



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS PROFESIONALES
COORDINACIÓN DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**IMPLEMENTACIÓN DE UNIDAD DE MEDICIONES INERCIALES (IMU) PARA
ROBÓTICA UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN**

Por:

Damian Pierre Vigouroux Cavolina

**INFORME FINAL DE CURSOS DE COOPERACIÓN EN TÉCNICAS Y
DESARROLLO SOCIAL**

Presentado ante la Ilustre Universidad Simón Bolívar
como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Sartenejas, Octubre de 2010



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS PROFESIONALES
COORDINACIÓN DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**IMPLEMENTACIÓN DE UNIDAD DE MEDICIONES INERCIALES (IMU) PARA
ROBÓTICA UTILIZANDO FILTRO DE KALMAN**

Por:

Damian Pierre Vigouroux Cavolina

Realizado con la asesoría de:
Tutor Industrial: Ing. Claudia Pérez D'Arpino
Tutor Académico: Prof. Leonardo Fermín

**INFORME FINAL DE CURSOS DE COOPERACIÓN EN TÉCNICAS Y
DESARROLLO SOCIAL**

Presentado ante la Ilustre Universidad Simón Bolívar
como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Electrónico

Sartenejas, Octubre de 2010



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR

D E x Decanato de Extensión

Coordinación de Cooperación Técnica y Desarrollo Social

Fecha: 06/0

ACTA DE EVALUACIÓN DEL PERÍODO DE PASANTÍA Abril - Septiembre

TIPO DE PASANTÍA: LARGA INTERMEDIA

Título: *Implementación de Unidad de mediciones iniciales (IMU) para
robotica utilizando Filtro de Kalman*

Apellidos y Nombre del Estudiante: *Vigoroux Cavaliva, Damian Pierre*

Carnet N°: *05-39044*

Carrera: *ING. Electrónica*

CALIFICACIÓN	APROBADO <input checked="" type="checkbox"/>	REPROBADO <input type="checkbox"/>
TUTOR ACADÉMICO	Firma _____ Nombre: <i>Leonardo Fernández</i> C.I. _____	UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR DIVISIÓN DE COOPERACIÓN TÉCNICA Y DESARROLLO SOCIAL DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y MATEMÁTICA Sello de la Coordinación de Cooperación Técnica y Desarrollo Social UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR DIVISIÓN DE COOPERACIÓN TÉCNICA Y DESARROLLO SOCIAL DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y MATEMÁTICA Sello de la Coordinación de Cooperación Técnica y Desarrollo Social UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR DIVISIÓN DE COOPERACIÓN TÉCNICA Y DESARROLLO SOCIAL DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y MATEMÁTICA Sello de la Coordinación de Cooperación Técnica y Desarrollo Social VALIDACIONES (Firmas de los miembros)
TUTOR INDUSTRIAL	Firma _____ Nombre: <i>CLAUDIA Pérez D'Arpino</i> C.I. _____	
JURADO	Firma _____ Nombre: <i>GERARDO FERNANDEZ</i> C.I. _____	

Artículo 15 Parágrafo único Reglamento de los Cursos en Cooperación: Cuando el jurado examinador considera que es igualmente que el trabajo realizado por el pasante es EXCEPCIONALMENTE BUENO, lo hará constar en forma razonada en el Acta. *UNAÑHELENTE Consideramos que sobre todo se han cumplido los objetivos iniciales; se ha producido una publicación internacional. El tema aborda el nivel de pregrado; los resultados se interrumpen en otros etapas del proyecto en condiciones extremas de medida.*

Note: En caso de inasistencia del Tutor Industrial, el jurado examinador quedará conformado por el Tutor Académico y Jurado, y se solicitará al estudiante la evaluación del Tutor Industrial como referencia, en este caso favor colocar No-Presente en el Acta

Patrón de Cooperación y Desarrollo Social

Santa Fe, Baruta, Edif. Ciclo Básico 1, piso 1, Tel: (0212) 936 3378 Fax: (0212) 936 3379
e-mail: coord-ccod@usb.ve http://www.ccod.coop.usb.ve



UNIVERSIDAD SIMÓN BOLÍVAR
DECANATO DE ESTUDIOS PROFESIONALES
COORDINACIÓN DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Implementación de Unidad de Mediciones Inerciales (IMU) para Robótica Utilizando Filtro de Kalman

INFORME FINAL DE CURSOS DE COOPERACIÓN EN TÉCNICAS Y DESARROLLO SOCIAL
presentado por:
Damian Pierre Vigouroux Cavolina, 05-39044

Tutor Industrial: Ing. Claudia Pérez D'Arpino
Tutor Académico: Prof. Leonardo Fermín

RESUMEN

En este trabajo se aborda el desarrollo de una Unidad de Mediciones Inerciales o IMU (del Inglés *Inertial Measurement Unit*) que permite realizar estimaciones de la inclinación y la orientación de la plataforma que la transporta. Por modularidad, el dispositivo se divide en dos tarjetas, una de sensores inerciales y otra de adquisición, procesamiento y transmisión de datos. Se realizan dos versiones de la tarjeta de sensores, ambas con el mismo tipo de acelerómetro, pero con giróscopos de diferentes rangos ($120^{\circ}/s$ y $500^{\circ}/s$). En cuanto a la tarjeta de adquisición, se implementan 6 canales de acondicionamiento cada uno con un ADC dedicado, lo que permite muestrear simultáneamente los 6 sensores inerciales a una frecuencia de 510 Hz con 12 bits de resolución, que equivale a tomar 3,06 kSPS en total. Se utiliza el microcontrolador Propeller, de 32 bits con 8 unidades de procesamiento a 80 MHz, para dirigir el proceso de adquisición, procesamiento y transmisión de las muestras. El sistema cuenta con un módulo Bluetooth Clase 1 para la comunicación inalámbrica entre la IMU y una computadora remota. Se implementa en LabVIEW® un algoritmo de fusión sensorial basado en el filtro de Kalman discreto, donde se estiman los ángulos de Euler (*Roll*, *Pitch* y *Yaw*) en tiempo real, y son mostrados usando una imagen 3D del helicóptero.

Palabras clave: Acelerómetro, Filtro de Kalman, Fusión Sensorial, Giróscopo, Muestreo Simultáneo, Procesamiento Digital de Señales, Unidad de Mediciones Inerciales.

Sartenejas, Octubre de 2010

*...A mi madre,
para que nunca olvides
que hasta en los momentos más difíciles
¡la vida sigue siendo bella!*

AGRADECIMIENTOS

Qué difícil agradecer sin caer en lugares comunes. No quisiera que el sentimiento que me invade se pierda en el tiempo, por falta de originalidad en la forma en que lo expreso. Disculpen, damas y caballeros agradecidos, si no logro descifrar la combinación exacta, en el orden perfecto, de estas formas sobre papel, para despertar en ustedes ese "yo no se que" que nos crispa la piel y nos colma de grandeza por un efímero momento. Hoy digo por todos ustedes "He logrado esta meta" ¡Muchas gracias a todos!

Madre, que diferente habría sido todo si no hubieses luchado por mi, cuando ese bandido intentó arrebatarme de tus brazos en el hospital, teniendo sólo unas horas de nacido. Tu carácter guerrero, tu coraje y tu instinto maternal, me salvaron de un destino incierto. Desde ese día, has luchado por mi bienestar y por ofrecerme las mejores oportunidades. Gracias por cada gota de sudor, cada lágrima, y cada gota de sangre que has derramado por mí. Hoy puedo decir "Soy" , gracias a ti.

Padre, gracias por haber sido un gran ejemplo en mi vida. Has demostrado entereza, compromiso, constancia, y amor por tus hijos a un grado que no he visto en otra persona desde que tengo uso de razón. Por ti, hoy puedo decir "*Es un buen tipo mi viejo*".

Viviana, has estado a mi lado desde que me preparaba para ingresar a la Simón. Desde ese entonces, has tolerado con mucha paciencia mi compromiso con mis metas. No me cabe la menor duda de que sin ti a mi lado, no me hubiese podido concentrar en mis estudios al nivel en que lo hice, y por lo tanto, muchas de mis victorias hoy serían derrotas. Desde que has sido mi novia he enfrentado los problemas pensando "*Ya he ganado*" lo que me ha permitido pelear sin el peso de la expectativa.

Tías Lorena y Patricia, hoy recuerdo cómo me ayudaban a hacer los dibujos, que me pedían en el colegio para las carteleras. Desde niño aprendí con ustedes el valor de compartir. Gracias por cuidarme y preocuparse por mí como un hijo propio. Hoy digo "*No estoy solo*", gracias a ustedes.

Abuelos, el orgullo que siento cuando pienso en ustedes me motiva todos los días. Quisiera poder ser al menos la mitad de perseverante, luchador e incansable de lo que han sido ustedes para construir la familia que hoy nos colma de felicidad. Hoy los veo y pienso "*Espero lograr algo así*",

Mi familia, nos une los lazos más fuertes que pueden existir entre seres humanos. Juntos formamos un equipo, por eso quiero que sepan que mis logros son también sus logros. Para todos ustedes mis profundos agradecimientos y mi mensaje "*Ánimos y por sobretodo, ¡Unión!*".

Claudia Pérez D'Arpino, gracias por apostar por mí durante todo este proyecto. Por tu compromiso y dedicación, siempre tuve todas las herramientas necesarias para desarrollar al máximo mis ideas. Gracias a ti, hoy puedo decir "*Que gran experiencia*".

ÍNDICE GENERAL

INTRODUCCIÓN	1
1. Grupo de Investigación y Desarrollo en Mecatrónica USB	4
1.1. Mecatrónica	4
1.2. Descripción del grupo	6
1.2.1. Misión	7
1.2.2. Visión	7
1.3. Proyecto Beagle	8
1.3.1. Helicópteros a escala	8
1.3.2. Helicóptero de dos grados de libertad	9
1.3.3. Estructuras de seguridad	10
2. Instrumentación Para Unidad de Mediciones Inerciales	12
2.1. Unidad de Mediciones Inerciales	12
2.1.1. Sensores para IMU	13
2.1.1.1. Acelerómetro	14
2.1.1.2. Giróscopo	16
2.1.1.3. Brújula ó Magnetómetro	21
2.1.2. Sistemas de coordenadas	22
2.1.2.1. Transformaciones de rotación entre sistemas de coordenadas	24
2.2. Adquisición y procesamiento de señales	25
2.2.1. Seguimiento de una señal analógica: <i>Buffers</i>	26
2.2.2. Filtros <i>switched capacitors</i>	26
2.2.3. Digitalización de una señal	27
2.2.3.1. Discretización	27
2.2.3.2. Cuantificación	29

2.2.3.3. Conversores Análogo - Digital	30
2.2.4. Efecto <i>aliasing</i> y filtros analógicos	33
2.3. Procesamiento digital de señales	34
2.3.1. Filtros (FIR)	35
2.4. Indicadores de calidad de un canal de adquisición, THD y THD+N	35
3. Fusión Sensorial para IMU	37
3.1. Fusión sensorial	37
3.2. Fusión sensorial para una IMU	39
3.2.1. Medición de inclinación con un acelerómetro de tres ejes	41
3.2.2. Medición de la inclinación y la orientación con un giróscopo de tres ejes	43
3.2.3. Filtro Complementario	44
3.2.4. Filtro de Kalman	45
3.2.4.1. Reseña histórica	47
3.2.4.2. Filtro de Kalman discreto	47
3.2.4.3. Filtro de Kalman implementado en la IMU	51
4. Estado del Arte en Unidad de Mediciones Inerciales	55
4.1. IMUs comerciales	55
4.1.1. <i>Systron Donner Inertial</i>	55
4.1.2. <i>Crossbow Technology Inc.</i>	56
4.1.3. <i>Xsens Technologies</i>	57
4.1.4. <i>Analog Devices</i>	58
4.1.5. <i>Sparkfun Electronics</i>	58
4.2. Investigaciones universitarias en IMUs	59
4.2.1. <i>Swiss Federal Institute of Technology Zurich (ETH)</i>	59
4.2.2. Antecedentes en el GID-Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar	60

5. Arquitectura de la IMU	62
5.1. Especificaciones de diseño	62
5.2. Arquitectura de la IMU	64
5.3. Selección de los componentes	65
5.3.1. Sensores	66
5.3.1.1. Tarjeta de Sensores 1 (TS1)	66
5.3.1.2. Tarjeta de Sensores 2 (TS2)	69
5.3.2. Amplificadores	72
5.3.3. Filtros capacitores conmutados	73
5.3.4. Conversores análogo digital	73
5.3.5. Microcontrolador	74
5.3.5.1. Arquitectura del Propeller	76
5.3.5.2. Lenguajes de programación del Propeller	78
5.3.6. Módulos de comunicación inalámbrica	80
5.4. Diseño de los circuitos	84
5.4.1. Circuito de la Tarjeta de Sensores 1 (TS1)	84
5.4.2. Circuito de la Tarjeta de Sensores 2 (TS2)	85
5.4.3. Circuito de la Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión (TAPT)	86
5.5. Arquitectura de los protocolos de comunicación	91
5.5.1. Protocolo 1	91
5.5.2. Protocolo 2	92
6. Implementación de la IMU	93
6.1. Hardware	93
6.1.1. Tarjetas de sensores	93
6.1.2. Tarjeta de adquisición	96
6.1.2.1. Circuitos de alimentación	96
6.1.2.2. Amplificadores	96
6.1.2.3. Filtro de capacitores conmutados	98

6.1.2.4. Conversor ADC	99
6.1.2.5. Propeller [®] de Parallax	101
6.1.2.6. Pruebas con el lenguaje SPIN	102
6.1.2.7. Circuito de prueba en el protoboard	103
6.1.2.8. Implementación del Circuito en baquelita	104
6.1.3. Módulos de comunicación inalámbrica	106
6.1.3.1. Xbee [®] -Pro Series 2	106
6.1.3.2. Bluetooth [®] Clase 1	107
6.1.4. Resumen de las Características Físicas	108
6.2. Software	109
6.2.1. Adquisición con Propeller [®]	109
6.2.1.1. Inicializaciones de la IMU	110
6.2.1.2. Ajuste automático de la frecuencia de corte de los filtros	110
6.2.1.3. Adquisición simultánea de los ADCs	112
6.2.1.4. Envío de datos con el Protocolo 1	113
6.2.2. Comunicación con LabVIEW [®]	113
6.2.2.1. Recibir una trama de 9 bytes	113
6.2.2.2. Decodificación de los datos	115
6.2.2.3. Determinación de la calidad del canal de adquisición	116
6.2.3. Calibración	123
6.2.3.1. Método alternativo: variación de sensibilidad para los acelerómetros	123
6.2.3.2. Método final: optimización de una función de costo	125
6.2.3.3. Implementación de la calibración en LabVIEW	135
6.2.4. Fusión sensorial basada en el filtro de Kalman	137
6.2.4.1. Primeras aproximaciones al filtro de Kalman	138
6.2.4.2. Caracterización de los sensores para el filtro de Kalman	139
6.2.4.3. Implementación <i>off-line</i> en MATLAB [®]	140
6.2.4.4. Implementación <i>on-line</i> en LabVIEW [®]	148

CONCLUSIONES	155
RECOMENDACIONES	157
TRABAJOS FUTUROS	159
APORTES	160
REFERENCIAS BIBLIGRÁFICAS	163
APÉNDICE A: Códigos de los programas desarrollados	I
A.1. Función principal del microcontrolador en la IMU	II
A.2. Inicialización de los puertos del microcontrolador	III
A.3. Generación de señal de reloj de los filtros	III
A.4. Adquisición simultánea de una muestra de los 6 ADCs	IV
A.5. Ensamblado de bytes y de la trama para la comunicación	V
A.6. Envío de bytes según el protocolo	VI
A.7. Programa para el cálculo de la THD+N en MATLAB	VI
A.8. Calibración de la referencia en MATLAB	VII
A.9. Cálculo de la integral punto a punto de una señal en MATLAB	VIII
A.10. Estimación de una constante “ruidosa” usando Kalman en MATLAB	IX
A.11. Filtrado <i>moving average</i> en MATLAB	IX
A.12. Filtro de Kalman Angular en MATLAB	X
A.13. Simplificación de la notación matricial de Kalman usando <i>syms</i> de MATLAB	XI

ÍNDICE DE TABLAS

1.1. Comparación de los modelos de helicópteros disponibles en el GID de Mecatrónica	9
2.1. Registro de aproximaciones sucesivas para un ADC de 8 bits. Se muestra la salida (D) y el estado del RAS $Q_7 - Q_0$	32
2.2. Atenuación mínima en la banda de rechazo de un filtro Butterworth de orden N	33
3.1. Vectores y matrices utilizados en el filtro de Kalman discreto	49
3.2. Notación especial de espacio de estados usada en el filtro de Kalman. Adaptación Tabla 1.3 de [36]	49
3.3. Parámetros de los diferentes modelos de sistema para los filtros de Kalman.[36]	50
3.4. Resumen de las matrices para el filtro de Kalman Angular	54
4.1. Resumen de las características ofrecidas por las IMUs mencionadas anteriormente. Para facilitar la interpretación de los datos se colorea la celda de la mejor opción en azul, y la de la peor opción en rojo.	61
5.1. Principales especificaciones de diseño de la IMU. Se comienza con (★) las características de diseño adicionales que se propusieron durante el desarrollo del presente trabajo	63
5.2. Resumen de sensores utilizados en la TS1	67
5.3. Rango y sensitividad del acelerómetro según las señales <i>g-Select</i>	67
5.4. Resumen de sensores utilizados en la TS2	69
5.5. Rango de voltajes esperados para los diferentes sensores	71
5.6. Características importantes de los amplificadores (VDD=3,3V-VSS=0V)	72
5.7. Características de interés de los filtros <i>switched capacitors</i> considerados.	73
5.8. Conversores Análogo a Digital considerados para la digitalización de las señales	74
5.9. Características más importantes de los microcontroladores pre-seleccionados	75
5.10. Directivas del lenguaje SPIN y códigos para el control de los <i>cogs</i> [46]	79

5.11. Macros definidos en la librería <i>propeller.h</i> , diseñados para el manejo de múltiples cogs en lenguaje C y bajo el compilador ICCV <i>Prop</i>	80
5.12. Resumen de la respuesta en frecuencia de los sensores	80
5.13. Características de interés de los módulos de comunicación inalámbricos considerados	83
5.14. Código de colores utilizado en los diagramas de conexiones de este trabajo	84
5.15. Componentes utilizados en la TS1 junto a sus señales de entrada y salida	84
5.16. Componentes utilizados en la TS2 junto a sus señales de entrada y salida	85
5.17. Componentes principales de la fuente de poder de la IMU	86
5.18. Componentes utilizados en la TS2 junto a sus señales de entrada y salida	88
 6.1. Caracterización del conversor ADS7816, Vref = 3,3V, Resolución ADC = 8,05E-4 V	99
6.2. Comparación de precio de los circuitos para el Propeller	101
6.3. Resumen de las características de peso y tamaño de la IMU	108
6.4. Resumen de la THD+N para diferentes frecuencias	119
6.5. Sesgo de los acelerómetros por el método de variación de sensitividad	125
6.6. Resumen de las constantes de calibración para las dos tarjetas de sensores. Para calibrar una medición primero se le debe restar el <i>bias</i> (V) y luego se multiplica por la constante de calibración correspondiente	134
6.7. Implementación en MATLAB de las matrices del Kalman Angular	141
6.8. Implementación en MATLAB de los Vectores del Kalman Angular	142
6.9. Error RMS entre la referencia de ángulo y los diferentes estimadores	143
6.10. Error RMS entre la referencia de tasa de giro y los diferentes estimadores	144
6.11. Ecuaciones de actualización de tiempo sin uso de notación matricial	145
6.12. Ecuaciones de actualización de medición sin uso de notación matricial	146

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1.	Mecatrónica como integración de diversas ingenierías	4
1.2.	Principales mecanismos de manipulación robótica. De izquierda a derecha, coordenadas <i>cartesianas, cilíndricas y esféricas</i>	5
1.3.	(a) Motor DC - 2500 RPM. (b) Sensor de distancia ultrasónico[3]	5
1.4.	Esquema de control de velocidad para un vehículo[4]	6
1.5.	(a) Spirit, uno de los dos robots exploradores que aterrizó en Marte en Enero de 2004. (b) El robot de entretenimiento Sony AIBO, uno de los primeros en ser producidos en masa [2]	6
1.6.	Logo del grupo de Mecatrónica USB, GID-38	7
1.7.	Foto tipo catálogo de Trex-450 [20]	9
1.8.	Helicóptero de 2-DOF fabricado por Quanser®	10
1.9.	Helicóptero Trex-450 en estructura de seguridad de 3-DOF	11
1.10.	Helicóptero Trex-450 en estructura de seguridad de 6-DOF	11
2.1.	Unidad de Mediciones Inerciales, avión de la agencia estadounidense NOAA [5]	12
2.2.	Control automático de trayectoria balística basado en giróscopo de momentum angular	13
2.3.	Giróscopos Micro-maquinados, diseñados y fabricados en <i>UCI Microsystems Laboratory</i>	13
2.4.	Acelerómetro piezoelectrónico [12]	14
2.5.	Acelerómetro MEMS de efecto piezoelectrónico [7]	15
2.6.	Acelerómetro capacitivo de bulto micromaqinado. La masa inercial en el medio forma un electrodo móvil para un circuito de capacitancia diferencial variable [9]	16
2.7.	Ilustración de la estructura básica de la familia de acelerómetros ADXL. Desplazamientos de la masa inercial son medidos capacitivamente mediante dos juegos de electrodos estacionarios[9]	16
2.8.	Ilustración de un giróscopo mecánico convencional y los tres grados de libertad angulares que puede medir[9]	17

2.9. Giróscopos de Aro de LASER con circuito óptico de geometría triangular. Configuración usada para medir velocidades angulares en tres ejes de rotación ortogonales [10]	18
2.10. Principio de funcionamiento de los giróscopos de aro de LASER	19
2.11. Sensor de tasa de rotación de <i>Silicon Sensing Systems</i> [9]	20
2.12. Sensor velocidad angular basado en masa vibratoria [9]	21
2.13. Sensor de velocidad angular, arquitectura <i>Tuning Fork</i> [9]	21
2.14. Ilustración del principio de funcionamiento de un magnetómetro MEMS. El imán permanente se orienta según B, mueve un juego de electrodos, lo que se percibe como una variación de la capacitancia con un circuito electrónico (no mostrado)	22
2.15. Aplicaciones con necesidad de orientación espacial. Las rotaciones respecto a los ejes (<i>x</i>), (<i>y</i>) y (<i>z</i>) son conocidas como <i>roll</i> , <i>pitch</i> y <i>yaw</i> , respectivamente [13]	23
2.16. Resultado de aplicar una rotación (R_0^1) sobre un espacio de dos dimensiones	24
2.17. Esquema de adquisición y procesamiento de señales utilizado en este proyecto	25
2.18. Rango de voltajes de salida para diferentes tipos de amplificadores. (a) <i>Dual Supply</i> (b) <i>Single Supply</i> (c) <i>Rail to Rail</i> (d) Amplificador Ideal	26
2.19. Capacitor conmutado, elemento básico de los filtros <i>switched capacitors</i>	26
2.20. Representación gráfica de una secuencia en tiempo discreto: $x[n]$	27
2.21. Ilustración del proceso de discretización ideal en el dominio temporal	28
2.22. Ilustración del proceso de discretización ideal en el dominio frecuencial	28
2.23. Cuantificación de una señal continua en tiempo y amplitud	29
2.24. Curva característica del cuantificador utilizado en la Figura 2.23	30
2.25. Esquema de un conversor A/D paralelo de n bits	31
2.26. Esquema de un conversor A/D por aproximaciones sucesivas	32
2.27. Respuesta en frecuencia: (a) Filtro <i>antialiasing</i> ideal, (b) Filtro <i>antialiasing</i> realizable	33
3.1. Esquema general del proceso de fusión sensorial para N fuentes de información	37
3.2. Plataforma robótica humanoide <i>Bunny-Bot</i> , ejemplo de fusión multisensorial.[25]	38
3.3. Ilustración de las principales variables estimables de una plataforma móvil utilizando una unidad de mediciones inerciales	39
3.4. Ilustración del proceso de fusión sensorial entre una IMU y un DGPS	40

3.5. Fusión sensorial entre acelerómetro, giróscopo y magnetómetro para estimación de $(\theta_x, \theta_y, \theta_z, \dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y, \dot{\theta}_z)$	41
3.6. Sistemas de referencia base (X_b, Y_b, Z_b) , móvil (X_m, Y_m, Z_m) y vector de gravedad. Adaptación de la figura 1 en ref.[32]	42
3.7. Esquema del proceso de fusión sensorial basado en un filtro complementario	45
3.8. Ilustración de funcionamiento del filtro de Kalman	45
3.9. Efecto del filtro de Kalman en la estimación de un estado X; representación gráfica de la ecuación 3.15. Adaptación de la figura 4.11 en [13]	46
3.10. Descomposición del filtro de Kalman IMU en tres filtros de Kalman Angulares	51
3.11. Ilustración del modelo de transición de estados para el filtro de Kalman Angular	52
4.1. (a) IMU-SDI500, fabricada por Systron Donner Inertial (b) Avión caza de la Real Fueza Aerea Británica que utiliza la IMU-SDI500 [26]	56
4.2. (a) IMU 440 fabricada por Crossbow (b) Aplicación de IMU 440 en transporte civil [28]	57
4.3. IMU miniatura <i>MTi</i> junto al Sistema de movimiento humano 3D <i>MVN BIOMECH</i> [27]	57
4.4. IMU de la serie iSensor® de <i>Analog Devices</i> [29]	58
4.5. IMU 6 Degrees of Freedom v4 de <i>Sparkfun Electronics</i> con capacidad Bluetooth® [30]	59
4.6. IMU plana de bajo costo desarrollada en ETH, Zurich [31]	60
4.7. Antecedente de IMU en el GID-Mecatrónica USB [19]	60
5.1. Diagrama de bloques de la unidad de mediciones iniciales	64
5.2. Esquema del canal de adquisición para un sensor cualquiera de la IMU	65
5.3. Acelerómetro MMA6271Q usado en la TS1	68
5.4. LPR503AL, giróscopo MEMS en tarjeta de desarrollo Sparfun	69
5.5. Tarjeta <i>Triple Axis Accelerometer Breakout</i> , que lleva el chip MMA7261Q	70
5.6. Giróscopo para <i>Pitch</i> y <i>Roll</i> de ± 500 °/s, IDG-500	70
5.7. IXZ-500, giróscopo plano de dos ejes (<i>Roll</i> y <i>Yaw</i>)	71
5.8. Ilustración de la arquitectura del Propeller®	77

5.9.	Diagrama de ejecución de un código SPIN que utiliza múltiples <i>cogs</i> [47]	78
5.10.	Módulo XBee®-Pro Series 2 para comunicación inalámbrica	82
5.11.	Módulo Bluetooth® Clase 1 para comunicación inalámbrica	83
5.12.	(a) Pines del acelerómetro (b) Pines del giróscopo (c) Conector <i>molex</i> (d) Diagrama de conexiones	85
5.13.	(a) Pines del acelerómetro (b) Pines del giróscopos <i>Roll</i> y <i>Pitch</i> (c) Pines del giróscopos <i>Roll</i> y <i>Yaw</i> (d) Interruptor doble, <i>molex</i> y resistencia (e) Diagrama de conexiones de la TS2	86
5.14.	(a) Op. amp. como seguidor de voltaje (b) Conversor de niveles de voltaje	87
5.15.	Diagrama de conexiones (a) Filtros <i>switched capacitors</i> (b) ADCs muestreo simultáneo	87
5.16.	Diagrama de conexiones de la Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión (a) Etapa de alimentación (b) Canal de adquisición, procesamiento y transmisión de los sensores	89
5.17.	Esquemático de la TAPT exportado directamente desde el programa Eagle®	90
5.18.	Arquitectura del protocolo 1 de comunicaciones	92
6.1.	Efecto de carga producido por la punta de prueba del osciloscopio en la salida de un sensor	94
6.2.	Tarjeta de Sensores 1, ambas caras	94
6.3.	Tarjeta de Sensores 2, ambas caras	94
6.4.	Vista superior y frontal de las tarjetas de sensores. Izquierda, TS1. Derecha, TS2	95
6.5.	Tarjetas de sensores con sus ejes de medición. Izquierda: TS1. Derecha: TS2	95
6.6.	Imagen detenida del osciloscopio en dos escalas de voltaje diferentes, ambas puntas en acoplamiento CA. Canal 1: Tierra. Canal 2: Salida del inversor	96
6.7.	Imágenes del osciloscopio digital. Canal 1: Señal sinusoidal del generador. Canal 2: Salida del TL084 como seguidor	97
6.8.	Imágenes del osciloscopio digital. Canal 1: Señal sinusoidal del generador. Canal 2: Salida del TL084 como seguidor	97
6.9.	Amplitud de la respuesta en frecuencia de un TLC04 con $f_{clock} = 10kHz$. Líneas punteada son constantes a -3dB y 200 Hz	98
6.10.	Pantalla del osciloscopio digital. Canal 1: Señal de reloj de los filtros. Canal 2: Señal sinusoidal a la salida. (a) Entrada a 240 Hz (b) Entrada a 1.58 KHz	98

6.11. Diagrama de temporización del ADS7816	99
6.12. Imágenes del osciloscopio. (a) Señales de control del ADS7816: apagado (SHDN) y de reloj (CLK) (b) Dato en formato serial (D0) y señal de reloj	100
6.13. Mediciones de voltaje con el ADC vs. valor medido con multímetro	100
6.14. (a) Módulo de desarrollo <i>Prop Stick</i> (b) Propeller con componentes <i>Through hole</i> . Los recuadros enumerados corresponden a: Regulador 3,3V (1) EEPROM 32k (2) Conversor USB-Serial (3) Propeller (4) Cristal 5MHz (5)	101
6.15. (a) Programa multi-cog en SPIN (b) Circuito de prueba del programa multi-cog (c) Imagen del osciloscopio, señal de control de los LEDs	102
6.16. Prototipo de la unidad de mediciones iniciales. Sensores (izquierda), buffers (centro-arriba), filtros (centro-abajo), ADCs (arriba-derecha), módulo Prop-Stick (abajo-derecha)	103
6.17. Implementación en baquelita de la TAPT con identificación de partes	104
6.18. Vista superior e inferior de la TAPT	105
6.19. Datos recibidos en la computadora usando comunicación basada en Xbee.	107
6.20. Datos recibidos en la computadora usando comunicación basada en Bluetooth.	107
6.21. Vista superior y frontal de la IMU usando la Tarjeta de Sensores 1	108
6.22. Vista superior y frontal de la IMU usando la Tarjeta de Sensores 2	109
6.23. Esquema de la función principal del software del Propeller	110
6.24. Algoritmo para el ajuste automático de la frecuencia de corte de los filtros a partir de la frecuencia de muestro	111
6.25. Relación entre el tope de la cuenta (cuentamax) y el periodo de la señal de reloj generada	111
6.26. Algoritmo de adquisición acompañado del diagrama de temporización del ADS7816. (D1,D2...,D6) Pines de salida de los ADCs. CLK y SHDN son el reloj y el apagado, comunes para todos los chips	112
6.27. Programa recibir_protocolo.vi, utilizado para recibir una trama de N bytes delimitada por los caracteres de inicio (0xFF) y de fin (0xFC). Se utiliza el carácter de escape (0xF0) junto con un identificado (0x0F, 0x00, 0x0C) para transmitir los datos cuyos valores coincidan con alguno de los caracteres especiales	114
6.28. Sub-VI de recepción serial según el protocolo 1. (a) Especificación de pines. (b) Modo de uso para recibir los datos de la IMU	115

