



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

TRABAJO DE GRADO

**DISEÑO DE UNA ARQUITECTURA DE CONTROL MULTIVARIABLE
PARA UNA PLATAFORMA ROBÓTICA NO LINEAL**

por

Claudia Pérez D'Arpino

Diciembre, 2010



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO DE UNA ARQUITECTURA DE CONTROL MULTIVARIABLE
PARA UNA PLATAFORMA ROBÓTICA NO LINEAL**

Trabajo de Grado presentado a la Universidad Simón Bolívar por

Claudia Pérez D'Arpino

como requisito parcial para optar al grado académico de

Magíster en Ingeniería Electrónica

Con la asesoría del Prof.

Prof. Wilfredis Medina Meléndez

Diciembre, 2010



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO DE UNA ARQUITECTURA DE CONTROL MULTIVARIABLE
PARA UNA PLATAFORMA ROBÓTICA NO LINEAL**

Por: Claudia Pérez D'Arpino
Carnet No. 08-86838

Este Trabajo de Grado ha sido aprobado en nombre de la Universidad Simón Bolívar por el siguiente jurado examinador:

Prof. Gerardo Fernández López
Presidente

Prof. Carlos Lameda Montero
Universidad Nacional Experimental Politécnica Antonio José de Sucre
Miembro Principal-Externo

Prof. Wilfredis Medina Meléndez
Miembro Principal-Tutor

15 de Diciembre de 2010.



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS DE POSTGRADO
COORDINACIÓN DE POSTGRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**DISEÑO DE UNA ARQUITECTURA DE CONTROL MULTIVARIABLE
PARA UNA PLATAFORMA ROBÓTICA NO LINEAL**

Por: Claudia Pérez D'Arpino
Carnet No. 08-86838

Tutor: Prof. Wilfredis Medina Meléndez
 Diciembre, 2010

RESUMEN

En el presente trabajo se desarrolla una arquitectura de teleoperación de plataformas robóticas aéreas (UAVs), que integra un sistema sensorial y un sistema de control bilateral para los grados de libertad (GDL) angulares. La mayoría de los trabajos realizados hasta la fecha en estas áreas enfocan los problemas de manera individual, integrándose sólo posteriormente en el sistema donde se realiza la teleoperación real. Con la arquitectura integrada que se propone y el desarrollo de su simulación, es posible estudiar la respuesta del sistema acoplado de manera previa a su implementación real, así como también permite el estudio y evaluación de diversos algoritmos, lo cual es de suma importancia en las etapas de desarrollo de una plataforma robótica. El sistema sensorial desarrollado para la estimación de inclinación y orientación de un UAV se basa en fusión sensorial mediante un filtro de Kalman que utiliza las mediciones de una Unidad de Mediciones Iniciales (IMU) de 6-GDL con acelerómetros y giróscopos tipo MEM. Para el sistema de control bilateral se abordaron dos enfoques: control robusto en un esquema posición-posición, y control por convergencia de estados, que constituye una técnica novedosa que se venía desarrollando hasta el momento únicamente para sistemas SISO. Se propone su aplicación en UAVs por lo que se extendió la teoría a sistemas multivariantes MIMO. La simulación del sistema integrado se probó con un operador humano utilizando un dispositivo con realimentación de fuerzas. Finalmente, se pasó a la implementación real del sistema sensorial mediante el desarrollo de una IMU diseñada para operar en UAVs. La IMU fue instalada en una plataforma aerodinámica de 2-GDL instrumentada, y en un helicóptero a escala dentro de un laboratorio de análisis de movimiento. La evaluación de resultados permitió validar los algoritmos empleados en condiciones reales de operación de UAVs de manera exitosa.

Palabras Claves: Robótica Aérea, Fusión Sensorial, Control Bilateral, Convergencia de Estados, Unidad de Mediciones Iniciales (IMU), Filtro de Kalman

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Contexto del Problema	1
1.2. Planteamiento del Problema	2
1.2.1. Problema de Control y Teleoperación	6
1.2.2. Problema de Fusión sensorial	6
1.3. Antecedentes y Desarrollos más Relevantes	6
1.4. Objetivos del Trabajo	8
1.4.1. Objetivo general	8
1.4.2. Objetivos específicos	8
1.5. Justificación e Importancia de la Investigación	9
1.6. Planteamiento del Alcance del Proyecto	10
1.7. Estructura del Libro	11
2. METODOLOGÍA Y SOLUCIÓN PLANTEADA	13
2.1. Arquitectura de la solución	13
2.2. Desarrollo del ambiente de simulación	15
2.2.1. Sistema Sensorial (SS)	15
2.2.2. Sistema de Control (SC)	16
2.2.3. Arquitectura Integrada: SS y SC	16
2.2.4. Sistema <i>haptic</i> con realimentación de fuerzas	17
2.3. Implementación práctica del Sistema Sensorial	17
2.3.1. Unidad de Mediciones Inerciales (IMU)	17
2.3.2. Estructura de seguridad para helicóptero a escala	18
2.3.3. Caracterización de las componentes frecuenciales en las señales de la IMU en un helicóptero a escala	18
2.3.4. Validación del sistema sensorial en plataforma Quanser 2-GDL	18
2.3.5. Validación del sistema sensorial en el Helicóptero a escala	19
3. FUSIÓN SENSORIAL EN NAVEGACIÓN INERCIAL	20
3.1. Conceptos Básicos	20
3.1.1. Navegación y Fusión Sensorial	20
3.1.2. Sistemas <i>strapdown</i> y sistemas <i>Gimbal</i>	22
3.2. Sistemas de Coordenadas	23
3.2.1. Sistema inercial centrado en la Tierra	23
3.2.2. Sistema centrado y fijo a la Tierra	23
3.2.3. Sistema de referencia de navegación local	24
3.2.4. Sistema del cuerpo	24
3.3. Sensores Inerciales	29

3.3.1.	Acelerómetros	29
3.3.2.	Giróscopos	32
3.3.3.	Unidad de Mediciones Inerciales (IMU)	34
3.4.	Navegación Inercial	34
3.4.1.	Cálculo de inclinación mediante acelerómetros	35
3.4.2.	Cálculo de inclinación y velocidades angulares usando giróscopos	37
3.4.3.	Comparación y Consideraciones	37
3.5.	Fusión Sensorial	38
3.5.1.	Sistema de Fusión Sensorial en UAVs: Estado del Arte	38
3.5.2.	Estimación de Estados	40
3.5.3.	Filtro de Kalman	43
3.5.4.	Filtro de Kalman para inclinación y orientación	51
4.	CONTROL BILATERAL	54
4.1.	Conceptos Básicos	54
4.1.1.	Teleoperación y Control Bilateral	54
4.1.2.	Concepto de Maestro Virtual	56
4.1.3.	Transparencia	57
4.1.4.	Tecnología <i>Haptic</i>	58
4.2.	Algoritmos de control bilateral	58
4.3.	Control por Convergencia de Estados	59
4.3.1.	Estado del arte	59
4.3.2.	Convergencia de estados para sistemas MIMO	61
4.3.3.	Error entre maestro y esclavo	65
4.3.4.	Dinámica del sistema	66
4.3.5.	Condiciones de diseño	66
4.3.6.	Relación entre el esquema de control por convergencia de estados y los esquemas clásicos de control bilateral	68
4.4.	Sistema de Control Robusto basado en LMIs	70
4.4.1.	Sistemas inciertos	71
4.4.2.	Problema de seguimiento	73
4.4.3.	Esquema de seguimiento en el marco del control bilateral	75
5.	DESCRIPCIÓN DE LAS PLATAFORMAS	77
5.1.	Helicóptero de 2-GDL Quanser	77
5.1.1.	Modelo dinámico	78
5.2.	Helicóptero a Escala	81
5.3.	Diseño y Fabricación de un banco de pruebas de 6 gdl	83
5.3.1.	GDL lineales: Antecedentes	84
5.3.2.	Desarrollo de los GDL lineales	84
5.3.3.	Desarrollo de los GDL rotacionales	86
5.3.4.	Diseño mecánico estructura 3GDL rotacionales basado en centro de masa para T-REX 600	87

6. SIMULACIONES Y RESULTADOS	90
6.1. Sistema Sensorial	90
6.2. Sistemas de Control	109
6.2.1. Control Bilateral por convergencia de estados aplicado al helicóptero Quanser de 2-GDL	109
6.2.2. Esquema bilateral usando control robusto con sistemas LMI	113
6.3. Sistema integrado de fusión sensorial y control bilateral robusto	125
6.4. Teleoperación: Integración con sistema de realimentación de fuerzas	131
7. IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA DEL SISTEMA DE FUSIÓN SENSORIAL Y RESULTADOS	142
7.1. Diseño de una IMU	142
7.1.1. Conjunto de sensores inerciales y procesamiento	144
7.2. Caracterización frecuencial de señales de la IMU	147
7.2.1. Experimento 1. Elvis-TRex-Stand	147
7.3. Fusión sensorial aplicada a la plataforma Quanser de 2-GDL rotacionales	152
7.3.1. Experimento 2. IMU - Quanser	152
7.4. Fusión sensorial aplicada a un helicóptero a escala usando 3-GDL rotacionales	170
7.4.1. Experimento 3. TRex-Laboratorio de cámaras	170
8. CONCLUSIONES	178
8.1. Conclusiones	178
8.2. Aportes	181
8.3. Recomendaciones y Trabajos Futuros	183
REFERENCIAS	185
Apéndices	189

ÍNDICE DE TABLAS

6.1.	Datos del error de estimación del sistema sensorial en simulación	96
6.2.	Resultados sesiones de teleoperación	138
7.1.	Valores de calibración para los acelerómetros de T1 y T2.	146
7.2.	Valores de calibración para los giroscopos de T1 y T2.	147
7.3.	Resultados IMU instalada en Quanser. T1. <i>Encoders vs. IMU</i>	155
7.4.	Resultados IMU instalada en Quanser. T2. <i>Encoders vs. IMU</i>	163
7.5.	Resultados del error de estimación de la IMU vs. laboratorio de análisis de movimiento	174

ÍNDICE DE FIGURAS

1.2.	Grados de libertad de un cuerpo en el espacio	3
1.3.	Diagrama del Sistema	4
2.1.	Diagrama de la solución propuesta	14
3.1.	Sistema de navegación inercial (INS)	21
3.2.	Sistema <i>gimbal</i> [20]	22
3.3.	Sistemas de coordenadas	24
3.4.	Sistema de referencia del cuerpo usando la convención para UAVs	25
3.5.	Representación de los ángulos de Euler por rotaciones sucesivas	26
3.6.	Ilustración de la geometría y funcionamiento de un acelerómetro MEMS	31
3.7.	Valores analógicos de un acelerómetro biaxial estático para diferentes posiciones respecto a la gravedad	32
3.8.	Interior de un giroscopio MEMS [26]	33
3.9.	Ilustración de una IMU de 6-GDL	35
3.10.	Ejes del acelerómetro y proyecciones utilizadas para el cálculo de inclinación [27]	36
3.11.	Sensitividad del cálculo de inclinación con acelerómetros mediante diferentes funciones trigonométricas[28]	36
3.12.	Fundamentos de la fusión sensorial	38
3.13.	Representación en espacio de estados de un sistema dinámico lineal	42
3.14.	Problema de estimación de estados con fusión sensorial	43
3.15.	Diagrama general	44
3.16.	Diagrama de predicción y actualización del filtro de Kalman discreto	49
3.17.	Diagrama de estimación de inclinación y orientación de una plataforma mediante el uso del filtro de Kalman	52
4.1.	Esquema de control general para un sistema autónomo	55
4.2.	Esquema de control general para un sistema de teleoperación	55
4.3.	Esquema de control general para un sistema de teleoperación maestro-esclavo .	56
4.4.	Esquema de control general para un sistema de teleoperación maestro-esclavo con control bilateral	57
4.5.	Concepto de agente virtual presentado en [40]	58
4.6.	Esquema de control por convergencia de estados para la teleoperación de un sistemas SISO con retraso en las comunicaciones	60
4.7.	Esquema de control propuesto para sistemas MIMO	62
4.8.	Esquema simplificado de convergencia de estados	69
4.9.	Politopo general para variaciones de tres parámetros	72
4.10.	Esquema de control para seguimiento	73

4.11. Zona de reubicación de polos	75
4.12. Esquema de control robusto en configuración bilateral	75
5.1. Helicóptero de 2-GDL	78
5.2. Sistemas de referencia en la plataforma	79
5.3. Diagrama de cuerpo libre del sistema	79
5.4. Helicóptero a escala T-REX 450 de Align	82
5.5. Mecanismo del helicóptero a escala	82
5.6. Cabezal principal y swashplate del T-REX 450	83
5.7. Antecedentes: Estructura de seguridad para los GDL de traslación.	84
5.8. Estructura de seguridad para los GDL de traslación modificada. (a) Diseño en CAD. (b) Fotografía.	85
5.9. Montaje con juntura esférica	86
5.10. Diseño en CAD de la juntura para movimientos rotacionales y ejes telescopicos.	87
5.12. Comparación de dimensiones entre T-REX 450 y 600	88
5.13. Estructura para T-REX 600 de GDL rotacionales.	89
6.1. Diagrama de bloques de la simulación del sistema sensorial	91
6.2. Etapa de simulación del modelo de los sensores. Produce las señales esperadas para giróscopos y acelerómetros MEMS dada la información real de la posición y velocidad angulares de la plataforma	92
6.3. Etapa de adquisición de señales. Conversores analógico-digital	93
6.4. Etapa de calibración de los sensores. Corrección de <i>bias</i> y factor de escala	94
6.5. Etapa de fusión sensorial para la estimación de los estados del sistema	95
6.14. Acercamiento de la Fig.6.12(a)	105
6.19. Proposed control scheme for MIMO systems	110
6.20. Prueba de acople al sistema estabilizado	111
6.22. Acercamiento de la respuesta para un retraso de 10mseg	112
6.24. Esquema de control robusto en configuración bilateral	114
6.25. Modelo en Simulink	115
6.26. Modelo en Simulink de la planta	115
6.30. Sim. 1. Trayectoria de los parámetros inciertos	118
6.32. Sim. 2. Trayectoria de los parámetros inciertos	120
6.34. Perturbaciones al esclavo en guiñana y cabeceo	122
6.35. Trayectoria de los parámetros inciertos	122
6.38. Simulación del esquema de control robusto en configuración bilateral utilizando las mediciones del sistema sensorial para X_m y X_s	125
6.39. Diagrama en Simulink para el controlador robusto bilateral integrado con el sistema de fusión sensorial	126
6.43. SC y SS. Trayectoria de los parámetros inciertos	130
6.44. Ilustración de la estación de teleoperación en simulación	131
6.45. Simulación del esquema de control robusto en configuración bilateral, con sistema sensorial incorporado y sistema <i>haptic</i> por realimentación de fuerzas .	132
6.46. Diagrama en simulink para la simulación del sistema de la Fig.6.45	132
7.1. Movimiento de los ejes en los intervalos del muestreo multiplexado	143
7.2. Diagrama de bloques de la arquitectura de la IMU diseñada	144

7.4.	Hardware de la IMU desarrollada. Tarjeta de procesamiento.	146
7.5.	Montaje de sensores iniciales en el helicóptero en el banco de pruebas. Conexión al módulo NI ELVIS para muestreo y estudio frecuencial	148
7.9.	Plataforma Quanser 2-DOF instrumentada con la IMU, vista frontal	152
7.10.	Plataforma Quanser 2-DOF instrumentada con la IMU, vista lateral	153
7.12.	Diagrama de procesamiento para fusión sensorial en la IMU	154
7.25.	Fotografía del Laboratorio de Análisis de Movimiento utilizado para la validación del procesamiento de fusión sensorial para el helicóptero a escala	170
7.26.	Ubicación de los marcadores sobre el helicóptero y sistemas de referencia de cuerpo y del laboratorio.	171
7.27.	Ubicación del helicóptero en el laboratorio de análisis de movimiento, utilizando la estructura de seguridad para <i>roll</i> , <i>pitch</i> , <i>yaw</i> y altura	172
7.28.	Detalle de la instrumentación para el análisis de movimiento	172
7.29.	Detalle de la instrumentación de la IMU	173

INTRODUCCIÓN

Este capítulo introductorio desarrolla el planteamiento de los problemas de fusión sensorial y control tratados en la presente tesis. En primer lugar se especifica el contexto del trabajo, para luego pasar a la definición, antecedentes e importancia del problema. Finalmente se exponen los objetivos del trabajo.

1.1. Contexto del Problema

La Mecatrónica es un área multidisciplinaria de la ingeniería que involucra la fusión de ramas como la electrónica, mecánica, robótica, control y computación. Uno de sus principales objetivos es el desarrollo de sistemas autónomos o teleoperados, que nos permitan realizar tareas que son difíciles, imposibles, o de alto riesgo para un operador humano, o bien, tareas que conviene automatizar debido al grado de precisión o repetición que requieren.

Los desarrollos en vehículos aéreos no tripulados (UAVs, *Unmanned Aerial Vehicles*) van tomando cada vez más espacio en las líneas de investigación asociadas al área de robótica. En los últimos años, este tipo de plataformas robóticas ha adquirido mayor visibilidad por parte de investigadores y compañías alrededor del mundo en razón de sus potenciales aplicaciones en tareas como inspección de incendios, vigilancia, fotografía aérea, inspección de zonas o equipos de difícil acceso, u otras tareas cuyo límite está dado por el desempeño, confiabilidad, tiempo de vuelo, dimensiones y demás factores asociados a la capacidad del UAV.

Con el avance de estos desarrollos, las líneas de investigación típicamente encontradas en mecatrónica y robótica, han ido incluyendo entre sus intereses a este tipo de plataformas, como es el caso de las líneas de navegación de control, fusión sensorial e instrumentación,

diseño de plataformas, robots cooperativos, entre otras.

Los UAVs más utilizados en robótica son helicópteros a escala, aviones a escala, o los de más reciente aparición, los *quadrotors*. Estas plataformas se muestran en la Fig.1.1. En todos los casos, estos sistemas deben contar con instrumentos de medición que puedan reportar su estado, así como con controladores que garanticen su correcto funcionamiento. El presente trabajo se enfoca en el tópico de esos sistemas de medición y control para la navegación de UAVs, con especial interés en el caso del helicóptero a escala.



(a) Helicóptero a escala *T-REX* (b) Avión a escala *ScanEagle* (c) Quadrotor *Dragonfly*

Figura 1.1: UAVs utilizados en robótica

La navegación de estas plataformas puede darse tanto en forma autónoma como teleoperada. El modo autónomo consiste en delegar todas las tareas de planificación a la plataforma, equipándola del *hardware* y *software* necesario para la evaluación del entorno y la toma de decisiones. En el caso de la teleoperación, un operador humano se encarga de dar las instrucciones a la plataforma al tiempo que éste las ejecuta, logrando combinar las ventajas del control automático con las destrezas e inteligencia del operador. Para el presente trabajo se ha planificado el estudio de la navegación en un ambiente teleoperado.

1.2. Planteamiento del Problema

En el área de robótica, el término control es visto en diferentes niveles de aplicación. El nivel más alto está constituido por el control de navegación, que es el encargado de todas las tareas de cognición asociadas a la planificación inteligente de los movimientos del robot [1], mientras que el nivel inferior se refiere al control de actuadores, encargado del control de los grados de libertad del robot. Grado de libertad se define como el número mínimo de coordenadas necesarias para describir completamente el movimiento del cuerpo en el espacio.

Un robot capacitado para moverse en el espacio libre, cuenta con 6 grados de libertad, de los cuales 3 están asociados a su posición (X_0, Y_0, Z_0) respecto a un sistema de referencia inercial (X,Y,Z), y los otros 3 están asociados a la orientación (rotación alrededor de X, de Y y de Z). En robótica es usual especificar los grados de libertad rotacionales respecto a un sistema de coordenadas atado al cuerpo (X', Y', Z'), obteniendo los ángulos conocidos como *roll*, *pitch* y *yaw*, como se muestra en la Fig.1.2. Es importante destacar que el control de los grados de libertad es un requisito previo indispensable para el futuro desarrollo de sistemas autónomos o teleoperados. En los primeros, el control de navegación es ejecutado por un sistema automático, mientras que en los segundos, el control de navegación es ejecutado por un operador humano, pero en ambos casos, debe contarse con un control subyacente encargado de satisfacer físicamente los comandos de posición y orientación requeridos.

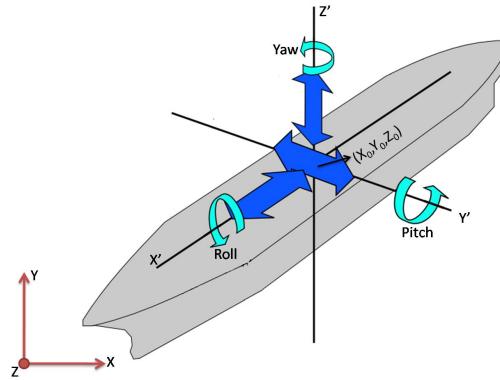


Figura 1.2: Grados de libertad de un cuerpo en el espacio

El Problema de Control se puede definir de manera general como sigue: Dado un sistema **S**, con salidas medidas **Y**, determinar un control realizable **U**, tal que la salida de la planta controlada **Z** siga tan cerca como sea posible a la referencia **R**, satisfaciendo los criterios de desempeño deseados, y a pesar de las perturbaciones **W** a las que sea sometido el sistema, y a los errores y ruido de medición **n** en los sensores. La señal de control **U** es generada por un controlador **C**, que haciendo uso de la información sobre la referencia **R** y salidas **Y**, u otra información disponible, es capaz de actualizar temporalmente la señal de control **U**. Así, el problema a tratar se refiere al diseño e implementación del controlador **C** adecuado, así como el sistema sensorial **SS** encargado de medir **Z** y generar la información sobre **Y** necesaria para el funcionamiento del controlador **C**.

En la Fig.1.3 se muestra gráficamente lo expresado anteriormente.

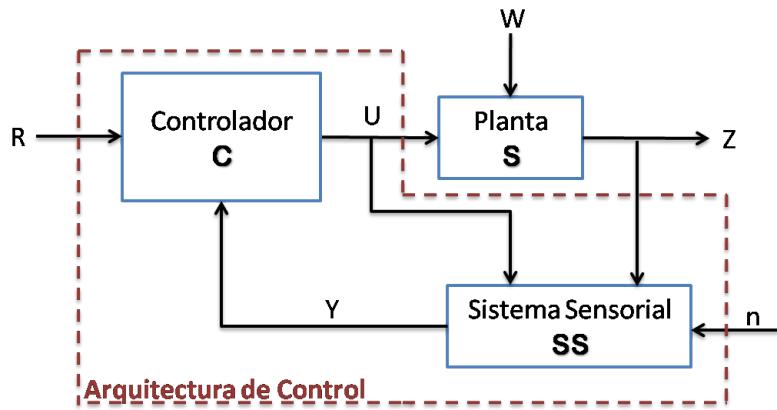


Figura 1.3: Diagrama del Sistema

De acuerdo a la complejidad de la planta, el controlador **C** puede estar constituido por una ley de control sencilla, o puede requerir el uso de una **Arquitectura de Control** más elaborada, definida como todo el conjunto de elementos que son necesarios incluir en la planta **S**, con el propósito de lograr un control admisible.

En el contexto de las Líneas de Investigación del Grupo de Mecatrónica, en Robots Móviles, Modelado y Control, y Navegación Autónoma, son de especial interés las plantas **S** constituidas por una **Plataforma Robótica**, que consiste en un equipo mecatrónico capaz de ejecutar una tarea, autónoma o teleoperada, en un espacio de trabajo determinado. La ejecución de estas tareas implica la interacción de la plataforma con su medio ambiente, hecho que genera las perturbaciones **W**. Por otra parte, la implementación de un control requiere la información sobre el estado de la planta y por ello es necesario el uso de sensores que provean las medidas de las variables asociadas al estado de la planta. La utilización de sensores, también conocida como instrumentación de la planta, trae consigo errores de medición **n** asociados al ruido y otros factores. De estas consideraciones se desprende que la Arquitectura de Control debe considerar la existencia de las perturbaciones y los efectos de la instrumentación con el propósito de minimizar sus efectos. Las perturbaciones pueden ser de una clase específica asociada a la naturaleza de una Plataforma Robótica en particular, o bien podrían ser modeladas como elementos matemáticos de naturaleza estocástica, herramienta que puede ser usada también en la descripción de los errores de medición.

En la práctica, la mayoría de las Plataformas Robóticas son sistemas no lineales. Una

estrategia conocida para resolver el problema de control de un sistema no lineal, consiste en aplicar un artificio matemático para conseguir un modelo linealizado de la planta, ya sea a trozos, o sobre un amplio rango de la relación entrada-salida para el funcionamiento de la planta.

Por otra parte, la instrumentación de la planta puede también constituir una etapa fundamental de la Arquitectura de Control, pues es de vital importancia contar con la información necesaria acerca del estado de la planta, la cual se puede obtener a partir de las medidas de las variables asociadas. En algunos casos, estas variables pueden medirse directamente, en cuyo caso es suficiente el uso de los sensores adecuados y el diseño del bloque de acondicionamiento y procesamiento de señales, sin embargo, en otros casos más complejos, es necesaria la presencia de un **Sistema Sensorial** con otros componentes, tales como Estimación de Estados y algoritmos de Fusión Sensorial. La Estimación de Estados es necesaria cuando un estado no se puede medir o deducir fácilmente a partir de las medidas de los sensores, algo que ocurre en presencia de medidas muy ruidosas, incertidumbres. La fusión sensorial es necesaria cuando la información sobre un estado de la planta no puede obtenerse de la medida de un solo sensor, sino que es necesario deducirla de la medida de varios sensores, mediante un mecanismo de integración apropiado de diversos tipos de medidas.

De una manera constructiva, hasta ahora se ha planteado el Problema de control y fusion sensorial motivo del presente trabajo, mediante la definición de los términos involucrados: Plataforma Robótica, Arquitectura de Control, y Sistema Sensorial como módulos principales. De manera gráfica, el sistema consiste en el diagrama mostrado en la Fig.1.3.

Finalmente, el problema planteado consiste en el diseño e implementación de una Arquitectura de Control para una Plataforma Robótica no lineal, constituida por un Controlador que satisfaga los criterios de desempeño que se indiquen, y un Sistema Sensorial capaz de proveer al controlador de la información necesaria sobre el estado de la planta.

1.2.1. Problema de Control y Teleoperación

El problema de control descrito previamente se extiende cuando se trata con sistemas de teleoperación, los cuales son sistemas bilaterales en los que en objetivo de control involucra dos plantas de similares características: maestro y esclavo. El fin de tal sistema es que el esclavo ejecute las tareas que indica el maestro, que a su vez son dirigidas por un operador humano.

De esta forma el esquema descrito previamente se duplica, y el problema de control se encuentra de ambos lados del sistema de teleoperación, aumentando el problema de seguimiento a dos plantas interconectadas, y añadiendo la condición de reflejo de los estados de los sistemas en ambos sentidos, con el objeto de reflejar al maestro el estado del esclavo y de su interacción con el entorno, así como transmitir al esclavo las referencias generadas por el maestro.

1.2.2. Problema de Fusión sensorial

El problema de fusión se refiere al bloque de estimación de estados en los casos en los que las mediciones son realizadas con diversos tipos de sensores y existe ruido de medición. En el esquema presentado anteriormente, se sugiere la necesidad de un algoritmo de fusión sensorial para reportar al controlador el estado de la planta a partir de las mediciones realizadas.

1.3. Antecedentes y Desarrollos más Relevantes

El control de plataformas robóticas es un área fundamental de la mecatrónica, pues es requerido por cualquier sistema que se deseé poner en funcionamiento. A nivel mundial son varios los grupos de investigación y universidades que cuentan con plataformas autónomas, teleoperadas, o en vías de desarrollo. Algunos de los trabajos más adelantados se mencionan a continuación. La Universidad de Stanford cuenta con un proyecto de helicóptero a escala autónomo para maniobras acrobáticas, basado en técnicas de inteligencia artificial [2][3]. El Instituto Tecnológico de Massachusetts MIT, realiza pruebas de control y desarrollo de sistemas de navegación en su Instituto de Robótica (MIT RI), al igual que es un área de

investigación para el Grupo de Control y Sistemas Dinámicos (CDS) de Caltech, y para el área de Robótica de Georgia Tech [4]. El Grupo de Robótica, Visión y Control de la Universidad de Sevilla desarrolla un proyecto de plataformas aéreas [5][6], al igual que la Universidad de Granada ha trabajado en sistemas de control difusos en FPGAs [7]. Para vehículos acuáticos se presenta el mismo problema de control, donde las no linealidades de la planta y las perturbaciones del medio requieren diseños especiales, como el mostrado en [8], donde se aplica control adaptativo y un observador de perturbaciones. Otro vehículo no lineal utilizado actualmente en investigación es el *Quadrotor*, consistente en una nave aérea con cuatro rotores simétricamente distribuidos en un cuadrado [9].

En el área de fusión sensorial y estimación de estados para control, se encuentra que los estudios más relevantes se basan en la teoría del Filtro de Kalman, publicada por primera vez en 1960 [10], trabajo que ha tenido una gran repercusión en la forma de diseñar arquitecturas de control hoy en día. El Filtro de Kalman es un filtro recursivo que funciona como un estimador de estados óptimo para la dinámica de sistemas lineales, en presencia de ruido de medición en los sensores. El Filtro de Kalman ha sido implementado en FPGAs para lograr mayor velocidad de procesamiento [11][12], al igual que ha sido implementado en computadores para aplicaciones robóticas aéreas [13][14], terrestres y submarinas.

En el Grupo de Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar se han hecho avances en el área de control para plataformas robóticas no lineales, destacando el diseño y construcción de un submarino, su instrumentación y sistema de control [15]. En este trabajo se logró controlar, aunque en forma limitada, la posición del submarino (grados de libertad: X,Y,Z), utilizando un proceso de identificación de la planta, una red de sensores, y un esquema clásico PID. Por otro lado, se han dado los primeros pasos en el diseño de una instrumentación apropiada para un helicóptero a escala de control remoto (RC), logrando medir la altura y los ángulos de alabeo, cabeceo y guiñada (*roll*, *pitch* y *yaw*, respectivamente) [16]. Estos trabajos han dado pie al planteamiento de la necesidad de esquemas de control más elaborados, así como el desarrollo de sistemas sensoriales más avanzados.

1.4. Objetivos del Trabajo

1.4.1. Objetivo general

Diseñar y desarrollar una arquitectura de control de grados de libertad para una plataforma robótica aerodinámica no lineal, mediante la integración de técnicas de control multivariable y algoritmos de fusión sensorial, orientada a un ambiente simulado de teleoperación.

1.4.2. Objetivos específicos

1. Realizar una revisión del estado del arte en el área de control de sistemas multivariados no lineales, así como de sistemas robóticos teleoperados.
2. Realizar una revisión del estado del arte en fusión sensorial, Filtro de Kalman, y arquitecturas de navegación basadas en sensores MEMS como acelerómetros y giróscopos.
3. Estudiar los esquemas de instrumentación y control de vehículos **UAV** (*Unmanned Aerial Vehicles*).
4. Configurar un ambiente de pruebas para las diferentes etapas del proyecto en un ambiente de simulación adecuado.
5. Diseñar un sistema sensorial acorde a las necesidades de la plataforma robótica, considerando los problemas de estimación de estados, fusión sensorial, y dinámica no lineal.
6. Implementar el sistema sensorial en el ambiente de pruebas.
7. Diseñar una arquitectura de control multivariable capaz de manejar los efectos no lineales de la planta.
8. Implementar la arquitectura de control en el ambiente de pruebas.
9. Evaluar los resultados obtenidos.

10. Estudiar la compatibilidad del sistema desarrollado con la técnica de control por convergencia de estados para teleoperación multivariable.

1.5. Justificación e Importancia de la Investigación

En el contexto específico del Grupo de Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar, se cuenta con diversas plataformas robóticas no lineales, cuyos usos han sido, hasta el momento, restringidos a tareas de diseño, modelado, planificación y afines, y control tipo PID, experiencias que han brindado conocimiento sobre estas plataformas y han mostrado la necesidad del diseño de una arquitectura de control de alto nivel, como uno de los primeros pasos en el área de control hacia el desarrollo de plataformas autónomas de gran complejidad, como lo son los sistemas acuáticos o aéreos, que debido a la presencia de los fluidos y al número de grados de libertad que presentan son de especial cuidado a la hora del diseño de los controladores. Además, una arquitectura de control de las características que se vienen describiendo, requiere el estudio de diversas técnicas que se utilizan actualmente en robótica y de las cuales no se cuenta con experiencia anterior, así como el uso de algoritmos de fusión sensorial, cuyas técnicas se han utilizado en sus primeras fases de desarrollo, y es pertinente ahora desarrollar sistemas más elaborados que cubran las necesidades de las plataformas. Por tanto, el presente trabajo supone un avance en el nivel de desarrollo con el cual se cuenta actualmente en el Grupo de Mecatrónica dentro de sus Líneas de Investigación de Robots Móviles, Modelado y Control, y Navegación Autónoma.

A nivel global, la navegación autónoma y el correspondiente control de las plataformas robóticas ha avanzado a niveles que han permitido la puesta en práctica de diversos sistemas autónomos, como por ejemplo los *Rovers* de la NASA, mostrando las capacidades y potencialidades de estos métodos, sin embargo, estamos aún en presencia de un campo de investigación con problemas abiertos dando cabida al surgimiento de nuevas técnicas, arquitecturas de integración y aplicaciones.

Las potenciales aplicaciones a futuro se encuentran en el marco de la navegación autónoma o la navegación teledirigida. En ambos casos, autónomo o teledirigido, el tipo

de plataforma propuesta presenta especial interés debido a que su tamaño permite su uso para aplicaciones específicas, tales como tareas de vigilancia, fotografía aérea, topografía, inspección de incendios o áreas de alto riesgo, localización, rescate, y otros. Además, presentan mayor seguridad de operación y versatilidad para las pruebas, mientras que no representan una pérdida de generalidad, pues cuentan con la misma estructura mecánica y principios de funcionamiento, así como sensibilidad al mismo tipo de perturbaciones que el modelo de escala real. En el caso de plataformas teledirigidas, la arquitectura de control podría ser transparente al operador, logrando así facilitar las tareas del operador, y que éste pueda concentrarse en el objetivo de la manipulación, y no en el control directo de todas las variables de la plataforma, algo que podría, incluso, ser imposible para un operador humano.

1.6. Planteamiento del Alcance del Proyecto

El presente proyecto de Trabajo de Grado se encuentra enmarcado en el proyecto de aeronaves autónomas teleoperadas del Grupo de Mecatrónica, y constituye el primer paso en el área de control multivariable para este tipo de plataformas aerodinámicas, así como en el tema de fusión sensorial basada en el filtro de Kalman.

Los objetivos a largo plazo del proyecto están orientados a diseñar y desarrollar una plataforma aérea teleoperada, y el propósito del presente trabajo es sentar las bases en el área de fusión sensorial y control multivariable para que esto sea posible, es decir, hacer los primeros desarrollos para dotar a una plataforma aerodinámica del sistema sensorial requerido y estrategia de control, tal que la plataforma simulada sea apta para futuros trabajos en el Grupo.

Se tomará como plataforma de pruebas al Helicóptero Quanser de 2 Grados de Libertad (*Pitch* y *Yaw*) en un ambiente de simulación del modelo no lineal de la planta. Esta plataforma aerodinámica emula el comportamiento del helicóptero a escala, cuando a éste se le restringe el movimiento de *roll*, por lo que se le considera una plataforma adecuada para las primeras pruebas en esta área.

Se fijan dos sistemas principales a desarrollar para el Helicóptero Quanser de 2 Grados

de Libertad: (1) Sistema Sensorial (SS) adecuado para un rango de operación, y (2) Estrategia de Control Multivariable para los GDL de *yaw* y *pitch*.

El Helicóptero Quanser de 2-GDL cuenta con su sistema de instrumentación propio, sin embargo, al realizar el trabajo en simulación y tener el objetivo de desarrollar un sistema que pueda ser migrado a otra plataforma, se plantea desarrollar otro **SS** basado en la teoría de Filtro de Kalman y sensores del tipo MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*), como acelerómetros y giróscopos, que pueda ser simulado junto al modelo de la planta. Esto permitiría contar con una plataforma de pruebas independiente para trabajos futuros, tanto en el área de algoritmos de fusión sensorial como de control.

Finalmente, se estudiará la compatibilidad del trabajo realizado con estrategias de teleoperación existentes en robótica, área en la que también el Grupo de Mecatrónica cuenta con experiencia, específicamente en la técnica de control por convergencia de estados [17], la cual ha sido aplicada exitosamente a problemas de teleoperación de sistemas SISO, sin embargo, su aplicación a problemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), como es el caso planteado en este Trabajo de Grado, no ha sido estudiada, y su desarrollo sería un importante aporte al estado del arte.

1.7. Estructura del Libro

Los capítulos siguientes del libro se organizan de la siguiente manera. El capítulo 2 presenta un panorama general de la solución planteada y trabajo desarrollado en el presente trabajo de tesis.

Los capítulos 3 y 4 presentan las bases teóricas de los problemas de fusión sensorial y control, respectivamente, mostrando los conceptos básicos y los modelos propuestos. En el capítulo 3 se muestra en detalle el problema de navegación inercial y el desarrollo del sistema sensorial para tal fin. En el capítulo 4 se exponen las técnicas de control propuestas para teleoperación: control robusto basado en LMIs y control bilateral por convergencia de estados.

Más adelante en el capítulo 5 se presentan las características de las plataformas físicas

utilizadas: helicóptero Quanser de 2-GDL y helicóptero a escala. El capítulo 6 presenta los resultados de la arquitectura de control en un ambiente de simulación, mostrando el sistema de manera incremental, con resultados del sistema sensorial aislado, el sistema de control aislado, y luego de una integración de ambos e interacción con un sistema *haptic* de realimentación de fuerzas.

En el Capítulo 7 se presenta la implementación práctica del sistema sensorial. Para ello se hace una descripción de la Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) desarrollada para realizar pruebas en condiciones de operación reales, y se describen los experimentos realizados al instalarla en una plataforma aerodinámica de 2-GDL instrumentada, y en un helicóptero a escala dentro de un laboratorio de análisis de movimiento. Se muestran y evalúan los resultados de estos experimentos.

Finalmente el capítulo 8 presenta las conclusiones, aportes y trabajos futuros en esta línea de investigación.

METODOLOGÍA Y SOLUCIÓN PLANTEADA

En este capítulo se expone una visión general del trabajo realizado, mostrando las funciones de los diferentes sistemas y su interconexión. Se hace una breve descripción del sistema en todo su conjunto, explicando de manera introductoria las diferentes partes que lo componen. Mediante la descripción del sistema sensorial y el sistema de control se muestra la solución propuesta para la teleoperación.

2.1. Arquitectura de la solución

Para el estudio de la teleoperación de una planta aerodinámica multivariable se dividió el problema en dos aspectos fundamentales: sistema sensorial (SS) y sistema de control (SC). El primero de ellos es el sistema encargado de reportar el estado de la planta, mediante la estimación de las variables de interés a partir de la medición de un conjunto de sensores. Esta información es tomada por el sistema de control para generar la acción de control sobre la planta. Este es el esquema general de un sistema de control automático, sin embargo, en el caso de arquitecturas de teleoperación, usualmente el sistema de control se divide en dos etapas: control local y control bilateral. El control local consiste en un controlador ubicado directamente sobre la planta, tanto para maestro como para esclavo. Por su parte, el controlador bilateral es el responsable de la interacción maestro-esclavo. El diagrama de bloques mostrado en la Fig.2.1 representa a la arquitectura de control descrita.

Los sistemas físicos de teleoperación necesariamente requieren del sistema sensorial para reportar la información necesaria al controlador, sin embargo, usualmente se encuentra

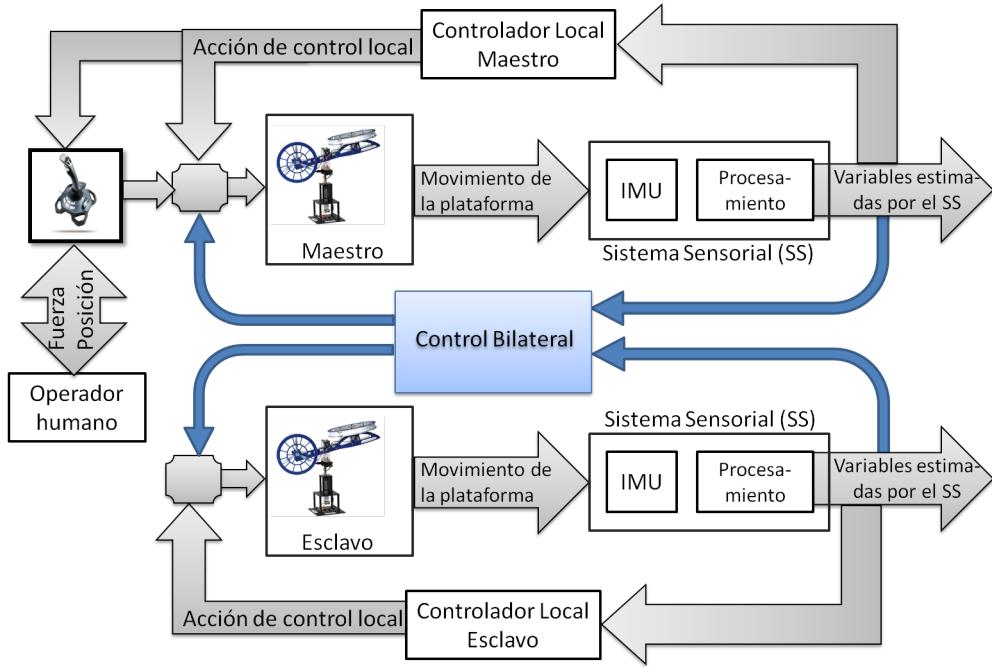


Figura 2.1: Diagrama de la solución propuesta

en la literatura del área de teleoperación, que a nivel de simulación los sistemas de control son evaluados sin la presencia del efecto de incertidumbre generado por la necesidad de realizar mediciones. Un factor relevante generalmente considerado en sistemas de control bilateral, es la presencia de un retardo temporal en las comunicaciones maestro-esclavo debido a la presencia de un canal de comunicaciones físico, empero, los efectos de los sensores y su inclusión en la teleoperación simulada como parte de la experiencia del usuario no se han encontrado desarrollada en la literatura. Por tal motivo, el esquema de la Fig.2.1 a nivel de simulación es de especial interés para la investigación en fusión sensorial y su integración con diversos esquemas de control, mientras que a nivel de implementación física, reviste importancia para la experimentación de sistemas de control bilateral innovadores en UAVs, así como la experimentación práctica de sistemas multisensoriales y su desempeño en plataformas aerodinámicas.

En la siguiente sección se dan más detalles sobre los módulos de la Fig.2.1.

2.2. Desarrollo del ambiente de simulación

Dada la propiedad modular del sistema desarrollado, la metodología consistió en el desarrollo de las diferentes etapas de manera aislada, para su posterior integración en diferentes niveles de complejidad. Las secciones a continuación describen el trabajo realizado en cada etapa de desarrollo a modo de visión general.

2.2.1. Sistema Sensorial (SS)

Simulación de una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU)

Partiendo de los modelos de los sensores y las ecuaciones del movimiento de un cuerpo en el espacio, se desarrolló una simulación de una IMU que permite obtener los valores arrojados por giróscopos y acelerómetros atados a un cuerpo a partir de la descripción de su movimiento. Esta simulación considera especialmente los efectos reales de los sensores que crean dificultades para el sistema de fusión sensorial, como lo son el sesgo de los sensores y el ruido de medición.

Procesamiento y Fusión Sensorial

El estudio de la técnica de fusión sensorial estuvo enfocado principalmente en el Filtro de Kalman, el cual representa actualmente la técnica más apropiada para la fusión sensorial en sistemas de navegación inerciales, hecho que se demuestra en sus numerosas aplicaciones y amplia presencia en la literatura. El filtro de Kalman es actualmente utilizado tanto en investigación como a nivel comercial, siendo empleado en sistemas de tan alto rendimiento como el sistema de posicionamiento global (GPS) y navegación de vuelos comerciales.

Se desarrolló un modelo de filtro de Kalman para una unidad de mediciones inerciales basada en giróscopos y acelerómetros, que permite estimar los ángulos y velocidades angulares de alabeo, cabeceo y guiñada. Este filtro de Kalman fue probado en una simulación compuesta por todos los otros elementos de un sistema sensorial real, como lo son las etapas de los sensores, adquisición, calibración, y estimación de estados.

2.2.2. Sistema de Control (SC)

El sistema de control se refiere al control de los grados de libertad rotacionales de la plataforma aerodinámica. El control de GDL es indispensable para el manejo de cualquier robot por determinada trayectoria. En este aspecto, el enfoque hacia teleoperación permitió ejecutar la tarea de control en dos niveles: control local y control bilateral.

Control local

El control local es responsable directamente del estado de la planta, tanto del maestro como del esclavo. Para este controlador, se utilizó la técnica de control por realimentación de estados y también control robusto usando sistemas de inecuaciones lineales (LMI, *Linear Matrix Inequality*). En este caso, se consideró las no linealidades de la planta y la posible variación en algunos de los parámetros del modelo.

Control bilateral

Este controlador maneja la sincronización maestro-esclavo. Se abordó la técnica de control bilateral por convergencia de estados, la cual es una técnica de reciente aparición en la literatura y que había sido tratada únicamente para sistema de una entrada y una salida (SISO, *Single Input Single Output*). En el presente trabajo se propuso la extensión a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *Multiple Inputs Multiple Outputs*). Por otro lado, se experimentó con el control bilateral clásico posición-posición.

2.2.3. Arquitectura Integrada: SS y SC

En el ambiente de simulación se realizó la integración de los sistemas SC y SS, como se muestra en la Fig.2.1.

2.2.4. Sistema *haptic* con realimentación de fuerzas

El esquema de teleoperación fue integrado con un *Joystick* de realimentación de fuerzas para cerrar el lazo de control con un operador humano y estudiar la respuesta del sistema ante este tipo de comportamiento, así como la sensación del usuario. La realimentación con esta sección se muestra en la Fig.2.1.

2.3. Implementación práctica del Sistema Sensorial

Los algoritmos que componen el sistema sensorial fueron adaptados y probados en dos experimentos con plataformas aerodinámicas: un helicóptero Quanser® de 2-GDL, y un helicóptero a escala usando 3-GDL rotacionales. Los objetivos del presente trabajo fueron establecidos en términos de simulaciones, sin embargo, estas pruebas permitieron validar los resultados obtenidos en simulación, demostrando el potencial del ambiente de simulación desarrollado para futuras pruebas de algoritmos de fusión sensorial.

Estas pruebas experimentales requirieron el desarrollo de una unidad de mediciones inerciales y un banco de pruebas para el caso del helicóptero a escala.

2.3.1. Unidad de Mediciones Inerciales (IMU)

Se diseñó y fabricó una unidad de mediciones inerciales para aplicaciones en UAVs, y luego de implementada en hardware se utilizó para la elaboración de pruebas del algoritmo de fusión sensorial en las plataformas reales. La IMU se caracteriza por la capacidad de muestreo simultáneo, procesamiento *antialiasing*, sensores giróscopos y acelerómetros de tecnología MEMS, todo ello para atender los requerimientos de un sistema de dinámica rápida en presencia de vibraciones como lo es típicamente un UAV.

2.3.2. Estructura de seguridad para helicóptero a escala

La experimentación con un helicóptero a escala es una actividad que debe realizarse bajo algunas medidas de seguridad debido a la alta velocidad y fuerza que se genera en algunas de sus piezas. Por otro lado, al ser el helicóptero una plataforma inestable de 6-GDL con una dinámica rápida, la posible pérdida del control de la plataforma puede significar un alto riesgo. En atención a este hecho, se diseñaron diversos bancos de prueba con estructuras de seguridad que restringen el movimiento del helicóptero a los GDL de interés. Parte del trabajo estuvo enfocado en una estructura de movimientos de translación, y la otra parte en los movimientos de rotación.

A continuación se resumen los procedimientos realizados con estos equipos:

2.3.3. Caracterización de las componentes frecuenciales en las señales de la IMU en un helicóptero a escala

Mediante el montaje de la IMU desarrollada sobre un helicóptero a escala, se realizó una identificación de las componentes frecuenciales presentes en las señales de los sensores de la IMU. La prueba se realizó con el helicóptero a escala funcionando en el banco de pruebas.

2.3.4. Validación del sistema sensorial en plataforma Quanser 2-GDL

La IMU desarrollada se acopló a la plataforma de 2-GDL, y sus resultados fueron comparados con los de la instrumentación de fábrica de la plataforma Quanser® que está basada en *encoders* de alta precisión. Esto permitió validar los resultados de la IMU para 2-GDL, y a su vez demostrar la veracidad de los cálculos realizados en la simulación de este sistema hecha previamente.

2.3.5. Validación del sistema sensorial en el Helicóptero a escala

Se realizó el montaje de la IMU sobre el helicóptero T-REX 450. El helicóptero así instrumentado se probó dentro de un laboratorio de análisis de movimiento por cámaras infrarrojas, usando unos marcadores especiales colocados sobre el cuerpo del helicóptero. Los movimientos del helicóptero se restringieron a los rotacionales usando la estructura de seguridad diseñada para tal fin. El experimento permitió comparar los resultados arrojados por la IMU con los del sistema de cámaras.

FUSIÓN SENSORIAL EN NAVEGACIÓN INERCIAL

En este capítulo se exponen las bases teóricas en el tema de fusión sensorial para navegación inercial. Para ello, se plantea el problema de navegación inercial y se muestra el esquema de solución utilizando la técnica de fusión sensorial. En primer lugar se desarrollan los conceptos básicos generales de la técnica de fusión sensorial, mostrando qué es y cuándo se requiere. Luego se presenta una revisión del estado del arte de estos sistemas aplicados en UAV. Finalmente, se desarrolla el modelo de los sensores comúnmente utilizados, así como las técnicas de fusión sensorial con especial énfasis en el Filtro de Kalman.

3.1. Conceptos Básicos

3.1.1. Navegación y Fusión Sensorial

La navegación de una plataforma consiste en la planificación o determinación de la posición y trayectoria del cuerpo a medida que ejecuta una tarea, concepto que representa la integración de tres sistemas. El primer sistema es el encargado de determinar la posición y velocidad del cuerpo móvil respecto a una referencia conocida, mediante el uso de diversos sensores y satélites. Los sensores como acelerómetros y giróscopos que se encuentran en la plataforma móvil son conocidos como sensores iniciales, y de allí el nombre de navegación inercial para la ciencia de determinar las variables de posición y velocidad angulares y lineales del cuerpo a partir de la información de estos sensores. En otros casos, la navegación inercial es aumentada con la información de satélites, tal como el sistema de posicionamiento global (GPS). El segundo sistema es el encargado del control de los grados de libertad de la plataforma

para que el cuerpo pueda describir determinada trayectoria, mientras que el tercer sistema es el responsable de la generación de dicha trayectoria, tomando en cuenta obstáculos y otras variables del entorno. En el presente capítulo se enfoca en el primer sistema: La navegación inercial.

La navegación inercial se basa en un conjunto de sensores sobre el cuerpo móvil con la capacidad de reportar variables de movimiento, como lo son aceleraciones y velocidades. A estos sistemas se les llama Sistema de Navegación Inercial (INS, *Inertial Navigation System*) que es la composición de conjunto de sensores y el ente de procesamiento que calcula la solución de navegación. Por otra parte, al conjunto de sensores de acelerómetros y giróscopos se les denomina Unidad de Mediciones Inerciales (IMU, *Inertial Measurement Unit*), la cual generalmente es aumentada con otros sensores como brújula electrónica, altímetro, sensor de presión, y otros. Una representación de este sistema se muestra en la Fig.3.1.

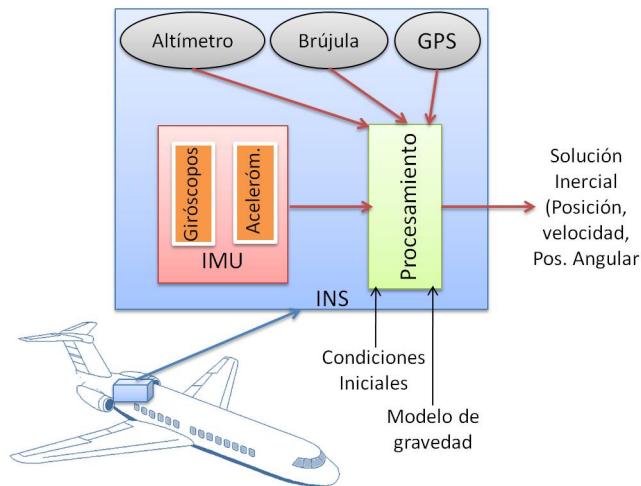


Figura 3.1: Sistema de navegación inercial (INS)

La solución de navegación de un cuerpo en el espacio requiere la información de, al menos, dos tipos de sensores, giróscopos y acelerómetros, lo cual sugiere la necesidad de una técnica de fusión sensorial que permita obtener las variables de movimiento a partir de diferentes tipos de medidas, considerando además los errores de medición característicos de cada sensor. Existen diversas técnicas de fusión sensorial, tales como filtro de partículas[18], filtros complementarios[19], y el filtro de Kalman[10], el cual ha sido la estrategia más utilizada en navegación inercial debido a su característica de estimador óptimo.

La fusión sensorial para navegación inercial puede ser vista como un problema de estimación de estados, en el cual el objetivo es el cálculo de la solución inercial de un cuerpo a partir de la medida de sensores que no miden directamente las variables de interés. De esta manera, vemos que la fusión sensorial se requiere en aquellos casos en los que, (a) las variables de interés no son medidas directamente por los sensores, sino que éstos miden otro conjunto de variables a partir de las cuales en sistema de interés es observable, y (b) cuando las medidas se obtienen con diversos tipos de sensores.

3.1.2. Sistemas *strapdown* y sistemas *Gimbal*

Existen dos tipos de sistemas de navegación inercial. Los sistemas *gimbal* se encuentran en una plataforma cuyos ejes rotan de forma tal que se mantienen alineados los ejes de los sensores con los ejes del sistema de referencia de navegación al tiempo que el cuerpo se mueve, usando un arreglo mecánico como el mostrado en la Fig.3.2. Este tipo de sistemas reduce considerablemente el número de ecuaciones involucradas en el cálculo de la solución inercial comparado con los sistemas *strapdown*, en los cuales los ejes de los sensores giran respecto al sistema de referencia de navegación, ya que no disponen de ninguna plataforma que mantenga su alineación, sino que por el contrario van atados al movimiento del cuerpo.

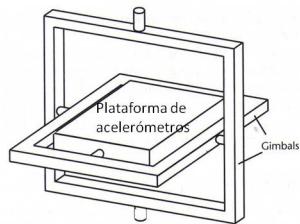


Figura 3.2: Sistema *gimbal* [20]

La ventaja de mantener alineados los ejes de los acelerómetros con los del sistema de referencia de navegación, es que no es necesario calcular la solución de orientación angular para poder obtener la posición del cuerpo, razón que disminuye la cantidad de procesamiento[20]. Sin embargo, los sistemas *strapdown* son más precisos, ligeros, y menos costosos, por lo que hoy en día estos sistemas se encuentran en barcos y aviones comerciales.

La creciente difusión en el mercado de los sensores iniciales basados en tecnología

MEMS (*Micro Electro Mechanical System*), estos sensores se han incorporado a las IMU de bajo costo, contribuyendo así con la difusión de los sistemas *strapdown*, los cuales son los más utilizados en proyectos de UAVs. En el presente trabajo se utilizan sistemas del tipo *strapdown* y sensores tipo MEMS.

3.2. Sistemas de Coordenadas

La navegación inercial suele ser un problema que involucra múltiples sistemas de referencia. Los sensores iniciales miden su movimiento respecto a un sistema de referencia inercial, el sistema de GPS reporta la posición y velocidad de la antena del receptor respecto a la constelación de satélites, y finalmente es común buscar la solución respecto a la Tierra. Algunos problemas se simplifican suponiendo a la Tierra como un sistema de referencia inercial, sin embargo para navegación inercial, esta suposición no puede tomarse en cuenta debido a que la rotación del planeta afectaría de manera notoria a los resultados del sistema, en especial para trayectos largos. Por todo ello, es de suma importancia especificar los sistemas de referencia a utilizar. A continuación se muestran los más comunes en la Fig.3.3 como referencia a las siguientes secciones.

3.2.1. Sistema inercial centrado en la Tierra

Este sistema, abreviado ECI (*Earth-Centered Inertial frame*), se encuentra ubicado en el centro de la Tierra y orientado respecto a eje de rotación de la Tierra y a las estrellas. Estrictamente, este no es un sistema inercial, ya que un sistema inercial es aquel que no se acelera o rota respecto al resto del universo, y el sistema ECI experimenta aceleración en la órbita alrededor del sol, sin embargo, la aproximación es suficientemente buena para propósitos de navegación[20]. La Fig.3.3 muestra el sistema ECI.

3.2.2. Sistema centrado y fijo a la Tierra

Este sistema es similar al anterior, salvo que se encuentra fijo a la tierra y rota junto a ella. Se abrevia ECEF (*Earth-Centered Earth-Fixed Frame*) y se muestra en la Fig.3.3.

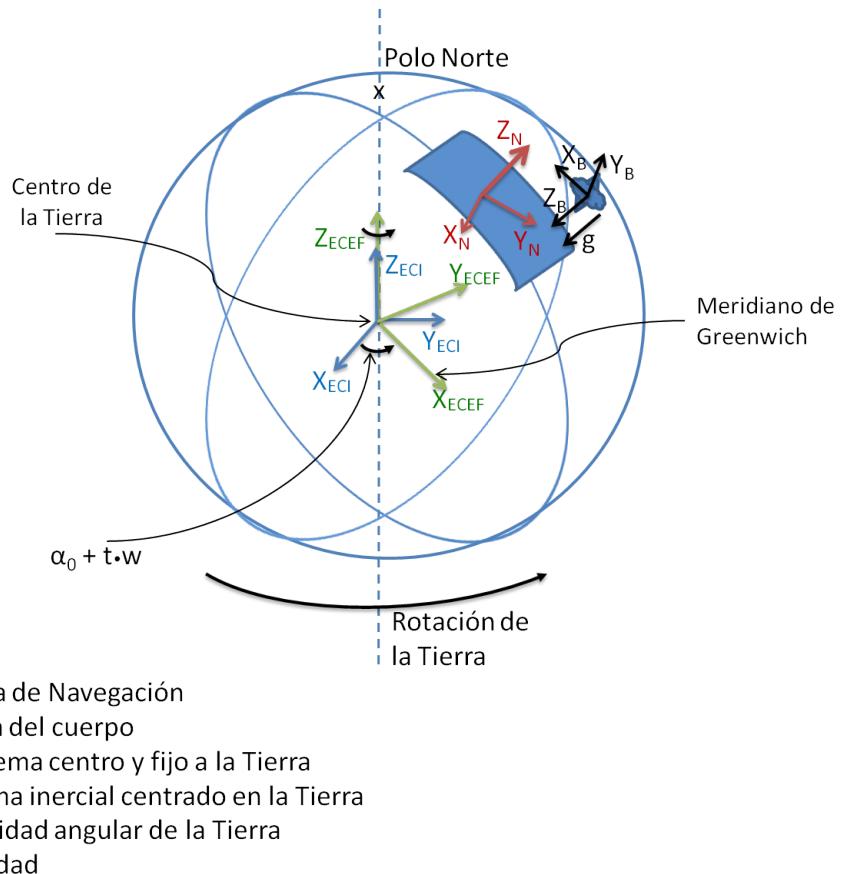


Figura 3.3: Sistemas de coordenadas

3.2.3. Sistema de referencia de navegación local

Es el sistema de referencia empleado para dar la solución inercial, generalmente se trata de un punto sobre la Tierra conocido precisamente. Norte, Este y Altura (*North, East, Down*) es la forma más común de referirse a este sistema. Este sistema se muestra en la Fig.3.3 identificado con los ejes $\{X_N, Y_N, Z_N\}$.

3.2.4. Sistema del cuerpo

Se trata de un sistema cuyo origen coincide con el origen del sistema de navegación, mientras que la orientación de los ejes permanece fija respecto al cuerpo, de tal manera que este sistema de referencia gira junto al cuerpo. El sistema se muestra en la Fig.3.3 bajo la notación $\{X_B, Y_B, Z_B\}$.

Utilizando la convención aeronáutica, se define al eje X_B apuntando hacia adelante (i.e. la dirección natural del movimiento por ejemplo de un avión), Y_B en la dirección a la derecha (por ejemplo el ala derecha de un avión), y Z_B hacia la parte inferior del avión de manera perpendicular a los otros dos ejes. La convención de ejes para UAVs se muestra en la Fig.3.4. Usualmente el sistema de referencia del cuerpo se grafica sobre el cuerpo para propósitos de ilustración, aunque por definición este sistema sólo rota con el cuerpo, pero no se desplaza.

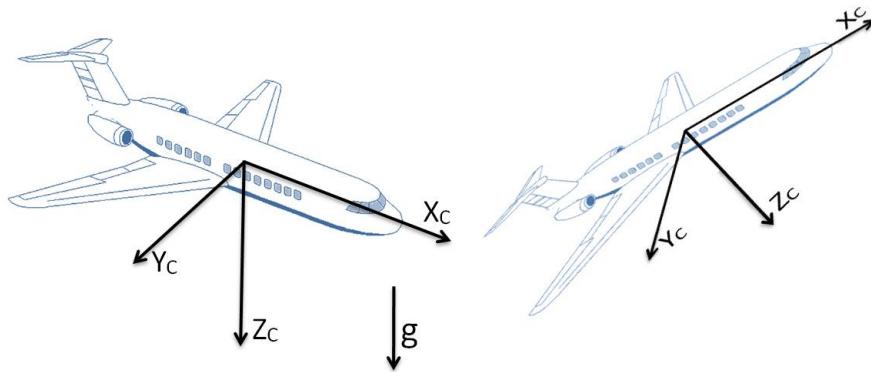


Figura 3.4: Sistema de referencia del cuerpo usando la convención para UAVs

Para representar las rotaciones del sistema del cuerpo $\{X_B, Y_B, Z_B\}$ respecto al sistema de navegación $\{X_N, Y_N, Z_N\}$ se utilizan matrices de rotación, que usualmente se escriben en términos de los ángulos de Euler o cuaterniones, aunque otras convenciones también son posibles, estas son las más usadas en el contexto de UAVs. A continuación se exponen estas parametrizaciones de las rotaciones.

Ángulos de Euler

Los ángulos de Euler permiten especificar la orientación de un sistema $\{X_1, Y_1, Z_1\}$ respecto a otro sistema base $\{X_0, Y_0, Z_0\}$ mediante tres rotaciones elementales sucesivas en los ángulos (ϕ, θ, ψ) , conocidos como ángulos de Euler. Las rotaciones *elementales* son aquéllas que se realizan sobre un sólo eje simultáneamente, y son *sucesivas* cuando la rotación se realiza respecto a los ejes resultantes de una rotación previa[21].

Las tres rotaciones sucesivas que definen la orientación final del sistema móvil se pueden realizar respecto a diferentes ejes, por ejemplo, en el orden $\langle X, Y, X \rangle$, o $\langle X, Y, Z \rangle$, para un

total de 12 combinaciones posibles. Veámos por ejemplo las rotaciones sucesivas en el orden $\langle Z, Y, Z \rangle$, como se ilustra en la Fig.3.5. Partiendo del sistema base $\{X_0, Y_0, Z_0\}$, se debe realizar:

- (a) Una rotación alrededor de Z_0 con ángulo ϕ . El sistema resultante es $\{X_a, Y_a, Z_a\}$
- (b) Una rotación alrededor del nuevo (rotado) eje Y_a con ángulo θ . El sistema resultante es $\{X_b, Y_b, Z_b\}$
- (c) Una rotación alrededor del nuevo (rotado) eje Z_b con ángulo ψ . El sistema resultante es $\{X_1, Y_1, Z_1\}$

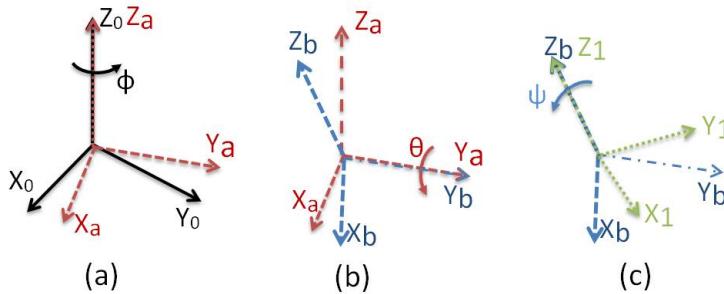


Figura 3.5: Representación de los ángulos de Euler por rotaciones sucesivas

En términos de matrices de rotaciones elementales, la transformación resultante del sistema $\{X_1, Y_1, Z_1\}$ al sistema $\{X_0, Y_0, Z_0\}$ se puede expresar como,

$$R_1^0 = R_{ZYZ} = R_{Z,\phi} R_{Y,\theta} R_{Z,\psi} \quad (3.1)$$

$$= \begin{bmatrix} c_\phi & -s_\phi & 0 \\ s_\phi & c_\phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_\theta & 0 & s_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_\theta & 0 & c_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_\psi & -s_\psi & 0 \\ s_\psi & c_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$= \begin{bmatrix} c_\phi c_\theta c_\psi - s_\phi s_\psi & -c_\phi c_\theta c_\psi - s_\phi c_\psi & c_\phi s_\theta \\ s_\phi c_\theta c_\psi + c_\phi s_\psi & -s_\phi c_\theta c_\psi + c_\phi c_\psi & s_\phi s_\theta \\ -s_\theta c_\psi & s_\theta s_\psi & c_\theta \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

La matriz en (3.3) se denomina Transformación de Euler ZYZ.

