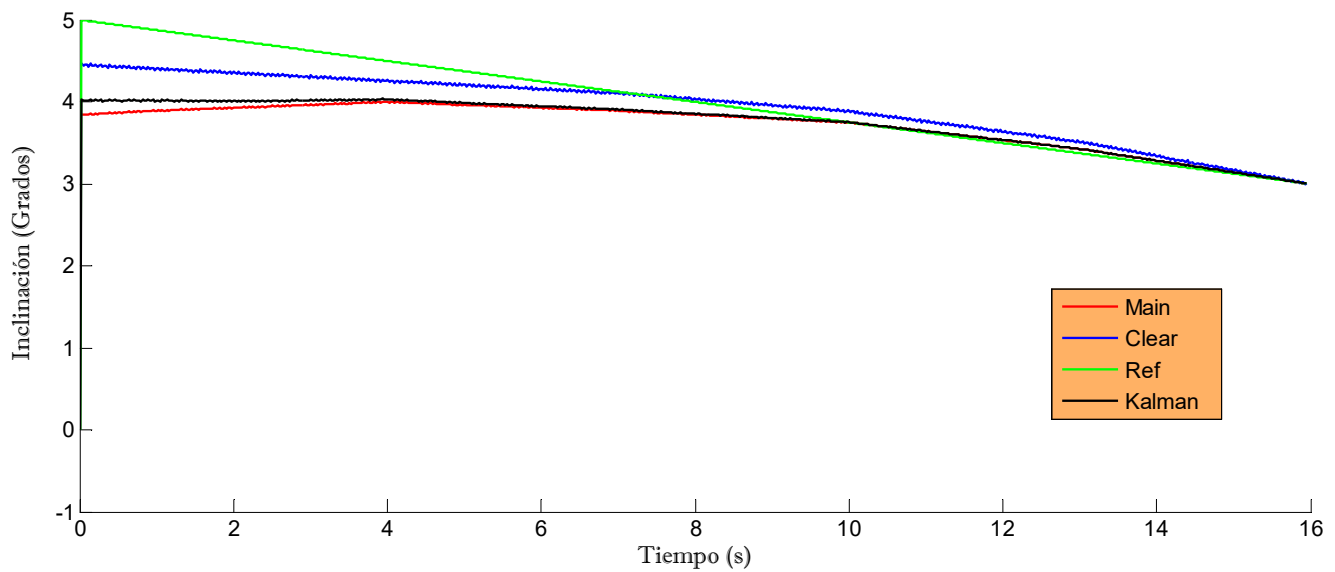


Figura 5.24. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST D.

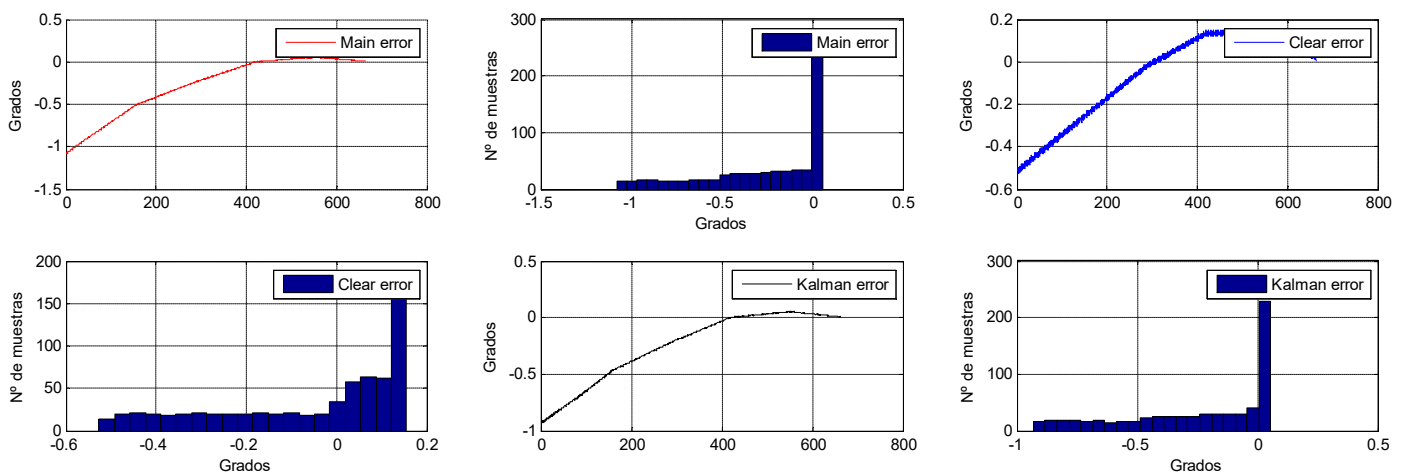


Figura 5.25. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST D.