6.29. Decodificación de los 9 bytes recibidos en una trama del protocolo 1 de la IMU	115
6.30. Período de muestreo indicado en la señal SHDN de los ADCs	116
6.31. Elapsed-Time, Express-VI de LabVIEW. (a) Conexión en el programa (b) Especificación de conexiones según la ayuda de LabVIEW	117
6.32. Configuración del hardware para la determinación de THD+N	118
6.33. Espectro para señal de entrada sinusoidal de 250 Hz. TDH+N = 0.35	118
6.34. Distorsión Armónica Total más Ruido del Sistema de Adquisición de la IMU	119
6.35. (a) Señal de 25Hz (b) Señal de 50Hz (c) Señal de 75Hz	120
6.36. (a) Señal de 100 Hz (b) Señal de 125Hz (c) Señal de 150Hz	121
6.37. (a) Señal de 175Hz (b) Señal de 200Hz (c) Señal de 225Hz	122
6.38. Salida acelerómetro de la TS1 para varias sensitividades	124
6.39. Salida acelerómetro de la TS2 para varias sensitividades	124
6.40. Esquema de funcionamiento de la herramienta de calibración	125
6.41. Herramienta de calibración y tarjeta de sensores 1	126
6.42. Montaje para la calibración de los sensores. Izquierda, instrumento de calibración y tarjeta de sensores. Centro-fondo, tarjeta de adquisición. Derecha, computadora corriendo el programa de adquisición en LabVIEW	126
6.43. (a) Curva del error RMS entre la señal del potenciómetro y la referencia (b) Resultado de la calibración del instrumento	127
6.44. Ilustración de una tarjeta de sensores ubicada en el sistema de calibración. Se señala el único grado de libertad ofrecido por dicha plataforma, el ángulo θ . También se muestran las dos orientaciones de la TS usadas para la calibración de cada eje	128
6.45. Calibración acelerómetro TS1, eje "Z" con un rango de 6 g. Señales obtenidas durante el proceso de optimización del error RMS	129
6.46. Superficie de error RMS obtenida durante la calibración del acelerómetro de la TS1, eje "Z" con un rango de 6 g	129
6.47. Calibración acelerómetro TS2, eje "Y" con un rango de 1.5 g	130
6.48. Superficie de error RMS obtenida durante la calibración del acelerómetro de la TS2, eje "X" con un rango de 2 g	130
6.49. Calibración acelerómetro TS1, eje " X " con un rango de 4g. El circulo en la figura de la izquierda es ampliado a la derecha para que se pueda observar claramente la señal de referencia	130

6.50. Calibración del eje “Z” del giróscopo TS2. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo	131
6.51. Superficie de error RMS para calibrar <i>Roll</i> de la TS2	132
6.52. Calibración del eje “Y” del giróscopo TS1. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo	132
6.53. Calibración del eje “Z” del giróscopo TS1. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo	133
6.54. Calibración del eje “X” del giróscopo TS2. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo	133
6.55. Sub-vi creado en LabVIEW para calibrar las mediciones. (a) Descripción de conexiones (b) Uso específico dentro del programa principal de la IMU	135
6.56. Diagrama de bloques del sub-vi de LabVIEW desarrollado para calibrar las mediciones de los sensores. El caso en particular que se muestra es el de la tarjeta de sensores 1 con el acelerómetro en un rango de 6 g	136
6.57. Medición de la posición angular de la tarjeta según el potenciómetro (referencia), un acelerómetro y un giróscopo	137
6.58. Filtro de Kalman usado para estimar una constante	138
6.59. Filtro de Kalman usado para estimar una recta	139
6.60. Histogramas del error de los sensores. (a) Error de un giróscopo (b) Error de un acelerómetro	140
6.61. (a) Acondicionamiento de señal de referencia de ángulo. (b) Versión ampliada	140
6.62. Primeros segundos de la estimación de un ángulo con el filtro de Kalman <i>off-line</i> en MATLAB. (Sector circular ampliado a la derecha)	142
6.63. Vista ampliada de las estimaciones en instantes de tiempo avanzados	143
6.64. Curvas de error para la estimación de un ángulo usando el filtro de Kalman	143
6.65. Estimación de la derivada de un ángulo con el Filtro de Kalman <i>off-line</i> en MATLAB	144
6.66. Curvas de error para la estimación de la tasa de giro con el Filtro de Kalman <i>off-line</i> en MATLAB	144

6.67. Resultados obtenidos al usar el filtro de Kalman sin matrices en MATLAB	147
6.68. Instrumento Virtual desarrollado en LabVIEW para el aplicar el filtro de Kalman Angular en vivo	148
6.69. Diagrama de bloques del instrumento virtual desarrollado en LabVIEW (kalman1.vi) con el que se estima un ángulo y su derivada en un instante de tiempo dado	149
6.70. Esquema de implementación del “ Filtro de Kalman para IMU ”, donde se estiman los tres grados de libertad angulares y sus respectivas derivadas temporales (<i>Roll, Pitch, Yaw, Roll, Pitch, Yaw</i>)	150
6.71. Ángulo <i>Roll</i> , estimado en tiempo real en la prueba #1	151
6.72. Ángulo <i>Pitch</i> , estimado en tiempo real en la prueba #1	151
6.73. Ángulo <i>Yaw</i> estimado con Kalman, estimado en tiempo real en la prueba #1	152
6.74. Ángulo <i>Roll</i> , estimado en tiempo real en la prueba #2	152
6.75. Ángulo <i>Pitch</i> , estimado en tiempo real en la prueba #2	153
6.76. (a) Ángulo <i>Roll</i> , prueba #3 (b) Ángulo <i>Pitch</i> , prueba #3 (c) Ángulo <i>Roll</i> , prueba #4 (d) Ángulo <i>Pitch</i> , prueba # 4	153
6.77. (a) Instrumento Virtual desarrollado en LabVIEW para producir la imagen aproximada de un helicóptero en 3D (b) Generación de imágenes de helicópteros 3D con los ángulos de Kalman y de los acelerómetros	154
6.78. Imagen del helicóptero en 3D para varios ángulos de Euler	154
7.79. Instrumentos virtuales desarrollados en este proyecto	160
7.80. IMU instalada en el módulo de desarrollo Quanser 2-DOF	161
7.81. Helicóptero con IMU instalada durante la realización de pruebas en el laboratorio de análisis de movimiento	161
7.82. Conferencia en Tecnologías para Aplicaciones Robóticas Prácticas (TPRA)	162

INTRODUCCIÓN

Motivación

En la actualidad el área de plataformas robóticas móviles se encuentra en constante desarrollo. La meta principal es reemplazar a los seres humanos que realizan labores peligrosas por máquinas capaces de hacer el trabajo en una forma más segura y eficiente. Algunos ejemplos de estas tareas arriesgadas son la detección y seguimiento de incendios forestales, labores de búsqueda y rescate en zonas de alto riesgo como mar abierto y acantilados, inspección y diagnóstico de problemas en líneas de transmisión eléctrica, entre otros.

En este sentido existen dos tendencias, una en donde el ser humano juega un papel protagónico guiando a la plataforma en todo momento y otra que busca disminuir al máximo la intervención del hombre, limitando su responsabilidad al diseño de planes macro de acción. La primera (teleoperación) plantea utilizar a los robots como una extensión del espacio de acción de la persona que los dirige a distancia. La segunda (robótica autónoma) concibe a los robots como entes autodeterminados que comperan entre sí, y hasta con seres humanos, para lograr un objetivo común definido por un operador maestro.

Sea cual sea el caso, resulta imprescindible contar con instrumentos de navegación precisos capaces de reportar las variables necesarias para aplicar control sobre la plataforma. La afirmación anterior es más evidente cuando se consideran los helicópteros a escala a control remoto, o cualquier otra plataforma voladora guiada a distancia, también llamadas MAV (del Inglés *Manned Aerial Vehicle*). En este caso, el operador se basa esencialmente en sus sentidos de la vista y la audición para estimar la distancia entre él y la nave, la altura, la inclinación y la velocidad de la misma.

En el caso de una MAV no instrumentada, como lo es el helicóptero descrito anteriormente, el teleoperador sólo cuenta con sus sentidos para decidir qué comandos enviar a través de su control remoto. Un problema de este tipo de sistemas, es que para funcionar aceptablemente dependen de que exista una línea de vista directa entre la plataforma y la persona que la maneja, por lo que cualquier obstáculo (como nubes, árboles, etc.) afectará las estimaciones. Si la diferencia entre las variables estimadas y las reales superase un umbral máximo de tolerancia, entonces las acciones de control terminarían llevando a la nave a estados no deseados, teniendo como consecuencia la pérdida del rumbo y, eventualmente, hasta de la plataforma misma en algún accidente. Por lo tanto, para asistir al operador en su labor, se puede dotar a la nave de sensores de altitud, brújulas y giróscopos que reporten sus mediciones a una estación terrena encargada de mostrar el estado aproximado del robot.

Cuando se trata de plataformas autónomas es imprescindible contar con una red de sensores que reporten los estados del sistema a una unidad de procesamiento, para que ésta determine la señal

de control, se la envíe a los actuadores y se cierre así el lazo. Hoy en día esto es posible gracias a los avances en una tecnología denominada MEMS (del Inglés *Mico Electro-Mecanical Systems*) que ha logrado disminuir el tamaño y el peso de los sensores que conforman estas unidades de medición, y ha hecho posible que las mismas se puedan transportar en pequeñas plataformas como helicópteros a escala.

Todo lo anterior muestra lo importante que resultan las unidades de mediciones iniciales en sistemas que requieren navegación. En particular, el grupo de investigación y desarrollo (GID) de Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar cuenta con proyectos activos en el área de plataformas robóticas no tripuladas, tales como: un submarino, dos helicópteros y varios carros autónomos. En todos los casos, existe la necesidad de contar con una IMU capaz de reportar las medidas de posición y velocidad de la plataforma. Sin embargo las IMUs comerciales de la calidad requerida por estos proyectos son costosas (500-10.000 \$ U.S.D) pesadas (500-700 g) y se presentan al usuario como cajas negras, en donde las señales han sido procesadas con ciertos filtros desconocidos y no se dispone del momento preciso de la adquisición de las medidas.

Objetivos

Objetivos Generales

Desarrollar una unidad de mediciones iniciales de bajo costo, que pueda ser utilizada en diferentes aplicaciones robóticas y que utilice algoritmos de fusión sensorial basados en el filtro de Kalman para la estimación de la inclinación y la orientación.

Objetivos Específicos

1. Recopilar la información sobre el estado del arte en: sistemas de instrumentación para naves no tripuladas, fusión sensorial, filtro de Kalman, procesamiento de señales digitales, sistemas de navegación inercial, unidad de mediciones iniciales (IMU, Inertial Measurement Unit).
2. Estudiar y documentar los principios de funcionamiento de los sensores utilizados en la IMU diseñada previamente en el grupo de mecatrónica. Así como estudiar sus prestaciones para las diferentes plataformas del grupo.
3. Determinar el microcontrolador más adecuado para utilizar como centro de procesamiento de la IMU onboards, evaluando el Propeller y el freescale.
4. Configurar el ambiente de programación del microcontrolador seleccionado.

5. Implementar un prototipo de IMU que sirva como maqueta de prueba para el proyecto, donde se integre los sensores, ADCs y microcontrolador.
6. Programar el sistema de muestreo para acelerómetros y giróscopos. Utilizando el microcontrolador y los sensores.
7. Desarrollar la interfaz de usuario para interpretación de los datos suministrados por la IMU.
8. Diseñar e Implementar un algoritmo de fusión sensorial basado en Filtro de Kalman para la estimación de posición y velocidad de la plataforma robótica.
9. Redactar informe final de pasantía.

Estructura del libro

Este libro fue organizado buscando hacer su lectura lo más fluida posible, para ello se describe siempre por adelantado el contexto y los fundamentos teóricos sobre los que se basa cada sección técnica. En primer lugar, se le presenta al lector una descripción del GID de Mecatrónica y del proyecto promotor de la investigación que aquí se expone, denominado *Beagle Project*. Seguidamente, en el capítulo 2 se hace un recorrido por los temas relacionados con la instrumentación de unidades de mediciones inerciales, donde se describe qué es una IMU y en qué sensores se basa. Luego, en el capítulo 3 se aborda la teoría general de fusión sensorial y se expone su aplicación a unidades de mediciones inerciales. En el capítulo 4 se muestra el estado de la técnica, para ello se analizan las soluciones disponibles en el mercado y las investigaciones más avanzadas en este tema. En los capítulos 5 y 6 se muestra la arquitectura e implementación de la IMU, respectivamente. Por último, se exponen las conclusiones más importantes, se presentan algunas recomendaciones pertinentes, se proponen varios trabajos futuros y se nombran los aportes más significativos.

CAPÍTULO 1

Grupo de Investigación y Desarrollo en Mecatrónica USB

1.1. Mecatrónica

El término mecatrónica fue inventado por un ingeniero Japonés en 1969, como una combinación de “meca” de mecánica y “trónica” de electrónica. Sin embargo, la palabra hoy en día tiene un significado más amplio, al ser usada para describir una filosofía en ingeniería en donde hay una integración coordinada, y desarrollo concurrente, de ingeniería mecánica con electrónica y control inteligente por computadora en el diseño y manufactura de procesos y productos.[2]

La forma en que se combinan las diferentes ingenierías para dar origen a la disciplina de mechatrónica se puede comprender mejor gráficamente. En la Figura 1.1 se observa que sólo las aplicaciones que fusionan las ingenierías Mecánica, Electrónica, en Control e Informática deben ser considerados dentro del área de mechatrónica.

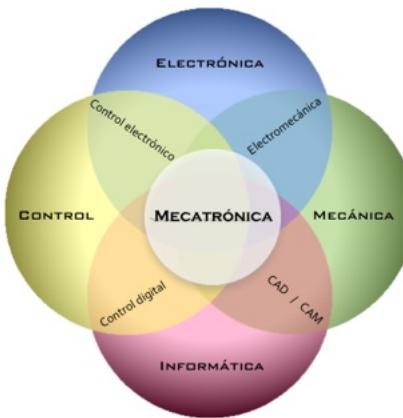


Figura 1.1: Mecatrónica como integración de diversas ingenierías

En mechatrónica se busca desarrollar aplicaciones que interactúen y modifiquen el medio físico en el que funcionan. La Ingeniería Mecánica interviene en el diseño de las estructuras, los engranajes, las uniones, etc., basándose en principios físicos. Por ejemplo, al momento de desarrollar un robot

para ensamblar un producto, es necesario considerar las variables como el peso de la pieza y el torque máximo requerido en las diferentes articulaciones.

En la Figura 1.2 se pueden observar los principales mecanismos de manipulación robótica. La selección de los parámetros de diseño es responsabilidad del área de mecánica. Aunque todos ellos poseen tres grados de libertad, necesarios para ubicar a una partícula en el espacio, dependiendo de la aplicación se selecciona el más adecuado.

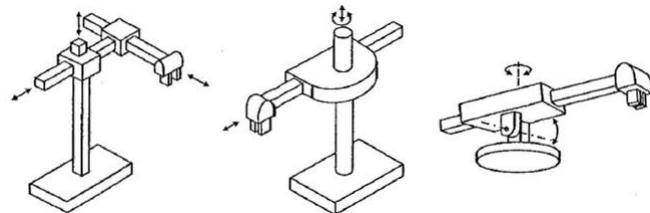


Figura 1.2: Principales mecanismos de manipulación robótica. De izquierda a derecha, coordenadas *cartesianas, cilíndricas y esféricas*

Fundamentalmente, la electrónica se encarga de estudiar y desarrollar dos tipos de dispositivos: los que transforman energía eléctrica en energía mecánica, conocidos como actuadores, y los que se usan para producir señales eléctricas a partir de estímulos físicos o químicos, denominados sensores. Los motores eléctricos, como el de la Figura 1.3, están entre los actuadores más comunes en la industria. Adicionalmente, en la misma figura, se observa un sensor de distancia basado en ultrasonido.

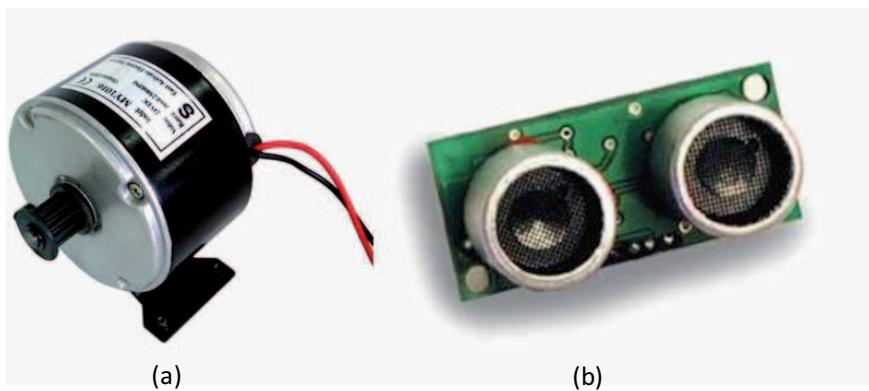


Figura 1.3: (a) Motor DC - 2500 RPM. (b) Sensor de distancia ultrasónico[3]

Por otro lado, el término Control se refiere al uso de algoritmos y retroalimentación para lograr que un sistema sea estable y se comporte en la forma deseada. Algunos ejemplos son los sistemas de retroalimentación en amplificadores electrónicos, controladores de punto de operación en procesos químicos, entre otros. Los sistemas de control, como el de la Figura 1.4, dependen de sensores y actuadores para intercambiar estímulos con el sistema que gobiernan y así poder regularlo.

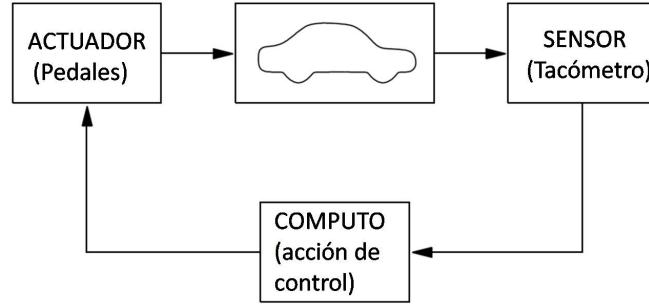


Figura 1.4: Esquema de control de velocidad para un vehículo[4]

Como se observa en la Figura 1.4, existe un bloque de cómputo que determina la acción de control para actuar sobre la planta. En la actualidad, sistemas computarizados se encargan de estas tareas. El estudio de los componentes como microprocesadores, memorias, compuertas lógicas, entre otros dispositivos, es el papel que juega la Ingeniería Informática dentro de la mecatrónica.

Por todo lo anterior, se puede decir que un sistema mecatrónico moderno no es simplemente un matrimonio entre las ingeniería Electrónica y Mecánica, como fue pensado al momento en que se concibió el término en 1969, y es más que sólo un sistema de control computarizado; es una integración completa de todos ellos en donde hay un enfoque concurrente en el diseño [2]. En la Figura 1.5, muestran algunos de los sistemas mecatrónicos actuales más avanzados de su clase.

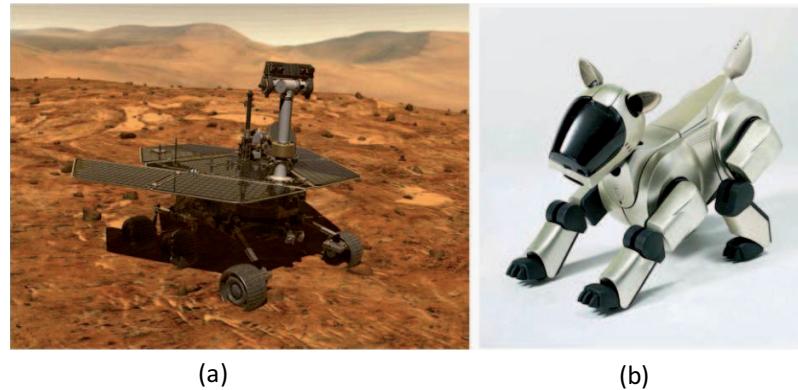


Figura 1.5: (a) Spirit, uno de los dos robots exploradores que aterrizó en Marte en Enero de 2004. (b) El robot de entretenimiento Sony AIBO, uno de los primeros en ser producidos en masa [2]

1.2. Descripción del grupo

Dentro de la Universidad Simón Bolívar existen diversas organizaciones que dedican sus esfuerzos en la búsqueda del conocimiento. Una de éstas es el Grupo de Investigación y Desarrollo en Mecatrónica (GID-38) el cuál está adscrito al Decanato de Investigación y Desarrollo de la Universidad Simón Bolívar. En la Figura 1.6 se muestra el logo oficial de la agrupación.



Figura 1.6: Logo del grupo de Mecatrónica USB, GID-38

Esta agrupación está integrada por profesores titulares, ayudantes académicos, ayudantes de investigación, estudiantes de postgrado y estudiantes de pregrado que hacen vida en la Universidad Simón Bolívar. Todos trabajando en diversos proyectos que, por lo general, fusionan más de una disciplina en ingeniería. Por lo tanto, sus miembros son profesionales o estudiantes de diversas carreras, tales como Ingeniería Electrónica, Ingeniería Mecánica, Ingeniería Informática, Ingeniería en Computación, entre otras.

1.2.1. Misión

Realizar actividades de Investigación y Desarrollo Tecnológico de Excelencia, a Nivel Nacional e Internacional, en Sistemas Mecatrónicos en general, con especial énfasis en Robótica de aplicaciones especiales y sus áreas afines; empleando, integrando y desarrollando técnicas avanzadas en Control, Ingeniería de Software y Diseño Electrónico y Mecánico.[1]

1.2.2. Visión

Ser un grupo de investigación y desarrollo de primer nivel, de reconocido prestigio internacional, de referencia especialmente en Venezuela y en Iberoamérica, en las áreas de sistemas mecatrónicos y robótica de aplicaciones especiales.

Para ello sus miembros publican y publicarán en revistas especializadas ampliamente reconocidas, en congresos de primer nivel, y realizarán proyectos de desarrollo tecnológico de relevancia, con financiamiento nacional e internacional.[1]

1.3. Proyecto Beagle

Una de las áreas mas importantes de investigación en el grupo de Mecatrónica son los robots móviles autónomos y teleoperados. Dentro de ella se desarrollan proyectos que utilizan diferentes plataformas tales como: un submarino para inspección de oleoductos, varios vehículos con ruedas para el estudio de sistemas inteligentes cooperativos, un hexápedo para reconocimiento de terrenos irregulares y un helicóptero autónomo a escala para la inspección de líneas eléctricas de alto voltaje. Esta última plataforma es el centro de un amplio proyecto denominado *Beagle Project*, el cual por su elevado nivel de complejidad ha sido, y sigue siendo, el promotor de nuevas investigaciones como la que se expone en este libro.

Entre los trabajos realizados en el marco del proyecto, se ha desarrollado un control bilateral para un helicóptero de dos grados de libertad basado en la teoría de Control por Convergencia de Estados, una estrategia novedosa que ha sido usada exitosamente en la teleoperación de manipuladores robóticos. Partiendo de esa teoría se ha estado trabajando en su extensión a sistemas tipo MIMO [38], para así poder aplicarlo a plataformas como el helicóptero a escala. Actualmente se realizan trabajos para el mejoramiento del algoritmo y su implementación en plataformas a tiempo real [18].

En cuanto a los trabajos previos en el proyecto se puede resaltar la construcción de un primer prototipo de unidad de mediciones iniciales realizado como parte de una tesis de pregrado en [19]. Adicionalmente, se hicieron consideraciones sobre la instrumentación del helicóptero y se simularon las señales de mando generadas por el control remoto para actuar sobre los motores de la nave, entre otras cosas.

En el presente se están llevando a cabo otros proyectos a nivel de pregrado orientados a cubrir necesidades del proyecto *Beagle*. Por un lado, en el área de diseño mecánico, se está realizando el dibujo de una estructura de seguridad que permita sujetar al helicóptero de forma tal que éste pueda rotar en tres ejes de libertad alrededor de su centro de gravedad. Otra pasantía corta tiene como objetivo diseñar un módulo DGPS (del Inglés *Differential Global Positioning System*) para obtener mediciones de posición de un móvil con precisión de centímetros. Por último, se está realizando una interfaz en NI LabVIEW® para adquirir las medidas de los acelerómetros y giróscopos de un control de la consola Wii de Nintendo ® y poder usarla como herramienta alternativa en la calibración de la IMU expuesta en este libro.

1.3.1. Helicópteros a escala

El grupo de investigación dispone de dos helicópteros a escala modelos Trex-450 y Trex-600. Entre ellos existen algunas diferencias, principalmente de tamaño y capacidad de carga, como se apunta en la Tabla 1.1. Debido a la diferencia de peso, dimensiones físicas y capacidad de carga,

ambos helicópteros presentaran dinámicas diferentes lo cual es bastante útil al momento de estudiar el desempeño de los sistemas desarrollados en el grupo, ya que se pueden poner a prueba en diferentes plataformas. Sin embargo, también tienen similitudes en cuestiones como la señalización de control y el número de motores, lo que hace posible que los sistemas de automatización sean intercambiables.

Tabla 1.1: Comparación de los modelos de helicópteros disponibles en el GID de Mecatrónica

Parámetro/Modelo	Trex-450	Trex-600
Longitud (mm)	650	1200
Altura (mm)	228	405
Diámetro del rotor principal (mm)	700	1350
Diámetro del rotor de cola (mm)	150	240
Capacidad de carga (g)	620-680	3000-3200

En la Figura 1.7 se puede observar una foto tipo catálogo de un Trex-450. Este modelo ha sido el más usado en los experimentos del grupo, ya que por tener menor peso y tamaño que el Trex-600, es más maniobrable y menos peligroso.



Figura 1.7: Foto tipo catálogo de Trex-450 [20]

1.3.2. Helicóptero de dos grados de libertad

Los helicópteros se caracterizan por ser sistemas muy complejos debido a que su relación entrada salida es no lineal, son estructuras de seis DOF (del Inglés *Degrees Of Freedom*) y presentan acoplamiento de estados. Por tal motivo, desarrollar directamente algoritmos para su control representa una tarea sumamente complicada, lo que ha motivado al grupo a utilizar una plataforma

de pruebas fabricada por Quanser® para realizar investigaciones preliminares en un sistema conocido. Además de las similitudes entre dicha plataforma y un helicóptero a escala, las cuales se pueden apreciar en la Figura 1.8, ambas plantas comparten características de comportamiento, con la diferencia fundamental que el sistema Quanser® posee sólo dos grados de libertad.

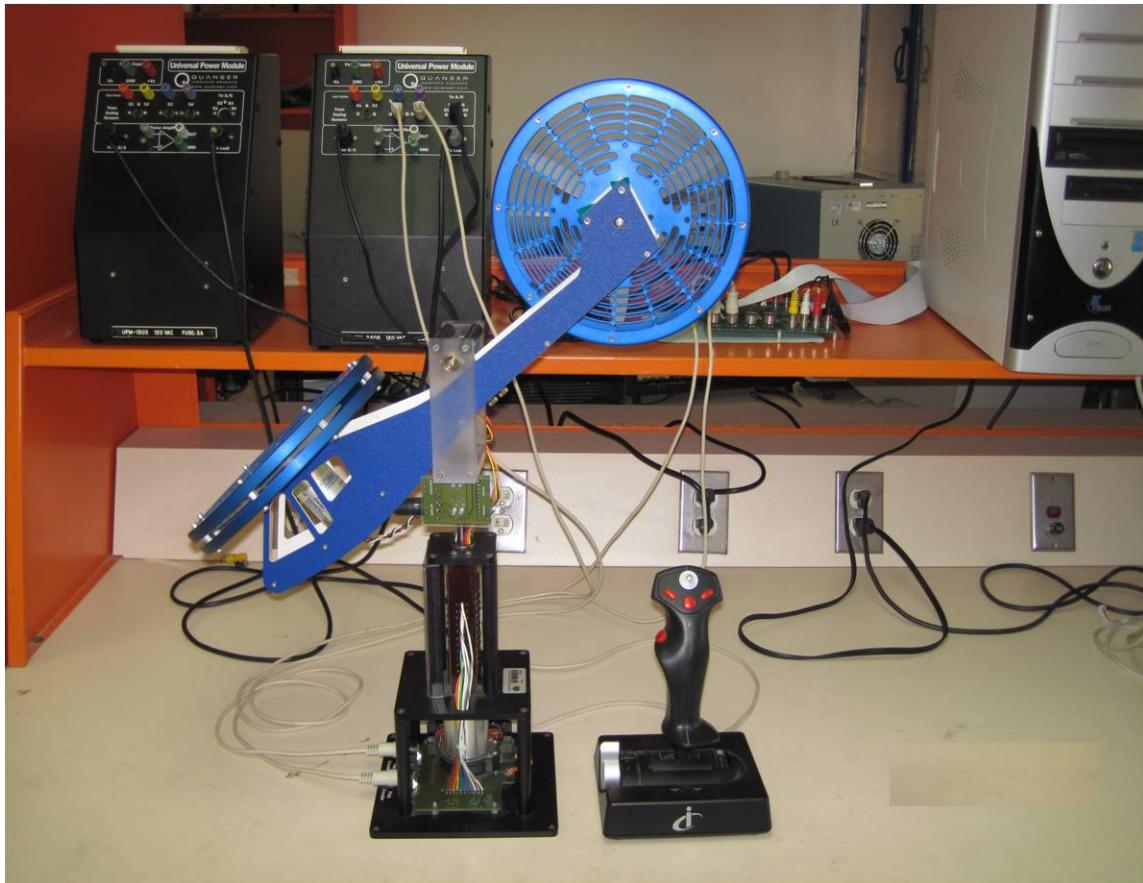


Figura 1.8: Helicóptero de 2-DOF fabricado por Quanser®

1.3.3. Estructuras de seguridad

Una vez superadas las pruebas en el helicóptero de dos grados de libertad, el próximo paso es adaptar los controladores a un helicóptero real. Para poder realizar ésto en un ambiente seguro y controlado, el grupo de mecatrónica dispone de dos estructuras de seguridad. La primera de ellas, mostrada en la Figura 1.9, fue diseñada para evitar translaciones significativas del helicóptero en las direcciones ($\vec{1x}$, $\vec{1y}$, $\vec{1z}$) mientras se le permite realizar rotaciones limitadas sobre esos mismos ejes.



Figura 1.9: Helicóptero Trex-450 en estructura de seguridad de 3-DOF

La otra estructura de seguridad ofrece la posibilidad de adaptar una parte del sistema rotatorio de la Figura 1.9 a un juego de rodamientos que habilitan las translaciones. Como se puede observar en la Figura 1.10, esta estructura cuenta con un conjunto de paralelos metálicos y unos topes de goma espuma amarillos encargados de confinar al helicóptero a su espacio de pruebas.



Figura 1.10: Helicóptero Trex-450 en estructura de seguridad de 6-DOF

CAPÍTULO 2

Instrumentación Para Unidad de Mediciones Inerciales

2.1. Unidad de Mediciones Inerciales

En su forma más simple, el término Unidad de Mediciones Inerciales se refiere a un dispositivo que mide la posición y la orientación en el espacio de la nave que la transporta. En la Figura 2.1, el cilindro plateado es una IMU, la cual está adherida a una cámara de alta resolución en un avión de la NOAA (del Inglés *National Oceanic and Atmospheric Administration*) utilizada para el levantamiento de mapas topográficos.



Figura 2.1: Unidad de Mediciones Inerciales, avión de la agencia estadounidense NOAA [5]

Aunque en la actualidad las unidades de mediciones inerciales tienen varios usos civiles, como ocurre con la mayoría de los adelantos científicos, sus orígenes son militares. Las primeras IMU fueron creadas para guiar misiles, orientar submarinos y aviones de combate, entre otras aplicaciones bélicas.