Roll–Pitch–Yaw

En el contexto de navegación, suele usarse el orden de rotaciones de Euler $\langle Z, Y, X \rangle$, el cual da origen a los *ángulos Tait Bryan*, también conocidos como guiñada (*yaw*, y), cabeceo (*pitch*, p) y alabeo (*roll*, r). En este caso, partimos del sistema de navegación $\{X_N, Y_N, Z_N\}$, y se realizan las siguientes rotaciones sucesivas [19][20][22][23]:

- (a) *Yaw*: Una rotación alrededor de Z_N con ángulo ψ . El sistema resultante es $\{X_\alpha, Y_\alpha, Z_\alpha\}$
- (b) *Pitch*: Una rotación alrededor del nuevo (rotado) eje Y_α con ángulo θ . El sistema resultante es $\{X_\beta, Y_\beta, Z_\beta\}$
- (c) *Roll*: Una rotación alrededor del nuevo (rotado) eje X_β con ángulo ϕ . El sistema resultante es $\{X_B, Y_B, Z_B\}$

De manera análoga, la transformación de rotación del sistema del cuerpo $\{X_B, Y_B, Z_B\}$ al sistema de navegación $\{X_N, Y_N, Z_N\}$ se puede escribir como:

$$R_B^N = R_{ZYX} = R_{Z,\psi} R_{Y,\theta} R_{X,\phi} \quad (3.4)$$

$$= \begin{bmatrix} c_\psi & -s_\psi & 0 \\ s_\psi & c_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_\theta & 0 & s_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_\theta & 0 & c_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_\phi & -s_\phi \\ 0 & s_\phi & c_\phi \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$= \begin{bmatrix} c_\theta c_\psi & -c_\phi s_\psi + s_\phi s_\theta c_\psi & s_\phi s_\psi + c_\phi s_\theta c_\psi \\ c_\theta s_\psi & c_\phi s_\psi + s_\phi s_\theta s_\psi & -s_\phi c_\psi + c_\phi s_\theta c_\psi \\ -s_\theta & s_\phi c_\theta & c_\phi c_\theta \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Las rotaciones yaw-pitch-roll sobre el sistema móvil, puede considerarse también sobre el sistema móvil $\{X_N, Y_N, Z_N\}$ como roll-pitch-yaw, resultando equivalentes: como se muestra a continuación:

- (a) *Roll*: Una rotación alrededor del eje X_N con ángulo ϕ .
- (b) *Pitch*: Una rotación alrededor del eje Y_N con ángulo θ .

- (c) *Yaw*: Una rotación alrededor de Z_N con ángulo ψ . El sistema resultante es $\{X_B, Y_B, Z_B\}$

La convención de los ángulos *Tait Bryan, yaw–pitch–roll* sobre el sistema móvil (o *roll–pitch–yaw* sobre el sistema base) es usada en problemas de navegación, como puede observarse en [19][20][22][23], y es la convención usada en el presente libro de tesis. Sin embargo, en la revisión de la literatura se encontró el uso de la convención *yaw–pitch–roll* sobre el sistema base en [21], la cual da origen a otro sistema ya que las rotaciones no son comutativas.

La convención de ángulos *yaw–pitch–roll* de *Tait Bryan*, así como la orientación del sistema del cuerpo mostrada en la Fig.3.4 serán usadas de aquí en adelante en todo momento.

Cuaterniones

Un cuaternion es un número hipercomplejo con cuatro componentes. La representación de rotaciones por medio de cuaterniones se basa en la idea que la transformación de un sistema a otro rotado se origina por medio de una rotación única alrededor de un vector $\vec{\mu}$ definido respecto al sistema de referencia. El cuaternion denotado por el símbolo \vec{q} , es un vector de 4 elementos que son función de la magnitud de la rotación μ , y las componentes $\{\mu_x, \mu_y, \mu_z\}$:

$$\vec{q} = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\mu/2) \\ (\mu_x/2)\sin(\mu/2) \\ (\mu_y/2)\sin(\mu/2) \\ (\mu_z/2)\sin(\mu/2) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Consideraciones

Algunas consideraciones sobre las parametrizaciones de las rotaciones son las siguientes:

- Para los ángulos de Euler, el orden en el cual se ejecutan las rotaciones es fundamental. Debido a que las rotaciones no son operaciones comutativas, cualquier cambio en el orden está fuera de la convención.

- La posición $pitch = 90^\circ$ implica una singularidad en el sistema, ya que las rotaciones hechas en yaw y en $roll$ no se pueden diferenciar. Es un efecto similar al encontrado en los sistemas de navegación inercial *gimbal*, conocido como *gimbal lock*, en el cual no es posible diferenciar entre $roll$ y yaw para una orientación $pitch = 90^\circ$ debido a la alineación de dos ejes de la plataforma del *gimbal*. El *gimbal lock* se resuelve con la adición de un cuarto giróscopo, en vez del tradicional arreglo de tres giróscopos ortogonales[24].
- La representación en cuaterniones no presenta la singularidad mencionada en el punto anterior, por lo que es preferida para sistemas en los que esta posición puede ocurrir, por ejemplo, en maniobras acrobáticas o lanzamientos de cohetes.

Para una revisión detallada de los ángulos de Euler, cuaterniones y otras representaciones, así como las transformaciones entre ellos, puede consultarse [25].

3.3. Sensores Inerciales

Una unidad de mediciones inerciales (IMU) de rango completo está compuesta por un acelerómetro triaxial y un giróscopo triaxial, con los ejes de ambos sensores alineados. Los acelerómetros y los giróscopos son los sensores inerciales que permiten obtener las variables relacionadas al movimiento y posición del cuerpo. Estos sensores se han fabricado con bases en diferentes tecnologías, desde las versiones puramente mecánicas hasta tecnología láser y otros. La tecnología de utilización más reciente y con menor costo es el uso de MEMS, que ha permitido la fabricación de sensores inerciales en chips integrados de pequeño tamaño y bajo peso. Estos sensores son colocados en la plataforma móvil, dando origen a un sistema *strapdown*, como se describió anteriormente. A continuación se presenta una descripción de ambos sensores.

3.3.1. Acelerómetros

Los acelerómetros forman parte de la IMU, y en el presente trabajo nos enfocaremos en aquéllos de tecnología MEMS, ya que por sus características de costo, tamaño y peso,

son los ideales para aplicaciones en UAVs. Por otra parte, la IMU desarrollada para la validación de resultados utiliza sensores tipo MEMS. InvenSense, STMicroelectronics, and Analog Devices son algunos de los fabricantes más importantes de este tipo de sensores, que funcionan utilizando una masa de prueba fabricada con tecnología de circuitos impresos y que se ubica dentro del chip. Esta masa de prueba se encuentra conectada a resortes y a conectores que permiten medir su desplazamiento, a partir del cual se obtiene un estimado de las fuerzas aplicadas sobre la masa.

Dentro de una IMU, los acelerómetros son los encargados de medir el valor de las aceleraciones lineales del cuerpo. Debido a los principios de funcionamiento del sensor MEMS, estas medidas presentan los siguientes errores:

- *Bias (B)*: Consiste en un valor constante de diferencia entre el valor teórico esperado para la medida del sensor y el valor real. este valor se estima en proceso de calibración del sensor, y luego es corregido en el procesamiento del INS.
- Factor de escala (*K*): Se trata de una constante multiplicativa que escala el valor real de la medición del sensor respecto a la medición esperada teóricamente.
- No linealidad: Las mediciones del sensor pueden presentar no linealidades en el rango de operación.
- Ruido de medición (η): Los sensores MEMS presentan ruido de medición. El tipo de ruido depende de la tecnología del sensor, así como la potencia de éste depende de la calidad. En general, es necesario estudiar el tipo del ruido del sensor para la aplicación de métodos de fusión sensorial.

$$Y_i[g] = (K_i[g/V] \cdot y_i[V]) - B_i[g] \quad (3.8)$$

La ecuación anterior corresponde a la calibración del acelerómetro es el utilizada más adelante en el sistema sensorial diseñado.

Un acelerómetro mide la aceleración total del cuerpo, excluyendo la aceleración de gravedad. Esta medida se conoce como *proper acceleration*[22]. Utilizando la 2da ley de Newton

del movimiento, considerando que la aceleración del cuerpo (de masa m) está compuesta por una parte debida al campo gravitacional (g) y otra debida a las fuerzas aplicadas (f) sobre el eje del sensor exceptuando la gravedad (fuerza específica), podemos escribir:

$$F = m \cdot a = m \cdot (f + g) \quad (3.9)$$

donde f es la medida proporcionada por el acelerómetro. Esto se debe al principio de funcionamiento y configuración geométrica del sensor MEMS, la cual se muestra en la Fig.3.6,

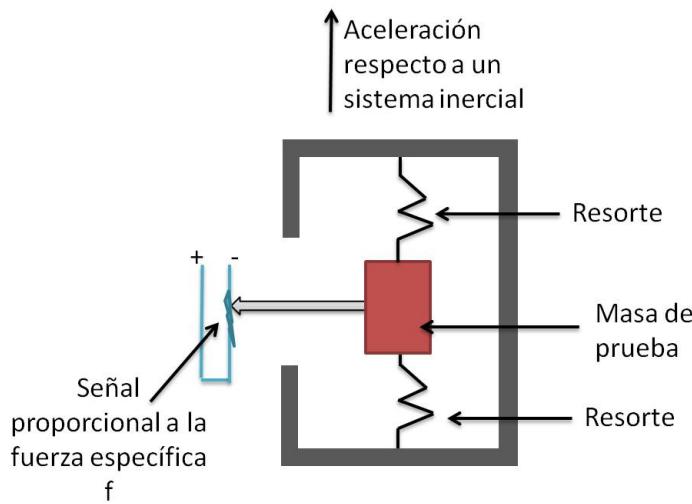


Figura 3.6: Ilustración de la geometría y funcionamiento de un acelerómetro MEMS

Cuando el acelerómetro tiene una fuerza aplicada, la masa de prueba tiende a oponerse al movimiento debido a su propia inercia, produciendo el desplazamiento de la misma, el cual puede medirse mediante un circuito electrónico. En condiciones estáticas, la fuerza que actúa sobre la masa se balancea con la tensión en los resortes. En el caso de un acelerómetro en caída libre dentro de un campo gravitacional, la masa estará en caída libre junto al cuerpo, por lo que no hay desplazamiento o extensión de los resortes y por tanto una salida nula de la medición del acelerómetro. Es por esto, que en el caso de INS para posición y velocidad, debe incluirse un modelo de la gravedad que compense el error dado por esta característica del funcionamiento del sensor, como se mostró en la Fig.3.1.

En el caso de la caída libre, la aceleración del instrumento respecto a un sistema inercial es $a = g$, mientras que la fuerza específica es $f = 0$, de acuerdo a (3.9). De la misma manera, para el caso en que el instrumento está en reposo, por ejemplo reposando sobre una superficie

fija, el acelerómetro mide la fuerza específica actuando sobre él, $f = -g$, que es la fuerza que aplica la superficie sobre el acelerómetro y que impide estar en caída libre.

De acuerdo a lo explicado anteriormente, se ilustra en la Fig.3.7 diferentes mediciones del acelerómetro para diferentes orientaciones respecto a la gravedad, cuando el acelerómetro se encuentra estático. La medida de 0g, es decir, aceleración propia nula, se obtiene como la mitad del voltaje de alimentación (V_{cc}). En este caso, la medida de 0g corresponde a 1.66V. Si la aceleración en positiva, el valor analógico aumenta, mientras que disminuye si el valor es negativo (movimiento en el sentido contrario del eje de medición). En la Fig.3.7(a), el eje y se encuentra paralelo a la gravedad, pero en sentido contrario, por lo que el resultado de la medición se corresponde con la fuerza aplicada al cuerpo en el sentido positivo de y con un resultado mayor a 0g, mientras que el eje x es ortogonal a la gravedad, y el cuerpo no se mueve en ese sentido, tal que arroja medida 0g. De igual manera ocurre para y en la Fig.3.7(b), para x en la Fig.3.7(c), para y en la Fig.3.7(d), y para x y y en la Fig.3.7(e). En los casos de las mediciones de los ejes paralelos a la gravedad y en el mismo sentido, la medida es menor a 0g, ya que el cuerpo se encuentra acelerado en el sentido contrario del eje de medición.

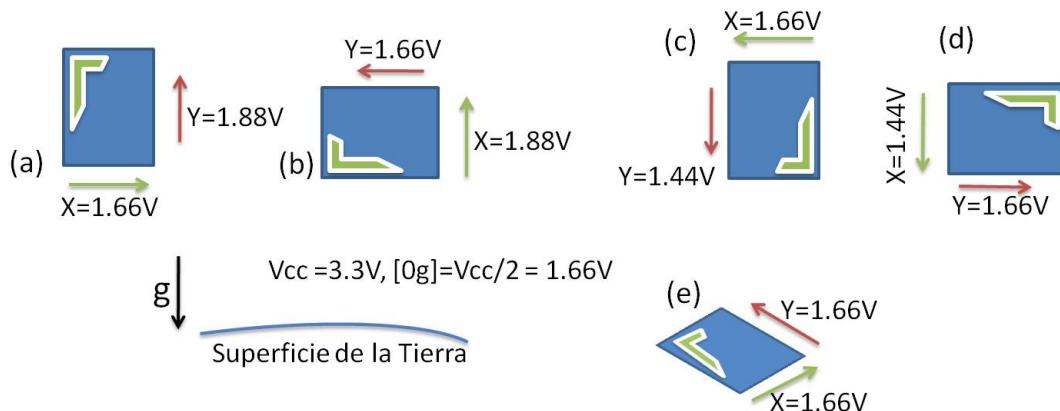


Figura 3.7: Valores analógicos de un acelerómetro biaxial estático para diferentes posiciones respecto a la gravedad

3.3.2. Giróscopos

Los giróscopos se usan en varios tipos de aplicaciones, ya sea para medir el ángulo de giro (giróscopos de desplazamiento) o bien la velocidad angular (giróscopos de velocidad). Esta información es utilizada en diversas aplicaciones como estabilización, control, navegación

y seguimiento de trayectoria. Entre las tecnologías disponibles para la fabricación de giróscopos se encuentran los siguientes tipos[22]:

- hidrodinámicos,
- vibraciones,
- resonancia magnética nuclear (NMR)
- electroestáticos (ESGs)
- ópticos, láser y fibra óptica

De igual manera, enfocaremos nuestra atención a los giróscopos de tecnología MEMS. Estos giróscopos son componentes *strapdown* que utilizan el efecto de la aceleración de Coriolis sobre una masa de prueba ubicada en el interior del dispositivo para detectar rotaciones angulares iniciales. El efecto Coriolis se observa en un cuerpo que se mueve respecto a un sistema de referencia que se encuentra rotando. Dicho cuerpo debe experimentar una aceleración que me permita mantener una orientación constante, y es conocida como aceleración de Coriolis. Dicha aceleración es siempre perpendicular al eje de rotación del sistema y al vector velocidad del cuerpo. En la Fig.3.8 se muestra una estructura del interior de un giróscopo MEMS.

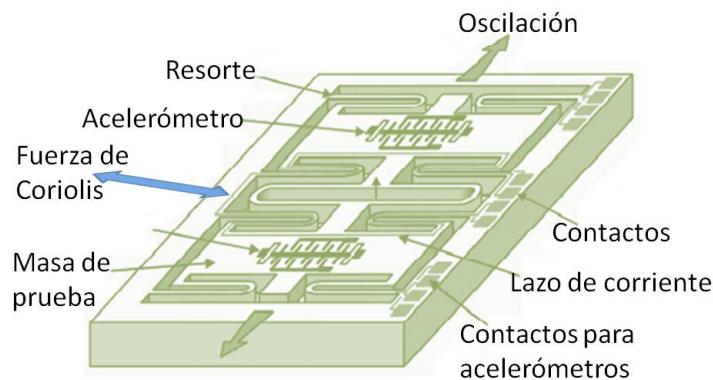


Figura 3.8: Interior de un giróscopo MEMS [26]

Este sensor presenta los mismos errores mencionados para los acelerómetros, pero en este caso el *bias* es dependiente del tiempo de manera creciente, característica que hace del

giróscopo un sensor que requiere correcciones. Por tanto, de manera similar a (3.8), un modelo de la medición análogica del sensor en voltaje para el eje i-ésimo ($y_i[V]$) debe considerar estos factores, como se muestra a continuación para el i-ésimo eje considerando el factor de escala y el bias dependiente del tiempo para obtener el valor de la velocidad angular del cuerpo calibrada ($Y_i[\text{°}/\text{sec}]$):

$$Y_i[\text{°}/\text{sec}] = (K_i[\text{°}/\text{sec}/V] \cdot y_i[V]) - B_i(t)[\text{°}/\text{sec}] \quad (3.10)$$

La ecuación anterior es la ecuación de calibración del giróscopo. Otros errores podrían ser considerados en esta calibración, o en el sistema de procesamiento del INS. Esta ecuación será empleada mas adelante en el sistema de fusión sensorial.

En un INS de rango completo para posición lineal y angular, sobretodo en plataforma de dinámica rápida, altas velocidades o largos trayectos, estos errores deben ser compensados en el procesamiento del INS.

3.3.3. Unidad de Mediciones Inerciales (IMU)

Una unidad de mediciones inerciales es el conjunto de acelerómetros y giróscopos que permiten realizar navegación inercial. Una IMU de rango completo es capaz de medir movimiento en los 6-GDL de un cuerpo libre en el espacio: 3-GDL de traslación y 3-GDL de rotación. Para ello se utilizan acelerómetros y giróscopos triaxiales, como se muestra en la Fig.3.9.

3.4. Navegación Inercial

La navegación inercial de una plataforma consiste en la estimación de la posición y velocidad de la misma a partir de las medidas de los sensores inerciales explicados en la sección anterior. Este proceso se realiza a través de la técnica *dead reckoning*, que consiste en el cálculo de la posición actual utilizando un estimado de la posición anterior y la información de la velocidad, partiendo el proceso de la información de la posición inicial, como se indicó en

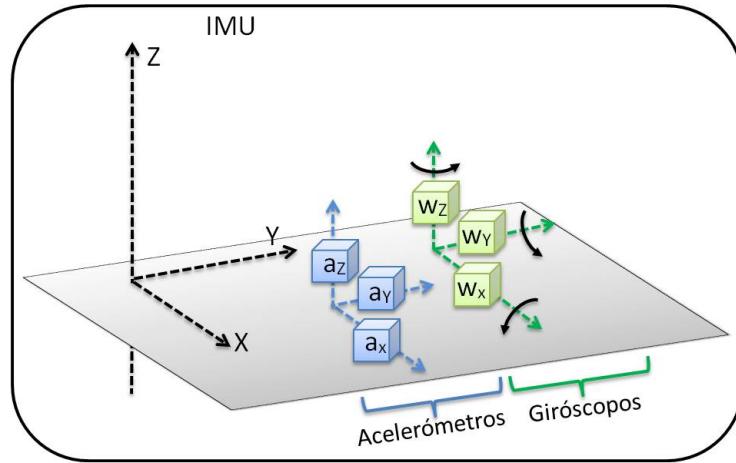


Figura 3.9: Ilustración de una IMU de 6-GDL

la Fig.3.1. Para este proceso iterativo se utiliza la información de los acelerómetros y los giróscopos.

La navegación inercial de rango completo considera los 6-GDL de una plataforma, como un avión o un helicóptero, es decir, los 3-GDL de translación y los 3-GDL rotacionales. Sin embargo, para el propósito que nos ocupa, determinación de orientación angular de la plataforma, consideraremos únicamente los 3-GDL angulares *roll–pitch–yaw*. El cálculo de estos ángulos y sus respectivas velocidades puede realizarse con la ayuda de la IMU, donde cada sensor aporta diferentes tipos de información. En las siguientes dos secciones se muestran las variables que pueden calcularse a partir de acelerómetros y giróscopos de manera individual.

3.4.1. Cálculo de inclinación mediante acelerómetros

Mediante el uso de acelerómetros es posible calcular el *roll* y *pitch* de la plataforma. Utilizando la geometría de la Fig.3.10, estos ángulos pueden calcularse como[27]:

$$\text{pitch} = \alpha = \arctan\left(\frac{a_x}{\sqrt{a_y^2 + a_z^2}}\right) \quad (3.11)$$

$$\text{roll} = \beta = \arctan\left(\frac{a_y}{\sqrt{a_x^2 + a_z^2}}\right) \quad (3.12)$$

$$s = \sqrt{a_x^2 + a_y^2 + a_z^2} \quad (3.13)$$

donde (3.13) completa el sistema de ecuaciones, siendo (s) la sensibilidad del acelerómetro en unidades de aceleración [g] = 9,8m/seg.

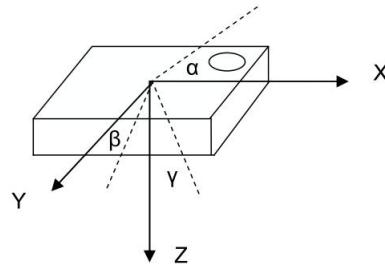


Figura 3.10: Ejes del acelerómetro y proyecciones utilizadas para el cálculo de inclinación [27]

También es posible calcular los ángulos usando las funciones seno y coseno, sin embargo al utilizar diferentes funciones trigonométricas se obtienen sensibilidades distintas a lo largo del rango de valores posibles. Entre estas funciones, la tangente es la que ofrece el resultado de sensibilidad menos dependiente del valor del ángulo, con un comportamiento quasi-constante [27][28], como se muestra en la Fig.3.11.

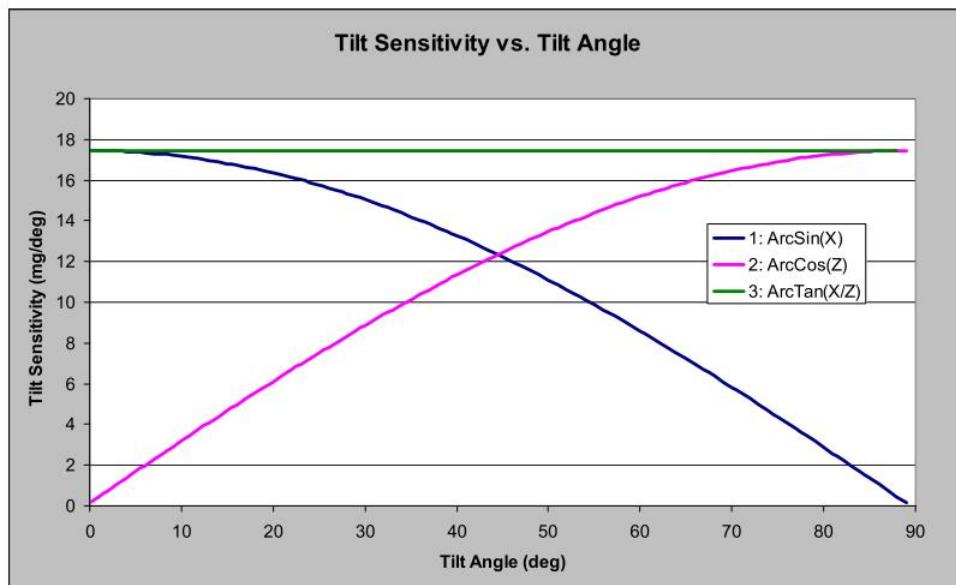


Figura 3.11: Sensitividad del cálculo de inclinación con acelerómetros mediante diferentes funciones trigonométricas[28]

En el caso del *yaw* no es posible obtener ningún estimado, ya que las variaciones en *yaw* son perpendiculares al vector de gravedad, y como se observa en la geometría del problema, el acelerómetro permite calcular ángulos a partir de las proyecciones con la gravedad, y en el caso ortogonal la proyección es nula.

3.4.2. Cálculo de inclinación y velocidades angulares usando giróscopos

Los giróscopos en la IMU miden las velocidades angulares en el sistema de referencia de cuerpo (w_x, w_y, w_z). Para obtener las velocidad angulares de *roll–pitch–yaw* es necesario realizar la siguiente transformación [22] que se puede obtener a partir de (3.6),

$$\begin{bmatrix} w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -s_\theta \\ 0 & c_\phi & c_\theta s_\phi \\ 0 & -s_\phi & c_\theta c_\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

equivalente a,

$$\begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{p} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{s_\phi s_\theta}{c_\theta} & \frac{c_\phi s_\theta}{c_\theta} \\ 0 & c_\phi & -s_\phi \\ 0 & \frac{s_\phi}{c_\theta} & \frac{c_\phi}{c_\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Y luego los correspondientes ángulos se hallan mediante integración. El proceso de integración produce que el valor calcule se aleje del valor real con el tiempo, debido al *bias* del giróscopo, el cual además es dependiente del tiempo. Por tanto, el giróscopo permite calcular los tres ángulos de Euler, con un error creciente en el tiempo.

3.4.3. Comparación y Consideraciones

Los acelerómetros permiten calcular *roll* y *pitch*, mientras que los giróscopos permiten calcular *roll*, *pitch* y *yaw*. Sin embargo, las medidas de los giróscopos presentan un error creciente con el tiempo que debe ser corregido, lo cual sugiere la necesidad de calcular correcciones con la ayuda de las medidas del acelerómetro. La fusión de ambas medidas podría ofrecer mejores resultados, empero, para el ángulo de *yaw* no pueden calcularse correcciones sin la ayuda de otro tipo de sensor. Es por ello que es conveniente añadir una brújula que permita hacer correcciones en la orientación respecto al Norte.

Con estas consideraciones, queda clara la necesidad de fusionar las mediciones de diversos sensores para obtener todas las variables con una mejor calidad. La fusión sensorial se trata en la siguiente sección.

3.5. Fusión Sensorial

La fusión sensorial es una técnica de procesamiento que permite utilizar la información de diversos sensores en la estimación de los estados de interés de un sistema. La investigación y desarrollo de algoritmos de fusión es una línea de investigación de interés actual, con soluciones cada vez más elaboradas gracias al constante aumento de la capacidad de procesamiento disponible.

Un esquema general de fusión sensorial se muestra en la Fig.3.12, con cierto número de fuentes de información (sensores) que son evaluadas por un algoritmo, para obtener un estimado de las variables de interés. La información obtenida por el sistema de fusión sensorial debe representar mejoras respecto a las que se hubiesen obtenido sin su uso.

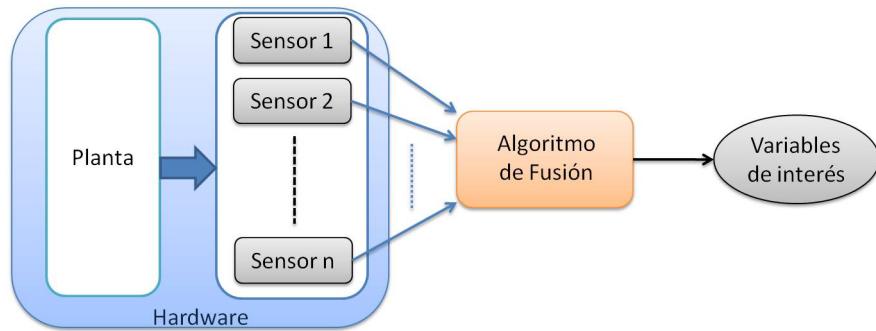


Figura 3.12: Fundamentos de la fusión sensorial

3.5.1. Sistema de Fusión Sensorial en UAVs: Estado del Arte

Los fundamentos de la fusión sensorial para navegación inercial se empiezan a desarrollar considerando el modelo de los sensores (acelerómetros y giróscopos) y el diagrama de integración para todo el INS basado en filtro de Kalman en trabajos entre los cuales destaca [29], en el que se establecen las bases en estos aspectos, y se muestran los resultados del proceso de calibración e integración del sistema.

Grupos de investigación han centrado sus esfuerzos en el desarrollo de unidades de mediciones inerciales (IMU) para plataformas aéreas y submarinas, como es el caso de la tesis de maestría [19] en la cual se desarrolló el algoritmo de fusión sensorial basado en filtro de Kalman para una IMU, cuyo hardware fue objeto de otra tesis de maestría en el

mismo laboratorio *Autonomous Systems Lab* del *ETH*. En este trabajo se probaron filtros complementarios y filtro de Kalman para una IMU de 6-GDL aumentada con brújula. Otra tesis de maestría en la literatura se centra en el diseño de un filtro de Kalman para estimación de posición angular de un avión[30]. Otras tendencias se enfocan en el desarrollo de una IMU que no requiera giróscopos, como en [31], donde los autores desarrollan las ecuaciones y el filtro de Kalman y presentan pruebas de vuelo, utilizando cuaterniones como sistema de coordenadas, y [32] donde se utiliza un filtro de Kalman de tipo *unscented*. También se desarrollan distintos tipos de sistemas experimentando el tipo y numero de sensores necesarios, como [33] donde se presenta el cálculo de la orientación de un cuerpo habilitado sólo para realizar giros, utilizando cuatro acelerómetros triaxiales. En [34] se desarrollan algoritmos basados tanto en cuaterniones como en ángulos de Euler con un INS aumentado con GPS y brújula. Los resultado se muestran en pruebas de vuelo, y concluyen los autores que el uso de cuaterniones disminuye la cantidad de procesamiento.

Se encuentran en la literatura trabajos enfocados a la sintonización del Filtro de Kalman, como [35] donde se presenta el uso de la técnica difusa para sintonizar un filtro de Kalman extendido para el cómputo de la posición angular de un robot humanoide. Otro filtro recurrente en la literatura es el filtro de partículas, una comparación cuantitativa entre el filtro de Kalman y el filtro de partículas en INS/GPS de bajo costo se encuentra en [36].

Otro método actualmente en investigación es la navegación inercial con ayuda de visión artificial (V-INSs, *Vision-aided inertial navigation systems*), que consiste en la integración de cámaras como sensor visual con la información de la IMU, como en [37] donde se desarrolla un método para estimar la transformación entre la IMU y la cámara, ambas rígidamente fijas al cuerpo en movimiento, mediante el uso del filtro de Kalman.

En el área de sensores, los giróscopos de tecnología MEMS presentan un problema de *drift*, el cual puede ser modelado para disminuir sus efectos sobre el cálculo de la solución inercial, como el trabajo realizado en [38].

3.5.2. Estimación de Estados

El problema de estimación de estados está usualmente vinculado al problema de fusión sensorial. La estimación de estados es necesaria cuando los estados del sistema no se pueden medir directamente (i.e. las salidas medibles del sistema son diferentes de los estados), por lo que es necesario estimarlos a partir de la mediciones de las salidas; mientras que la fusión sensorial es necesaria cuando estas mediciones son tomadas con diversos tipos de sensores y existen perturbaciones de ruido en el sistema. Para plantear el problema de estimación de estados es necesario manejar el concepto de sistema dinámico y su presentación en variables de estados, tópico que se trata a continuación.

Modelos de Sistemas Dinámicos

Los sistemas dinámicos pueden ser modelados a través de las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento del sistema. Por ejemplo, el movimiento de los planetas en el sistema solar puede modelarse a partir de un conjunto de ecuaciones diferenciales de movimiento, que a partir de un conjunto de condiciones iniciales (entre ellas la posición y velocidad inicial del sol y de los planetas) nos permiten predecir la posición y velocidad futuras de los planetas. Las variables dependientes de las ecuaciones diferenciales representan a las variables de estado del sistema, las cuales representan explícitamente todas las características importantes del sistema dinámico, también conocidas simplemente como *estados* del sistema dinámico.

En general, un sistema dinámico puede ser modelado por un conjunto de ecuaciones diferenciales de orden n , que a su vez pueden transformarse a un sistema equivalente de primer orden, representado en forma matricial por

$$\dot{x}(t) = f(t, x(t), u(t)), \quad (3.16)$$

donde la notación de Newton \dot{x} indica la derivada temporal de x , y la función f es una cantidad

matricial para representar las n ecuaciones

$$\dot{x}_1(t) = f_1(t, x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)), \quad (3.17)$$

$$\dot{x}_2(t) = f_2(t, x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)), \quad (3.18)$$

$$\dot{x}_3(t) = f_3(t, x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)), \quad (3.19)$$

$$\vdots \quad (3.20)$$

$$\dot{x}_n(t) = f_n(t, x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)) \quad (3.21)$$

con el tiempo (t) como variable independiente, y n variables dependientes ($x_i(t)$) y m entradas al sistema conocidas $u_i(t)$. Este conjunto de ecuaciones constituyen las ecuaciones de estado del sistema. En este conjunto, hemos colocado la representación general en la cual el sistema es variante en el tiempo, por ello las funciones f_i son dependientes del tiempo.

Las variables de estado ($x_i(t)$) pueden reunirse en un sólo vector,

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

conocido como vector de estados del sistema dinámico.

Sistemas Lineales e Invariantes en el Tiempo

Al considerar la variación de las ecuaciones en (3.21) para un sistema invariante en el tiempo, obtenemos una representación de la forma

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) + w(t) \quad (3.23)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \quad (3.24)$$

donde se han incluido las perturbación es al sistema $w(t)$. Esta representación lineal puede ser el producto de la linealización de un sistema no lineal alrededor de un punto de operación. Las matrices A , B , C , D y w son la representación en espacio de estados del sistema, el cual también se puede referir con el término *planta*, comúnmente utilizado para referirse a la planta física real que da origen al sistema dinámico. En la Fig.3.13 se ilustra este sistema.

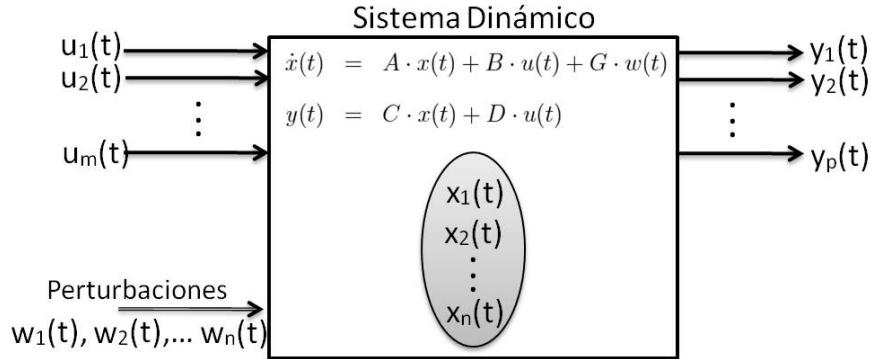


Figura 3.13: Representación en espacio de estados de un sistema dinámico lineal

Usualmente la matriz D es nula, indicando que el sistema no presenta influencia directa de la entrada sobre la salida. De ahora en adelante se considerará la representación en espacio de estados con $D = 0$.

Problema de estimación de estados

Nótese en la Fig.3.13 que los estados x son propiedades intrínsecas del sistema, y que no necesariamente se pueden medir desde el exterior de éste. Los parámetros medibles son en principio las salidas (y), que son una combinación lineal de los estados (x) a través de la relación (3.24). En algunos casos, los estados se pueden medir directamente si las salidas (y) son iguales a los estados (x), pero en general, cuando esto no es así, es necesario estimar los estados del sistema (x) a partir de la información de las salidas (y), y quizás de las entradas (u), dependiendo del método de estimación de estados. Enfocaremos la atención en la estimación a partir de la información medida en (y).

Un diagrama general del problema de estimación de estados se muestra en la Fig.3.14. Utilizando el diagrama de la Fig.3.12, se incluye el modelo dinámico del sistema, cuyas salidas (y) son medidas por un conjunto de sensores. El hardware está constituido por estas dos etapas: planta y arreglo de sensores. Luego, las mediciones realizadas (z) se envían al sistema de estimación de estados, el cual produce un estimado de los estados de la planta (\hat{x}) mediante el algoritmo de estimación, el cual está realizando fusión sensorial al tener como fuentes a diversos sensores.

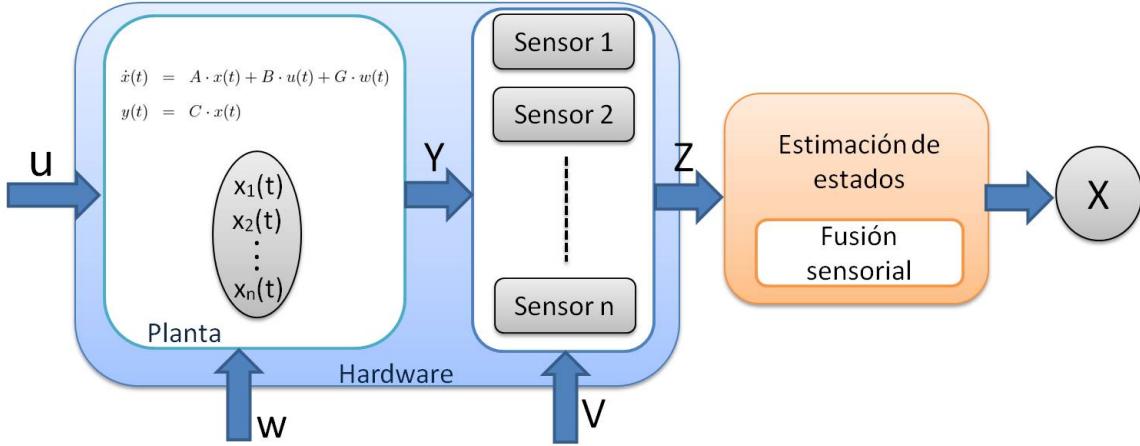


Figura 3.14: Problema de estimación de estados con fusión sensorial

3.5.3. Filtro de Kalman

El filtro de Kalman, publicado por primera vez en [10], es teóricamente un estimador del *estado* instantáneo de un sistema dinámico lineal perturbado por ruido blanco, mediante el uso de mediciones de variables relacionadas linealmente con los estados. Estas mediciones también han sido corrompidas por ruido blanco. Este estimador es estadísticamente óptimo respecto a cualquier otra función de estimación cuadrática.

Una representación de un sistema dinámico con estimación de estados y fusión sensorial mediante filtro de Kalman se muestra en la Fig.3.15, donde se hace un resumen de las variables involucradas en el proceso. Estas variables se usan a lo largo de la derivación del filtro que se hace a continuación.

Para derivar las ecuaciones del filtro de Kalman discreto [39] es necesario partir de la representación en espacio de estados en (3.24) en su forma discreta:

$$x_k = \Phi_{k-1}x_{k-1} + w_{k-1} \quad (3.25)$$

$$z_k = H_kx_k + v_k \quad (3.26)$$

donde se han considerado las fuentes de incertidumbre en el sistema que están presentes en las perturbaciones a la planta (w_k) y en el ruido de medición (v_k). Sobre estas señales se imponen las siguientes condiciones y definiciones:

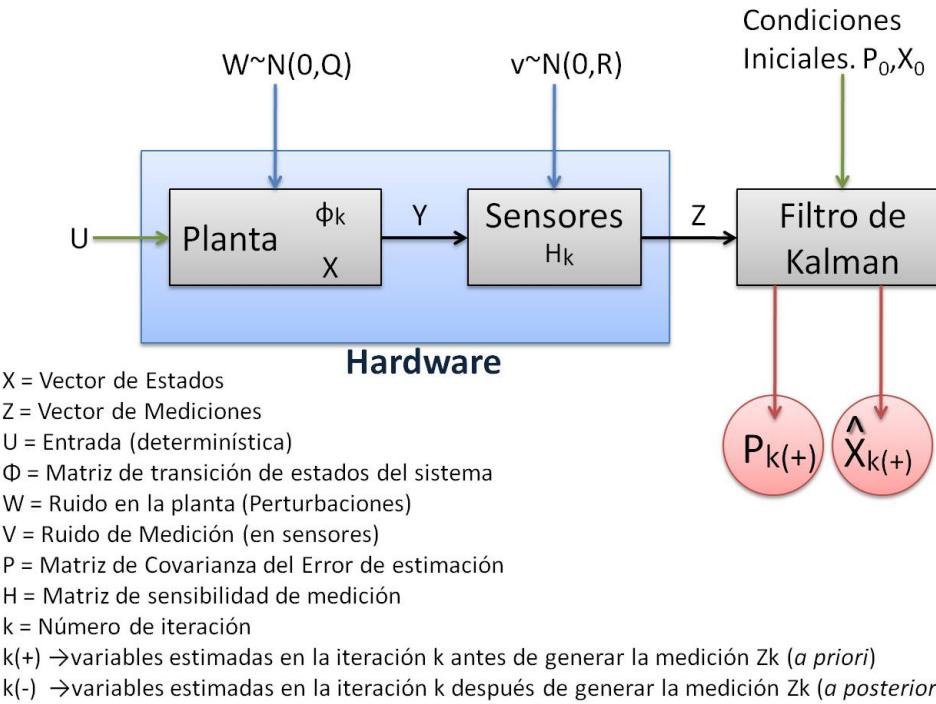


Figura 3.15: Diagrama general

- El ruido de medición v_k es ruido blanco con media cero,

$$E\langle v_k \rangle = 0 \quad (3.27)$$

- Las perturbaciones a la planta w_k son ruido blanco con media cero,

$$E\langle w_k \rangle = 0 \quad (3.28)$$

- Los ruidos v_k y w_k están descorrelacionados,

$$E\langle w_k \cdot v_i \rangle = 0 \quad (3.29)$$

- La matriz de covarianza del ruido de medición se define R_k

$$E\langle v_k \cdot v_i^T \rangle = \delta(k - i)R_k \quad (3.30)$$

- La matriz de covarianza del ruido de la planta se define Q_k

$$E\langle w_k \cdot w_i^T \rangle = \delta(k - i)Q_k \quad (3.31)$$

Se propone una estimación lineal de la forma:

$$\hat{x}_k(+) = K_k^{-1} \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k z_k, \quad (3.32)$$

donde $\hat{x}_k(-)$ es el estimado *a priori* de x_k y $\hat{x}_k(+)$ es el estimado *a posteriori*, respecto al momento t_k en que está disponible el nuevo conjunto de mediciones z_k . \bar{K}_k y K_k^{-1} son aún desconocidas.

Para lograr un estimador óptimo es necesario minimizar el error de estimación. Utilizando el principio de ortogonalidad para la medida Z_k y para cualquier otra medida z_i , obtenemos:

$$E\langle [x_k - \hat{x}_k(+)] z_i^T \rangle = 0 \quad (3.33)$$

$$E\langle [x_k - \hat{x}_k(+)] z_k^T \rangle = 0 \quad (3.34)$$

y sustituyendo (3.32) y (3.25) en (3.33),

$$E\langle [\Phi_{k-1} x_{k-1} + w_{k-1} - K_k^{-1} \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k Z_k] [z_i^T] \rangle = 0 \quad (3.35)$$

sustituyendo (3.26) para z_k ,

$$E\langle [\Phi_{k-1} x_{k-1} + w_{k-1} - K_k^{-1} \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k H_k x_k - \bar{K}_k v_k] [z_i^T] \rangle = 0. \quad (3.36)$$

Al sustituir (3.25) para x_k y (3.32) para $\hat{x}_k(+)$ en (3.33), se observa que las mediciones z_1, \dots, z_k no incluyen al término de ruido w_k . Luego, como v_k y w_k están descorrelacionadas, obtenemos que $E\langle w_k z_i^T \rangle = 0$. Usando este resultado en (3.36),

$$E\langle [\Phi_{k-1} x_{k-1} - K_k^{-1} \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k H_k x_k - \bar{K}_k v_k] [z_i^T] \rangle = 0. \quad (3.37)$$

La expresión (3.33) y (3.34) son válidas también para la iteración anterior, i.e.

$$E\langle [x_{k-1} - \hat{x}_{k-1}(+)] z_i^T \rangle = 0, \quad (3.38)$$

y,

$$E\langle v_k z_i^T \rangle = 0, \quad (3.39)$$

luego, (3.37) puede reducirse a la forma:

$$\begin{aligned} \Phi_{k-1} E x_{k-1} z_i^T - K_k^{-1} E \hat{x}_k(-) z_i^T - \bar{K}_k H_k \Phi_{k-1} E x_{k-1} z_i^T - \bar{K}_k E v_k z_i^T &= 0, \\ \{1 - K_k^{-1} - \bar{K}_k H_k\} E x_k z_i^T &= 0 \end{aligned} \quad (3.40)$$

La expresión en (3.40) es satisfecha por cualquier x_k dada por

$$K_k^{-1} = I - \bar{K}_k H_k, \quad (3.41)$$

elección que permite que (3.32) satisfaga parte de la condición dada por (3.33). La elección de \bar{K}_k debe satisfacer (3.34).

Definamos los errores

$$\tilde{x}_k(+) \triangleq \hat{x}_k(+) - x_k, \quad (3.42)$$

$$\tilde{x}_k(-) \triangleq \hat{x}_k(-) - x_k, \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k(-) &\triangleq \hat{z}_k(-) - z_k, \\ &= H_k \hat{x}_k(-) - z_k, \end{aligned} \quad (3.44)$$

donde los vectores $\tilde{x}_k(-)$ y $\tilde{x}_k(+)$ son los errores de estimación antes y después de la actualización que ocurre al llegar el conjunto de mediciones z_k .

La variable \tilde{x}_k depende linealmente de x_k , que a su vez depende linealmente de z_k . Por tanto, de (3.34) obtenemos

$$E \langle [x_k - \hat{x}_k(+)] \tilde{z}_k^T(-) \rangle = 0, \quad (3.45)$$

y restando (3.34) de (3.45)

$$E \langle [x_k - \hat{x}_k(+)] \tilde{z}_k^T(-) \rangle = 0. \quad (3.46)$$

Sustituyendo x_k , $\hat{x}_k(+)$ y \tilde{z}_k tomando (3.25), (3.32) y (3.44), respectivamente, queda:

$$E[\Phi_{k-1} x_{k-1} + w_{k-1} - K_k^{-1} \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k z_k][H_k \hat{x}_k(-) - z_k]^T = 0; \quad (3.47)$$

y por la estructura del sistema,

$$\begin{aligned} E w_k z_k^T &= E w_k \hat{x}_k^T(-), \\ E[\Phi_{k-1} x_{k-1} - K_k^{-1} \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k z_k][H_k \hat{x}_k(-) - z_k]^T &= 0. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Sustituyendo K_k^{-1} , z_k y $\tilde{x}_k(-)$ y usando que $E\tilde{x}_k v_k^T = 0$, (3.48) queda,

$$\begin{aligned} 0 &= E\langle [\Phi_{k-1}x_{k-1} - \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k H_k \hat{x}_k(-) - \bar{K}_k H_k x_k - \bar{K}_k v_k] [H_k \hat{x}_k(-) - H_k x_k - v_k]^T \rangle \\ &= E\langle [-\tilde{x}_k(-) + \bar{K}_k H_k \tilde{x}_k(-) - \bar{K}_k v_k] [H_k \hat{x}_k(-) - v_k]^T \rangle \end{aligned} \quad (3.49)$$

Por definición, la covarianza *a priori* (la covarianza del error antes de la actualización) es:

$$P_k(-) = E\langle \tilde{x}_k(-) \tilde{x}_k^T(-) \rangle \quad (3.50)$$

que satisface la ecuación:

$$[I - \bar{K}_k H_k] P_k(-) H_k^T - \bar{K}_k R_k = 0, \quad (3.51)$$

y por tanto, la ganancia de Kalman puede ser expresada como:

$$\bar{K}_k = P_k(-) H_k^T [H_k P_k(-) H_k^T + R_k]^{-1}, \quad (3.52)$$

la cual es la solución para la **ganancia de Kalman** en función de la covarianza *a priori*.

Se puede calcular de manera análoga para la covarianza *a posteriori*, que se define,

$$P_k(+) = E\langle \tilde{x}_k(+) \tilde{x}_k^T(+) \rangle \quad (3.53)$$

y sustituyendo (3.41) en (3.32), se obtiene:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k(+) &= (I - \bar{K}_k H_k) \tilde{x}_k(-) + \bar{K}_k z_k, \\ \hat{x}_k(+) &= \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k [z_k - H_k \hat{x}_k(-)], \end{aligned} \quad (3.54)$$

ecuación que permite calcular el **valor estimado de x_k a posteriori** ($\hat{x}_k(+)$).

Sustrayendo x_k de ambos lados de (3.54),

$$\tilde{x}_k(+) = (I - \bar{K}_k) H_k \tilde{x}_k(-) + \bar{K}_k v_k. \quad (3.55)$$

Sustituyendo (3.55) en (3.53) y considerando que $E\tilde{x}_k(-) v_k^T = 0$, se obtiene:

$$P_k(+) = (I - \bar{K}_k H_k) P_k(-) (I - \bar{K}_k H_k)^T + \bar{K}_k R_k \bar{K}_k^T. \quad (3.56)$$

Esta última ecuación se conoce como la forma de Joseph para la actualización de la covarianza. Sustituyendo \bar{K} de (3.52), se puede reescribir como:

$$P_k(+) = (I - \bar{K}_k H_k) P_k(-), \quad (3.57)$$

la cual es la forma más usada para el cálculo de la **covarianza del error de estimación**.

Por su parte, la covarianza *a priori* se define como:

$$P_k(-) = E[\tilde{x}_k(-)\tilde{x}_k(-)^T], \quad (3.58)$$

y el **estimado *a priori* de x_k** se halla mediante la matriz de transición de estados Φ_k :

$$\hat{x}_k(-) = \Phi_{k-1} \hat{x}_{k-1}(+). \quad (3.59)$$

Sustraer x_k a ambos lados de (3.59)

$$\tilde{x}_k(-) = \Phi_{k-1} \hat{x}_{k-1}(+) - w_{k-1}. \quad (3.60)$$

para la propagación del error de estimación, \tilde{x} . Postmultiplicando (3.60) por $\tilde{x}_k^T(-)$ a ambos lados de la ecuación, y considerando que $E\tilde{x}_{k-1}w_{k-1}^T = 0$, se obtiene el resultado:

$$\begin{aligned} P_k(-) &\triangleq E[\tilde{x}_k(-)\tilde{x}_k^T(-)] \\ P_k(-) &= \Phi_{k-1} P_{k-1}(+)\Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}, \end{aligned} \quad (3.61)$$

ecuación que permite obtener la **covarianza *a priori* del error de estimación** en función de su valor *a posteriori* en la iteración anterior.

Resumen de ecuaciones para el filtro de Kalman discreto

Utilizando las ecuaciones derivadas en la sección anterior, se presenta un resumen de las ecuaciones a utilizar para la implementación del filtro de Kalman discreto.

- Calcular $P_k(-)$ usando $P_{k-1}(+)$, Φ_{k-1} y Q_{k-1} mediante (3.61):

$$P_k(-) = \Phi_{k-1} P_{k-1}(+)\Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}.$$

- Calcular \bar{K}_k usando $P_k(-)$, H_k y R_k mediante (3.52):

$$\bar{K}_k = P_k(-) H_k^T [H_k P_k(-) H_k^T + R_k]^{-1}.$$

- Calcular $P_k(+)$ usando \bar{K}_k y $P_k(-)$ mediante (3.57):

$$P_k(+) = (I - \bar{K}_k H_k) P_k(-).$$

- Calcular $x_k(-)$ usando Φ_{k-1} y $\hat{x}_{k-1}(+)$ mediante (3.59):

$$\hat{x}_k(-) = \Phi_{k-1} \hat{x}_{k-1}(+).$$

- Calcular $x_k(+)$ usando $\hat{x}_k(-)$, \bar{K}_k , H_k y la nueva medición z_k mediante (3.54):

$$\hat{x}_k(+) = \hat{x}_k(-) + \bar{K}_k [z_k - H_k \hat{x}_k(-)].$$

Este proceso se ilustra en la Fig.3.16. El filtro puede describirse en dos etapas: predicción y actualización. La etapa de predicción de la iteración k ocurre antes de obtener el conjunto de mediciones z_k , dando lugar a las variables *a priori* denotadas con (-), mientras que la actualización ocurre al recibir los datos de z_k , dando lugar a las variables *a posteriori* denotadas con (+).

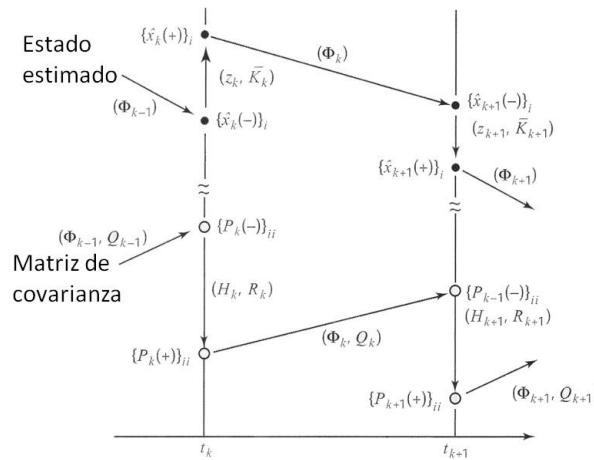


Figura 3.16: Diagrama de predicción y actualización del filtro de Kalman discreto

Diseño del filtro

Como se desprende de las ecuaciones de la sección anterior, el filtro requiere el modelo en espacio de estados de la planta y una ecuación de medición. Para el diseño del filtro se plantea el problema partiendo de la representación en espacio de estados:

$$x_k = \Phi_{k-1}x_{k-1} + w_{k-1} \quad (3.62)$$

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (3.63)$$

donde (3.62) es la ecuación de estado de la planta, y (3.63) representa a la ecuación de las mediciones z_k para lo que requerimos los valores de:

- Φ_{k-1} . Matriz de transición de estados de la planta. Φ_{k-1}
- H_k . Matriz de sensibilidad de medición.
- R_k . Matriz de covarianza de ruido de medición. Este ruido debe ser blanco de media cero.
- Q_k . Matriz de covarianza de ruido en la planta. Este ruido debe ser blanco de media cero.
- P_0 . Condición inicial de la matriz de covarianza del error de estimación, necesaria para la primera iteración del algoritmo recursivo.
- x_0 . Condición inicial de los estados de la planta, necesaria para la primera iteración del algoritmo recursivo.

Se ha demostrado que la convergencia del filtro es independiente de los valores de P_0 y x_0 [39], sin embargo, es conveniente colocar valores cercanos a los reales para disminuir el tiempo de convergencia respecto a valores más lejanos.

Una vez especificados los valores anteriores, es posible la implementación del filtro.

Tipos de filtros de Kalman

Los tipos fundamentales de filtros de Kalman son:

- *Continuo.* Consiste en la versión del filtro para sistemas continuos.
- *Discreto.* Es el filtro derivado en la sección 3.5.3. Se utiliza para sistemas lineales discreto, o sistema linealizados alrededor de un punto de operación.
- *Extendido.* Esta forma permite emplear el filtro de Kalman para sistemas no lineales, a través de la linealización del sistema en cada iteración k del filtro recursivo, alrededor del punto de operación $x_{k-1}(+)$ estimado por el mismo filtro. Esta linealización se logra mediante el uso del Jacobiano del sistema. Además del filtro discreto derivado en la sección 3.5.3, el filtro extendido (ETK, *Extended Kalman Filter*) es el más usado.
- *Unscented.* Este filtro es similar al EKF. El EKF tiene una linealización de Taylor de primer orden, mientras que el filtro *Unscented* usa órdenes superiores.

Por otro lado, existen diversos tipos de implementaciones, en especial diversos métodos de implementación de las ecuaciones para lograr menor tiempo de procesamiento o mayor estabilidad numérica.

3.5.4. Filtro de Kalman para inclinación y orientación

En esta sección se desarrolla un modelo de filtro de Kalman discreto para la estimación de inclinación (*roll–pitch*) y orientación (*yaw*) de una plataforma utilizando las mediciones de una IMU. El método propuesto consiste en la fusión de la información proveniente de los acelerómetros y de los giróscopos de la IMU. Un diagrama general de la propuesta se observa en la Fig.3.17. Las aceleraciones lineales (a_x, a_y, a_z) medidas por los acelerómetros son utilizadas para calcular el ángulo de *roll* y *pitch* de la plataforma mediante las expresiones (3.12) y (3.11), respectivamente. Luego, este cálculo de *roll* y *pitch*, junto a las velocidades angulares (w_x, w_y, w_z) medidas por los giróscopos (en el sistema del cuerpo), se utilizan para el cálculo

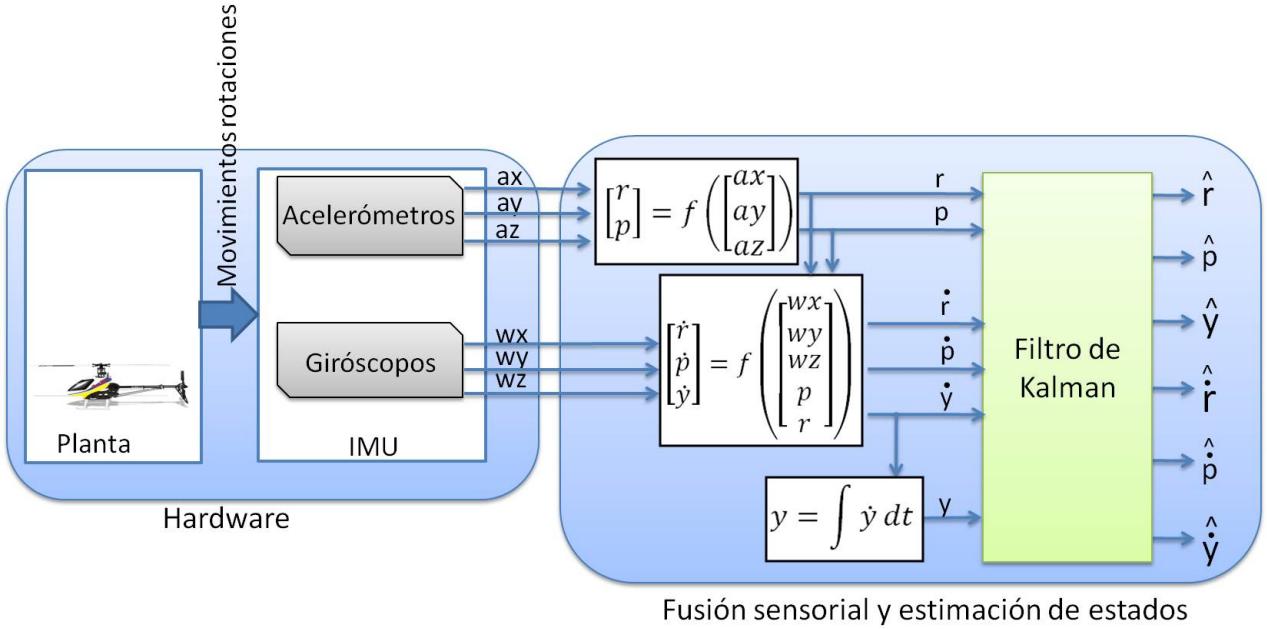


Figura 3.17: Diagrama de estimación de inclinación y orientación de una plataforma mediante el uso del filtro de Kalman

de las velocidades angulares de *roll*, *pitch* y *yaw*. Finalmente, la velocidad angular en *yaw* es utilizada para encontrar el respectivo ángulo mediante integración.

La tarea del Filtro de Kalman es realizar la estimaciones $\{\hat{r}, \hat{p}, \hat{y}, \dot{\hat{r}}, \dot{\hat{p}}, \dot{\hat{y}}\}$ fusionando la información proveniente de acelerómetros y giróscopos. Para ello de desarrolla el modelo del filtro: ecuación de estado y ecuación de medición.

En primer lugar se seleccionan los estados del sistema,

$$x_k = [r \ p \ y \ \dot{r} \ \dot{p} \ \dot{y}]^T_k. \quad (3.64)$$

Luego, se escribe la ecuación de estados que utiliza la matriz de transición de estados Φ_k para relacionar un estado pasado con el estado futuro:

$$\begin{aligned} x_k &= \Phi_{k-1} x_{k-1} \\ \begin{bmatrix} r \\ p \\ y \\ \dot{r} \\ \dot{p} \\ \dot{y} \end{bmatrix}_k &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ p \\ y \\ \dot{r} \\ \dot{p} \\ \dot{y} \end{bmatrix}_{k-1} \end{aligned} \quad (3.65)$$

donde Φ_k está dada por la física del movimiento angular del sistema, con Δt el tiempo entre la el conjunto de mediciones z_k y el z_{k+1} , es decir, el período de muestreo del sistema.

Por su parte, la ecuación de medición relaciona de forma lineal a las mediciones con los estados del sistema. En este caso el filtro de Kalman esta recibiendo como mediciones a las mismas variables de estado del sistema, por lo que la matriz de sensibilidad de medición H_k es la matriz identidad, como se expresa a continuación,

$$\begin{aligned} z_k &= H_k x_k \\ \begin{bmatrix} r \\ p \\ y \\ \dot{r} \\ \dot{p} \\ \dot{y} \end{bmatrix}_k &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ p \\ y \\ \dot{r} \\ \dot{p} \\ \dot{y} \end{bmatrix}_k \end{aligned} \quad (3.66)$$

Más adelante, en el Capítulo 6 se muestran los resultados de la implementación de este modelo en un ambiente de simulación, mientras que en el Capítulo 7 se presentan los resultados del algoritmo implementado en una IMU en pruebas a un helicóptero de 2-GDL y un helicóptero a escala usando los 3-GDL rotacionales.

Nótese con ayuda de la Fig.3.17 que debido a que el ángulo *yaw* no puede ser calculado con ayuda de los acelerómetros, por ser colineal con la gravedad, es el único que requiere un proceso de integración, por lo que su estimación tiene un error acumulativo con el tiempo, denominado *drift*, como se mencionó en la Sección3.4.3. La solución para este problema es contar con otro tipo de sensor que aporte la corrección necesario, como un GPS o una brújula electrónica. Más adelante en el Capítulo 6 sobre la simulación de este esquema, se muestra una comparación entre el resultado usando únicamente la IMU y el resultado con ayuda de la corrección de una brújula.

El modelo desarrollado se basa en el comportamiento de los sensores, sin embargo también es posible desarrollar un modelo de estado para el filtro basado en la dinámica de la planta. Se eligió hacerlo de la primera forma con la intención de contar con una IMU que pueda ser utilizada en diferentes plataformas (helicóptero, submarino, etc) e incluso con diferentes sensores, de tal manera que al cambiar de plataforma sólo es necesario ajustar los datos de calibración de los sensores, mientras que el modelo del filtro no requiere modificaciones.

CONTROL BILATERAL

En este Capítulo se presentan las bases teóricas en el área de control bilateral que fueron utilizadas durante el desarrollo del trabajo. En primer lugar se explican los conceptos que sirven como base al resto del capítulo, y luego se presenta el desarrollo teórico de las dos técnicas de control usadas en el presente trabajo: control por convergencia de estados y control robusto.

4.1. Conceptos Básicos

4.1.1. Teleoperación y Control Bilateral

Los sistemas de control empleados en robótica requieren de una arquitectura que les permita ejecutar tareas de acuerdo a una misión dada y en un ambiente determinado. Por ello, están compuestos por un nivel de control de navegación que se encarga de la planificación inteligente de los movimientos, y un nivel de control de actuadores tal que éstos permitan al robot ejecutar los movimientos ejecutados por el control de navegación. En un sistema autónomo, el control de navegación es ejecutado por un computador o sistema electrónico programado para tal fin. La programación de este control es el objeto de estudio de la navegación autónoma, que debido a su alto grado de complejidad, en algunas ocasiones se limita a entornos estructurados (ambiente conocidos *a priori*). El esquema descrito se muestra en la Fig.4.1.