#### 🚧 Análisis.

- Este test permite obtener varias conclusiones: en primer lugar, el modelo lineal es claramente una aproximación.
- Los errores obtenidos al salir de la zona lineal son exagerados, y aún dentro de ella, las prestaciones disminuyen.
- Por otro lado, se observa que el filtro de Kalman pierde el sentido, ya que se trata de errores ajenos al ruido gaussiano.
- Por primera vez, la media de los errores CLR es menor que la MAIN.



Error stats (deg)	
<b>LOCALIZER</b>	
<b>MEAN:</b>	Main = 4.094626e-01, Clear = 3.620577e-02, Kalman = 2.984616e-01
<b>DEV:</b>	Main = 8.061731e-01, Clear = 1.210054e-01, Kalman = 6.004228e-01
<b>GLIDE SLOPE</b>	
<b>MEAN:</b>	Main = -2.727882e-01, Clear = -6.351623e-02, Kalman = -2.465315e-01
<b>DEV:</b>	Main = 3.336903e-01, Clear = 2.050429e-01, Kalman = 2.996428e-01

### 5.3.5 Test E – Disturbed Trajectory. Escenario 3. Modelo Lineal.

#### Descripción.

- Simulación de la trayectoria ‘*Disturbed Trajectory*’.
- Escenario de tipo 3 según las definiciones del apartado anterior.
- Se ensaya en este caso con el modelo lineal de forma justificada.

#### Resultados gráficos.

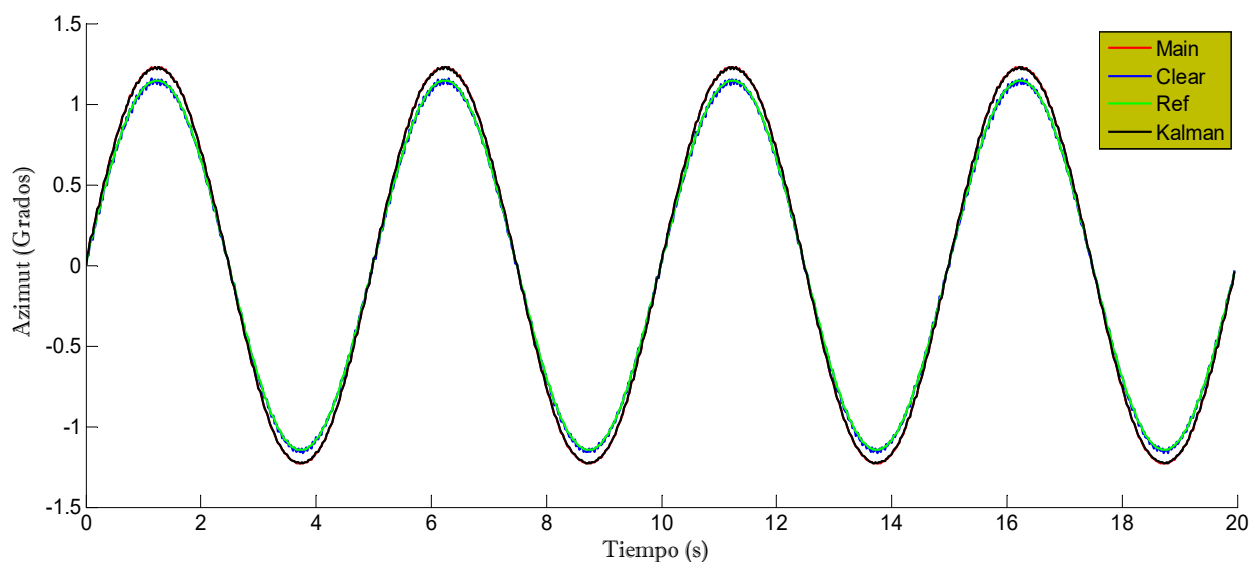


Figura 5.26. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST E.