2.1.1. Sensores para IMU

Las unidades de mediciones iniciales actuales dependen de diferentes sensores como acelerómetros, giróscopos y magnetómetros para combinar sus mediciones en forma inteligente y realizar estimados de posición, orientación, velocidad lineal y angular. Intuitivamente, mientras más sensores diferentes se disponga, más precisas serán las estimaciones de las variables de interés.

Las primeras IMUs no contaban con tantos sensores, en la Figura 2.2 se observa un control automático para dirigir misiles balísticos basado en un giróscopo de momentum angular. Este sistema fue desarrollado por científicos rusos durante los años de 1970.

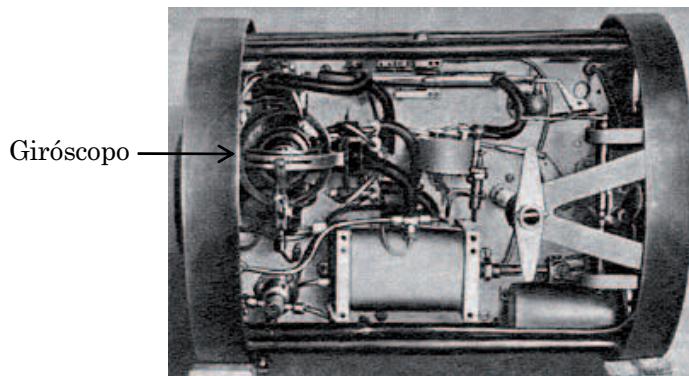


Figura 2.2: Control automático de trayectoria balística basado en giróscopo de momentum angular

En general, las dimensiones de estos sensores varían según el tipo de principio físico y técnica de construcción con la que son elaborados. Por un lado existen algunos instrumentos de gran precisión y rango de medición, como el giróscopo de la Figura 2.2, que no dependen de baterías para su funcionamiento y son altamente confiables. Las desventajas principales de éstos son su peso y su tamaño, que le restan portabilidad. Por otro lado, hay sensores de menor precisión, que dependen de baterías, pero que son mucho más fáciles de transportar. Estos dispositivos tienen la forma de un chip, como los mostrados en la Figura 2.3, debido a que son desarrollados con microingeniería, una tecnología muy parecida a la usada para producir circuitos integrados.

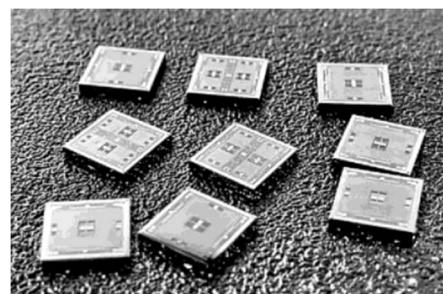


Figura 2.3: Giróscopos Micro-maquinados, diseñados y fabricados en *UCI Microsystems Laboratory*

Según Banks[6], la Microingeniería se define como las técnicas, tecnologías y prácticas relacionadas con la fabricación de estructuras y dispositivos con dimensiones en el orden de los micrómetros. Un uso de esta rama de la Ingeniería en Materiales es el desarrollo de los llamados Sistemas Micro-Electromecánicos o MEMS (del Inglés *Micro Electromechanical Systems*). Los MEMS son dispositivos construidos con Microingeniería que convierten en energía eléctrica cualquier otro tipo de energía, y se basan principalmente en su estructura mecánica tridimensional para su operación.[6]

Según Frost[8], la investigación sobre MEMS comenzó a fines de la década de los 60, pero los primeros dispositivos MEMS comerciales aparecieron recién a principios de los 90, utilizados en la industria automotriz como detectores de colisión para la implementación de *air bags*. Posteriormente en la misma década, otras industrias comenzaron a reconocer el potencial de esta tecnología para reducir los costos y las dimensiones de los sistemas. Por ejemplo, en la industria médica, se suele emplear un sensor de presión MEMS para supervisar la presión sanguínea del paciente.

A continuación se explican los principales sensores usados en las IMUs, mostrando en detalle aquellos cuyo costo y dimensiones físicas se ajustan a los requerimientos del proyecto en cuestión: los sensores tipo MEMS.

2.1.1.1. Acelerómetro

Como su nombre lo sugiere, un acelerómetro es un aparato que mide aceleraciones. Existen diferentes técnicas utilizadas para lograrlo, entre las más comunes se encuentra el uso de sistemas masa-resorte combinados con mediciones de capacitancia, sensores piezoelectricos que miden la presión ejercida por una masa inercial (como el mostrado en la Figura 2.4) y hasta algunos que utilizan la convección térmica natural del aire.



Figura 2.4: Acelerómetro piezoelectrónico [12]

Gracias a las tecnologías MEMS, mencionadas anteriormente, diferentes arquitecturas han sido implementadas en dispositivos micrométricos. A continuación se muestran algunas de las configuraciones usadas en estos aparatos miniatura.

Acelerómetro MEMS basado en sensor piezoeléctrico

Como se observa en la Figura 2.5, se utiliza una masa relativamente libre (llamada masa inercial) fijada a la estructura principal por una pequeña pieza que hace las veces de pivote. A medida que la estructura es acelerada, la masa tiende a oponerse a cambiar su estado debido a su inercia, lo que ejerce presión sobre los contactos piezoeléctricos, generando así una señal proporcional a la aceleración (dentro de un cierto rango de operación).

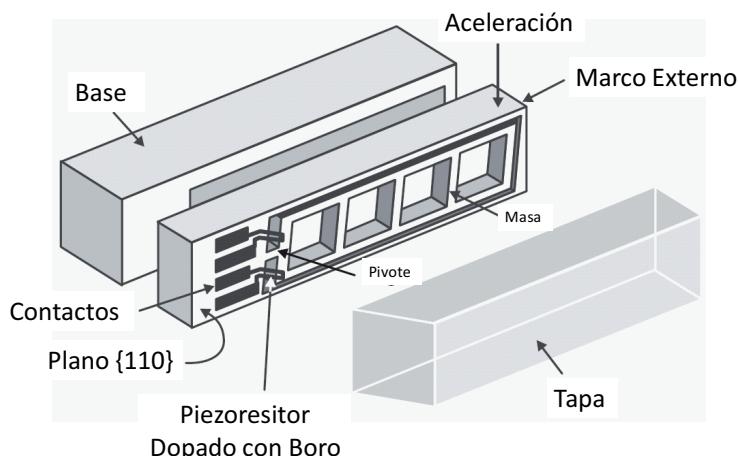


Figura 2.5: Acelerómetro MEMS de efecto piezoeléctrico [7]

Acelerómetro MEMS basado en sistema masa-resorte y sensor diferencial de capacitancia

Tal como lo señala la ecuación 2.1, la capacitancia es una propiedad eléctrica determinada principalmente por la geometría del elemento capacitivo. En esta fórmula, “ A ” es el área transversal de los electrodos, “ d ” la distancia entre ellos y “ ε ” la permitividad eléctrica del material. En la Figura 2.6 se observa un dispositivo micromaqinado que utiliza un cuerpo aferrado al marco de una estructura mediante soportes elásticos, los cuales permiten el desplazamiento de una masa dentro un rango limitado. Este movimiento produce un cambio en la capacitancia medida entre dos pares de electrodos, cuyos resultados se combinan en forma diferencial para obtener mayor precisión.

$$C = \frac{A\varepsilon}{d} \quad (2.1)$$

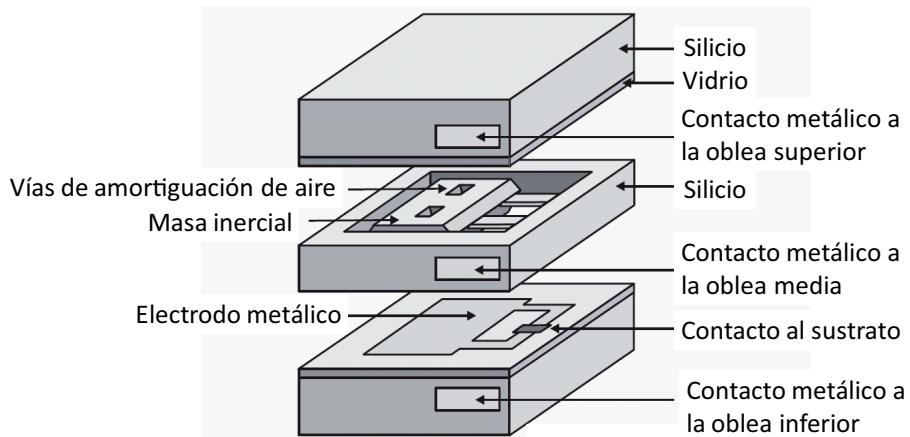


Figura 2.6: Acelerómetro capacitivo de bullo micromáquinado. La masa inercial en el medio forma un electrodo móvil para un circuito de capacitancia diferencial variable [9]

Acelerómetro MEMS basado en sistema masa-resorte y múltiples sensores de capacitancia

En la Figura 2.7 se puede observar otra estructura diseñada para medir aceleración basada en la medición simultánea de seis sensores capacitivos. Al moverse el marco sobre el cual descansa la masa inercial se produce un desplazamiento relativo entre los electrodos, lo que genera un cambio en la capacitancia.

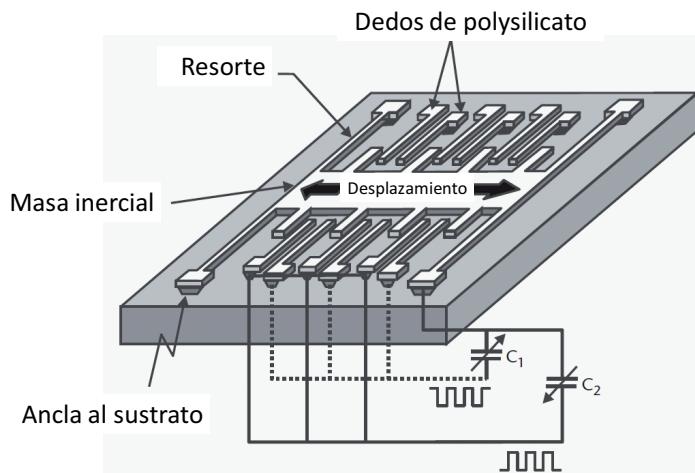


Figura 2.7: Ilustración de la estructura básica de la familia de acelerómetros ADXL. Desplazamientos de la masa inercial son medidos capacitivamente mediante dos juegos de electrodos estacionarios[9]

2.1.1.2. Giróscopo

En general, giróscopo es un sensor que mide la tasa de rotación de un objeto. El nombre "giróscopo" fue originado por Léon Foucault, combinando las palabras griegas "gyros" que quiere

decir rotar con “skopeein” que significa observar, durante la realización de sus experimentos para medir la rotación de la Tierra.[7]

Giróscopos de momentum rotatorio

Los primeros giróscopos, utilizaban una rueda con momentum rotatorio montada sobre una estructura mecánica que les permitía moverse libremente en tres direcciones angulares, tal como se observa en la Figura 2.8 . Sin embargo, este tipo de giróscopo tiene varias desventajas. Por un lado, su precisión deriva del elevado momento angular que es proporcional a la gran masa de la rueda libre, su tamaño sustancial y su elevada velocidad de giro. Esto, por sí mismo, limita el uso de este tipo de giróscopo en dispositivos pequeños; el momentum angular de una rueda libre miniatura es minúsculo[9]. Por otro lado, la fricción que se produce en los cojinetes va transformando lentamente la energía cinética rotacional en energía térmica, lo que indica que es necesario un elemento externo para energizar la rueda libre si se requieren periodos prolongados de operación.

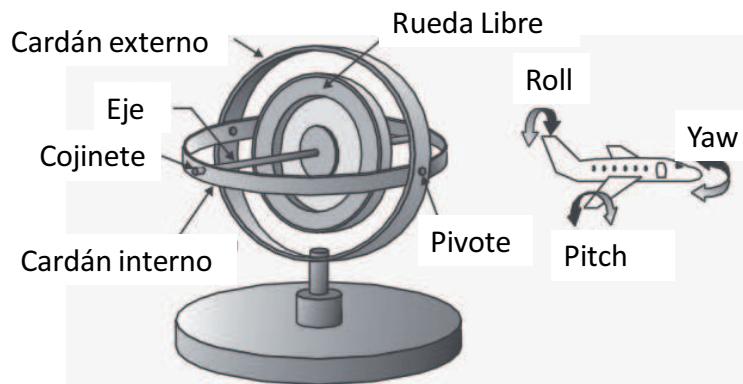


Figura 2.8: Ilustración de un giróscopo mecánico convencional y los tres grados de libertad angulares que puede medir[9]

Giróscopos de anillo LASER

Estos dispositivos pueden medir velocidades angulares con gran exactitud y precisión. Los giróscopos, de dos y tres ejes de medición, basados en tecnología LASER disponibles comercialmente, como el mostrado en la Figura 2.9, son usados en aplicaciones de alto desempeño como estabilización de aeronaves, barcos y submarinos. En [11], se describe las ventajas que ofrece esta tecnología, en comparación con los giróscopos de momentum rotatorio.

- No tienen partes móviles
- Diseño simple, generalmente menos de 20 componentes

- Muy robustos, insensibles a vibraciones g y g^2
 - Rango dinámico amplio ($>10^9$)
 - La salida es inherentemente digital y TTL compatible
 - Tasa de actualización elevada
 - Confiables. Larga duración
 - No requieren mantenimiento (*Fit & Forget*)
 - Errores debido a polarización muy pequeños ($< 0,5^\circ/\text{sec}$)



Figura 2.9: Giróscopos de Aro de LASER con circuito óptico de geometría triangular. Configuración usada para medir velocidades angulares en tres ejes de rotación ortogonales [10]

Los requerimientos fundamentales para construir este tipo de instrumentos es un haz de LASER y un circuito óptico cerrado. Para esto se suele utilizar formas geométricas convencionales, como triángulos, cuadriláteros y circunferencias. De éstas, las primeras dos utilizan espejos en sus secciones angulares para reflejar el haz de luz y hacerlo circular a través de la cavidad. Por su parte, se utiliza fibra óptica para las geometrías circunferenciales, tal como se muestra en la Figura 2.10.

Tal como lo explica [11], la cavidad tiene dos haces circulantes, uno en el sentido de las agujas del reloj y otro en sentido contrario. La longitud de onda (λ), que más cerca esté de satisfacer la condición de resonancia de la cavidad ($mL = \lambda$) experimentará la máxima ganancia neta (mínima pérdida) durante la operación del LASER. Por lo tanto la longitud de onda se selecciona a sí misma de forma tal que el camino de la cavidad es equivalente a un número entero de longitudes de onda. El resultado es que cualquier cambio en la longitud de la cavidad ocasionará un cambio en la condición de resonancia y, por consiguiente, en la longitud de onda de salida. Cuando la cavidad es rotada en la dirección w , señalada en la Figura 2.10, existe una diferencia en la longitud del camino recorrido por los dos haces que se desplazan en sentidos opuestos (mientras que para uno de los

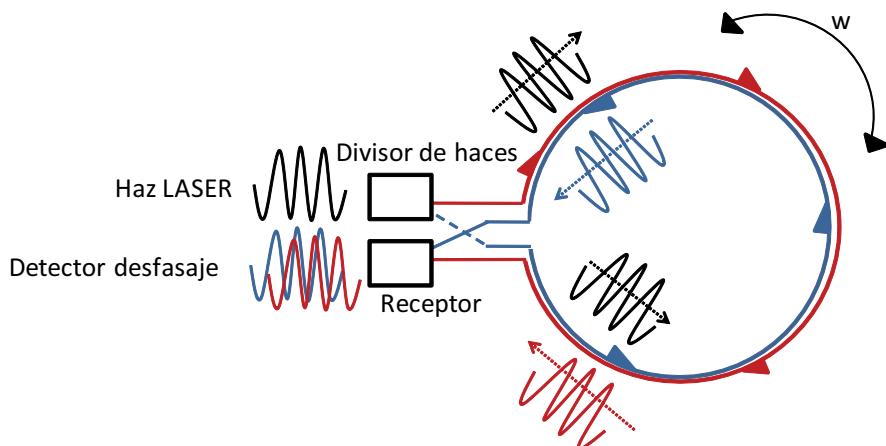


Figura 2.10: Principio de funcionamiento de los giróscopos de aro de LASER

haces el receptor parece acercarse, para el otro el receptor parece alejarse). Combinando estos dos haces a la salida del dispositivo, se genera un patrón de interferencia modulado por una frecuencia de batido proporcional a la tasa de rotación, al área del circuito óptico e inversamente proporcional a la longitud de onda fundamental del LASER, como lo expresa la ecuación 2.2 .

$$f_{batido} \propto \frac{w * A}{\lambda} \quad (2.2)$$

Aunque estos sensores presentan ventajas sobre los giróscopos convencionales, no llegan a cumplir las exigencias impuestas en el proyecto del helicóptero autónomo al que se le planea instalar la IMU. Las características limitantes son el elevado costo, el gran tamaño (comparado con el espacio disponible en la nave) y su gran peso (0.5 kg) comparado con el peso de carga útil del helicóptero (~1kg).

Sensores de velocidad angular de tecnología MEMS

Los sensores MEMS que detectan rotación angular utilizan el efecto Coriolis. Fundamentalmente, estos dispositivos miden estrictamente velocidades angulares. Sin embargo, coloquialmente son incorrectamente denominados giróscopos. [9]

El efecto Coriolis, denominado así por el físico francés Gaspard Coriolis, se manifiesta en un gran número de fenómenos climáticos, incluyendo huracanes y tornados. Básicamente es una consecuencia directa del movimiento de un cuerpo en un marco de referencia rotatorio; la aceleración de Coriolis es la que debe ser aplicada a un móvil que se encuentra en una superficie rotatoria para que éste mantenga su orientación .[9]

Existen diferentes arquitecturas empleadas para generar señales eléctricas a través de los efectos producidos por las fuerzas de Coriolis. Cada una de las siguientes configuraciones recibe el nombre de la empresa donde fueron desarrolladas.

Silicon Sensing Systems

Esta configuración utiliza un anillo de 6 mm de diámetro, suspendido por ocho soportes flexibles fijados a un marco de 10-mm-cuadrados. Ocho lazos de corriente equivalentes circulan a través de dos soportes adyacentes. Un imán permanente ubicado dentro del empaquetado suministra un campo magnético perpendicular a los soportes. Para medir la tasa de giro dos lazos diametralmente opuesto se utilizan, con éstos se realizan mediciones diferenciales del voltaje generado por la interacción de la corriente y el campo magnético [9]. tal como se observan en la Figura 2.11

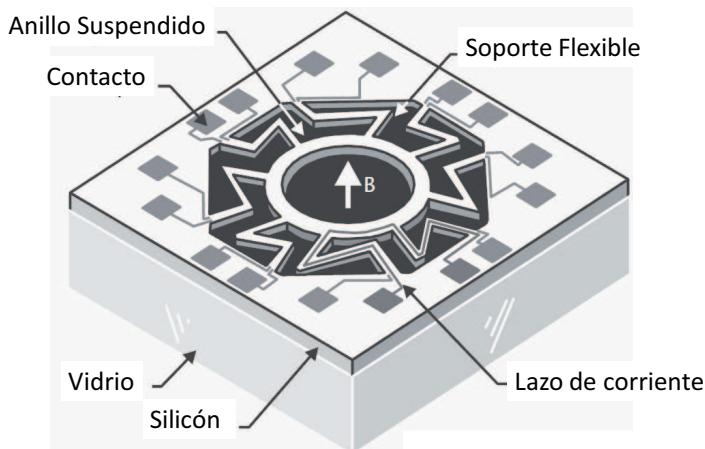


Figura 2.11: Sensor de tasa de rotación de *Silicon Sensing Systems* [9]

Robert Bosch

Este sensor utiliza dos acelerómetros ubicados en un par de masas vibratorias. Las vibraciones son necesarias ya que, como se señaló anteriormente, la fuerza de Coriolis actúa sólo sobre cuerpos en movimiento en un marco de referencia rotacional. En este caso dos masas se encuentran acopladas entre sí, y aun marco sólido, mediante una serie de resortes. Tal como ocurre en el planeta tierra, donde la fuerza de Coriolis actúa en sentidos opuestos en los dos hemisferios, en éste caso si el dispositivo es rotado en su eje sensible se producirán fuerzas opuestas en los acelerómetros, tal como se observa en la Figura 2.12.

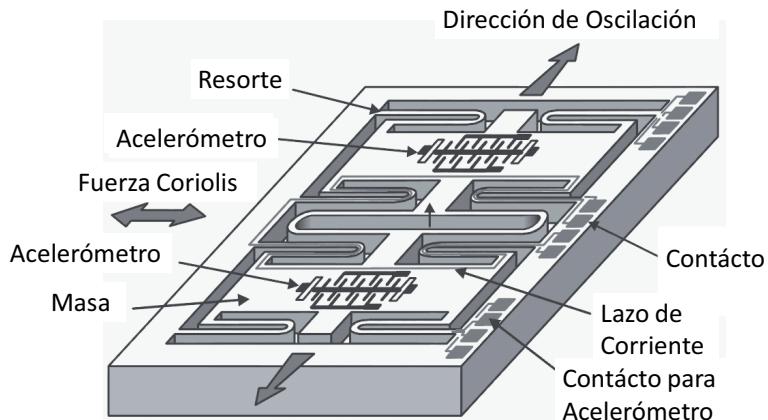


Figura 2.12: Sensor velocidad angular basado en masa vibratoria [9]

Daimler Benz

Ilustrado en la Figura 2.13, este es uno de los dispositivos más sencillos. Utiliza un sensor de torsión piezoelectrónico para medir el esfuerzo producido por las fuerzas opuestas de Coriolis que actúan sobre los platos del sensor al ser girado sobre su eje sensible.

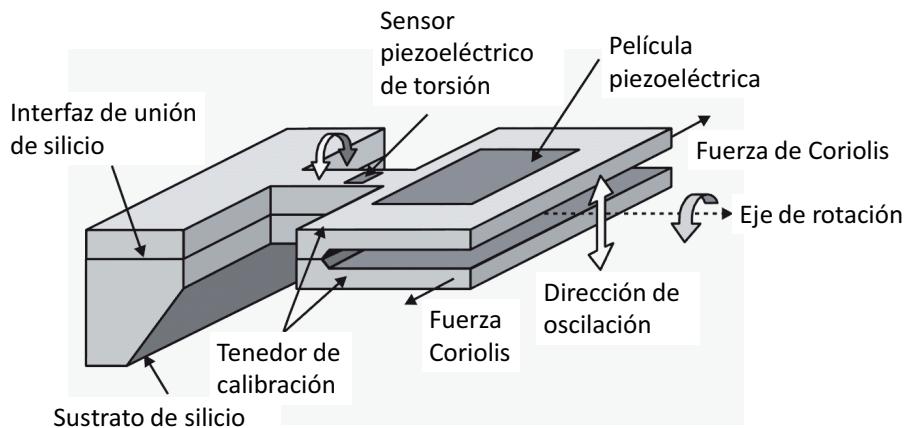


Figura 2.13: Sensor de velocidad angular, arquitectura *Tuning Fork* [9]

2.1.1.3. Brújula ó Magnetómetro

Según el diccionario de la real academia española, una brújula es un instrumento que consiste en una caja en cuyo interior una aguja imantada gira sobre un eje y señala el norte magnético, que sirve para determinar las direcciones de la superficie terrestre. Magnetómetros han sido implementados usando tecnología MEMS, donde un pequeño imán permanente (equivalente a la aguja imantada) es adherido a una estructura rotatoria que gira sobre un soporte que posee sensores diferenciales de capacitancia (equivale al marco de la brújula usado para hacer la lectura de la aguja). Este imán

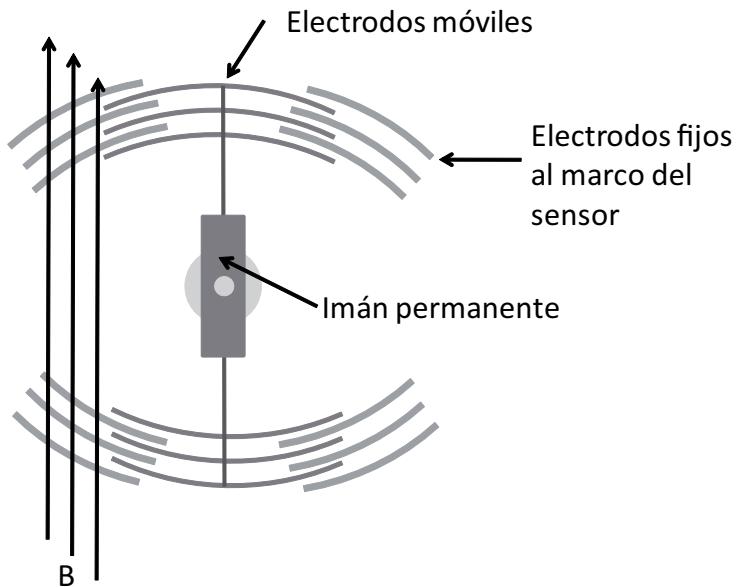


Figura 2.14: Ilustración del principio de funcionamiento de un magnetómetro MEMS. El imán permanente se orienta según B , mueve un juego de electrodos, lo que se percibe como una variación de la capacitancia con un circuito electrónico (no mostrado)

tenderá a alinearse con el campo magnético de la tierra, lo que originará una rotación en la base, que a su vez producirá un cambio en la capacitancia, el cual será detectado por los sensores del marco para indicar el desplazamiento respecto al norte magnético. En la Figura 2.14 se explica el funcionamiento de estos dispositivos mediante un esquema.

Es importante destacar que por definición, las unidades de mediciones inerciales utilizan sensores que midan alguna variable asociada a la inercia de los cuerpos, como aceleraciones y velocidades angulares. Por lo tanto, en el sentido estricto de la definición, los magnetómetros no pertenecen a las IMUs, pero se describen acá por su importancia en los sistemas de navegación.

2.1.2. Sistemas de coordenadas

Se entiende por sistema de coordenada a una forma de medida de distancias y orientaciones respecto a cuerpos rígidos. Estructuralmente, está compuesto por ejes de coordenadas y un punto de referencia, conocido como origen. La función principal de los ejes es servir como referencia a la hora de reportar movimientos, mientras que el origen se utiliza para expresar la magnitud de los mismos.[13]

En ingeniería, los sistemas de coordenadas se utilizan para que sistemas distantes puedan compartir información sobre la ubicación y orientación de cuerpos en el espacio. Para ésto se utilizan cantidades estandarizadas a la hora de reportar distancias (metro, pie, etc.), mientras que se utilizan relaciones entre longitudes para expresar ángulos (radián). En la Figura 2.15, se muestran

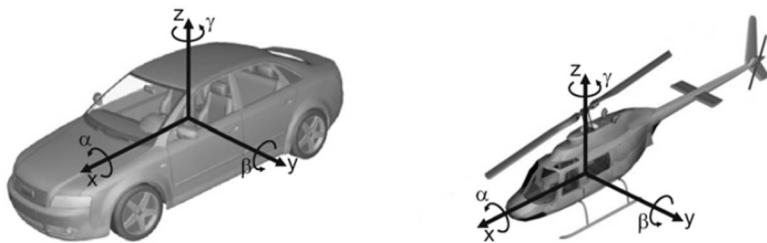


Figura 2.15: Aplicaciones con necesidad de orientación espacial. Las rotaciones respecto a los ejes (x), (y) y (z) son conocidas como *roll*, *pitch* y *yaw*, respectivamente [13]

dos aplicaciones en donde resulta crucial conocer el movimiento y la posición de un cuerpo en el espacio.

Para que un sistema de coordenadas pueda ser usado para reportar la posición de un objeto en el espacio tridimensional es necesario que éste cuente con por lo menos tres ejes no colineales y no todos coplanares. Siempre y cuando la condición anterior sea satisfecha, la elección del punto de referencia y orientación de los ejes varía según la aplicación. Por ejemplo, en la Figura 2.15, se observa que en ambos casos el origen del sistema de coordenadas es ubicado sobre el vehículo, lo cual es conveniente cuando se quiere reportar la orientación del cuerpo porque basta con conocer los ángulos mostrados en la figura. Sin embargo, como el origen del sistema de coordenadas se desplaza junto con el vehículo, no es posible reportar desplazamientos del cuerpo utilizando sólo el sistema dibujado. Por lo anterior se introduce una serie de marcos de referencia externos que permiten describir el movimiento de traslación del cuerpo, cuantificando las variaciones de posición del origen del sistema de abordo, limitando las funciones del sistema de referencia ubicado en el vehículo a reportar la orientación.

Según Kumar en [13], los marcos de referencia convencionales son:

- **Sistema de coordenadas Inercial** (marco - I): Tiene su origen en el centro de la Tierra con dos ejes en el plano ecuatorial. Es no rotatorio respecto a estrellas fijas.
- **Sistema de coordenadas de la Tierra** (marco - E): tiene las mismas propiedades, excepto que se encuentra rotando junto con la Tierra. El eje x_E yace a lo largo de la intersección del plano ecuatorial con el meridiano de Greenwich , el eje z_E coincide con el eje polar de la Tierra.
- **Sistema de coordenadas de Navegación** (marco - N): es un sistema geográfico local, que usualmente tiene su origen en la superficie terrestre. Sus ejes apuntan uno al Norte, otro al Este y el otro al centro de la Tierra.
- **Sistema de coordenadas del Cuerpo** (marco - B): es finalmente un marco de referencia adherido a un cuerpo en movimiento o vehículo.

2.1.2.1. Transformaciones de rotación entre sistemas de coordenadas

En matemáticas las rotaciones son transformaciones lineales que conservan las normas de los vectores, o espacios vectoriales, sobre los que son aplicadas. Para esto se debe cumplir que la matriz de transformación sea unitaria, de determinante “1”, y ortogonal. [33]

Al aplicar una rotación de una cantidad arbitraria (θ) sobre un espacio de dos dimensiones (V_0) se obtiene un nuevo espacio vectorial (V_1) sin alterar la norma de un vector cualquiera que pertenezca al espacio original ($A \in V_0$). Esto produce la transformación que se puede observar en la Figura 2.16 y se expresa matemáticamente mediante la matriz de rotación R_0^1 , como se indica en la ecuación 2.3.

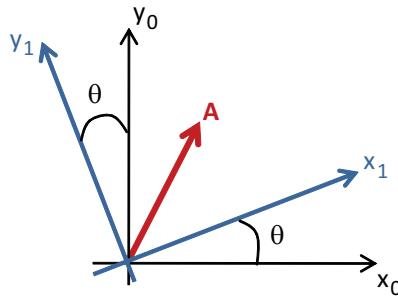


Figura 2.16: Resultado de aplicar una rotación (R_0^1) sobre un espacio de dos dimensiones

Sean $\vec{X}_0 = \begin{pmatrix} \vec{x}_0 \\ \vec{y}_0 \end{pmatrix}$ y $\vec{X}_1 = \begin{pmatrix} \vec{x}_1 \\ \vec{y}_1 \end{pmatrix}$ bases de los espacios $(V_0, V_1) \in \mathbb{R}^2$ respectivamente. Se puede demostrar que la matriz R_0^1 (ec. 2.3) es una rotación del espacio V_0 al espacio V_1 .

$$R_0^1 = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix}, \quad \|R_0^1\| = 1, \quad \text{donde } \vec{X}_1 = R_0^1 \vec{X}_0 \quad (2.3)$$

Para el caso de un espacio de tres dimensiones existen tres rotaciones elementales ($R_{X,\theta_x}, R_{Y,\theta_y}, R_{Z,\theta_z}$) conocidas como *Roll*, *Pitch* y *Yaw*, cuyas matrices de rotación se muestran en la ecuación 2.4. [32]

$$R_{X,\theta_x} = \begin{pmatrix} \cos\theta_x & -\sin\theta_x & 0 \\ \sin\theta_x & \cos\theta_x & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad R_{Y,\theta_y} = \begin{pmatrix} \cos\theta_y & 0 & \sin\theta_y \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta_y & 0 & \cos\theta_y \end{pmatrix} \quad R_{Z,\theta_z} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta_z & -\sin\theta_z \\ 0 & \sin\theta_z & \cos\theta_z \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Estos ángulos de rotación, conocidos como ángulos de Euler, son muy usados en robótica para describir la inclinación y la orientación de las plataformas. Mientras algunos autores utilizan las letras griegas (α, β y γ) para denotarlos, en este libro se utiliza un índice inferior debajo de la letra griega (θ) para indicar el eje de rotación al que se hace referencia.