Por otro lado, en los sistemas teleoperados, el control de navegación es ejecutado por un operador humano, logrando integrar las ventajas del control automático a nivel de actuadores,

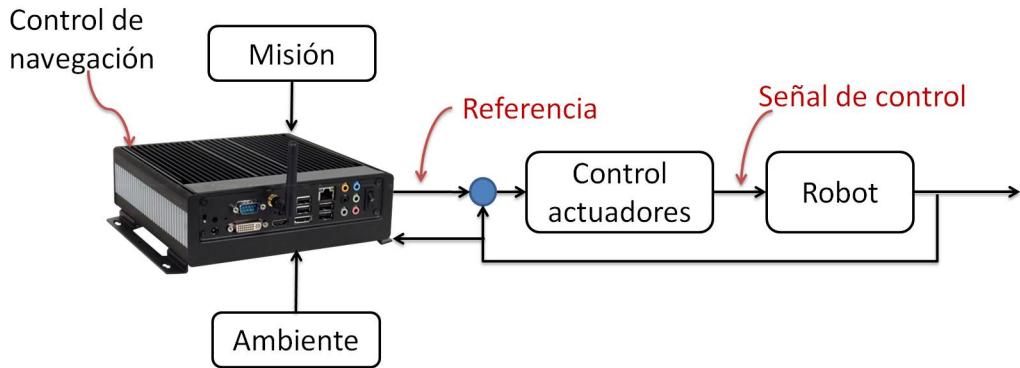


Figura 4.1: Esquema de control general para un sistema autónomo

con la planificación inteligente del operador, el cual, en general, está capacitado para manejar situaciones de entornos no estructurados con mayor destreza que un sistema completamente autónomo. En la Fig.4.3 se ilustra como el operador humano hace las veces de control de navegación. Esto usualmente requiere de algún dispositivo que le permita al operador indicar sus comandos, los cuales son tomados como referencias para el sistema. Estos dispositivos se denominan dispositivos de entrada, por ejemplo, un *joystick*.

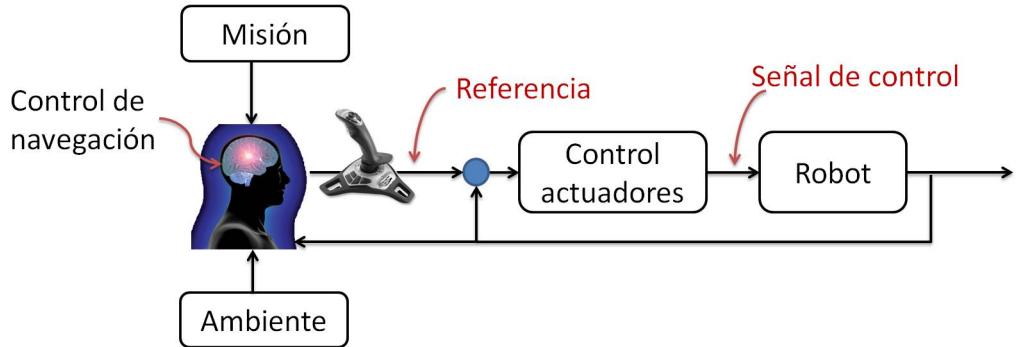


Figura 4.2: Esquema de control general para un sistema de teleoperación

En un principio, los sistemas de teleoperación fueron ideados para controlar a un robot que puede ser observado directamente por el operador, sin embargo, el problema luego se extendió a la teleoperación de sistemas maestro-esclavo, donde el esclavo es una plataforma robótica que puede ser manejada por un operador con la intención que el esclavo, que es a su vez otra plataforma robótica de similares características, ejecute los mismos movimiento que el esclavo. En la Fig.4.3 se muestra un esquema de este tipo y se ilustra como los comando del operador son enviados tanto al maestro como al esclavo.

En el caso anterior, el operador tiene interacción directa con el maestro, lo cual lo

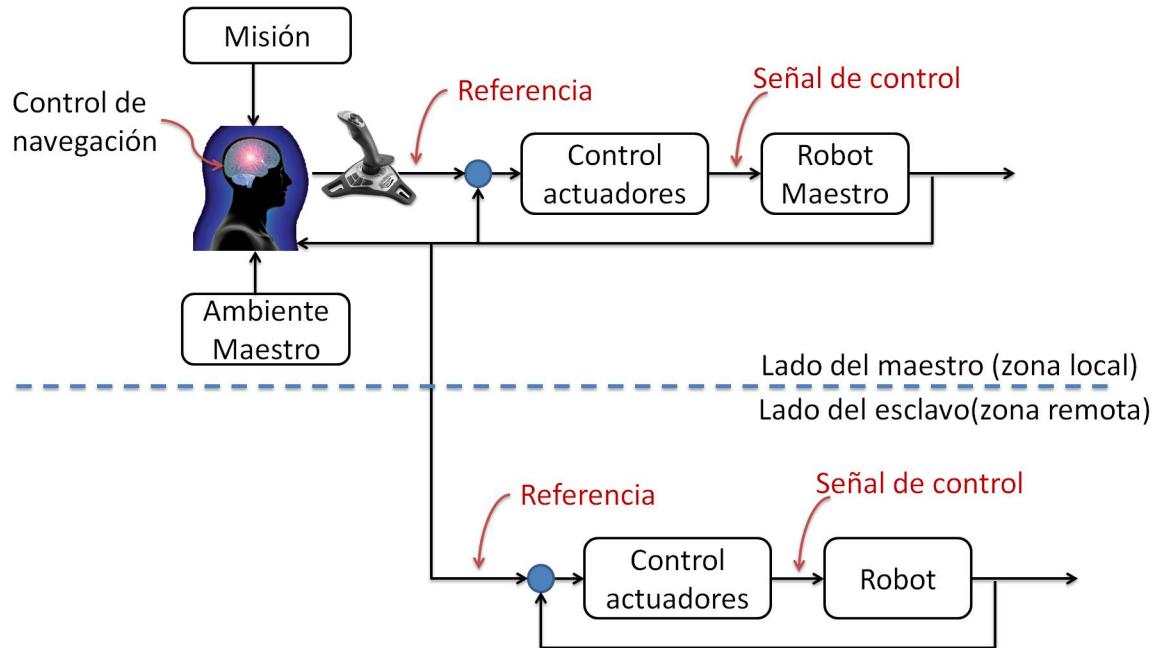


Figura 4.3: Esquema de control general para un sistema de teleoperación maestro-esclavo

habilita para reaccionar ante los efectos de la interacción del maestro con el ambiente, empero, la situación del esclavo no es reflejada al maestro por lo que sistema es conocido como teleoperación unilateral. Pronto el problema se extendió a considerar también la interacción del esclavo con su ambiente, debido a que el esquema de la Fig.4.3 no le permite al operador tener conocimiento del estado del esclavo. Esa necesidad de reflejar el estado del esclavo al lado del maestro da origen al control bilateral, en el que la información del estado del robot es intercambiada en ambas direcciones. Esto permite al maestro y al operador tener una sincronización real con lo que ocurre del lado del esclavo. Este esquema bidireccional se muestra en el diagrama de bloques de la Fig.4.4.

4.1.2. Concepto de Maestro Virtual

Par los casos en los cuales el objetivo es realizar la teleoperación de un robot en un ambiente remoto, pero no se cuenta físicamente con dos robots (maestro-esclavo) o debido a las características de la plataforma no es posible la manipulación directa del operador sobre el maestro, como por ejemplo, en el caso de los UAVs, se ideó el concepto de maestro virtual.

El maestro virtual consiste en una simulación de un sistema similar al esclavo, y que hace

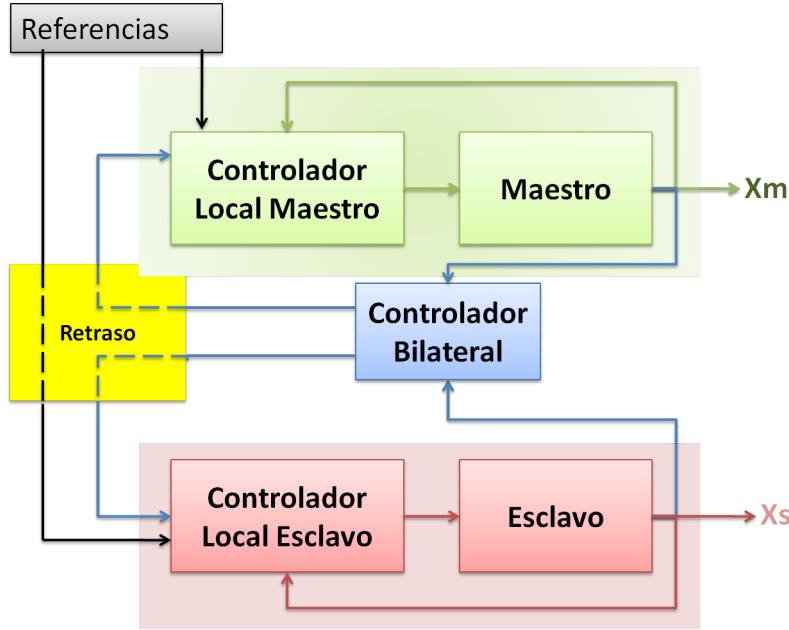


Figura 4.4: Esquema de control general para un sistema de teleoperación maestro-esclavo con control bilateral

las veces del maestro. Esto permite completar el esquema de la Fig.4.4 aún cuando realmente no se cuenta con el maestro real. El uso del maestro virtual se muestra en la literatura en [40] para un sistema de teleoperación de UAVs con un maestro y múltiples esclavos. Este acoplamiento virtual permite al sistema replicar del lado del maestro la información que se obtendría con un maestro real, y en el caso particular de [40] se utiliza para obtener una tasa actualización de la información del lado del maestro más rápida que la permitida por el sistema de comunicaciones maestro-esclavo, de tal manera que el operador perciba una interacción real que no está afectada por el retardo en las comunicaciones. En la Fig.4.5 se muestra la ilustración del acople virtual entre el dispositivo de entrada manipulado por el operador y los esclavos UAVs, por medio del maestro virtual.

Esta técnica se utilizó en el presente trabajo para simular la teleoperación de una plataforma aerodinámica de 2-GDL.

4.1.3. Transparencia

Los sistemas de control en teleoperación buscan que la sensación del operador reproduzca la experiencia de estar interactuando con el entorno remoto (esclavo). Para ello,

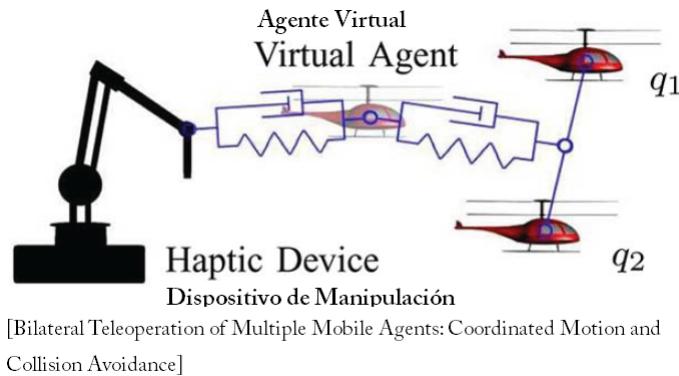


Figura 4.5: Concepto de agente virtual presentado en [40]

las propiedades mecánicas del entorno, como la impedancia, se deben reflejar al operador con la mayor exactitud posible. Al nivel de similitud logrado se le denomina *transparencia*.

4.1.4. Tecnología *Haptic*

La tecnología haptic se refiere al uso de sentido del tacto para producir sensaciones sobre el operador de un sistema de teleoperación, con el objetivo de transmitirle a través de este sentido información sobre los estados del sistema. Para ello se puede utilizar realimentación de fuerza, vibraciones, cambios de temperatura.

4.2. Algoritmos de control bilateral

A continuación se enumeran los principales algoritmos de control bilateral encontrados en la literatura y se describen de manera introductoria los utilizados en el presente trabajo.

- Esquemas clásicos de posición-posición, fuerza-posición y fuerza-fuerza. Los nombres dados dependen de las variables de estado que se intercambian bidireccionalmente, por ejemplo, en el esquema posición-posición, la variable de posición del maestro es enviada al esclavo, y lo mismo ocurre en el sentido inverso. El esquema posición-posición es implementado más adelante en el presente trabajo junto a un control local robusto.
- Control de impedancia.

- Control acomodaticio (Shared Compliance Control).
- Convergencia de estados. Se basa en la representación en espacio de estados del maestro y del esclavo, y busca la convergencia de los estados del esclavo a los estados del maestro. Este algoritmo es de reciente aparición en la literatura [41] y hasta el momento se había probado exitosamente en sistemas SISO. En el presente trabajo se desarrolló la extensión a sistemas multivariables y se aplicó a una plataforma de 2-GDL junto a un control local por realimentación de estados.
- Control por pasividad.
- Scatering.

4.3. Control por Convergencia de Estados

4.3.1. Estado del arte

La técnica de control bilateral por convergencia de estados fue presentada por primera vez en [42], donde se trató un sistema de teleoperación con un pequeño retraso en el canal de comunicación entre maestro y esclavo. La técnica consiste en partir de la representación en espacio de estados tanto del maestro como del esclavo y lograr la convergencia entre los estados de ambos sistemas, x_m y x_s respectivamente, mediante el uso de unas ganancias de realimentación que deben satisfacer ciertas condiciones de convergencia. La ubicación de estas ganancias dentro del esquema bilateral propuesto en [42] se muestran en el diagrama de bloques de la Fig.4.6. En este trabajo se presentó un conjunto de $(3n + 1)$ ecuaciones que debe satisfacer el sistema para lograr la convergencia de n estados, y que permiten hallar el conjunto de parámetros $\{K_m \in \mathbb{R}^{1 \times n}, K_s \in \mathbb{R}^{1 \times n}, R_s \in \mathbb{R}^{1 \times n}, G_2 \in \mathbb{R}^{1 \times 1}\}$ para el caso SISO.

Las condiciones de convergencia mencionadas anteriormente obedecen a las $(n + 1)$ restricciones que deben ser impuestas para lograr que el error entre maestro y esclavo evolucione como un sistema autónomo estable, i.e. que la respuesta dinámica del error sea independiente de x_m y x_s . La técnica permite diseñar la dinámica del error mediante reubicación de polos usando un conjunto de n ecuaciones, y de igual manera podría diseñarse

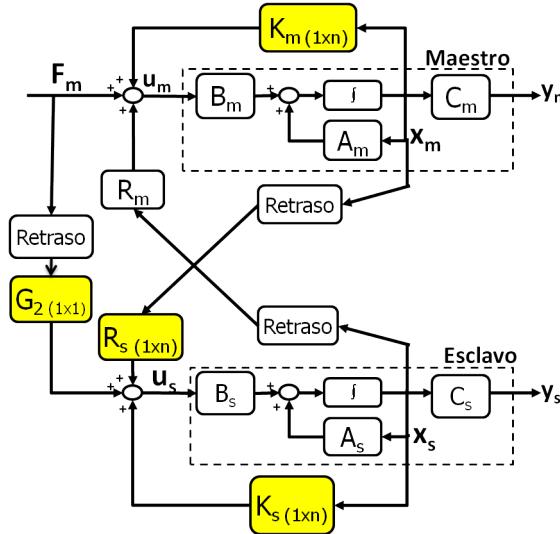


Figura 4.6: Esquema de control por convergencia de estados para la teleoperación de un sistemas SISO con retraso en las comunicaciones

la dinámica del esclavo con otro conjunto de n ecuaciones. En el esquema de la Fig.4.6 se observa que ambas plantas utilizan un control local por realimentación de estados mediante las ganancias $\{K_m, K_s\}$, mientras que el otro parámetro de control $\{R_s\}$ se encuentra en la realimentación del maestro hacia el esclavo. La ganancia G_2 ajusta la referencia del lado del maestro para ser enviada al esclavo. $\{R_m\}$ es usada para reflejar los estados del esclavo y su interacción con el ambiente hacia el lado del maestro.

En [41] los autores presentaron un primer enfoque para el análisis de estabilidad del sistema con el lazo de control en presencia de retardo en la comunicación maestro-esclavo, y análisis de robustez mediante la simulación del sistema para diversos valores de los parámetros del modelo. En este trabajo también se presentaron resultados experimentales de la teleoperación de un sistema de 1-GDL con 2 estados, i.e. un sistema SISO. En un principio la técnica se desarrolló para sistemas bilaterales donde el maestro y el esclavo fuesen iguales, de tal manera que tuviesen el mismo modelo en ecuaciones diferenciales del mismo orden. En [43] los autores presentaron un método para aplicar la técnica de convergencia de estado a sistemas que no cumplan esta condición, y concluyeron que el orden de la función de transferencia de menor orden debe ser incrementado al orden de la otra función de transferencia. El caso discreto y simulaciones fueron presentadas en [44] para el caso de un manipulador de 6-GDL, sin embargo, la técnica de convergencia fue implementada únicamente en 1-GDL del

manipulador.

Otro tema desarrollado es la transparencia de sistema en convergencia de estados. En [45] se deriva teóricamente un conjunto de ecuaciones para mejorar la transparencia del sistema bilateral. Luego, en [46] se presenta una modificación de este esquema y se muestran simulaciones con un manipulador de 1-GDL.

Como en un principio la técnica fue desarrollada para sistemas donde el maestro y el esclavo tienen la misma cinemática, en [47] se presenta una solución mediante la inclusión de un maestro virtual, el cual funciona como acople virtual entre el dispositivo de entrada manejado por el operador y el esclavo. El concepto de maestro virtual se ha encontrado en teleoperación en este trabajo y en [40], como se mencionó anteriormente. Aunque los esquemas de control bilateral son diferentes en ambos trabajos, el maestro virtual es usado de la misma forma, con la finalidad de sustituir a un maestro físico mediante una simulación del robot. La presencia del maestro virtual permite completar el esquema de la Fig.4.6, en cuyo caso es necesario añadir una transformación cinemática entre el dispositivo de entrada (por ejemplo un joystick) y el maestro virtual, de tal manera que sea posible transformar los comandos del usuario a su respectiva referencia para los GDL del robot. En el caso de teleoperación usando un maestro real, tal transformación cinemática no es necesaria, pues el operador actúa directamente sobre GDL a controlar.

Para el caso de múltiples GDL se propone en [47] usar el esquema de control por convergencia para GDL de manera independiente. El caso de sistemas MIMO no ha sido tratado en la literatura ni de manera teórica ni experimental.

4.3.2. Convergencia de estados para sistemas MIMO

En el presente trabajo se desarrolló la extensión del control por convergencia a sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO). El esquema de control propuesto se basa en dos niveles de ejecución: (1) el control local que es responsable del problema de acoplamiento entre los múltiples GDL de la planta y de la estabilización de la misma, y (2) el control bilateral que se basa en la técnica de convergencia de estados. El diagrama completo de la

estrategia propuesta se muestra en la Fig.4.7, donde el control local constituido por una red de desacople y realimentación de estados se muestran enmarcados bajo la identificación de *maestro* y *esclavo*, mientras que el control bilateral se realiza mediante las realimentaciones que conectan a maestro y esclavo de manera bidireccional.

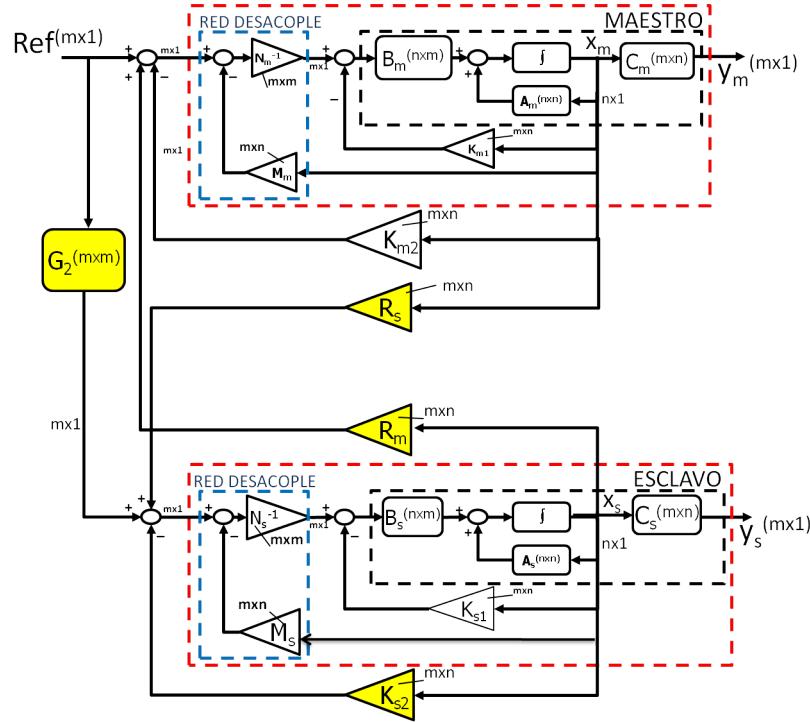


Figura 4.7: Esquema de control propuesto para sistemas MIMO

En primer lugar se debe diseñar el controlador local, que en este caso se propone realizar mediante la utilización de una red de desacople como la diseñada en [48]. En este trabajo se sugiere diseñar la red de desacople de la siguiente forma:

- La planta debe ser estable. En caso de tener una planta que no cumpla esta condición, se puede estabilizar mediante realimentación de estados para reubicar los polos del sistema. Para ello se utilizan las ganancias de realimentación K_{m1} y K_{s1} en la Fig.4.7.
- Denotando C_i como la i-ésima fila de la matriz C de la representación en espacio de estados del sistema, la derivada de cada salida del sistema se puede escribir como (4.1)

$$\dot{y}_i = C_i \dot{X} = C_i AX + C_i BU. \quad (4.1)$$

Si $C_i B$ es cero, el método desarrollado en [48] indica realizar la derivada de (4.1) hasta obtener una relación nula entre y_i y U . Es necesario realizar este procedimiento para

cada salida y_i . El índice de desacople d_i es el número de derivadas que fue necesario realizar para la salida y_i .

- Finalmente, se obtiene una ecuación de la forma:

$$\begin{bmatrix} y_1^{d_1} \\ \vdots \\ y_m^{d_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 A^{d_1} \\ \vdots \\ C_m A^{d_m} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} C_1 A^{d_1-1} B \\ \vdots \\ C_m A^{d_m-1} B \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4.2)$$

o en forma compacta,

$$\tilde{\mathbf{y}} = M\mathbf{x} + N\mathbf{u} \quad (4.3)$$

donde M y $N = N^{-1}$ son los parámetros de la red de desacople, como se muestra en el esquema de la Fig.4.7.

- El procedimiento requiere la existencia de N^{-1} , aunque no hay forma de predecir su existencia antes de realizar el cálculo completo.

Luego de diseñar la realimentación de estados mediante las ganancias K_{m2} and K_{s2} , y la red de desacople para maestro y esclavo usando los términos $\{M_m, N_{im}\}$ y $\{M_s, N_{is}\}$ respectivamente, obtenemos una versión aumentada del sistema. Es conveniente tener una representación en espacio de estados para maestro y esclavo que incluyan a estos términos, como se muestra a continuación,

$$\begin{aligned} A_m &= A - BK_{m1} - BN_{im}M_m - BN_{im}K_{m2} \\ B_m &= BN_{im} \\ C_m &= C \\ A_s &= A - BK_{s1} - BN_{is}M_s - BN_{is}K_{s2} \\ B_s &= BN_{is} \\ C_s &= C \end{aligned} \quad (4.4)$$

donde los subíndices m denotan al maestro y s denotan al esclavo.

Luego, la respresentación en espacio de estados de los sistemas de maestro y esclavo

aumentados es:

$$\begin{aligned}\dot{X}_m &= A_m X_m + B_m U_m \\ Y_m &= C_m X_m \\ \dot{X}_s &= A_s X_s + B_s U_s \\ Y_s &= C_s X_s\end{aligned}\tag{4.5}$$

con n estados, m entradas y m salidas. Considerando estas dimensiones, las variables involucradas en el sistema presentan las siguientes dimensiones:

$$\begin{aligned}A_m, A_s &\in \mathbb{R}^{n \times n} \\ B_m, B_s &\in \mathbb{R}^{n \times m} \\ C_m, C_s &\in \mathbb{R}^{m \times n} \\ R_m, R_s &\in \mathbb{R}^{m \times n} \\ G_2 &\in \mathbb{R}^{m \times m} \\ K_{m1}, K_{m2}, K_{s1}, K_{s2} &\in \mathbb{R}^{m \times n} \\ (\text{Parámetro de desacople}) \quad M_m, M_s &\in \mathbb{R}^{m \times n} \\ (\text{Parámetro de desacople}) \quad Ni_m, Ni_s &\in \mathbb{R}^{m \times m}\end{aligned}$$

con U_m y U_s las señales de control de maestro y esclavo, las cuales quedan definidas por el esquema de realimentaciones de la Fig.4.7, como

$$\begin{aligned}U_m &= R_m X_s - T R_m \dot{X}_s + Ref \\ U_s &= R_s X_m - T R_s \dot{X}_m + G_2 Ref - T G_2 \dot{Ref}\end{aligned}\tag{4.6}$$

donde se ha usado una expansión de Taylor de primer orden para representar al retardo T en el canal de comunicación maestro-esclavo.

Considerando la referencia en estado estacionario, i.e. $\dot{Ref} = 0$, y sustituyendo (4.6) en (4.5), se puede obtener un nuevo sistema con estados X_s y X_m , como se muestra en (4.7).

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ \dot{X}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(A_s - TB_s R_s B_m R_m) & S(B_s R_s - TB_s R_s A_m) \\ M(B_m R_m - TB_m R_m A_s) & M(A_m - TB_m R_m B_s R_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_s \\ X_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S(B_s G_2 - TB_s R_s B_m) \\ M(B_m - TB_m R_m B_s G_2) \end{bmatrix} \mathbf{Ref}\tag{4.7}$$

o de forma mas compacta:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ \dot{X}_m \end{bmatrix} = \hat{A} \begin{bmatrix} X_s \\ X_m \end{bmatrix} + \hat{B} \mathbf{Ref} \quad (4.8)$$

donde $M = (I_{n \times n} - T^2 B_m R_m B_s R_s)^{-1}$, $S = (I_{n \times n} - T^2 B_s R_s B_m R_m)^{-1}$.

Realizando la transformación lineal (4.8),

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ \dot{X}_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \hat{A} \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_s \\ X_m \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \hat{B} \mathbf{Ref} \end{aligned} \quad (4.9)$$

es posible obtener otra representación en espacio de estados con X_s y $X_e = X_s - X_m$ como estados, como se muestra en (4.10). De esta manera, el error entre maestro y esclavo se ha convertido en uno de los estados de este nuevo sistema,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ \dot{X}_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \hat{A}_{11} + \hat{A}_{12} & -\hat{A}_{12} \\ \hat{A}_{11} - \hat{A}_{21} + \hat{A}_{12} - \hat{A}_{22} & -\hat{A}_{12} + \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_s \\ X_e \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \hat{B}_1 \\ \hat{B}_1 - \hat{B}_2 \end{bmatrix} \mathbf{Ref} \\ \begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ \dot{X}_e \end{bmatrix} &= \tilde{A} \begin{bmatrix} X_s \\ X_e \end{bmatrix} + \tilde{B} \mathbf{Ref} \end{aligned} \quad (4.10)$$

El sistema obtenido en (4.10) contiene la información fundamental para el desarrollo del control por convergencia, la cual será usada en las siguientes secciones para hallar las condiciones que debe cumplir el sistema para lograr convergencia entre los estados del maestro y los estados del esclavo.

4.3.3. Error entre maestro y esclavo

Partiendo de (4.10) se puede determinar que:

$$\begin{aligned} \dot{X}_e &= (\hat{A}_{11} - \hat{A}_{21} + \hat{A}_{12} - \hat{A}_{22}) X_s \\ &\quad + (-\hat{A}_{12} + \hat{A}_{22}) X_e \\ &\quad + (\hat{B}_1 - \hat{B}_2) \mathbf{Ref} \end{aligned} \quad (4.11)$$

donde se observa que si se cumple:

$$\tilde{A}_{21} = 0 = \hat{A}_{11} - \hat{A}_{21} + \hat{A}_{12} - \hat{A}_{22} \quad (4.12)$$

$$\tilde{B}_2 = 0 = \hat{B}_1 - \hat{B}_2 \quad (4.13)$$

el error evolucionará como un sistema autónomo[41], independientemente de X_m y X_s .

4.3.4. Dinámica del sistema

La dinámica del sistema puede ser estudiada mediante la función de transferencia,

$$G(s)_{2n \times m} = C_{2n \times 2n} \{sI_{2n \times 2n} - \tilde{A}_{2n \times 2n}\}^{-1} \tilde{B}_{2n \times m} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} G(s)_{2n \times m} &= \frac{1}{\det[sI_{2n \times 2n} - \tilde{A}_{2n \times 2n}]} \times C_{2n \times 2n} \\ &\times \left[\begin{array}{cc} sI_{n \times n} - \tilde{A}_{22_{n \times n}} & \hat{A}_{12_{n \times n}} \\ [0]_{n \times n} & sI - \tilde{A}_{11_{n \times n}} \end{array} \right] \\ &\times \left[\begin{array}{c} B_{m_{n \times m}} \\ [0]_{n \times m} \end{array} \right] \end{aligned} \quad (4.15)$$

donde la presencia de las matrices nulas se debe a las condiciones (4.12) y (4.13). La ecuación característica de $G(s)$ es $\det[sI_{2n \times 2n} - \tilde{A}_{2n \times 2n}]$, que usando la fórmula de Leibnitz para el determinante de una matriz cuadrada se puede reescribir como,

$$\det[sI_{n \times n} - \tilde{A}_{11_{n \times n}}] \det[sI_{n \times n} - \tilde{A}_{22_{n \times n}}] = 0 \quad (4.16)$$

donde cada determinante es un polinomio de orden n en la variable s . El primer determinante rige la dinámica del esclavo, y el segundo determinante se relaciona con la dinámica del error entre maestro y esclavo.

4.3.5. Condiciones de diseño

Las condiciones (4.17) y (4.18) derivadas previamente deben ser cumplidas para lograr convergencia de estado, por consiguiente son condiciones necesarias, mientras que (4.19) y (4.20) pueden ser usadas a conveniencia del diseñador para manipular la dinámica del error y del esclavo dependiendo de los criterio de diseño y desempeño elegidos, mediante la selección de los coeficientes $\{a_{n-1}, \dots, a_1, a_0\}$ y $\{b_{n-1}, \dots, b_1, b_0\}$ cuyos valores fijan la ubicación de los polos.

A manera de resumen se escriben las cuatro condiciones de diseño a continuación:

$$\tilde{A}_{21} = 0 = \hat{A}_{11} - \hat{A}_{21} + \hat{A}_{12} - \hat{A}_{22} \quad (4.17)$$

$$\tilde{B}_2 = 0 = \hat{B}_1 - \hat{B}_2 \quad (4.18)$$

$$\det[sI_{n \times n} - \tilde{A}_{11_{n \times n}}] = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \quad (4.19)$$

$$\det[sI_{n \times n} - \tilde{A}_{22_{n \times n}}] = s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0. \quad (4.20)$$

Al incluir los términos del control local ((4.4) y (4.7)) en el conjunto de restricciones (4.17), (4.18), (4.19) y (4.20) se obtienen las ecuaciones:

$$(I_{n \times n} - T^2 B_s R_s B_m R_m)^{-1} (A_s - TB_s R_s B_m R_m - B_s R_s + TB_s R_s A_m) \quad (4.21)$$

$$+ (I_{n \times n} - T^2 B_m R_m B_s R_s)^{-1} (B_m R_m - TB_m R_m A_s - A_m + TB_m R_m B_s R_s) = [0]_{n \times n}$$

$$(I_{n \times n} - T^2 B_s R_s B_m R_m)^{-1} (B_s G_2 - TB_s R_s B_m)$$

$$- (I_{n \times n} - T^2 B_m R_m B_s R_s)^{-1} (B_m - TB_m R_m B_s G_2) = [0]_{n \times n} \quad (4.22)$$

$$\det[sI_{n \times n} - (I_{n \times n} - T^2 B_s R_s B_m R_m)^{-1} (A_s - TB_s R_s B_m R_m + B_s R_s - TB_s R_s A_m)] \quad (4.23)$$

$$= s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$$

$$\det[sI_{n \times n} - [(I_{n \times n} - T^2 B_m R_m B_s R_s)^{-1} (A_m - TB_m R_m B_s R_s) - (I_{n \times n} - T^2 B_s R_s B_m R_m)^{-1} (B_s R_s - TB_s R_s A_m)]] \quad (4.24)$$

$$= s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0$$

Hasta este punto se han derivado todas las ecuaciones requeridas para el diseño del control por convergencia de estados propuesto en la Fig.4.7. Las condiciones (4.21), (4.22), (4.23) y (4.24) forman un conjunto de $((m \times n) + (m \times m) + 2n)$, donde (4.21) y (4.22) contribuyen con $(m \times n)$ y $(m \times m)$ ecuaciones respectivamente. Es de hacer notar que para el caso $m = 1$, que es el caso SISO, el número de ecuaciones se reduce a $(3n + 1)$, resultado que coincide con el obtenido en [42]. Por otro lado, el conjunto de parámetros necesarios

está compuesto por $\{K_{m2} \in \mathbb{R}^{m \times n}, K_{s2} \in \mathbb{R}^{m \times n}, R_m \in \mathbb{R}^{m \times n}, R_s \in \mathbb{R}^{m \times n}, G_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}\}$. Para resolver este sistema de ecuaciones se propone la siguiente metodología:

- Fijar los términos K_{m2} y K_{s2} al diseñar el control local para estabilizar la planta, y luego resolver (4.21), (4.22) y (4.23) para los parámetros $\{R_m \in \mathbb{R}^{m \times n}, R_s \in \mathbb{R}^{m \times n}, G_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}\}$. Lo cual implica un exceso de $((m - 1) \times n)$ incógnitas. Este problema se puede resolver, sin perder generalidad, asignando cero como valor a $((m - 1) \times n)$ elementos dentro de las matrices. La opción tomada fue colocar los valores nulos tal que las matrices tuvieran valores no nulos en la diagonal, ya que son los elementos principales que actúan sobre las variables de realimentación. Otras opciones también podrían ser estudiadas. Nótese que lo anterior es válido para $m \geq 1$, lo cual siempre es satisfecho por sistemas **MIMO**. La localización final de los polos del maestro y esclavo deben ser revisadas para asegurar la estabilidad, ya que hasta el momento no se ha encontrado forma de ajustarlos todos simultáneamente, de hecho, en [46] se afirma que no es posible en el caso de sistemas **SISO**.

La complejidad de este conjunto de ecuaciones radica en el número de términos no lineales y en la diferencia entre el número de incógnitas y ecuaciones si se considera el problema completo con los parámetros $\{K_{s2} \in \mathbb{R}^{m \times n}, R_m \in \mathbb{R}^{m \times n}, R_s \in \mathbb{R}^{m \times n}, G_2 \in \mathbb{R}^{m \times m}\}$ de manera simultánea. Se podrían plantear otros métodos para encontrar solución a este conjunto de ecuaciones.

4.3.6. Relación entre el esquema de control por convergencia de estados y los esquemas clásicos de control bilateral

Existe una relación entre el esquema de control por convergencia y los esquemas de control bilateral clásicos. Partiendo de una vista del alto nivel del esquema de control por convergencia de estados ilustrada en la Fig.4.8, se observan las siguientes relaciones.

- En el esquema posición-posición, la única información que se maneja bidireccionalmente entre los sistemas maestro y esclavo es la posición. Es posible lograr esta situación a

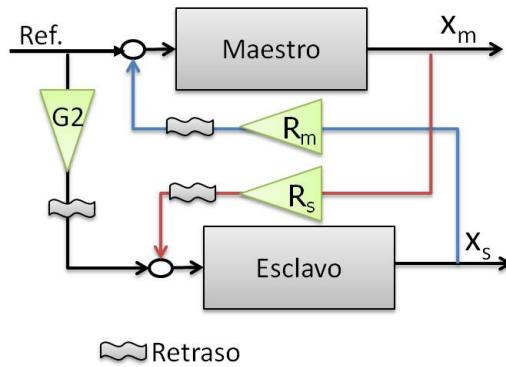


Figura 4.8: Esquema simplificado de convergencia de estados

partir del esquema en la Fig.4.8 si se fijan los valores convenientes para Rm , Rs y $G2$, como sigue:

$$\begin{aligned} G2 &= 0 \\ Rs &= [1 \ 0] \\ Rm &= [1 \ 0] \end{aligned} \quad (4.25)$$

donde la primera variable de estado del sistema es la posición.

- De igual manera para el esquema fuerza-posición, la referencia que recibe el esclavo es la posición del maestro, mientras que la referencia que recibe el maestro es la fuerza de interacción del esclavo con su entorno. Esto ocurre al usar:

$$\begin{aligned} G2 &= 0 \\ Rs &= [1 \ 0] \\ Rm &= [0 \ 0] \end{aligned} \quad (4.26)$$

- En el esquema fuerza-velocidad, la referencia que recibe el esclavo es la velocidad del maestro y la referencia que recibe el maestro es la fuerza de interacción del esclavo con el entorno.

$$\begin{aligned} G2 &= 0 \\ Rs &= [0 \ 1] \\ Rm &= [0 \ 0] \end{aligned} \quad (4.27)$$

4.4. Sistema de Control Robusto basado en LMIs

Utilizando la similitud del control por convergencia de estados con el control clásico posición-posición, y con la idea de explorar otros métodos para el control local, se propuso un esquema de control bilateral posición-posición con control local basado en control robusto. El control robusto consiste en el desarrollo de un controlador inmune a ciertas variaciones del modelo de la planta que son especificadas en el diseño. Esta técnica es de especial utilidad cuando hay incertidumbre en el modelo de la planta, o incluso cuando el valor de sus parámetros varía durante la operación de la misma.

El control robusto ha sido empleado anteriormente en teleoperación. Se encuentra en la literatura un sistema de control bilateral para micro-manipulación[49], que trata de la manipulación de objetos con dimensiones muy pequeñas. En ese trabajo se presenta un controlador robusto con criterio H_∞ y un controlador de ganancias programadas. En [50] se presenta un análisis riguroso de estabilidad de un sistema bilateral con control robusto. Otro trabajo en el área muestra el uso de control robusto para teleoperación cooperativa, una metodología innovadora en la cual múltiples maestro son operados simultáneamente para controlar esclavo que se encuentran en el mismo lugar para cooperación en la realización de una tarea común.

Como punto previo al desarrollo del marco matemático para tratar con este tipo de sistemas, se hace una breve introducción a los sistemas de desigualdades lineales (LMI, *Linear Matrix Inequality*), ya que son la herramienta operacional con que se tratan dichos sistemas.

Desigualdades Matriciales Lineales (LMI)

Una LMI tiene la forma

$$F(x) = F_o + x_1 F_1 + \dots + F_m x_m > 0 \quad (4.28)$$

donde $x_1 \dots x_m$ son las incógnitas del sistema y $F_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ son matrices dadas. También es posible construir un sistema de múltiples LMIs.

4.4.1. Sistemas inciertos

Los sistemas inciertos son aquellos que presentan incertidumbre en el valor de los parámetros del modelo que los representa. La variación de estos parámetros puede ocurrir debido al desconocimiento del valor de los parámetros físicos de la planta, o a variaciones de éstos como consecuencia de procesos físicos de los cuales no se posee un modelo riguroso.

Los sistemas inciertos deben ser representados de una manera matemática para poder ser usados en el contexto de la solución del problema de control, como Dado un sistema politópico

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t), \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t),\end{aligned}\tag{4.29}$$

donde $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ y $D(t)$ son las matrices en representación de espacio de estados del sistema, que en este caso se considera variante en el tiempo. La variación de los parámetros inciertos de la planta repercuten en los valores de los elementos de estas matrices, por lo que si las variaciones son acotadas, se obtiene una variación acotada en estas matrices. Al representar el rango de la variación de cada parámetro como un lado de un poliedro, obtenemos un politopo que en su interior contiene a todas las variaciones posibles. Por ejemplo, una planta con tres parámetros inciertos (v_1, v_2, v_3), contiene sus variaciones dentro de un paralelepípedo, como se muestra en la Fig.4.9, donde cada lado representa a un parámetro. Los vértices del politopo P_i representan los valores extremos de variación, para cada uno de los cuales existe una A_i , B_i , C_i y D_i .

Estabilidad de un sistema incierto

El teorema de estabilidad de un sistema incierto establece que un sistema es estable si y sólo si existe una matriz $P = P' > 0$ solución de la desigualdad

$$A'_i P + PA_i < 0,\tag{4.30}$$

donde A es la matriz de estado del sistema bajo estudio.

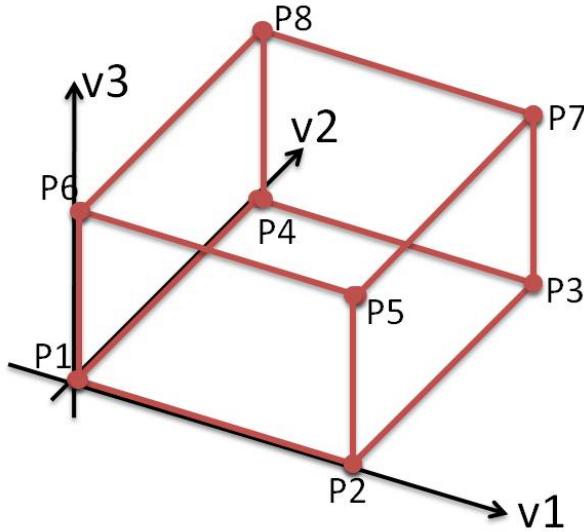


Figura 4.9: Politopo general para variaciones de tres parámetros

Problema de estabilidad

Dado un sistema politópico

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t), \quad (4.31)$$

la estabilidad puede lograrse a través de una ley de control $u(t) = K_f x(t)$ mediante realimentación de estados con ganancia K_f , para un sistema resultante a lazo cerrado

$$\dot{x}(t) = [A(t) + K_f B(t)]x(t) \quad (4.32)$$

que sea cuadráticamente estable. Las matrices $A(t)$ y $B(t)$ son inciertas, pues consideran las variaciones en el modelo de la planta, sin embargo, para la solución del problema se consideran como matrices ciertas A y B , respectivamente. El criterio de estabilidad (4.30) indica la siguiente condición:

$$(A + BK_f)'P + P(A + BK_f) < 0, \quad (4.33)$$

o de manera equivalente:

$$A'P + K_f' B' P + PA + PBK_f < 0, \quad (4.34)$$

donde P y K_f son las incógnitas. Esta expresión se puede convertir en su forma dual:

$$SA' + SK_f' B' + AS + BK_f S < 0, \quad (4.35)$$

expresión en la cual es posible sustituir $R = K_f S$ para convertirla en una LMI de la forma:

$$SA' + AS + BR + R'B' < 0, \quad (4.36)$$

solucionable si existen las matrices simétricas $S = S' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $R = R' \in \mathbb{R}^{m \times n}$.

4.4.2. Problema de seguimiento

El problema de seguimiento consiste en que la salida controlada (Y) del sistema sea capaz de seguir a una referencia (Ref.) constante sin error en estado estacionario. Esto se logra mediante el aumento de la planta con un integrador en el camino de la señal de error de seguimiento entre la salida y la referencia del sistema, como se muestra en el esquema de la Fig.4.10, donde se observa que la planta cuenta con estabilización por realimentación de estados mediante la ganancia K_f . El bloque integrador es acompañado de una ganancia K_i que junto a K_f deben ser halladas tal que el sistema sea estable y satisfaga la condición de seguimiento.

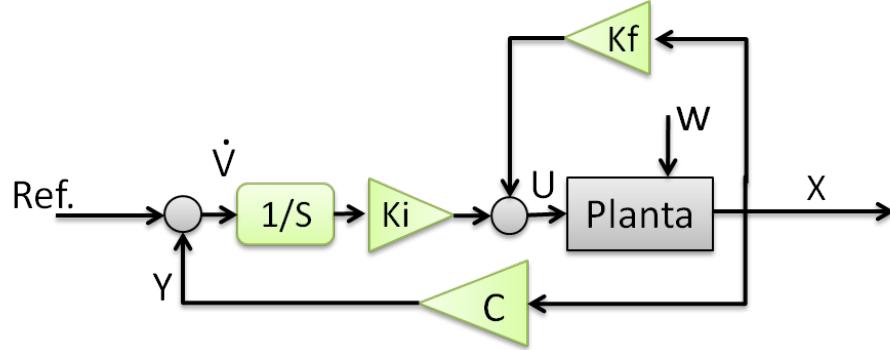


Figura 4.10: Esquema de control para seguimiento

La representación en espacio de estado del sistema aumentado es:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) + B_w w(t) \\ y(t) &= C_z(t)x(t) + D_{zu}u(t) \\ \dot{v}(t) &= Ref(t) - y(t) = Ref(t) - C_z(t)x(t) - D_{zu}u(t)\end{aligned}\quad (4.37)$$

la cual puede reescribirse en términos del vector $[x(t) \ v(t)]^T$ como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ -C_z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_i \\ -D_{zu} \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} 0 \\ I_p \end{bmatrix} Ref \\ \begin{bmatrix} y(t) \\ v(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_z & 0 \\ 0 & I_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{zu} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Las ecuaciones en (4.38) son la representación en espacio de estados del sistema aumentado, y sus matrices pueden ser utilizadas para los cálculos sobre este sistema sin realizar otras modificaciones o ajustes.

Teorema de reubicación de polos por realimentación de estados

Dado el sistema lineal

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & B(t) & B_w \\ C_y & D_{yu} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ u \\ w \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

donde las matrices $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ y $D(t)$ se encuentran dentro del politopo de vértice P_i construido con las variaciones de los parámetros, puede ser estabilizado mediante realimentación de estados $u(t) = K_f x(t)$, y sus polos pueden asignarse a la región LMI $R(\alpha, \rho, \theta)$ mostrada en la Fig.4.11, si y sólo si existen las matrices $S = S' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $R = R' \in \mathbb{R}^{m \times n}$ que satisfagan el siguiente sistema de LMIs:

$$A_i S + S A'_i + B_i R + R' B'_i + 2\alpha S < 0$$

$$\begin{bmatrix} -\rho S & A_i S + B_i R \\ S A'_i + R' B'_i & -\rho S \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} \sin(\theta)(A_i S + S A'_i + B_i R + R' B'_i) & \cos(\theta)(A_i S - S A'_i + B_i R - R' B'_i) \\ \cos(\theta)(S A'_i + A_i S + R' B'_i - B_i R') & \sin(\theta)(A_i S + S A'_i + B_i R + R' B'_i) \end{bmatrix} < 0 \quad (4.40)$$

El sistema contiene a cada una de las matrices i-ésimas correspondientes a cada vértice P_i del politopo. La ganancia de realimentación de estados es $K_f = R S^{-1}$.

Utilizando el teorema anterior para el sistema aumentado (4.38) se consigue resolver el problema de seguimiento con realimentación de estados y reubicación de polos, lo que

permiten ajustar la dinámica de la respuesta del sistema. Este procedimiento se emplea tanto para maestro como para esclavo a manera de control local, y luego se insertan los sistemas aumentados en el esquema de control bilateral, como se muestra en la siguiente sección.

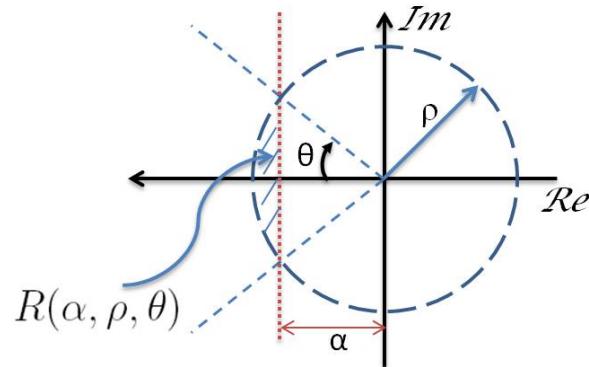


Figura 4.11: Zona de reubicación de polos

4.4.3. Esquema de seguimiento en el marco del control bilateral

Al incluir el sistema de control por seguimiento, en el esquema de control bilateral posición-posición se obtienen las conexiones mostradas en el diagrama de la Fig.4.12.

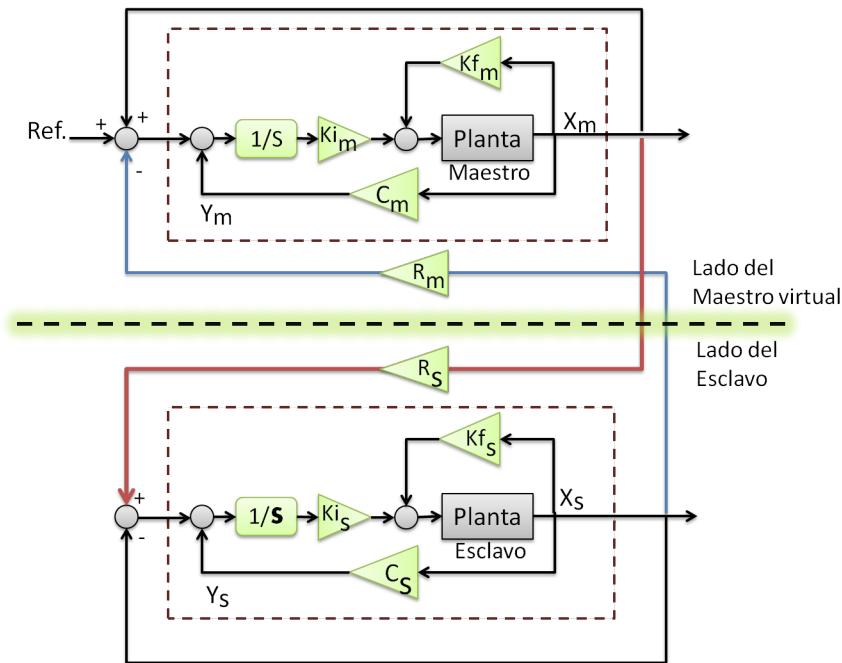


Figura 4.12: Esquema de control robusto en configuración bilateral

Para diseñar el control local es necesario resolver los sistemas de LMIs en (4.40) para

el sistema aumentado cuya representación en espacio de estados se escribió en (4.38). De esta manera, se configura un controlador robusto que satisface el problema de seguimiento tanto para maestro como esclavo. Luego, se establece el esquema posición-posición para el control bilateral, usando las ganancias R_m y R_s para limitar el intercambio de información a la variable de posición, como se mostró en 4.25

En el Capítulo 6 muestran los resultados de la simulación de este esquema de control de manera aislada y posteriormente en forma integrada con el sistema sensorial desarrollado en el Capítulo 3.

DESCRIPCIÓN DE LAS PLATAFORMAS

El Capítulo sobre las plataformas consiste en una explicación de las plataformas robóticas utilizadas en el presente trabajo de tesis, tanto para el ambiente de simulación, como para la implementación práctica de los sistemas. Se considera en primer lugar la plataforma comercial de Quanser compuesta por un helicóptero de 2-GDL, se desarrolla el modelo dinámico a utilizar en las simulaciones y se explica su funcionamiento. En segundo lugar, se pasa a la descripción de las plataformas utilizadas para la experimentación práctica con un helicóptero a escala de 6-gdl, el cual requirió el diseño de un banco de pruebas en el laboratorio, que consiste en una estructura que sostiene y asegura al helicóptero al tiempo que le permite movimientos en sus 6-GDL. En este capítulo se dan detalles sobre el funcionamiento del helicóptero a escala, así como del diseño y fabricación del banco de pruebas en sus diferentes etapas.

5.1. Helicóptero de 2-GDL Quanser

La plataforma del helicóptero de 2-GDL de la marca Quanser® consiste en un sistema aerodinámico que emula a un helicóptero en los GDL rotacionales de *pitch* y *yaw*. Su propósito fundamental es la investigación en el área de control. La planta se muestra en la Fig.5.1, donde se especifican los GDL y el sentido de medición de estos utilizando la instrumentación de la plataforma, que se basa en dos *encoders* de alta precisión con adquisición a una frecuencia de 1KHz.

La planta cuenta con dos motores DC que actúan sobre las aspas principales y las aspas de colas para controlar el *pitch* y *yaw* respectivamente, los cuales muestran ecopel al igual que

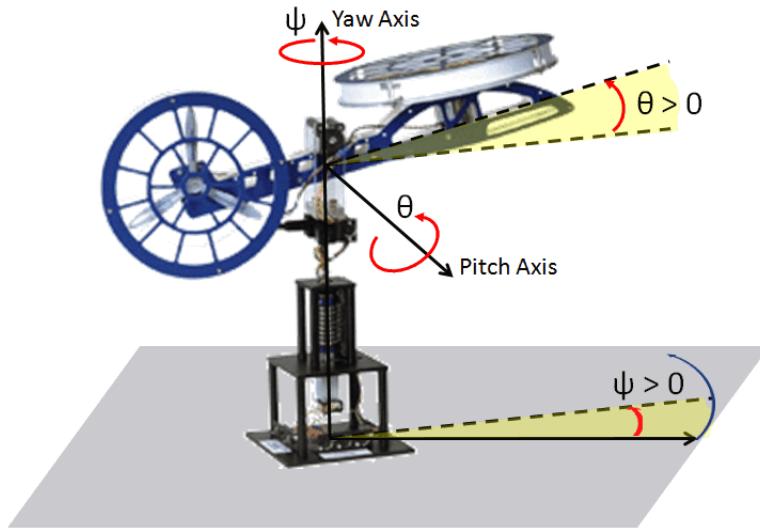


Figura 5.1: Helicóptero de 2-GDL

ocurre en un helicóptero.

5.1.1. Modelo dinámico

El procedimiento para desarrollar el modelo dinámico de la planta es muy similar al utilizado para el cálculo de la dinámica de un manipulador robótico [21], aprovechando el hecho de que el cuerpo del helicóptero tiene un punto fijo atado a la base, como se observa en la Fig.5.1.

De esta manera se puede desarrollar el modelo cinemático colocando los sistema de referencia apropiados con un procedimiento similar a la convención de Denavit-Hartenberg para manipuladores [21]. Se considera que las variables de articulación, o coordenadas generalizadas de Lagrange, son los ángulos de *pitch* y *yaw* $q = [\theta(t), \psi(t)]$, como se ilustra en la Fig.5.2.

El diagrama de cuerpo libre de la Fig.5.3 servirá como referencia para las ecuaciones que siguen.

Utilizando transformaciones homogéneas se obtienen las matrices de rotación y traslación para asociar un punto fijo P sobre la base del helicóptero, y el centro de gravedad del cuerpo (móvil):

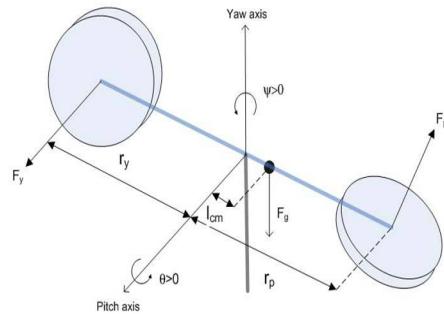


Figura 5.2: Sistemas de referencia en la plataforma

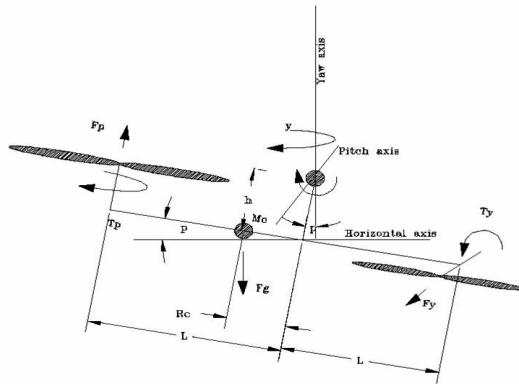


Figura 5.3: Diagrama de cuerpo libre del sistema

$$R_{CM}^P = \begin{bmatrix} c_\psi c_\theta & s_\psi & -c_\psi s_\theta & c_\psi c_\theta l_{cm} \\ -s_\psi c_\theta & c_\psi & s_\psi s_\theta & -s_\psi c_\theta l_{cm} \\ s_\theta & 0 & c_\theta & s_\theta l_{cm} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

El vector posición del centro de masa corresponde a la última columna de la matriz en (5.1) y la velocidad del centro de masa se halla mediante la derivada. Con este vector es posible hallar la energía potencial (V) y cinética (T) del cuerpo,

$$\begin{aligned}
T &= \frac{1}{2} J_{eq_p} \left(\frac{d\theta(t)}{dt} \right)^2 + \frac{1}{2} J_{eq_y} \left(\frac{d\psi(t)}{dt} \right)^2 \\
&+ \frac{1}{2} m_{heli} \left\{ \left(-\sin(\psi(t)) \left(\frac{d\psi(t)}{dt} \right) \cos(\theta(t)) l_{cm} - \cos(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \left(\frac{d\theta(t)}{dt} \right) l_{cm} \right)^2 \right. \\
&+ \left(-\cos(\psi(t)) \left(\frac{d\psi(t)}{dt} \right) \cos(\theta(t)) l_{cm} + \sin(\psi(t)) \sin(\theta(t)) \left(\frac{d\theta(t)}{dt} \right) l_{cm} \right)^2 \\
&\left. + (\cos(\theta(t)))^2 \left(\frac{d\theta(t)}{dt} \right)^2 l_{cm}^2 \right\} \tag{5.2}
\end{aligned}$$

$$V = m_{heli} g \sin(\theta(t)) l_{cm} \tag{5.3}$$

donde J_{eq} es el momento de inercia equivalente en los ejes de *pitch* (p) y *yaw* (y), m_{heli} es la masa del helicóptero, y l_{cm} es la distancia del centro de rotación al centro de masa del helicóptero. A partir de las energías se puede obtener el Lagrangiano del sistema y las ecuaciones del movimiento, con K la constante de fuerza de empuje del motor, B la fricción viscosa del eje, y V el voltaje del motor,

$$\begin{aligned}
\frac{d^2\theta(t)}{dt^2} &= \frac{K_{yp}V_{mp} + K_{yy}V_{my}}{J_{eq_y} + m_{heli} \cos(\theta(t))^2 l_{cm}^2} \\
&+ \frac{B_p \frac{d\theta(t)}{dt} + m_{heli} \left(\frac{d\psi(t)}{dt} \right)^2 \sin(\theta(t)) l_{cm}^2 \cos(\theta(t)) + m_{heli} g \cos(\theta(t)) l_{cm}}{J_{eq_p} + m_{heli} l_{cm}^2} \tag{5.4}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d^2\psi(t)}{dt^2} &= \frac{K_{pp}V_{mp} + K_{py}V_{my}}{J_{eq_p} + m_{heli} l_{cm}^2} \\
&- \frac{2m_{heli} \frac{d\psi(t)}{dt} \sin(\theta(t)) l_{cm}^2 \cos(\theta(t)) \frac{d\theta(t)}{dt}}{J_{eq_y} + m_{heli} \cos(\theta(t))^2 l_{cm}^2} \\
&- \frac{B_y \frac{d\psi(t)}{dt}}{J_{eq_y} + m_{heli} \cos(\theta(t))^2 l_{cm}^2} \tag{5.5}
\end{aligned}$$

Se puede linealizar el sistema alrededor en un punto de operación,

$$x^T = [\theta \ \psi \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}] = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \tag{5.6}$$

para obtener la representación en espacio de estados siguiente:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{B_p}{J_{eq,p} + m_{heli}l_{cm}^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{B_y}{J_{eq,y} + m_{heli}l_{cm}^2} \end{bmatrix} \mathbf{x} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{K_{pp}}{J_{eq,p} + m_{heli}l_{cm}^2} & \frac{K_{py}}{J_{eq,p} + m_{heli}l_{cm}^2} \\ \frac{K_{yp}}{J_{eq,y} + m_{heli}l_{cm}^2} & \frac{K_{yy}}{J_{eq,y} + m_{heli}l_{cm}^2} \end{bmatrix} \mathbf{u} \\
y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}
\end{aligned} \tag{5.7}$$

El sistema podría linealizarse para otros puntos de operación, obteniendo la respectiva representación en espacio de estados para cada uno de ellos.

5.2. Helicóptero a Escala

Un helicóptero a escala presenta la misma estructura mecánica y principios de funcionamiento que su equivalente de escala real. El cuerpo de un helicóptero a escala se fabrica generalmente de aluminio, plástico de alta resistencia, y fibra de carbono, materiales que favorecen la resistencia del cuerpo y el peso necesario para ejecutar maniobras de vuelo. Una de las líneas más populares de helicópteros a escala es T-REX de Align, línea que cuenta con varias escalas. Entre ellas, el Grupo de Mecatrónica cuenta con el T-REX 450 mostrado en la Fig.5.4, el cual fué utilizado en el presente trabajo. Es capaz de manejar una carga útil de 800g., lo cual resulta suficiente para la instalación de la IMU, de la cual se dan detalle en el Capítulo 7.

El helicóptero cuenta con un sistema electrónico compuesto por un receptor de comunicaciones, un giróscopo y controlador integrado para el ángulo de *yaw*, baterías y regulador de velocidad del motor principal. Estos helicópteros utilizan tres servo motores para manejar la posición del *swashplate* y un cuarto servomotor para controlar el ángulo de ataque de las aspas de cola. Por su parte, el motor principal es un motor DC responsable de



Figura 5.4: Helicóptero a escala T-REX 450 de Align

mover las aspas principales del helicóptero, y mediante una reducción transmitir las rotaciones a las aspas de cola. Una ilustración del mecanismo del helicóptero a escala se muestra en la Fig.5.5.

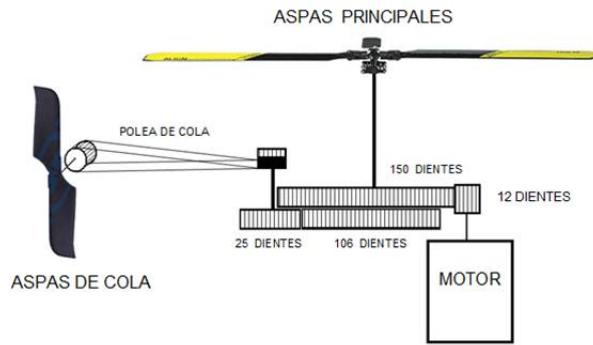


Figura 5.5: Mecanismo del helicóptero a escala

A continuación se hace una breve descripción de las piezas más importantes en el funcionamiento de un helicóptero a escala.

Swashplate

. Esta pieza es el mecanismo principal que permite variar la inclinación de las aspas principales. Es un disco cuya inclinación y posición vertical pueden variar en función de la posición de tres servomotores llamados CCPM. El *swashplate* se conecta al cabezal principal mediante unas piezas que permiten variar el ángulo de ataque de las aspas principales, y con ellos actuar en los 6-GDL del helicóptero. Estas piezas se muestran en la Fig.5.6.

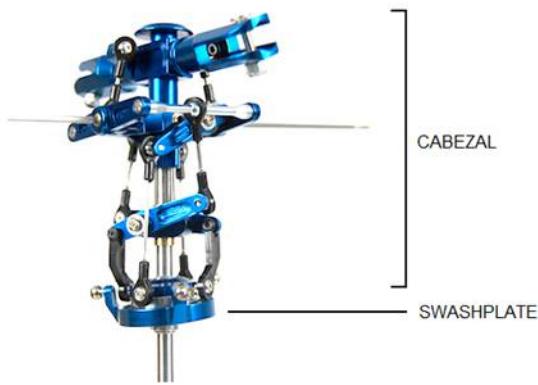


Figura 5.6: Cabezal principal y swashplate del T-REX 450

Cabezal de cola

. El cabezal de cola permite manejar el ángulo de ataque de las aspas de cola mediante la posición de un servomotor. La presencia de la cola es fundamental en la dinámica del helicóptero y sin ella se pierde la controlabilidad sobre la planta. Su acción principal es sobre el ángulo de *yaw* del helicóptero, pero también interviene en la estabilización del mismo.

5.3. Diseño y Fabricación de un banco de pruebas de 6 gdl

El vuelo de helicópteros a escala de este tipo es una actividad que debe hacerse con diversas medidas de seguridad debido al riesgo de fallas durante el vuelo y a la alta velocidad de las aspas principales (alrededor de 1000rpm) y aspas de cola. Por otro lado, la respuesta dinámica del helicóptero es muy alta, por lo que fallas en el control pueden resultar irreversibles. Estas razones motivan el desarrollo de estructuras de seguridad que permitan al helicóptero ejecutar movimiento en ciertos GDL pero restringiendo el movimiento a cierta zona. Estructuras de este tipo se han realizado en otras universidades [51] e incluso se encuentran patentes de estos diseños[52].