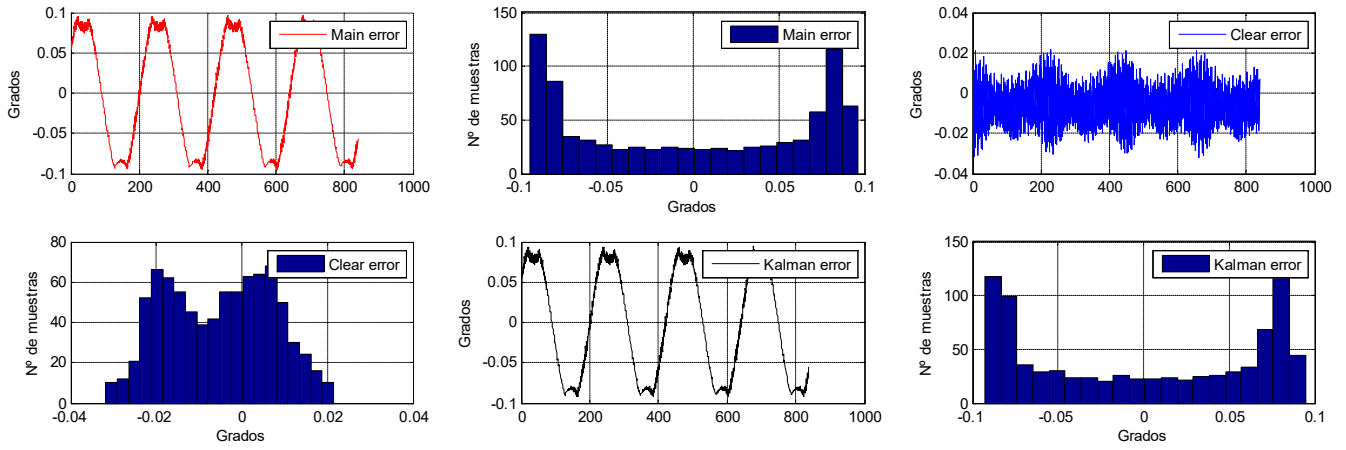


Figura 5.27. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST E.

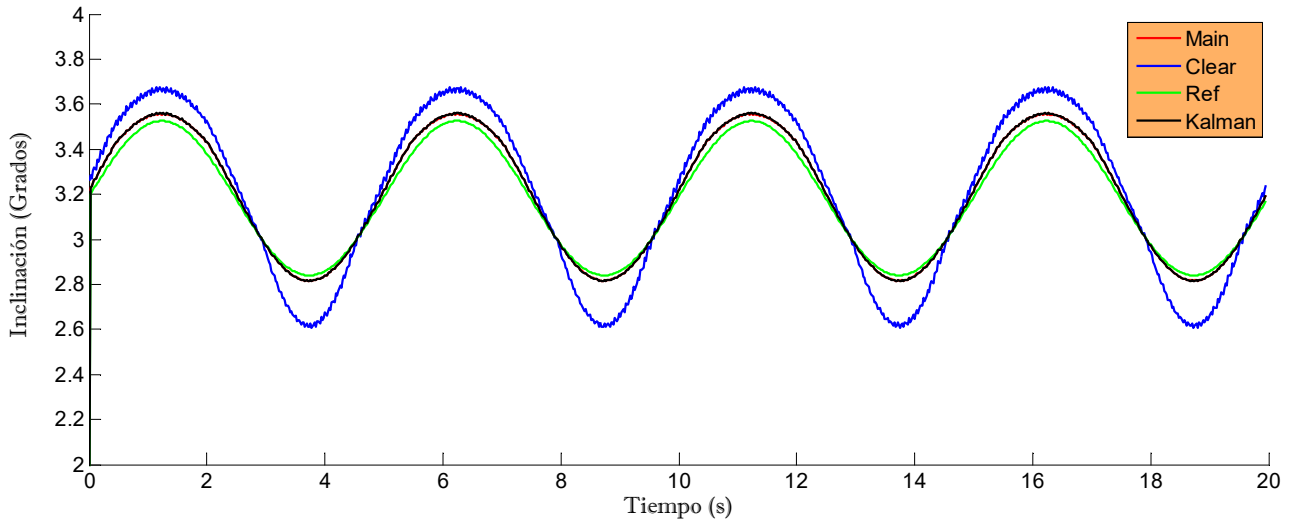


Figura 5.28. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST E.