2.2. Adquisición y procesamiento de señales

La creación de nuevos circuitos digitales se ha incrementado en forma exponencial durante las últimas décadas. Esta tendencia ha hecho que cada vez sean más los desarrolladores que realicen el procesamiento pesado de sus señales en el ámbito digital, y sólo el procesamiento estrictamente necesario en el mundo analógico.

Ambos enfoques del procesamiento de señales tienen ventajas y desventajas. Cuando se usa procesamiento analógico, la ventaja principal es que se dispone de un amplio rango de frecuencias sobre las cuales se puede actuar. Sin embargo, los circuitos analógicos son sensibles a variaciones en los valores de los componentes, ocupan mucho espacio ya que necesitan capacitores, resistencias e inductores discretos; y van perdiendo fidelidad con el paso del tiempo ya que sus componentes tienden a degenerarse.

Por otro lado, los sistemas de procesamiento digital presentan varias ventajas, siendo las siguientes las más importantes:

- **Flexibilidad:** ya que se pueden reconfigurar y así adaptarlos a las necesidades cambiantes de los proyectos.
- **Reproducibilidad:** porque se pueden programar muchos sistemas digitales con el mismo algoritmo de procesamiento.
- **Requieren poco espacio:** ya que las tecnologías actuales de fabricación de circuitos integrados permiten la construcción de chips muy pequeños en comparación con las dimensiones de los componentes analógicos discretos.

Sin embargo los sistemas digitales presentan dos desventajas fundamentales. En primer lugar, requieren bloques adicionales al de procesamiento, uno para la conversión de las señales analógicas a señales digitales y otro para revertir dicho proceso. En segundo lugar, presentan un rango de frecuencias limitado sobre las cuales pueden actuar, como consecuencia del Teorema del Muestreo que se explicará más adelante.

En este proyecto la mayor parte del procesamiento se realiza digitalmente, y sólo se lleva a cabo un pequeño pre-procesamiento analógico antes de la digitalización de las señales analógicas provenientes de los sensores, tal como se ilustra en la Figura 2.17.

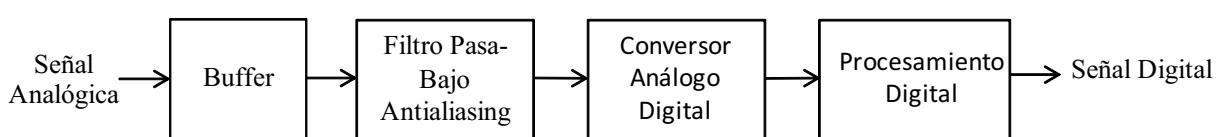


Figura 2.17: Esquema de adquisición y procesamiento de señales utilizado en este proyecto

2.2.1. Seguimiento de una señal analógica: *Buffers*

En electrónica, el término *buffer* es usado para representar un dispositivo que es capaz de reproducir en su salida la señal que recibe en su entrada sin representar una carga para ésta. En la práctica, se utilizan amplificadores operaciones en configuración de seguidor. Una clasificación de estos dispositivos se basa en el rango de voltajes que pueden ofrecer a su salida sin saturar cuando operan a un voltaje de alimentación dado. A saber, tales clasificaciones son *Dual Supply*, *Single Supply* y *Rail to Rail*. Se consideran mejores a medida que los voltajes de salida máximo $VO(H)$ y mínimo $VO(L)$ se aproximan más a los voltajes de alimentación VH y VL , respectivamente. En la Figura 2.18, se explica gráficamente la diferencia entre cada uno de ellos.

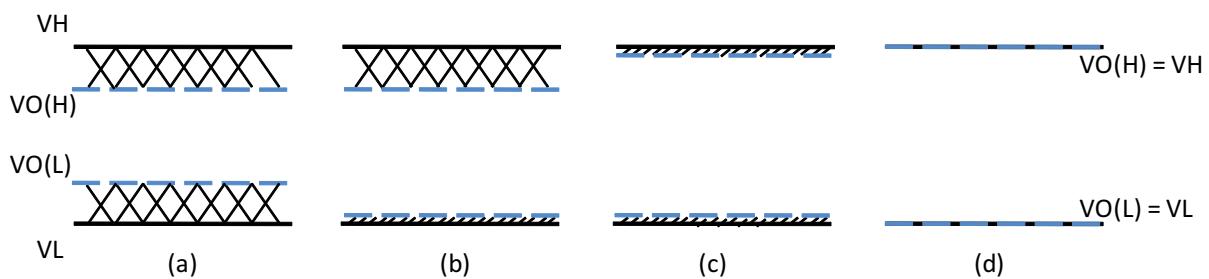


Figura 2.18: Rango de voltajes de salida para diferentes tipos de amplificadores. (a) *Dual Supply* (b) *Single Supply* (c) *Rail to Rail* (d) *Amplificador Ideal*

2.2.2. Filtros *switched capacitors*

Una forma de implementar los filtros pasabajos para evitar el llamado efecto *aliasing* (sección 2.2.4) es mediante una tecnología denominada *switched capacitors* (del Inglés Capacitores Comutados). El término es utilizado para hacer referencia a una filosofía de procesamiento discreto de señales, en donde utilizando una combinación de capacitores e interruptores se logra implementar componentes electrónicos básicos, como resistencias.

En la Figura 2.19 se muestra el elemento creado con capacitores comutados más simple de todos, una resistencia. A través de interruptores (S_1 y S_2) se controla el movimiento de cargas hacia y desde un capacitor (C_1) a una determinada frecuencia (f) para producir un efecto neto resistivo. La ventaja de esta tecnología es que al cambiar la frecuencia (f) se modifica el valor de la resistencia, con lo que se puede reconfigurar la frecuencia de corte del filtro.

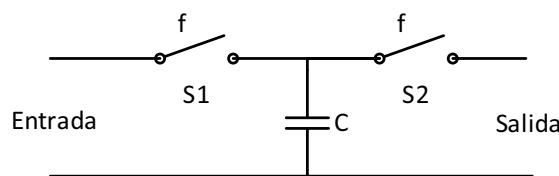


Figura 2.19: Capactor comutado, elemento básico de los filtros *switched capacitors*

2.2.3. Digitalización de una señal

Es un procedimiento mediante el cual se busca incorporar valores aproximados de una señal analógica, en instantes de tiempo definidos, a un sistema digital, como por ejemplo un microcontrolador o un chip DSP (del Ingles *Digital Signal Processing*). El procedimiento anterior se divide teóricamente en la discretización y la cuantificación de las señales, lo que permite analizar los efectos de la digitalización sobre las mismas.

2.2.3.1. Discretización

Como se muestra en la Figura 2.20, una secuencia en tiempo discreto en su forma más básica es definida en valores discretos de tiempo igualmente espaciados (variable independiente), con la amplitud de la señal tomando cualquier valor continuo [14].

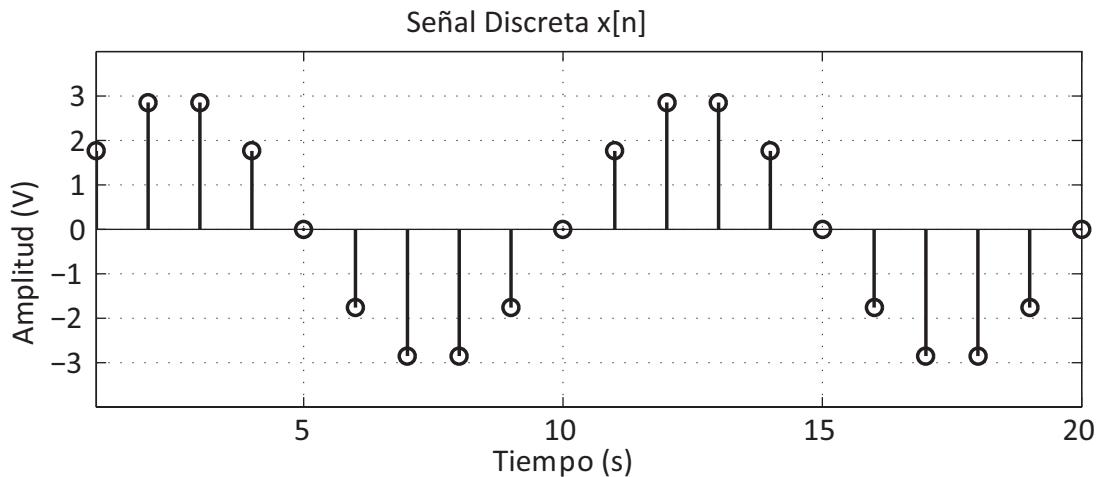


Figura 2.20: Representación gráfica de una secuencia en tiempo discreto: $x[n]$

Dentro de este proyecto las señales discretas ($x[n]$) son originadas por un muestreo periódico de señales continuas ($x_c(t)$) en el tiempo, tal como lo expresa la ecuación 2.5.

$$x[n] = x_c(t) |_{t=nT} = x_c(nT), \quad n = \dots, -1, 0, 1, \dots \quad (2.5)$$

Una forma conveniente para analizar el problema es plantear el muestreo como la multiplicación de la señal continua ($x_c(t)$) que se desea muestrear por un tren de impulsos periódicos ($p(t)$) tal como se ilustra en la Figura 2.21. Este enfoque se conoce como muestreo con tren de impulsos y se explica detalladamente en [15]. Aunque no se deducirá analíticamente el teorema de muestreo, se muestran algunas figuras que ayudan a entenderlo. Por ejemplo en la Figura 2.21 se observa el resultado de la multiplicación en el dominio temporal.

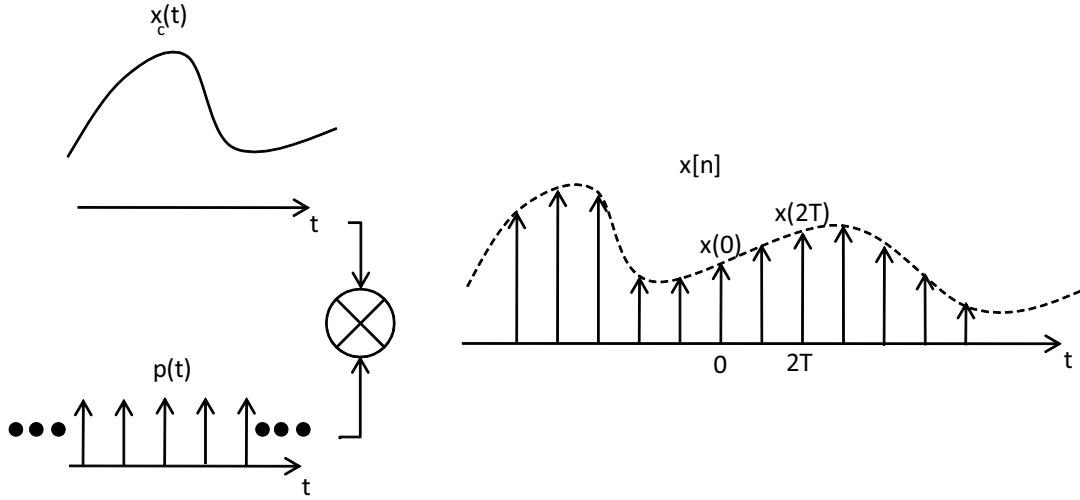


Figura 2.21: Ilustración del proceso de discretización ideal en el dominio temporal

Al tomar la transformada de Fourier de la multiplicación se obtiene la convolución de los espectros de las señales. Si se sabe que un tren de impulsos en el dominio temporal se transforma en otro tren de impulsos en el dominio frecuencial; y adicionalmente se asume un espectro arbitrario de soporte finito para la señal continua, entonces el resultado del proceso de muestreo ideal es el ilustrado en la Figura 2.22. Utilizando esa misma figura como referencia, se puede concluir que siempre y cuando se cumpla que $\Delta W > 0$, se puede recuperar la señal continua original a partir de la señal discretizada utilizando un filtro pasa bajo.

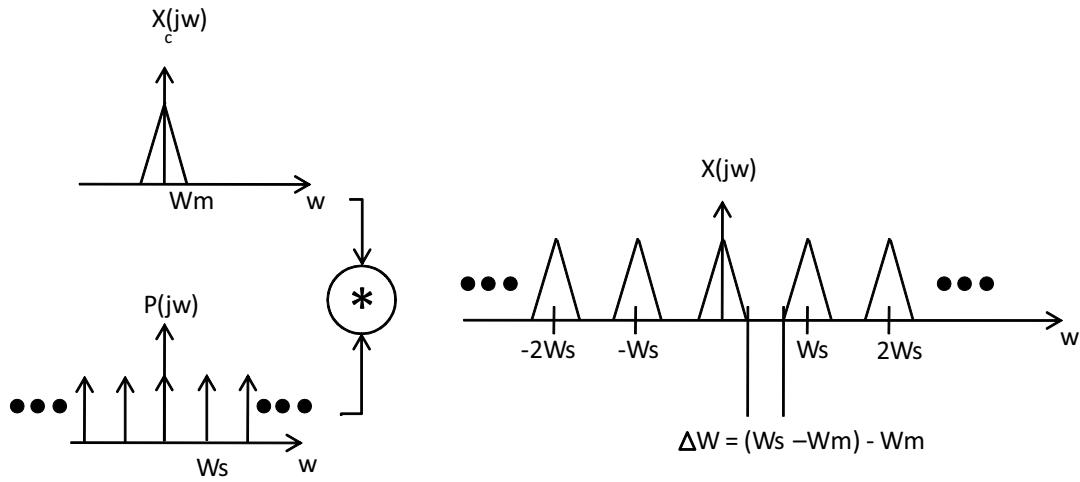


Figura 2.22: Ilustración del proceso de discretización ideal en el dominio frecuencial

Teorema de muestreo:

Sea $x(t)$ una señal de banda limitada con $X(jw) = 0$ para $|w| > W_m$. Entonces $x(t)$ se determina únicamente mediante sus muestras $x(nT), n = \pm 1, \pm 2, \dots$, si $W_s > 2W_m$. En donde $W_s = 2\pi/T$ [15].

2.2.3.2. Cuantificación

Debido a que los valores de amplitud de la señal discretizada deben ser almacenados y procesados por un chip que posee un número finito de bits, es necesario mapear dichos valores a números representables en el sistema digital que se dispone. En otras palabras, así como el proceso de muestreo produce señales discretas en el tiempo pero con un rango continuo de amplitudes, la cuantificación es un proceso en donde a partir de una señal continua se obtiene una señal de rango de discreto de amplitud y continua en el tiempo. La Figura 2.23 muestra una señal continua superpuesta con una posible versión cuantificada de la misma, es importante destacar que los cambios en la señal cuantificada no se encuentran equiespaciados en el tiempo pero si equiespaciados en amplitud.

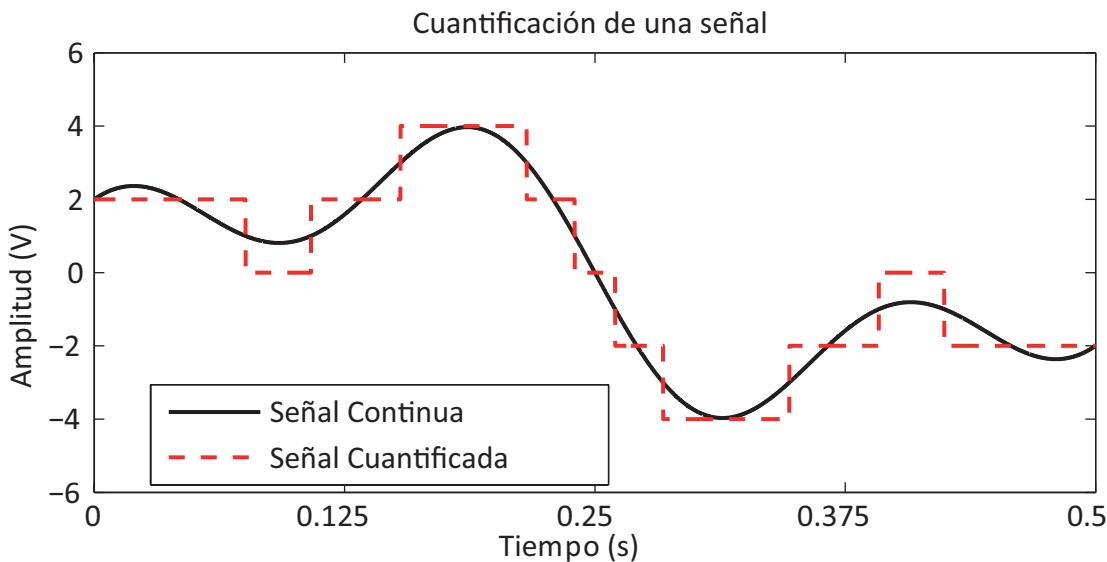


Figura 2.23: Cuantificación de una señal continua en tiempo y amplitud

Básicamente el proceso de cuantificación se lleva a cabo de la siguiente manera: Se divide el rango total de la señal en M franjas de tamaño a . M es el número de niveles de cuantificación y a es llamado el paso del cuantificador. En cada intervalo de tiempo se observa en qué rango de voltaje se encuentra la señal y en función de esto se le asigna un nivel de voltaje a la salida [16]. En la Figura 2.24 se muestra la curva característica del cuantificador uniforme utilizado en la Figura-2.23.

El proceso de cuantificación genera una diferencia entre la señal original ($x(t)$) y la cuantificada ($x_{cuant}(t)$). La medida de esta diferencia se llama error o ruido de cuantificación, y se puede obtener con la ecuación 2.6 [16].

$$\varepsilon = x(t) - x_{cuant}(t) \quad (2.6)$$

Los niveles de cuantificación se eligen en función de la aplicación, tomando en cuenta el máximo error de cuantificación permitido y el nivel de ruido esperado en la señal. Por ejemplo, en este

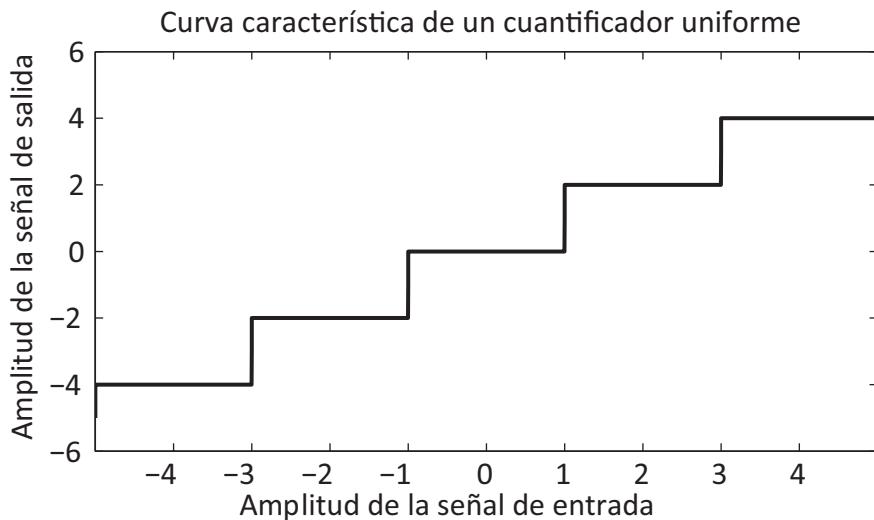


Figura 2.24: Curva característica del cuantificador utilizado en la Figura 2.23

proyecto se utilizaron 4096 niveles de cuantificación en la tarjeta final, lo que corresponde a todos los posibles valores que se pueden identificar usando palabras binarias de 12 bits.

2.2.3.3. Conversores Análogo - Digital

En la práctica se utilizan dispositivos conocidos como ADC (del Inglés *Analog to Digital Converter*) que realizan en forma paralela la discretización y la cuantificación de la señal analógica. Existen diferentes arquitecturas capaces de realizar dicha tarea, cada una de ellas desarrollada para optimizar alguna característica del conversor, como por ejemplo la velocidad de conversión, el error de cuantificación o el precio del dispositivo. A continuación se presentan algunas de las configuraciones de ADC más comunes, las cuales según [17] cubren el 99 % de las arquitecturas usadas: ADC de Rampa, Convertidores paralelos, y de aproximaciones sucesivas.

ADC tipo Rampa

Estos convertidores utilizan un integrador, un contador y una unidad de control. El integrador empieza en cero y se va incrementando, luego cuando su valor supera por un bit al valor de entrada se dispara el comparador, lo que detiene el contador. La ecuación 2.7 , derivada en [17], relaciona el valor de salida del A/D con el resto de los parámetros del circuito.

$$n = \frac{RC}{V_{REF}T} V_{IN} \quad (2.7)$$

El principal problema de estos conversores es que la salida depende de muchos factores, los cuales deben ser muy estables en el tiempo para que la conversión sea correcta. En particular, la presencia

de del término T (período del reloj) en la ecuación 2.7 implica que para que las conversiones sean fieles el período del reloj debería variar muy poco. La principal ventaja es que por la simplicidad del sistema, el chip en su totalidad resulta bastante barato, por lo que es una buena opción para aplicaciones de bajo costo y donde la precisión no es muy crítica.

Conversor ADC paralelo

La característica optimizada mediante esta configuración es indudablemente el tiempo de conversión. Generalmente utilizados en aplicaciones que requieren altas velocidades de adquisición, como procesamiento de video en tiempo real, estos dispositivos se acercan mucho a la conversión “instantánea”, ya que el único retardo que sufren es el de propagación de la señal eléctrica de la entrada a la salida (no hay señales de reloj que retrasen el resultado).

Como se puede observar en la Figura 2.25, su estructura está dividida en dos partes. La primera es un banco de comparadores, donde cada uno tiene un pin conectado a la entrada analógica (V_{IN}) y el otro a un múltiplo conveniente del voltaje de referencia ($V_{REF} * 2^n$). La segunda etapa es un codificador, el cual toma la salida de todos los comparadores y crea un número binario de n bits. La complejidad del circuito, el cual crece exponencialmente según el numero de bits de resolución, hace que estos conversores sean muy costosos y por lo general de sólo 8 bits.

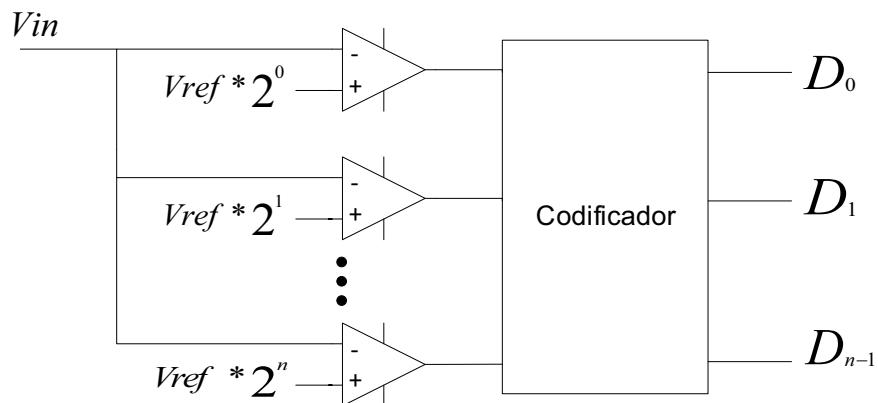


Figura 2.25: Esquema de un conversor A/D paralelo de n bits

Conversor análogo a digital por aproximaciones sucesivas

Estos conversores son muy versátiles, puesto que logran implementar elevadas tasas de conversión en un sistema no muy complejo y con una salida inmune a las variaciones presentes en los componentes y la frecuencia del reloj. La idea de este circuito es lograr llegar al valor final, sin tener que recorrer todos los valores anteriores. Para ello, se busca determinar el valor de un bit en cada ciclo de reloj. En primer lugar se determina el valor del bit mas significativo MSB (del Inglés *Most Significant Bit*) D_{n-1} , después el de D_{n-2} y así sucesivamente. [17]

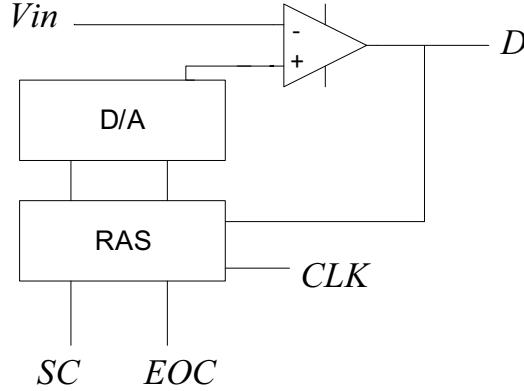


Figura 2.26: Esquema de un conversor A/D por aproximaciones sucesivas

Para realizar las comparaciones con los valores digitales adecuados, el circuito se basa en el Registro de Aproximaciones Sucesivas (RAS). En la Tabla 2.1 se muestra un ejemplo de un RAS para un ADC de 8 bits, y se señala la evolución de la salida (D) y el estado del registro ($Q_7 - Q_0$) en cada ciclo de reloj. El primer valor almacenado en el registro es LHH..H. Si el voltaje de entrada es superior a la salida del conversor D/A, el comparador lo detecta y arroja un “1” a la salida. Por tanto para alcanzar el valor deseado tendrá que incrementar el bit de mayor peso, es decir darle el valor H. Si por el contrario, el amplificador hubiese dado a la salida un 0, el bit estaría en su valor correcto [17]. En esta filosofía se basan los ADCs utilizados en este proyecto.

Tabla 2.1: Registro de aproximaciones sucesivas para un ADC de 8 bits. Se muestra la salida (D) y el estado del RAS $Q_7 - Q_0$

Ciclo	D	Q_7	Q_6	Q_5	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
1	D_7	0	1	1	1	1	1	1	1
2	D_6	D_7	0	1	1	1	1	1	1
3	D_5	D_7	D_6	0	1	1	1	1	1
4	D_4	D_7	D_6	D_5	0	1	1	1	1
5	D_3	D_7	D_6	D_5	D_4	0	1	1	1
6	D_2	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	0	1	1
7	D_1	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	0	1
8	D_0	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	0
9	X	D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0

Debido a su forma de operación, en donde por cada ciclo de reloj se determina un bit, resulta bastante natural que la salida de estos conversores sea una cadena de bits en un conveniente formato SPI. Lo único que habría que agregarle al circuito de la Figura 2.26 es un bit más en el RAS de valor cero, para que el primer ciclo de reloj siempre desplace un cero a la salida, y así se cumpla con el protocolo de transmisión serial asíncrono.

2.2.4. Efecto *aliasing* y filtros analógicos

De acuerdo al Teorema de muestreo descrito anteriormente, una señal continua de banda limitada $x_c(t)$ puede ser completamente recuperada a partir de su versión uniformemente muestreada si la condición $W_s > 2W_m$ es satisfecha. Si por el contrario, no se cumple dicha condición, entonces la señal $x_c(t)$ no puede ser recuperada fielmente debido a la distorsión producida por el llamado efecto *Aliasing* [14] (palabra del Inglés derivada de *Alias* que significa disfraz, usada para describir el efecto mediante el cual una frecuencia mayor a $W_s/2$ se “disfraz” como una frecuencia menor).

Para asegurar que no ocurra *aliasing* se introduce un filtro pasa bajo en el canal de adquisición, siendo éste el primer bloque del sistema como se muestra en la Figura 2.17. Idealmente este filtro *antialiasing* debería tener una respuesta en frecuencia como la ilustrada en la Figura 2.27 (a) , de forma tal que se aproveche al máximo el ancho de banda disponible y se logre que la señal $x_c(t)$ sea de banda limitada.

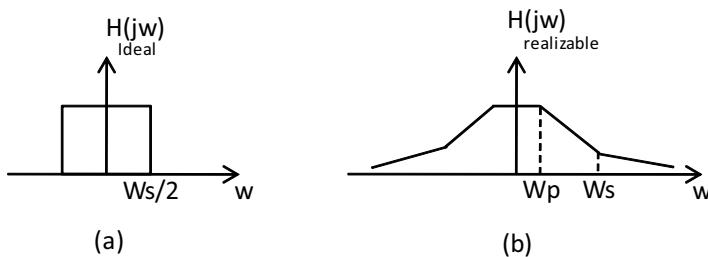


Figura 2.27: Respuesta en frecuencia: (a) Filtro *antialiasing* ideal, (b) Filtro *antialiasing* realizable

Sin embargo, dicha respuesta en frecuencia exige que el filtro sea de respuesta al impulso infinita y no causal, lo que significa que en la práctica no puede ser implementado usando circuitos analógicos, por lo que debe ser aproximado a un filtro como el de la Figura 2.27 (b) donde los parámetros de diseño W_p , W_s y α deben ser seleccionados según la aplicación. En este sentido W_p , frecuencia borde de la banda pasante, se determina a partir de la frecuencia más alta de $x_c(t)$ que debe ser preservada fielmente en la señal muestreada. Adicionalmente, dado que las frecuencias mayores a $W_s/2$ son reflejadas como frecuencias dentro de la banda pasante, la mínima atenuación permitida en la banda de rechazo es calculada para que la distorsión resultante del aliasing se encuentre dentro del rango de tolerancia. Sabiendo los requerimientos, se puede usar como herramienta la Tabla 2.2 en donde se muestra un aproximado de la atenuación mínima en la banda de rechazo de un filtro Butterworth de orden N , según [14].

Tabla 2.2: Atenuación mínima en la banda de rechazo de un filtro Butterworth de orden N

	W_s	$3W_p$	$4W_p$	$5W_p$
Atenuación (dB)	6.02N	9.54N	12.04N	

2.3. Procesamiento digital de señales

Luego de adquirir una señal analógica se dispone de un conjunto de números digitales que contienen la información buscada. Sin embargo, se sabe que todas las fuentes de señales eléctricas que operan en condición estándar son susceptibles a ruido térmico e interferencia por parte de otros sistemas, como líneas eléctricas y señales de radio de alta potencia; lo que combinado con el desempeño limitado de los sistemas de adquisición, distorsiona la secuencia digital y la aleja del proceso que se intenta medir.

Para mitigar los efectos negativos inherentes a la medición de señales se han propuesto muchas formas de combinar las muestras adquiridas, lo que se conoce como DSP (del Inglés *Digital Signal Processing*). El procesamiento digital de señales es una disciplina que se encarga de estudiar algoritmos y filtros digitales mientras fusiona la ingeniería electrónica y las matemáticas aplicadas, la cual ha sufrido desarrollos vertiginosos a partir de la década de 1950 gracias a los adelantos en circuitos digitales. En la actualidad, todos los sistemas digitales que involucran adquisición de señales utilizan de una forma u otra el procesamiento digital para mejorar su desempeño, y por supuesto, el área de instrumentación para asistencia en navegación no es la excepción.

Así como para el desarrollo de filtros analógicos se utiliza la transformada de Laplace como herramienta para pronosticar el desempeño y la estabilidad de los sistemas, en el mundo digital se utiliza la transformada-z. Continuando en el orden de ideas de las similitudes, se puede decir que la transformada de Laplace es a la transformada de Fourier lo que la transformada-z es a la DTFT (del Inglés *Discrete-Time Fourier Transform*). En las ecuaciones 2.8 y 2.9 se presenta la definición formal de estas dos últimas transformadas respectivamente.