5.3.1. GDL lineales: Antecedentes

Al comenzar el presente trabajo se contaba con una estructura de seguridad para los GDL de traslación, mostrada en la Fig.5.7. Esta estructura permite el desplazamiento de una base central en las dos direcciones horizontales (x,y), y el desplazamiento vertical (z) mediante la elevación de todos los conectores de la base central.



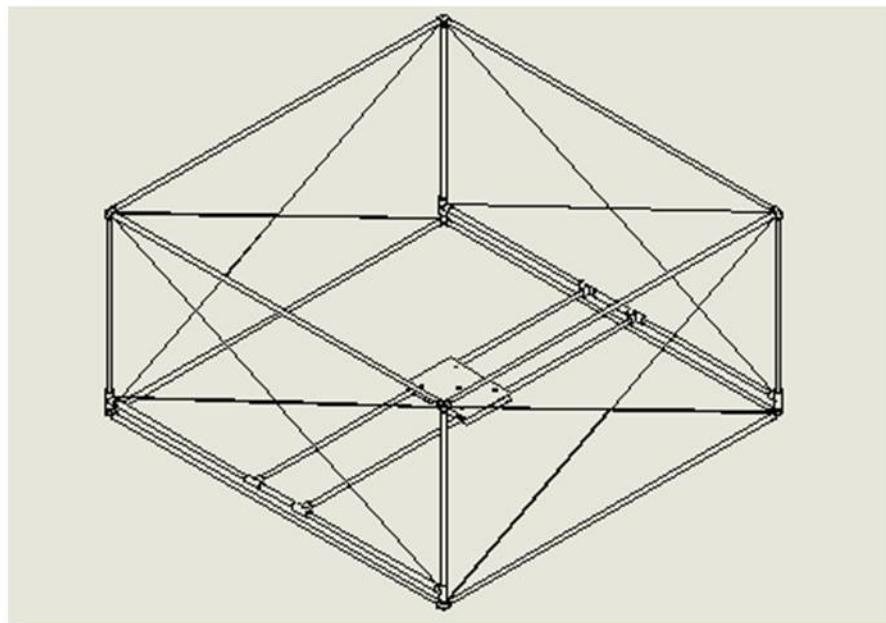
Figura 5.7: Antecedentes: Estructura de seguridad para los GDL de traslación.

5.3.2. Desarrollo de los GDL lineales

Esta estructura fue modificada para mejorar la estabilidad y rigidez de la misma. Se disminuyó la dimensión vertical y se agregaron enlaces en forma de cruz de cada lado del cuadrilátero para evitar el balanceo de la estructura. Se colocaron limitaciones para el movimiento de la base central de tal manera que el helicóptero no pueda alcanzar los límites de la estructura. Por otro lado, se modificó el método de ascenso, ya que la estructura a levantar resultaba muy pesada para el helicóptero. La solución para el GDL vertical se acopló a la etapa de rotaciones mediante dos ejes telescópicos que permiten el ascenso del helicóptero levantando

únicamente el eje interior.

El resultado de estas modificaciones se muestra en la Fig.5.8.



(a)



(b)

Figura 5.8: Estructura de seguridad para los GDL de translación modificada. (a) Diseño en CAD. (b) Fotografía.

5.3.3. Desarrollo de los GDL rotacionales

Diseño 1: Juntura rotacional esférica (*ball joint*)

Un primer diseño para los movimientos rotacionales se basó en una juntura esférica comercial, a través de la cual pasa un eje que soporta al helicóptero. Sin embargo este diseño resultó muy pesado. El diseño ofreció buenos resultados en cuanto a la capacidad de rotaciones, sin embargo el eje de rotación está muy alejado del centro de masas del helicóptero (Fig.5.9) y el peso de la juntura mostró un efecto notable en el momento de inercia del cuerpo, afectando la respuesta dinámica.



Figura 5.9: Montaje con juntura esférica

Diseño 2: Juntura sin contacto

El segundo diseño consiste en una placa donde se sujeta al helicóptero que es capaz de girar libremente alrededor de la estructura telescópica para movimiento vertical. De esta manera no hay contacto ni roce en las rotaciones. En la Fig.5.10 se muestra el diseño CAD, mientras que en la Fig.5.11 se muestra una fotografía del montaje del helicóptero.

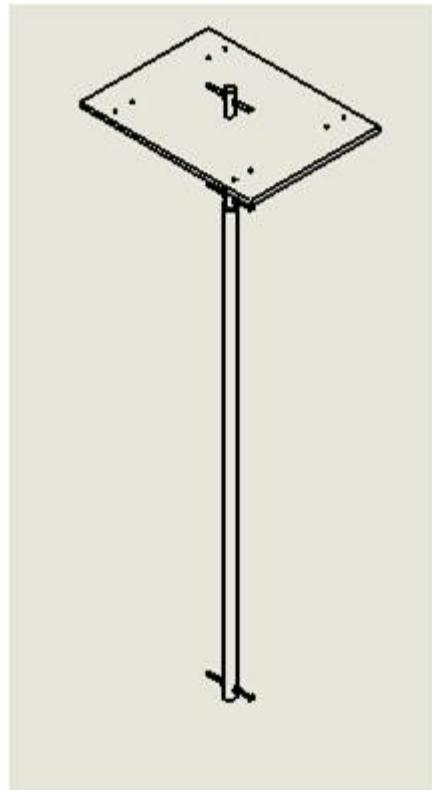


Figura 5.10: Diseño en CAD de la juntura para movimientos rotacionales y ejes telescopicos.

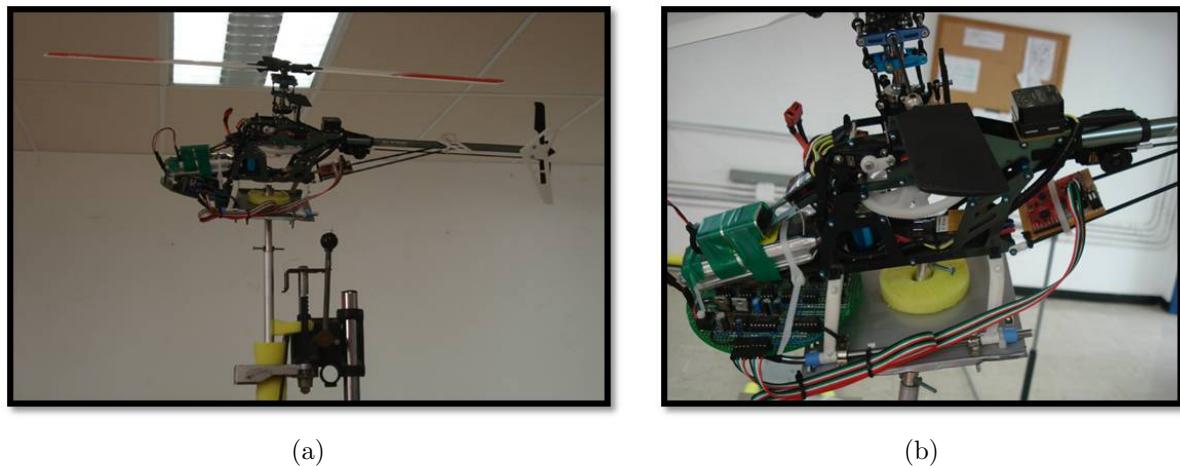


Figura 5.11: Montaje del helicóptero usando el segundo diseño

5.3.4. Diseño mecánico estructura 3GDL rotacionales basado en centro de masa para T-REX 600

Durante el desarrollo del presente trabajo se identificó la necesidad de contar con un helicóptero de mayor tamaño capaz de levantar mayor peso en vuelo, lo cual será necesario en

futuros trabajos con todas la instrumentación y centro de procesamiento *on-board*. El modelo elegido para tal fin fue el T-REX 600, cuyas dimensiones se muestran en la Fig.5.12.



Figura 5.12: Comparación de dimensiones entre T-REX 450 y 600

Su comparación con las dimensiones del T-REX 450 sugiere la necesidad de una estructura de mayor embergadura. Por ello se diseñó en conjunto con el Laboratorio de Prototipos de Ingeniería Mecánica USB una estructura para este helicóptero, con un diseño innovador en el cual el centro de masas del helicóptero coincide con el centro de las rotaciones para la mayoría de los casos. Se determinó que no es posible lograrlo para todos los casos, ya que ocurre un efecto similar al encontrado en los giróscopos mecánicos cuando dos de los arcos giratorios se alinean.

El diseño final se basa en un arco que puede desplazarse sobre un arreglo de piezas giratorias, lo cual permite el movimiento de *roll* del helicóptero. Simultáneamente, el helicóptero puede girar en *pitch* y *yaw* sobre dos ejes que coinciden aproximadamente sobre el centro de masa del cuerpo.

Por otro lado, el helicóptero es sujetado con una placa que se añade a su estructura, y que sujeta al eje de *pitch*. Respecto a los materiales se consideró aluminio para las piezas de fabricación en el laboratorio, por ofrecer el menor peso entre los metales posibles. Las piezas comerciales no se pueden modificar, por lo que se seleccionaron las de menor tamaño posible.

Esta estructura se comenzará a fabricar en el mencionado laboratorio.

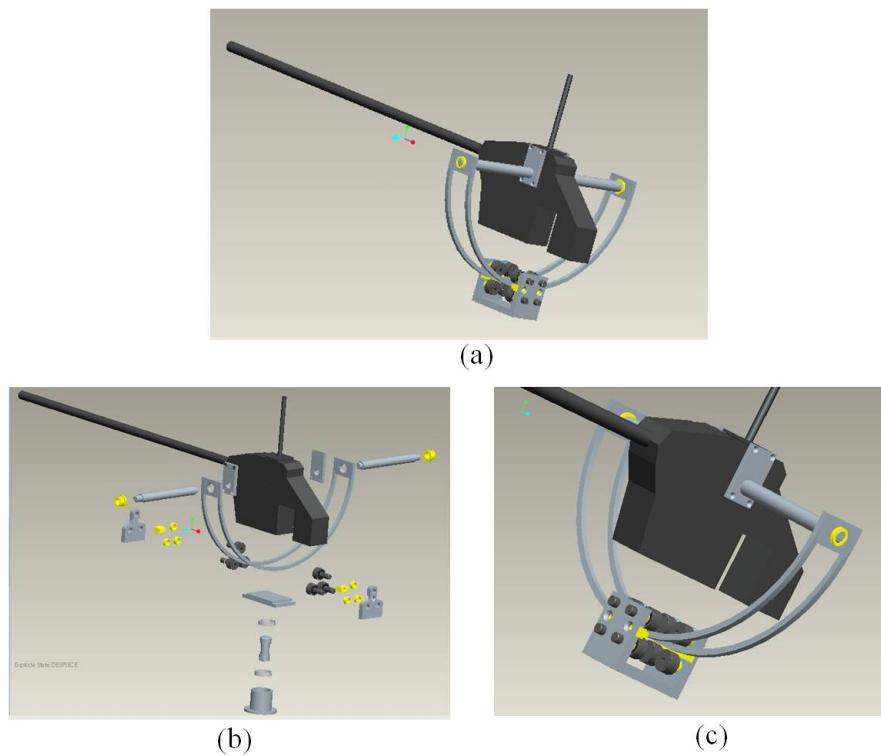


Figura 5.13: Estructura para T-REX 600 de GDL rotacionales.

SIMULACIONES Y RESULTADOS

En este capítulo se muestran las simulaciones realizadas para validar los fundamentos teóricos en las áreas de fusión sensorial y control bilateral que fueron desarrollados en los Capítulos 3 y 4, respectivamente. Se explican los fundamentos de cada simulación realizada en Matlab®/Simulink® y se muestran y analizan los resultados obtenidos. En primer lugar se realiza la simulación del sistema sensorial y de los sistemas de control de manera aislada, posteriormente se integran en una simulación del esquema de control bilateral donde los estados del maestro y del esclavo son estimados y reportados por el sistema sensorial. Finalmente se añade un dispositivo de entrada-salida con realimentación de fuerzas para permitir la teleoperación del sistema por un operador humano.

6.1. Sistema Sensorial

En esta sección se presenta el desarrollo de la simulación de una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) y el correspondiente sistema de procesamiento que permite obtener un INS para 3-GDL angulares: *roll*, *pitch* y *yaw*. El objetivo de esta etapa es contar con un sistema que recibe como entrada a las variables del movimiento del cuerpo ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$), y a partir de ellas reproduce el comportamiento de los sensores inerciales mediante la simulación del modelo de éstos, produciendo la salida analógica esperada para los sensores reales ($a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z$). Luego, estas señales analógicas son procesadas tal y como lo serían en el sistema real para obtener un estimado de las variables relacionadas al movimiento angular del cuerpo.

Este proceso de simulación del sistema sensorial (SS) se muestra en el diagrama de bloques de la Fig.6.1. Las variables relacionadas con las rotaciones del cuerpo ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$)

son la información de partida para la simulación del *modelo de los sensores*, la cual permite obtener las salida analógicas de éstos ante esos movimientos específicos. Luego, las señales analógica de los acelerómetros y giróscopos pasan por un sistema de *adquisición de señales* cuya tarea es generar el equivalente digital que puede ser procesado por computador. Una vez adquiridas las señales digitales, se pasa al proceso de *calibración* de las aceleraciones lineales y velocidad angulares para realizar el proceso de *fusión sensorial* que finalmente arroja el estado estimado de las variables de interés ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$). Es de hacer notar que el sistema produce los estimados ($\hat{r}, \hat{p}, \hat{y}, \dot{\hat{r}}, \dot{\hat{p}}, \dot{\hat{y}}$) a partir de ($a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z$), tal como ocurre en un INS real, ya que los valores reales de ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$) son utilizados únicamente para reproducir la salida de los sensores en esas circunstancias.

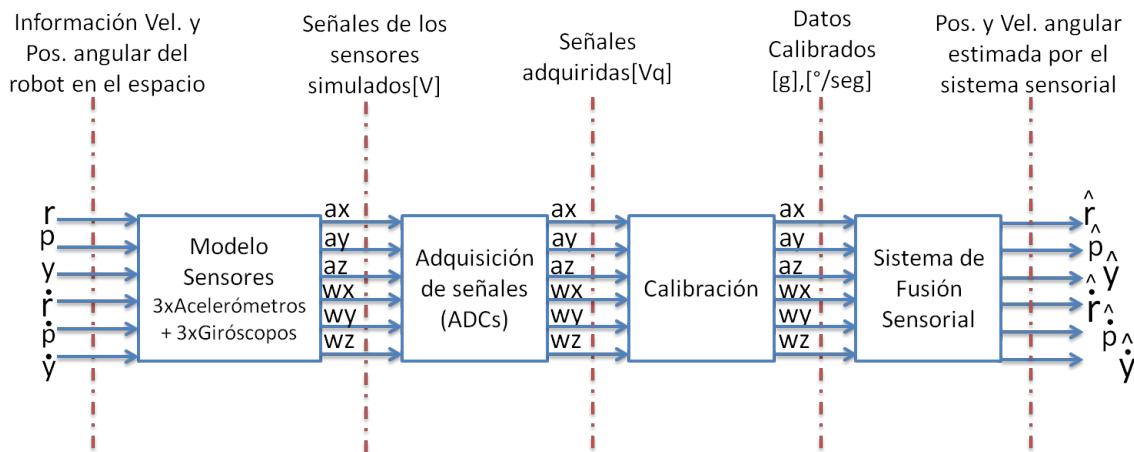


Figura 6.1: Diagrama de bloques de la simulación del sistema sensorial

Como sistemas de referencia se ha utilizado que los valores de ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$) cumplen la convención de los ángulos de *Tait Bryan* y las variables ($a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z$) se refieren al sistema de coordenadas del cuerpo. Ambas convenciones se mostraron en la Sección 3.2.4.

A continuación se describe el proceso interno de cada una de estas etapas.

- **Modelo de los sensores.** Esta etapa toma los valores reales de ($r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y}$) y produce los correspondientes valores de ($a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z$) reales para el movimiento del cuerpo, utilizando las expresiones (3.11,3.12,3.13) para las aceleraciones y (3.14) para las velocidades angulares.

Luego se emplean los modelos (3.8) y (3.10) para la simulación de la salida analógica de

acelerómetros y giróscopos triaxiales que serían las mediciones de los sensores MEMS. Usando (3.8) y (3.10) se despejan los valores analógicos en voltaje [V], y se añade ruido blanco gaussiano (η) de potencia $\sigma^2_{y_i}$ para cada eje de medición, como se muestra en las expresiones (6.1). El resultado es saturado de acuerdo al rango se medición del sensor. Todo el proceso se ilustra en el diagrama de flujo de la simulación en la Fig.6.2.

$$\begin{aligned}
 a_x[V] &= \frac{a_x[g] + B_{a_x}[g]}{K_{a_x}[g/V]} + \sigma^2_{a_x} \eta_{a_x} \\
 a_y[V] &= \frac{a_y[g] + B_{a_y}[g]}{K_{a_y}[g/V]} + \sigma^2_{a_y} \eta_{a_y} \\
 a_z[V] &= \frac{a_z[g] + B_{a_z}[g]}{K_{a_z}[g/V]} + \sigma^2_{a_z} \eta_{a_z} \\
 w_x[V] &= \frac{w_x[\text{°}/\text{sec}] + B_{w_x}(t)[\text{°}/\text{sec}]}{(K_{w_x}[\text{°}/\text{sec}/V]} + \sigma^2_{w_x} \eta_{w_x} \\
 w_y[V] &= \frac{w_y[\text{°}/\text{sec}] + B_{w_y}(t)[\text{°}/\text{sec}]}{(K_{w_y}[\text{°}/\text{sec}/V]} + \sigma^2_{w_y} \eta_{w_y} \\
 w_z[V] &= \frac{w_z[\text{°}/\text{sec}] + B_{w_z}(t)[\text{°}/\text{sec}]}{(K_{w_z}[\text{°}/\text{sec}/V]} + \sigma^2_{w_z} \eta_{w_z}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

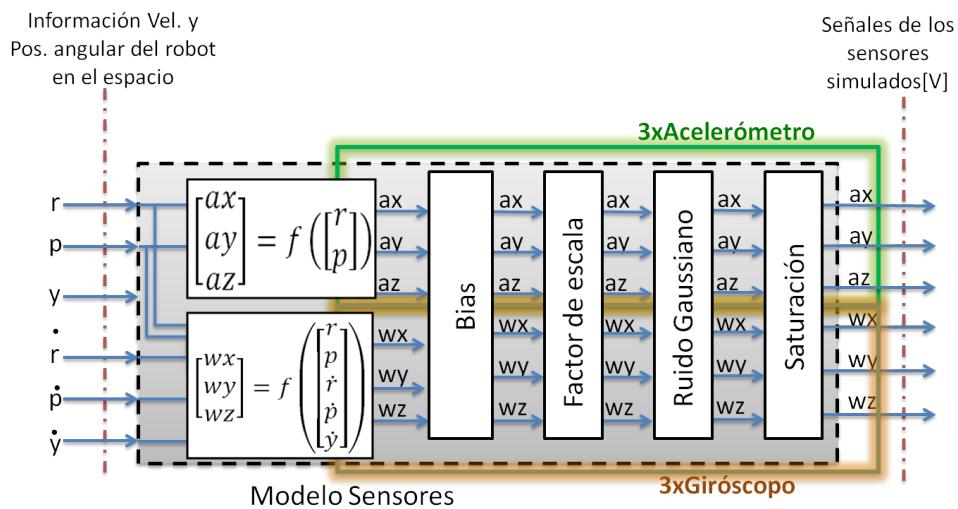


Figura 6.2: Etapa de simulación del modelo de los sensores. Produce las señales esperadas para giróscopos y acelerómetros MEMS dada la información real de la posición y velocidad angulares de la plataforma

Los parámetros B_{y_i} , K_{y_i} y $\sigma^2_{y_i}$ dependen del sensor utilizado, y se pueden ajustar en el ambiente de simulación, de tal manera de poder simular diferentes tipos de sensores.

Estos parámetros están directamente relacionados a la calidad del sensor, por lo que es posible estudiar el sistema con diferentes parámetros de calidad.

El ruido blanco es una buena aproximación del ruido encontrado en sensores MEMS, como se demuestra más adelante en la sección 7.2.1 con el estudio de las componentes frecuenciales de sensores MEMS, y su presencia en el sistema tiene por objeto emular el ruido de sensores y ruido de medición que existe en una IMU física.

- **Sistema de adquisición.** Como todo sistema electrónico que realice procesamiento digital de señales analógicas provenientes de sensores, es necesaria una etapa de adquisición de señales que se implementa mediante conversores analógico-digital (ADC, *Analog to Digital Converter*). Los ADCs se simulan a través de la cuantificación de la señal, como se ilustra en la Fig.6.3.

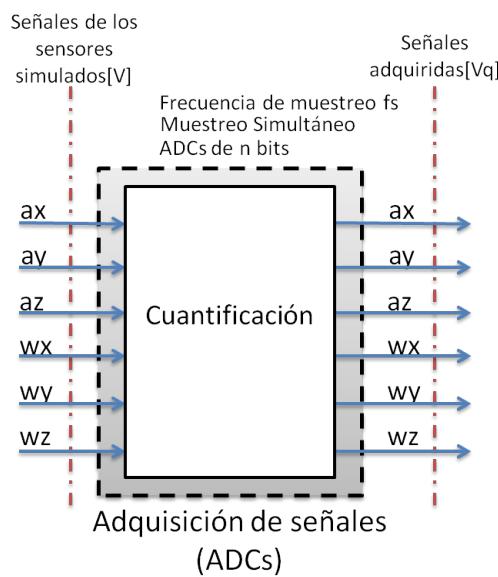


Figura 6.3: Etapa de adquisición de señales. Conversores analógico-digital

Las especificaciones para la simulación son el número de bits del ADC para la cuantificación y la frecuencia de muestreo. El proceso de muestreo se ejecuta de manera simultánea para evitar errores de ortogonalidad en las mediciones de los diferentes ejes. Este particular se explica con más detalle en la Sección 7.1.

- **Calibración** Se realiza la calibración de las señales para hallar los valores correspondientes en las unidades de interés, a partir de los valores analógicos con ruido y cuantificación (V_q). Esta etapa sería realizada por el procesador de un INS.

La calibración se realiza con el proceso inverso de (6.1) usando un estimado del *bias* y del factor de escala de los sensores, ya que los valores reales son desconocidos. Estos estimados se pueden hallar mediante un proceso de calibración del sensor o bien son publicados por el fabricante. Para la simulación de un sensor específico, deben tomarse los valores correspondientes. El proceso de muestra en la Fig.6.5, y las ecuaciones utilizadas son:

$$\begin{aligned}
 a_x[g] &= (\hat{K}_{a_x}[g/V] \cdot a_x[V]) - \hat{B}_{a_x}[g] \\
 a_y[g] &= (\hat{K}_{a_y}[g/V] \cdot a_y[V]) - \hat{B}_{a_y}[g] \\
 a_z[g] &= (\hat{K}_{a_z}[g/V] \cdot a_z[V]) - \hat{B}_{a_z}[g] \\
 w_x[\text{°}/\text{sec}] &= (\hat{K}_{w_x}[\text{°}/\text{sec}/V] \cdot w_x[V]) - \hat{B}_{w_x}(t)[\text{°}/\text{sec}] \\
 w_y[\text{°}/\text{sec}] &= (\hat{K}_{w_y}[\text{°}/\text{sec}/V] \cdot w_y[V]) - \hat{B}_{w_y}(t)[\text{°}/\text{sec}] \\
 w_z[\text{°}/\text{sec}] &= (\hat{K}_{w_z}[\text{°}/\text{sec}/V] \cdot w_z[V]) - \hat{B}_{w_z}(t)[\text{°}/\text{sec}] \eta_{w_z}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

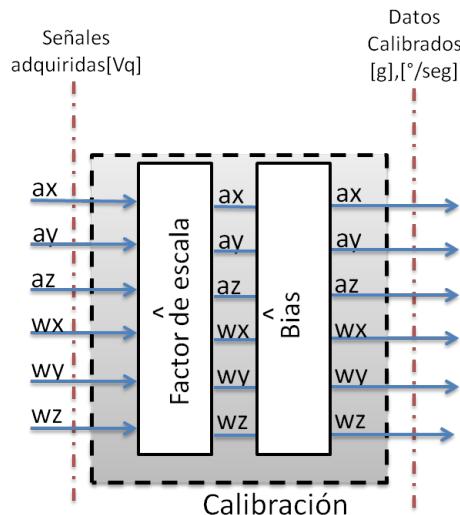


Figura 6.4: Etapa de calibración de los sensores. Corrección de *bias* y factor de escala

Para los estimados \hat{B}_{y_i} y \hat{K}_{y_i} se utilizó dentro de la simulación un valor aleatorio cercano al valor real, lo cual es un comportamiento similar al encontrado en un INS real.

- **Sistema de fusión sensorial** Finalmente, este sistema realiza la estimación de los estados $(r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y})$. En primer lugar debe ejecutar las transformaciones las mediciones

calibradas de $(a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z)$ a $(r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y})$ utilizando las ecuaciones (3.11,3.12 y 3.15), como se ilustra en la Fig.6.5.

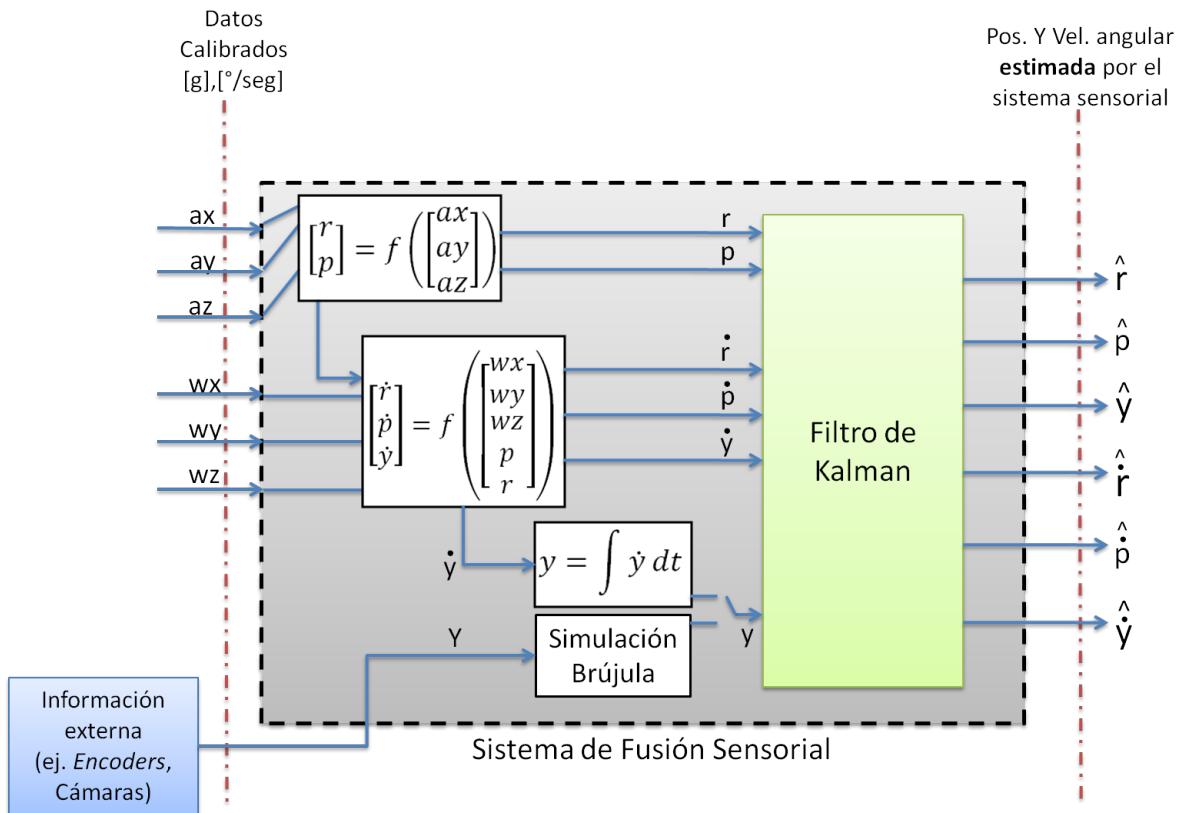


Figura 6.5: Etapa de fusión sensorial para la estimación de los estados del sistema

En el diagrama de la Fig.6.5 se ha añadido la simulación de una brújula al procesamiento de la IMU (acelerómetros y giróscopos). Esta etapa permite corregir el error de *drift* en la estimación del ángulo de *yaw*, fenómeno que se explicó en la Sección 3.4.3. Para realizar la simulación de una brújula electrónica, se toman la información real dentro de la simulación del ángulo de *yaw* y se añade ruido blanco. En el caso de tener información de otro tipo de sensor como *encoders* o cámaras, se puede a manera de brújula, estrategia que se utiliza más adelante en el Capítulo 7.

Resultados

Se muestran a continuación los resultados de tres simulaciones para diferentes variaciones del movimiento del cuerpo en $(r, p, y, \dot{r}, \dot{p}, \dot{y})$. Para la simulación 1 (Sim. 1) se colocó un patrón sinusoidal para (r, p, y) , mientras que para la Sim.2 se probó un forma

de onda de escalones para (p, r) y una sinusoidal para (y) . Por último, en la Sim. 3, se utilizó una onda sinusoidal para (p, y) y un valor constante para (r) . Para todos los casos se utiliza una frecuencia de muestreo $f_s = 1KHz$ y una resolución analógico-digital de 12bits, para giróscopos de $120^\circ/seg$ y acelerómetros de $1g$. En la Tabla 6.1 muestran los resultados obtenidos en término de los errores de estimación $(x - \hat{x})$.

Tabla 6.1: Datos del error de estimación del sistema sensorial en simulación

		Sim.1	Sim.2	Sim.3
p	Error RMS [°]	0.5566	1.5879	0.5495
	Varianza [°²]	0.2542	2.4602	0.2892
	Media [°]	0.2358	0.2473	0.1130
y	Error RMS [°]	45.0236	46.2742	34.7168
	Varianza [°²]	514.7681	511.4631	273.5047
	Media [°]	-38.8891	-40.3713	-30.5247
y (brújula)	Error RMS [°]	0.0352	0.0447	0.0409
	Varianza [°²]	8.2261e-004	0.0015	0.0014
	Media [°]	-0.0205	-0.0226	-0.0150
r	Error RMS [°]	0.3215	4.0663	0.3531
	Varianza [°²]	0.0883	16.5081	0.1244
	Media [°]	0.1229	0.1635	0.0157
\dot{p}	Error RMS [°/seg]	1.2897	1.3557e+013	1.3275
	Varianza [°/sec²]	1.3570	1.8378e+026	1.3505
	Media [°/seg]	0.5534	3.0006e+010	0.6418
\dot{y} (brújula)	Error RMS [°/seg]	0.8622	1.1600	0.8677
	Varianza [°/sec²]	0.3134	0.8213	0.5180
	Media [°/seg]	-0.6557	-0.7241	-0.4846
\dot{y}	Error RMS [°/seg]	1.3364	1.7045	1.5853
	Varianza [°/sec²]	1.3531	2.3746	2.2796
	Media [°/seg]	-0.6580	-0.7284	-0.4833
\dot{r}	Error RMS [°/seg]	1.1045	1.0446e+013	0.8641
	Varianza [°/sec²]	0.9607	1.0913e+026	0.2538
	Media [°/seg]	-0.5092	2.7527e+010	-0.7021

En el ángulo (y) se observa una diferencia notable entre el error RMS de la fusión sensorial con y sin brújula, esto es debido al error acumulativo (*drift*) que ocurre al no aplicar una corrección a los valores del giróscopo. La ayuda de la brújula logra corregir el error de igual manera que los acelerómetros lo hacen para (p, r) , por lo que el error RMS de $(r, p, y_{brujula})$ presenta el mismo comportamiento con valores entre $0,3^\circ$ y $0,55^\circ$ RMS. Sólo el caso de la Sim. 2 excede estos valores para (p, r) con valores de error RMS ($1,5879^\circ, 4,0663^\circ$) debido a las

discontinuidades abruptas en el valor de estas variables por ser escalones. De manera similar se observa que el valor RMS en la estimación de (\dot{r}, \dot{p}) presenta valores extraordinariamente altos en ese caso, lo cual se debe a los escalones. A pesar de estos altos valores de error en (\dot{r}, \dot{p}) , la estimación final de (r, p) se ve afectada en una pequeña magnitud. Para las estimaciones de (\dot{r}, \dot{p}) en la Sim. 1 y Sim. 3 donde no se presentan discontinuidades, los resultados están dentro del rango de error ($0,86^\circ, 1,58^\circ$). Todos los valores se encuentran dentro del rango esperado para sistemas basados en tecnología MEMS.

Las discontinuidades en los valores angulares no se encuentran en los sistemas físicos reales. El efecto más parecido puede ocurrir con tasas de rotación muy elevadas, en cuyo caso es necesario usar acelerómetros con sensibilidad y giróscopos con rango de medición suficientemente altos para realizar las medidas. Las pruebas de discontinuidades se hicieron a manera de estudio del peor caso posible, y permiten observar la respuesta temporal del filtro de Kalman ante esta situación, además de ser el caso extremo para analizar el error de estimación del filtro una vez alcanzado el estado estacionario. Una discontinuidad también podría ser observada en el sistema si la frecuencia de muestreo es inferior al doble de la frecuencia máxima presente en el sistema (Teorema de Nyquist), por lo que entre una muestra y la siguiente, el cuerpo puede haber rotado un ángulo suficientemente grande para aparentar una discontinuidad, por ello es necesario considerar la frecuencia de muestreo de acuerdo a la dinámica del cuerpo.

En el siguiente conjunto de figuras se muestran las gráficas obtenidas en cada una de las tres simulaciones presentadas. En primer lugar se muestran las salidas analógicas de los sensores y las mismas luego del proceso de calibración. Luego se encuentran las gráficas de las variables angulares y sus velocidades obtenidas por el sistema sensorial y su comparación con los valores que se obtendrían en la IMU sin algún proceso de estimación de estados.

Sistema Sensorial: Simulación 1

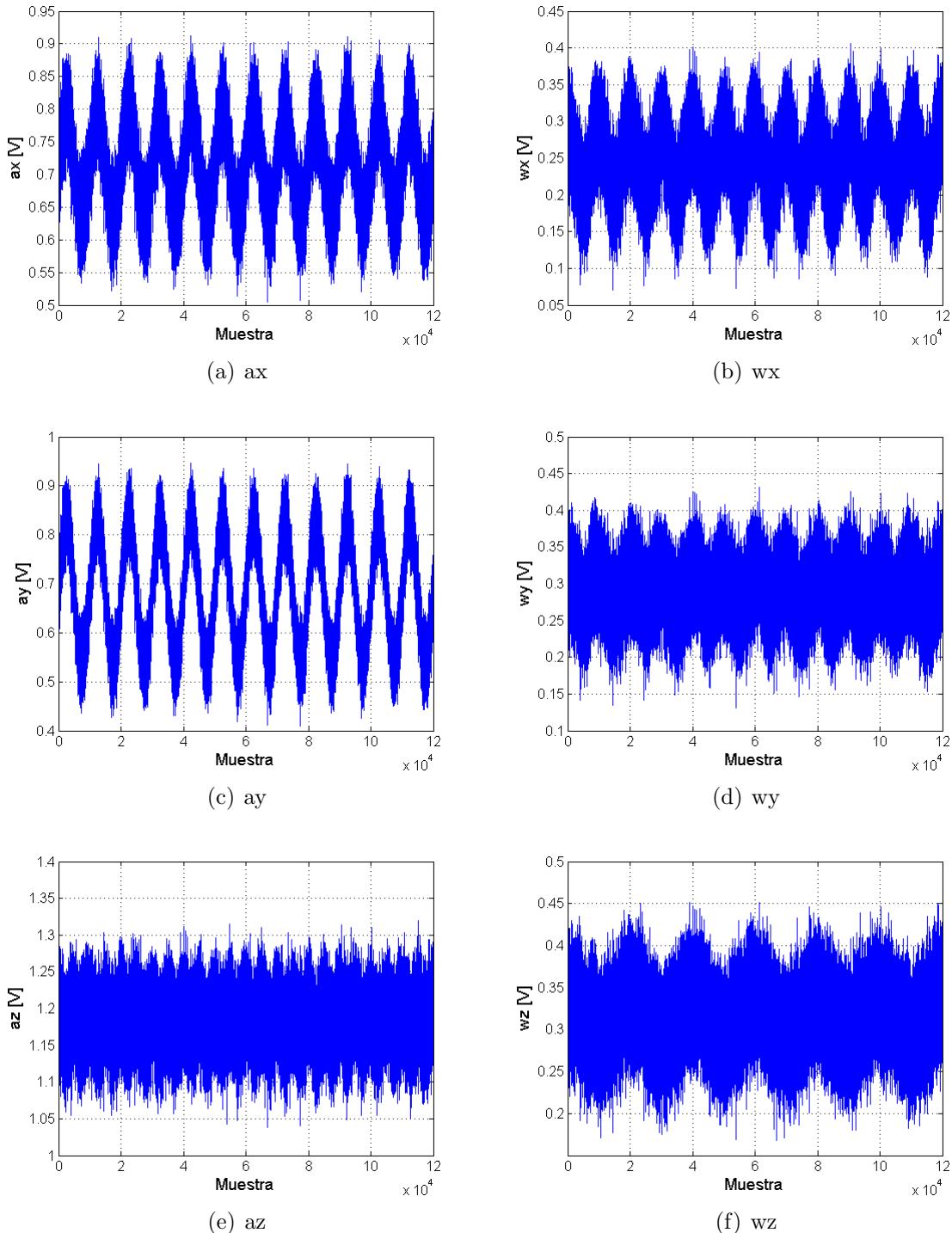


Figura 6.6: Sim.1. Valores simulados de la salida de los sensores [V]

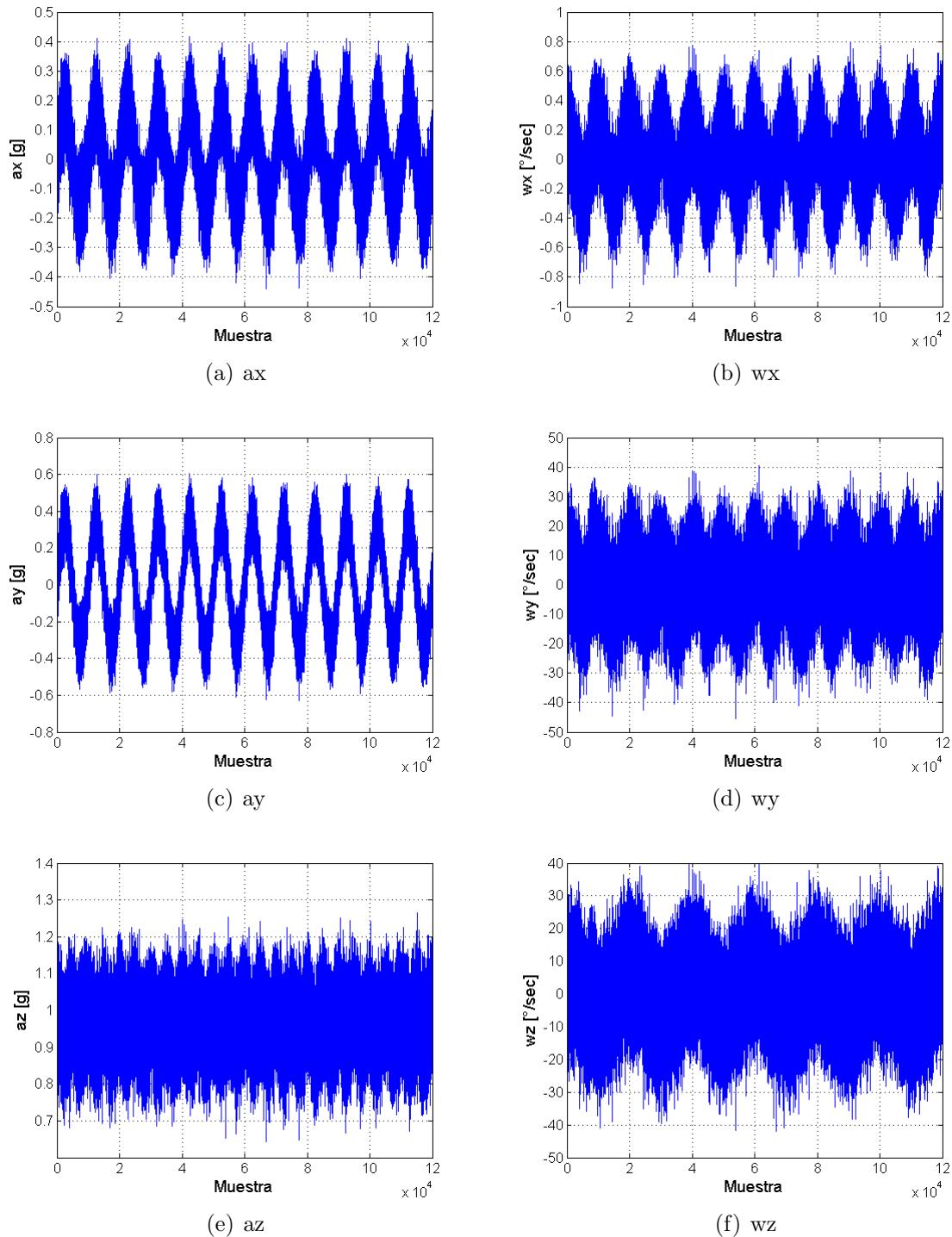


Figura 6.7: Sim.1. Señales de los sensores calibradas

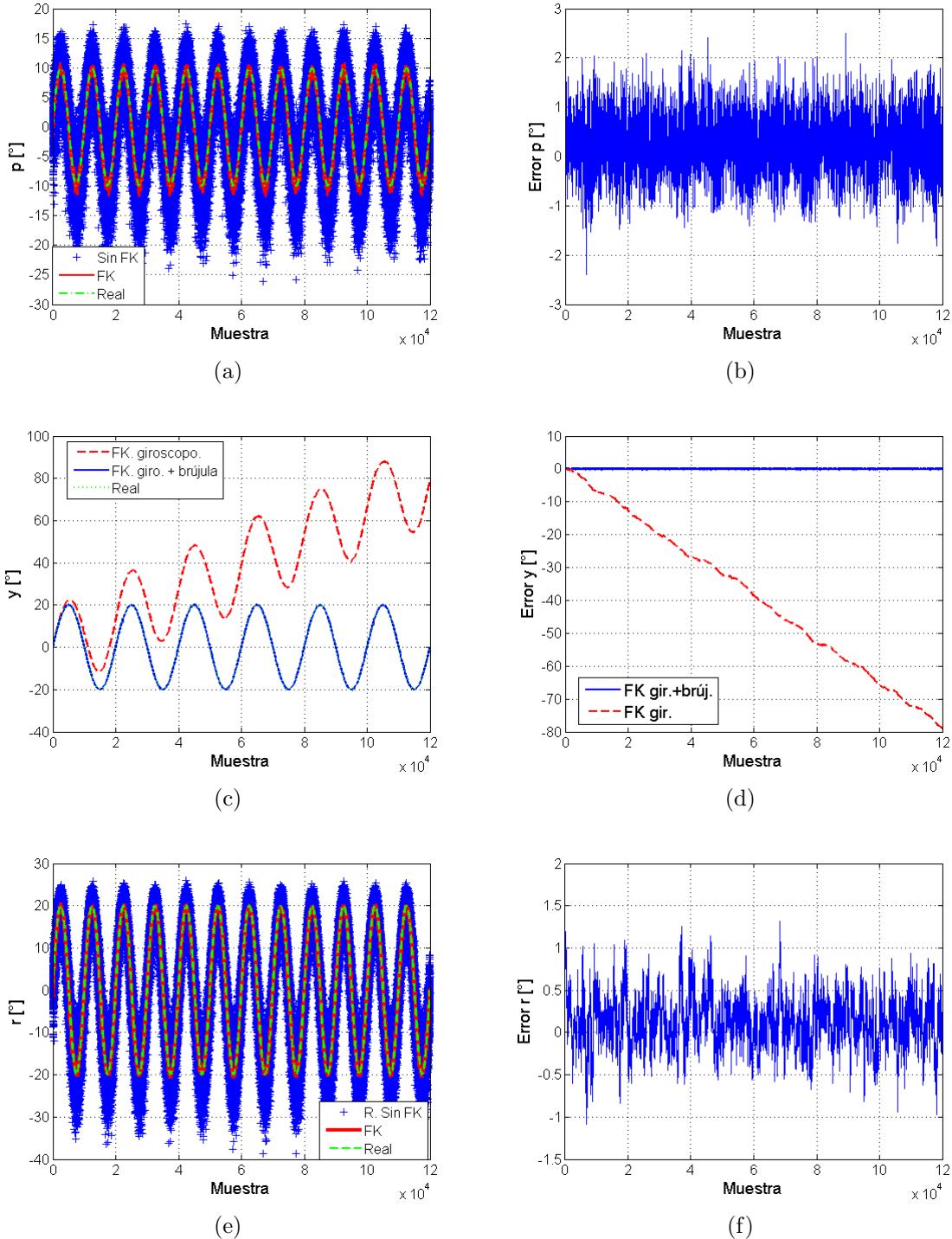


Figura 6.8: Sim.1. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

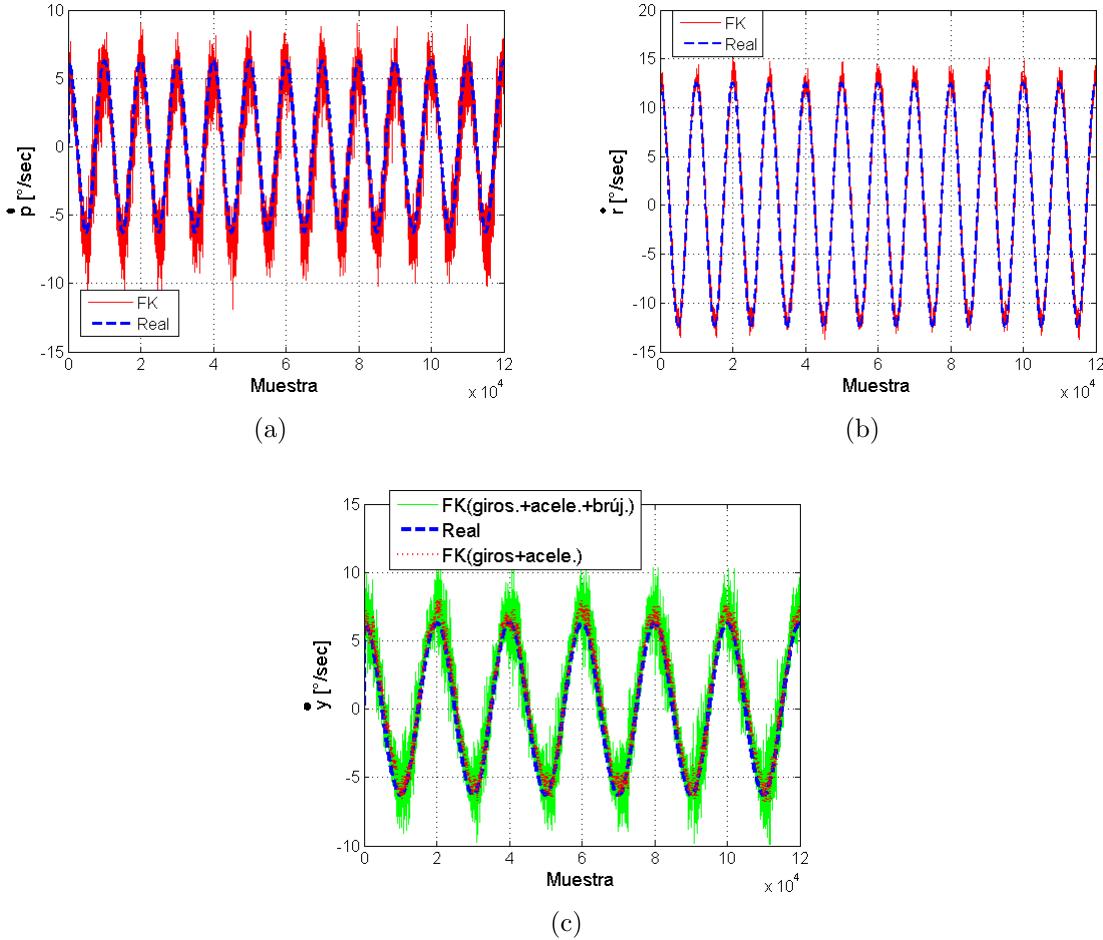


Figura 6.9: Sim.1. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

En la Fig.6.8(a) y la Fig.6.8(e) se muestran los resultados de la estimación de *pitch* y *roll* respectivamente. En ambos caso se muestra el valor real, el valor que se hubiese obtenido directamente de los sensores de la IMU, y el resultado utilizando el filtro de Kalman. Las medidas directas de los sensores producen una señal ruidosa que no es posible utilizar en un sistema de navegación, mientras que el filtro de Kalman (FK) provee un estimado cercano al valor real. Para el ángulo de *yaw* se observa en la Fig.6.8(c) la comparación entre el estimado del FK con y sin la ayuda correctiva de la brújula. El error acumulativo (*drift*) mencionado previamente se observa claramente en la Fig.6.8(d). La Fig.6.9 muestra los resultados de la estimación de las velocidades angulares, donde se observa un efecto similar entre el resultado sin FK y con FK. El primero es sumamente ruidoso, en particular en las zonas de alta tasa de cambio.

Sistema Sensorial: Simulación 2

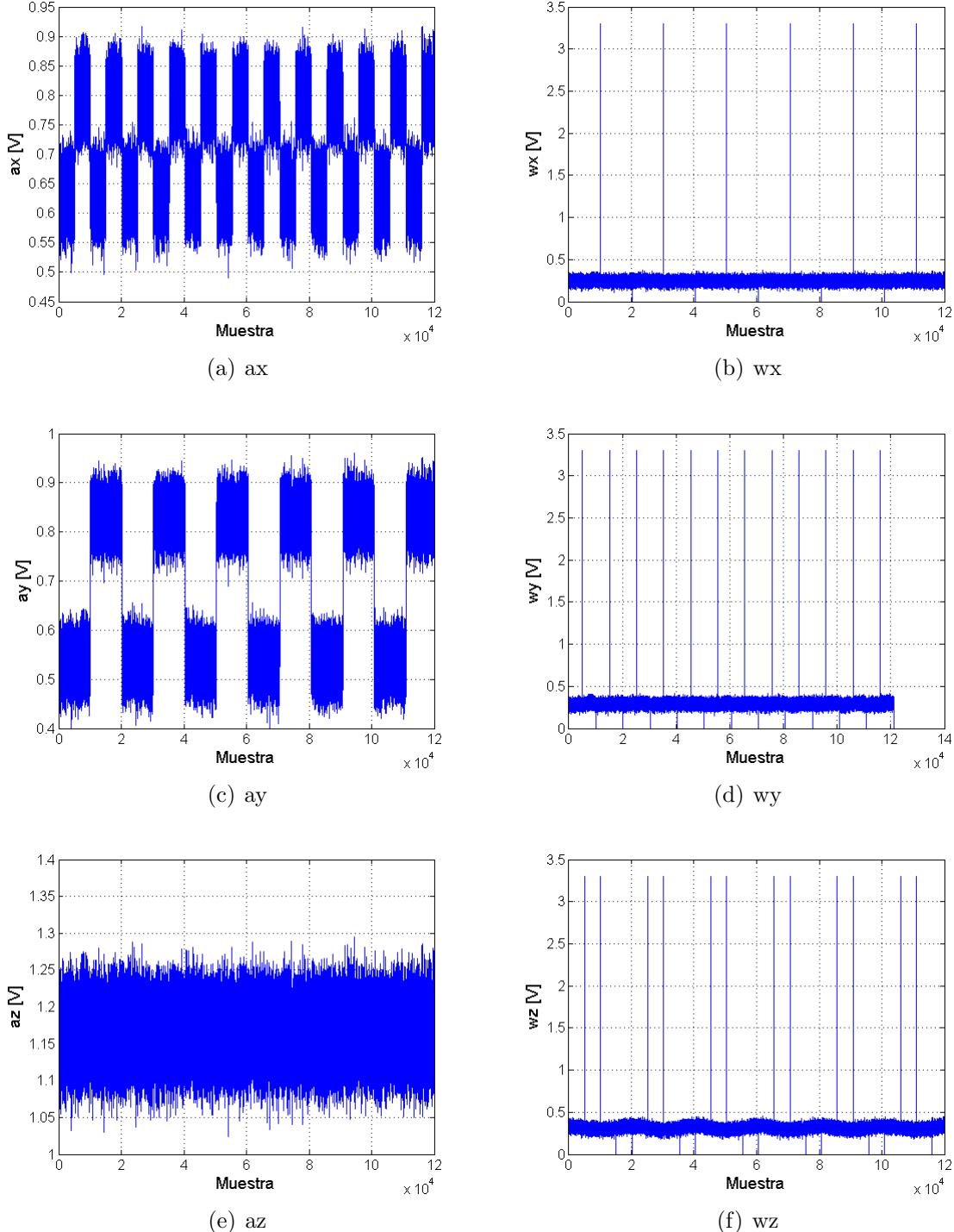


Figura 6.10: Sim.2. Valores simulados de la salida de los sensores [V]

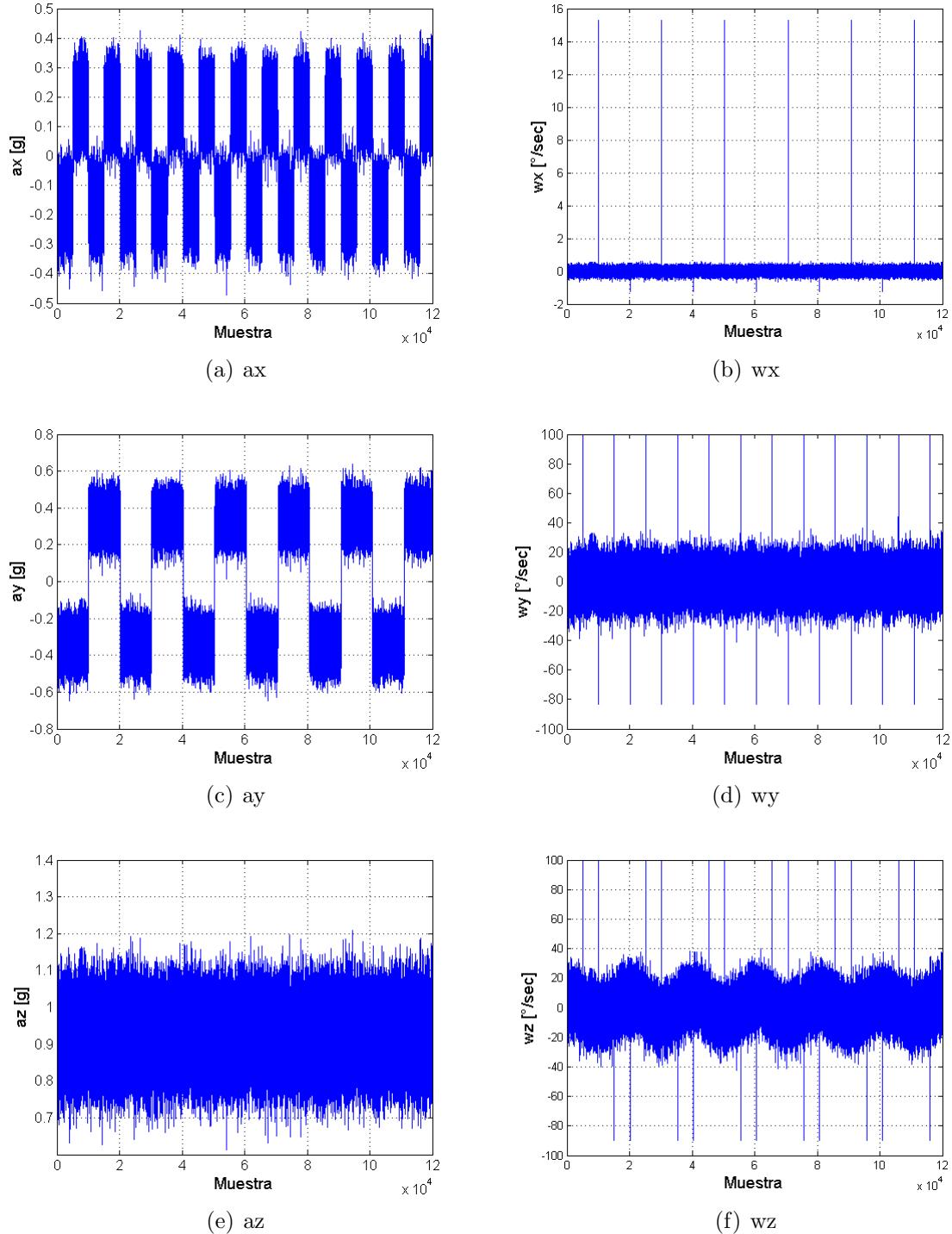


Figura 6.11: Sim.2. Señales de los sensores calibradas

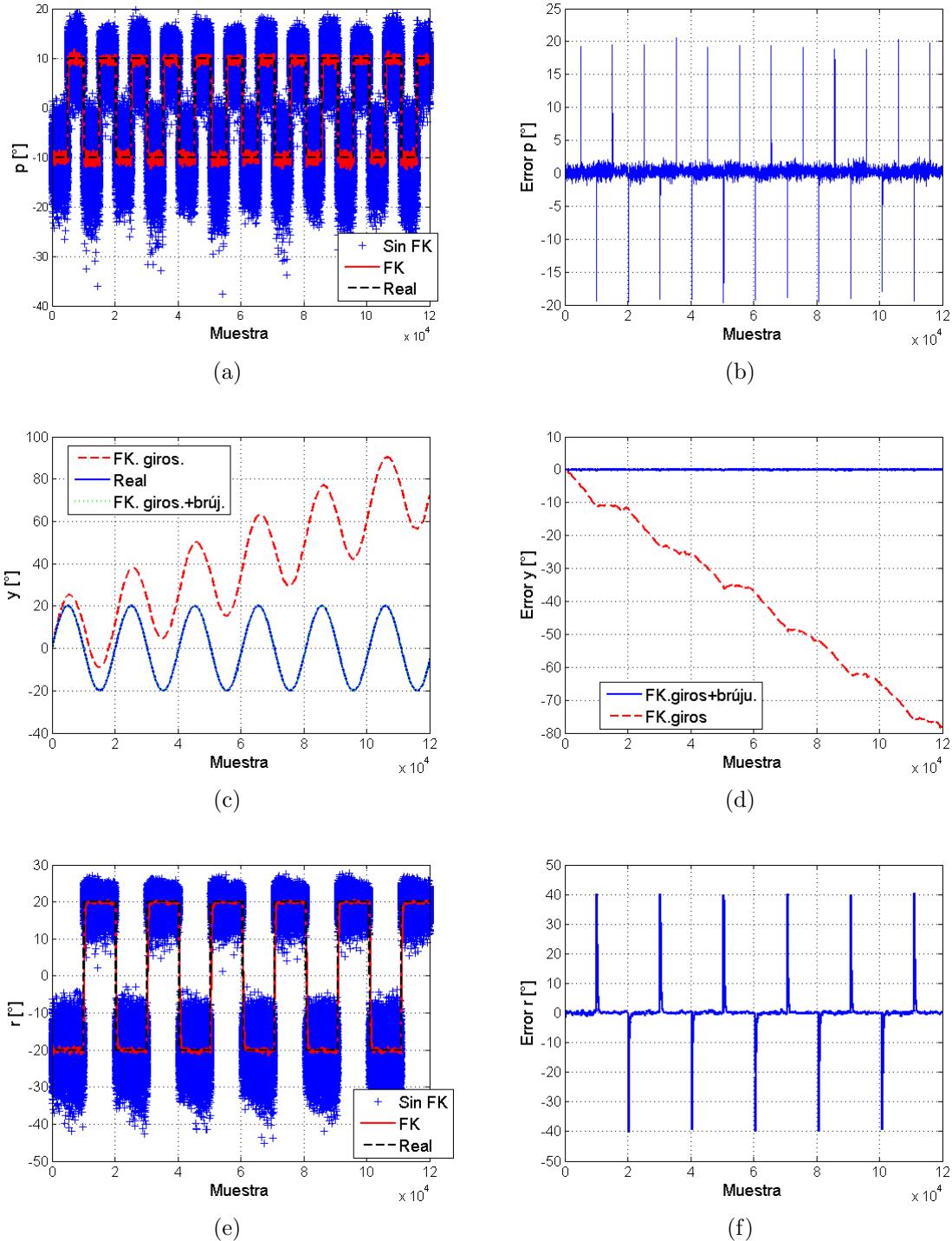


Figura 6.12: Sim.2. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

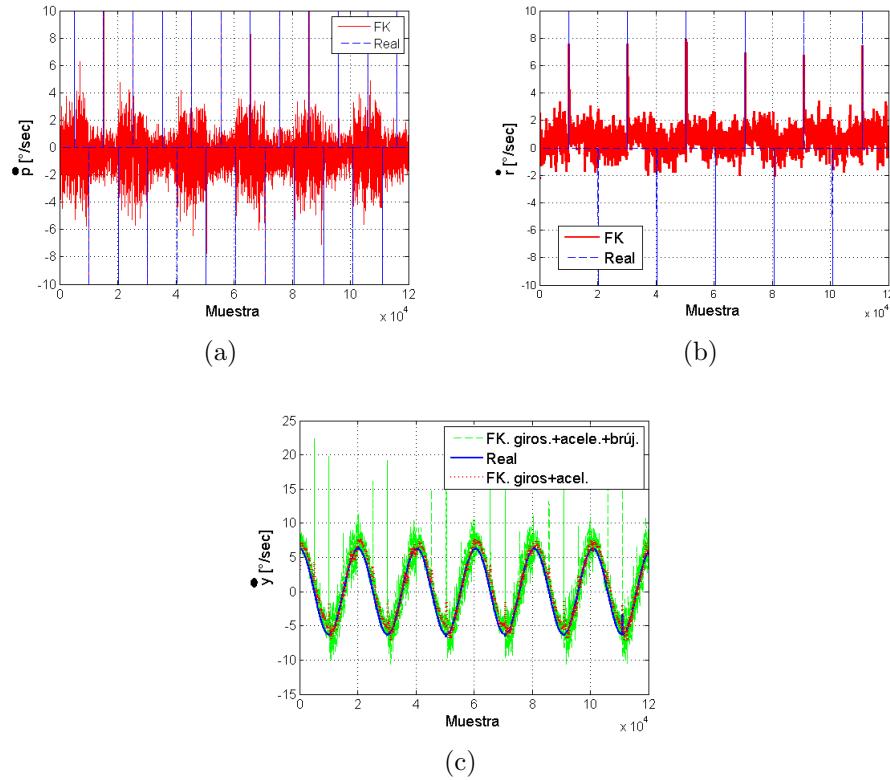


Figura 6.13: Sim.2. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

La Fig.6.12 muestra los resultados de la estimación del FK de manera similar a la Fig.6.8. En este caso de la Sim. 2 se observan picos al ocurrir las discontinuidades, en las señales de los sensores (Fig.6.10 y Fig.6.11) y de la estimación de las velocidades (Fig.6.13), sin embargo, la estimación del ángulo no presenta estos saltos como se puede detallar en el acercamiento de la zona de transición de la Fig.6.12(a) que se muestra en Fig.6.14.