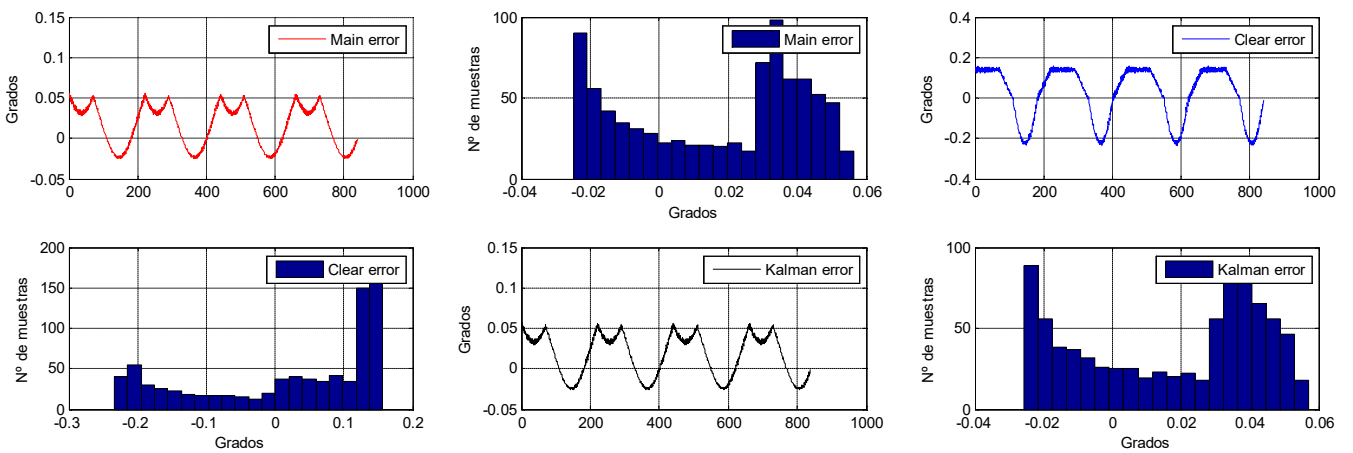


Figura 5.29. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST E.

 *Análisis.*

- En primer lugar, esta simulación reafirma las ideas concluidas en el test D. Se observa como en el LOC la señal CLR proporciona una precisión mucho mayor que la MAIN, y viceversa en el GS.
- Realmente, estos efectos de la aproximación lineal, podrían ajustarse mejor dependiendo de la zona de funcionamiento esperada.
- De nuevo, se comprueba de forma objetiva en los datos como los resultados de Kalman pierden su efectividad.

Error stats (deg)	
<b>LOCALIZER</b>	
<b>MEAN:</b>	<b>Main = -1.340665e-03, Clear = -5.346604e-03, Kalman = -1.414664e-03</b>
<b>DEV:</b>	<b>Main = 6.867000e-02, Clear=1.246043e-02, Kalman=6.701734e-02</b>
<b>GLIDE SLOPE</b>	
<b>MEAN:</b>	<b>Main = 1.633347e-02, Clear = 1.972162e-02, Kalman = 1.670289e-02</b>
<b>DEV:</b>	<b>Main = 2.560777e-02, Clear = 1.307989e-01, Kalman = 2.628685e-02</b>

### 5.3.6 Test F – Escenario 4 (SNR=10). Pure Pursuit - Modelo No Lineal.

 *Descripción.*

- El objetivo de este test es analizar las prestaciones del sistema en condiciones de ruido extremos, que hemos definido como escenario 4.
- Se ensayará sobre el modelo no lineal en la trayectoria ‘*Pure Pursuit*’.
- Los resultados de este test son muy importantes para comprobar la efectividad del filtro de Kalman.

 *Resultados gráficos.*

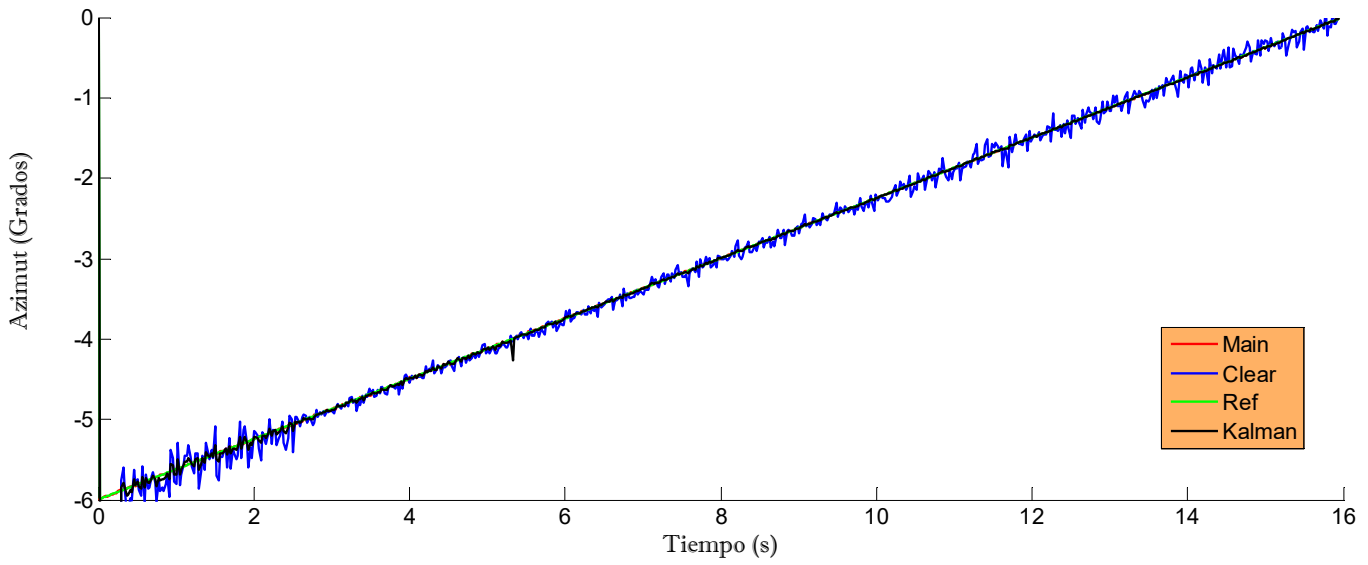


Figura 5.30. Trayectoria obtenida para el LOCALIZADOR en el TEST F.