Para una secuencia discreta de números $x[n]$ se define [14]:

$$\text{Transformada - z} \quad X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (2.8)$$

$$\text{DTFT} \quad X(e^{jw}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-jwn} \quad (2.9)$$

A partir de las transformadas para señales discretas, se pueden diseñar filtros que favorezcan ciertas frecuencias y rechacen otras. El proceso de diseñar un filtro digital trata de ubicar los polos y ceros de la transformada-z de su función de transferencia en forma conveniente. Con un polo, por ejemplo, se busca amplificar las componentes frecuenciales que se encuentran en la vecindad del mismo, mientras que con los ceros se generan atenuaciones.

Una fórmula muy conveniente cuando se procesan señales analógicas en el mundo digital es la que se muestra en la ecuación 2.10. En ésta se resume la relación entre las frecuencias digitales

(w) y las frecuencias analógicas (f). Como era de esperarse, la frecuencia de muestreo del sistema (F_s) aparece en la ecuación antes mencionada.

$$w = \frac{2\pi f}{F_s} \quad (2.10)$$

Existen diversas formas de diseñar filtros digitales, como la digitalización de filtros analógicos o el diseño por ventanas (*windowing*). A continuación se explica el diseño de filtros FIR, los cuales fueron usados en este proyecto para el acondicionamiento de algunas señales. Los demás métodos de diseño escapan del alcance de este libro, por lo que se remite al lector interesado a [14] para mayor información sobre el tema.

2.3.1. Filtros (FIR)

Debido a que estos filtros sólo utilizan combinaciones de la señal de entrada para producir la salida, la forma más simple es cuando se suman o se restan dos valores consecutivos de la entrada. En la ecuación 2.11 se describe un filtro pasa-bajo conocido como *Moving Average* (promedio móvil), mientras que en la ecuación 2.12 se presenta la función de transferencia de un filtro pasa-alto.

$$H_{PB} = \frac{1 + z^{-1}}{2} \quad (2.11)$$

$$H_{PA} = \frac{1 - z^{-1}}{2} \quad (2.12)$$

Si se utilizan M secciones en cascada de éstos filtros FIR simples, se puede reubicar la frecuencia de corte en algún otro punto diferente a $\pi/2$ (que es la frecuencia de corte de una sola etapa). Para conocer la relación entre w_c y M se puede utilizar la fórmula 2.13 deducida en [14].

$$w_c = 2\cos^{-1}(2^{-1/2M}) \quad (2.13)$$

2.4. Indicadores de calidad de un canal de adquisición, THD y THD+N

La THD (del Inglés *Total Harmonic Distortion*) es un indicador muy importante en los canales de adquisición y reproducción de señales ya que mide cuánto distorsiona un sistema una determinada frecuencia. Está definida por la ecuación 2.15, en donde se observa que su cálculo se efectúa tomando el cociente entre la potencia de las componentes frecuenciales derivadas de la distorsión de la frecuencia de estudio, y la potencia de dicha frecuencia. Mientras más cercano a cero resulte la THD, se dice que el sistema es de mayor calidad, considerándose de alta fidelidad en los casos donde $THD < 1\%$. [31]

$$THD_{fo} = \frac{P_{f_{armónicas}}}{P_{fo}} \quad (2.14)$$

Sin embargo, en la práctica no siempre es posible diferenciar entre la potencia de las componentes frecuenciales derivadas de la distorsión de la frecuencia original, y la potencia del ruido del sistema. Por tal motivo, se suele reportar el cociente entre la potencia total a la salida del sistema, sin incluir la frecuencia de estudio, y la potencia de dicha frecuencia, lo que se conoce como distorsión armónica total más ruido o THD+N (del Inglés *Total Harmonic Distortion + Noise*, eq. 2.15).

$$THD_{fo} + N = \frac{P_{TOTALs} - P_{fo}}{P_{fo}} \quad (2.15)$$

CAPÍTULO 3

Fusión Sensorial para IMU

3.1. Fusión sensorial

Tal como ha ocurrido con muchos desarrollos en la ingeniería, la fusión sensorial es la adaptación a sistemas hechos por el hombre de un proceso que realizan los animales en forma natural. Este proceso consiste en integrar los datos provenientes de diferentes fuentes de información para mejorar la calidad de las estimaciones realizadas por un sistema, como se ilustra en la Figura 3.1. Un buen ejemplo de un organismo viviente realizando fusión sensorial es un ser humano evaluando la potabilidad de una cierta sustancia. Debido a que del resultado de su evaluación depende su vida, deberá utilizar la mayor cantidad de información para poder tomar la mejor decisión. Por consiguiente, usará la visión para verificar la inexistencia de entes extraños, el tacto para determinar su viscosidad, el olfato para descartar que se encuentre en descomposición y el gusto como mecanismo de validación de su estimación.

Se puede decir que la fusión sensorial ayuda a obtener información de mayor “calidad”, donde el adjetivo “calidad” puede tomar diferentes acepciones dependiendo de las valoraciones que se hagan en cada aplicación. Entre los principales indicadores utilizados en las valoraciones se encuentra la robustez del sistema, el error esperado, y el rango espacial, temporal ó frecuencial de las estimaciones.

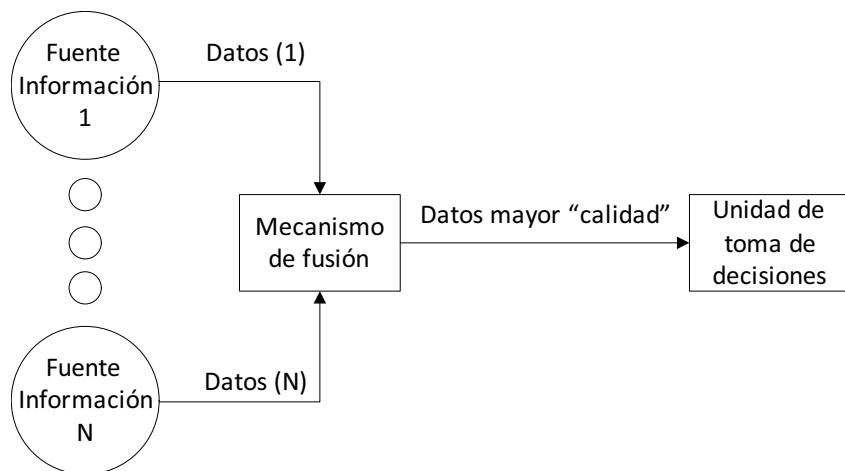


Figura 3.1: Esquema general del proceso de fusión sensorial para N fuentes de información

Históricamente, el desarrollo de mecanismos de fusión sensorial se ha visto impulsado principalmente por las agencias espaciales y por instituciones de defensa de varios países alrededor del mundo. En cuanto a las agencias espaciales, cabe destacar su uso en el Apolo 11, primer vuelo espacial en llevar a un hombre a la luna [24]. Por otro lado, las aplicaciones de defensa son variadas, entre las que destaca el reconocimiento y rastreo de objetivos, evaluación automática de situación, sistemas de identificación Amigo-Enemigo-Neutral y armas inteligentes [22].

Las inversiones producidas por esas dos grandes industrias en la rama de fusión sensorial ha dejado un extenso legado, al que se le ha dado continuidad en aplicaciones civiles. En la actualidad, los robots humanoides (Figura 3.2), los sistemas de ayuda anti-collision para vehículos, y los sistemas de navegación como INS (del Inglés *Inertial Navigation System*) e IMU, son algunas de las aplicaciones donde la fusión sensorial juega un papel muy importante.

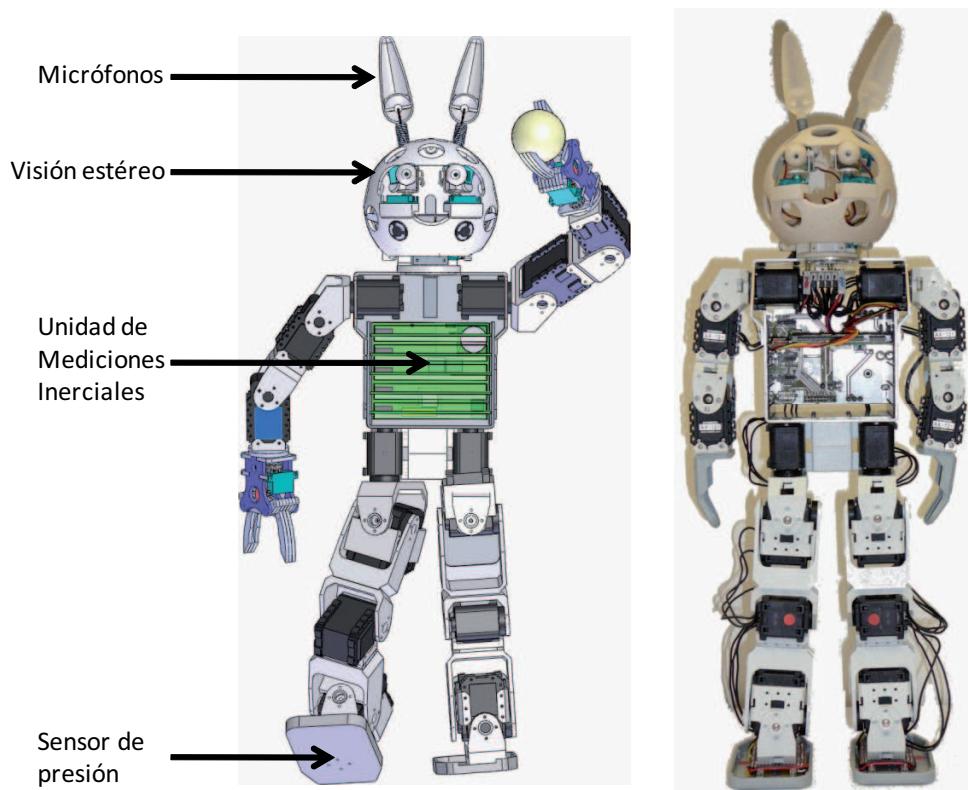


Figura 3.2: Plataforma robótica humanoide *Bunny-Bot*, ejemplo de fusión multisensorial.[25]

Dependiendo del tipo de data que se desea procesar y del problema en sí mismo, existen diferentes niveles de fusión sensorial (e.g. a nivel de pixel, de señal de voltaje digitalizada, de evaluación de situación, etc) que se pueden aplicar en forma conjunta o aislada. Por ejemplo, en el caso del robot de la Figura 3.2, un algoritmo de fusión es necesario para combinar los datos provenientes de dos cámaras de video y poder generar una imagen estéreo, resultado que se al fusionarse con otros sensores, como micrófonos, ayuda a evaluar la situación del robot.

Las última tendencia en el área ha sido la de ampliar el concepto de fusión sensorial para incluir así nuevos algoritmos dentro de su campo de estudio. Las nuevas ideas sugieren que la fusión sensorial no debe limitarse a los algoritmos que buscan combinar datos de diferentes sensores, como alguna vez fue la definición formal del término, sino también debe estudiar los algoritmos que utilizan sólo un sensor como fuente de información, pero que basándose en el conocimiento de la dinámica del proceso, combinan sus mediciones pasadas con las del presente para realizar sus estimaciones.

3.2. Fusión sensorial para una IMU

En primer lugar, es importante recordar cuáles son las principales variables de interés en el caso de una plataforma robótica móvil. Tal como se puede observar en la Figura 3.3, se busca estimar la inclinación (θ_x, θ_y), la orientación (θ_z), la velocidad angular (w_x, w_y, w_z), la posición (x, y, z), la velocidad lineal (v_x, v_y, v_z), y la aceleración (a_x, a_y, a_z) de una cierta plataforma.

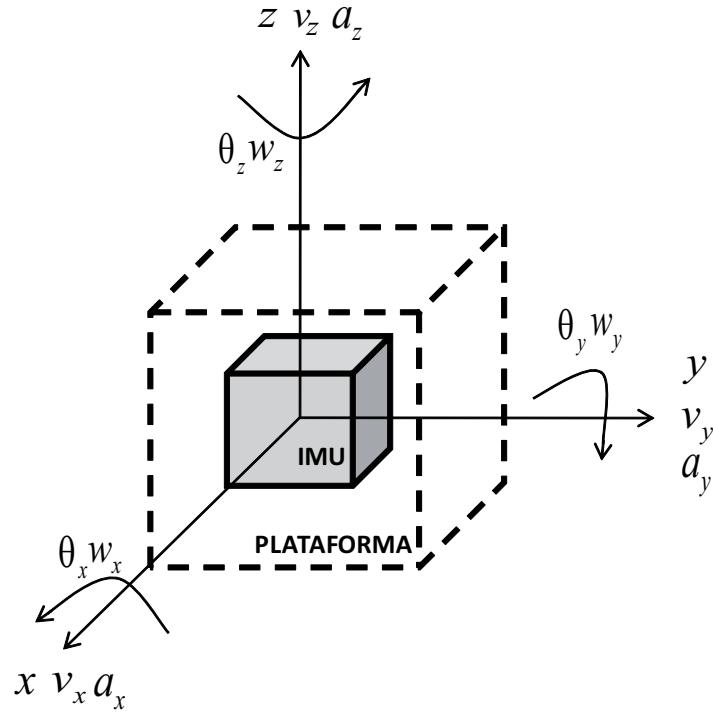


Figura 3.3: Ilustración de las principales variables estimables de una plataforma móvil utilizando una unidad de mediciones iniciales

Dentro de todas las variables de interés mencionadas anteriormente, algunas pueden ser medidas en forma directa mientras otras deben ser estimadas a partir de las mediciones disponibles, lo que se conoce como mediciones indirectas. Por ejemplo, una IMU convencional cuenta con acelerómetros y giróscopos de tres ejes, los cuales permiten medir la velocidad angular (w_x, w_y, w_z) y la aceleración

de la plataforma (a_x, a_y, a_z). Por otro lado, la inclinación, la orientación, la velocidad lineal y la posición deben ser estimadas a partir de las mediciones disponibles.

Para estimar la velocidad lineal y la posición de la plataforma es necesario realizar procesos de integración, como se señala en las ecuaciones 3.1, 3.2 y 3.3; los cuales van generando errores que aumentan a medida que transcurre el tiempo. Por tal motivo no resulta conveniente realizar estas estimaciones solamente con los datos de una IMU. Se prefiere fusionar dichas mediciones con los datos arrojados por un DGPS (del Inglés *Differential Global Positioning System*), como se muestra en la Figura 3.4. Este enfoque permite aprovechar las medidas precisas pero de baja frecuencia de actualización de un DGPS, con los datos de actualización más rápida pero de error creciente de una unidad de mediciones inerciales.

$$v_x = \int a_x dt, \quad x = \int v_x dt \quad (3.1)$$

$$v_y = \int a_y dt, \quad y = \int v_y dt \quad (3.2)$$

$$v_z = \int a_z dt, \quad z = \int v_z dt \quad (3.3)$$

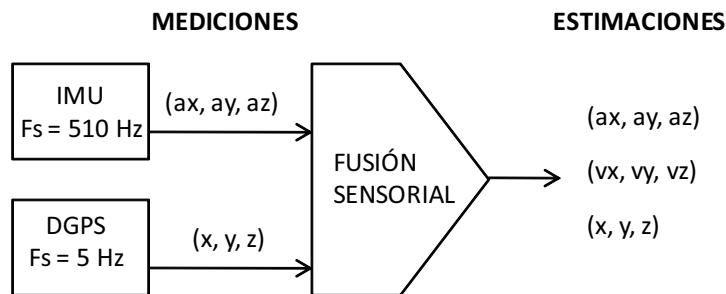


Figura 3.4: Ilustración del proceso de fusión sensorial entre una IMU y un DGPS

La fusión sensorial entre GPS e IMU escapa del alcance de este trabajo. Sin embargo, para facilitar su desarrollo en futuros proyectos se dispone que la unidad de mediciones inerciales reporte las aceleraciones de la plataforma en los tres ejes en su forma original.

Por otro lado, existe otro conjunto de variables que pueden ser estimadas con bastante precisión utilizando los sensores disponibles en la unidad de mediciones inerciales, por lo que son el grupo de mayor relevancia en el presente trabajo. Éstas son la inclinación de la plataforma respecto a los ejes *Pitch* y *Roll* (θ_x, θ_y) y sus respectivas velocidades angulares ($\dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y$). También se realizan estimaciones de la orientación (θ_z) y la taza de giro en dicho eje ($\dot{\theta}_z$), aunque no se disponga de un magnetómetro para corregir los errores a largo plazo de los giróscopos. En la Figura 3.5 se muestra este proceso de fusión, el cual se explica en detalle en las próximas secciones.

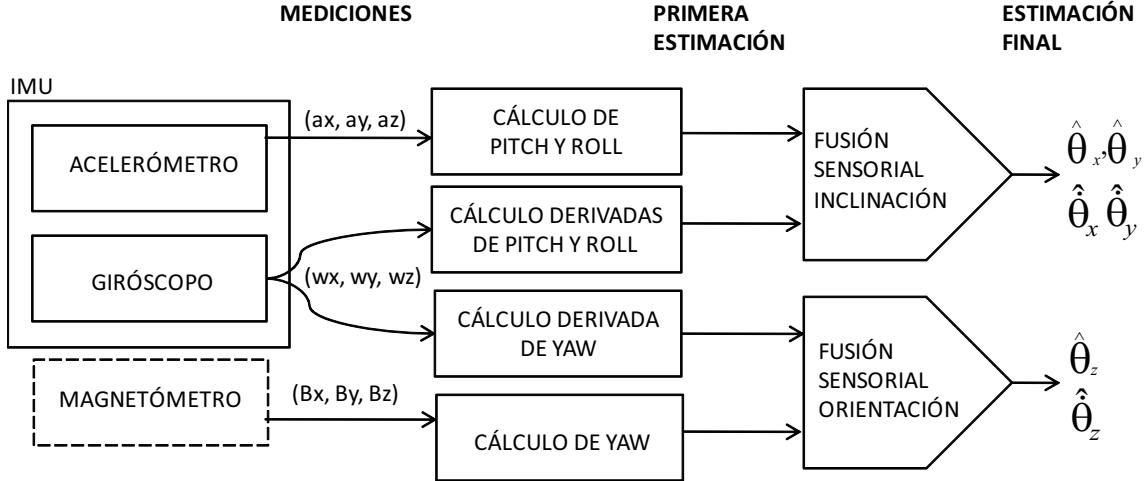


Figura 3.5: Fusión sensorial entre acelerómetro, giróscopo y magnetómetro para estimación de $(\theta_x, \theta_y, \theta_z, \dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y, \dot{\theta}_z)$

3.2.1. Medición de inclinación con un acelerómetro de tres ejes

Una parte muy importante es el cálculo de la variable de interés a partir de los datos disponibles. En particular, las mediciones de los acelerómetros permiten estimar la inclinación de la plataforma ya que se conoce la aceleración de la gravedad y se asume régimen estacionario, es decir, se desprecian las demás aceleraciones que puedan estar actuando sobre el robot. A continuación se deduce las ecuaciones que permiten calcular la inclinación a partir de los datos obtenidos de un acelerómetro de tres ejes, tal como se expone en el reporte técnico # 2009-5/1 del GID-Mecatrónica USB[32].

En primer lugar se deben definir dos sistemas de referencia de tres dimensiones, uno denominado sistema de referencia móvil y el otro sistema de referencia base, como se muestra en la Figura 3.6. Por un lado, el sistema de referencia móvil es aquel cuyo origen (O_m) se encuentra ubicado en el centro de masa de la plataforma robótica y sus ejes (X_m, Y_m, Z_m) están alineados a los ejes de medición del acelerómetro y sujeto a todas las rotaciones que experimenta el robot. Por otro lado, el sistema de referencia base es aquel cuyo origen también se encuentra ubicado en el centro de masa de la plataforma pero sus ejes (X_b, Y_b, Z_b) se encuentran alineados con el sistema de coordenadas de navegación (ver sección 2.1.2) por lo que no está sujeto a las rotaciones que son aplicadas sobre la plataforma.

Adicionalmente, el vector de la gravedad puede ser representado utilizando el sistema de coordenadas base (ec. 3.4). Debido a que éste se mantiene constante es una referencia ideal para el cálculo de la inclinación del robot.

$$\vec{g} = g \vec{1} z_b \quad (3.4)$$

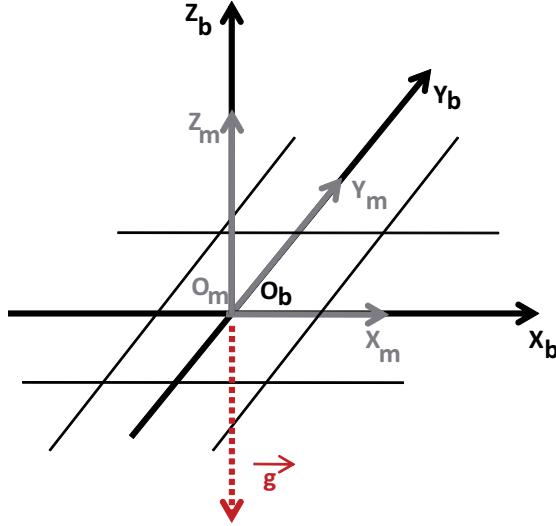


Figura 3.6: Sistemas de referencia base (X_b, Y_b, Z_b) , móvil (X_m, Y_m, Z_m) y vector de gravedad. Adaptación de la figura 1 en ref.[32]

Para obtener la representación del vector de gravedad en el sistema móvil es necesario aplicar una matriz de rotación general respecto a los ejes *Roll*, *Pitch* y *Yaw* sobre el vector $\overrightarrow{1z_b}$. Con la fórmula señalada en la ecuación 3.5, cuyo resultado se muestra en la ecuación 3.6, se puede calcular esta matriz de rotación general a partir de las rotaciones elementales (sección 2.1.2.1).

$$R_b^m = R_{Z_b, \theta_z} R_{Y_b, \theta_y} R_{X_b, \theta_x} \quad (3.5)$$

$$R_b^m = \begin{bmatrix} \cos\theta_z \cos\theta_y & \cos\theta_z \sin\theta_y \sin\theta_x - \sin\theta_z \cos\theta_x & \cos\theta_z \sin\theta_y \cos\theta_x + \sin\theta_z \sin\theta_x \\ \sin\theta_z \cos\theta_y & \sin\theta_z \sin\theta_y \sin\theta_x - \cos\theta_z \cos\theta_x & \sin\theta_z \sin\theta_y \cos\theta_x - \cos\theta_z \sin\theta_x \\ -\sin\theta_y & \cos\theta_y \sin\theta_x & \cos\theta_y \cos\theta_x \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Al aplicar la matriz R_b^m sobre los vectores $(\overrightarrow{1x_b}, \overrightarrow{1y_b}, \overrightarrow{1z_b})$, se puede obtener la representación de la aceleración de gravedad en el sistema de referencial móvil, como se expresa en las ecuaciones 3.7 y 3.8 respectivamente.

$$\begin{bmatrix} \overrightarrow{1x_b} \\ \overrightarrow{1y_b} \\ \overrightarrow{1z_b} \end{bmatrix} = R_b^m \begin{bmatrix} \overrightarrow{1x_m} \\ \overrightarrow{1y_m} \\ \overrightarrow{1z_m} \end{bmatrix} \Rightarrow \overrightarrow{1z_b} = -\sin\theta_y \overrightarrow{1x_m} + \cos\theta_y \sin\theta_x \overrightarrow{1y_m} + \cos\theta_y \cos\theta_x \overrightarrow{1z_m} \quad (3.7)$$

$$\vec{g} = -g * (-\sin\theta_y \overrightarrow{1x_m} + \cos\theta_y \sin\theta_x \overrightarrow{1y_m} + \cos\theta_y \cos\theta_x \overrightarrow{1z_m}) \quad (3.8)$$

Es importante destacar que la aceleración de gravedad, expresada en el sistema móvil, no depende de la rotación respecto al eje z (θ_y), como se observa en la ecuación 3.8. Por tal motivo no se puede determinar el *Yaw* de la plataforma utilizando las mediciones de un acelerómetro de tres ejes. Por el contrario, para calcular el *Pitch* y el *Roll* se crea un sistema de ecuaciones con la aceleración medida por el acelerómetro y la aceleración de la gravedad (ec. 3.9).

$$\begin{cases} \vec{a} = a_x \vec{1x_m} + a_y \vec{1y_m} + a_z \vec{1z_m} \\ \vec{g} = -g * [-\sin\theta_y \vec{1x_m} + \cos\theta_y \sin\theta_x \vec{1y_m} + \cos\theta_y \cos\theta_x \vec{1z_m}] \end{cases} \quad (3.9)$$

Sabemos que $\vec{a} = \vec{g} + \vec{a}_{ext}$, pero si se asume régimen estacionario ($\vec{a}_{ext} = 0$) se pueden igualar las dos expresiones del sistema anterior (ec. 3.9).

$$a_x \vec{1x_m} + a_y \vec{1y_b} + a_z \vec{1z_b} = -g * [-\sin\theta_y \vec{1x_m} + \cos\theta_y \sin\theta_x \vec{1y_m} + \cos\theta_y \cos\theta_x \vec{1z_m}]$$

$$\begin{aligned} a_x &= g \sin\theta_y \\ a_y &= -g \cos\theta_y \sin\theta_x \\ a_z &= -g \cos\theta_y \cos\theta_x \end{aligned}$$

De donde se desprenden las ecuaciones 3.10 y 3.11 para calcular el *Pitch* y el *Roll*.

$$\theta_y = \arcsin\left(\frac{a_x}{g}\right) \quad (3.10)$$

$$\theta_x = \arctan\left(\frac{a_y}{a_z}\right) \quad (3.11)$$

3.2.2. Medición de la inclinación y la orientación con un giróscopo de tres ejes

Cuando se conoce la posición inicial de la plataforma ($\theta_x |_{t=0}, \theta_y |_{t=0}, \theta_z |_{t=0}$), y se dispone de la tasa de cambio de los ángulos de Euler ($\dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y, \dot{\theta}_z$), se puede determinar la inclinación y la orientación a través de la integración de dichas señales, como se señala en la ecuación 3.12.

$$\begin{aligned} \theta_x(t) &= \int_0^t \dot{\theta}_x d\tau + \theta_x |_{t=0} \\ \theta_y(t) &= \int_0^t \dot{\theta}_y d\tau + \theta_y |_{t=0} \\ \theta_z(t) &= \int_0^t \dot{\theta}_z d\tau + \theta_z |_{t=0} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Para obtener la tasa de cambio de los ángulos *Roll*, *Pitch* y *Yaw* ($\dot{R}\dot{P}\dot{Y} : \dot{\theta}_x, \dot{\theta}_y, \dot{\theta}_z$), a partir de la velocidad *angular* del sistema móvil ($\dot{\Omega} : w_x, w_y, w_z$) es necesario aplicar la matriz de transformación (T_w), tal como se muestra en la ecuación 3.13. [31]

$$\dot{R}\dot{P}\dot{Y} = T_w * \dot{\Omega}, \quad \begin{bmatrix} \dot{\theta}_x \\ \dot{\theta}_y \\ \dot{\theta}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sin\theta_x \sin\theta_y}{\cos\theta_y} & \frac{\cos\theta_x \sin\theta_y}{\cos\theta_y} \\ 0 & \cos\theta_x & -\sin\theta_x \\ 0 & \frac{\sin\theta_x}{\cos\theta_y} & \frac{\cos\theta_x}{\cos\theta_y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Por un lado, resulta bastante sencillo comprobar que la tasa de cambio de los ángulos de Euler coincide con la velocidad angular de la plataforma cuando ésta se encuentra alineada con el sistema de referencia base ($\theta_x = 0, \theta_y = 0$) ya que la matriz de transformación se convierte en una matriz identidad ($T_w = I_{3x3}$).

Por otro lado, uno de los mayores inconvenientes de este tipo de representación es que existe una singularidad cuando el ángulo *Pitch* es de noventa grados ($\theta_y = 90^\circ$). Sin embargo, para la tarea de mantener un helicóptero en vuelo estacionario o en régimen de movimiento simple se puede asumir que dicha condición nunca se cumple. En casos más exigentes, como vuelos acrobáticos, es recomendable utilizar una notación alternativa basada en cuaterniones [31], la cual no se aborda en este libro puesto que está fuera del alcance del mismo.

3.2.3. Filtro Complementario

Los filtros complementarios son una solución determinista del problema de estimar un conjunto de variables a partir de mediciones provenientes de diferentes sensores, planteada en el dominio frecuencial. Esta clase de filtros han sido estudiados extensivamente en el área de procesamiento digital de señales, de donde surge su definición formal (ec. 3.14).

Filtro Complementario[14]: si FPB es un filtro pasa-bajo cuya función de transferencia está definida por un polinomio de la variable compleja "s" ($H_{PB}(s)$) y FPA un filtro pasa-alto con función de transferencia ($H_{PA}(s)$), entonces se dice que forman un filtro complementario si cumplen alguna de las siguientes condiciones :

$$H_{PB}(s) + H_{PA}(s) = 1 \text{ ó } \|H_{PB}(s)\|^2 + \|H_{PA}(s)\|^2 = 1 \quad (3.14)$$

En particular, cuando se desea estimar un ángulo a partir de los datos provenientes de un acelerómetro y un giróscopo se diseña un filtro complementario para aprovechar los datos dentro del rango de frecuencias donde el ruido y las perturbaciones de los sensores son menores. Al pasar los datos del acelerómetro por un filtro pasa-bajo, se eliminan las perturbaciones de alta frecuencia y se aprovecha la precisión de los resultados a largo plazo. En forma análoga, cuando se filtra la señal del giróscopo con un filtro pasa-alto se eliminan los efectos negativos del *drifting bias* (en Inglés: polarización variable) y se aprovecha su inmunidad a las vibraciones y otras aceleraciones externas que perturban las estimaciones provenientes del acelerómetro. Por lo tanto, el esquema de fusión sensorial basado en un filtro complementario es el que se ilustra en la Figura 3.7.

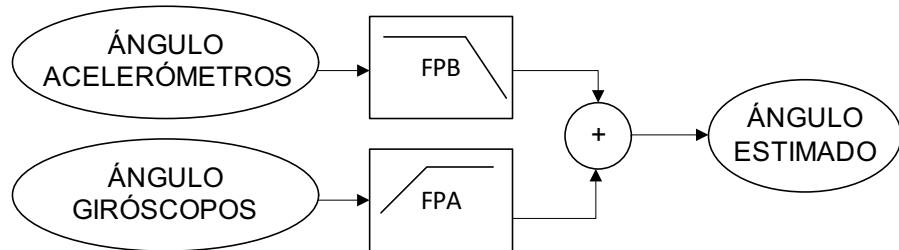


Figura 3.7: Esquema del proceso de fusión sensorial basado en un filtro complementario

3.2.4. Filtro de Kalman

El filtro de Kalman es un estimador lineal, insesgado y óptimo del estado de un proceso. En él se ha impuesto la condición de que el proceso a ser estimado es regido por una dinámica lineal y que el ruido que lo perturba es blanco y gaussiano. Aún cuando la condición del comportamiento probabilístico gaussiano del ruido se omite, el filtro de Kalman sigue siendo el mejor filtro recursivo lineal (error de menor varianza) e insesgado.[34]

Su propósito es utilizar mediciones que son adquiridas a lo largo del tiempo y afectadas por variaciones aleatorias (ruido) junto con el conocimiento del comportamiento del sistema, para producir estimaciones que tiendan a estar más cerca del valor real del proceso en cuestión. Todas las mediciones y cálculos basados en modelos son aproximaciones en cierto grado; datos ruidosos provenientes de los sensores, aproximaciones en las ecuaciones que describen cómo cambia el sistema, y otras perturbaciones externas que no son consideradas, introducen cierta incertidumbre en las inferencias realizadas sobre los estados del mismo. A través de un algoritmo recursivo, como el que se muestra en la Figura 3.8, el filtro de Kalman realiza un promedio ponderado entre la predicción de un estado y las mediciones del mismo, utilizando la certidumbre de cada estimación como factor de ponderación. Según [13], este procedimiento garantiza que la varianza de la estimación final sea menor que la varianza de cada estimación por separado (ec. 3.15).