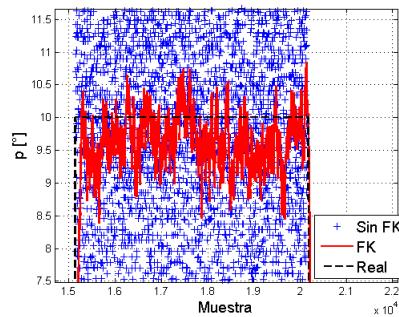


Figura 6.14: Acercamiento de la Fig.6.12(a)

Sistema Sensorial: Simulación 3

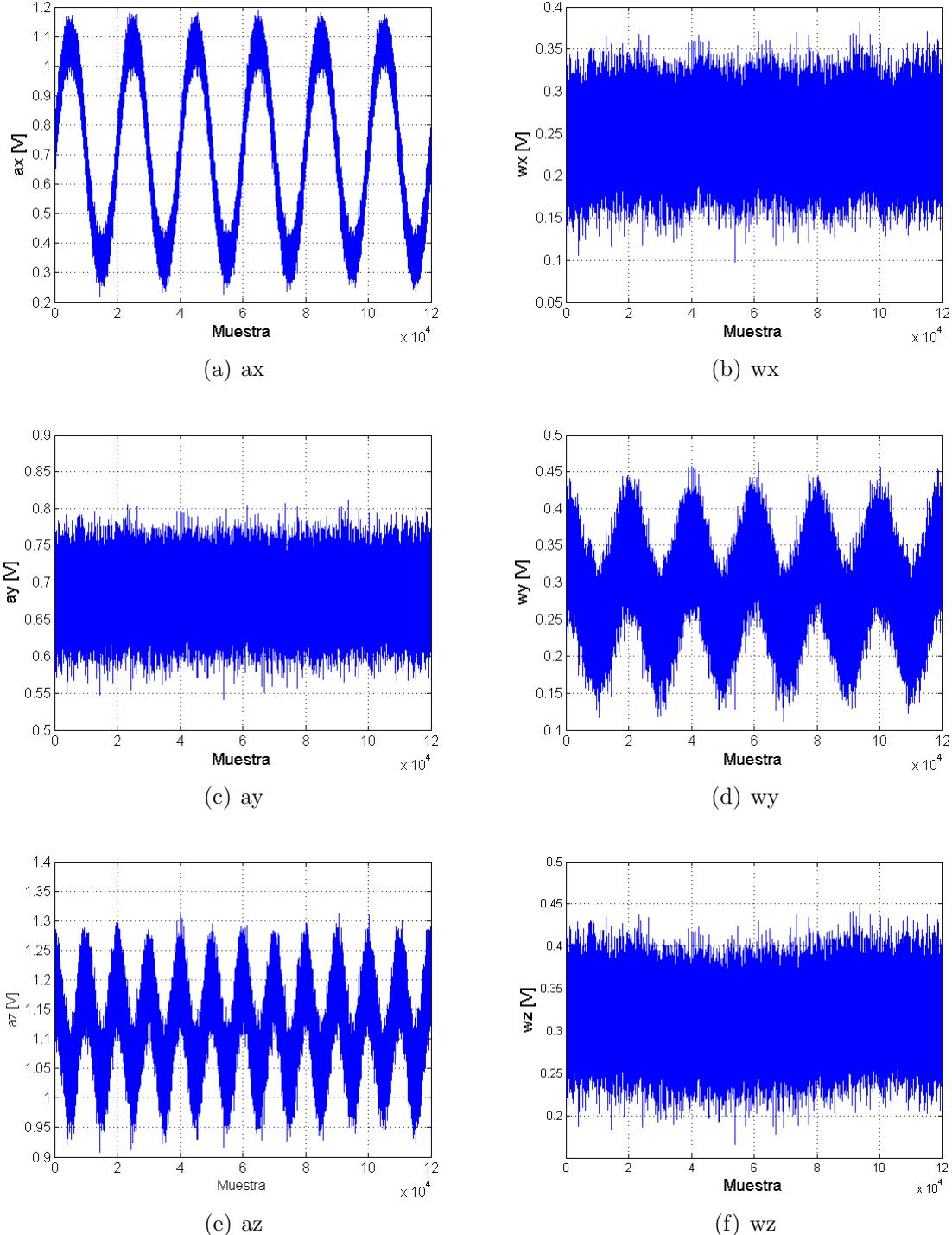


Figura 6.15: Sim.3. Valores simulados de la salida de los sensores [V]

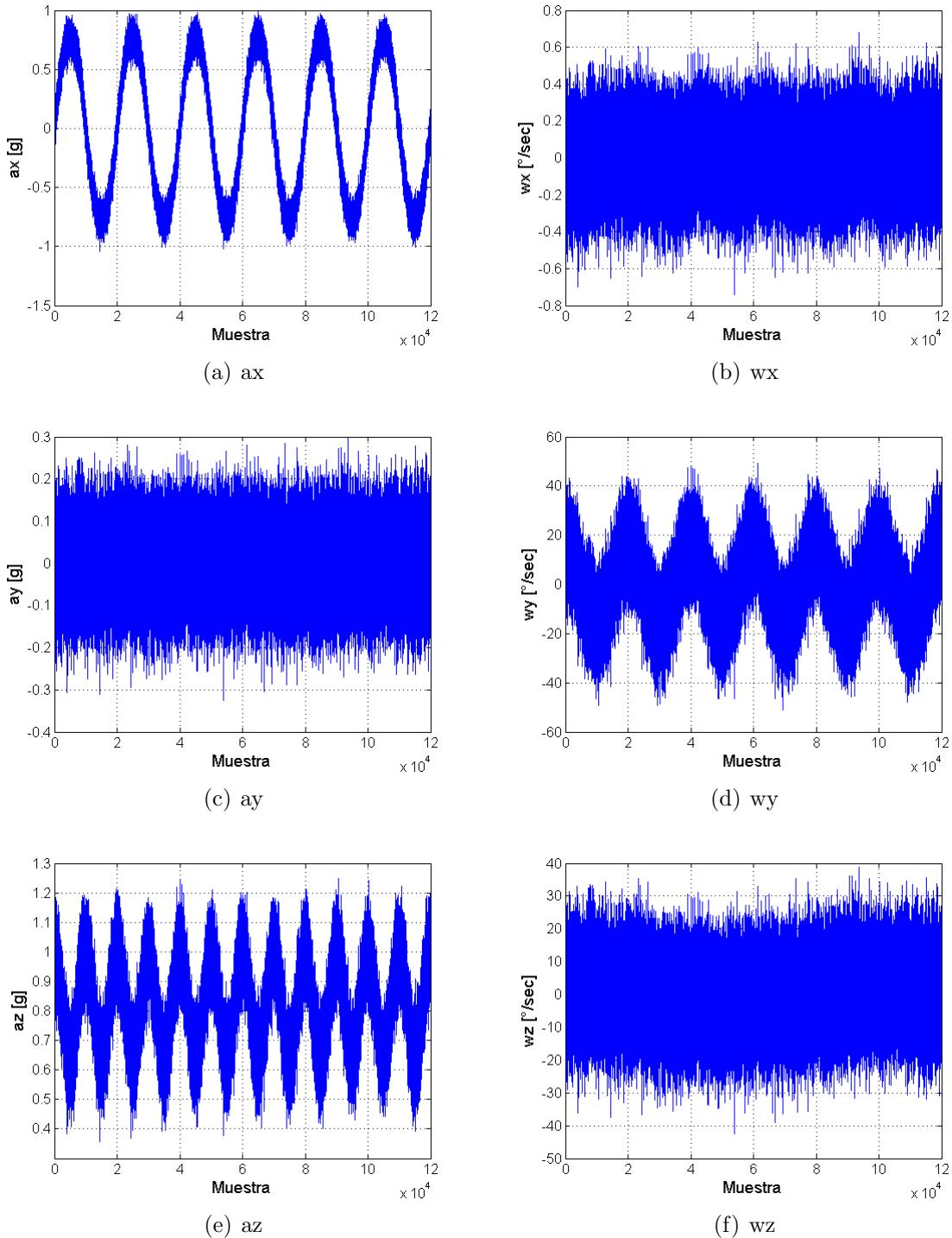


Figura 6.16: Sim.3. Señales de los sensores calibradas

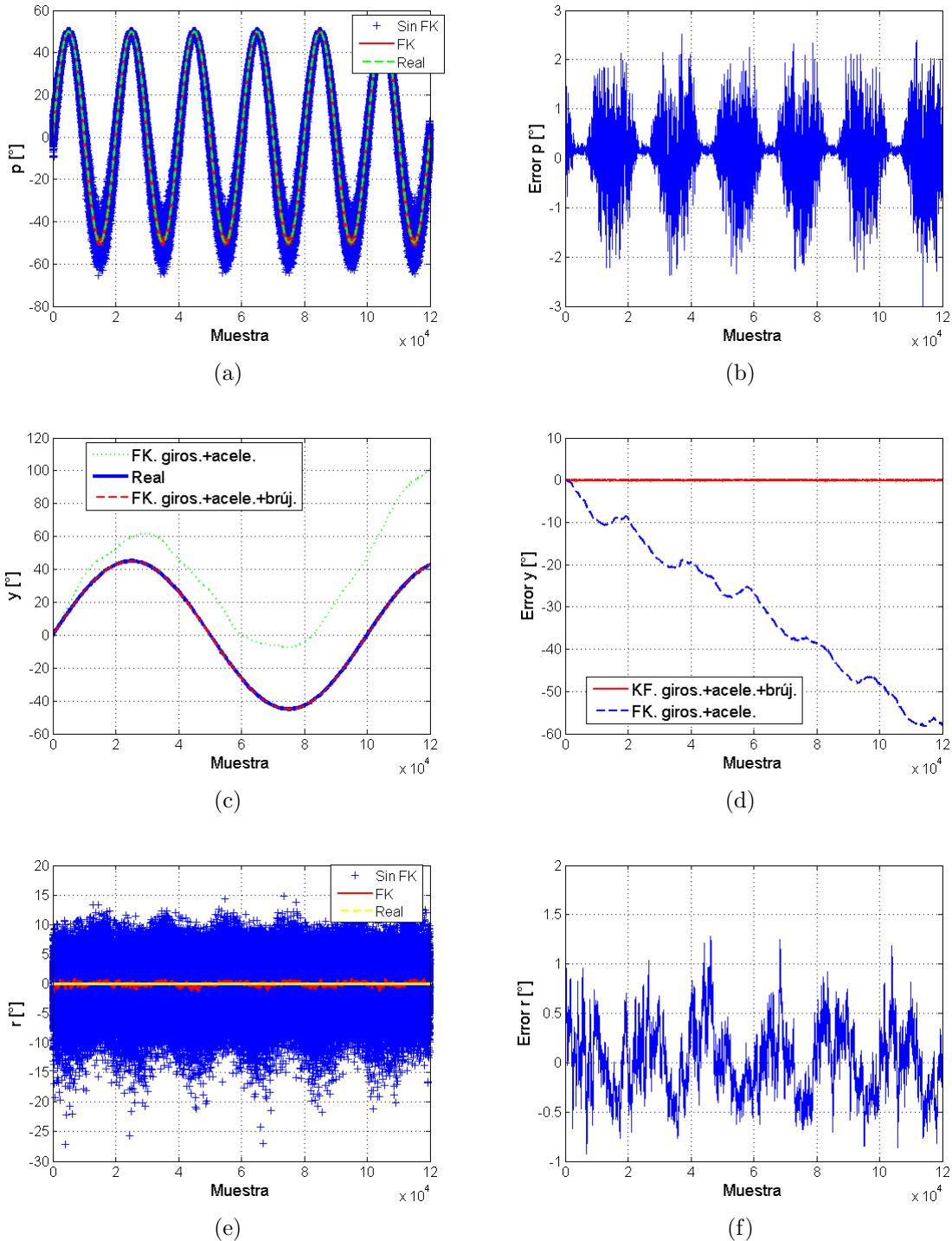


Figura 6.17: Sim.3. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

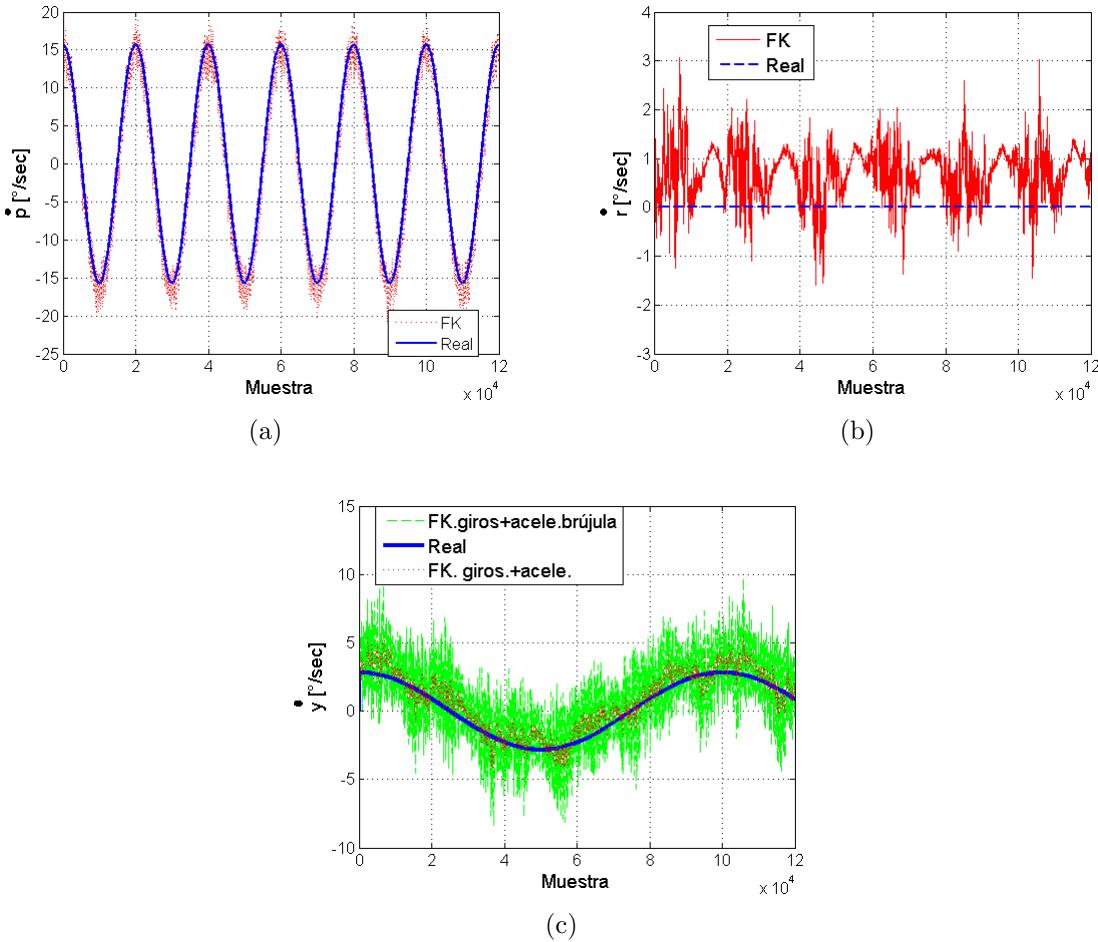


Figura 6.18: Sim.3. Resultados para *roll* (r), *pitch* (p) y *yaw* (y).

En la Sim. 3 se presenta el caso de variaciones en *pitch* y *yaw* mientras el *roll* se mantiene constante. Se puede observar en la Fig.6.17 que para las tres variables angulares se obtiene buen seguimiento, y que la constante es estimada sin ser afectada por las variaciones en las otras dos variables.

6.2. Sistemas de Control

6.2.1. Control Bilateral por convergencia de estados aplicado al helicóptero Quanser de 2-GDL

La estrategia de control bilateral por convergencia de estados se simuló usando el esquema de la Fig.6.19, el cual fue desarrollado teóricamente en el Capítulo 4. Se utiliza

la representación en espacio de estados de la plataforma aerodinámica Quanser de 2-GDL (*pitch* y *yaw*) en (5.7) y se establecen las conexiones requeridas para el sistema bilateral.

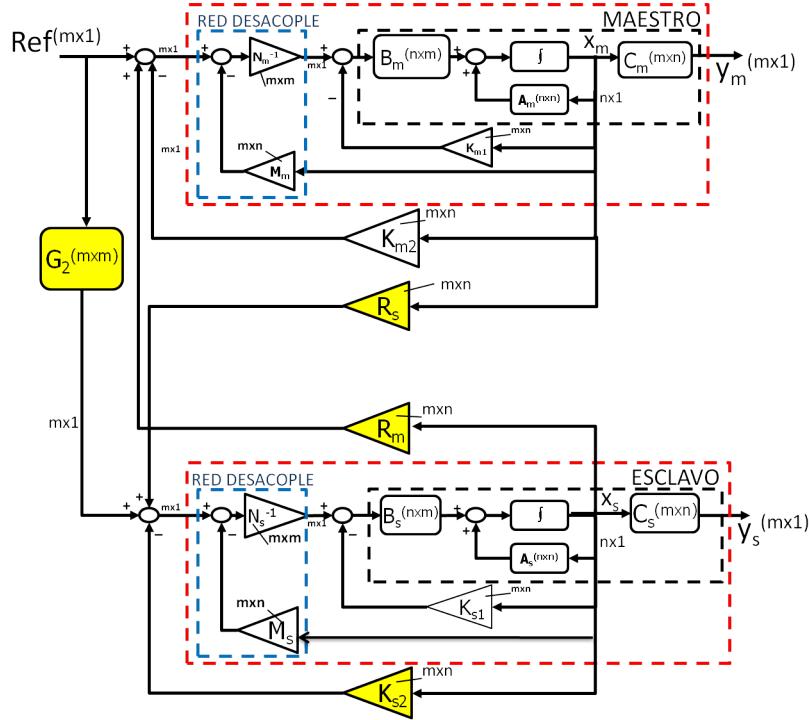


Figura 6.19: Proposed control scheme for MIMO systems

En primer lugar se realiza una prueba de acoplamiento entre ambos GDL, sometiendo a la planta, previamente estabilizada usando realimentación de estados, a una entrada escalón en *pitch* en $t = 10\text{seg}$ y un escalón en *yaw* en $t = 20\text{sec}$. La respuesta del sistema se muestra en la Fig.6.20, donde puede apreciarse el efecto cruzado entre ambas salidas. En $t = 10\text{sec}$, el ángulo de *yaw* sobre una perturbación indeseada debido al acoplamiento, y los mismo ocurre en $t = 20\text{seg}$ para el ángulo de *pitch*. Es de hacer notar que el efecto cruzado de *pitch* a *yaw* es mayor que en el caso contrario, hecho que caracteriza a las plantas aerodinámicas del tipo de un helicóptero.

El problema de acople se ataca mediante el controlador local siguiendo el procedimiento explicado en la sección 4.3.2, obteniendo una red de desacople con índice 2. Luego se resuelve el sistema de ecuaciones no lineales para convergencia de estados de un sistema MIMO mediante el método propuesto en la sección 4.3.5. Para hallar la solución se utilizaron métodos numéricos y se obtuvo un resultado con una tolerancia del orden de 10^{-18} .

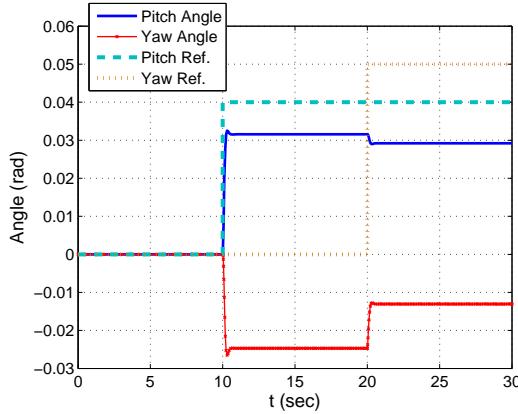


Figura 6.20: Prueba de acople al sistema estabilizado

Una vez establecidos el control local y el control bilateral, se simula la respuesta del sistema ante diferentes entradas. Un primer caso mostrado en la Fig.6.21 trata el problema de seguimiento en ambos GDL. En la Fig.6.21(a) se encuentra la respuesta del ángulo de *pitch*, cuando la referencia es una secuencia de escalones de la forma: $\{-0,3\text{rad para } [0\text{sec} \leq t \leq 15\text{sec}], 0\text{rad para } [15\text{sec} < t \leq 25\text{sec}], 0,5\text{rad para } [25\text{sec} < t \leq 70\text{sec}]\}$, mientras que para el ángulo de *yaw*, la referencia tiene la forma: $\{0,6\text{rad para } [0\text{sec} \leq t \leq 25\text{sec}], -0,5\text{rad for } [25\text{sec} < t \leq 35\text{sec}], 0,3\text{rad para } [35\text{sec} < t \leq 70\text{sec}]\}$. El retardo temporal utilizado en este caso es 1msec. Hay que resaltar que la respuesta del sistema cumple seguimiento y el efecto de acople no está presente en la respuesta bilateral del sistema, como si podía observarse en la Fig.6.20.

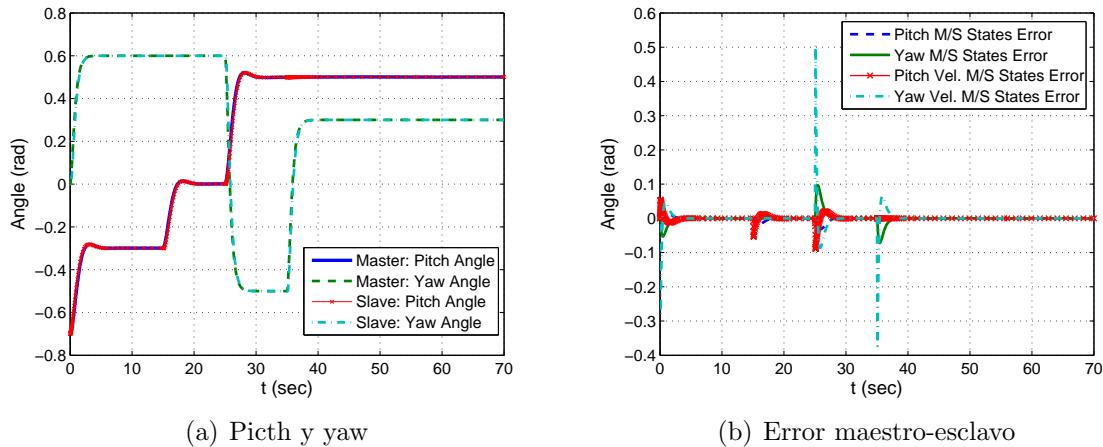


Figura 6.21: Caso de seguimiento maestro-esclavo

En la Fig.6.21(b) se presenta el comportamiento del error entre maestro y esclavo x_e ,

comprobando que ha logrado convergencia a cero en estado estacionario, como podía predecirse de las condiciones (4.17) and (4.18), que establecen la evolución del error como un sistema autónomo.

Con el objetivo de ilustrar mejor el efecto del retraso temporal en el canal de comunicación entre maestro y esclavo, se realiza una simulación con un retardo $10mseg$, y la respuesta se muestra en la Fig.6.22 con un acercamiento que permite observar el desfasaje entre la respuesta del maestro y la del esclavo. Diferentes simulaciones fueron realizadas, encontrando estabilidad en el sistema hasta aproximadamente $50mseg$ de retraso, resultado que concuerda con los presentados en la literatura para este esquema de control en su versión SISO y que es similar a los resultados de otras técnicas de control. Retrasos de mayor magnitud requiere la utilización de otras técnicas, que incluyen métodos de predicción y manejo de las comunicaciones.

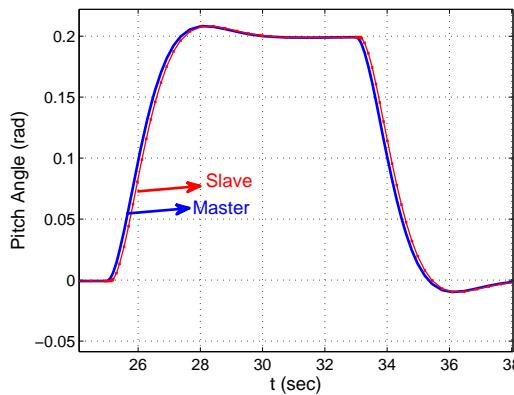


Figura 6.22: Acercamiento de la respuesta para un retraso de $10mseg$

Además de la prueba de seguimiento maestro-esclavo, es relevante experimentar la respuesta del sistema ante perturbaciones del lado del esclavo que típicamente son causadas por la interacción con el ambiente. Se realizó una simulación con una referencia del ángulo de pitch de la forma $\{0\text{rad para } [0\text{sec} \leq t \leq 15\text{sec}], 0,5\text{rad para } [15\text{sec} < t \leq 40\text{sec}]\}$, y para el ángulo de yaw: $\{0\text{rad para } [0\text{sec} \leq t \leq 5\text{sec}], 0,3\text{rad para } [5\text{sec} < t \leq 40\text{sec}]\}$. Se añadieron perturbaciones del lado del esclavo del tipo $\{0,1\text{rad para } [5\text{sec} < t \leq 6\text{sec}]\}$ para el ángulo de yaw, y $\{0,1\text{rad for } [25\text{sec} \leq t \leq 26\text{sec}]\}$ para pitch. Los resultados se muestran en la Fig.6.23.

Observando la Fig.6.23(a) se encuentra que las perturbaciones al esclavo afectan directamente su salida, y que también son reflejadas al lado del maestro, como es deseable

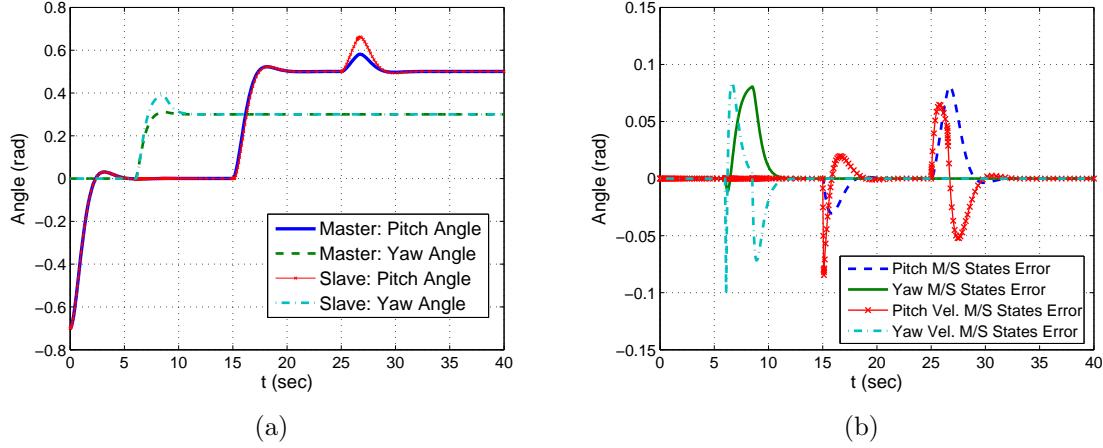


Figura 6.23: Respuesta del sistema bilateral con perturbaciones del lado del esclavo

para un sistema bilateral, con la misma forma de onda pero menor amplitud. La amplitud disminuye debido a pérdida de transparencia en el sistema.

6.2.2. Esquema bilateral usando control robusto con sistemas LMI

Se simuló el esquema de control presentado previamente en la Fig.4.12, la cual se repite en la Fig.6.24 para comodidad del lector, donde se han incluido perturbaciones del lado del esclavo.

Variaciones del modelo de la planta

Con el objetivo de poner el sistema de control robusto a prueba, se incluyen variaciones en los parámetros de la planta durante la simulación. Para el modelo de la planta Quanser, se eligieron los parámetros de fricción viscosa en el eje de *pitch* y *yaw*, denotados B_p y B_y respectivamente. Estos parámetros son los que presentan mayor incertidumbre debido a su complejo modelado. Se toman como valores nominales a los valores especificados por el fabricante $B_p = 0,8N/V$ y $B_y = 0,318N/V$ y se generan variaciones en torno a ese valor.

Por otra parte, se considera la no linealidad de la planta como una variación en la representación en espacio de estados, i.e. se linealiza la planta alrededor de un punto de operación general en *pitch* y *yaw* y este modelo se incluye en la simulación con realimentación

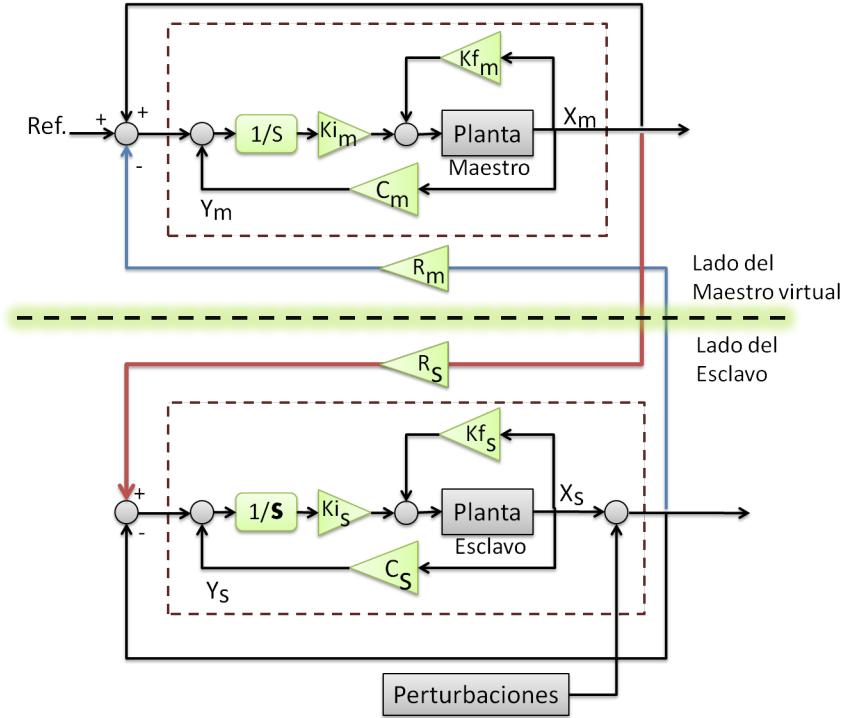


Figura 6.24: Esquema de control robusto en configuración bilateral

del estado actual de estas variables, de tal manera de linealizar el sistema a lo largo de la trayectoria del punto de operación a medida que éstos varían. Un procedimiento similar se ejecuta en el filtro de Kalman extendido[39]. Al realizar este procedimiento, la representación en espacio de estado varía de acuerdo al valor del ángulo de *pitch*, y es independiente del ángulo de *yaw*, lo cual era de esperar pues el comportamiento físico del sistema no varía con el ángulo de *yaw* por la simetría geométrica de la planta.

Finalmente, se obtiene un modelo dependiente de B_p , B_y , y p , donde B_p y B_y varían de acuerdo a un patrón impuesto a la simulación, mientras que p se realimenta de la salida de la planta.

Simulación del sistema en Simulink®

El sistema descrito en el diagrama de la Fig.6.24 se implementa en el ambiente de Simulink®, junto a las variaciones de la planta descritas anteriormente. El diagrama de más alto nivel de la implementación se muestra en la Fig.6.26, donde se aprecia el lado del maestro y el lado del esclavo, así como las perturbaciones al esclavo, y los parámetros de variación de

la planta.

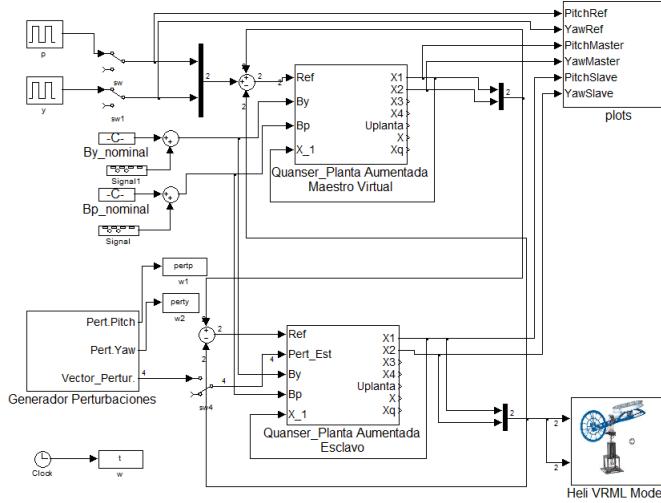


Figura 6.25: Modelo en Simulink

El bloque de la planta aumentada se detalla en la Fig.6.26, donde se observa el esquema de control de seguimiento y el modelo del helicóptero Quanser de 2-GDL con las variaciones especificadas anteriormente.

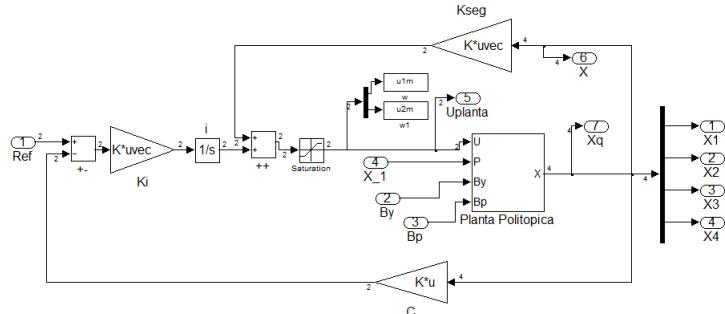


Figura 6.26: Modelo en Simulink de la planta

Resultados

Para realizar la simulación del sistema se plantea el sistema LMI en (4.40) usando la representación en espacio de estados del modelo incierto de helicóptero de 2-GDL. Al resolver el sistema de LMIs, los polos a lazo abierto de la planta (Fig.6.27(a)) se reubican a lazo cerrado como se muestra en la Fig.6.27(b). La solución del sistema permite encontrar los valores de K_f y K_i para completar la información del control local, mientras el control bilateral esta dado por el esquema posición-posición.

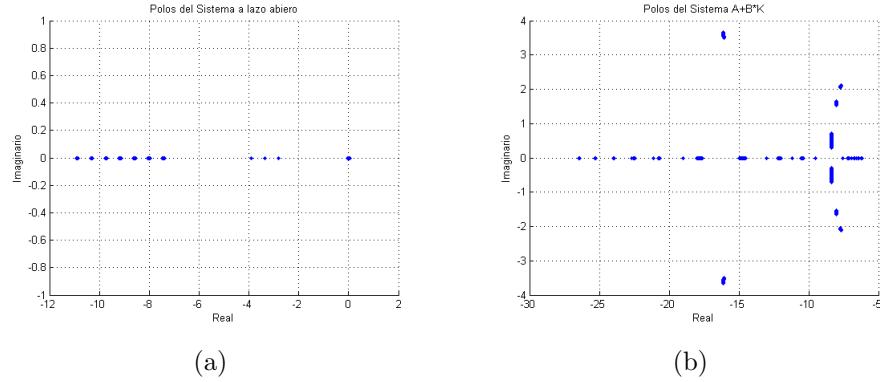


Figura 6.27: Polos del sistema. (a)Lazo abierto. (b)Lazo cerrado.

A continuación se presentan los resultados de tres simulaciones con diferentes referencias al sistema de control. En el primer caso se colocan escalones para *pitch* y *yaw*, en el segundo se utiliza una señal diente de sierra para *pitch* y un escalón para *yaw*, y finalmente en la tercera simulación se prueba el mismo caso anterior añadiendo perturbaciones del lado del esclavo.

Control bilateral robusto: Simulación 1

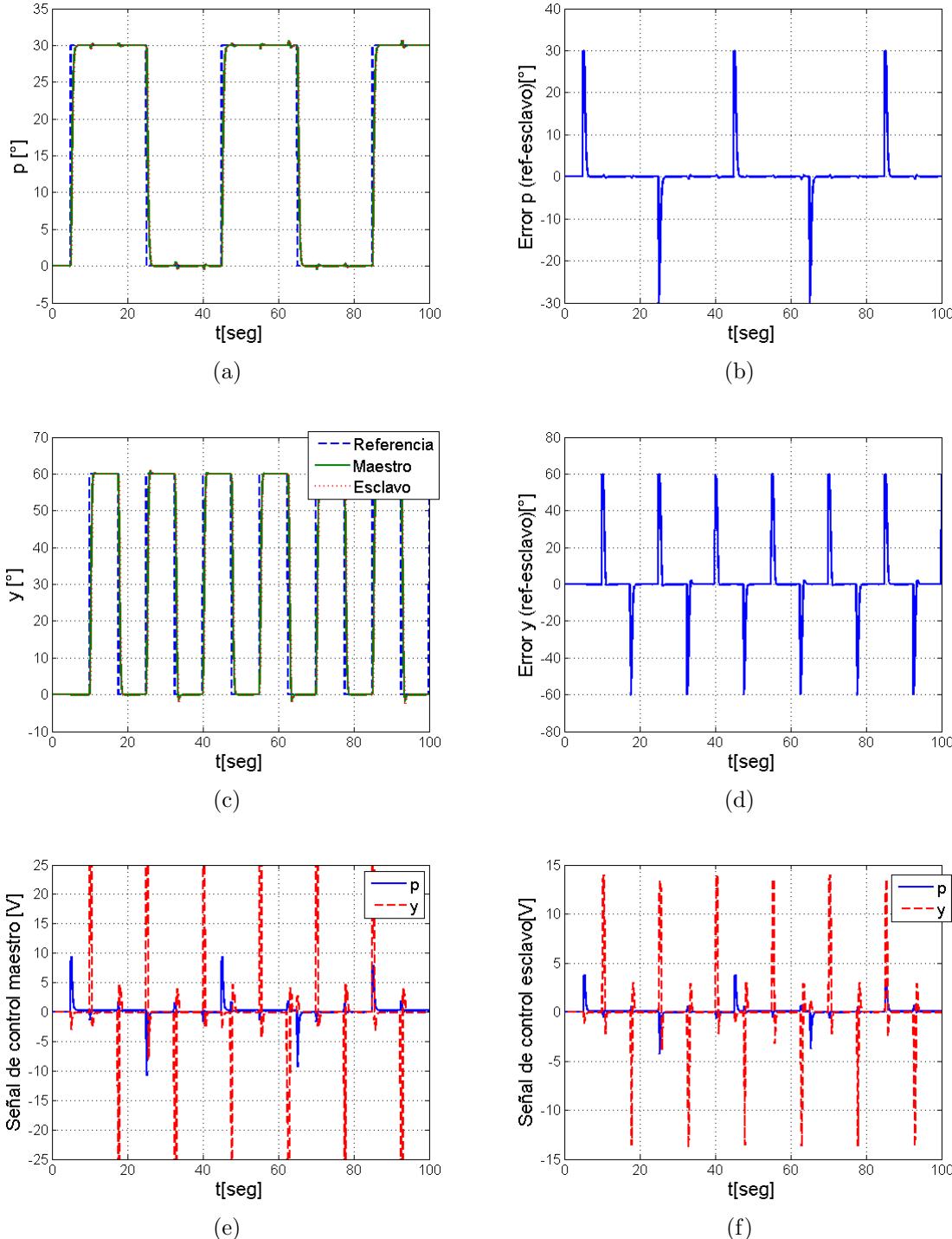


Figura 6.28: Sim1. Resultados maestro-esclavo

La Fig.6.33 muestra los resultados del sistema de control para *pitch* y *yaw* para maestro y esclavo, así como las señales de control del esclavo. En los casos en los cuales la señal de

control llega al valor máximo permitido de acuerdo a las especificaciones de la planta, se observan efectos de acople entre las dos salidas, como se muestra en el acercamiento de la Fig.6.28(a) y Fig.6.28(c) mostrado en la Fig.6.29. Mientras la señal de control se encuentra en el rango permitido, la respuesta del sistema cumple el criterio de seguimiento.

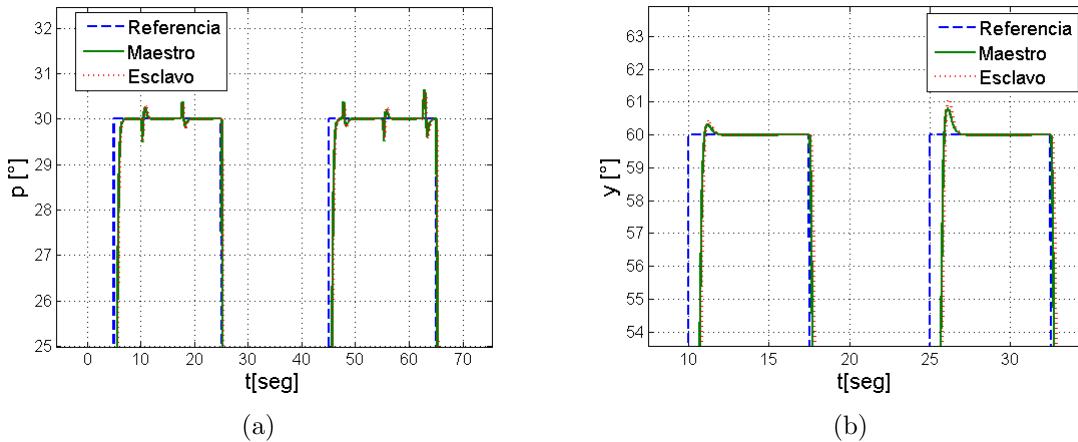


Figura 6.29: Sim1. Acercamiento de la gráfica de respuesta

En la Fig.6.30 se muestran las variaciones paramétricas del sistema politópico a lo largo de la simulación. Se observa que la variación de éstos no produjo perturbaciones observables en la respuesta del sistema, lo que permite afirmar que el sistema robusto se encuentra funcionando correctamente.

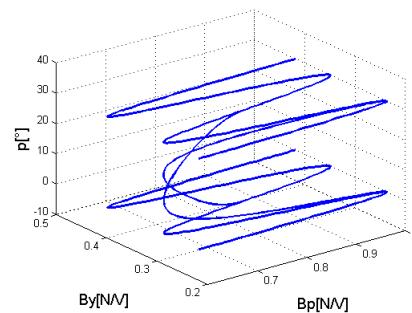


Figura 6.30: Sim. 1. Trayectoria de los parámetros inciertos

Control bilateral robusto: Simulación 2

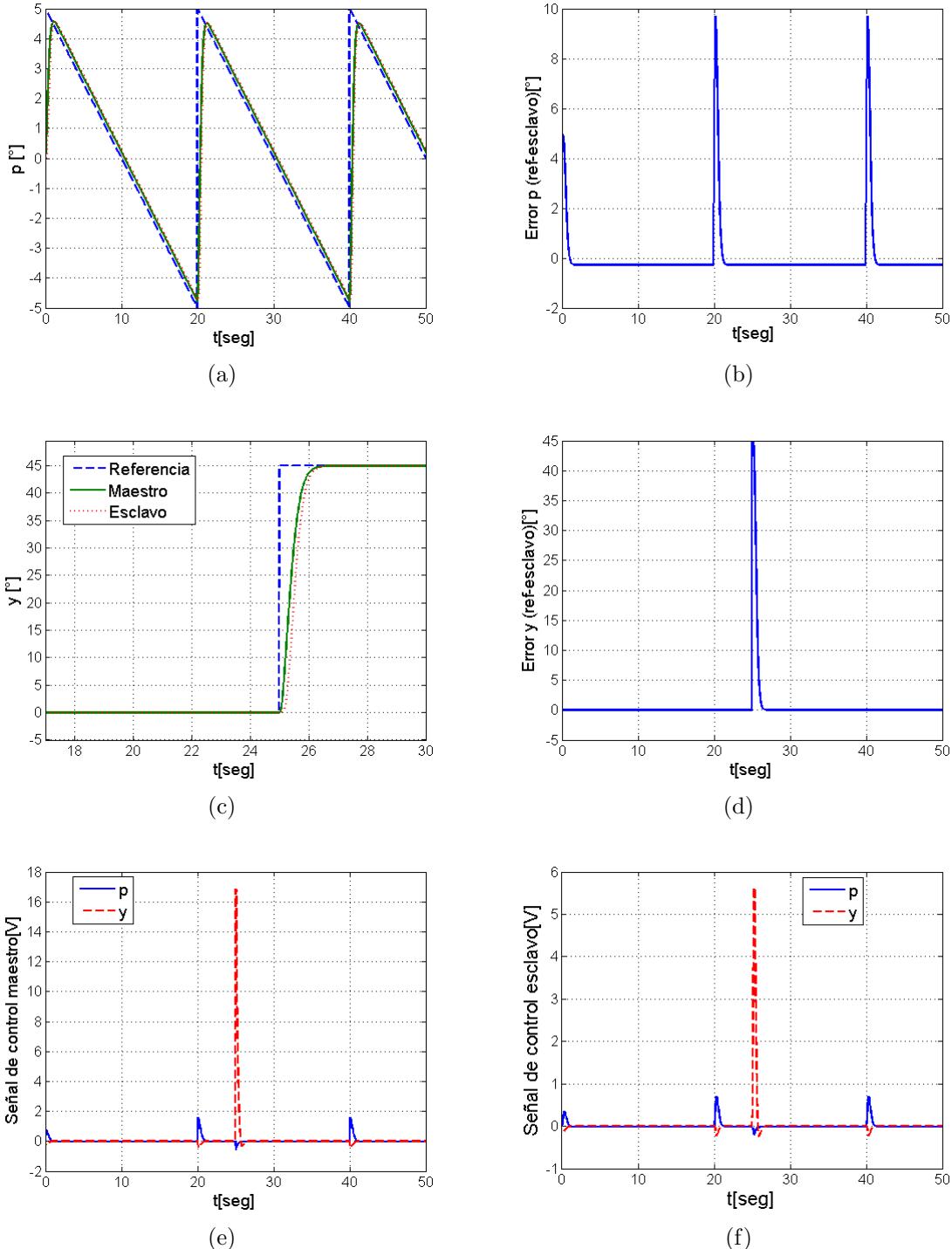


Figura 6.31: Sim2. Resultados maestro-esclavo

En los resultados de la segunda simulación no se presentó el caso de saturación de la señal de control y y no se observan acoplos en el resultado. El sistema maestro esclavo

logró seguimiento de las referencias de pitch y yaw con independencia de las variaciones paramétricas mostradas en la Fig.6.32.

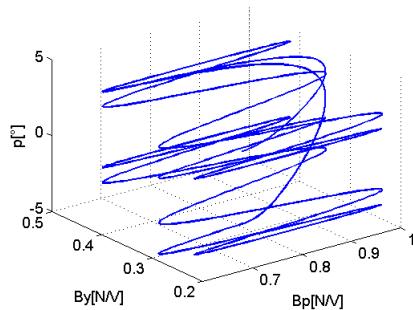


Figura 6.32: Sim. 2. Trayectoria de los parámetros inciertos

Control bilateral robusto: Simulación 3

En la tercera simulación se incluyen perturbaciones del lado del esclavo, simulando interacciones abruptas con el ambiente del esclavo. En el caso de UAVs estas perturbaciones están dadas en su mayoría por el viento, el cual puede llegar a variar la posición de UAV considerablemente si no se cuenta con un sistema de control de respuesta lo suficientemente rápida. Las perturbaciones fueron simuladas a través de escalones instantáneos como estudio del peor caso al que puede ser sometido el sistema de control. Las perturbaciones tienen un efecto evidente en la respuesta del esclavo que puede ser observado en la Fig.6.33(a) para el ángulo de *pitch* y en la Fig.6.33(c) para el ángulo de *yaw*. Por consiguiente, las perturbaciones pueden observarse claramente en la curva de error de seguimiento de la referencia del esclavo (Fig.6.33(b) y Fig.6.33(d)). Por otro lado se observa que la perturbación es reflejada al lado del maestro con menor amplitud, debido a la transparencia del sistema, la cual no puede perfecta en un sistema bilateral. El mismo efecto ocurrió en la simulación del sistema de control por convergencia de estados en la sección anterior.

Las perturbaciones añadidas al sistema se muestran en la Fig.6.34.

Las variaciones de los parámetros inciertos durante la simulación se muestran en la Fig.6.35.

La reflexión de las perturbaciones del esclavo hacia el maestro son deseable para lograr

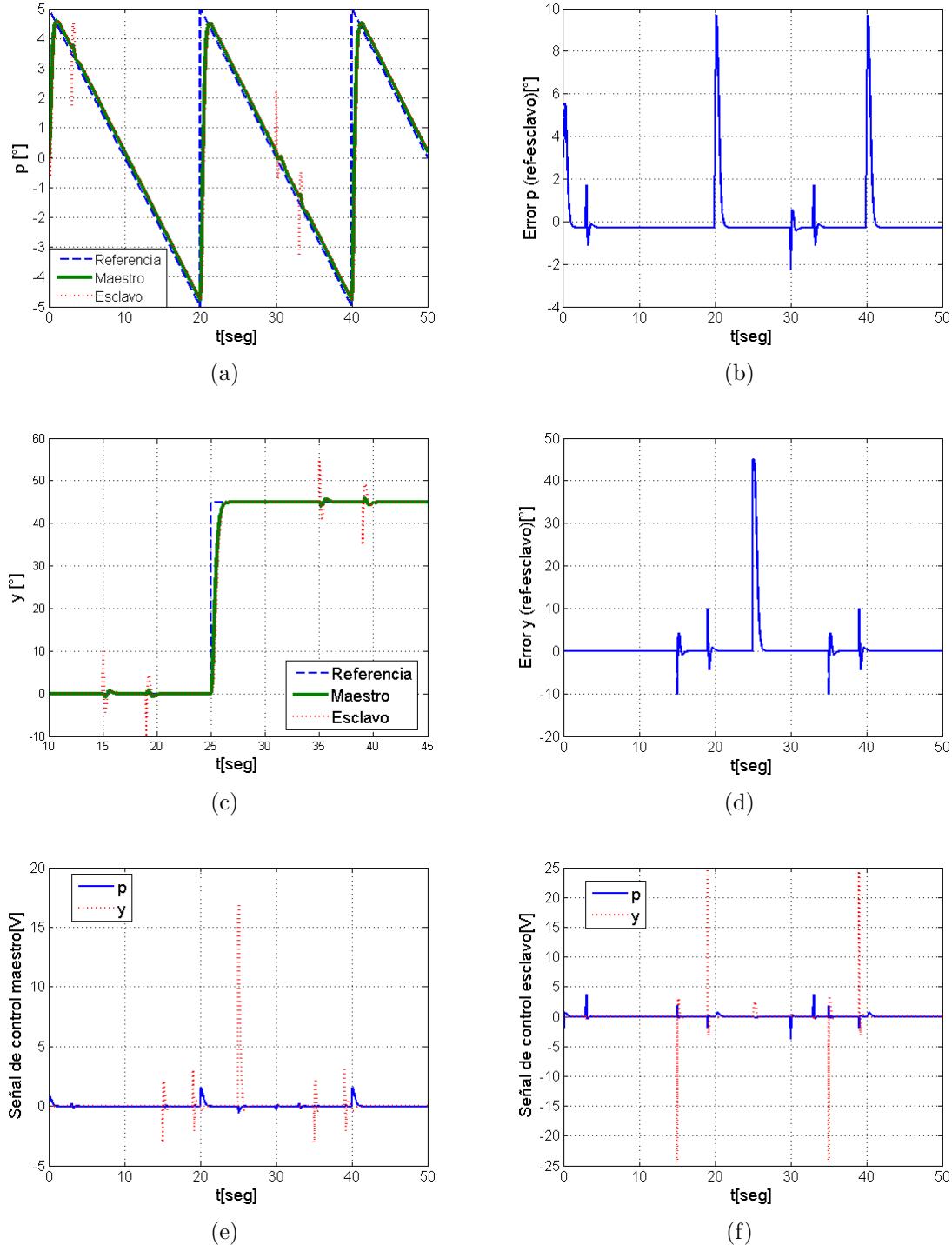


Figura 6.33: Sim3. Resultados con perturbaciones al esclavo

que un operador humano tenga la información sobre la realidad del maestro, y el caso ideal es reflejar la perturbación con la misma intensidad original, sin embargo esto no ha sido posible en control bilateral. Es posible mejorar la calidad de la reflexión, para lo que es necesario

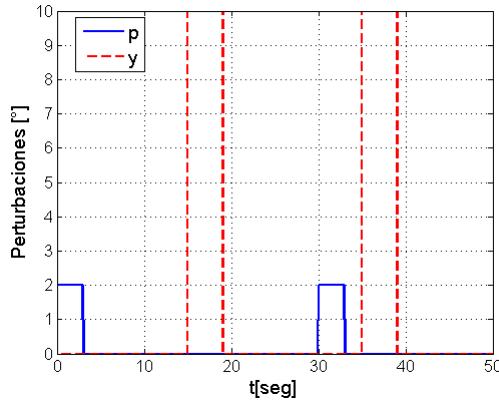


Figura 6.34: Perturbaciones al esclavo en guiñana y cabeceo

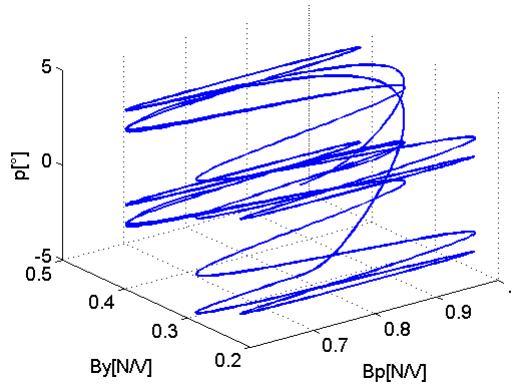


Figura 6.35: Trayectoria de los parámetros inciertos

desarrollar las condiciones y ecuaciones relacionadas e incluirlas en el sistema.

Se observa que las limitaciones físicas en la señal de control (i.e. saturación de voltaje a la entrada de los actuadores) afecta el desempeño del controlador, en los casos en que la señal de control ideal requiere valores mucho mayores a los permitidos. Por esta razón, en el caso de plataformas robóticas como un helicóptero autónomo, en el cual contamos con 4 servomotores y un motor DC principal, las limitaciones en ancho de banda y amplitud de las señales de control podrían afectar la respuesta del sistema.

Ubicación de los polos y velocidad de respuesta maestro-esclavo

El principio fundamental de la técnica de control se relaciona con la reubicación de los polos de la planta y por otro lado la ubicación final de los mismos rige la dinámica del sistema.

A continuación se estudia la dinámica del sistema bilateral para tres casos de reubicación de polos: $\alpha \leq -30$, $\alpha \leq -15$ y $\alpha \leq -5$. En estos casos se varía la parte imaginaria de los polos en el sistema LMI de manera incremental, obteniendo la reubicación mostrada en la Fig.6.36.

Los resultados obtenidos para las salidas del sistema *pitch* y *yaw* se muestran en la Fig.6.37.

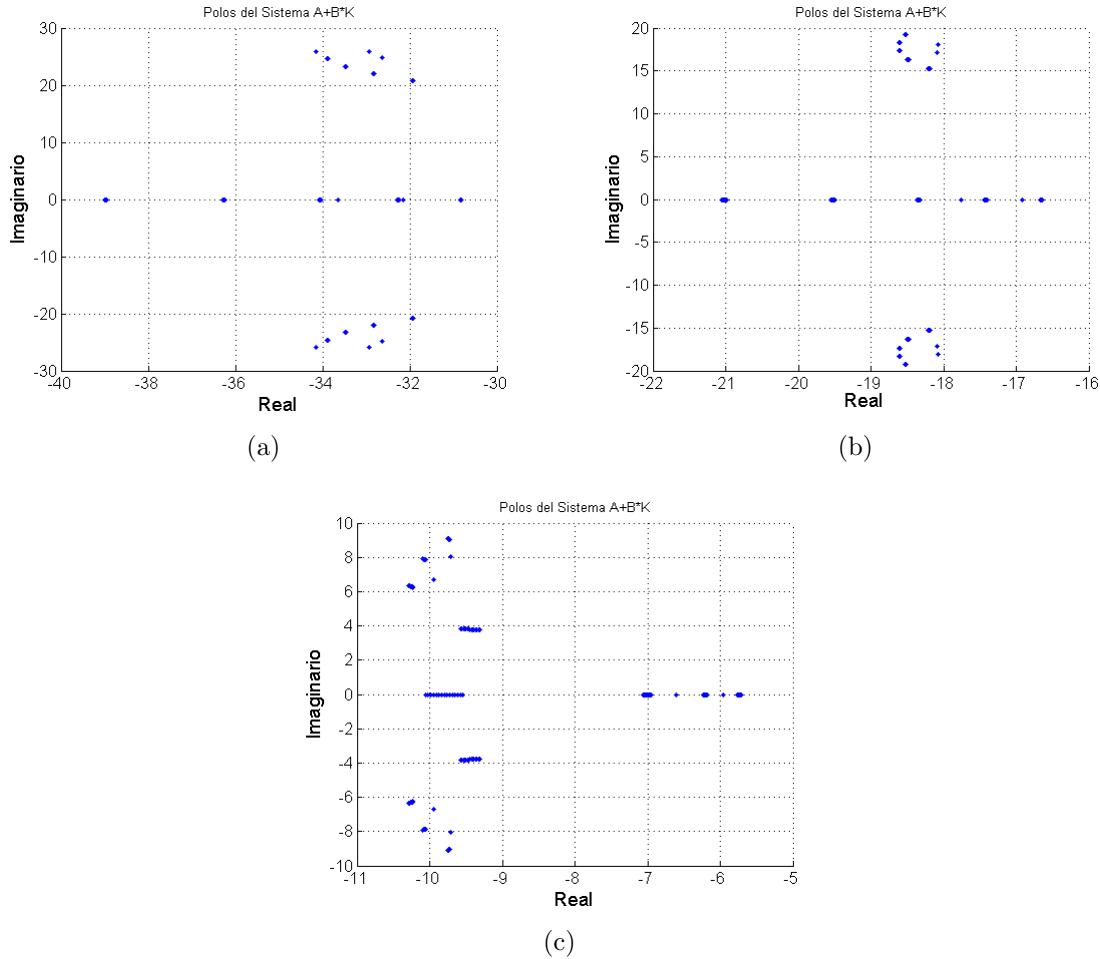


Figura 6.36: Ubicación de los polos de la planta aumentada como resultado del sistema LMI para (a,b) $\alpha \leq -30$, (c,d) $\alpha \leq -15$, (e,f) $\alpha \leq -5$

Como era de esperar teóricamente, las velocidades de respuesta más altas se encontraron con los polos más alejados del eje imaginario. Polos con parte real pequeña tienden a desmejorar el tiempo de respuesta y a aumentar el retraso en la relación maestro-esclavo, afectando de esa manera el desempeño del esquema bilateral.

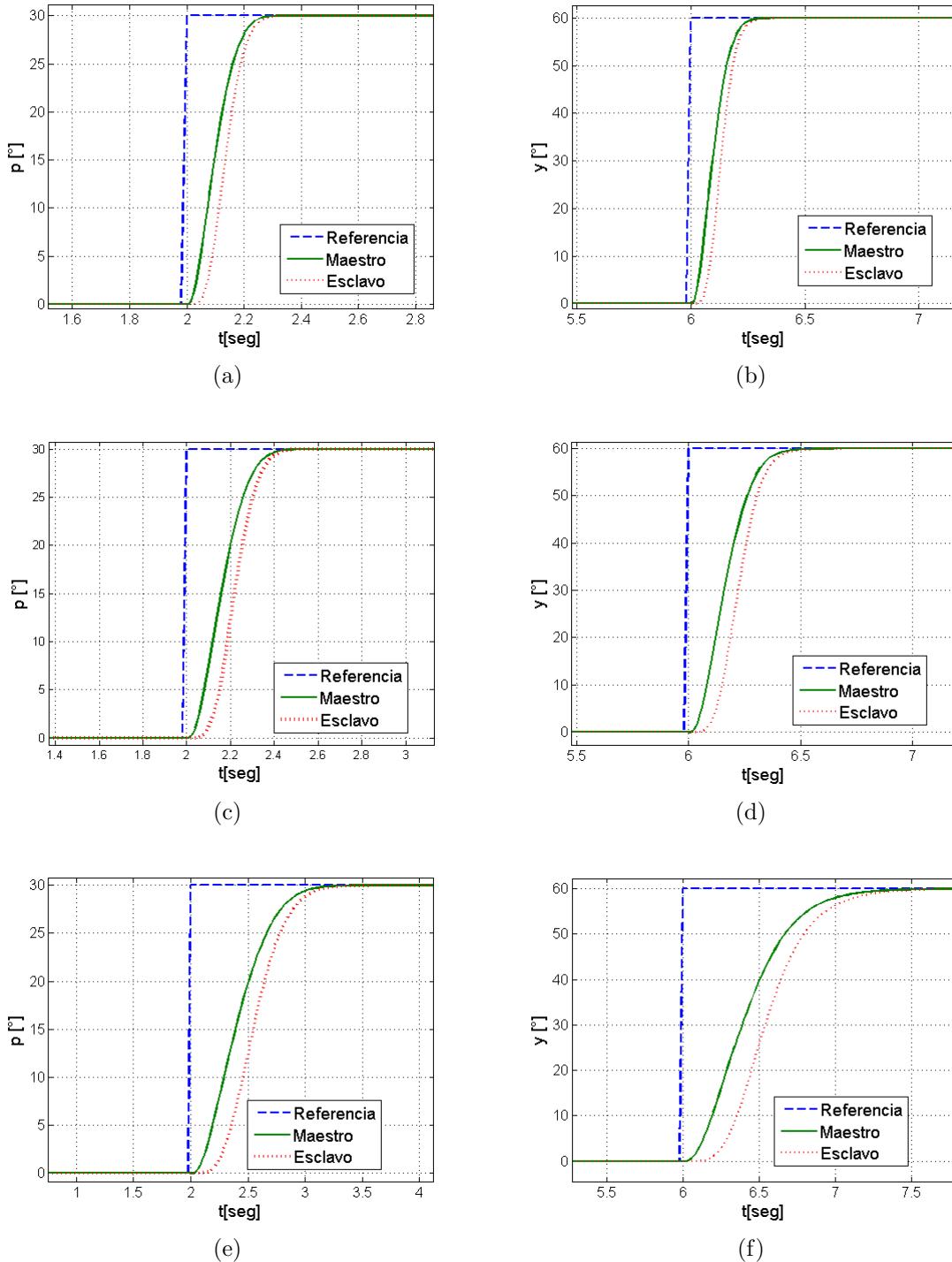


Figura 6.37: Tiempo de respuesta maestro-esclavo para (a,b) $\alpha \leq -30$, (c,d) $\alpha \leq -15$, (e,f) $\alpha \leq -5$

6.3. Sistema integrado de fusión sensorial y control bilateral robusto

A continuación en la Fig.6.46 se muestra el diagrama de la simulación realizada para el estudio del sistema de control robusto en configuración bilateral cuando se incluye el sistema sensorial como herramienta de medición de los estados tanto del maestro como del esclavo, X_m y X_s respectivamente.

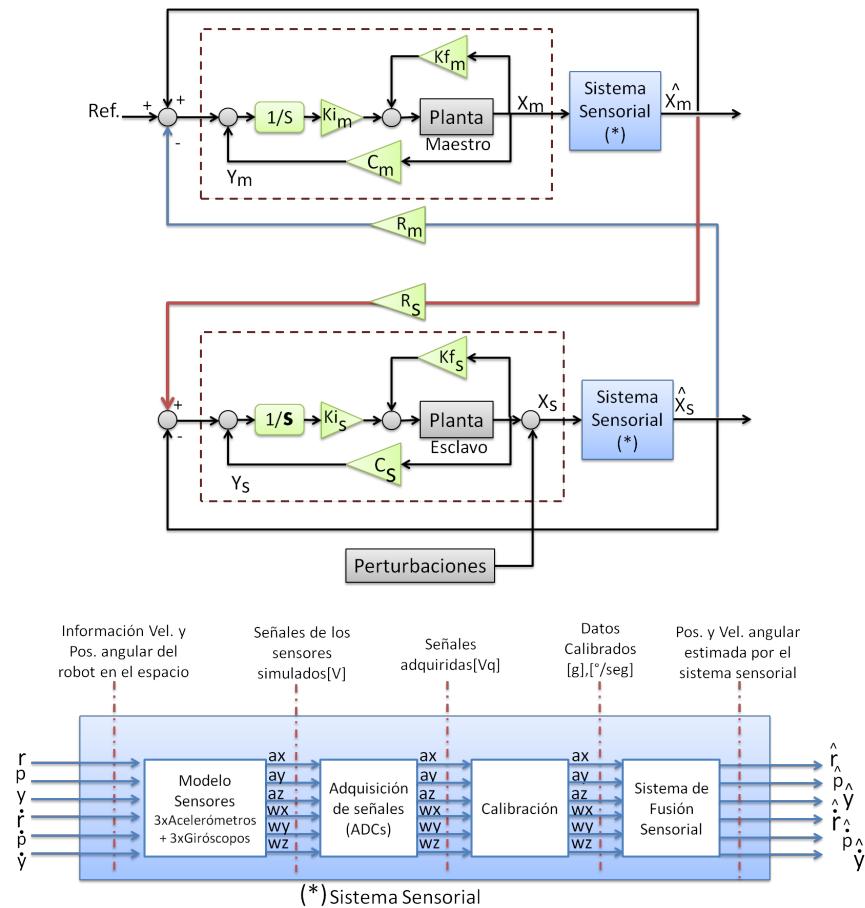


Figura 6.38: Simulación del esquema de control robusto en configuración bilateral utilizando las mediciones del sistema sensorial para X_m y X_s

Vale la pena resaltar que la inclusión de esta etapa en la simulación convierte los estados del sistema que denominaremos *reales* en los valores de estos estados que serían estimados por un sistema sensorial compuesto por todas las etapas de *hardware* y *software* de los sistemas de instrumentación reales para la unidad de mediciones iniciales (IMU), como lo son los sensores y el ruido de medición, la adquisición de señales, procesamiento, calibración y estimación de

estados, en este caso realizada utilizando el filtro de Kalman para fusionar la información de giróscopos y acelerómetros.