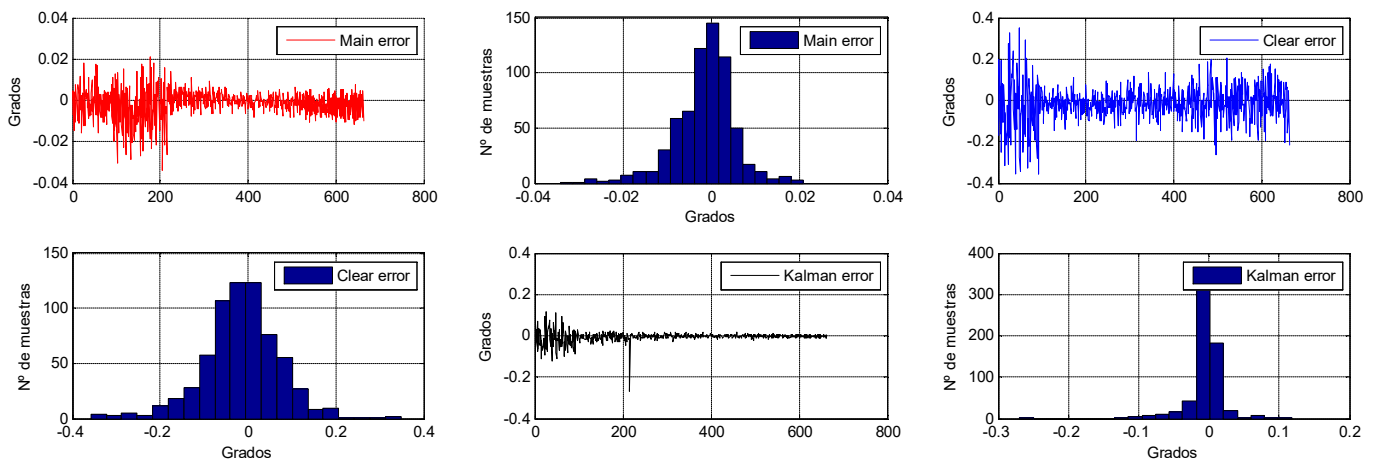


Figura 5.31. Errores obtenidos para el LOCALIZADOR en el TEST F.

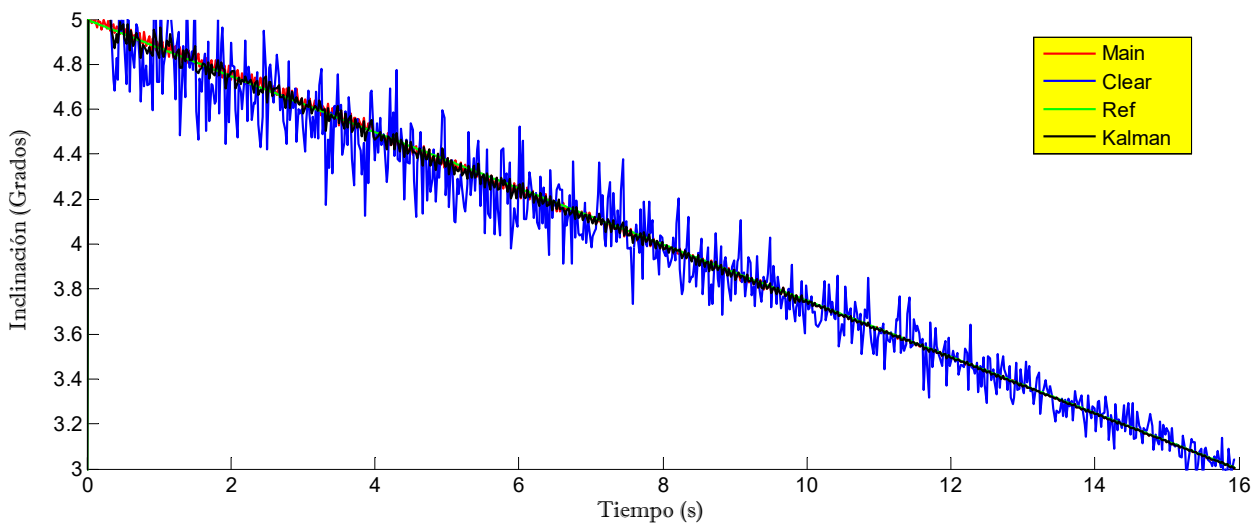


Figura 5.32. Trayectoria obtenida para el GLIDE SLOPE en el TEST F.