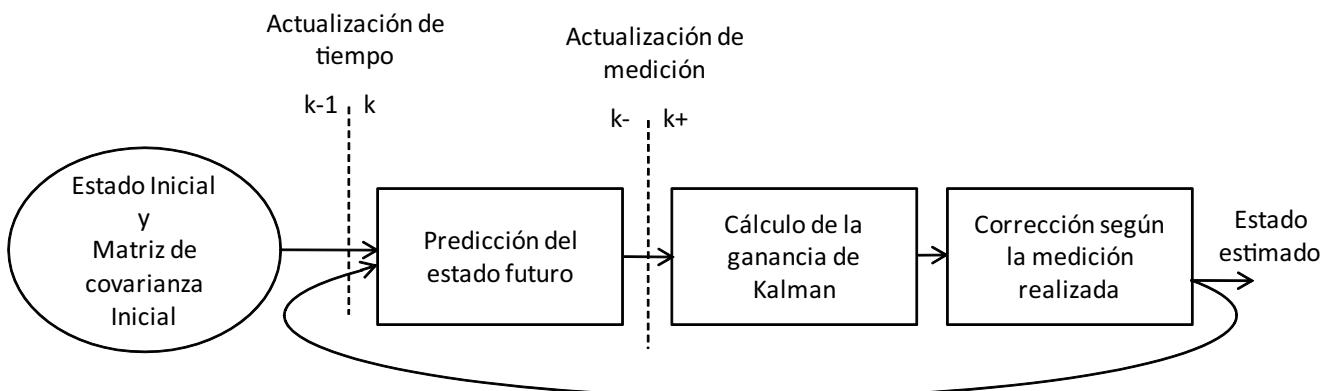


Figura 3.8: Ilustración de funcionamiento del filtro de Kalman

En [34] se expone que aun cuando se dispone de un solo sensor para medir un estado, se puede realizar fusión sensorial utilizando el Filtro de Kalman. Esto se debe a que el filtro utiliza el modelo dinámico del sistema (i.e., ecuaciones físicas de movimiento) y las mediciones provenientes del sensor, y las combina en una suerte de “fusión sesorial en sentido amplio” (ya que en realidad hay un solo sensor). Como consecuencia se obtienen mejores estimaciones (menor varianza del error) que las que se obtendría utilizando solamente las mediciones, o solamente las predicciones basadas en el modelo del sistema, como se ilustra en la Figura 3.9. En dicha imagen se observa que la función de densidad de probabilidad de la estimación del estado “X”, luego de aplicar el filtro ($X(k+)$), es la que tiene menor varianza (σ_{k+}) entre todas las curvas de estimación dibujadas.

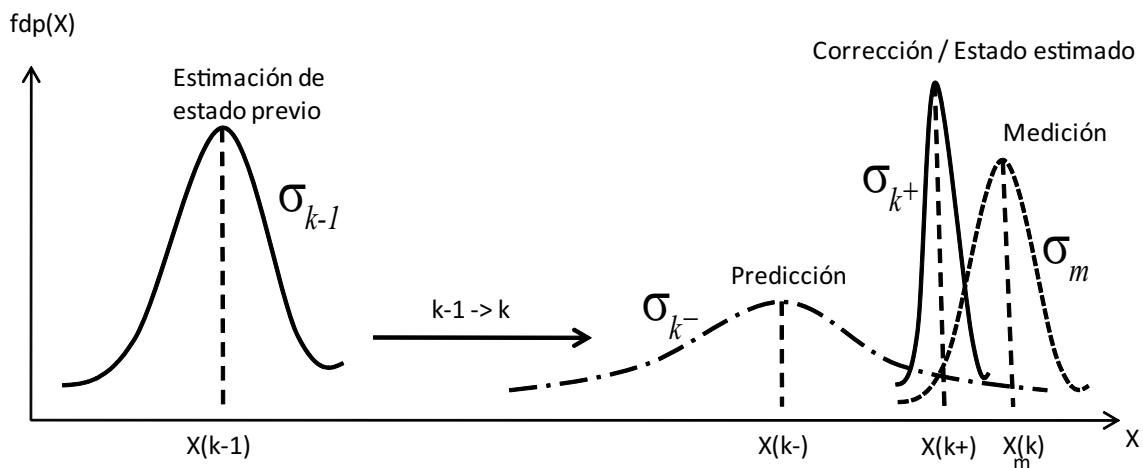


Figura 3.9: Efecto del filtro de Kalman en la estimación de un estado X; representación gráfica de la ecuación 3.15. Adaptación de la figura 4.11 en [13]

$$\frac{1}{\sigma_{k+}} = \frac{1}{\sigma_{k-}} + \frac{1}{\sigma_m}, \text{ Propagación de la varianza en un filtro de Kalman} \quad (3.15)$$

Otra gran ventaja de esta clase de filtros es su eficiencia en el uso de los recursos computacionales. Por un lado, aunque las ecuaciones que lo describen son generalmente expresadas en términos matriciales, utilizando operaciones complicadas como la inversa de una matriz, luego de que se dispone del modelo en particular sobre el cual se va a aplicar el filtro, se puede reducir las expresiones hasta obtener ecuaciones lineales con operaciones escalares definidas en \mathbb{R}^1 . Por otro lado, no requiere de amplios volúmenes de almacenamiento de datos porque la salida en un instante de tiempo cualquiera ($\hat{X}[k]$) sólo depende de los resultados obtenidos en el instante previo ($\hat{X}[k-1]$) y de la incertidumbre del mismo ($\hat{P}[k-1]$), como se explica en la sección 3.2.4.2.

3.2.4.1. Reseña histórica

El filtro de Kalman fue creado por Rudolf E. Kalman en 1960, aunque en realidad Peter Swerling había desarrollado un algoritmo similar previamente. Los primeros documentos técnicos que lo describen fueron creados por Swerling en 1958, Kalman en 1960 (ref. [35]) y Kalman y Bucy en 1961. Fue desarrollado como una solución recursiva al problema de filtrado lineal de data discreta.[24]

Generalmente se le atribuye a Stanley Schmidt la primera implementación funcional del filtro. En el año de 1959, cuando la NASA (del Inglés *National Aeronautics and Space Administration*) se encontraba explorando el problema de navegación hacia la luna para el programa Apollo, Schmidt que en ese entonces trabajaba en el *Ames Research Center* de dicha agencia estadounidense, vio el potencial de extender el filtro de Kalman lineal para resolver el problema de estimación de la trayectoria de un cohete. Como resultado de sus investigaciones desarrolló el EKF (del Inglés *Extended Kalman Filter*), conocido en la época como filtro Kalman-Schmidt. Para el año de 1961, Schmidt y John White lograron demostrar que el EKF basado en mediciones ópticas de estrellas y en datos sobre el movimiento de la nave espacial, podía suministrar la precisión necesaria para llevar a cabo una inserción exitosa en la órbita lunar. Como consecuencia, el filtro de Kalman fue embedido en la computadora de navegación del Apollo, y actualmente se encuentra en la mayoría de los sistemas de navegación.[24]

3.2.4.2. Filtro de Kalman discreto

El filtro de Kalman puede ser implementado tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Por un lado, los fundamentos teóricos son los mismos en ambos casos. Por otro lado, las diferencias principales se encuentran en la implementación y la notación utilizada en cada uno de ellos. Debido a que en la actualidad la mayor parte de las aplicaciones corren el filtro en plataformas digitales, incluyendo a este proyecto; a continuación se presentan las ecuaciones del filtro de Kalman en tiempo discreto, conservando la generalidad en la explicación.

Al momento de modelar y analizar un sistema en tiempo discreto, existen dos representaciones fundamentales. En primer lugar, se tiene la representación mediante una ecuación de diferencia discreta de orden N , como la señalada en la ecuación 3.16. Por lo general esta expresión se obtiene al aplicar una transformación de discretización sobre la ecuación diferencial que rige la dinámica del sistema continuo en estudio.

$$\sum_{q=0}^{N-1} a_q x[n-q] = \sum_{p=0}^{M-1} b_p y[n-p] \quad (3.16)$$

En segundo lugar se tiene la representación en espacio de estados, la cual es muy importante debido a que es la utilizada en el filtro de Kalman al momento de modelar el proceso a ser estimado.

Para ello, una serie de variables del sistema son definidas como estados y son agrupadas en un vector de estado (x). Se utilizan N ecuaciones de diferencia de primer grado para describir la relación de cada estado con las entradas y los estados del sistema en un instante previo. Utilizando notación matricial, es posible resumir el comportamiento del proceso en una forma compacta y conveniente.

Esta representación se puede separar en dos modelos, uno dinámico y otro de salida, como se señala en las ecuaciones 3.17 y 3.18, respectivamente. El primer modelo contiene la información determinista que define el comportamiento del sistema ($\Phi x_{k-1} + \Gamma u_{k-1}$) y añade un término aleatorio denominado ruido del proceso (w_{k-1}). El segundo modelo expresa la forma en la que se puede acceder a la información de los estados del sistema ($z_k = Hx_k$) tomando en cuenta las variaciones aleatorias asociadas a la medición (v_k).

$$x_k = \Phi x_{k-1} + \Gamma u_{k-1} + w_{k-1} \quad (3.17)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (3.18)$$

Ecuaciones del filtro de Kalman discreto

Tal como se mencionó anteriormente, cada iteración del filtro puede ser subdividida en dos etapas, una de actualización de tiempo y otra de actualización de medición. En la primera etapa, se realiza una estimación *a priori* del estado actual del proceso ($\hat{x}_k(-)$), en donde se proyectan los estados en un instante de tiempo anterior (\hat{x}_{k-1}) utilizando la matriz de transición (Φ) y las señales de control (u_{k-1}), como lo señala la ecuación 3.19. Adicionalmente, en la ecuación 3.20, se propaga la incertidumbre de la estimación previa (P_{k-1}) al estado actual ($P_k(-)$) utilizando el modelo del sistema y la varianza del proceso (Q)

Ecuaciones de actualización de tiempo:

$$\hat{x}_k(-) = \Phi \hat{x}_{k-1} + \Gamma u_{k-1} \quad (3.19)$$

$$P_k(-) = \Phi P_{k-1} \Phi^T + Q \quad (3.20)$$

La segunda etapa del filtro es la encargada de incorporar las nuevas mediciones del proceso a la predicción realizada en la etapa anterior, para producir un estimado con menor varianza. En primer lugar se calcula la ganancia de Kalman (K_k) a partir de la certidumbre de la predicción de los estados y de la varianza de las mediciones (Q), como se apunta en ec. 3.21. Luego, en las ecuaciones 3.22 y 3.23, se obtiene un estimado *a posteriori* del estado del sistema, en donde se corrige la estimación *a priori* usando la nueva medición (z_k) con la ganancia de Kalman; y se actualiza la incertidumbre asociada a la estimación *a posteriori* ($P_k(+)$), respectivamente.

Ecuaciones de actualización de medición:

$$K_k = P_k(-)H^T[H P_k(-)H^T + R]^{-1} \quad (3.21)$$

$$\hat{x}_k(+) = \hat{x}_k(-) + K_k[z_k - H\hat{x}_k(-)] \quad (3.22)$$

$$P_k(+) = [I - K_k H]P_k(-) \quad (3.23)$$

Para una referencia rápida sobre los nombres y las dimensiones de los vectores y las matrices utilizadas en el filtro de Kalman discreto se presenta la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Vectores y matrices utilizados en el filtro de Kalman discreto

Símbolo	Nombre de Vector	Dimensión	Símbolo	Nombre de Matriz	Filas	Columnas
x	Estado del sistema	n	P	Matriz de covarianza de la estimación de estados	n	n
w	Ruido del proceso	r	Q	Covarianza del ruido del proceso	r	r
u	Entrada de control	r	Φ	Transición de estados	n	n
z	Medición	l	H	Sensibilidad de medición	l	n
v	Ruido de medición	l	R	Covarianza del ruido de medición	l	l

Adicionalmente, para aclarar la notación utilizada en las diferentes etapas del filtro (predicción y corrección) se dispone de la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Notación especial de espacio de estados usada en el filtro de Kalman. Adaptación Tabla 1.3 de [36]

Símbolo	Notación alternativa	Significado
x	\vec{x}	Vector de estados del sistema
x_k	$x[k]$	La k-esima componente del vector x
\hat{x}	$E[x], \langle x \rangle, \hat{x}$	Valor estimado de x
$\hat{x}_k(-)$	$\hat{x}_{k-}, \hat{x}_{k/k-1}$	Estimado a <i>priori</i> del valor de x , condicionado por las mediciones previas al tiempo t_k
$\hat{x}_k(+)$	$\hat{x}_{k+}, \hat{x}_{k/k}$	Estimado a <i>posteriori</i> del valor x , condicionado por las mediciones incluyendo la del tiempo t_k
$P_k(-)$	$P_{k-}, P_{k/k-1}$	Matriz de covarianza de la estimación a <i>priori</i> del estado x_k
$P_k(+)$	$P_{k+}, P_{k/k}$	Matriz de covarianza de la estimación a <i>posteriori</i> del estado x_k

Finalmente, en la Tabla 3.3, se muestran los parámetros utilizados en el filtro de Kalman de tiempo continuo, tiempo discreto y su relación. Se trata de una herramienta muy útil para aplicaciones de filtrado donde el modelo original del sistema es en tiempo continuo, y el filtro de Kalman debe ser implementado en una computadora (tiempo discreto). A menudo, ingenieros y científicos encuentran más natural y confiable empezar con el modelo del sistema en tiempo continuo y luego convertirlo en tiempo discreto, una vez que se tiene la confianza suficiente en el esquema desarrollado.[36]

Tabla 3.3: Parámetros de los diferentes modelos de sistema para los filtros de Kalman.[36]

Tipo de Filtro	Modelo Dinámico	Modelo de Salida
Kalman Continuo	$\dot{x}(t) = F(t)x(t) + w(t)$	$z(t) = H(t)x(t) + v(t)$
Parámetros	$F(t) = \frac{\partial \dot{x}}{\partial x}$	$H(t) = \frac{\partial z}{\partial x}$
	$Q(t) = E \langle w(t)w^T(t) \rangle$	$R(t) = E \langle v(t)v^T(t) \rangle$
Kalman Discreto	$x_k = \Phi_{k-1}x_{k-1} + w_{k-1}$	$z_k = H_kx_k + v_k$
Parámetros	$\Phi_{k-1} = \exp(\int_{t_{k-1}}^{t_k} F(s)ds)$	$H_k = H(t_k)$
	$Q_{k-1} = E \langle w_{k-1}w_{k-1}^T \rangle$	$R_k = E \langle v_kv_k^T \rangle$

3.2.4.3. Filtro de Kalman implementado en la IMU

Como se mencionó anteriormente, y se señaló en la Figura 3.5, los estados de mayor interés que pueden ser estimados con una unidad de mediciones inerciales son los ángulos *Roll*, *Pitch* y *Yaw* y sus respectivas tasas de cambio. Esto se debe a que no se dispone de ningún elemento de medición directa de la posición, como un GPS, para estimar sin errores acumulativos las variables (x , y , z). Luego, debido a que se trata de movimientos perpendiculares entre sí, se puede diseñar un filtro de *Kalman angular* e implementarlo tres veces en forma paralela para procesar los diferentes ángulos y sus derivadas, como se muestra en la Figura 3.10.

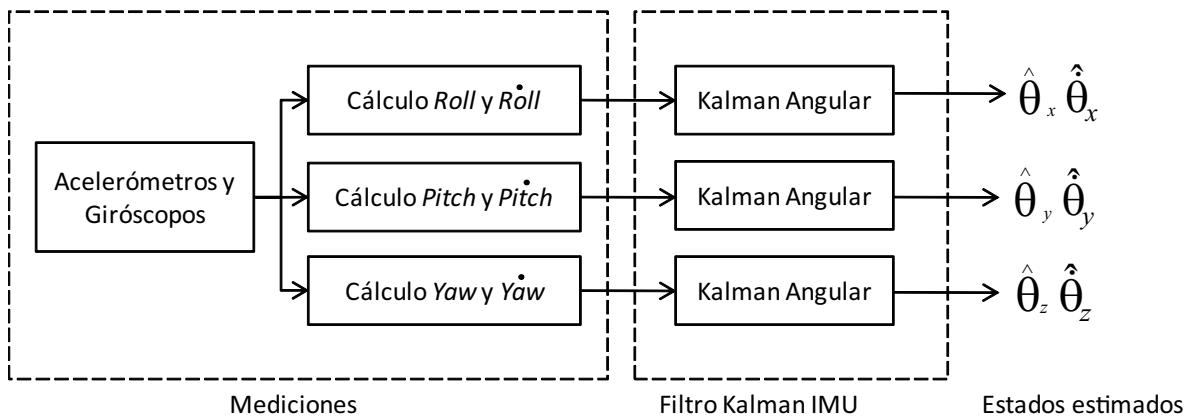


Figura 3.10: Descomposición del filtro de Kalman IMU en tres filtros de Kalman Angulares

Al momento de diseñar el filtro de Kalman Angular se deben comprender las ecuaciones del filtro de Kalman discreto y adaptarlas al proceso en particular que se desea estimar. De acuerdo al modelo dinámico del sistema se determinan los estados de interés, la matriz de transición de estados, la matriz de sensitividad y las entradas de control existentes. Luego se lleva a cabo el proceso de puesta a punto del filtro, donde se fijan las condiciones iniciales, la varianza del proceso y la varianza de las mediciones. Estudios previos de este filtro han sido realizados en [18], lo que fue de gran ayuda durante esta etapa del trabajo.

El proceso a ser estimado con un filtro de Kalman Angular

Con este filtro se desea estimar un ángulo y su tasa de cambio, por lo que estas cantidades son seleccionadas como los estados de interés del sistema. Debido a que se desea desarrollar una IMU que pueda ser utilizada en diferentes helicópteros, y hasta en otro tipo de plataformas robóticas, se utiliza un modelo general que no incluye la dinámica en particular de la nave, sino que expresa la relación matemática entre un ángulo y su tasa de cambio en un instante de tiempo dado, con dichas cantidades en el instante previo. La Figura 3.11 muestra gráficamente la evolución temporal de los estados de interés para el filtro de Kalman Angular.

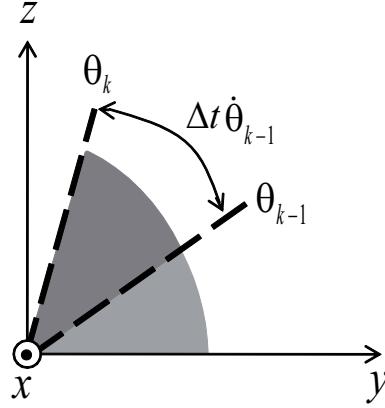


Figura 3.11: Ilustración del modelo de transición de estados para el filtro de Kalman Angular

Utilizando la Figura 3.11 como referencia, se puede deducir la ecuación 3.24 que representa el modelo dinámico del sistema angular para cualquiera de los ejes de rotación. En dicho modelo se observan los estados, la matriz de transición de estados y se resalta la ausencia de señales de control.

$$\begin{aligned}\hat{x}_k &= \Phi \hat{x}_{k-1} + \Gamma u_{k-1} \\ \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \dot{\hat{\theta}}_k \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{k-1} \\ \dot{\hat{\theta}}_{k-1} \end{bmatrix} + 0(u_{k-1})\end{aligned}\quad (3.24)$$

Las mediciones disponibles en una IMU

Se sabe que las unidades de mediciones iniciales disponen de acelerómetros y giróscopos, los cuales presentan en sus salidas señales de voltajes que pueden ser transformadas en acceleraciones lineales y velocidades angulares. Utilizando los procedimientos descritos en la sección 3.2.1 se pueden obtener los ángulos de inclinación a partir de las señales del acelerómetro de tres ejes. Adicionalmente, usando la metodología descrita en la sección 3.2.2, se pueden obtener las tasas de cambio de los ángulos de Euler a partir de las velocidades angulares de los giróscopos. Por lo tanto el modelo de salida es el que se señale en la ecuación 3.25, de donde se obtiene la matriz de sensitividad (H).

$$\begin{aligned}z_k &= H x_k + v_k \\ \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \dot{\hat{\theta}}_k \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ \dot{\theta}_k \end{bmatrix} + v_k\end{aligned}\quad (3.25)$$

Puesta a punto del filtro de Kalman

Como se señaló en las ecuaciones 3.17 y 3.18, tanto el proceso a ser estimado como las mediciones del mismo están sujetos a variaciones aleatorias de distribución gaussiana, las cuales se representan con las variables aleatorias (w_k) y (v_k) de varianzas (σ_w^2) y (σ_v^2). Cuando R. Kalman publicó su filtro en [35], demostró que éste presenta un desempeño óptimo cuando los parámetros de ajuste (Q) y (R) son igual a la covarianza del proceso (σ_w^2) y la covarianza de las mediciones (σ_v^2), respectivamente, tal como se señala en la ecuación 3.26.

$$\begin{aligned} Q &= \sigma_w^2 , \quad w_k \rightarrow N(0, Q) \\ R &= \sigma_v^2 , \quad v_k \rightarrow N(0, R) \end{aligned} \tag{3.26}$$

Para obtener la covarianza de las mediciones basta con tomar un conjunto de mediciones *off-line*¹ y realizar un análisis estadístico de ellas para aproximarla. En cuanto a la covarianza del proceso no existe un procedimiento estándar para estimarla, ya que no se tiene acceso directo al proceso sino a sus mediciones. Por lo general se seleccionan valores pequeños cuando se confía mucho en el modelo desarrollado, y valores más altos a medida que se tienen mayores dudas sobre él. Finalmente, se puede lograr un buen desempeño si se seleccionan los parámetros en base a un procedimiento de prueba y error, como se señala en [37].

Condiciones iniciales del filtro

Se ha demostrado que el desempeño del filtro de Kalman en estado estacionario es independiente de las condiciones iniciales seleccionadas [35]. Sin embargo, si se desea disminuir el tiempo de estabilización y el error en la etapa transitoria se debe tratar de escoger el estado inicial del sistema y la matriz de covarianza de los estados iniciales, lo más cercano a sus valores reales. Si se establece la pre-condición de que el proceso debe comenzar en reposo, se puede decir que el estado inicial será un vector de elementos iguales a cero. Para estimar la matriz de covarianza inicial se puede realizar una corrida de prueba del filtro, observar el valor en el que ésta se estabiliza y usarlo como valor inicial.

Finalmente, en la Tabla 3.4 se muestra un resumen de las matrices y vectores utilizados en el filtro de Kalman Angular sobre el cual se basa el filtro de Kalman de la unidad de mediciones iniciales desarrollada en este libro.

¹El término *off-line* se usa en ingeniería para denominar al procedimiento en el que se toman las muestras de un fenómeno para sus análisis posterior. El término *on-line* hace referencia al procedimiento de análisis en tiempo real de las mediciones.

Tabla 3.4: Resumen de las matrices para el filtro de Kalman Angular

Nombre	Matriz	Filas	Columnas
Estados del sistema	$\hat{x}_k = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \dot{\hat{\theta}}_k \end{bmatrix}$	2	1
Matriz de transición	$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	2	2
Vector de mediciones	$z_k = \begin{bmatrix} \theta_k + v_{\theta_k} \\ \dot{\theta}_k + v_{\dot{\theta}_k} \end{bmatrix}$	2	1
Matriz de sensitividad	$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	2	2
Matriz de covarianza del proceso	$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$	2	2
Matriz de covarianza de las mediciones	$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}$	2	2

CAPÍTULO 4

Estado del Arte en Unidad de Mediciones Iniciales

En miras de desarrollar una IMU actualizada, capaz de alcanzar algunos de los estándares actuales y superar otros, se realiza una investigación sobre las opciones disponibles en el mercado. Adicionalmente se consideran los trabajos más recientes realizados por algunas de las mejores universidades del mundo en el tema de unidades de mediciones iniciales. Finalmente se estudian los logros y faltas del primer prototipo de IMU realizado en el Grupo de Investigación y Desarrollo en Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar.

Para darle un mayor significado a los datos de desempeño de cada una de las IMUs que se consideran en este capítulo, y para evitar la repetición de la información al momento de realizar las comparaciones, las descripciones de los dispositivos se dividen en dos partes. En primer lugar se brinda una descripción general de las IMUs y de las aplicaciones para las cuales fueron diseñadas. Finalmente, una vez conocido el contexto de cada una de ellas, se utiliza una tabla para mostrar sus características técnicas y facilitar las comparaciones.

4.1. IMUs comerciales

Debido a que las unidades de mediciones iniciales son usadas en aplicaciones muy variadas, que van desde la digitalización de movimientos para desarrollar videojuegos hasta la estimación de estados para guiar misiles balísticos, existen diferentes empresas especializadas en brindar soluciones adaptadas a los requerimientos de cada una de ellas. Por lo tanto, a continuación se hace un recorrido breve por los mejores productos ofrecidos por empresas dedicadas a algunas de dichas ramas.

4.1.1. *Systron Donner Inertial*

Aunque las soluciones propuestas por la empresa alemana *Systron Donner Inertial* pueden ser utilizadas en aplicaciones civiles, sus principales esfuerzos son orientados a satisfacer las exigentes condiciones impuestas por las aplicaciones bélicas. En la Figura 4.1, se muestra una IMU modelo

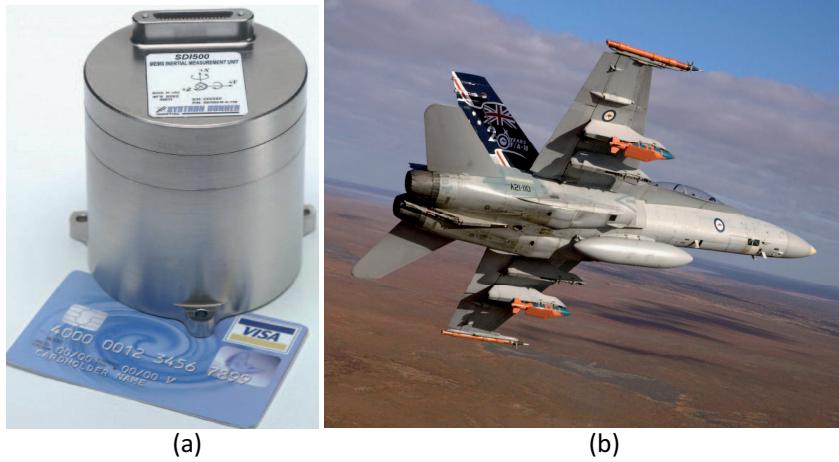


Figura 4.1: (a) IMU-SDI500, fabricada por Systron Donner Inertial (b) Avión caza de la Real Fueza Aerea Británica que utiliza la IMU-SDI500 [26]

SDI500 producida y desarrollada por esta compañía, pensada para ser usada en la generación de horizontes artificiales en aviones caza.

Según la información disponible en [26], la SDI500 es la primera IMU basada en tecnología MEMS en demostrar verdadero desempeño táctico con un *bias* de $1^\circ/\text{hr}$ y un ruido *random walk* de sólo $0.02^\circ/\text{hr}$. Gracias a que usa sensores MEMS quartz, puede ofrecer altos niveles de producción y estabilidad en las señales de todas sus unidades.

En cuanto al hardware, se puede destacar que su compacta y sólida construcción permite garantizar 25,000+ hr. MTBF y 20 años de uso o almacenamiento. Adicionalmente, gracias a su chasis metálico, ofrece protección contra interferencia electromagnética, haciéndola especialmente atractiva para aplicaciones militares. En cuanto al software, utiliza algoritmos de procesamiento digital de señales de alta velocidad y desempeño patentados por la compañía y corre en forma paralela un programa de prueba integrado para verificar la operatividad del dispositivo.

4.1.2. *Crossbow Technology Inc.*

Es una empresa que se ha dedicado por más de una década a brindar soluciones para navegación con fines civiles, como aviones y barcos comerciales, helicópteros de uso civil, entre otros. En la Figura 4.2 se muestra su IMU-440, la cual según la información suministrada por la compañía en [28], utiliza giróscopos y acelerómetros MEMS para proveer una relación de desempeño y precio inalcanzable por otros productos. Sus características generales más resaltantes es su resistencia al agua y las vibraciones, diseño de bajo peso, protección contra interferencia electro-magnética, pruebas continuas de funcionamiento integradas, filtrado programable de los sensores y protocolos de comunicación digital configurables.



Figura 4.2: (a) IMU 440 fabricada por Crossbow (b) Aplicación de IMU 440 en transporte civil [28]

4.1.3. *Xsens Technologies*

En el área del entretenimiento, una de las empresas que brinda soluciones para videojuegos y películas es *Xsens Technologies*. Para producir imágenes animadas en 3D que presenten movimientos humanos se suele digitalizar los movimientos de algún sujeto y luego vincularlos con la imagen deseada. Para esto, este empresa propone utilizar sus IMUs miniaturas *MTi* junto con un traje para contenerlas (ver Figura 4.3) y así hacer el seguimiento de los movimientos. De este hecho se desprende que *Xsens Technologies* tenga especial interés en lograr IMUs lo más pequeñas posibles y con el menor error derivativo posible (*drift*).

Dentro de las especificaciones de la *MTi* [27] se explica que esta IMU utiliza giróscopos para estimar la orientación, y acelerómetros y magnetómetros (todos MEMS) para corregir los errores acumulados por el proceso de integración. Para lidiar con las perturbaciones de corto plazo producidas sobre los magnetómetros y acelerómetros, se utiliza un algoritmo de fusión sensorial sofisticado patentado por la empresa.



Figura 4.3: IMU miniatura *MTi* junto al Sistema de movimiento humano 3D *MVN BIOMECH* [27]

4.1.4. Analog Devices

Ya entrando en las IMUs desarrolladas para aplicaciones generales destaca la serie ADIS16385XX desarrollada por *Analog Devices*. A diferencia de las unidades de mediciones iniciales especializadas mencionadas anteriormente, cuyo precio se estima por el orden de \$10k-\$100k, estas IMUs genéricas son mucho más económicas y sus precios varian en el rango \$869-\$1699.

La serie iSensor[®] de *Analog Devices* son sistemas iniciales completos que incluyen giróscopos y acelerómetros de tres ejes (Figura 4.4). Cada sensor combina sensores iMEMS[®] líderes en la industria con acondicionamiento de señales que optimizan el desempeño dinámico. La calibración de fábrica caracteriza cada sensor en cuanto a sensibilidad, bias, alineación, y aceleración lineal (bias de los giróscopos). Como resultado, cada sensor tiene su propia fórmula dinámica de compensación, lo que permite realizar mediciones precisas. [29]

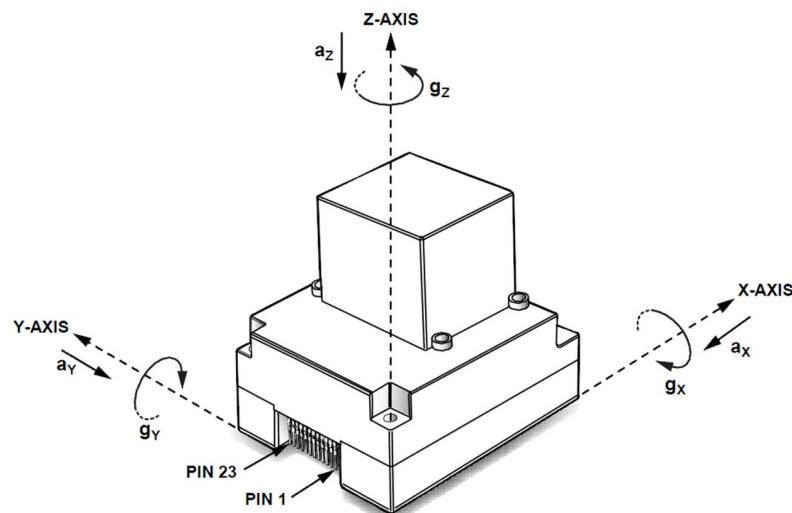


Figura 4.4: IMU de la serie iSensor[®] de *Analog Devices* [29]

4.1.5. Sparkfun Electronics

Continuando con las propuestas de unidades de mediciones iniciales para aplicaciones genéricas, destaca la *IMU 6 Degrees of Freedom v4* de *Sparkfun Electronics* por su bajo costo (\$449.95) y por ofrecer capacidad Bluetooth[®]. Según los datos del fabricante [30], esta IMU reporta los datos de un acelerómetro, un giróscopo y un magnetómetro (todos de tres ejes) en formato binario crudo o codificados en ASCII. Adicionalmente, se puede programar la frecuencia de muestreo dentro de los valores 50Hz-250Hz (con un paso de 50Hz). Cabe destacar que esta IMU fue pensada para investigación, ya que a diferencia de las otras IMUs, no aplica ningún algoritmo de procesamiento, ofreciéndole al desarrollador la data original para que éste diseñe sus propios filtros digitales. En cuanto al tamaño, en la Figura 4.5 se muestra la IMU junto con una escala de referencia.