En la Fig.6.46, la etapa *Sistema Sensorial* está compuesta por el procesamiento mostrado en la parte inferior de la misma, donde cada una de las operaciones corresponde a las explicadas anteriormente en la sección 6.1, e ilustradas desde la Fig.6.2 hasta la Fig.6.5.

El diagrama de bloques para la simulación en Simulink® del esquema propuesto en la Fig.6.46 se muestra en la Fig.6.39. Este diagrama incluye las mismas etapas de la simulación mostrada anteriormente en la Fig.6.25, añadiendo el sistema sensorial a la salida de la planta del maestro y del esclavo. De esta manera, la simulación de la teleoperación incluye el efecto de las mediciones, como necesariamente ocurre en un sistema real.

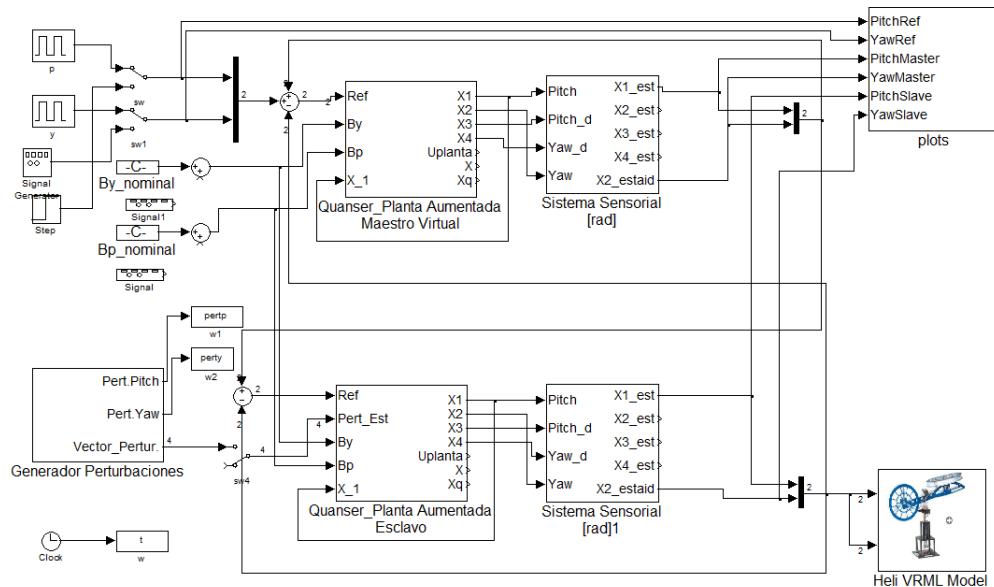


Figura 6.39: Diagrama en Simulink para el controlador robusto bilateral integrado con el sistema de fusión sensorial

Los resultados se muestran a continuación para una simulación para una secuencia de escalones como referencia de ambas entradas. En la Fig.6.40 y la Fig.6.41 se muestran los resultados del sistema sensorial, mientras que en la Fig.6.42 se grafican las respuestas del sistema de control.

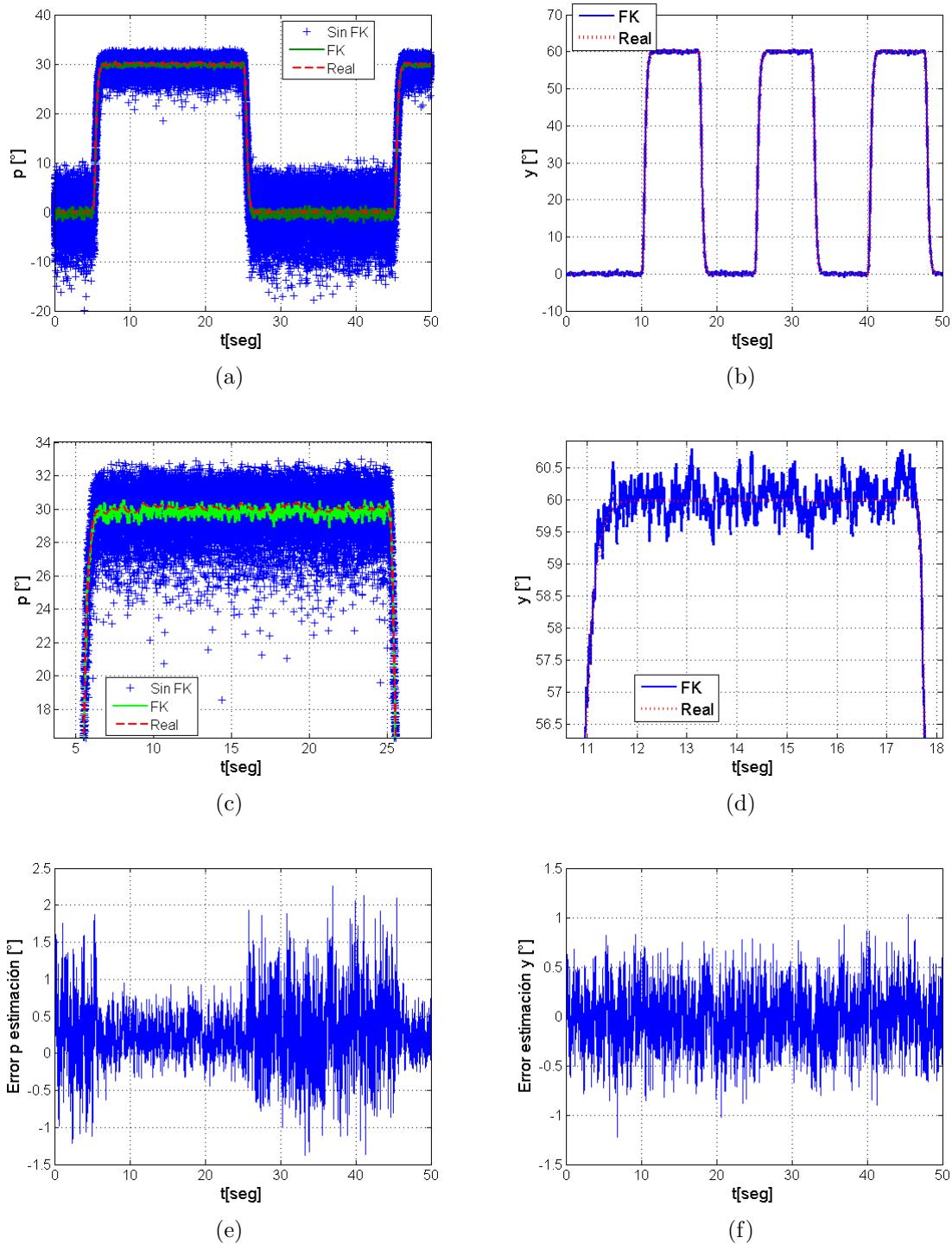


Figura 6.40: SC y SS. Resultados Sistema Sensorial

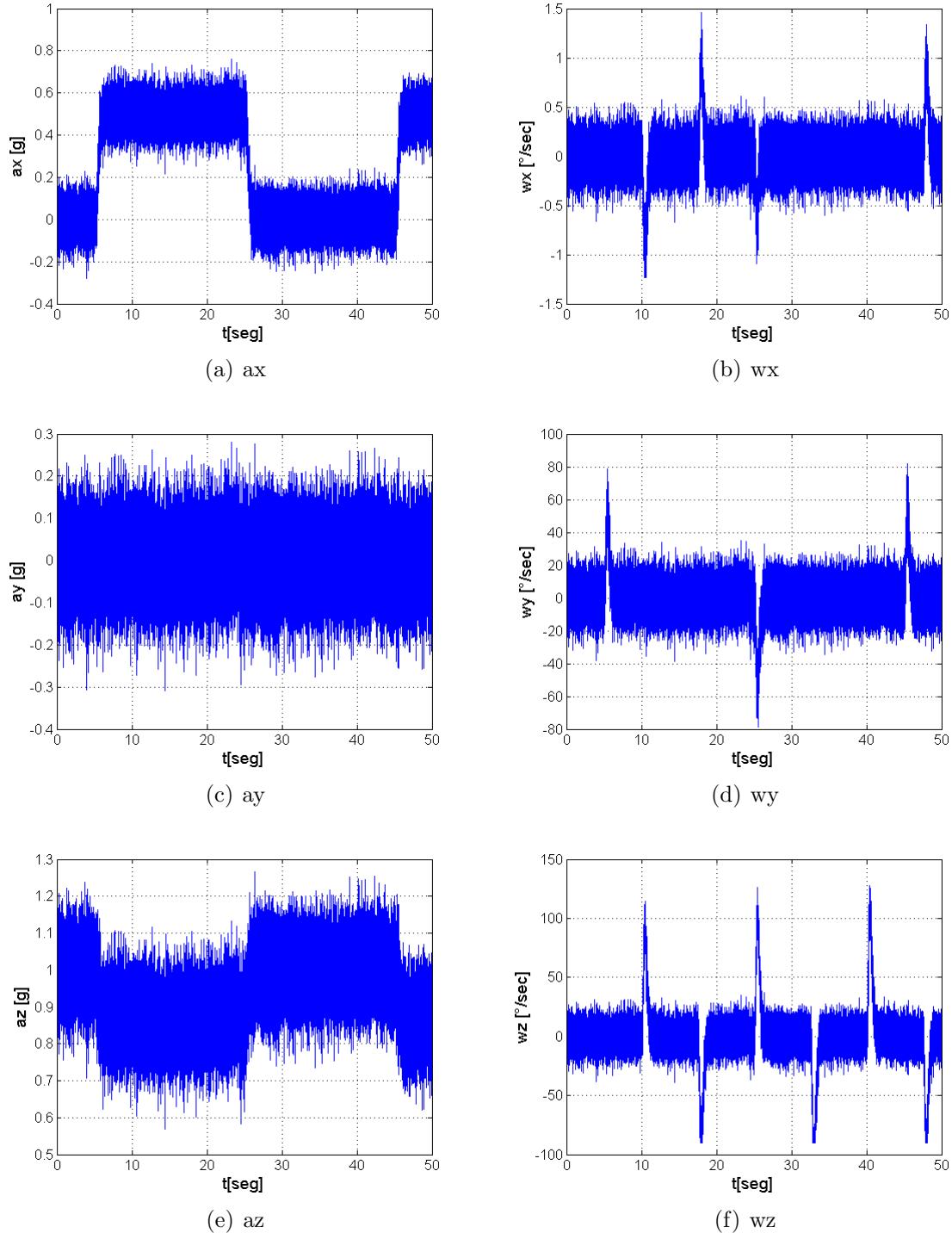


Figura 6.41: SC y SS. Resultados Sistema Sensorial: Sensores calibrados

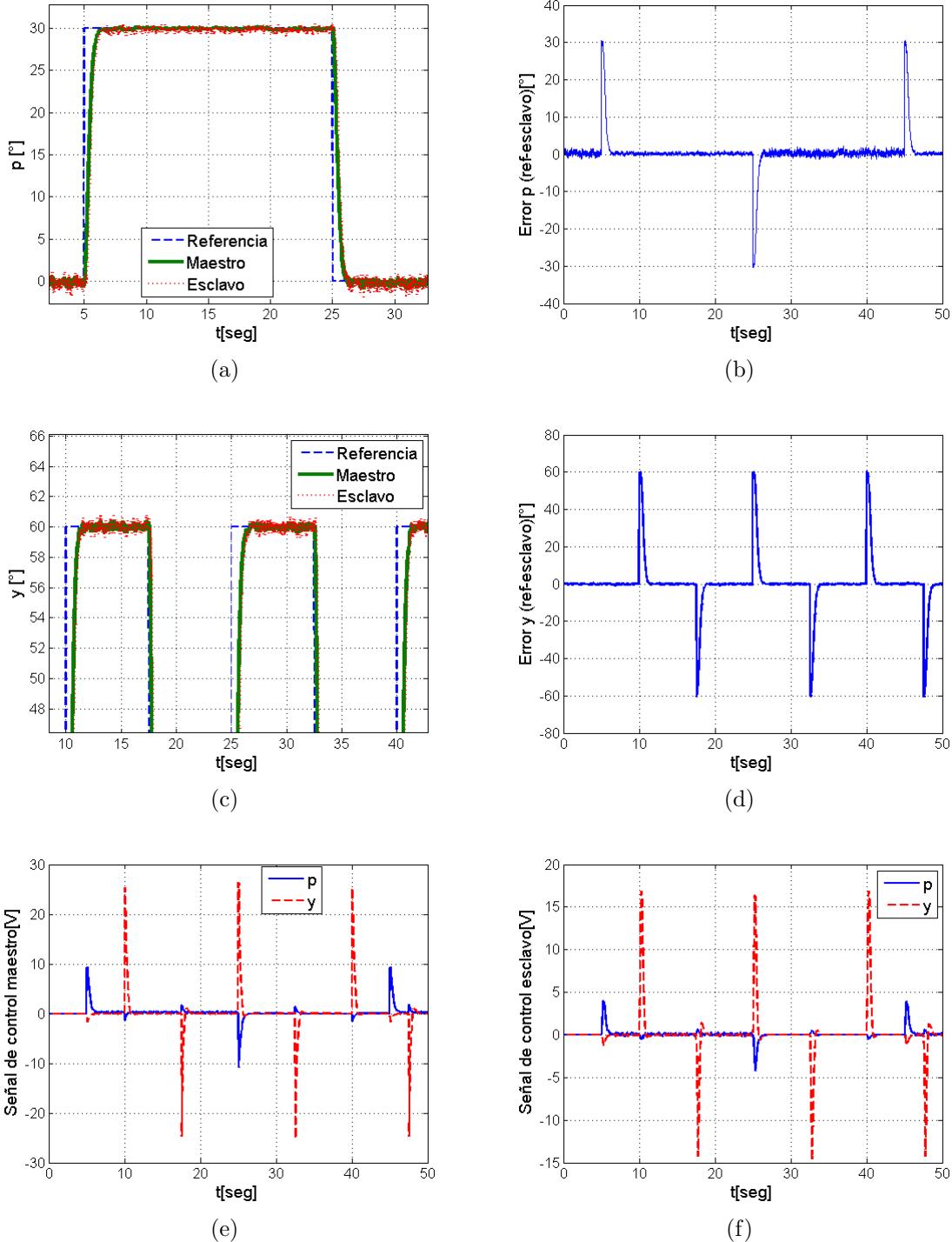


Figura 6.42: SC y SS. Resultados sistema de control

En la Fig.6.40(a) y Fig.6.40(b) se muestra el resultado de la estimación de *pitch* y *yaw* respectivamente. Para observar mejor el resultado, se presenta un acercamiento en la Fig.6.40(c) y Fig.6.40(d). Al igual que en los resultados obtenidos en la simulación de SS

aislado, el resultado del procesamiento del filtro de Kalman presenta bajo error y su aporte respecto a las mediciones de los sensores es significativa. El error de estimación ronda 1° RMS, y su comportamiento se muestra en la Fig.6.40(e) y Fig.6.40(f). La simulación del comportamiento de los sensores de muestra en la Fig.6.41, donde se observa el nivel de ruido e incertidumbre en las mediciones.

La Fig.6.42 presenta los resultados del sistema de control, mostrando las curvas de respuesta para maestro y esclavo respecto a la referencia, así como los respectivos errores y señales de control para ambos estados del sistema. Se observa que el sistema realiza el seguimiento de la referencia de una manera satisfactoria, con un comportamiento más ruidoso del obtenido en las simulaciones del sistema de control aislado, debido a la presencia de los sensores.

La trayectoria de los parámetros inciertos se muestra en la Fig.6.43. De nuevo se confirma que no se observa relación entre estas variaciones y la respuesta del sistema, lo que permite considerar que el sistema de control robusto está bien sintonizado para este tipo de incertidumbres.

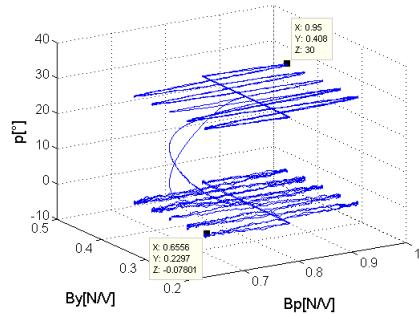


Figura 6.43: SC y SS. Trayectoria de los parámetros inciertos

6.4. Teleoperación: Integración con sistema de realimentación de fuerzas

Por último en el grado ascendente de complejidad de las simulaciones presentado hasta el momento, se incluye un dispositivo de entrada-salida con realimentación de fuerzas para permitir la teleoperación de la planta de 2-GDL por un operador humano. Este dispositivo está constituido por un *joystick* comercial que permite aplicar fuerzas al operador en dos direcciones perpendiculares. El movimiento del *joystick* en estas mismas dos direcciones permite al operador dar sus comandos al sistema en tiempo real, mientras puede visualizar una imagen de la planta en movimiento[53]. La estación de teleoperación se ilustra en la Fig.6.44.



Figura 6.44: Ilustración de la estación de teleoperación en simulación

El diagrama completo de la simulación se muestra en la Fig.6.45, mientras que el diagrama de la implementación en Simulink® se muestra en la Fig.6.46.

Como se indica en la Fig.6.45, se realiza una transformación cinemática entre el maestro y el dispositivo manejado por el usuario. Esta transformación permite relacionar las variables de movimiento del dispositivo a sus correspondientes variables en el movimiento de la planta a teleoperar. En este caso, los ejes de movimiento del Joystick (x, y) se relacionan a las referencias angulares de *pitch* y *yaw* del helicóptero de 2-GDL.

La realimentación de fuerzas debe hacerse tomando la información de los estados del maestro, pues su propósito fundamental, sobretodo en el caso del maestro virtual, es contar

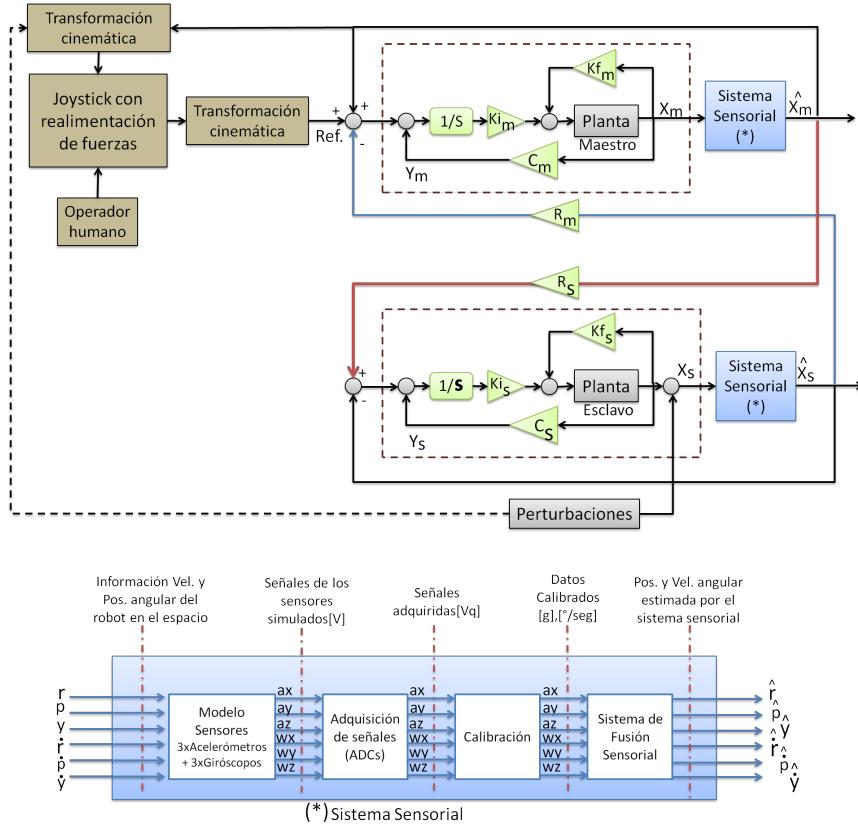


Figura 6.45: Simulación del esquema de control robusto en configuración bilateral, con sistema sensorial incorporado y sistema *haptic* por realimentación de fuerzas

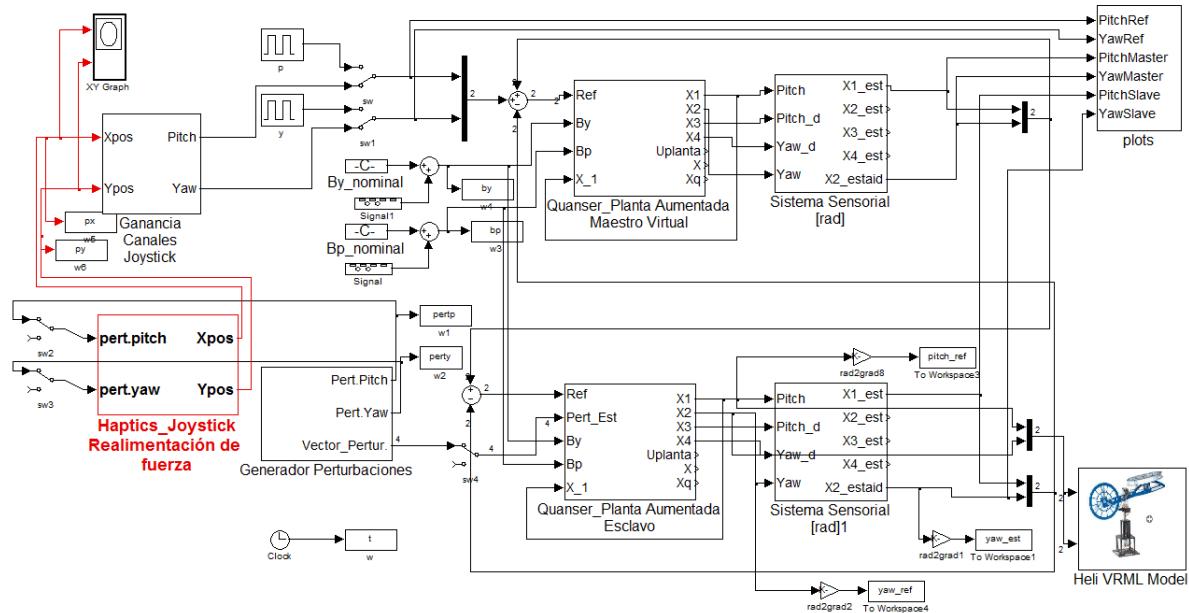


Figura 6.46: Diagrama en simulink para la simulación del sistema de la Fig.6.45

con la información de los estados del sistema localmente. Sin embargo, por limitaciones del dispositivo *joystick*, en la simulación se utilizaron directamente las perturbaciones para calcular la reflexión de fuerzas a producir con el *joystick*.

De la Fig.6.47 a la Fig.6.50 se muestran los resultados del sistema sensorial y sistema de control de una sesión de teleoperación con perturbaciones. En primer lugar se muestran las mediciones calibradas de acelerómetros y giróscopos en la Fig.6.47. Luego se presenta el resultado de la estimación y fusión sensorial. En la Fig.6.48(a) para el ángulo de *pitch* (acercamiento en la Fig.6.48(e)) y en la Fig.6.48(b) para el ángulo de *yaw* (acercamiento en la Fig.6.48(f)). La Fig.6.48 contiene los resultados de la respuesta de maestro y esclavo, donde se observa seguimiento de la referencia del operador, y picos al ocurrir una perturbación del lado del esclavo, las cuales son reflejadas al maestro aunque con menor intensidad, y de igual manera son reflejadas al operador.

La trayectoria de los parámetros inciertos se muestra en la Fig.6.50(c) y las coordenadas del movimiento del joystick durante la teleoperación se muestran en Fig.6.50(d). Observando los resultados de sistema de control se puede concluir que las variaciones de estos parámetros durante la ejecución de tareas no tiene efecto sobre la respuesta del sistema de control, validando así el funcionamiento robusto deseado.

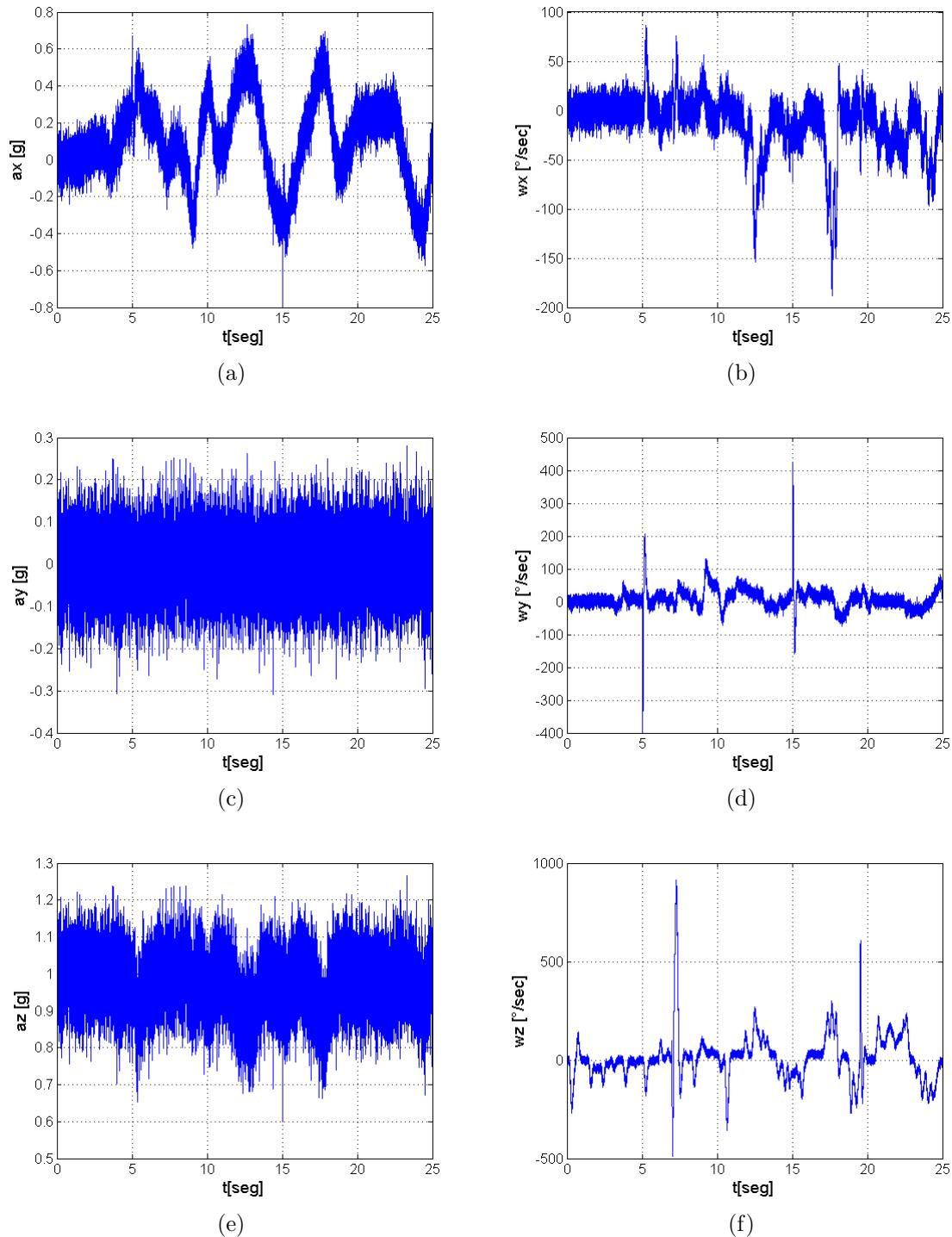


Figura 6.47: Interfaz de teleoperación. Sensores inerciales

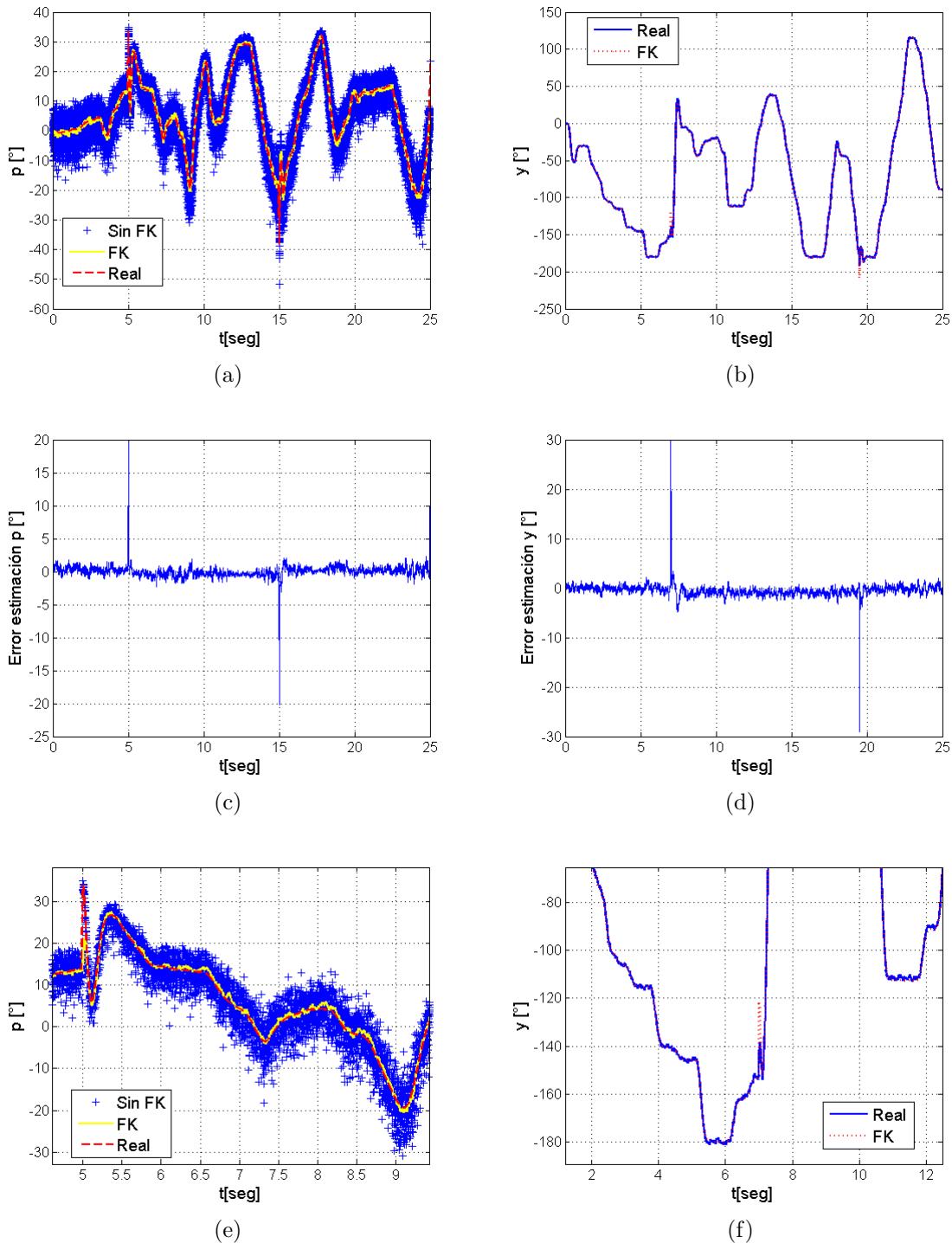


Figura 6.48: Interfaz de teleoperación. Resultados Sistema Sensorial

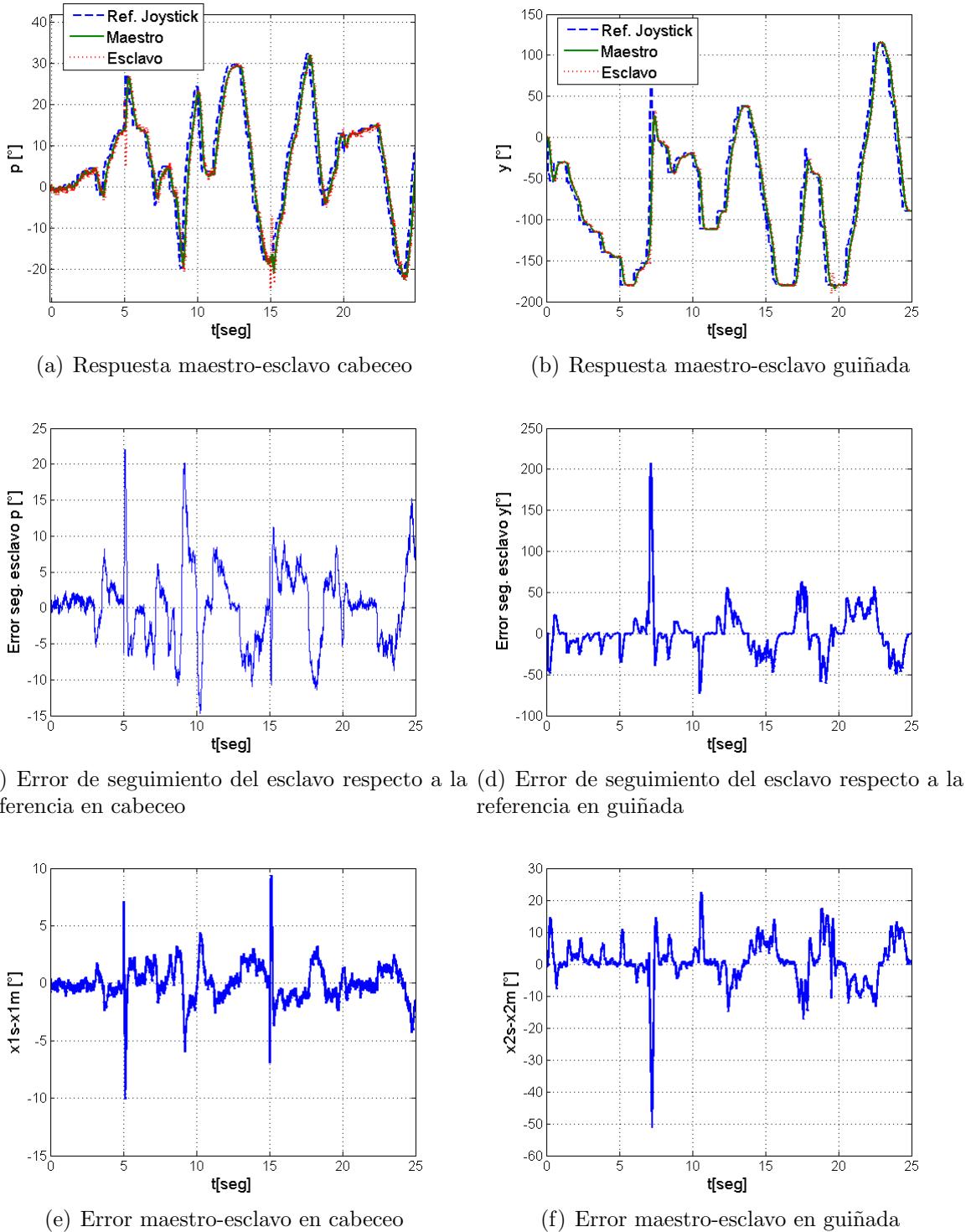


Figura 6.49: Interfaz de teleoperación. Resultados sistema de control

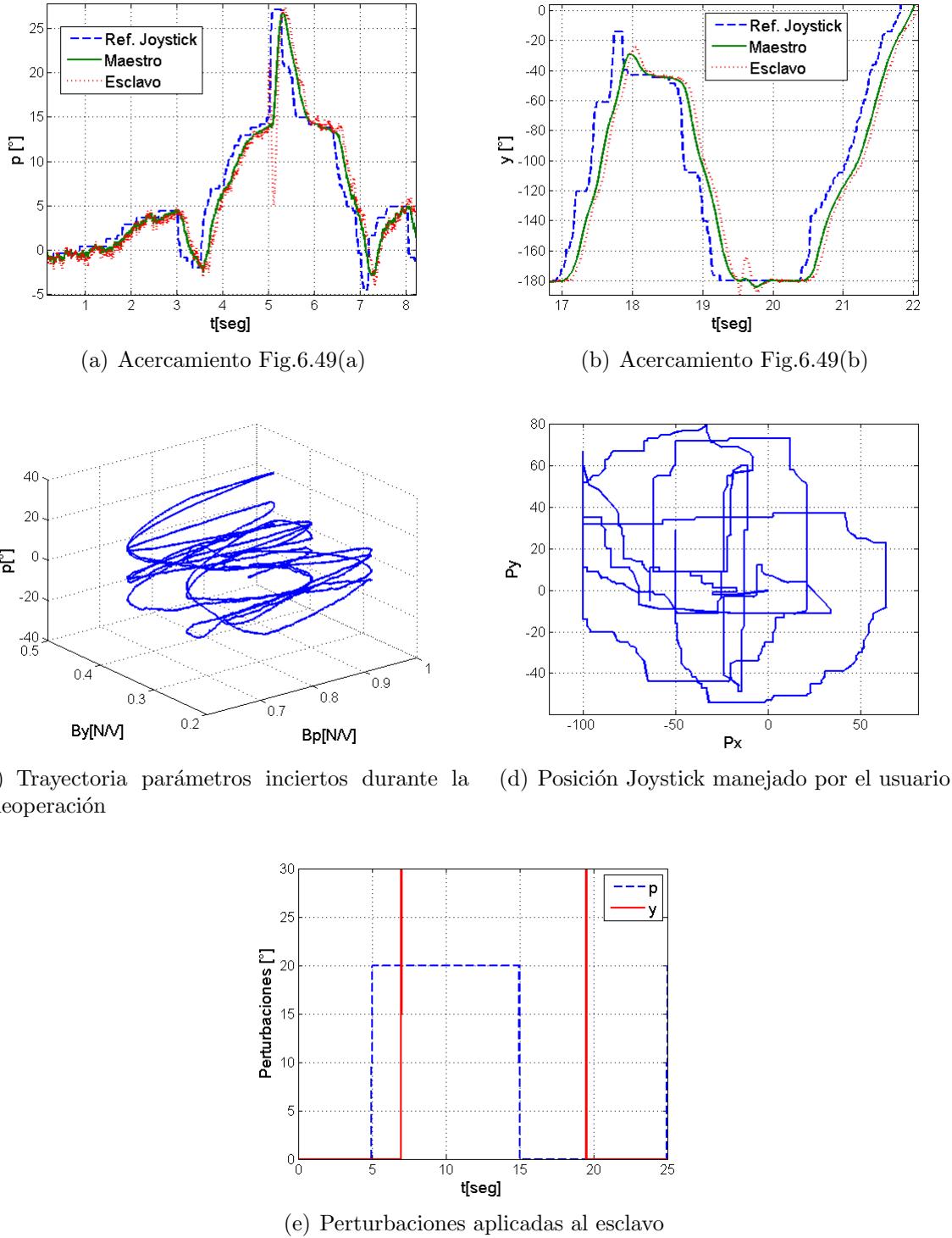


Figura 6.50: Interfaz de teleoperación. Resultados

Sesiones de teleoperación para diferentes ubicaciones de los polos

Se muestran a continuación los resultados de tres sesiones de teleoperación para los casos de reubicación de polos estudiados anteriormente: $\alpha \leq -30$, $\alpha \leq -15$ y $\alpha \leq -5$. En la Tabla 6.2 se exponen los resultados cuantitativamente tanto para el sistema sensorial como para el sistema de control. Del primero se tabulan los valores del error de estimación para *pitch* y *yaw* (con corrección de brújula), y del segundo caso se tabulan los errores de seguimiento del maestro y del esclavo.

Tabla 6.2: Resultados sesiones de teleoperación

		Sesión de Teleoperación		
		t=25seg $\alpha < -30$	t=25seg $\alpha < -15$	t=25seg $\alpha < -5$
Estimación $p - \hat{p}$	Error RMS [°]	0.9046	0.8986	0.9155
	Varianza [°²]	0.8181	0.8073	0.8368
	Media [°]	-0.0124	0.0166	-0.0379
Estimación Yaw (brújula)	Error RMS [°]	1.4534	1.3549	1.3358
	Varianza [°²]	1.8623	1.5901	1.5365
	Media [°]	-0.5003	-0.4958	-0.4979
$x_{1ref} - x_{1m}$	Error RMS [°]	3.1620	3.9469	9.9113
	Varianza [°²]	9.9881	15.5030	98.1110
	Media [°]	0.1037	0.2744	0.3547
$x_{2ref} - x_{2m}$	Error RMS [°]	4.1978	5.3270	13.0509
	Varianza [°²]	17.6157	28.2908	170.1376
	Media [°]	0.0780	0.2947	0.4431
$x_{1m} - x_{1s}$	Error RMS [°]	1.2319	1.6144	3.5539
	Varianza [°²]	1.5170	2.6059	12.6230
	Media [°]	-0.0257	0.0203	0.0884
$x_{2m} - x_{2s}$	Error RMS [°]	6.2459	7.0151	16.6302
	Varianza [°²]	38.9909	49.0058	276.4879
	Media [°]	-0.1460	-0.4553	-0.2947

Los valores asociados al error de estimación del sistema sensorial permanecen dentro de un rango $0,89^\circ$ a $1,45^\circ$ RMS, con media y varianza pequeñas, y no se observan cambios significativos entre las diferentes sesiones de teleoperación, ya que los polos del sistema de control no afectan al sistema sensorial mientras la dinámica se mantenga dentro de la especificada para sintonizar el filtro de Kalman. En este caso, la ecuación de estado del filtro de Kalman se relaciona a los sensores, y no a la planta, por lo que variaciones en el desempeño

del sistema de control no deberían afectar al sistema sensorial. En caso de sintonizar el filtro de Kalman con la dinámica de la planta, al mover los polos sería necesario rediseñar el filtro usando la matriz específica de transición de estados.

Por otro lado, en los resultados asociados al desempeño del control bilateral, se encuentra que el error de seguimiento aumenta a medida que se desplazan los polos hacia la derecha en el plano complejo. Este comportamiento se debe a que la respuesta transitoria del sistema se vuelve más lenta, y esto a su vez genera retraso entre la respuesta del maestro y la del esclavo.

La experiencia del operador durante las sesiones de teleoperación se calificó positiva, en cuanto se logró la percepción de las perturbaciones al esclavo tanto en el ángulo de *pitch* como en *yaw*. La imagen de la planta con movimiento en tiempo real permite al operador crear su propia percepción de la respuesta del sistema, característica que permite que pequeños errores en estado estacionario en los sistemas de control bilateral no sean perjudiciales, mientras no sean acumulativos. Esto ocurre porque el operador cierra un lazo de control superior mediante la observación directa del esclavo.

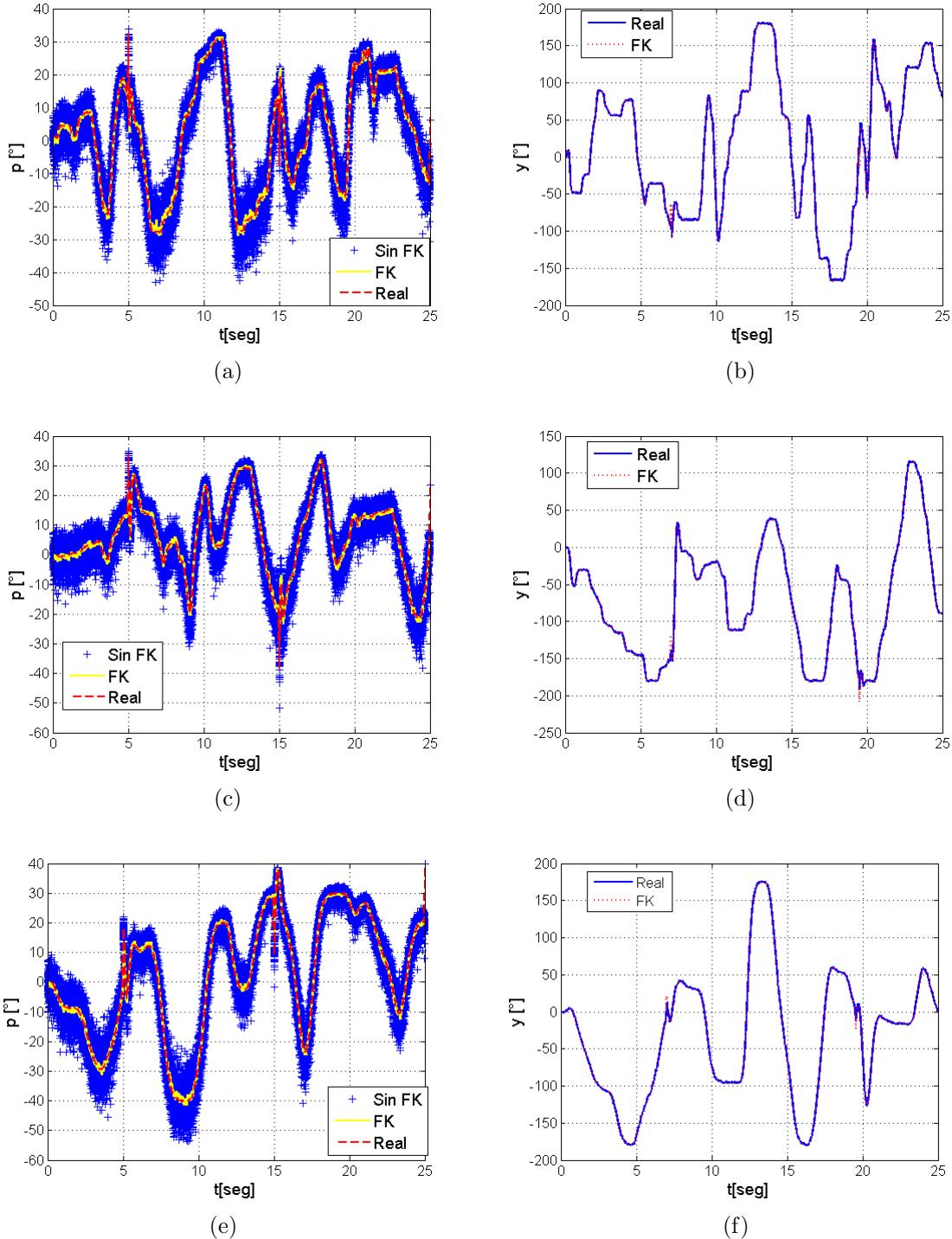


Figura 6.51: Comparación de resultados del *sistema sensorial* en sesiones de teleoperación con (a,b) $\alpha \leq -30$, (c,d) $\alpha \leq -15$, (e,f) $\alpha \leq -5$

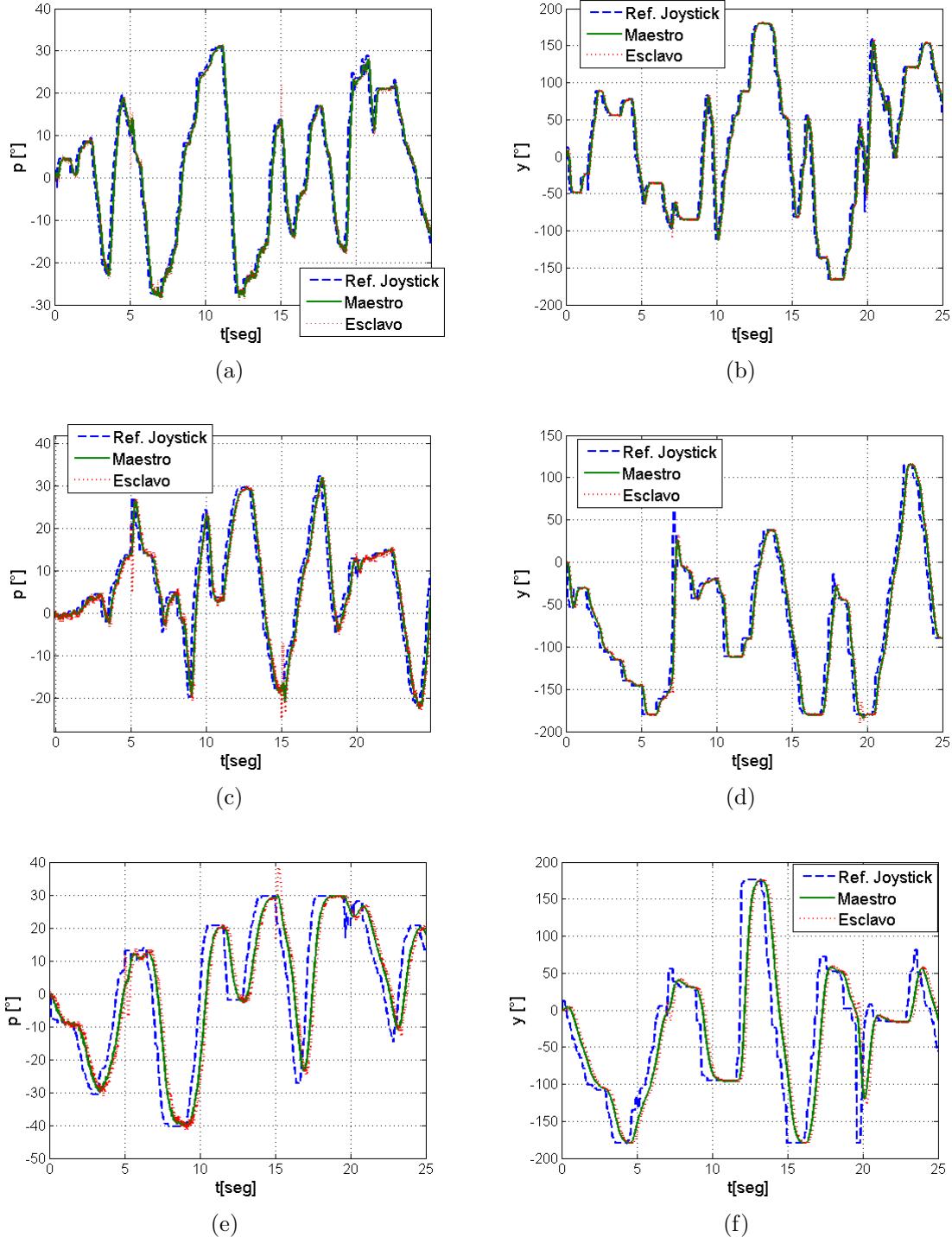


Figura 6.52: Comparación de resultados del *sistema de control* en sesiones de teleoperación con (a,b) $\alpha \leq -30$, (c,d) $\alpha \leq -15$, (e,f) $\alpha \leq -5$

IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA DEL SISTEMA DE FUSIÓN SENSORIAL Y RESULTADOS

El presente capítulo muestra la implementación práctica del Sistema Sensorial para la determinación de los ángulos de *roll*, *pitch* y *yaw*. Para ello se desarrolló una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) que permitió hacer pruebas en la plataforma Quanser® instrumentada con *encoders*, y en el helicóptero a escala en un laboratorio de análisis de movimiento basado en cámaras de infrarrojo. La adquisición de datos de los sistemas de instrumentación de manera simultánea permitió validar los resultados de manera exitosa.

7.1. Diseño de una IMU

Se realizó el diseño de una IMU de bajo costo basada en sensores inerciales de tecnología MEMS con la idea principal de que pudiera ser utilizada en aplicaciones de UAVs, para lo que se establecieron los siguientes lineamientos:

- **Modularidad.** Consiste en la separación física de la IMU en una tarjeta de sensores de una tarjeta de procesamiento, de tal manera que esta última pueda ser utilizada con diferentes conjuntos de sensores. La tarjeta de sensores (TS) está compuesta por acelerómetros triaxiales y giróscopos triaxiales, que son conectados a la tarjeta de procesamiento (TP) donde se realiza la adquisición, procesamiento y transmisión de los datos.

- **Impedancia de entrada de la tarjeta de procesamiento.** La entrada de la TP está compuesta por una etapa de seguidores de voltaje para evitar efecto de carga de hacia la TS. Esta etapa es importante debido que se pueden usar diferentes modelos de sensores, incluso algunos de ellos suelen distribuirse de manera comercial con otros componentes que varían las impedancias (capacitores y resistencias de filtros), y se busca que la TP sea lo más versátil posible.
- **Filtrado *antialiasing*.** La presencia de un filtro *antialiasing* es fundamental para evitar este error en el procesamiento de los datos de la IMU.
- **Muestreo simultáneo.** La mayoría de las IMUs de bajo costo, tanto de investigación como a nivel comercial, se basan en muestreo simultáneo que es común encontrar en microcontroladores, sin embargo, con este diseño se impuso la condición de realizar el proceso de muestreo de los seis canales ($a_x, a_y, a_z, w_x, w_y, w_z$) de manera simultánea. El muestreo multiplexado trae como consecuencia una serie de medidas donde el cuerpo ha producido un movimiento entre una y otra, por lo que se pierde la ortogonalidad de los ejes, condición en la que se basan todas las ecuaciones de navegación inercial. Este efecto se ilustra en la Fig.7.1 con el movimiento de los ejes entre una muestra y la siguiente. Suponiendo el orden de muestreo multiplexado (x,y,z), la primera muestra es del valor en el eje x en el sistema x_0, y_0, z_0 , el segundo del eje y en el sistema x_1, y_1, z_1 , y finalmente el tercer valor del eje z en el sistema x_2, y_2, z_2 , tanto para aceleraciones como para velocidades angulares. La magnitud del error depende entonces de la frecuencia de muestreo.

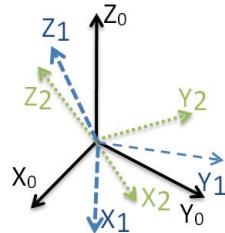


Figura 7.1: Movimiento de los ejes en los intervalos del muestreo multiplexado

Para dinámicas lentas este error podría ser despreciable, sin embargo para la dinámica rápida de un UAVs es un factor a considerar. En el marco de las IMUs comerciales, las

de bajo costo realizan muestreo simultáneo, sin embargo las destinadas a aplicaciones de navegación, con un costo más elevado, utilizan muestreo simultáneo, incluso de manera integrada en el chip donde se encuentra el sensor.

- **Comunicación inalámbrica.** Debido a la naturaleza de la aplicación es necesario que la IMU transmita los datos de manera inalámbrica, ya que es inviable conectar cables a un UAV.

Dadas las condiciones anteriores, la arquitectura de la IMU se diseña de una manera modular por etapas de procesamiento y se implementa de la misma manera[54], como se muestra en la Fig.7.2.

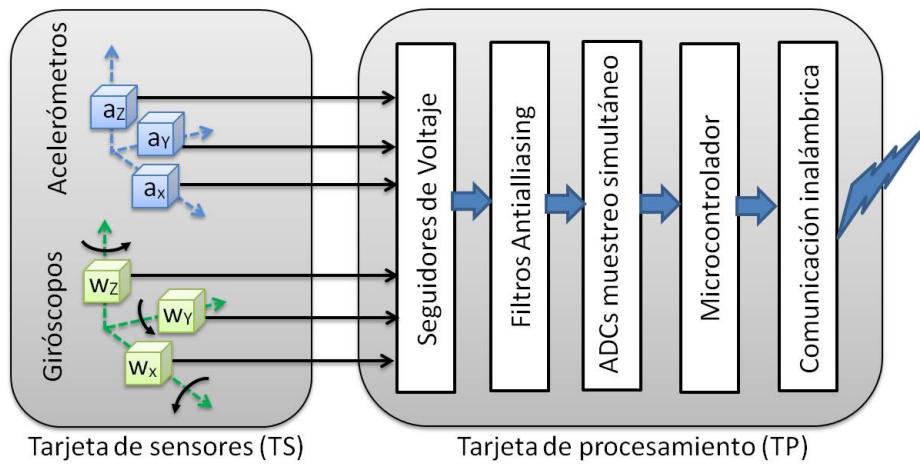


Figura 7.2: Diagrama de bloques de la arquitectura de la IMU diseñada

7.1.1. Conjunto de sensores inerciales y procesamiento

Se diseñaron e implementaron dos TS con giróscopos y acelerómetros de ($120^\circ/sec$, $1,5g$) para la primera tarjeta (T1) y ($500^\circ/sec$, $6g$) para la segunda (T2).

En la literatura se encuentra que para un helicóptero a escala en vuelo libre [55] se requiere un acelerómetro de $5g$ y que la velocidad angular en *roll* y *pitch* requiere un giróscopo de $200^\circ/sec$, mientras que el yaw puede alcanzar $1000^\circ/sec$. La T2 tiene el conjunto de sensores mas cercanos a estas especificaciones.

Respecto a la frecuencia de muestreo se encuentra en la literatura el uso desde 100Hz

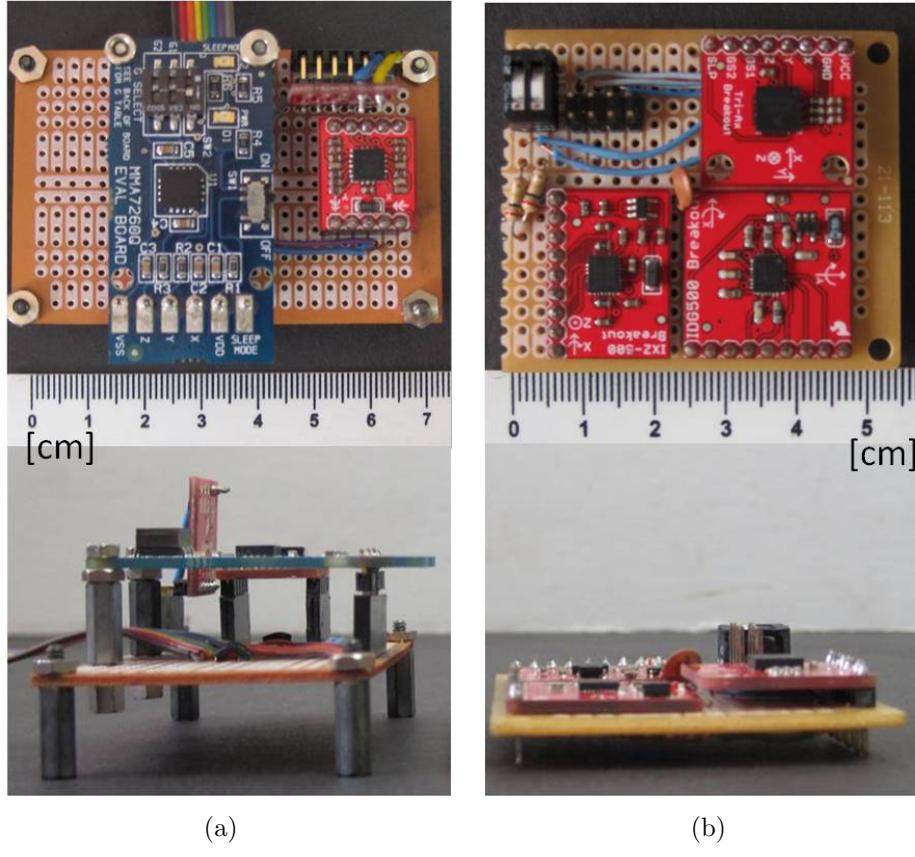


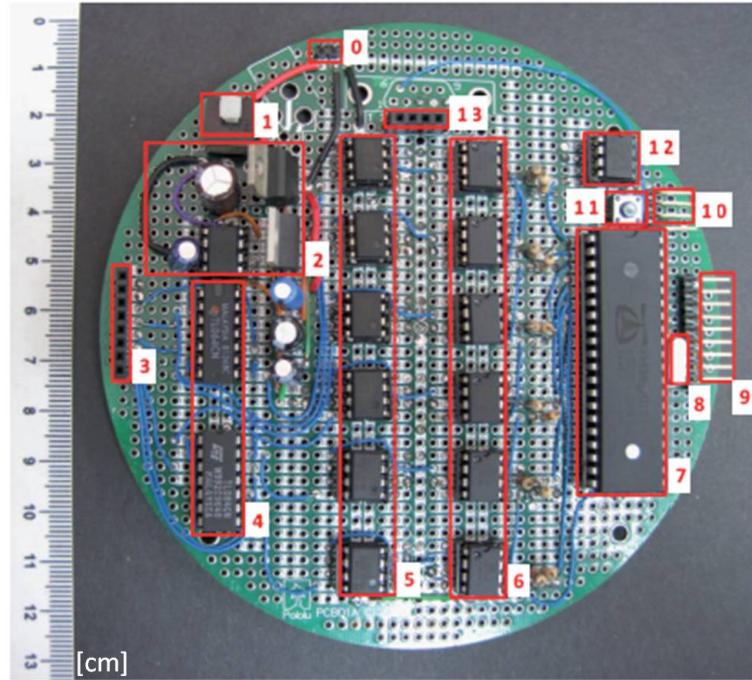
Figura 7.3: Tarjetas de sensores de la IMU. (a) T1: $120^\circ/sec$, $1,5g$. (b) T2: $500^\circ/sec$, $6g$.

para un helicóptero a escala[55] hasta 800Hz para el caso de maniobras acrobáticas de un quadrotor[56].

Es de hacer notar que en T1 se ha colocado uno de los sensores de manera vertical, ya que no contiene un sensor con el tercer eje perpendicular, mientras que en T2 se logró una tarjeta de sensores plana, donde todos los chips son paralelos a la tarjeta. Actualmente con la tecnología MEMS se busca tener tarjetas planas debido a la reducción de espacio que en el caso de UAVs es un factor importante. Por otro lado, las tarjetas planas disminuyen los errores de ortogonalidad de los ejes entre los diferentes chips.

La tarjeta de procesamiento final se muestra en la Fig.7.4, donde se especifica la localización de cada etapa de adquisición y procesamiento.

Los datos de calibración de las tarjetas de sensores se encuentran en la Tabla 7.1 y la Tabla 7.2 para acelerómetros y giróscopos respectivamente [54].



- | | |
|------------------------------------|--------------------------------|
| 0 – Alimentacióm | 7 – Microcontrolador Propeller |
| 1 – Interruptor | 8 – Oscilador 5MHz |
| 2 – Regulación de voltaje | 9 – Puerto de expansión |
| 3 – Conexión a tarjeta de sensores | 10 – Puerto de comunicación |
| 4 – Seguidores de voltaje | 11 – Botón de reinicio |
| 5 – Filtros <i>antialiasing</i> | 12 – Memoria EEPROM |
| 6 – ADC | 13 – Puerto com. inalámbrica |

Figura 7.4: Hardware de la IMU desarrollada. Tarjeta de procesamiento.

Tabla 7.1: Valores de calibración para los acelerómetros de T1 y T2.

		1.5g	2g	4g	6g
T1 Acelerómetros	B_x [g]	3.03	3.40	5.04	7.02
	B_y [g]	2.61	3.40	6.69	9.87
	B_z [g]	2.36	3.18	6.07	8.83
	K_x [g/V]	1.21	1.59	3.22	5.19
	K_y [g/V]	1.36	1.79	3.58	5.31
	K_z [g/V]	1.27	1.72	3.34	4.88
T2 Acelerómetros	B_x [g]	3.07	3.47	5.11	6.70
	B_y [g]	2.24	2.99	6.10	9.18
	B_z [g]	2.32	3.10	6.09	8.46
	K_x [g/V]	1.21	1.62	3.28	4.88
	K_y [g/V]	1.22	1.62	3.28	4.91
	K_z [g/V]	1.19	1.61	3.24	4.55

Tabla 7.2: Valores de calibración para los giróscopos de T1 y T2.

		T1	T2
Giróscopos	B_x [°/seg]	189.28	2003.11
	B_y [°/seg]	195.72	2017.97
	B_z [°/seg]	196.93	1938.82
	K_x [°/seg/V]	133.30	1284.00
	K_y [°/seg/V]	130.00	1304.40
	K_z [°/seg/V]	130.80	1231.00

Estos valores fueron utilizados en la etapa de calibración del sistema sensorial. Por otro lado, sirvieron de referencia para las simulaciones del Capítulo 6 de tal manera de emplear valores reales.

La IMU mostrada en esta sección fue utilizada para la experimentación mostrada a continuación, así como para identificar el rango de los valores típicos que son necesarios para las simulaciones, como lo son el *bias* y el factor de escala de cada eje.

7.2. Caracterización frecuencial de señales de la IMU

7.2.1. Experimento 1. Elvis-TREx-Stand

Se realizó un estudio de las componentes frecuenciales presentes en las señales de los sensores iniciales montados en el helicóptero a escala. La determinación de estas componentes es de relevancia para la elección de la frecuencia de muestreo y la frecuencia de antialiasing a emplear en el sistema de adquisición de la IMU. Por otra parte, el análisis de las señales permite determinar el rango necesario para los sensores en término de unidades de aceleración [g] y de velocidad angular [°/seg].