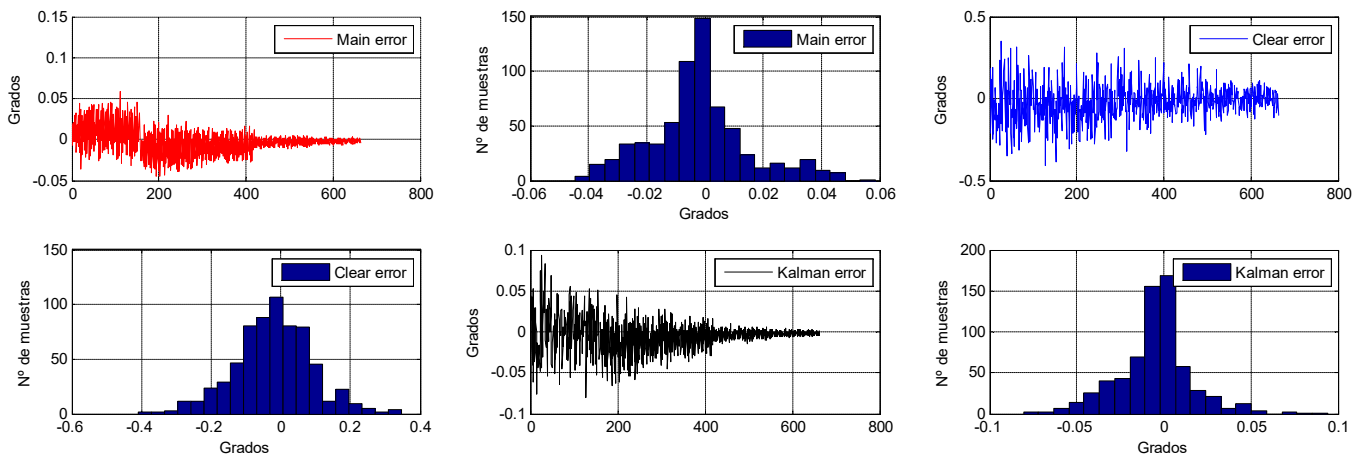


Figura 5.33. Errores obtenidos para el GLIDE SLOPE en el TEST F.

 *Análisis.*

- En este caso, el ruido gaussiano predomina sobre el resto de errores del sistema. Esto hace que el filtro de Kalman funcione de forma óptima. Por ello, los efectos de la presencia de ruido se reducen considerablemente.
- Obtener errores del orden de una milésima de grado en estas condiciones de ruido son resultados de gran calidad. En un RX analógico, las variaciones de SNR se harían mucho más notables.

Error stats (deg)	
<b>LOCALIZER</b>	
<b>MEAN:</b>	Main=-1.449641e-03, Clear=-1.571424e-02, Kalman=-8.925274e-04
<b>DEV:</b>	Main=6.885334e-03, Clear=8.945333e-02, Kalman=3.419540e-03
<b>GLIDE SLOPE</b>	
<b>MEAN:</b>	Main=-2.116536e-03, Clear=-2.125304e-02, Kalman=-5.120727e-04
<b>DEV:</b>	Main=1.704606e-02, Clear=1.127391e-01, Kalman=2.138702e-03

## 5.4 Resumen de resultados

A lo largo de los diversos test, se han obtenido resultados estadísticos de la dinámica de los errores en las distintas zonas de funcionamiento y ante distintos escenarios. Se han analizado las razones por las cuales aparecen errores diferentes al modelo gaussiano ideal: un tono de 8 KHz proveniente de la señal opuesta, debido a que el comportamiento de los filtros BPF no es exactamente el teórico, así como un tono de 60 Hz proveniente de la diferencia de las frecuencias de 90 y 150 Hz, que ha aparecido debido al fenómeno de la intermodulación.

Así, la precisión de las señales depende de la zona de funcionamiento y del escenario. La señal MAIN proporciona muy buenos resultados cuando el avión está prácticamente alineado con el eje de pista, mientras que la señal CLR es muy útil en zonas alejadas de la misma, proporcionando datos fiables hasta los 35 grados de azimut. Por esta razón, es necesario ajustar las varianzas introducidas en el filtro de Kalman para obtener resultados óptimos en cada zona.