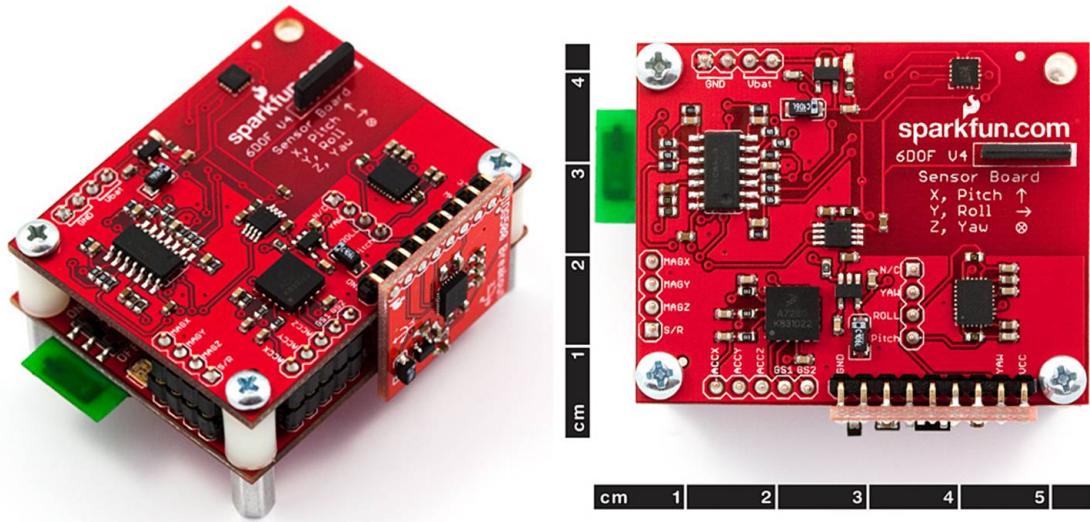


Figura 4.5: IMU 6 Degrees of Freedom v4 de *Sparkfun Electronics* con capacidad Bluetooth® [30]

4.2. Investigaciones universitarias en IMUs

Como se sabe, las universidades son los centros de generación de conocimiento por excelencia, por tal motivo resulta de gran valor conocer que se está haciendo en ellas en el tema de unidades de mediciones inerciales. A continuación se muestran los adelantos alcanzados en una tesis de maestría en el Instituto Federal Suizo de Zurich (ETH), debido a que presenta información relevante y actualizada. Adicionalmente se estudian los logros alcanzados en investigaciones previas dentro del GID de Mecatrónica-USB.

4.2.1. *Swiss Federal Institute of Technology Zurich (ETH)*

Como parte de su tesis de maestría S. Fux explica el Desarrollo de una Unidad de Mediciones Inerciales Plana de Bajo Costo para UAV y MAV en [31]. Como se puede observar en la Figura 4.6, se trata de un dispositivo muy pequeño gracias al uso de componentes de montaje superficial. A pesar de su tamaño logra integrar acelerómetros, giróscopos y magnetómetros de tres ejes.

Utilizando la información proveniente de los sensores, el dispositivo arroja a la salida los datos procesados referentes a la inclinación de la plataforma (*Attitude*) y la orientación (*Heading*). Adicionalmente el trabajo es sumamente interesante puesto que describe un método para calibrar los sensores y varios filtros diferentes para realizar fusión sensorial, dos filtros de Kalman y tres filtros Complementarios.

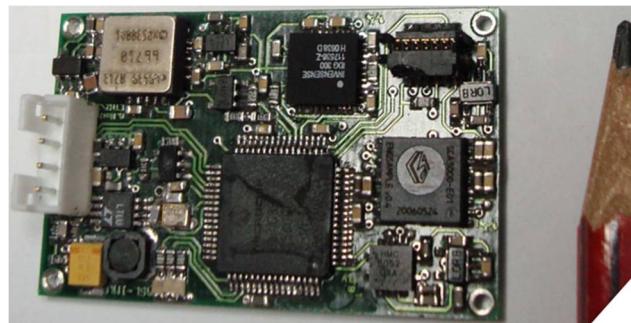


Figura 4.6: IMU plana de bajo costo desarrollada en ETH, Zurich [31]

4.2.2. Antecedentes en el GID-Mecatrónica de la Universidad Simón Bolívar

En el área de unidades de mediciones inerciales, el grupo cuenta con trabajos como el realizado por E. Rizo en [19] como parte de su proyecto de grado. En este trabajo se adquirió un helicóptero a escala radiocontrolado, se implementó un sistema de instrumentación para éste, se trabajó con la comunicación inalámbrica entre la aeronave y una estación terrena, y se construyó la primera versión de una IMU (Figura 4.7).

Sin embargo, las investigaciones realizadas en [18] sobre el control de esta clase de helicópteros, han establecido la necesidad de algunas mejoras en el hardware y el software de la IMU. En cuanto al hardware, principalmente se desea disminuir el tamaño a menos de 588cm^3 , cambiar el esquema de muestreo de multiplexado a simultáneo, aumentar la frecuencia de muestreo por encima de 50 Hz y utilizar un giróscopos de 3 ejes en vez de uno de 2 ejes. En cuanto al software, se desea pasar de un algoritmo de fusión sensorial que utiliza los datos de los acelerómetros ó los datos de los giróscopos (de acuerdo a unos parámetros de decisión), a un algoritmo que fusiona las mediciones de estos sensores en forma continua, preferiblemente basado en el filtro de Kalman.

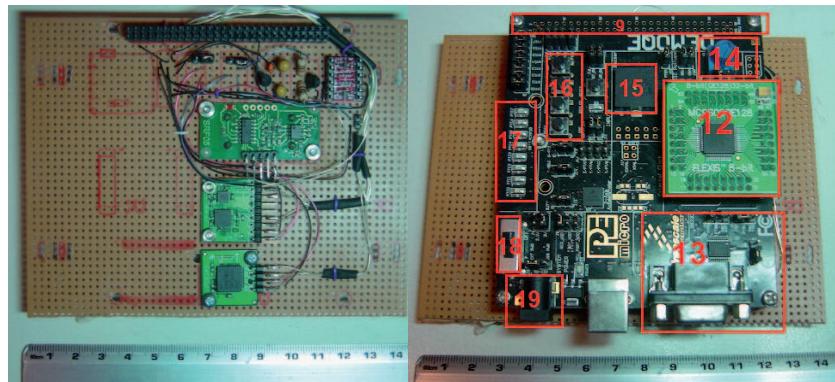


Figura 4.7: Antecedente de IMU en el GID-Mecatrónica USB [19]

Tabla 4.1: Resumen de las características ofrecidas por las IMUs mencionadas anteriormente. Para facilitar la interpretación de los datos se colorea la celda de la mejor opción en azul, y la de la peor opción en rojo.

Parámetro/IMU	SDI500	IMU440	MTi	iSensor®	IMU6DOF-V4	IMU-ETH	GID-Mecatrónica
Fabricante o desarrollador	Systron Doner Inertial /	Crossbow Tech. Inc.	Xsens	Analog Devices	Sparkfun Electronics	Swiss Fereal Institute ETH	Carlos Rizo
Peso (g)	588	580	50	-	-	5.24	-
Tamaño (cm-cm-cm)	311	466	74	66	74	10	588
Power (W)	<5	<5	0.350	-	1.05	0.262	-
Acelerómetro tres ejes	SI	SI	SI	SI	SI	SI	SI
Rango dinámico (g)	±50	± 4	± 5	±5	±6	±3	±3
Ancho de banda (Hz)	75	25	30	330	350(x,y) - 150(z)	-	350(x,y) - 150(z)
Giroscopos tres ejes	SI	SI	SI	SI	SI	SI	SI
Rango dinámico (gr/s)	±1000	±200	± 300	±350	±500	±300 y ±500	NO
Ancho de banda (Hz)	75	25	40	330	96	-	±500
Magnetómetros tres ejes	NO	NO	SI	NO	SI	SI	NO
Rango dinámico (mG)	-	-	± 750	-	±6000	±3000	-
Ancho de banda (Hz)	-	-	10	-	319	-	-
Muestreo (Hz) configurable	-	2-100	256-512	1200	50-300	25-100	50 Hz NO
Procesamiento digital de los datos	SI	SI	SI	SI	Ninguno	Filtro Compl.	Dos modos de operación
Formato de los datos de salida	-	Fusión Sensorial	Filtrado Digital FIR & IIR	Binario Binario	Binario	Binario	Binario
Comunicación	RS232	RS232	RS232-USB	RS232	Bluetooth	RS232	RS232
Transmisión (b/s)	Programable	Programable	max. 921k	max.100k	115200	115200	NO
Protección contra IEM	SI	SI	SI	NO	NO	NO	NO
Condiciones de trabajo militares	SI	NO	NO	NO	NO	NO	NO
Precio (U.S.D \$)	-	-	-	\$869-\$1699	449,95	-	-

CAPÍTULO 5

Arquitectura de la IMU

Este capítulo aborda la arquitectura de la unidad de mediciones iniciales a implementar en el presente trabajo, la cual consiste en una etapa de sensores (giróscopos y acelerómetros), una etapa de acondicionamiento de señales, otra de adquisición y finalmente una etapa de procesamiento en un microcontrolador con capacidad para comunicación inalámbrica con un computador. Esta arquitectura se basa en el diseño previo de la IMU [18], que se deriva de las necesidades de sensado para aplicar control a una planta de dinámica rápida como lo es un helicóptero a escala.

Se estudian los componentes más adecuados en cuanto a desempeño, disponibilidad y costo. Por último se explica el diseño del circuito que satisface las especificaciones y que se puede implementar por la disponibilidad de los componentes, y se propone un circuito con componentes de mejor desempeño para futuras implementaciones.

5.1. Especificaciones de diseño

De acuerdo a la investigación realizada en [18], existe una serie de requerimientos mínimos que debe cumplir la unidad de mediciones iniciales para que ésta pueda ser usada en el proyecto de automatización de un helicóptero a escala. Los cálculos y procedimientos utilizados para determinar dichas especificaciones escapan del alcance de este libro. Sin embargo, en la Tabla 5.1 se resume las principales especificaciones y se muestran unas pequeñas justificaciones informales que explican cualitativamente el origen de tales requerimientos.

Además de las especificaciones originales, se añadieron ciertas características que se consideraron importantes las cuales surgieron al momento de desarrollar el presente trabajo. Por un lado, se desea ofrecer la posibilidad de reemplazar los sensores en una forma fácil y conveniente, para evitar que todo el sistema se vuelva obsoleto cuando se dispongan de nuevos sensores y para que se puedan realizar pruebas que permitan obtener el conjunto de sensores más adecuado para la aplicación final. Por lo tanto, se propone dividir el circuito en dos tarjetas. La primera debe alojar a los sensores,

Tabla 5.1: Principales especificaciones de diseño de la IMU. Se comienza con (★) las características de diseño adicionales que se propusieron durante el desarrollo del presente trabajo

Especificación	Detalles
Bajo costo	Debe ser acorde a las limitaciones de un proyecto en un grupo de investigación de la universidad Simón Bolívar
Bajo peso	Se desea poder transportar en el helicóptero TREX-450 el cual posee una capacidad de carga limitada a no más de 600 g
Muestreo Simultáneo de 12 bits	Se planea implementar un control por variable de estados que permita reubicación arbitraria de polos. Por lo tanto se necesita disponer de todos los estados en el <i>mismo</i> instante de tiempo y con una buena resolución
Frecuencia de muestreo mayor a 50 Hz	Las frecuencias de muestreo de las IMUs comerciales son bastante variable. Por lo tanto, se propone superar la frecuencia de muestreo alcanzada en la primera IMU del grupo
Conectividad Inalámbrica	Se desea soportar teleoperación. De esta forma es necesario reportar los diferentes estados del sistema a una estación terrena
★ Modularidad: separar los sensores del procesamiento	Al utilizar una tarjeta que aloje a los sensores y otra el procesamiento se brinda flexibilidad para reemplazar los sensores. Se pueden diseñar diferentes tarjetas de sensores para varias aplicaciones
★ Filtrado <i>antialiasing</i>	Además de ser considerado una buena práctica al momento de desarrollar un canal de adquisición, se garantiza que las frecuencias que se observan son realmente las que se encuentran en el sistema
★ Capacidad de expansión	Debido a que el proyecto Beagle es tan amplio, será necesario integrar la IMU con otros sensores, como DGPS y magnetómetros.

mientras que en la segunda se ubicarán los componentes que permitan realizar la adquisición, el procesamiento y la transmisión de los datos.

Por otro lado, se propone incluir una etapa de filtrado pasa-bajo en cada canal para evitar el *aliasing* de las frecuencias, lo cual se considera una buena práctica al momento de desarrollar un canal de adquisición. Para ofrecer flexibilidad al momento de seleccionar la frecuencia de corte de los filtros se piensa utilizar filtros del tipo *switched capacitor*, los cuales permiten fijar el punto de corte con una señal de reloj externa.

Adicionalmente, como no sólo se desea poder estimar la orientación y la inclinación sino también la posición y la velocidad lineal de una plataforma, es necesario que la IMU interactúe con otros sensores, como DGPS y magnetómetros. Se propone que la unidad de mediciones inerciales cuente con un **Puerto de Expansión** que permita tener fácil acceso a varios pines del microcontrolador. De esta manera, en futuras aplicaciones se podría utilizar el procesador de la IMU para controlar dispositivos externos de la plataforma que la transporta, como motores, módulos de comunicación RF o LEDs indicadores de estado.

5.2. Arquitectura de la IMU

Considerando las especificaciones de diseño señaladas anteriormente, se propone el diagrama de bloques de la Figura 5.1 como arquitectura de la unidad de mediciones iniciales.

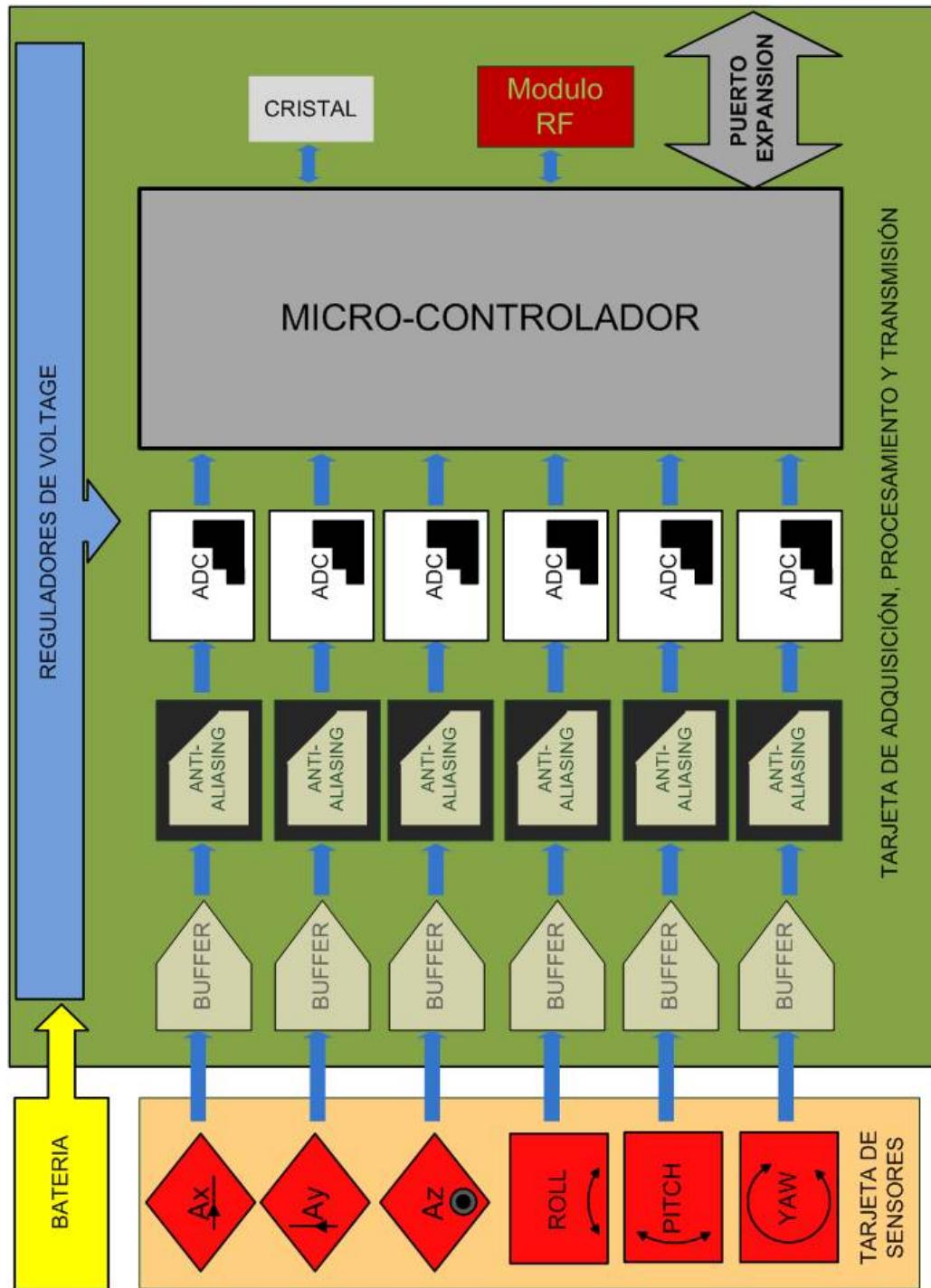


Figura 5.1: Diagrama de bloques de la unidad de mediciones iniciales

Si se analiza en detalle la arquitectura propuesta en la Figura 5.1 se pueden observar las diferentes características que permiten cumplir con las especificaciones de diseño. En primer lugar destaca la existencia de dos tarjetas, una de ellas denominada **Tarjeta de Sensores (TS)** y la otra **Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión (TAPT)**, lo que cumple con la modularidad deseada. Además se observa en la TAPT que cada sensor posee su propio canal de adquisición que culmina con un ADC dedicado, lo que permite realizar muestreo simultáneo de las señales. También se puede observar un módulo RF destinado a brindar comunicación inalámbrica. Finalmente se tiene un Puerto de Expansión para facilitar la integración de la IMU con otros dispositivos, según sean los requerimientos de las distintas aplicaciones.

Adicionalmente, en la Figura 5.2, se muestra un canal de adquisición aislado para facilitar su visualización. Siguiendo el camino realizado por la señal proveniente del sensor se tiene en primer lugar un *buffer*, el cual permite desacoplar las impedancias entre la TS y la TAPT. Seguidamente se encuentra un filtro pasabajo para cumplir con la condición de evitar el *aliasing*. Posteriormente se dispone un conversor análogo a digital el cual transmite los datos a un puerto digital del microcontrolador configurado en modo de lectura.

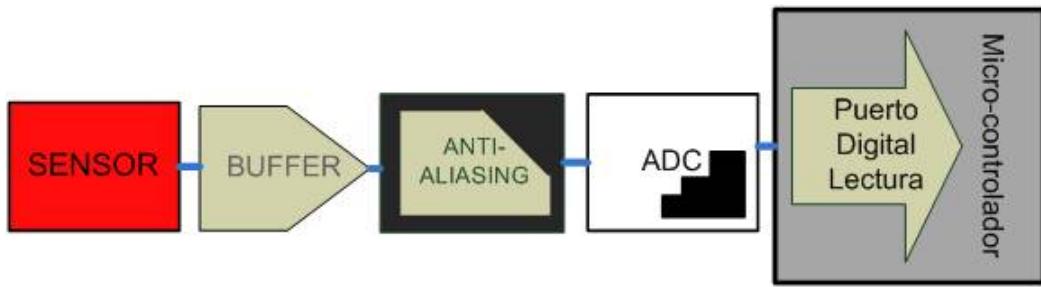


Figura 5.2: Esquema del canal de adquisición para un sensor cualquiera de la IMU

5.3. Selección de los componentes

Al momento de diseñar la unidad de mediciones iniciales es necesario determinar cuáles componentes utilizar. Con la arquitectura de la IMU de la sección 5.2 como referencia, es necesario conseguir un grupo de sensores iniciales (acelerómetros y giróscopos de tres ejes), *buffers*, filtros pasabajo de capacitores conmutados, conversores ADC simultáneos de 12 bits, un microcontrolador potente y un módulo de comunicación inalámbrico. Adicionalmente es necesario determinar los circuitos de regulación para conseguir los voltajes de operación de los componentes escogidos.

Es importante destacar que como parte de las investigaciones realizadas en [18] se llegó a una pre-selección de los sensores así como de los microcontroladores más adecuados para la IMU. En cuanto a las contribuciones de este trabajo al diseño del hardware de la IMU, se considera el aporte principal la selección de los ADC, los *buffers*, los filtros antialiasing, el módulo de comunicaciones inalámbrico y los componentes para la generación del voltajes de alimentación.

5.3.1. Sensores

En la pre-selección de los sensores iniciales que se mencionó anteriormente se escogió un acelerómetro y dos juegos de giróscopos, todos de tecnología MEMS. Debido a la disponibilidad de componentes se decidió desarrollar dos tarjetas de sensores, ambas con el mismo modelo de acelerómetro pero con giróscopos de diferente resolución y rango dinámico. Una de las tarjetas, denominada **Tarjeta de Sensores 1 (TS1)**, cuenta con giróscopos de gran resolución pero de pequeño rango dinámico. La otra tarjeta, denominada **Tarjeta de Sensores 2 (TS2)**, dispone de giróscopos de menor resolución pero de mayor rango dinámico.

Cada una de las tarjetas de sensores TS1 y TS2 es buena para ser usada en un tipo de plataforma específica. Esto se debe a que ciertas aplicaciones, como un helicóptero a escala en vuelo acrobático, presentan giros rápidos y movimientos bruscos que necesitan ser sensados con giróscopos de amplio rango dinámico, como los de la TS2, para evitar la distorsión de las señales. Por otro lado, las plataformas de movimientos lentos, como el helicóptero Quanser® de 2-DOF, requieren de giróscopos de mayor resolución para captar con suficiente precisión los movimientos angulares del sistema y poder distinguir entre el ruido y la señal del sensor.

Adicionalmente, existen otros beneficios asociados a desarrollar dos tarjetas de sensores. En primer lugar, si alguna de las tarjetas presenta fallas en sus sensores siempre se dispone de una tarjeta de repuesto que permita continuar con las pruebas. En segundo lugar, disponer de dos tarjetas funcionales con diferentes sensores sirve para evaluar el desempeño de la IMU con cada uno de ellos, de donde se pueden derivar conclusiones importantes como cuáles sensores presentan menor ruido o aceptan calibraciones más precisas y válidas en diversas circunstancias de operación.

En [31] se describe un método alternativo e interesante para la selección de los sensores. En este trabajo, se explica como en primer lugar se crea una “tarjeta de sensores”, la cual contiene varios acelerómetros y giróscopos de diferentes modelos y fabricantes. Luego se realiza una serie de pruebas para calibrar todos los sensores y se descartan aquellos que no aceptan una calibración exitosa en todos los casos de operación. Sin embargo, este método se descarta para este proyecto puesto que es necesario contar con un IMU de funcionamiento comprobado para que pueda ser usada como referencia confiable.

5.3.1.1. Tarjeta de Sensores 1 (TS1)

La TS1 es la tarjeta que presenta mayor sensitividad pero menor rango dinámico en sus giróscopos. También es la tarjeta de sensores que, desde la etapa de diseño, se puede prever que ocupará más espacio, por los siguientes motivos. En primer lugar, se plantea utilizar un giróscopo en posición vertical para la medición del Yaw; y en segundo lugar, la tarjeta de desarrollo que alberga al acelerómetro es la más voluminosa puesto que presenta algunas características innecesarias.

Adicionalmente, debido a que los componentes fueron pre-seleccionados, a continuación sólo se muestra una reseña de los mismos. Para una referencia rápida se dispone la Tabla 5.2, un resumen donde se identifican los sensores y se muestran algunas características importantes.

Tabla 5.2: Resumen de sensores utilizados en la TS1

Sensor	Chip Nombre	Chip Fabricante	Tarjeta de desarrollo Código	Tarjeta de desarrollo Fabricante	Rangos	Alimentación (V)
Acelerómetro de tres ejes	MMA7261Q	Freescale	KIT3109 <i>Multi-axis evaluation board</i>	Freescale	$\pm 1.5 \text{ g}$ $\pm 2 \text{ g}$ $\pm 4 \text{ g}$ $\pm 6 \text{ g}$	2,2 - 3,6
Giróscopo de dos ejes	LPR503AL	STmicro	Gyro <i>Breakout Board</i>	Sparkfun Electronics	$\pm 120 \text{ }^{\circ}/\text{s}$ $\pm 30 \text{ }^{\circ}/\text{s}$	2,7 - 3,6

Acelerómetro [39, 40]

El chip MMA7261Q es un acelerómetro de tres ejes, micro-maquinado y de baja capacitancia. Este chip ofrece compensación de temperatura para lograr robustez en sus señales. Dentro de la tarjeta KIT3109 de Freescale, presenta varias características convenientes para un dispositivo de este tipo. Tiene la capacidad de entrar en modo dormido, en el cual consume baja corriente (3uA), lo que es particularmente útil en aplicaciones electrónicas alimentadas a batería. También presenta una salida de alta sensitividad dentro de un rango de operación seleccionable, como se señala en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3: Rango y sensitividad del acelerómetro según las señales *g-Select*

g-Select 2	g-Select 1	Rango (g)	Sensitividad (mV/g)
0	0	1.5	800
0	1	2	600
1	0	4	300
1	1	6	200

Adicionalmente acondiciona las señales con un filtro pasabajo de un polo. Como resultado, en los canales "X" y "Y" se dispone de un ancho de banda de 350 Hz, mientras que en el canal "Z" el

ancho de banda es de sólo 150 Hz. En cuanto al voltaje de operación, el dispositivo puede operar siempre que sea alimentado entre 2.2 V y 3.6 V.

En la Figura 5.3 se muestra el acelerómetro MMA7261Q instalado en el módulo de desarrollo KIT3109. En dicha imagen se pueden observar las características innecesarias mencionadas anteriormente, tales como un interruptor de encendido junto con un indicador LED; y otro LED para mostrar el estado de la señal *Sleep mode*.

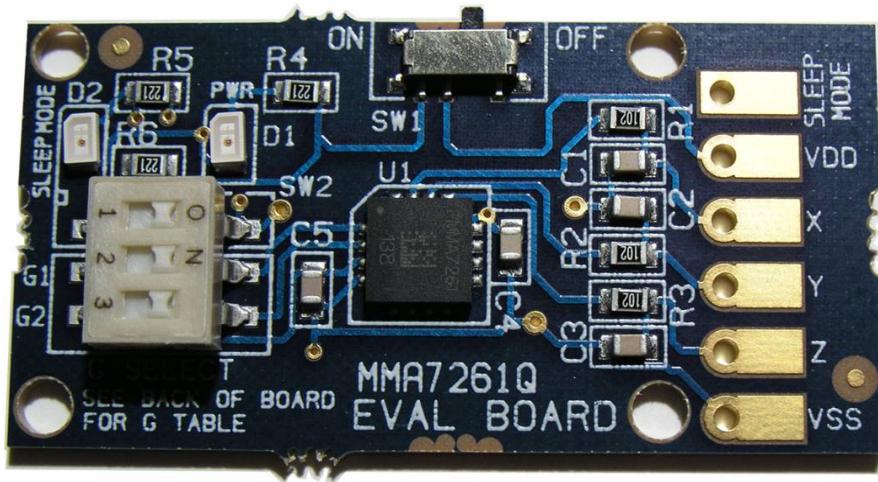


Figura 5.3: Acelerómetro MMA6271Q usado en la TS1

Giróscopo *Roll* y *Pitch*, *Pitch* y *Yaw* [41]

Para medir la velocidad angular en los diferentes ejes, se utilizaron dos giróscopos doble eje LPR503AL posicionados perpendicularmente. Este dispositivo puede trabajar con un voltaje de entrada dentro del rango (2,7V ; 3,6V) y tiene un rango de medición de $\pm 120^{\circ}/s$. Es capaz de detectar tasas de giro con un ancho de banda de -3 dB de hasta 140 Hz, ya que tiene un filtro pasabajo embebido. El giróscopo es el resultado de combinar un actuador y un acelerómetro en una misma estructura micro-maquinada. Incluye un elemento de sensado compuesto por una única masa inercial, la cual es mantenida en movimiento oscilatorio continuo lo que le permite reaccionar cuando una taza de giro es aplicada a la estructura de acuerdo al principio de Coriolis. Un circuito integrado tipo CMOS provee la medida de la velocidad angular al exterior de la estructura en forma de un voltaje analógico, lo que permite la integración de alto nivel de este sensor con otros dispositivos.

En la Figura 5.4 se muestra el giróscopo LPR503AL integrado en la tarjeta *Gyro Breakout Board* de Sparkfun Electronics. Esta tarjeta implementa el circuito de acondicionamiento sugerido por el fabricante del sensor. Se puede resaltar la presencia de filtros pasabanda, centrados a 140 Hz, en los canales de salida no amplificados.

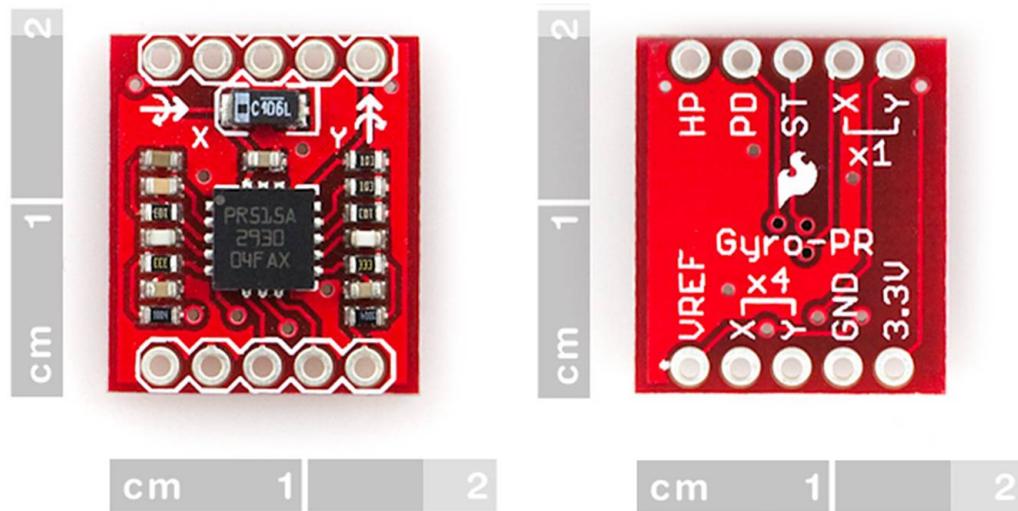


Figura 5.4: LPR503AL, giróscopo MEMS en tarjeta de desarrollo Sparfun

5.3.1.2. Tarjeta de Sensores 2 (TS2)

La descripción de los sensores de la TS2 se realiza de la misma forma que la descripción de la TS1. En primer lugar se dispone de un resumen de algunas características importantes de los sensores en la Tabla 5.4 y luego se cubre la información relevante de cada uno de ellos.