La prueba se realizó utilizando el helicóptero real ya que las vibraciones del motor y las perturbaciones del UAV son parte fundamental del resultado. El experimento se realizó en ambiente de laboratorio utilizando la estructura de seguridad y el módulo ELVIS de adquisición de señales de National Instruments. Los acelerómetros y giróscopos se colocaron en el helicóptero. La configuración de la prueba en el laboratorio se muestra en la Fig.7.5.

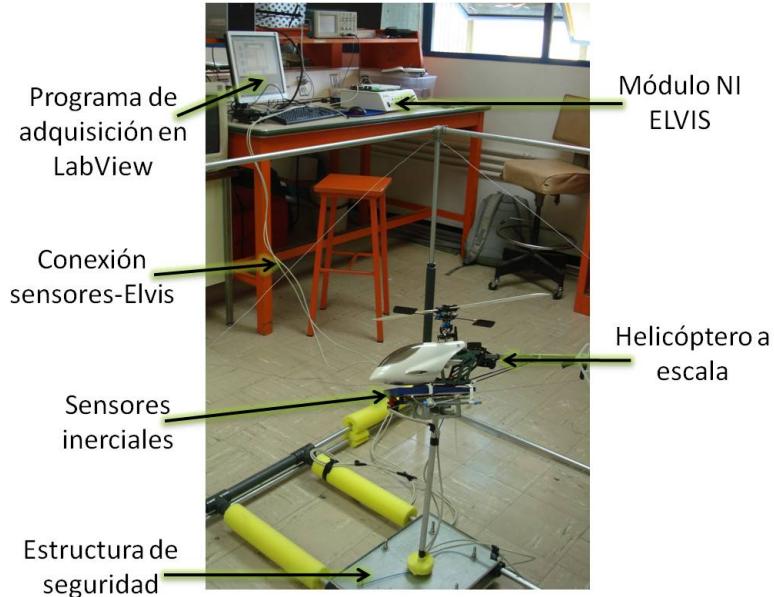


Figura 7.5: Montaje de sensores iniciales en el helicóptero en el banco de pruebas. Conexión al módulo NI ELVIS para muestreo y estudio frecuencial

La primera prueba realizada consiste en el muestreo de las señales de los sensores en reposo, con el objeto de estudiar las características del ruido de los sensores. El tipo de ruido de los sensores es un factor de importancia para el diseño del filtro de Kalman, ya que éste ha sido derivado en su forma original bajo la suposición de la presencia de ruido blanco de media cero tanto en las mediciones como en las perturbaciones de la planta. En caso de encontrar un tipo de ruido distinto a ruido blanco en la respuesta frecuencial de los sensores, es necesario hacer ajustes al filtro de Kalman mediante la inclusión de un *shaping filter*, o se encontraría divergencia en la respuesta del mismo[57].

En la Fig.7.6 y en la Fig.7.7 se muestra en el espectro de las seis señales de los sensores iniciales mientras éstos se mantienen en reposo, con muestreo de 100KHz y 1KHz, respectivamente. En el caso de los giróscopos se observa ruido blanco, mientras que los acelerómetros presentan el mismo comportamiento salvo un contenido frecuencial de bajo ancho de banda. Estas pruebas permitieron validar la suposición de ruido blanco necesaria para el diseño del filtro de Kalman de la IMU.

La segunda prueba se realizó con el helicóptero en vuelo en el banco de pruebas diseñado para tal fin. El espectro de las señales de los acelerómetros y giróscopos se muestra en la Fig.7.8, las cuales se obtuvieron usando una frecuencia de muestreo de 1KHz en el módulo ELVIS de

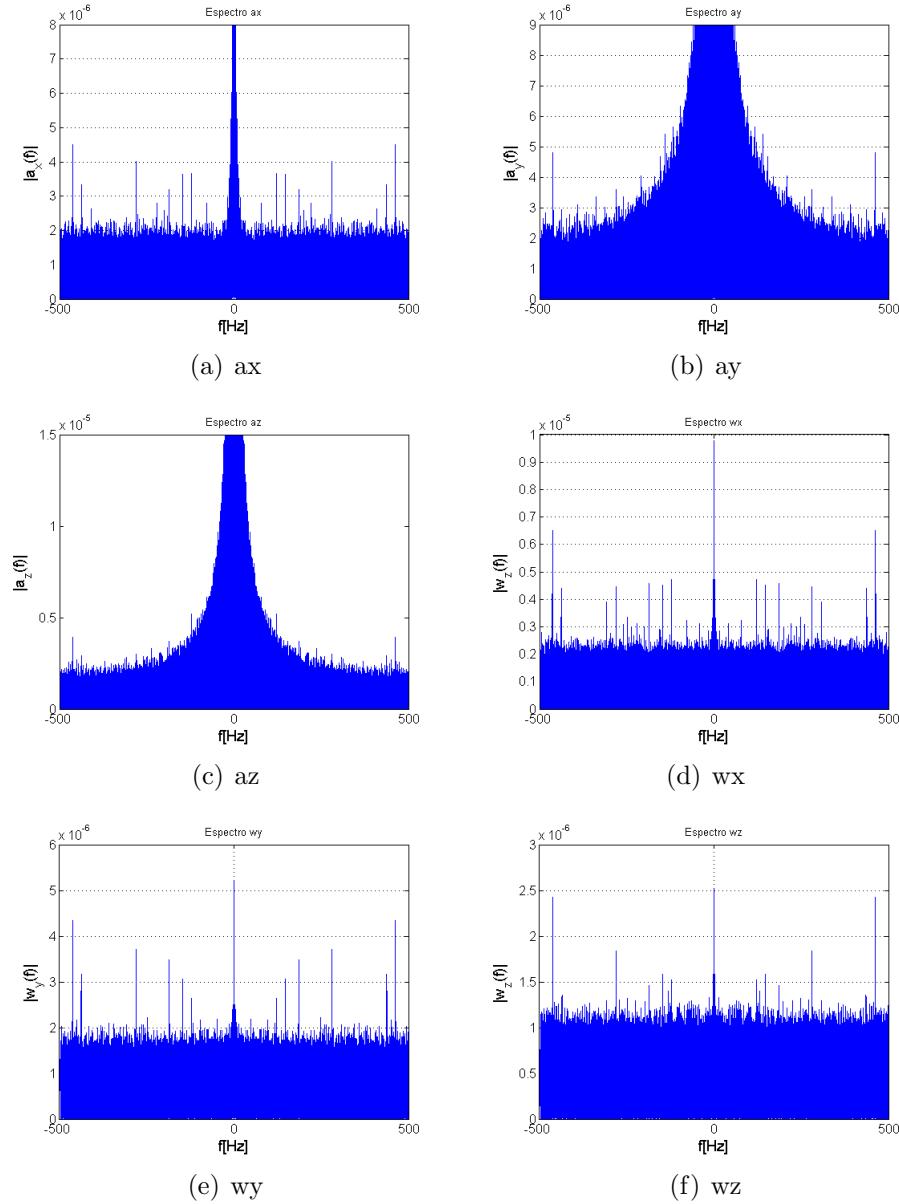


Figura 7.6: Espectro de las señales de los sensores iniciales en reposo

National Instruments. Para todos los caso se obtiene un contenido frecuencial de bajo ancho de banda hasta aproximadamente 40Hz. Este comportamiento coincide con el obtenidos en [55] para un helicóptero a escala en vuelo libre. Con esta información es posible determinar una frecuencia de muestreo y frecuencia de antialiasing que se corresponda con la respuesta de los sensores en condiciones de vuelo reales.

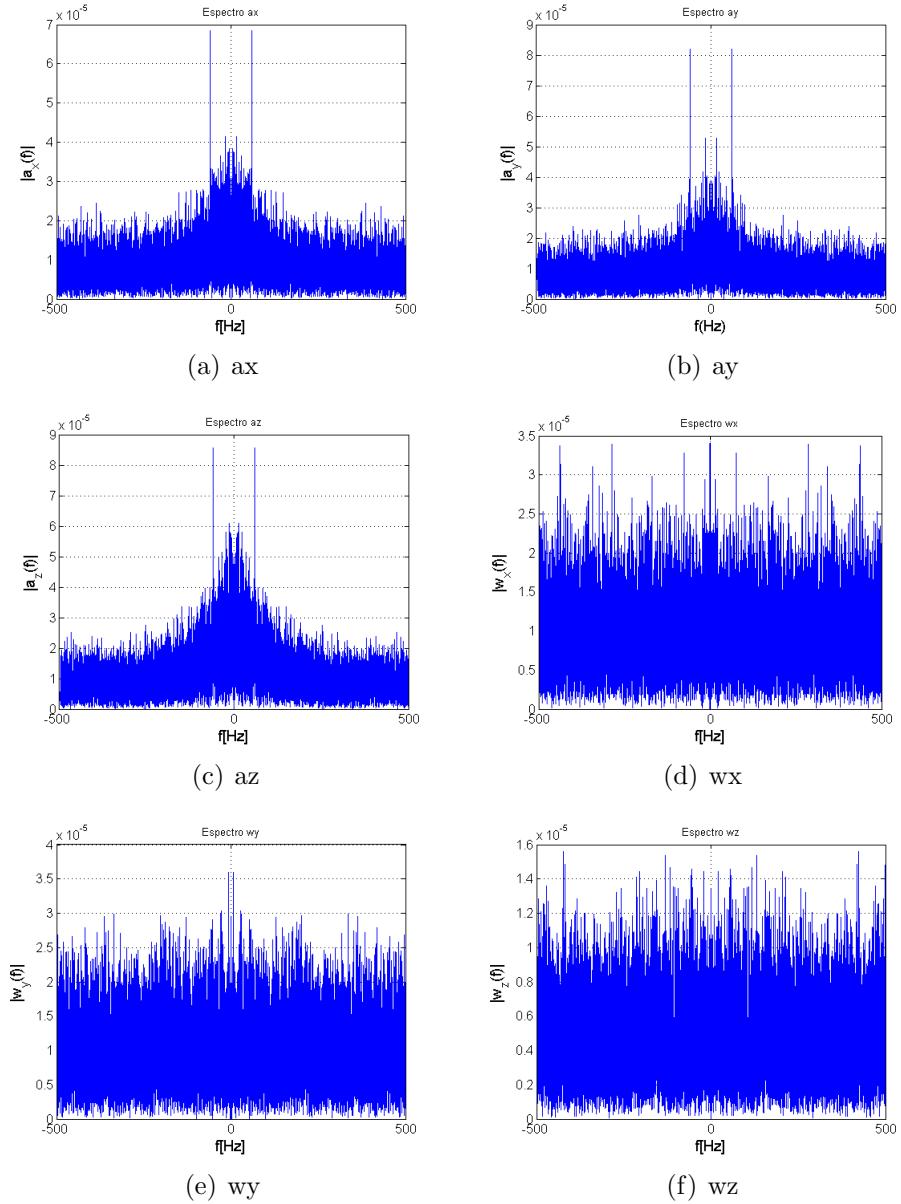


Figura 7.7: Espectro de las señales de los sensores iniciales en reposo.

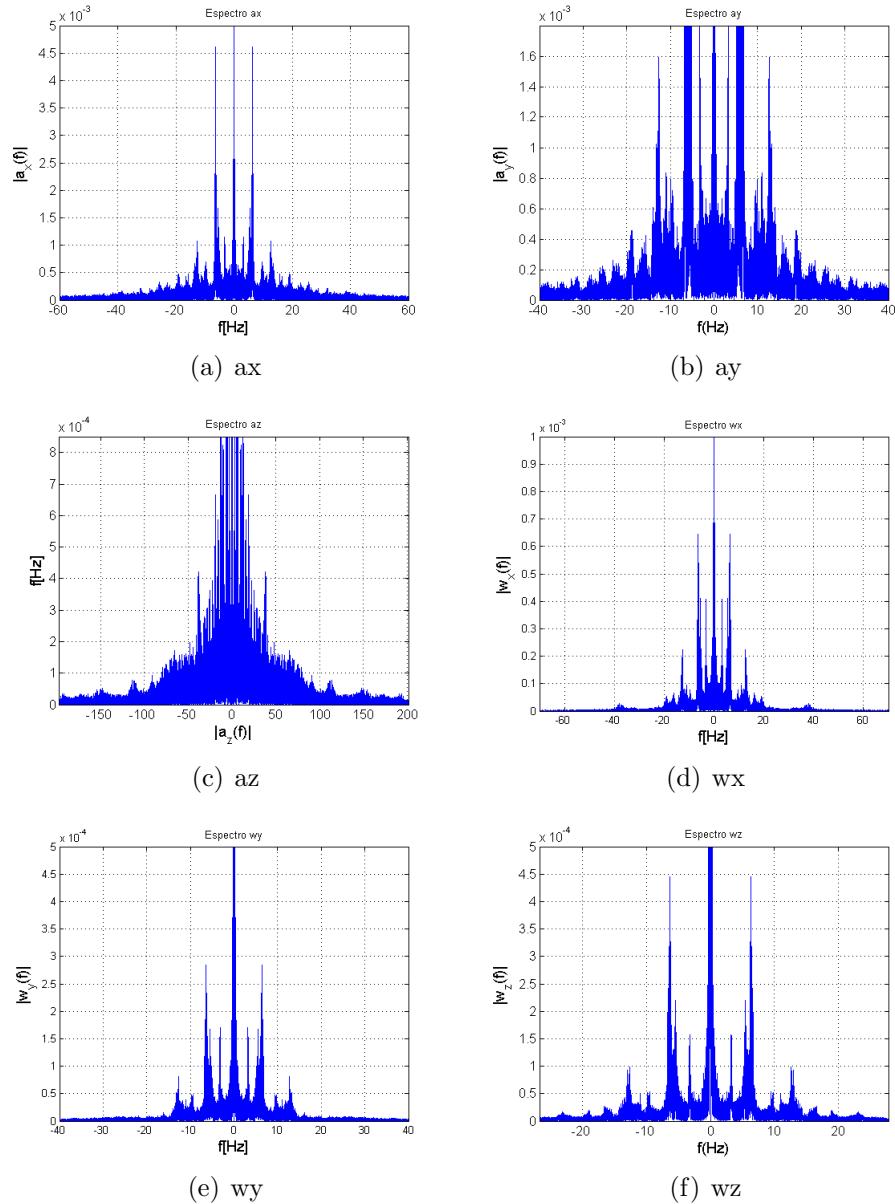


Figura 7.8: Espectro de las señales de los sensores iniciales en el TREX-450 en movimiento en el banco de pruebas

7.3. Fusión sensorial aplicada a la plataforma Quanser de 2-GDL rotacionales

7.3.1. Experimento 2. IMU - Quanser

La IMU fue instalada en la plataforma Quanser® de 2-GDL como se muestra en la fotografía de la Fig.7.9, donde se observa la tarjeta de procesamiento en el eje principal de la plataforma y la tarjeta de sensores ubicada en la cola del helicóptero.

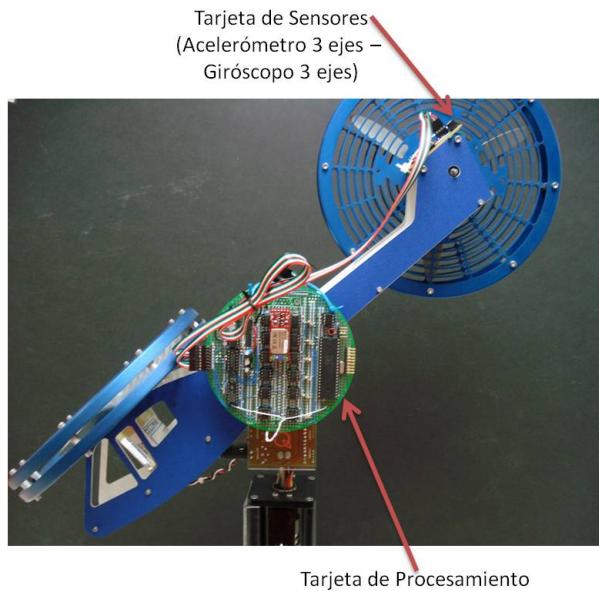


Figura 7.9: Plataforma Quanser 2-DOF instrumentada con la IMU, vista frontal

Esta ubicación de la IMU sobre la plataforma permite que todo el sistema gire en conjunto como puede observarse en la Fig.7.12. Ambas tarjetas de la IMU se encuentran en la parte rotatoria de la plataforma.

El detalle del montaje de las tarjetas de sensores T1 y T2 se muestra en la Fig.7.11, incluyendo el sistema de referencia de cada tarjeta.

La orientación de los sensores respecto a la plataforma debe tomarse en cuenta para el procesamiento de las señales, por ello se ha agregado el sistema sensorial estudiando hasta el momento (Fig.6.5) una etapa de transformación de ejes que cuenta con una matriz de rotación del sistema de coordenadas de la tarjeta de sensores al sistema de referencia del cuerpo. La adición de esta etapa se muestra en la Fig.7.12.

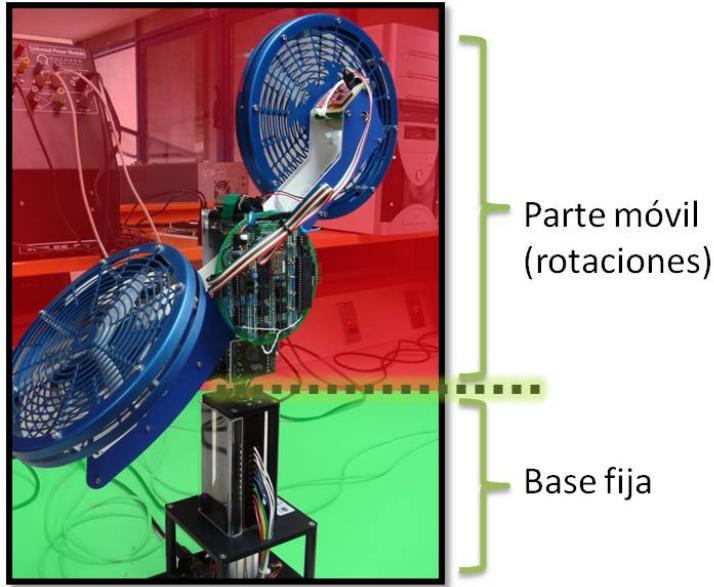


Figura 7.10: Plataforma Quanser 2-DOF instrumentada con la IMU, vista lateral

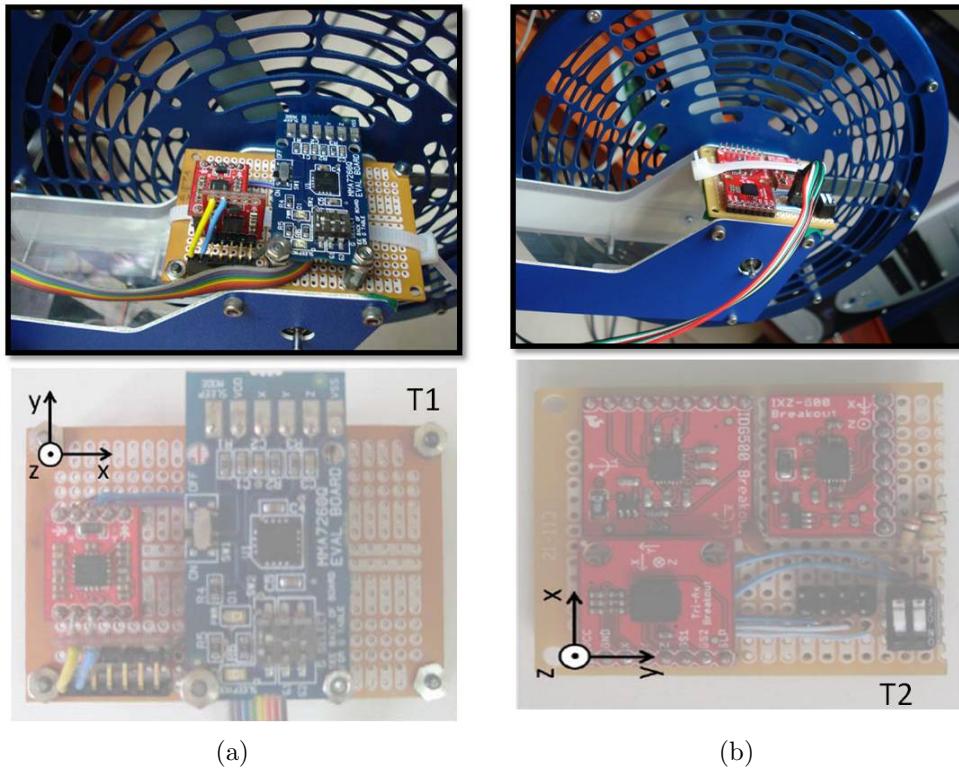


Figura 7.11: (a) y (b) muestran el montaje de las tarjetas de sensores denominadas T1 y T2, respectivamente, sobre la cola de la plataforma de 2-GDL

Aprovechando la instrumentación de fábrica de la plataforma Quanser® basada en *encoders*, se procedió a activar la planta y realizar la captura de los datos de la IMU y de los

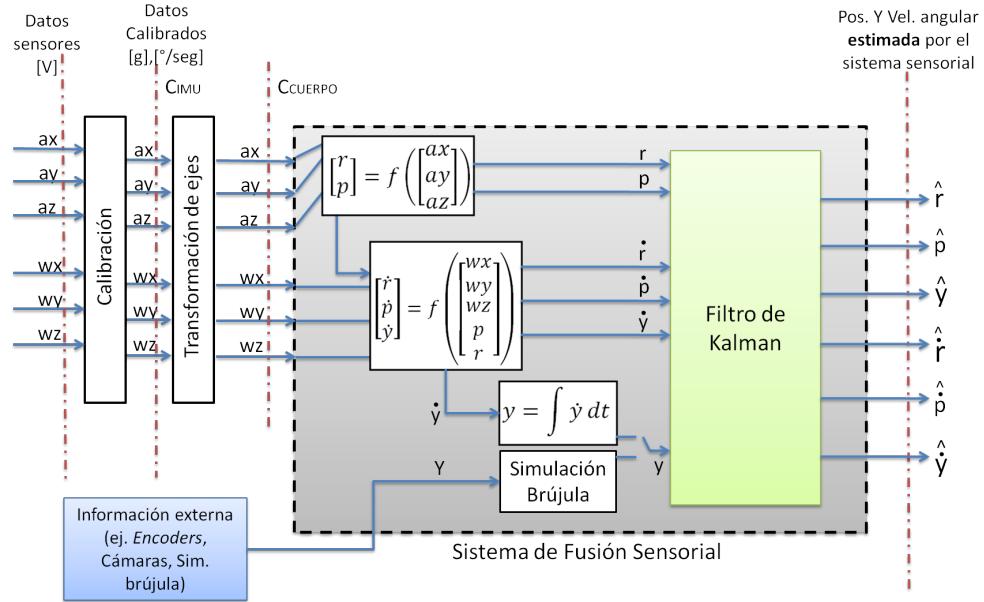


Figura 7.12: Diagrama de procesamiento para fusión sensorial en la IMU

encoders en forma simultánea con el objetivo de comparar los resultados. A continuación se presentan los resultados obtenidos en tres sesiones de este experimento para cada tarjeta.

Tarjeta 1. $120^\circ/sec$, $1,5g$

La Tabla 7.3 presenta un resumen de los resultados del error de las estimaciones de la IMU en comparación con los valores de los *encoders* para los ángulos de *pitch* y *yaw* durante tres sesiones de experimentación usando la tarjeta de sensores *T1*, la cual cuenta con giróscopos de $120^\circ/sec$ y acelerómetros fijados en sensibilidad de $1,5g$. La tabla presenta los valores RMS del error de estimación, su media y su varianza.

Se presenta también la comparación entre la estimación del ángulo de *yaw* basada sólo en giróscopos y acelerómetro, y el resultado con la ayuda de un tercer sensor de corrección. En este caso se tomaron los datos del encoder de *yaw*, y luego de añadir ruido blanco fue utilizado como factor de corrección en la estimación.

Tabla 7.3: Resultados IMU instalada en Quanser. T1. *Encoders* vs. IMU

		T1		
		t=130seg	t=225seg	t=165seg
p	Error RMS [°]	6.9057	8.9238	12.3149
	Varianza [$^{\circ 2}$]	42.5095	74.3857	146.9653
	Media [°]	-2.2760	-2.2911	-2.1665
y	Error RMS [°]	79.7115	131.0072	84.3065
	Varianza [$^{\circ 2}$]	1.7396e+003	4.3276e+003	2.5215e+003
	Media [°]	-67.9291	-113.2933	-67.7206
y (brújula)	Error RMS [°]	10.3988	13.9855	13.5764
	Varianza [$^{\circ 2}$]	107.9109	194.4426	184.2740
	Media [°]	-0.4750	-1.0743	0.2186
\dot{p}	Error RMS [$^{\circ}/seg$]	6.4305	7.2194	31.3100
	Varianza [$^{\circ}/sec^2$]	41.3464	52.1143	980.3091
	Media [$^{\circ}/seg$]	0.0717	-0.0809	0.1360
\dot{y}	Error RMS [$^{\circ}/seg$]	37.8129	69.4212	77.5434
	Varianza [$^{\circ}/sec^2$]	1.4117e+003	4.8014e+003	6.0090e+003
	Media [$^{\circ}/seg$]	-4.2612	-4.2323	2.0155
\dot{y} (brújula)	Error RMS [$^{\circ}/seg$]	37.8117	69.4199	77.5459
	Varianza [$^{\circ}/sec^2$]	1.4117e+003	4.8014e+003	6.0093e+003
	Media [$^{\circ}/seg$]	-4.2429	-4.2139	2.0336

El error RMS para las estimación de las variables angulares está en el rango de 6° a 13° para T1. Al observar el error para la estimación de *yaw* basada sólo en acelerómetros y

giróscopos, el error aumenta considerablemente debido al *drift*. Este rango de error se considera un buen resultado para la experimentación del sistema sensorial en condiciones de operación reales.

El procesamiento utilizado para los datos de la IMU es el mismo desarrollado previamente en las simulaciones, por lo que los resultados obtenidos con el helicóptero de 2-GDL permiten validar el funcionamiento de los algoritmos de las simulaciones, mostrando el potencial de éstas para la prueba de algoritmos y como ayuda en el proceso de diseño de sistemas sensoriales para plataformas robóticas.

En las siguientes figuras se muestran los resultados de cada sesión: mediciones de los sensores inerciales, resultados de estimación de la IMU vs. información de los *encoders*. Las mediciones de los sensores MEMS no podrían ser utilizadas sin un algoritmo de fusión sensorial, ya que son muy ruidosas y el error sería muy superior al máximo requerido para navegación. En las siguientes gráficas de resultados se aprecia en cada caso como el filtro de Kalman produce un estimado cercano a los valores arrojados por los *encoders* de la plataforma para los ángulos de *pitch* y *yaw*.

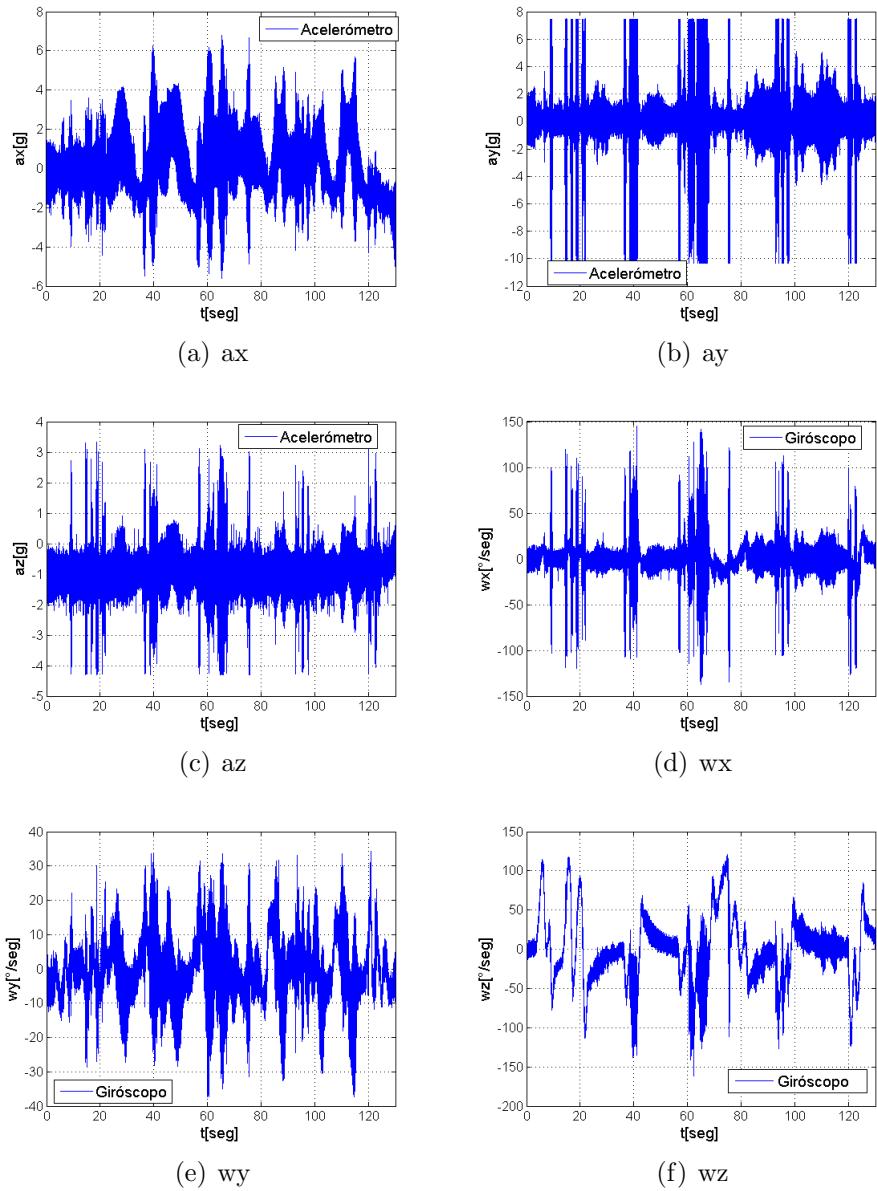


Figura 7.13: Tarjeta 1. Exp.1. Medidas de los sensores calibrados. C_{ass}^B

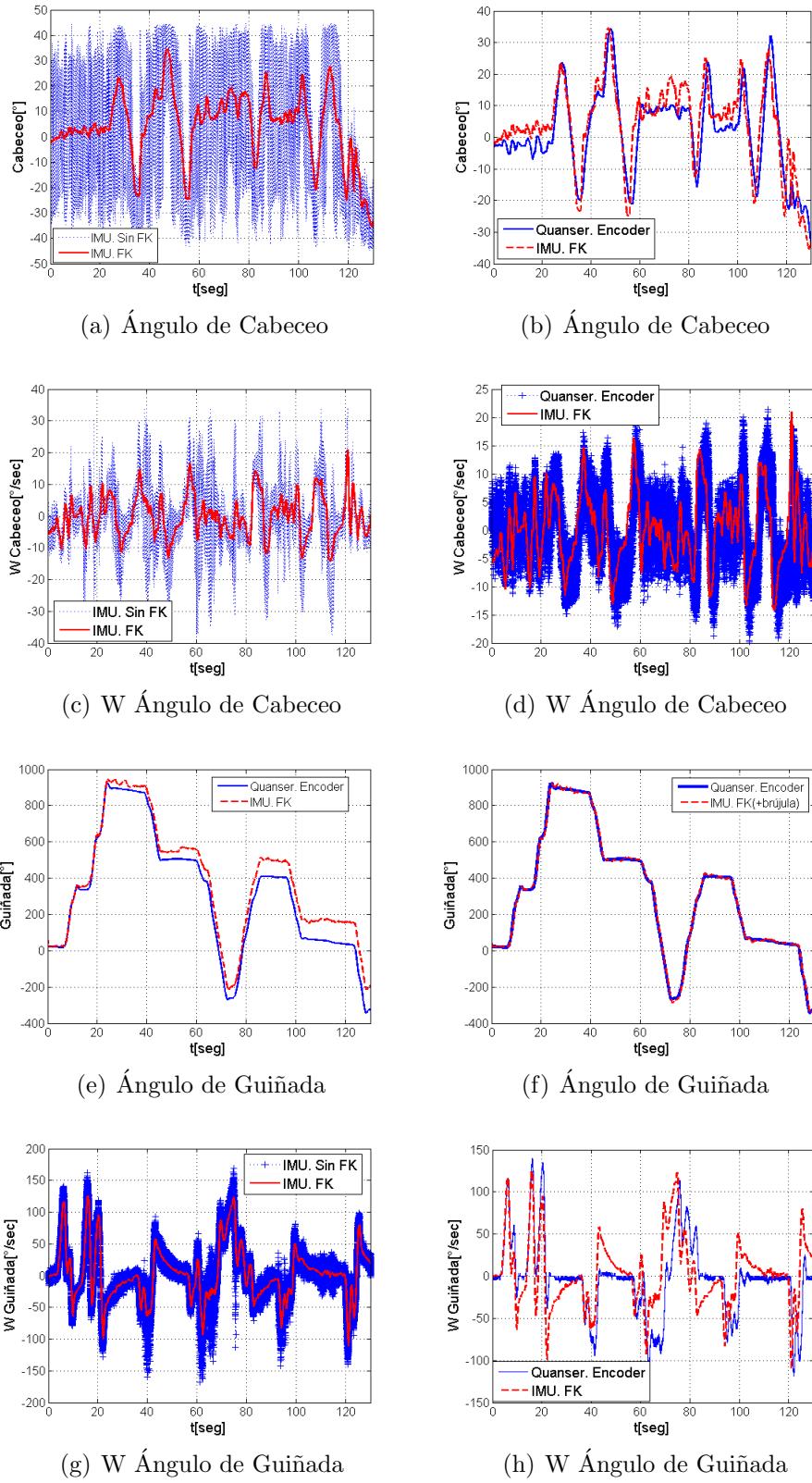


Figura 7.14: Tarjeta 1. Exp.1.

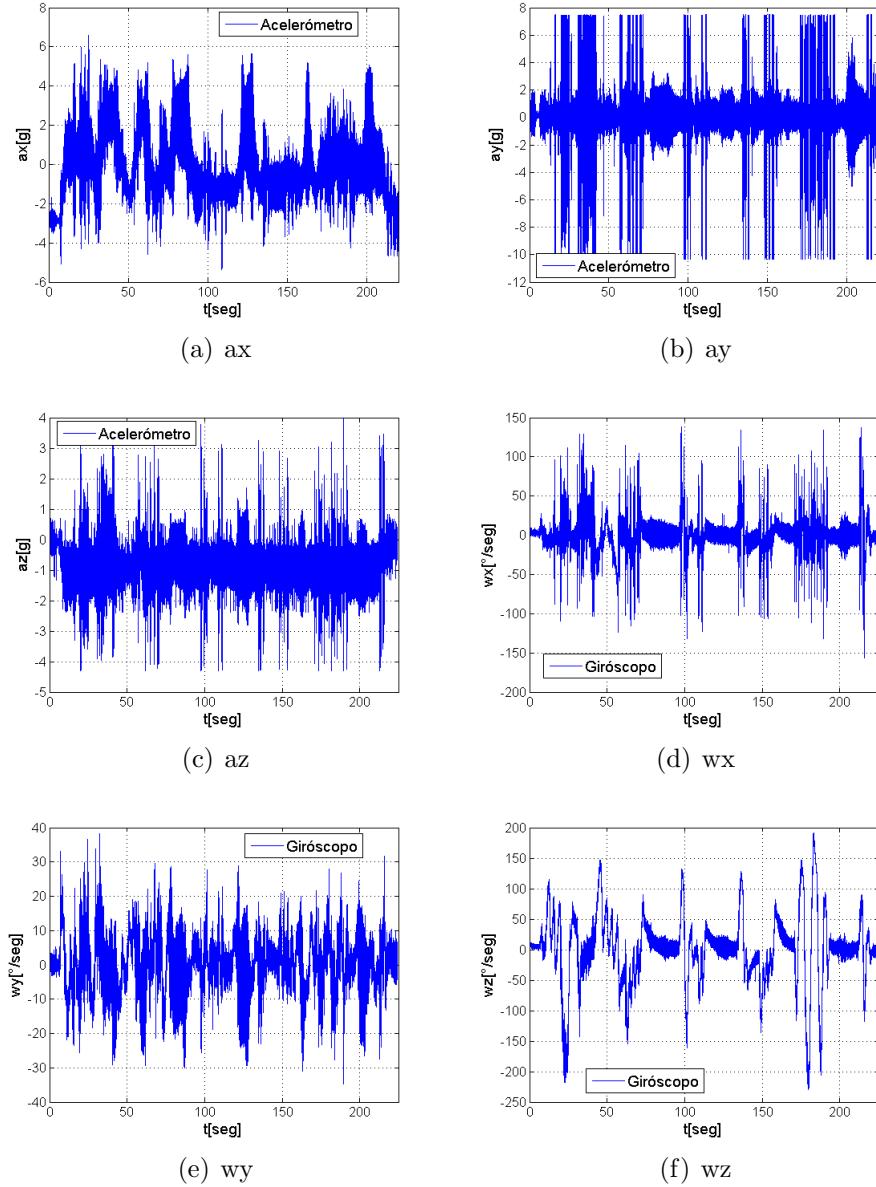


Figura 7.15: Tarjeta 1. Exp.2. Medidas de los sensores calibrados. C^B_{ass}

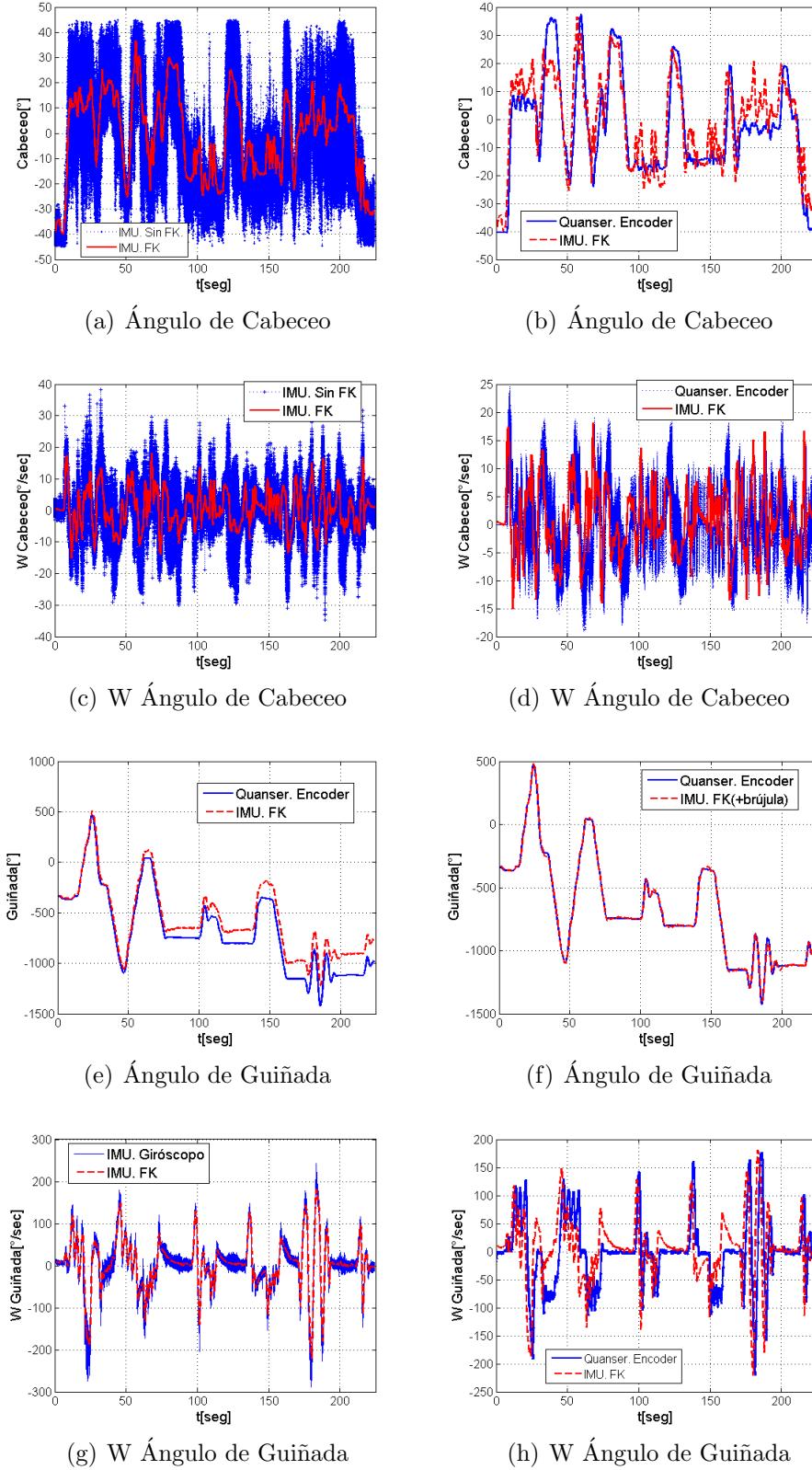


Figura 7.16: Tarjeta 1. Exp.2.

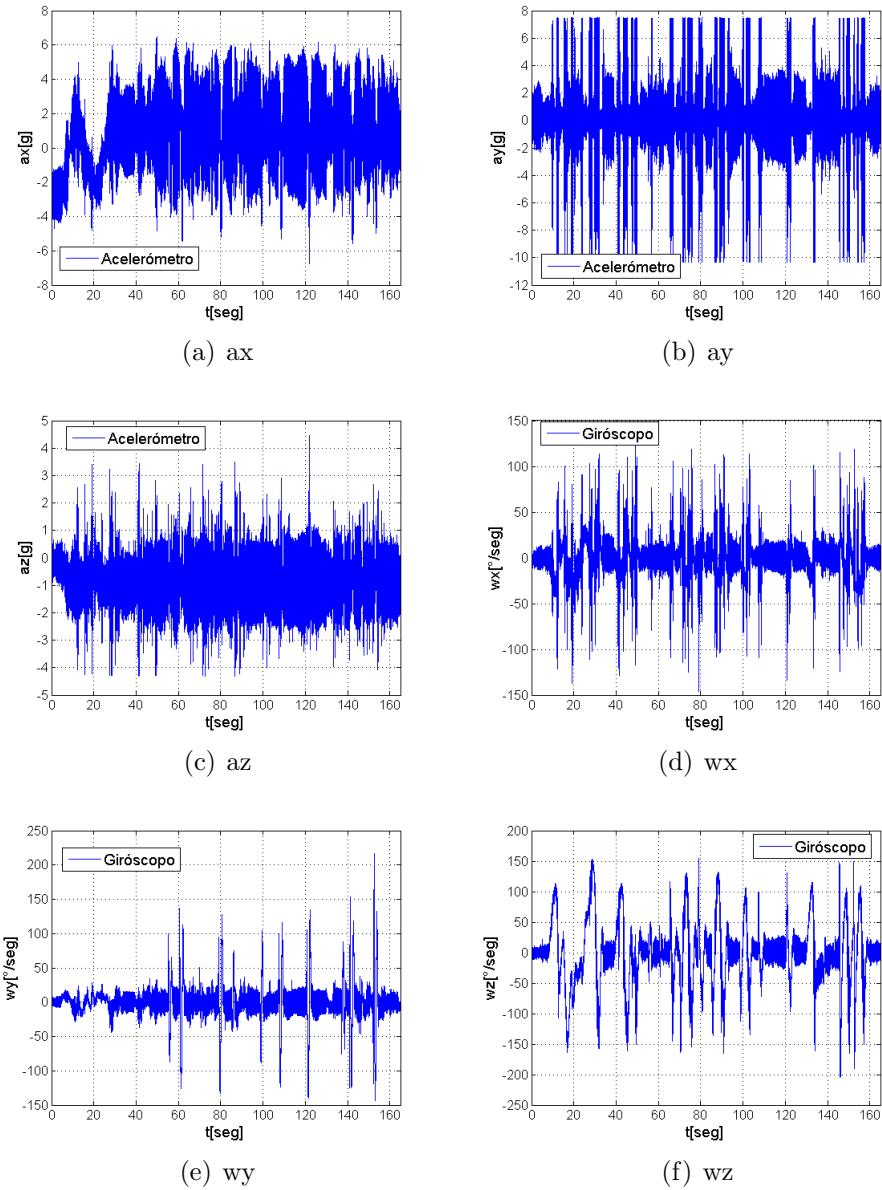


Figura 7.17: Tarjeta 1. Exp.3. Medidas de los sensores calibrados. C^B_{ass}

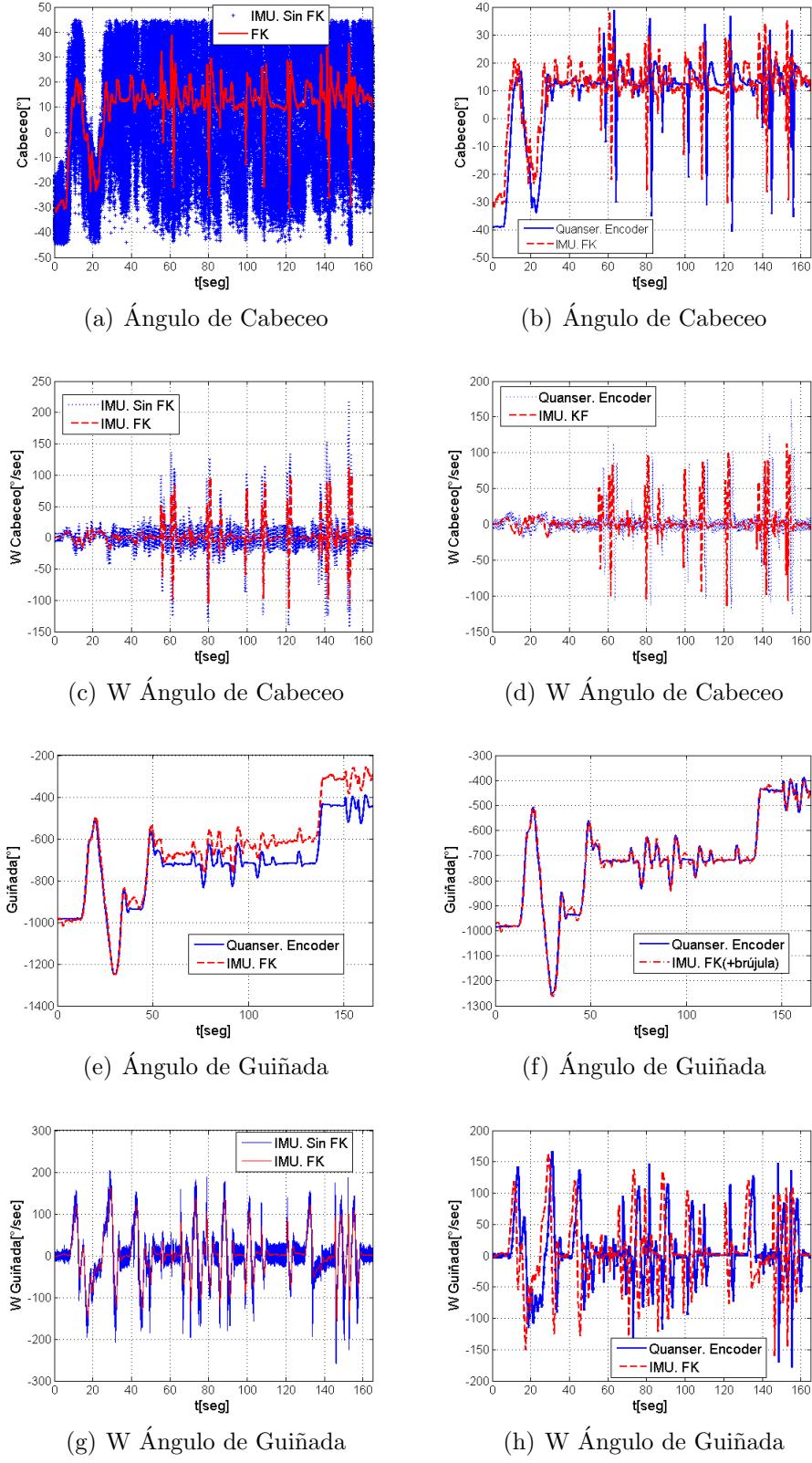


Figura 7.18: Tarjeta 1. Exp.3.

Tarjeta 2. $500^\circ/sec$, $6g$

De igual manera se presentan en la Tabla 7.4 los resultados para la tarjeta $T2$ durante tres sesiones de experimentación. Esta tarjeta cuenta con giróscopos de $500^\circ/sec$ y acelerómetros fijados en sensibilidad de $6g$, por lo que es un conjunto de sensores más sensibles que $T1$.

Tabla 7.4: Resultados IMU instalada en Quanser. T2. *Encoders vs. IMU*

		T2		
		t=120seg	t=180seg	t=170seg
p	Error RMS [$^\circ$]	2.8430	2.8273	3.5646
	Varianza [$^{\circ 2}$]	6.5249	7.0145	12.6876
	Media [$^\circ$]	-1.2483	-0.9897	0.1380
y	Error RMS [$^\circ$]	52.2279	109.7586	401.3570
	Varianza [$^{\circ 2}$]	427.3741	1.5612e+003	3.7505e+004
	Media [$^\circ$]	-47.9624	-102.3999	351.5432
y (brújula)	Error RMS [$^\circ$]	0.3627	0.1796	0.4308
	Varianza [$^{\circ 2}$]	0.1314	0.0293	0.1309
	Media [$^\circ$]	-0.0140	-0.0546	0.2339
\dot{p}	Error RMS [$^\circ/sec$]	4.7067	3.2097	9.5434
	Varianza [$^\circ/sec^2$]	20.2496	110.0792	90.9949
	Media [$^\circ/sec$]	-1.3797	0.472	0.2871
\dot{y}	Error RMS [$^\circ/sec$]	6.2302	3.8778	8.7443
	Varianza [$^\circ/sec^2$]	38.1576	14.0890	61.4920
	Media [$^\circ/sec$]	-0.8111	-0.9738	3.8693
\dot{y} (brújula)	Error RMS [$^\circ/sec$]	6.2205	3.8753	8.7366
	Varianza [$^\circ/sec^2$]	38.0378	14.0729	61.4133
	Media [$^\circ/sec$]	-0.8111	-0.9724	3.8620

En el caso de la tarjeta de sensores $T2$, el error de estimación RMS se encuentra en el rango de $0,17^\circ$ a $2,85^\circ$, menor a los obtenidos con $T1$. Aunque $T1$ tiene un rango de medición mas acorde con el rango de velocidades de la plataforma Quanser, $T2$ ofrece mejores resultados debido a la calidad de las mediciones que se deriva de la calidad de los sensores MEMS utilizados.

De igual manera se observa el efecto de *drift* en la estimación de *yaw* cuando no se cuenta con otro sensor de corrección.

Las pruebas se realizaron de tal manera de cubrir un amplio rango de las variables angulares, con valores positivos y negativos, de tal manera de probar los resultados para diferentes condiciones de operación.

Se muestran a continuación los resultados gráficos asociados a la Tabla 7.4.

El error obtenido para T2 en el rango de $0,17^\circ$ a $2,85^\circ$ representa un excelente resultado para un sistema basado en MEMS.

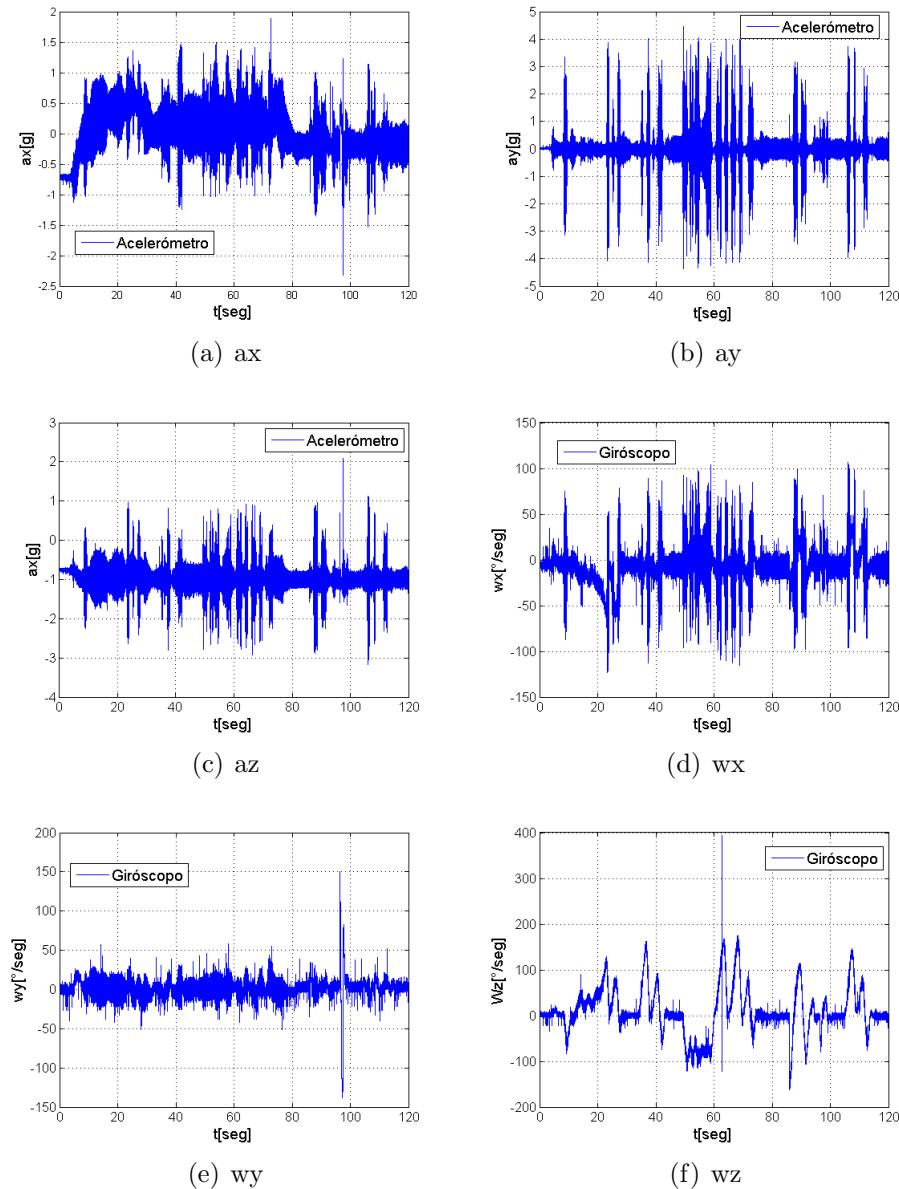


Figura 7.19: Tarjeta 2. Exp.1. Medidas de los sensores calibrados. C_{ass}^B

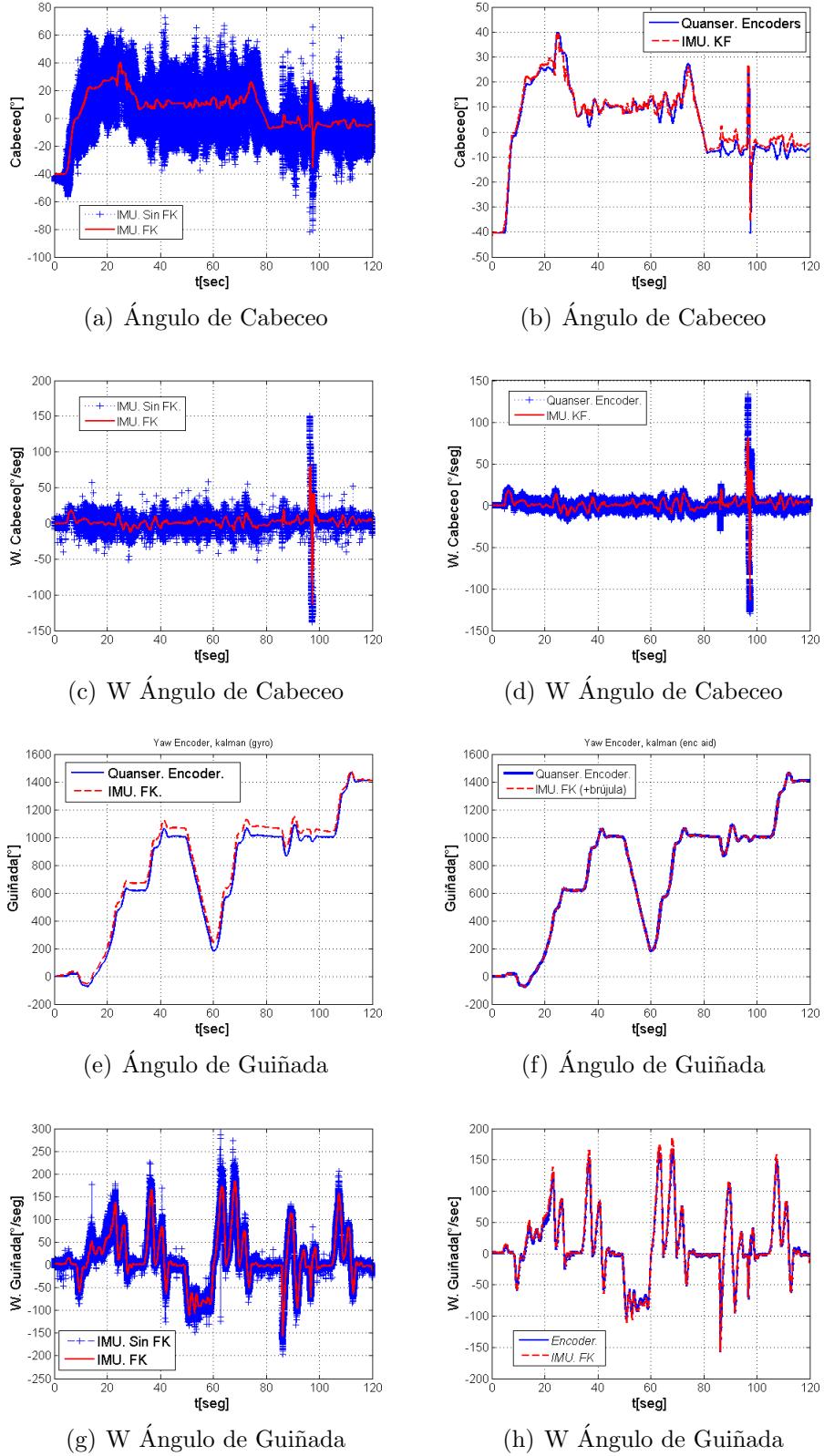


Figura 7.20: Tarjeta 2. Exp.1.

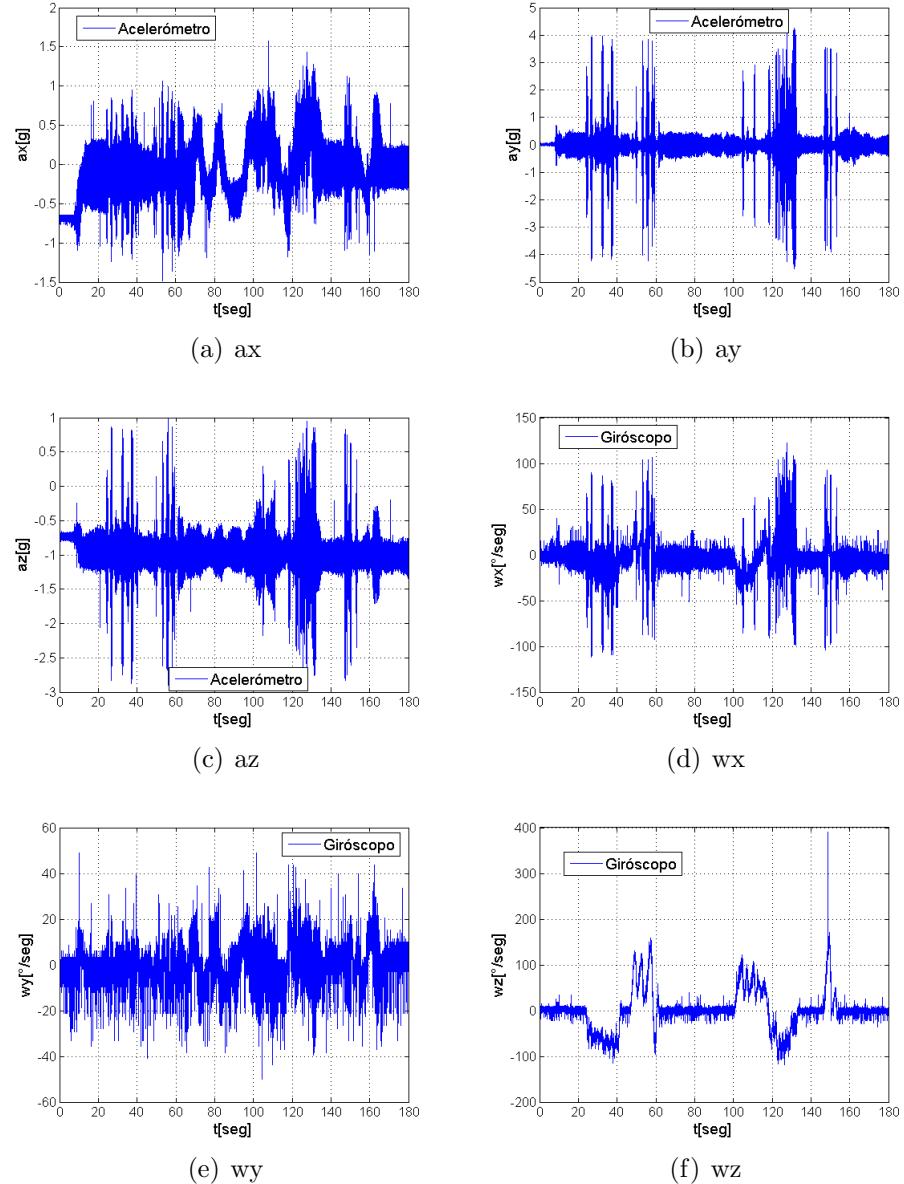


Figura 7.21: Tarjeta 2. Exp.2. Medidas de los sensores calibrados. C^B_{ass}

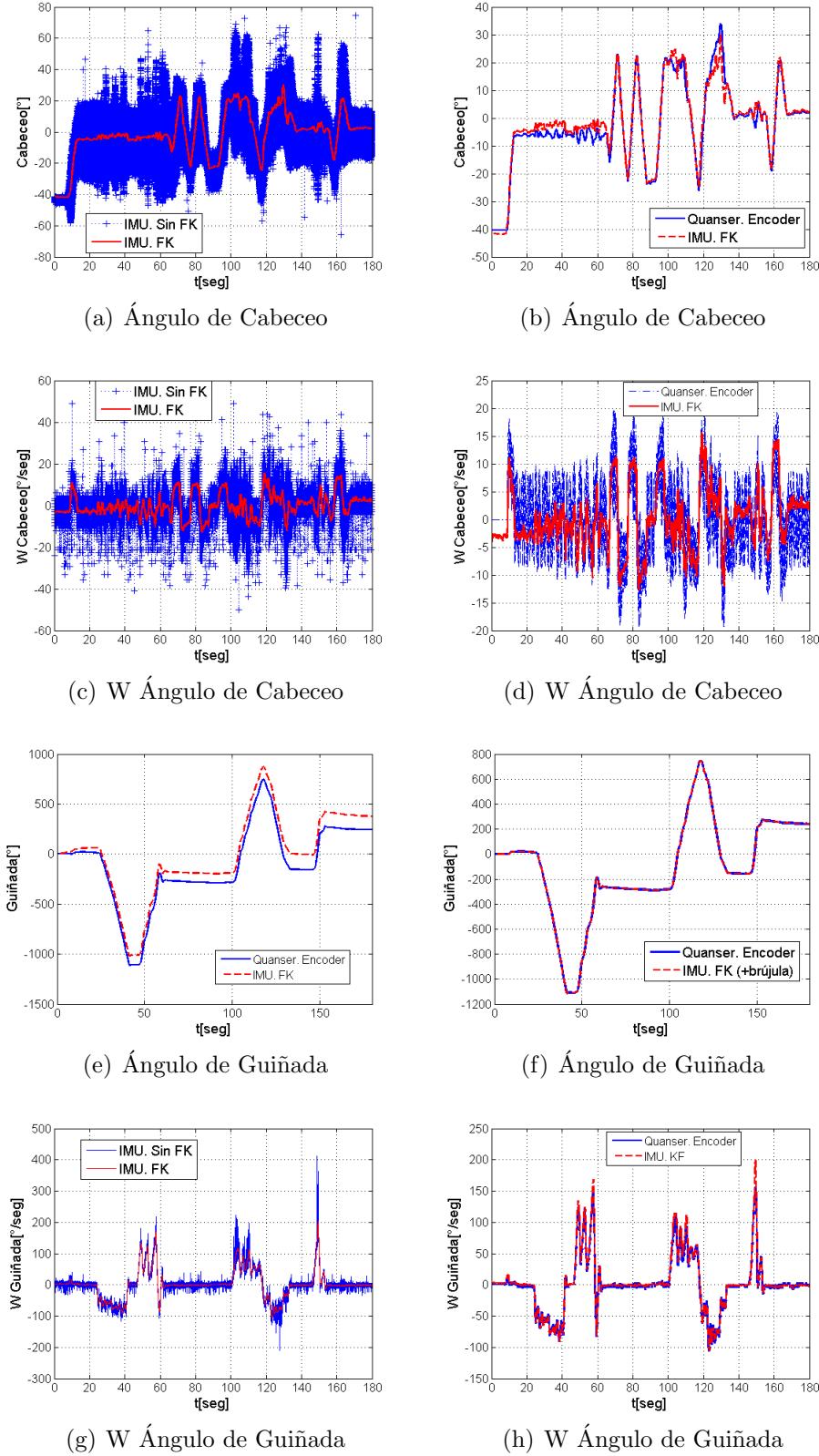


Figura 7.22: Tarjeta 2. Exp.2.