Se han realizado un gran número de test alternativos a los incluidos en este documento, si bien se ha considerado que éstos son los más representativos. Por ejemplo, una variación de la potencia del sistema, lo cual sería, en realidad, similar a variar el valor de la SNR. También se ha sometido el sistema a diversos valores del índice de modulación, siendo los resultados prácticamente idénticos. Además, se presupone que una vez elegido dicho índice, no debe variarse en todo el ciclo de vida del equipo ILS.

Por otro lado, la gran ventaja del receptor digital ha sido la mejora de precisión respecto al sistema analógico, en parte gracias a la implementación del filtro de Kalman. Considerando una trayectoria habitual de una aeronave, y aplicando un nivel de ruido considerable ( $SNR=30$ ), el receptor cumple holgadamente, en simulación, con los criterios de precisión establecidos por ICAO (ver tabla 2.2). En el tabla 5.1. se establece, de forma cuantitativa, la mejora porcentual que se ha obtenido. Incluso en los peores casos (en verde), las mejoras son significativas, siempre al menos un orden de magnitud por debajo.

En otro tipo de trayectorias, como puede ser una completa dentro de la zona lineal, se puede utilizar el modelo aproximado propuesto, si bien en este caso no se puede utilizar el filtro de Kalman, como se ha comprobado en el test D. En cualquier caso, se presupone que en estas condiciones el objetivo es enviar la información directamente al CDI, lo cual no posee excesivos requerimientos de precisión. Es decir, no tiene sentido prescindir del modelo no lineal exacto para agilizar la computación, para después utilizar un filtro posterior de aumento de precisión que la ralentiza.

<i>ICAO</i>		<i>Categoría 1</i>		<i>Categoría 2</i>		<i>Categoría 3</i>	
<i>Punto</i>	<i>Elemento ILS</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>	<i>Media</i>	<i>Desviación (95%)</i>
<i>Radiobaliza exterior (5 m.n.)</i>	GS	<b>0.7</b> <sub>122</sub>	<b>1.8</b> <sub>77</sub>	<b>0.7</b> <sub>121</sub>	<b>1.8</b> <sub>77</sub>	<b>0.7</b> <sub>65</sub>	<b>1.8</b> <sub>77</sub>
	LOC	<b>1.6</b> <sub>136</sub>	<b>7.2</b> <sub>249</sub>	<b>1.6</b> <sub>93</sub>	<b>7.2</b> <sub>249</sub>	<b>1.6</b> <sub>41</sub>	<b>7.2</b> <sub>249</sub>
<i>Radiobaliza central (3000 ft)</i>	GS	<b>0.08</b> <sub>15</sub>	<b>0.21</b> <sub>10</sub>	<b>0.08</b> <sub>15</sub>	<b>0.21</b> <sub>6</sub>	<b>0.08</b> <sub>8</sub>	<b>0.21</b> <sub>6</sub>
	LOC	<b>0.15</b> <sub>48</sub>	<b>0.96</b> <sub>43</sub>	<b>0.15</b> <sub>33</sub>	<b>0.96</b> <sub>14</sub>	<b>0.15</b> <sub>15</sub>	<b>0.96</b> <sub>14</sub>
<i>Radiobaliza interior (1000 ft)</i>	GS	<b>0.026</b> <sub>8</sub>	<b>0.041</b> <sub>5</sub>	<b>0.026</b> <sub>8</sub>	<b>0.041</b> <sub>3</sub>	<b>0.026</b> <sub>4</sub>	<b>0.041</b> <sub>3</sub>
	LOC	<b>0.033</b> <sub>42</sub>	<b>0.156</b> <sub>37</sub>	<b>0.033</b> <sub>29</sub>	<b>0.156</b> <sub>12</sub>	<b>0.033</b> <sub>13</sub>	<b>0.156</b> <sub>12</sub>
<i>Límite de pista</i>	GS	<b>0.0086</b> <sub>NS</sub>	<b>0.015</b> <sub>NS</sub>	<b>0.086</b> <sub>4</sub>	<b>0.015</b> <sub>2</sub>	<b>0.0086</b> <sub>2</sub>	<b>0.015</b> <sub>2</sub>
	LOC	<b>0.011</b> <sub>NS</sub>	<b>0.067</b> <sub>NS</sub>	<b>0.011</b> <sub>26</sub>	<b>0.067</b> <sub>11</sub>	<b>0.011</b> <sub>12</sub>	<b>0.067</b> <sub>11</sub>

Tabla 5.1. Mejora de precisión del RX digital (ft) respecto al estándar ICAO.

## 6 CONCLUSIONES

### 6.1 Conclusiones y líneas futuras

A lo largo de este documento se ha descrito en detalle el receptor digital propuesto para el Sistema de Aterrizaje Instrumental. Se ha demostrado el correcto funcionamiento de la cadena de recepción del mismo, así como del algoritmo de navegación, a través de múltiples simulaciones en Matlab®. Se ha analizado el origen de los posibles errores y se han mitigado hasta alcanzar un sistema maduro.

La cadena de procesamiento se resume en la optimización de la carga computacional. La principal dificultad del receptor ha sido la obtención de la amplitud de un tono, que se ha resuelto de una forma fiable mediante las operaciones valor absoluto y media. En cualquier caso, resulta muy complejo eliminar las pequeñas componentes residuales que aparecen en la señal DC, especialmente en el caso de la intermodulación (60 Hz), debido a la imposibilidad de realizar un filtrado efectivo entre componentes tan cercanas.

Por otro lado, se ha obtenido un algoritmo de navegación robusto. Más allá de su funcionamiento coherente, se ha ampliado el alcance del sistema, añadiendo un algoritmo de navegación no lineal que permite obtener medidas fiables hasta los 35 grados de azimut a ambos lados del eje de pista, lo cual puede ser realmente útil, complementándose con otros sistemas, para llevar a cabo aterrizajes automáticos.

En cuanto al filtrado Kalman, los resultados de simulación hablan por sí mismos: cuando éste se ajusta correctamente, y las condiciones son apropiadas, los resultados son extraordinarios aún en condiciones de ruido extremo. Resulta claro, a la vista de los datos obtenidos en el apartado 5.4, que el RX digital ofrece una prestaciones de gran calidad. Esto, unido a otras ventajas como el menor peso y volumen de los componentes y la capacidad de detección automática de fallos, dan lugar a una gran opción de renovación de estos equipos.

Aún así, existen varias líneas de investigación pendientes de cara a optimizar el funcionamiento del ILS con esta arquitectura de receptor. En primer lugar, se requiere la creación de un prototipo real, implementado en una aeronave, y que sea sometido a ensayos para comprobar su correcto funcionamiento en distintas situaciones. Sobre el mismo, uno de los principales efectos que se deben estudiar es el fenómeno de multitrayecto debido a reflexiones.

Además, se han obviado en este proyecto las etapas de radiofrecuencia previas al receptor digital, las cuales deberían diseñarse correctamente para obtener las señales en las condiciones requeridas para el comienzo del tratamiento digital. Así mismo, el paso de la conversión ADC incluye, además del muestreo, una fase de cuantización que no se ha tenido en cuenta. El análisis del efecto de esta fase, en función del número de bits  $B$ , es una tarea compleja ya que varía las propiedades de los filtros digitales.

Por otro lado, se pueden considerar diferentes modelos de canal, sobre todo dependiendo del aeropuerto que se esté tratando. En concreto, la determinación de las curvas  $\delta_{MAIN}(t)$  y  $\delta_{CLEAR}(t)$  de la figura 4.6. debe adaptarse al aeropuerto en cuestión y obtenerse mediante ensayos realizados con monitores de radiación en las inmediaciones del mismo. Esto permitiría optimizar aún más el funcionamiento del filtro de Kalman, mejorando la precisión conjunta del sistema.

Finalmente, el filtro de Kalman es útil para sistemas expuestos a ruido blanco gaussiano. Se han observado a lo largo de este trabajo otro tipo de errores, como pueden ser restos de componentes de otras frecuencias, o la propia aproximación del modelo lineal. En concreto, el efecto de la intermodulación, por el cual aparece una componente de 60 Hz, podría tratarse para reducir sus consecuencias. También podría estudiarse una metodología alternativa del filtro de Kalman para eliminar estos fenómenos.





## REFERENCIAS

---

- [1] INTERNATIONAL CIVIL AVIATION ORGANIZATION, «Anexo 10 de ICAO», *Annex 10: Aeronautical telecommunications*, 6th Edition of Volume I (Radio Navigation Aids), July 2006
- [2] HERVÉ DEMULE , «No Reflection on ILS performance» *Airport Technology*, Feb. 18, 2009
- [3] STÉPHANE WATIER, «New way of ILS calibration using the availability of high precision digital receiver» 14th SIIV IFIS, June 16th, 2006
- [4] LUIZMONTEIRO, «Online Simulators» <http://www.luizmonteiro.com>
- [5] FRANCISCO COLODRO RUIZ, «Apuntes de Sistemas de Ayuda a la Navegación»
- [6] CHARLOTTE ADAMS, «Multimode receivers» *Avionics Magazine*, April 1st, 2002
- [7] MYRON KAYTON & WALTER R. FRIED, «Avionics Navigation Systems» 2nd Edition 1999
- [8] BOEING, «Statistical Summary of Commercial Jet Airplane Accidents» 2015 Edition
- [9] «Diario 16» [www.diario16.com](http://www.diario16.com)