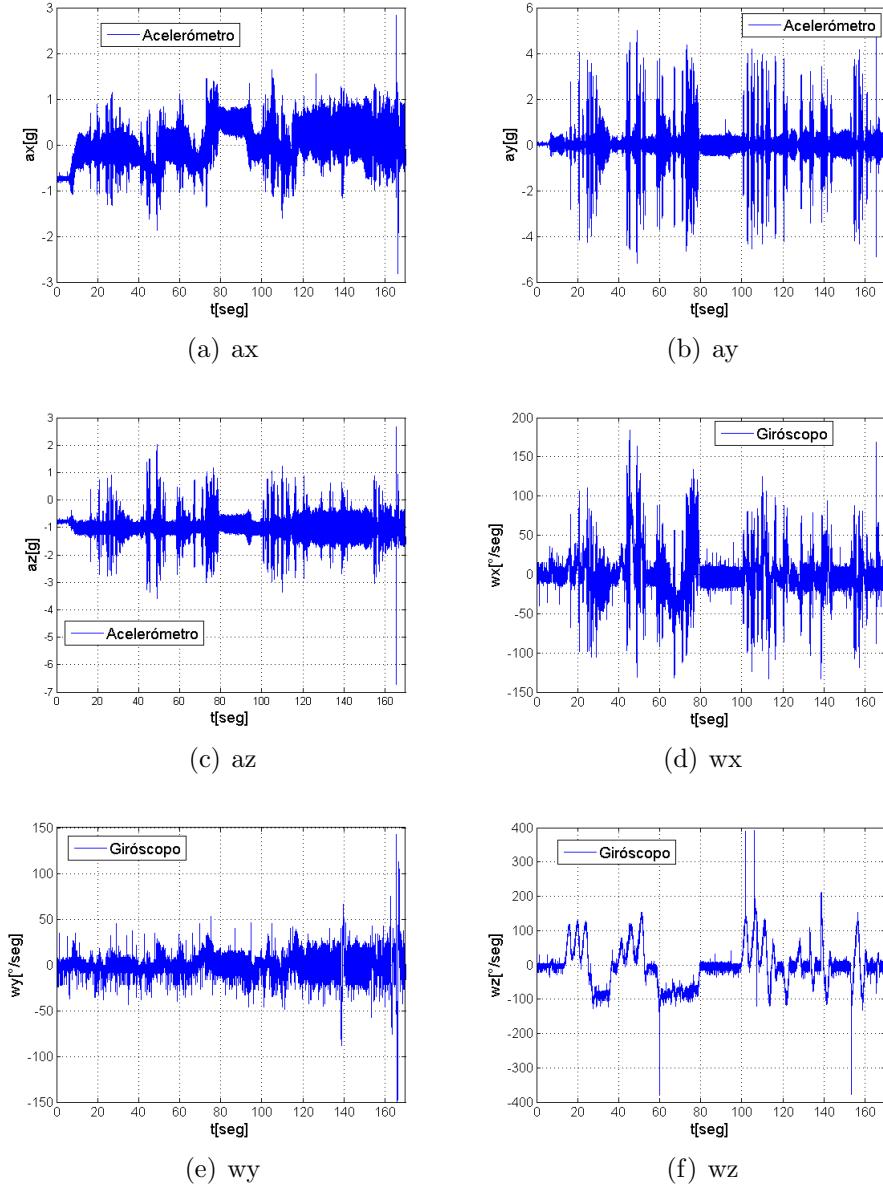


Figura 7.23: Tarjeta 2. Exp.3. Medidas de los sensores calibrados. C^B_{ass}

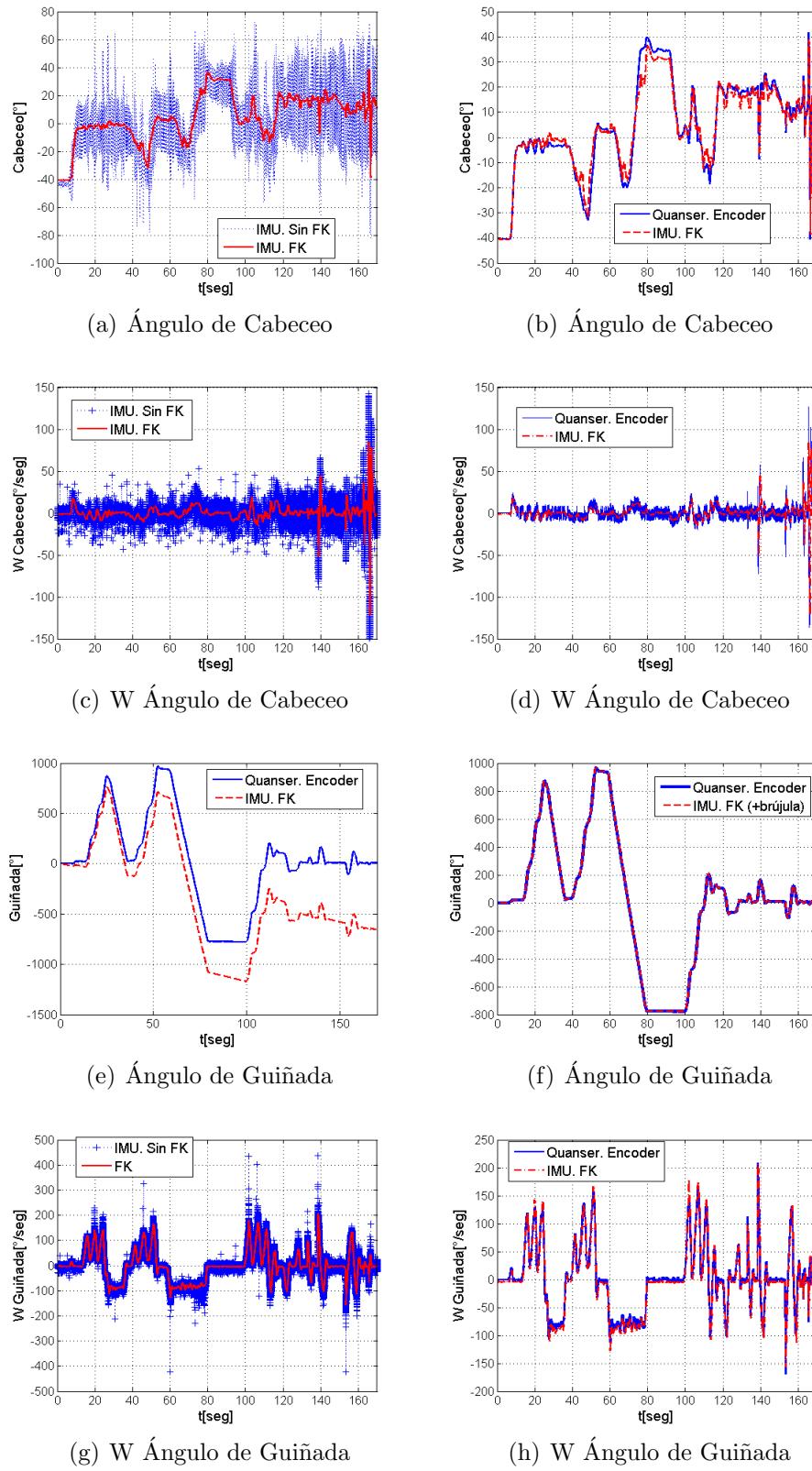


Figura 7.24: Tarjeta 2. Exp.3.

7.4. Fusión sensorial aplicada a un helicóptero a escala usando 3-GDL rotacionales

Se realizó el montaje de la IMU sobre el helicóptero a escala T-REX 450 y se realizaron vuelos dentro de un laboratorio de análisis de movimiento. El vuelo se restringió a los 3-GDL rotacionales utilizando la estructura de seguridad detallada en la Sección.5.3.3.

7.4.1. Experimento 3. TRex-Laboratorio de cámaras

El laboratorio de análisis de movimiento consiste en un espacio de trabajo monitoreado por cinco cámaras de infrarrojo que detectan la posición X, Y, Z de unos marcadores especiales. Este laboratorio es comúnmente utilizado para el análisis de la marcha humana para detectar patologías, así como para realizar estudios de los movimientos de deportistas de alto rendimiento. Una fotografía del laboratorio se muestra en la Fig.7.25.



Figura 7.25: Fotografía del Laboratorio de Análisis de Movimiento utilizado para la validación del procesamiento de fusión sensorial para el helicóptero a escala

Los marcadores son colocados sobre el objeto móvil mientras las cámaras y el sistema de procesamiento registran la posición de los marcadores en coordenadas X, Y, Z respecto a un sistema de referencia del laboratorio X_0, Y_0, Z_0 . Estos marcadores fueron colocados sobre el helicóptero a escala usando la distribución que se muestra en la Fig.7.26.

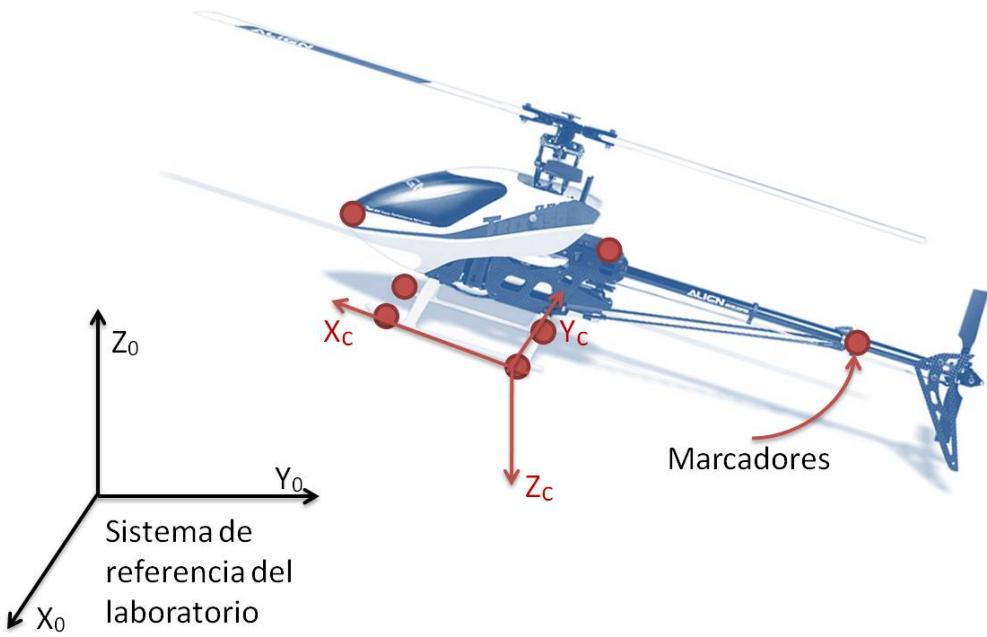


Figura 7.26: Ubicación de los marcadores sobre el helicóptero y sistemas de referencia de cuerpo y del laboratorio.

Utilizando los marcadores se puede construir el sistema de referencia del cuerpo X_c, Y_c, Z_c , el cual se mueve con el cuerpo. El sistema del laboratorio reporta las coordenadas de estos marcadores con relación al sistema del laboratorio X_0, Y_0, Z_0 , por lo que es posible obtener el roll, pitch y yaw del sistema X_c, Y_c, Z_c respecto al sistema X_0, Y_0, Z_0 y así obtener la inclinación y orientación del helicóptero a partir de la información de las cámaras. Por su parte, la IMU se encuentra acoplada al helicóptero y sus mediciones son capturadas de manera simultánea al laboratorio, logrando de esta manera una comparación entre ambos resultados.

En la Fig.7.27 se muestra el montaje del experimento usando la estructura de seguridad dentro del laboratorio.

Esta estructura fue descrita previamente en la Sección 5.3.3. Permite movimiento en los 3-GDL rotacionales y permite desplazamiento vertical mediante el movimiento de un eje telescopico.

La instrumentación relacionada al laboratorio de análisis de movimiento se muestra en



Figura 7.27: Ubicación del helicóptero en el laboratorio de análisis de movimiento, utilizando la estructura de seguridad para *roll, pitch, yaw* y altura

la Fig.7.28, mientras que el montaje de la IMU sobre el helicóptero se muestra en detalle en la Fig.7.29.



Figura 7.28: Detalle de la instrumentación para el análisis de movimiento

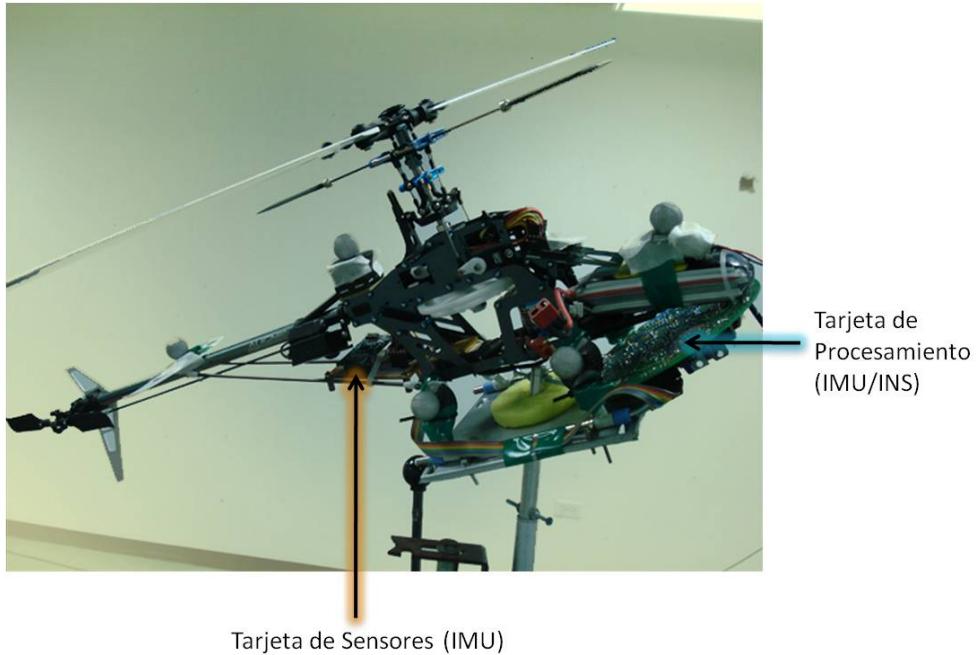


Figura 7.29: Detalle de la instrumentación de la IMU

Se realizaron 20 sesiones de vuelo repartidas en 10 sesiones para la tarjeta de sensores T1 y 10 sesiones para la tarjeta T2, y se encontraron resultados consistentes en las diferentes sesiones. A continuación se presentan los resultados para una sesión de la tarjeta T1 y dos sesiones de la tarjeta T2. En la Tabla 7.5 se tabulan los errores RMS de la estimación de la IMU con respecto al resultado del laboratorio, así como su media y varianza. Los resultados de manera gráfica para la estimación de *roll*, *pitch* y *yaw* del helicóptero se encuentran en la Fig.7.30, Fig.7.31 y Fig.7.32.

El error de estimación RMS de la IMU tomando como referencia al laboratorio de marcha se encuentra en el rango de 4° a 11° para *roll* y *pitch*. En el caso del ángulo de *yaw* el error RMS es mucho mayor debido al error de *drift*, como se puede observar en la Fig.7.30(e), Fig.7.31(e) y Fig.7.32(e) donde se muestra el resultado del laboratorio y la estimación de la IMU, la cual es similar a la referencia salvo el desfasaje debido al *drift*. Como se demostró previamente en las simulaciones y en la experimentación con el helicóptero Quanser® de 2-GDL, este error se puede corregir mediante el uso de un tercer sensor que permita realizar las correcciones en el ángulo de *yaw*.

En vista que el error de estimación de *yaw* es de esperar teóricamente, no se considera

Tabla 7.5: Resultados del error de estimación de la IMU vs. laboratorio de análisis de movimiento

		exp.1 T1	epx. 2 T2	exp. 3 T2
r	Error RMS [°]	4.4881	4.0462	6.5336
	Varianza [°²]	20.1450	14.3255	33.2475
	Media [°]	0.0057	1.4309	3.0732
p	Error RMS [°]	5.0586	9.1643	10.4611
	Varianza [°²]	25.5396	66.8986	103.3645
	Media [°]	0.2290	4.1343	2.4662
y	Error RMS [°]	28.5289	284.7605	54.8284
	Varianza [°²]	706.9384	2.9162e+004	1.3927e+003
	Media [°]	10.3457	227.8814	40.1701

un factor de mal funcionamiento. Eso aunado al rango de error RMS de *pitch* y *roll* entre 4° y 11°, permite evaluar el desempeño de la IMU en condiciones de operación de UAVs de manera positiva.

Las Figuras denotadas (b) y (d) presentan la comparación entre el resultado que se obtendría de las mediciones de los sensores sin procesar en comparación con el estimado realizado por el Filtro de Kalman basado en estas mismas mediciones. Esta comparación permite ilustrar la efectividad del filtro de Kalman.

Los resultados obtenidos en la experimentación con el helicóptero a escala muestran errores similares al caso de la plataforma de 2-GDL y a las simulaciones. Aunque las pruebas con el helicóptero a escala representan condiciones más complejas para el algoritmo de fusión sensorial, debido a las vibraciones del motor y de la estructura en comparación con las que se presentan en la plataforma de 2-GDL, el error de estimación se mantiene en un rango similar.

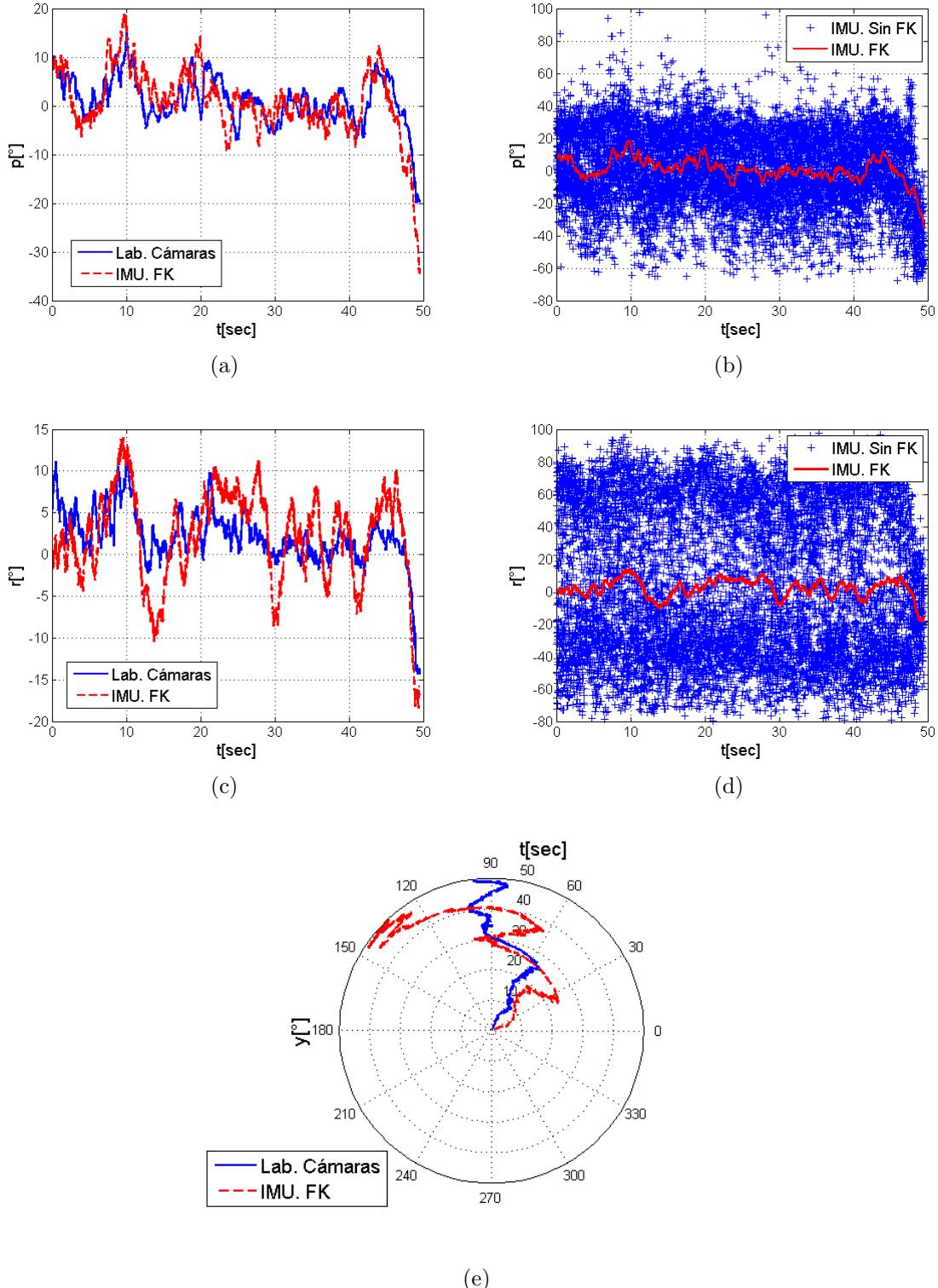


Figura 7.30: Tarjeta 1, exp. 1. Resultados Lab. Cámaras vs. IMU

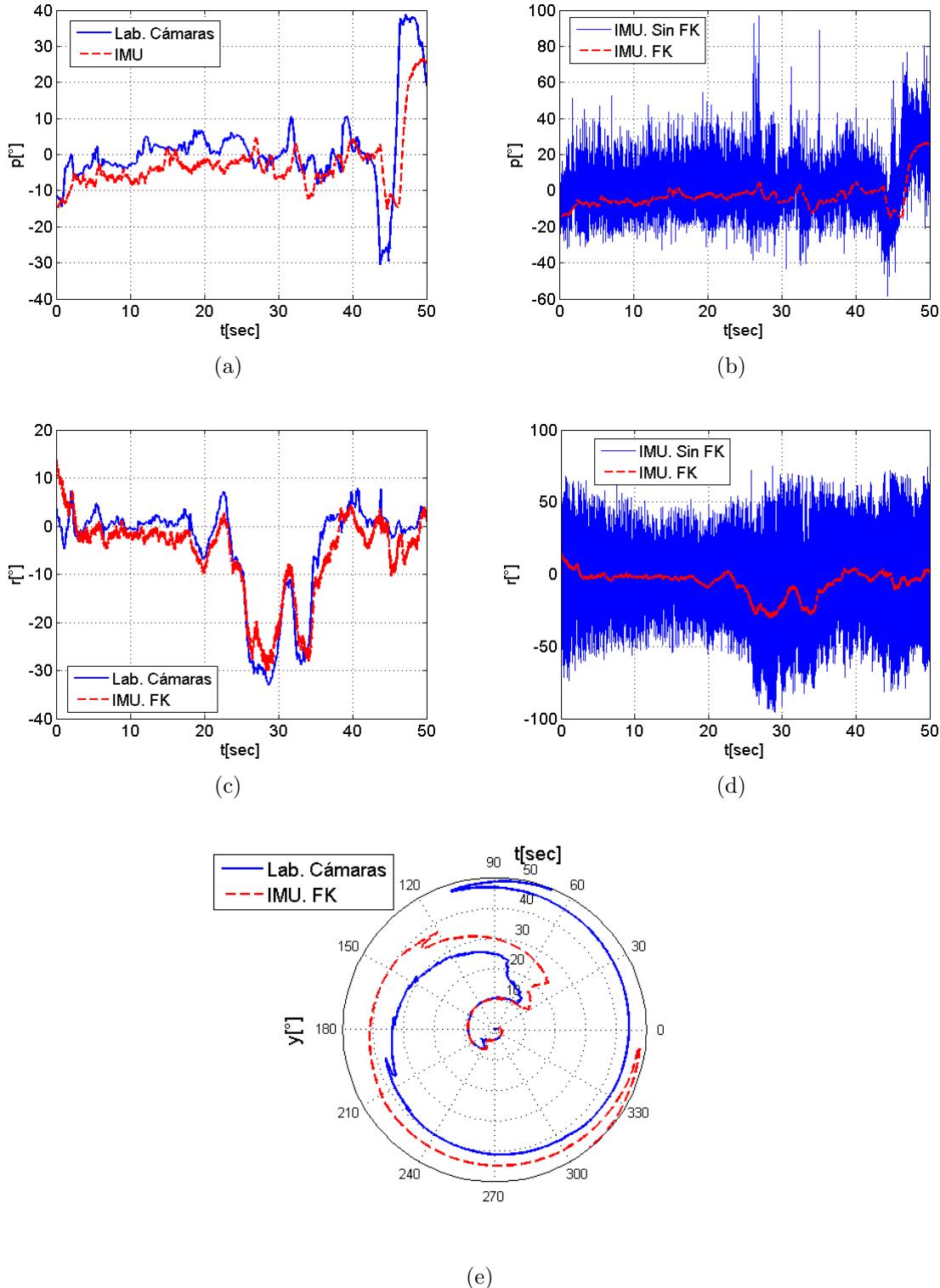


Figura 7.31: Tarjeta 2, exp. 2. Resultados Lab. Cámaras vs. IMU

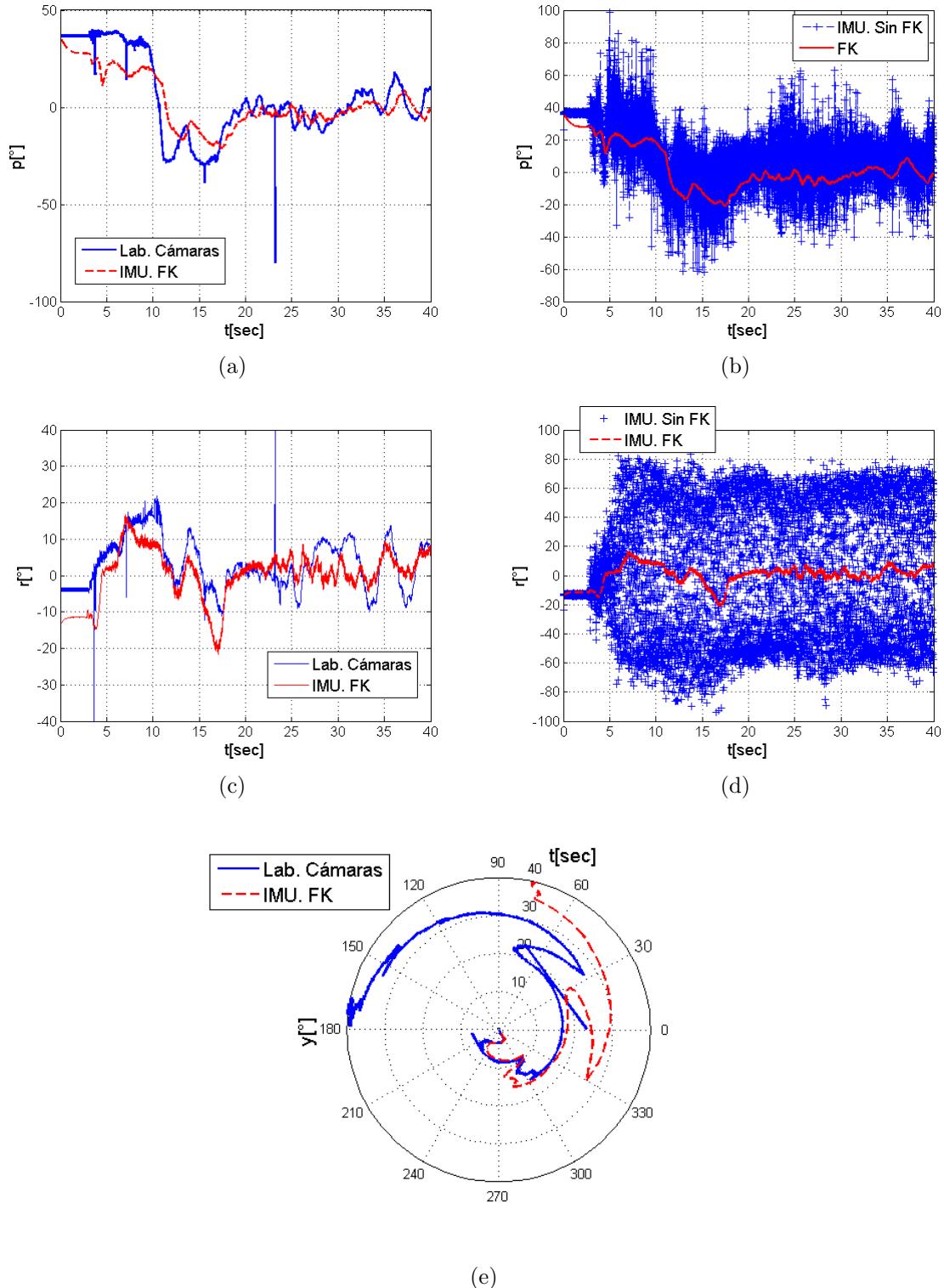


Figura 7.32: Tarjeta 2, exp. 3. Resultados Lab. Cámaras vs. IMU

CONCLUSIONES

A continuación se presenta una recapitulación del trabajo realizado en las áreas de fusión sensorial y control bilateral para UAVs, indicando las conclusiones obtenidas y los aportes realizados en estas líneas de investigación. Finalmente se presentan una serie de recomendaciones y posibles trabajos futuros.

8.1. Conclusiones

Sobre el trabajo llevado a cabo,

- Se realizó una revisión del estado del arte en sistemas sensoriales para navegación inercial, haciendo énfasis en aquéllos utilizados para UAVs, la cual fue de utilidad para identificar las especificaciones del sistema que son necesarias para las mediciones de orientación e inclinación de la plataforma.
- Se estudiaron en profundidad los fundamentos teóricos de la navegación inercial, así como el principio de funcionamiento de los sensores involucrados en la tecnología MEMS.
- Una búsqueda en la literatura sobre métodos de estimación de estados y fusión sensorial para navegación inercial permitió concluir que la utilización del Filtro de Kalman es el método más difundido y que ofrece los mejores resultados hasta el momento. La gran mayoría de los trabajos y grupos de investigación en esta área lo utilizan o experimentan en variaciones de éste. Por ello, se realizó un estudio de los fundamentos teóricos y matemáticos del filtro de Kalman con el apoyo del curso *Application of Kalman Filtering*

to GPS, INS, & Navigation dictado por Mohinder S. Grewal, PhD, PE, Profesor de *California State University*, el cual presenta el enfoque a sistemas de navegación.

- Se realizó una revisión del estado del arte en sistemas de control utilizados en UAVs y en sistemas de teleoperación y control bilateral, entre los cuales se hizo especial énfasis en control robusto en esquemas bilaterales y en la técnica de control por convergencia de estados. De esta última se hizo una extensa revisión que abarcó en detalle todos los trabajos publicados en el tema hasta la fecha.
- Se planteó una solución al problema de teleoperación en un ambiente de simulación integrando un sistema sensorial (SS), y un sistema de control (SC) compuesto por un controlador local y un controlador bilateral. Este esquema se diseñó y desarrolló en simulación para el helicóptero Quanser® de 2-GDL, utilizando Matlab®/Simulink®, en un orden ascendente de complejidad y nivel de integración.

Se desarrolló el SS y el SC para ser integrados en una simulación que permite el estudio de la respuesta del sistema con la presencia del sistema de medición, tal como ocurre en la teleoperación del sistema real. La adición de un *joystick* con realimentación de fuerzas permite completar la estación de teleoperación para un operador humano, utilizando la simulación desarrollada con una imagen de la plataforma de 2-GDL. Se realizaron varias sesiones de teleoperación obteniendo resultados satisfactorios.

- La simulación de SS incluye la simulación de una unidad de mediciones iniciales de giróscopos y acelerómetros triaxiales, así como las etapas de adquisición, procesamiento y fusión sensorial de un sistema de navegación para los GDL rotaciones: *roll*, *pitch* y *yaw*.
- Se estudiaron dos esquemas de control bilateral: esquema clásico posición-posición y control por convergencia de estados. El primero se probó junto a un controlador local que se obtiene como la solución de un sistema de LMIs basado en control robusto. El segundo utiliza como control local la técnica de realimentación de estados.
- Se realizaron simulaciones con el esquema de control por convergencia de estados, se planteó un método de solución al sistema de ecuaciones, y se identificaron diversos factores que pueden variar en el método de solución.

- Para el sistema de control robusto se consideraron las variaciones de los parámetros inciertos del modelo de la planta. Los parámetros utilizados fueron la fricción viscosa en el eje de *pitch* y en el eje de *yaw*, ya que usualmente son los que presentan mayor incertidumbre en la determinación de su valor. Por otro lado, el modelo en espacio de estados de la planta se linealiza alrededor del punto de operación actual en el cual se encuentra a lo largo de toda la simulación, y el parámetro que varía en la matriz de estado durante esta operación fue considerado en la solución del sistema LMI como una manera de lograr robustez del controlador ante las no linealidades de la planta.
- Las simulaciones del control robusto muestran que la ubicación de los polos de maestro y esclavo influyen no solamente en su velocidad de respuesta, sino también en el retardo maestro-esclavo. Por otro lado, altas velocidades de respuestas requieren señales de control de mayor magnitud, pero debido a las limitaciones físicas de los actuadores, es necesario lograr un equilibrio entre la velocidad de respuesta y la magnitud de la señal de control. Las saturaciones de la señal de control mostraron efectos notoriamente negativos en el seguimiento maestro-esclavo.
- Se desarrolló un banco de pruebas que permitiese la experimentación con un helicóptero a escala en un ambiente seguro. Partiendo de una estructura de 3-GDL translaciones desarrollada previamente, se hicieron modificaciones a ésta para mejorar su desempeño mecánico, y se diseñó la estructura para los 3-GDL rotacionales y el anclaje al helicóptero T-REX 450. Otras estructuras de este tipo han sido objeto de patente. Por otro lado, se trabajó en conjunto con el Laboratorio de Mecánica USB en el diseño de otra estructura de 3-GDL rotacionales para un helicóptero T-REX 600, cuyas dimensiones son mayores. El diseño de esta estructura permite que el centro de rotación del helicóptero coincida con el centro de masas del helicóptero, hecho que será de utilidad para futuras pruebas de identificación del modelo del mismo.
- Mediante el montaje de los sensores iniciales en el helicóptero a escala T-REX 450 y la utilización del banco de pruebas, se realizó un estudio de las componentes frecuenciales presentes en las señales de los sensores. Este experimento permitió identificar la frecuencia de muestreo necesaria y el tipo de ruido, datos necesarios para el diseño de la IMU y para el diseño del filtro de Kalman.

- Se diseñó una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) con especificaciones técnicas para aplicaciones en UAVs, los cuales presentan dinámica rápida y alto contenido frecuencial de vibraciones. La IMU está compuesta de una tarjeta de procesamiento y una tarjeta de sensores. Se disponen de dos tarjetas de sensores con diferentes sensibilidades y rangos de medición, lo que permite realizar diferentes experimentos para evaluar cuáles son las especificaciones más adecuadas para el tipo de aplicación.
- La IMU fue acoplada al helicóptero Quanser de 2-GDL, el cual cuenta con su instrumentación de fábrica basada en encoders tanto para el ángulo de *pitch* como para el ángulo de *yaw*. Se hicieron pruebas con los dos sistemas sensoriales simultáneamente (IMU y encoders), permitiendo validar exitosamente los resultados de la IMU.
- Se realizó el montaje de la IMU sobre el helicóptero a escala T-REX 450, y se realizaron experimentos sobre los movimientos rotacionales dentro de un laboratorio de análisis de movimiento por cámaras infrarrojas. Se obtuvieron resultados satisfactorios al comparar los valores de la IMU con los obtenidos por el sistema de cámaras.
- En vista que el algoritmo de fusión sensorial utilizado en las pruebas prácticas es el mismo desarrollado previamente en las simulaciones, los resultados permitieron también comprobar el correcto funcionamiento de las mismas, mostrando su potencial como plataforma de pruebas simuladas para algoritmos de fusión sensorial y de control.

8.2. Aportes

Este trabajo permitió realizar los siguientes aportes:

1. Se presenta un enfoque de simulación que permite estudiar la dinámica de un sistema de teleoperación en presencia de un sistema de medición, mientras que en la literatura se encuentran trabajos en los que las simulaciones se realizan de manera aislada.
2. En el área de control por convergencia de estados se identificó que la línea de investigación había sido desarrollada hasta el momento únicamente en sistemas SISO, y dada la naturaleza multivariable de los UAVs, se desarrolló la extensión a sistemas MIMO,

realizando de esta manera un aporte al estado del arte en esta técnica de control bilateral, el cual dió origen a la publicación del artículo titulado *Generalized Bilateral MIMO Control by States Convergence with Time Delay and Application for the Teleoperation of a 2-DOF Helicopter* en la conferencia *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation (IEEE ICRA 2010)*, de la cual se presenta el resumen en el Apéndice A.

3. El uso del filtro de Kalman como método de fusión sensorial en navegación representa un aporte al proyecto en el Grupo de Mecatrónica, pues hasta el momento no se contaba con el desarrollo de una técnica que permitiese calcular la orientación de la plataforma en condiciones reales de operación.
4. Se diseñó y fabricó una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) de bajo costo basada en sensores MEMS, utilizando el concepto de muestreo simultáneo el cual se diferencia del muestreo multiplexado utilizado usualmente en este tipo de dispositivos, evitando de esta manera errores de ortogonalidad de los ejes entre las mediciones. La IMU fue probada en condiciones de operación reales de UAVs mostrando resultados positivos que son comparables y en algunos casos mejores que el de IMUs de la misma tecnología disponibles comercialmente. En el conocimiento de la autora, es la única unidad de mediciones inerciales de 6-GDL desarrollada en el país hasta la fecha.

El desarrollo de la IMU y los resultados obtenido en UAVs dieron origen a la escritura de un artículo de investigación actualmente sometido a arbitraje en la conferencia *2011 IEEE International Conference on Technologies for Practical Robot Applications*, del cual se dan detalles en el Apéndice A.

5. El montaje de la IMU sobre el helicóptero a escala dentro de un laboratorio de análisis de movimiento por cámaras de infrarrojo constituye un experimento novedoso para la evaluación del desempeño de la IMU.
6. El diseño mecánico de diversas estructuras de seguridad para la realización de pruebas usando helicópteros a escala representan nuevas opciones para este tipo de experimentos, y presentan mejor desempeño que otros diseños previos. La ubicación del centro de rotación sobre el centro de masas estimado del helicóptero permite realizar pruebas de

identificación en condiciones de movimiento ideales. Existen diseños previos y patentes en este tema, los cuales fueron estudiados para determinar sus deficiencias y ventajas, información que permitió determinar los requerimientos de un diseño innovador.

7. Las simulaciones y la IMU pueden ser utilizadas en el desarrollo de otras plataformas de múltiples grados de libertad, de tal manera que el desarrollo de éstas es un aporte a los otros proyectos del Grupo de Investigación. Hasta la presente fecha ya se ha planteado su uso en el Proyecto del submarino autónomo que se encuentra actualmente en funcionamiento y que no cuenta con instrumentación en todos los GDL.

8.3. Recomendaciones y Trabajos Futuros

Del trabajo realizado se derivan las siguientes recomendaciones que dan lugar a trabajos futuros en esta línea de investigación:

- Se mostró la necesidad de un tercer sensor aparte de giróscopos y acelerómetros para obtener un buen estimado de la orientación de la plataforma (ángulo de *yaw*) por lo que se recomienda incluir una brújula en el sistema. Dado el sistema de muestreo simultáneo empleado, lo ideal sería añadir tres sensores de campo magnético analógicos, cuyas salidas puedan ser muestreadas por otros tres canales con las misma características de la IMU actual.
- Para los GDL de translación, será necesario la inclusión de un sistema de GPS diferencial. Se propone el desarrollo del sistema diferencial da lugar a un trabajo de investigación.
- El algoritmo de fusión sensorial puede ser probado con otras versiones del filtro de Kalman u otros métodos como los filtros complementarios. Para ello se puede utilizar el ambiente de simulación desarrollado en este trabajo, así como la IMU para pruebas de campo.
- Para aplicar las técnicas de control al helicóptero a escala es necesario contar con un modelo del mismo, el cual se puede obtener mediante procesos de identificación. Los bancos de pruebas desarrollados en este trabajo fueron diseñados considerando este

objetivo futuro. En la literatura se encuentran trabajos sobre la identificación del modelo del helicóptero con diversos métodos.

- El diseño del controlador por convergencia de estados en sistemas MIMO requiere la solución de un complejo sistema de ecuaciones no lineales, donde es necesario realizar ciertas suposiciones que dependen del juicio del diseñador. Un trabajo futuro consiste en el análisis cuantitativo de los efectos de estas suposiciones para encontrar el método de solución con mejores resultados.
- Las condiciones de transparencia del esquema por convergencia de estado han sido desarrolladas para sistemas SISO. Un desarrollo equivalente para sistemas MIMO permitiría mejorar la transparencia del sistema.
- Con relación a la comparación de resultados entre la IMU y un laboratorio basado en cámaras, es necesario realizar otra sintonización del filtro de Kalman usando métodos estadísticos u sistemas inteligentes.
- Finalmente, será necesaria la implementación *on-board* del sistema de control y sistema sensorial. Se propone hacerlo utilizando una miniPC con un peso de alrededor de 500g., con comunicación a una estación local de monitoreo.

REFERENCIAS

- [1] R. Siegwart y I. Nourbakhsh: *Autonomous Mobile Robots*. The MIT Press, ISBN 0-262-19502-X, (2004)
- [2] P. Abbeel, A. Coates, M. Quigley, y A. Ng: *An Application of Reinforcement Learning to Aerobatic Helicopter Flight*. NIPS 19, (2007)
- [3] P. Abbeel, V. Ganapathi, y A. Ng: *Learning vehicular dynamics, with application to modeling helicopters*. NIPS 18, (2006)
- [4] A. Calise, T. Yucelen, J. Muse y B. Yang: *An loop recovery method for adaptive control*. AIAA Guidance Navigation and Control Conference, Chicago, Illinois, (2009)
- [5] M. Béjar y C. Raimúndez: *Aplicación de control adaptativo a modelo 2 gdl de helicóptero*. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial, vol. 4, No. 1, pp.35–40, (2007)
- [6] J. Ferruz, A. Ollero y V. Vega: *Embedded control and development system for the HERO autonomous helicopter*. 5th IEEE International Conference on Mechatronics, Málaga, España, (2009)
- [7] I. Rojas, H. Pomares, J. Gonzalez, L. Herrera, A. Guillen, y F. Rojas: *Soft-computing techniques for the development of adaptive helicopter flight controller*. Proc. 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (IEEE AMC 2006, pp.709-714, Istanbul, Mayo (2006)
- [8] S. Zhao y J. Yuh: *Experimental Study on Advanced Underwater Robot Control*. IEEE Transactions on Robotics, vol. 21, No. 4, pp.695–703, (2005)
- [9] H. Hoffmann, G. Waslander y C. Tomlin: *Aerodynamics and control of autonomous quadrotor helicopters in aggressive maneuvering*. IEEE International Conference on Robotics and Automation (IEEE ICRA'09), (2009)
- [10] Kalman y R. Emil: *A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems*. Transactions of the ASME–Journal of Basic Engineering, vol. 82, Serie D, pp. 35–45, (1960)
- [11] A. Al-Dhaher, E. Farsi y D. Mackesy: *Data Fusion Architecture - An FPGA Implementation*. Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005. IMTC 2005, pp. 1985-1990, (2005)

- [12] R. Turney, A. Reza y J. Delva: *FPGA implementation of adaptive temporal Kalman filter for real time video filtering*. Proceedings., 1999 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1999. ICASSP '99., vol. 4, pp. 2231–2234, (1999)
- [13] A. Kallapur y S. Anavatti: *UAV Linear and Nonlinear Estimation Using Extended Kalman Filter*. Int. Conf. on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation, and Int. Conf. on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce, (2006)
- [14] C. Hajiyev y H. Soken: *Adaptive Kalman filter with the filter gain correction applied to UAV flight dynamics*. 17th Mediterranean Conference on Control and Automation, pp. 892–897, (2009)
- [15] C. Ruella, M. Cabrera (autores), y G. Fernández (tutor): *Diseño y construcción de un sistema de instrumentación y control para la plataforma robótica PoseiBoT*. Tesis en Ingeniería Electrónica, Universidad Simón Bolívar, (2008)
- [16] C. Rizzo (autor) y L. Fermín (tutor): *Instrumentación de plataforma aérea para navegación autónoma*. Tesis en Ingeniería Electrónica, Universidad Simón Bolívar, (2009)
- [17] Juan Manuel Bogado (autor), Rafael Aracil Santonja, Manuel Ferre Pérez (tutores): *Control bilateral de robots teleoperados por convergencia de estados*. Tesis Doctoral Universidad Politécnica de Madrid, (2007)
- [18] Georgy, Jacques; Noureldin, Aboelmagd; Korenberg, Michael J.; Bayoumi, Mohamed M.: *Low-Cost Three-Dimensional Navigation Solution for RISS/GPS Integration Using Mixture Particle Filter*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, No. 2, pp. 599–615, (2010)
- [19] Samuel Fux (autor), André Noth, Samir Bouabdallah y Janosch Nikolic (supervisores): *Development of a Planar Low Cost Inertial Measurement Unit for UAVs and MAVs*. Tesis de Maestría, Swiss Federal Institute of Technology Zurich ETH, Autonomous Systems Lab, Prof. Roland Siegwart (2008)
- [20] Paul D. Groves: *Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems*. Artech House, GNSS Technology and Application Series, ISBN-13: 978-1-58053-255-6, (2009)
- [21] Mark W. Spong; Seth Hutchinson; M. Vidyasagar: *Robot Modeling and Control*. Wiley, (2005)
- [22] David Titterton y John Weston: *Strapdown Inertial Navigation Technology*. IET Radar, sonar, navigation and avionics series 17, AIAA (American Institute of Aeronautics and Ast; 2da Edición, (2005)
- [23] Mohinder S. Grewal; Lawrence R. Weill, y Angus P. Andrews: *Global Positioning System*. 2da edición, Wiley, (2007)
- [24] David Hoag: *Apollo Guidance and Navigation: Considerations of Apollo IMU Gimbal Lock*. MIT Instrumentation Laboratory Document E-1344, (1963)

- [25] Diebel, James: *Representing Attitude: Euler Angles, Unit Quaternions, and Rotation Vectors*. Stanford University, Stanford, California, (2006)
- [26] N. Maluf y K. Williams: *An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering*. Edición, Artech House Inc., Londres, (2004)
- [27] STMicroelectronics: *Application note Tilt measurement using a low-g 3-axis accelerometer*. Application note AN3182, (2007)
- [28] Kionix: *Tilt-Sensing with Kionix MEMS Accelerometers*. Kionix Application note AN005, (2007)
- [29] Grewal, M.S.; Henderson, V.D.; Miyasako, R.S.: *Application of Kalman filtering to the calibration and alignment of inertial navigation systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, No. 1, pp. 3–13, (1991)
- [30] Mathieu Marmion: *Airborne attitude estimation using a Kalman filter*. Tesis de maestría, The University Centre of Svalbard, Norwegian University of Science and Technology, Polytechnic National Institute of Grenoble, (2006)
- [31] Gebre-Egziabher, D.; Elkaim, G.H.; Powell, J.D.; Parkinson, B.W.: *A gyro-free quaternion-based attitude determination system suitable for implementation using low cost sensors*. IEEE 2000. Position Location and Navigation Symposium, pp. 185-192, (2000)
- [32] Shi, Zhen; Yang, Jie; Yue, Peng; Cheng, Zijian: *Angular Velocity Estimation in Gyroscope-free Inertial Measurement System Based on Unscented Kalman Filter*. 2010 8th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), (2010)
- [33] Trimpe, Sebastian; DÁndrea, Raffaello: *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. pp. 2630–2636, (2010)
- [34] Gebre-Egziabher, D.; Hayward, R.C.; Powell, J.D.: *Design Of Multi-sensor Attitude Determination Systems*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 40, No. 2, pp. 627-649, (2004)
- [35] Kang, Chul Woo; Park, Chan Gook: *Attitude Estimation with Accelerometers and Gyros Using Fuzzy Tuned Kalman Filter*. European Control Conference, Budapest, Hungary, pp. 3713-3718, (2009)
- [36] Georgyl, Jacques; Iqbal, Umar; Noureddin, Aboelmagd: *Quantitative Comparison between Kalman Filter and Particle Filter for Low Cost INS / GPS Integration*. pp. 3713–3718, (2009)
- [37] Mirzaei, F.M.; Roumeliotis, S.I.: *A Kalman Filter-Based Algorithm for IMU-Camera Calibration: Observability Analysis and Performance Evaluation*. IEEE Transactions on Robotics, vol. 24, No. 5, pp. 1143-1156, (2009)
- [38] Huaming Qian; Quanxi Xia; Bo Jiang y Chong Wang: *On modeling of random drift of MEMS gyroscope and design of Kalman filter*. Proc. of the 2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 4355-4360, (2009)

- [39] Mohinder S. Grewal; A. P. Andrews: *Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB*. 3ra Edición, Wiley IEEE-Press, (2008)
- [40] Erick J. Rodríguez-Seda, James J. Troy, Charles A. Erignac, Paul Murray, Dušan M. Stipanović, y Mark W. Spong: *Bilateral Teleoperation of Multiple Mobile Agents: Coordinated Motion and Collision Avoidance*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 18, No. 4, pp. 984–992, (2010)
- [41] J. M. Azorín and O. Reinoso and R. Aracil and M. Ferre: *Control of Teleoperators with Communication Time Delay through State Convergence*. Journal of Robotic Systems, vol. 21, No. 4, pp. 167–182, (2004)
- [42] J. M. Azorín and O. Reinosoa and R. Aracil y M. Ferre: *Generalized control method by state convergence for teleoperation systems with time delay*. Automatica, vol. 40, No. 9, pp. 1575-1582, (2004)
- [43] J. M. Azorín and R. Aracil and J. M. Sabater and M. Ferre and N. M. García and C. Pérez: *Bilateral Control of Different Order Teleoperators*. Springer Tracts in Advanced Robotics, vol. 22, pp. 119–127, (2006)
- [44] J. Barrio and J. M. Azorín and R. Aracil and M. Ferre and J. M. Sabater, J.M.; N. M. García: *Experimental bilateral control by state convergence*. Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS'06, pp. 1127-1132, (2006)
- [45] J. M. Bogado and M. Ferre and R. Aracil and J. M. Azorín and E. M. Fernández and J. Baca: *Transparency Analysis of Bilateral Controllers Based on the Methodology of State Convergence*. Haptics: Perception, Devices and Scenarios - LNCS, vol. 5024, pp. 122–128, Madrid, España, (2008)
- [46] J. M. Azorín and R. Aracil and C. Pérez and N. M. García and J. M. Sabater: *Transparent Bilateral Control for Time-Delayed Teleoperation by State Convergence*. Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA 2008, pp. 643-648, Pasadena, U.S.A., (2008)
- [47] C. Peña and R. Aracil and R. Saltarén: *Teleoperation of a Robot Using a Haptic Device with Different Kinematics*. Haptics: Perception, Devices and Scenarios - LNCS, vol. 5024, pp. 181-186, Madrid, España, (2008)
- [48] Falb, P.; Wolovich, W.: *Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. AC-12, pp. 651-659, (1967)
- [49] Emmanuel Vander Poorten, Takahiro Kanno y Yasuyoshi Yokokohji: *Robust variable-scale bilateral control for micro teleoperation*. 2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 655–662, Pasadena, CA, USA, May 19-23, (2008)
- [50] Amir Haddadi y Keyvan Hashtrudi-Zaad: *A New Robust Stability Analysis and Design Tool for Bilateral Teleoperation Control Systems*. 2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 663–670, Pasadena, CA, USA, May 19-23, (2008)
- [51] Emanuel Stingu y Frank L. Lewis: *A Hardware Platform for Research in Helicopter UAV Control*. Journal of Intelligent and Robotic Systems, vol. 54, pp. 387–406, (2009)

- [52] Whiteman: *Training Apparatus for Remote Control Model Helicopters*. United States Patent, No. 4,917,610 (1990)
- [53] Ben S. Cazzolato: *Quanser 2DOF Heli, VRML (Virtual Reality Model)*. School of Mechanical Engineering, The University of Adelaide, Australia, (2004)
- [54] Damian Pierre Vigouroux Cavolina (autor), Claudia Pérez D' Arpino y Leonardo Fermín (tutores): *Implementación de una Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) para robótica utilizando filtro de Kalman*. Trabajo de Grado en Ingeniería Electrónica, Universidad Simón Bolívar. (2010)
- [55] Gavrilets, Vladislav: *Autonomous Aerobatic Maneuvering of Miniature Helicopter*. Tesis Doctoral, Department of Aeronautics and Astronautics, Massachusetts Institute of Technology, (2003)
- [56] Gillula, Jeremy H; Huang, Haomiao; Vitus, Michael P; Tomlin, Claire J: *Design of Guaranteed Safe Maneuvers Using Reachable Sets : Autonomous Quadrotor Aerobatics in Theory and Practice*. 2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Alaska, USA, pp. 1649–1654, (2010)
- [57] Mohinder Grewal: *Application of Kalman Filtering to GPS, INS, and Navigation*, Course Notes, Kalman Filtering Consultant Associates, Enero, (2010)

Apéndice A

En este apéndice se presenta el resumen de dos artículos de investigación escritos durante el presente trabajo de tesis.

- Pérez-DÁrpino, Claudia; Medina-Meléndez, Wilfredis; Fermín-León, Leonardo; Bogado, Juan Manuel; Torrealba, Rafael R. and Fernández-López, Gerardo. **Generalized Bilateral MIMO Control by States Convergence with Time Delay and Application for the Teleoperation of a 2-DOF Helicopter**. 2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA 2010), pp. 5328-5333. Alaska, 2010.

Este trabajo se presentó de forma oral en la conferencia IEEE International Conference on Robotics and Automation de 2010, cuyos *proceedings* se encuentran en el índice *IEEE Xplorer*. Esta conferencia es el principal evento de la Sociedad IEEE de Robótica (*IEEE Robotics and Automation Society*) y goza del mayor prestigio en esta área de investigación.

El motivo del trabajo es la extensión de la teoría de control por convergencia de estados a sistemas MIMO.

- Claudia Pérez-DÁrpino, Damian Vigouroux, Wilfredis Medina-Meléndez, Leonardo Fermín-León, Rafael R. Torrealba, Juan C. Grieco and Gerardo Fernández-López: **Development of a Low Cost Inertial Measurement Unit for UAV Applications with Kalman Filter based Attitude Determination**.

Este artículo fue enviado a la conferencia 2011 IEEE International Conference on Technologies for Practical Robot Applications para su arbitraje.

El tema del artículo versa sobre el desarrollo de la Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) para UAVs, así como los resultados de la experimentación en la plataforma aerodinámica de 2-GDL y el montaje de la IMU sobre el helicóptero a escala en el laboratorio de análisis de movimiento.

En las siguientes páginas se presentan los resúmenes y primeras páginas de los trabajos mencionados.

Generalized Bilateral MIMO Control by States Convergence with Time Delay and Application for the Teleoperation of a 2-DOF Helicopter

Claudia Pérez-D'Arpino, *Member, IEEE*, Wilfredis Medina-Meléndez, Leonardo Fermín-León, Juan Manuel Bogado, *Member, IEEE*, Rafael R. Torrealba and Gerardo Fernández-López, *Member, IEEE*

Abstract— Bilateral Control by States Convergence is a novel and little exploited control strategy that has been successfully applied to the teleoperation of robotic manipulators using SISO control. Based on the state space representation, the main philosophy of this control strategy consists in achieving convergence of states between the master and the slave, by setting the dynamical behavior of the master-slave error as a states-independent autonomous system. This paper presents a generalization of this strategy to MIMO systems, with time delay in the master-slave communication channels. It is demonstrated how the feedback gains required by the state convergence control schema can be found by solving a set of $((m \times n) + (m \times m) + n)$ nonlinear equations for a system with m inputs, n states and m outputs. Unlike previous research, which has been applied only to manipulators considering 1-DOF for the states-convergence control loop, the extension to the general MIMO case has allowed to apply the technique to the teleoperation of a 2-DOF helicopter. A decoupling network and states-feedback are used for local control, while the states-convergence control manages the bilateral issues. Simulation results are presented, showing a satisfactory performance of the control strategy.

I. INTRODUCTION

A teleoperation system consists in the remote control of a slave robot, which must follow the actions executed by a master robot. Usually, the master robot is manipulated by a human operator, this feat allows to exploit the best performance of every part of the system, by fusing the intelligent planning of the human operator with the advantages of a robotics system, in terms of precision, security, and control. One of the most studied problems in teleoperation has to do with the effects of the time delay that takes place between master and slave in the communications channels. Several techniques have been developed aiming to overcome this important problem, as well as extensive research has been done in the aspect of control, where stability is one of the key issues.

The content of this paper is organized as follows: section II presents a wide review of the state of the art in bilateral control by states convergence, which is useful to specify the context of the problem and its motivation. In Section III, the mathematical core of the proposed MIMO control scheme with time delay is developed. An application of this

This work was supported by the Research and Development Deanship of the Simón Bolívar University.

C. Pérez-D'Arpino, W. Medina-Meléndez, L. Fermín-León, J. M. Bogado, R. R. Torrealba and G. Fernández-López are with the Mechatronics Research Group, Simón Bolívar University, Venezuela {cdarpino, wmedina, lfermin, jbogado, rtorrealba, gfernandez}@usb.ve

control strategy for the teleoperation of a 2-DOF helicopter is designed in section IV, whereas results are presented in section V. Conclusions are stated in section VI.

II. CONTROL BY STATE CONVERGENCE: STATE OF THE ART

Control by state convergence was firstly presented in [1], considering teleoperation systems in which a small time delay affects the master-slave communication channels. Starting from the state space representation of both the master and the slave systems, the method is based on the idea of wanting to achieve convergence between the states of both systems, through the use of feedback gains that must satisfy certain state-convergence conditions. Fig.1 shows the diagram of the system that was proposed in [1], where the mathematical framework for the control by states convergence was established, and a set of needed $(3n+1)$ equations were derived in order to establish the control parameters $\{K_m \in \mathbb{R}^{1 \times n}, K_s \in \mathbb{R}^{1 \times n}, R_s \in \mathbb{R}^{1 \times n}, G_2 \in \mathbb{R}^{1 \times 1}\}$ for the SISO case.

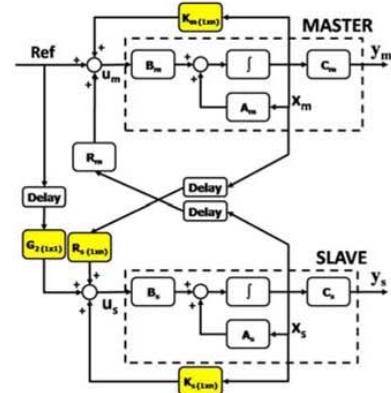


Fig. 1. Control scheme by states convergence for a teleoperation SISO system with time delay

The aforementioned state-convergence conditions arise from the $(n+1)$ constraints that must be specified in order to design the error between states as an autonomous system, whose dynamical response does not depend on X_s , nor on X_m . Also, this method allows to set the dynamical behavior of the error between states using n equations, and the slave dynamics with other n equations. In Fig.1, both systems are controlled by states feedback using $\{K_m, K_s\}$, while the other control parameter $\{R_s\}$ is located in the feedback path

Development of a Low Cost Inertial Measurement Unit for UAV Applications with Kalman Filter based Attitude Determination

Claudia Pérez-D'Arpino, *Member, IEEE*, Damian Vigouroux, Wilfredis Medina-Meléndez, Leonardo Fermín-León, Rafael. R. Torrealba, Juan C. Grieco and Gerardo Fernández-López, *Member, IEEE*
Mechatronics Research Group, Simón Bolívar University, Venezuela

Abstract—This paper presents the development of an inertial measurement unit (IMU) specially designed for unmanned aerial vehicles (UAV) applications. The design was intended to be a low cost solution of high performance for robotic applications using 3-axis accelerometers and 3-axis gyroscopes MEMS sensors. We present simultaneous sampling to avoid the loss of orthogonality of the inertial measurements due to multiplexed data acquisition commonly used in low cost IMUs, as well as anti-aliasing processing. The IMU was implemented in two boards to separate the sensors from the processing hardware in order to be able to use it with different sets of sensors. The sensor fusion algorithm for attitude determination is based on the Kalman Filter. As testing process, the IMU was installed in a 2-DOF helicopter and the results were compared with those obtained from the encoders for the pitch and roll angles. We also present the results of the IMU installed in a T-REX 450 scale helicopter inside a motion analysis laboratory, using a custom-design safety stand that supports the helicopter allowing only its rotational 3-DOF (roll, pitch and yaw movements). Those demanding experiences tested the IMU performance under true UAV conditions and the results exhibited a maximum RMS error of 1.2°.

I. INTRODUCTION

The field of Unmanned Aerial Vehicles (UAV) has experienced a vertiginous growth in recent years. UAV have enormous potential to be used in different areas, ranging from civil applications to homeland security applications, all of which have helped to its development. These vehicles can be used to check the status of high voltage electric transmission lines, search for lost people on harsh environments, and even survey the boundaries between two countries for illegal immigration control.

A lot of UAV projects share a common starting point, they all begun with a remote controlled device and then convert it to an autonomous platform. Among the challenges that need to be faced is the development of an inertial measurement unit, which is required to report the inclination and heading of the vehicle, among other important variables. This information is crucial to perform control over the vehicle, which for example can be used in a helicopter to achieve the hovering flight condition.

Additionally, thanks to the availability of inertial sensors (accelerometers and gyroscopes) fabricated using MEMS technology, low-weight low-cost IMUs can be developed.

This work was supported by the Research and Development Deanship of the Simón Bolívar University.

Paper submitted to IEEE TePRA 2011. E-mail: {cdarpino}@usb.ve

Therefore, currently is a great time to perform research in this area, which not only means to come up with new systems, but also to tune these inertial units and suit them to the requirements of high-performance applications.

The objective of this work was to develop a low-cost IMU for AUV applications as well as the design of test experiments under true UAV conditions in a laboratory framework. The attitude determination algorithm is based on the Kalman Filter. The ideas of modularity, antialiasing, low weight, fast dynamics, and simultaneous sampling are some of the key factor that we took into account in the design, as it is explained in Sec. II. In Sec. III it is shown the hardware implementation, whereas in Sec. IV and Sec. V we show the experiments developed using a 2-DOF helicopter and a scale helicopter inside a motion analysis laboratory.

II. IMU CONCEPTUAL DESIGN

The IMU was design for UAV applications whose characteristics represent a challenging environment for an strap-down IMU. This applications usually present fast dynamics, vibration due to the propeller engines, a wide variety of disturbance and simultaneous movements in all its 6-DOF. The following fundamentals of the design allowed to counteract those problems and to improve the performance of the IMU to be use in multiple types of UAVs. The high level block diagram of the IMU is shown in Fig.1

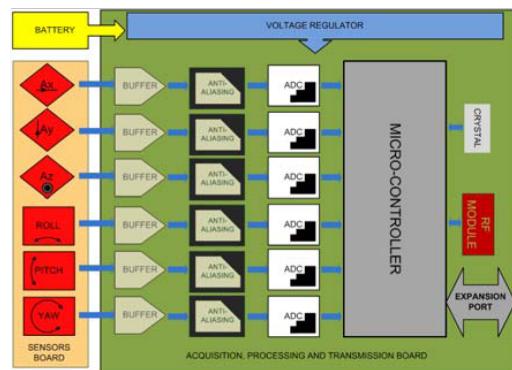


Fig. 1. IMU Block Diagram