Tabla 5.4: Resumen de sensores utilizados en la TS2

Sensor	Chip	Tarjeta de desarrollo	Rangos	Alimentación (V)
Nombre	Fabricante	Código	Fabricante	
Acelerómetro de tres ejes	MMA7260Q	Freescale	<i>Triple Axis Accelerometer Breakout</i>	±1.5 g ±2 g ±4 g ±6 g
Giróscopo de dos ejes <i>Roll y Pitch</i>	IDG-500	InvenSense	<i>Gyro Breakout Board</i>	2,2 - 3,6 ± 500 °/s ± 110 °/s
Giróscopo de dos ejes <i>Roll y Yaw</i>	IXZ-500	InvenSense	<i>Gyro Breakout Board</i>	2,7 - 3,3 ± 500 °/s ± 110 °/s

Acelerómetro [39, 40]

Utilizando el chip MMA7261Q para obtener sus mediciones, descrito en secciones anteriores, la tarjeta *Triple Axis Accelerometer Breakout* es la que se utiliza en la TS2 para sensar las aceleraciones lineales. Como se muestra en la Figura 5.5, sólo incluye tres filtros de primer orden en cada canal y un capacitor de desacople para el chip, dejando a juicio del desarrollador la instalación de LEDs e interruptores que pueden llegar a ocupar espacio innecesariamente, si no son utilizados.

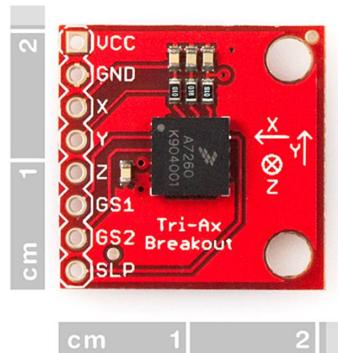


Figura 5.5: Tarjeta *Triple Axis Accelerometer Breakout*, que lleva el chip MMA7261Q

Giróscopo *Roll* y *Pitch* [42]

El chip IDG-500 es un sensor de velocidad angular (giróscopo) de dos ejes integrados (*Roll* y *Pitch*) que trabaja con voltaje de alimentación mayor a 2,7 V y menor a 3,3 V. Utiliza tecnología MEMS patentada por InvenSense, en donde masas vibratorias verticalmente son usadas para crear un sensor completamente funcional de bajo costo. Toda la electrónica requerida se encuentra integrada en el mismo chip del sensor, aunque se pueden añadir algunos componentes para un desempeño más robusto, como se muestra en la tarjeta de Sparkfun mostrada en la Figura 5.6, en donde se añaden filtros pasabanda centrados a 140 Hz y un regulador de voltaje para proteger el dispositivo.

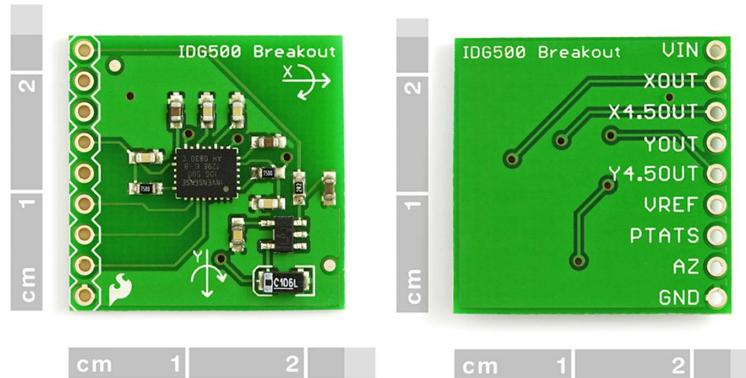


Figura 5.6: Giróscopo para *Pitch* y *Roll* de $\pm 500 \text{ }^{\circ}/\text{s}$, IDG-500

Giróscopo *Roll* y *Yaw* [43]

Este giróscopos de dos ejes de medición, ofrece la ventaja de poder medir la tasa de giro respecto al ángulo *Yaw* aún cuando el dispositivo yace horizontalmente en el plano de la tarjeta de sensores. Es apta para trabajar con un voltaje de alimentación en el rango de (2,7 V ; 3,3 V). Ofrece dos salidas para cada eje de rotación, una con un rango de $\pm 500^\circ/\text{s}$ para movimientos rápidos, y otra con un rango de $\pm 110^\circ/\text{s}$ para movimientos más precisos. Cuenta con filtros pasabajo para cada canal y un sensor de temperatura embebido que le permite compensar las salidas. Cuando este chip es utilizado en la tarjeta *Gyro Breakout Board* de Sparkfun Electronics, como en se muestra en la Figura 5.7, cada canal de $\pm 500^\circ/\text{s}$ es pasado por un filtro pasabanda centrado a 140 Hz.

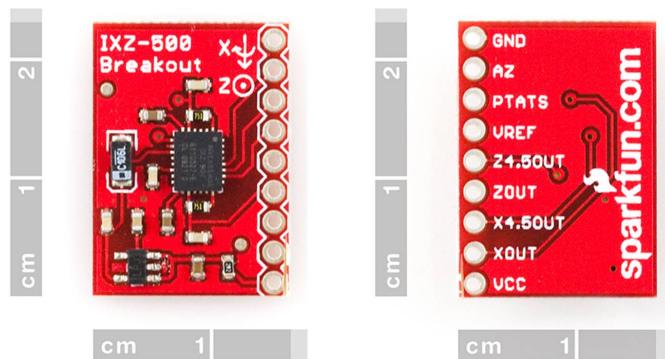


Figura 5.7: IXZ-500, giróscopo plano de dos ejes (*Roll* y *Yaw*)

Para finalizar el análisis de los sensores seleccionados se muestra el rango de voltajes esperados de cada uno de ellos en la Tabla 5.5. Para obtener dichos valores, al nivel DC típico de cada sensor se le sumó y restó la mitad del rango de medición (expresado en voltaje según la sensitividad correspondiente). A partir de dicha tabla, y de las descripciones anteriores, se concluye que los voltajes que se esperan transmitir por el canal de adquisición van desde 0,23 V hasta 2,85 V, y que el voltaje de alimentación óptimo para los sensores es de 3,3 V.

Tabla 5.5: Rango de voltajes esperados para los diferentes sensores

Sensor	Rango	Sensitividad	Nivel DC (V)	Valor Max (V)	Valor Min (V)
Acelerómetros TS1 y TS2	$\pm 1,5 \text{ g}$	800 (mV/g)	1,65	2,85	0,45
	$\pm 2 \text{ g}$	600 (mV/g)	1,65	2,85	0,45
	$\pm 4 \text{ g}$	300 (mV/g)	1,65	2,85	0,45
	$\pm 6 \text{ g}$	200 (mV/g)	1,65	2,85	0,45
Giróscopos TS1	$\pm 120^\circ/\text{s}$	8,3 (mV/°/s)	1,23	2,23	0,23
Giróscopos TS2	$\pm 500^\circ/\text{s}$	2 (mV/°/s)	1,35	2,35	0,35

5.3.2. Amplificadores

Como se observa en el diagrama del canal de adquisición de la Figura 5.2, la señal proveniente de cada sensor es pasada por un *buffer* analógico para evitar el efecto de carga. Se sabe que una implementación práctica de un *buffer* es utilizar un amplificador operacional en configuración de seguidor.

Por un lado, los requerimientos de ancho de banda y *slew rate* para los amplificadores son bastante relajados, ya que las señales provenientes de los sensores son de banda limitada gracias a los filtros embebidos en todos ellos. Por este motivo, tales características son descartadas como indicadores de desempeño de los amplificadores a ser seleccionados.

Por otro lado, el voltaje de alimentación de los amplificadores así como los voltages que se esperan transmitir por ellos sin ser distorsionados fueron deducidos en las secciones anteriores. Como los sensores necesitan ser alimentados con 3,3 V, una solución elegante es escoger amplificadores que trabajando a ese voltaje puedan llevar las señales dentro del rango (0,23V-2,85V) sin saturar.

Una primera selección de los amplificadores basada en las experiencias previas del grupo de mecatrónica, desempeño, precio y disponibilidad, restringe las opciones a los modelos TL084, LM328 y OP496. En la Tabla 5.6 se resume las característica de interés de los dispositivos mencionados anteriormente. En ella se puede observar que el amplificador con el desempeño más adecuado para la aplicación en cuestión es el OP496, el cual no está disponible en Venezuela y sería necesario comprar en EE. UU. Por otro lado, en el grupo de mecatrónica hay disponibilidad del amplificador TL084, el cual puede representar una solución si se modifica VDD y VSS.

Tabla 5.6: Características importantes de los amplificadores (VDD=3,3V–VSS=0V)

Amp.	Fabricante	Tipo	VO(H) (V)	VO(L) (V)	Disponibilidad	Precio (Bs/unidad)	Total para la IMU(Bs)
TL084	Texas Instruments	<i>Dual Supply</i>	2,55	0,75	En el Grupo	6	12
LM358	Fairchild Semiconductor	<i>Single Supply</i>	2,3	0,005	Comprar en Venezuela	5	15
OP496	Analog Devices	<i>Rail to Rail</i>	3,22	0,036	Comprar en EE. UU	30	60 + envío

Para garantizar la ejecución del proyecto dentro del lapso de tiempo limitado en el que fue confinado, se decide utilizar el amplificador TL084. Debido a que se necesitan 6 seguidores, para los 3 canales de aceleraciones y los 3 canales de velocidades angulares, es necesario utilizar dos de los amplificadores mencionados anteriormente. Para evitar la saturación de las señales se propone utilizar VDD = 5V y VSS = - 5 V, lo que se puede obtener al regular una batería de 9 V con un 7805 y un conversor ICL7660, como se verá mas adelante.

5.3.3. Filtros capacidores conmutados

Debido a que se desea poder reconfigurar la frecuencia de corte de los filtros según los requerimientos de las diferentes pruebas a realizarse con la IMU, es imprescindible que sean de la tecnología *switched capacitors*. Investigaciones realizadas muestran que existen dos filtros conmutados utilizados para estas aplicaciones; a saber, el TC04 de Texas Instruments y el MAX7913 de MAXIM. Las características resaltantes consideradas al momento de la elección de uno de estos dispositivos son mostradas en la Tabla 5.7.

Tabla 5.7: Características de interés de los filtros *switched capacitors* considerados.

Código	Fabricante	Tipo de Filtro	Grado del Filtro	VOH (V)	VOL (V)	Disponibilidad	Precio (Bs/u)
TC04	Texas Instruments	Butterworth	4	VDD-0,5	VDD+0,5	Comprar Venezuela	15
MAX7413	MAXIM	Bessel	5	VDD-0,25	VDD+0,25	Comprar EE.UU + envío	20

De nuevo, el elemento clave al momento de tomar una decisión sobre los dispositivos fue la disponibilidad de los mismos. Si bien es cierto que el MAX7913 tiene mejores prestaciones que el TC04, también es cierto que éste último cuenta con disponibilidad inmediata, por lo que es seleccionado para formar parte del circuito a ser implementado en este trabajo.

5.3.4. Conversores análogo digital

La característica de mayor interés en el ADC a ser utilizado en la IMU es que con él se pueda realizar muestreo simultáneo de los 6 sensores. Originalmente se consideró utilizar un sólo chip que admitiera 6 canales y que a su vez realizara la conversión en forma simultánea, como el AD7606. Sin embargo, los dispositivos de ese estilo disponibles en el mercado tienen un gran número de pines porque ofrecen los datos en forma paralela y sólo vienen en empaquetados de montaje superficial, lo que hace que su implementación sea una tarea complicada.

Una solución alternativa es utilizar 6 conversores de un sólo canal que reporten sus datos en formato SPI controlados por las mismas señales. Son varias las ventajas de usar esta configuración. En primer lugar, cada chip tiene un pequeño número de pines y están disponibles en empaquetados *Through Hole* (del Inglés: A través del hoyo). En segundo lugar, al momento de comenzar las pruebas se tuvo disponibilidad del dispositivo ADC0831, que aunque de sólo 8 bits de resolución, toda la señalización es similar a la de dispositivos de mayor resolución como el ADS7816. Finalmente, permiten una fácil expansión del sistema para admitir más sensores, ya que basta con incorporar otro conversor al circuito original.

Para una referencia rápida de los conversores analizados se muestra la Tabla 5.8, en donde varios componentes son analizados y se señalan las especificaciones de mayor interés para este proyecto.

Tabla 5.8: Conversores Análogo a Digital considerados para la digitalización de las señales

Código	Fabricante	Tipo de Montaje	Configuración para muestreo simultáneo	Número de bits	F _{s,max} (Hz)	Disponibilidad	Precio (Bs/u)
AD7606			Un sólo chip muestrea	16	33 K	En el GID	
	Analog Devices	Superficial	6 canales simultáneos, ofrecen los datos en puertos paralelos			Mecatrónica	Muestras gratis
AD7658				12	83 K	Ordenar a EE. UU	
ADS7816	BURR BROWN	DIP-8 SOIC-8	Se requieren 6 chips uno en cada canal,	12	200 k	Comprar EE. UU	32 +envío
ADC0831	National Semicon.	DIP-8	ofrecen los datos en formato serial	8	31 K	Comprar Venezuela	33

En conclusión, para el desarrollo de la unidad de mediciones iniciales presentada en este trabajo, inicialmente se realizaron pruebas piloto con el conversor ADC0831 lo que facilitó realizar la implementación final con el ADS7816, de mayor resolución.

5.3.5. Microcontrolador

Generar la señal de reloj para los filtros de capacitores conmutados, controlar la señalización necesaria para activar los conversores analógico a digital, adquirir en forma simultánea las muestras de 6 ADCs de 12 bits en formato SPI, ejecutar instrucciones matemáticas complicadas sobre los datos adquiridos, codificar los resultados de acuerdo a un protocolo de comunicaciones pre establecido y enviarlos bajo comunicación serial; son algunas de las tareas que deben ser realizadas por el microcontrolador de la IMU.

Unidad de procesamiento y control, encargada de sincronizar eventos y realizar cálculos en el menor tiempo posible, el microcontrolador de la unidad de mediciones iniciales debe ser una pieza de tecnología a la par de los proyectos más exigentes de la actualidad. Se requiere un ancho de bus principal de 32 bits junto con una frecuencia de operación elevada, lo que permita desarrollar la mayor cantidad de FLOPS/s posible.

No son muchos los dispositivos disponibles en el mercado que cumplen con las especificaciones anteriores. En base a experiencias previas del grupo de desarrollo de mecatrónica, se seleccionan dos microcontroladores para un análisis más detallado. Se consideran el ColdFire de Freescale® y el Propeller de Parallax®, siendo el primero convencional y de prestaciones comprobadas y el segundo innovador pero sin pruebas contundentes dentro del grupo. En la Tabla 5.9, se ofrecen detalles de los dispositivos en consideración.

Tabla 5.9: Características más importantes de los microcontroladores pre-seleccionados

Microcontrolador/ Parámetro	Propeller Parallax [45]	ColdFire Freescale [44]
Voltaje de operación	2,7V-3,6V	1,8V - 3,8V
Cantidad de CPUs	8	1
Frecuencia del CPU	80 Mhz	40 Mhz
Velocidad de ejecución de instrucciones	160 MIPS	28 MIPS
Número de bits	32	32
Memoria RAM Total (bytes)	4096 x 32 bits 16384	2048 x 32 bits 8192
Memoria Flash	Externa	Integrada
Pines	40	64
Canales ADC	0	24
Módulos de comunicación Serial	No	2 SPI 2 SCI
Interrupciones por periféricos	0	30
Interrupciones de Software	0	7
Disponibilidad	En el GID- Mecatrónica	

Como se puede observar, existen varias diferencias importantes entre los microcontroladores en consideración. Por un lado, sobre el ColdFire destaca el gran número de pines y los módulos integrados como ADC, SPI y memoria Flash. Por otro lado, sobre el Propeller destaca la existencia de 8 núcleos de procesamiento y su velocidad (160 MIPS).

Es importante destacar que los conversores análogo a digital del ColdFire trabajan en forma multiplexada, por lo que no podrían ser utilizados en este proyecto por el requerimiento de muestreo simultáneo de los canales. Por otro lado, como se pretenden utilizar 6 ADC que transmiten sus datos en formato SPI, faltarían 4 de estos puertos en el dispositivo de Freescale para satisfacer las necesidades de la IMU.

Sobre el Propeller se puede destacar que no trabaja con interrupciones, sino que atiende los eventos dedicando sus núcleos al *casting* de las señales de gran ancho de banda. Debido a que no presenta ningún módulo de comunicación serial implementado en hardware, es necesario desarrollarlo en software, lo que ofrece la flexibilidad necesaria para establecer la comunicación simultánea con los 6 ADC.

En conclusión, debido al carácter poco convencional de este proyecto, del cual derivan requerimientos fuera de lo común para el microcontrolador a ser utilizado, los módulos embebidos en el ColdFire de Freescale no representan una solución efectiva. Gracias a la arquitectura del Propeller de Parallax que dispone de 8 núcleos paralelos, se cuenta con la flexibilidad para diseñar en software los módulos necesarios en la IMU. Por tal motivo, se selecciona este último dispositivo como el microcontrolador a ser usado en este proyecto.

5.3.5.1. Arquitectura del Propeller

Debido a que la arquitectura de este microcontrolador rompe los esquemas convencionales, un análisis de la misma es de gran valor para el proyecto. En la Figura 5.8 se pueden observar las 8 unidades de procesamiento, mencionadas anteriormente, denominadas *cogs*. Éstas tienen acceso a una zona de memoria principal (RAM y ROM), puertos de entrada y salida (I/O) y un contador global del sistema (*System Counter*) a través de un administrador de recursos, llamado *Hub*.

Unidades de procesamiento (*Cogs*) [45]

El Propeller contiene ocho (8) procesadores idénticos denominados *cogs*, enumerados del 0 al 7. Cada uno de ellos contiene un bloque de procesador donde se encuentran algunos recursos importantes, como 512 longs de memoria RAM, dos módulos contadores con PELLA, un generador de video y registros de salida y de dirección I/O. Todos los cogs son manejados por el reloj del sistema, lo que les permite mantener el mismo marco de referencia temporal y ejecutar instrucciones en forma paralela.

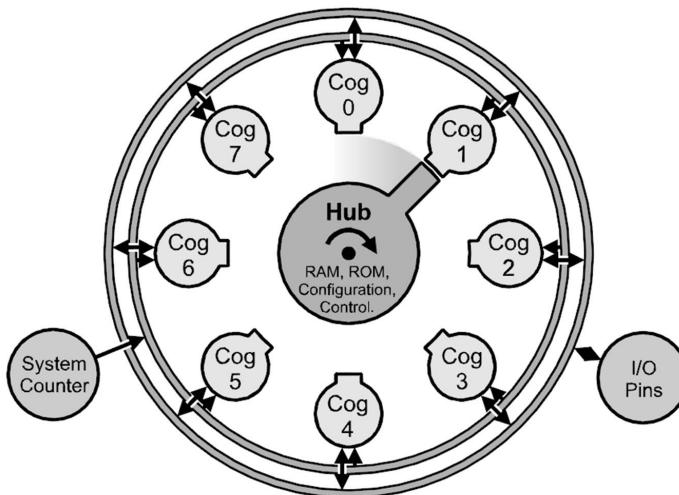


Figura 5.8: Ilustración de la arquitectura del Propeller®

Administrador de recursos (*Hub*) [45]

Existen dos tipos de recursos en el Propeller, comunes y mutuamente-exclusivos. Los primeros pueden ser accesados en cualquier momento por cualquier cantidad de *cogs*. Los segundos solamente pueden ser accesados por un *cog* a la vez. Son recursos comunes los pines entrada/salida (I/O) y el contador del sistema (*System Counter*). Las memorias RAM y ROM globales, registros de configuración, y los contadores con PLL globales, son recursos mutuamente-exclusivos.

Para asegurar la integridad del sistema, el *Hub* controla el acceso de los *cogs* a los recursos mutuamente-exclusivos. El método utilizado es la asignación de un turno al estilo “*round robin*”, del *Cog 0* al *Cog 7* y vuelta al *Cog 0*.

Puerto de Entrada/Salida (I/O) [45]

El Propeller cuenta con 32 pines I/O, de los cuales 28 son de propósitos generales (GP). Los pines del 28 al 31 tienen un propósito específico al momento de la arrancada del microcontrolador y luego pasan a estar disponibles como pines GP.

Contador del Sistema (*System Counter*) [45]

El Contador del Sistema es un contador global, de sólo lectura y de 32 bits que se incrementa una vez cada ciclo del reloj del sistema. Los cogs tienen acceso al valor de éste contador a través del registro CNT, lo que permite realizar retardos programados y ejecución síncrona de instrucciones entre cogs cuando se usa la instrucción WAITCNT, disponible en lenguaje ensamblador y SPIN (ver sección 5.3.5.2).

5.3.5.2. Lenguajes de programación del Propeller

Es importante señalar que este microcontrolador puede ser programado en tres lenguajes diferentes. En primer lugar, se puede programar en lenguaje ensamblador, un conjunto de instrucciones de bajo nivel adaptada a su arquitectura. En segundo lugar, sus desarrolladores crearon un lenguaje de alto nivel denominado SPIN, también adaptado a la arquitectura del dispositivo, en el que las instrucciones son interpretadas en tiempo de corrida. Finalmente, existen varios compiladores de lenguaje C para el dispositivo capaces de producir código ensamblador.

Debido a que durante la implementación de la unidad de mediciones iniciales se realizaron pruebas en los lenguaje SPIN y C, a continuación se describe cada uno de ellos. Se presta particular atención a los comandos relacionados con el manejo de los *cogs*, por tratarse del sello característico del microcontrolador Propeller.

Lenguaje SPIN

Es un lenguaje de programación de alto nivel orientado a objetos, el cual permite aprovechar al máximo la arquitectura del Propeller mediante el uso de procesamiento paralelo en sus diferentes *cogs*. Sin embargo, debido a que es interpretado por software, corre más lento que el lenguaje ensamblador del microcontrolador.

En la Figura 5.9 se muestra la interpretación de un código ejemplo SPIN, el cual inicia un segundo cog mientras se ejecuta. Este procedimiento es documentado en [47], donde se explica que cuando se inicia el dispositivo, una copia del intérprete, que se encuentra almacenado en la ROM embebida, es llevada a la RAM dedicada del *Cog 0* donde éste comienza la interpretación del programa almacenado en la RAM principal. A partir de ese punto, se pueden iniciar nuevos *cogs*, los cuales cargan el intérprete en sus respectivas memorias RAM, e interpretan el código asignado.

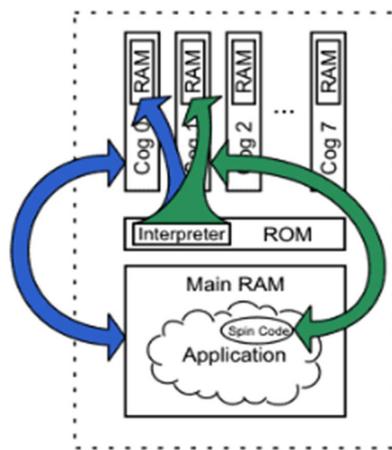


Figura 5.9: Diagrama de ejecución de un código SPIN que utiliza múltiples *cogs* [47]

Las características resaltantes de este lenguaje son su modularidad y la simplicidad ofrecida para el manejo de los cogs, lo que es posible gracias a las instrucciones reseñadas en la Tabla 5.10. Este lenguaje fue diseñado por Chip Gracey, quien también desarrolló el microcontrolador en el que corre.

Tabla 5.10: Directivas del lenguaje SPIN y códigos para el control de los *cogs* [46]

Designadores de Bloques		Control de los <i>cogs</i>	
Código	Descripción	Código	Descripción
CON	Declara un código en la zona de constantes	COGID	Devuelve el identificador (0-7) del cog actual
VAR	Declara la zona de variables	COGNEW	Empieza el próximo cog disponible
OBJ	Declara el bloque de referencia de objetos	COGINIT	Inicia o reinicia un cog según el ID suministrado
PUB	Declara un método público	COGSTOP	Detiene un cog de acuerdo al ID suministrado
PRI	Declara un método privado	REBOOT	Reinicia el Propeller
DAT	Declara el bloque de datos		

Lenguaje C para Propeller

Actualmente existen dos compiladores de lenguaje C para el Propeller. Uno de ellos se denomina ICCV *Prop* y es distribuido comercialmente por Parallax Inc. en dos versiones, *Standard* (\$249) y *Non-Comercial* (\$99). El segundo se llama Catalina, el cual es un proyecto independiente de software libre que todavía se encuentra en desarrollo. A la fecha, Catalina no ofrece soporte para operaciones en múltiples *cogs* ni cálculos en punto flotante. Por este motivo se decide utilizar el compilador ICCV *Prop*, el cual se describe a continuación.

La primera ventaja de desarrollar los programas de la IMU en éste lenguaje es su universalidad, lo que permite incorporar soluciones alcanzadas dentro del grupo al proyecto y garantiza que el legado de este trabajo pueda ser utilizado en la agrupación. En segundo lugar, los códigos en C corren entre 5 y 10 veces más rápido que en SPIN ya que no deben ser interpretados. Finalmente, cuando se utiliza el programa ICCV *Prop* se dispone de un ambiente de desarrollo integrado avanzado, de las librerías comunes utilizadas en lenguaje C (math.h, stdio.h, asio.h, etc.) y de librerías especialmente diseñadas para el Propeller (propeller.h), que entre otras cosas, brindan soporte para el manejo de múltiples *cogs*.

Para una referencia rápida se muestra la Tabla 5.11, en donde se tiene las funciones especializadas para el microcontrolador Propeller.

Tabla 5.11: Macros definidos en la librería *propeller.h*, diseñados para el manejo de múltiples cogs en lenguaje C y bajo el compilador ICCV *Prop*

Macros	Descripción
GETCOGID(val)	Recibe el identificador del cog donde está corriendo el código
COGINIT(val)	Inicia el cog especificado por el parámetro val
COGNEW(val)	Inicia el siguiente cog disponible
COGSTOP(val)	Detiene el cog identificado por el parámetro val

5.3.6. Módulos de comunicación inalámbrica

Son varias las características deseadas en el módulo de comunicación a ser utilizado en la unidad de mediciones iniciales. Los requerimientos más importantes son el peso y el tamaño del dispositivo, los niveles de voltage y corriente, la velocidad de transmisión y el rango espacial que puede cubrir.

Los requerimientos de peso y tamaño derivan del hecho de que se busca desarrollar una IMU pequeña que pueda ser transportada en un helicóptero a escala. Por otro lado, las condiciones de voltaje y corriente son necesarias para garantizar compatibilidad del módulo con el microcontrolador Propeller.

Para la deducción de la mínima tasa de transmisión requerida se parte de la frecuencia de muestreo deseada. En la Tabla 5.12 se observa que el ancho de banda de los sensores es limitado, ya que cuentan con filtros pasabajo embebidos. Utilizando dicha tabla como referencia, se fija la frecuencia de corte de los filtros *switched capacitors* en 160 Hz, lo que está ligeramente por encima del ancho de banda de los giróscopos. Por otro lado, aunque el ancho de banda de los ejes X-Y del acelerómetro es de 350 Hz, no es mayor problema limitar su rango de frecuencias a 160 Hz, puesto que la información importante de estos sensores iniciales se encuentra en las frecuencias bajas.

Tabla 5.12: Resumen de la respuesta en frecuencia de los sensores

Sensor	Ancho de banda (Hz)
Giróscopos ($\pm 30^\circ/s$) LPR-503AL	140
Giróscopos ($\pm 500^\circ/s$) IDG-500, IXZ-500	140
Acelerómetros (Ejes X-Y)	350
Acelerómetros (Ejes Z)	150

Adicionalmente se sabe, por el teorema de muestreo de Nyquist, que para poder reconstruir una señal a partir de sus muestras es necesario muestrear por lo menos al doble de la frecuencia más alta del proceso que se mide. Sin embargo, debido a que el ancho de banda de las señales es limitado por filtros no ideales, se propone muestrear por lo menos al triple de la frecuencia máxima esperada, como se señala en la ecuación 5.1.

$$F_s = 3 * F_{max} = 3 * 160 = 480 \text{ Hz} \quad T_s = 1/F_s = 2,08 \text{ ms} \quad (5.1)$$

También se sabe que el tiempo entre muestras se consume en dos tareas: la conversión de los niveles analógicos a valores digitales y la transmisión de los datos vía serial. El ADC seleccionado es capaz de realizar la conversiones hasta en 5 us, lo resulta despreciable en comparación con el tiempo de muestreo. Por lo tanto, se puede realizar la aproximación señalada en la ecuación 5.2.

$$T_s = t_{conversión} + t_{transmisión} \approx t_{transmisión} = t_{bit} \left(12 \frac{\text{bits}}{\text{sensor}} \right) (6 \text{ sensores}) = 72t_{bit} \quad (5.2)$$

A partir de la ecuación anterior se puede obtener la tasa de transmisión mínima que se requiere del módulo de comunicaciones inalámbrico (ec. 5.3).

$$t_{bit} = \frac{T_s}{72} = 2,88E - 5 \text{ s} \Rightarrow R_{min} = \frac{1}{t_{bit}} = 34722 \frac{\text{bits}}{\text{s}} \quad (5.3)$$

Sin embargo, para garantizar el buen funcionamiento del sistema y la validez de las aproximaciones realizadas, se fija como tasa de transmisión mínima 57600 bits/s, considerándose óptimo **115200 bits/s**. Es importante señalar que se pretende que la unidad de mediciones iniciales reporte continuamente su estado, por tal motivo es imprescindible que el módulo de comunicaciones soporte la tasa de bits mencionada anteriormente en modo de transmisión continuo, y no sólo en modo de ráfagas de bytes.

Las soluciones inalámbricas disponibles en el mercado son variadas, cada una con sus ventajas y desventajas. Por un lado se tiene *wireless ethernet*, el protocolo utilizado por las computadoras portátiles para acceder a internet. Desde el comienzo se descarta como solución viable ya que se prefiere un dispositivo pequeño, de bajo peso y que pueda reemplazar al cable serial en una forma casi transparente para el microcontrolador. Esta clase de módulos resulta más adecuado para implementaciones con una mini-computadora, la cual podría llevarse a bordo del helicóptero.

Existen otros módulos de comunicación pequeños, especialmente diseñados para aplicaciones que necesitan un ancho de banda moderado pero no disponen de mucho espacio ni peso para ser transportados. Tales dispositivos implementan una serie de estándares y protocolos registrados bajo las marcas Bluetooth® y Zigbee®. A continuación se describen éstas tecnologías, ya que durante el desarrollo del proyecto se realizaron pruebas con los dispositivos **Xbee-Pro® Series** y **Bluetooth® Modulo Clase 1**.

Zigbee® [48, 49]

Basado en los estándares de la IEEE 802.15.4-2003 para redes inalámbricas WHAN (del Inglés: *Wireless Home Area Networks*), Zigbee® es una serie de protocolos y estándares de comunicaciones diseñados para brindar robustez en equipos de radio pequeños y de baja potencia. La meta principal de la especificación es garantizar la entrega de los datos desde el transmisor hasta el receptor, para lo que implementa técnicas como CSMACA (del Inglés: *Carrier Sense Multiple Access Colision Avoidance*) que es un protocolo de acceso a medio bastante confiable.

Los módulos que implementan el estándar Zigbee® están registrados bajo el nombre Xbee®, y son producidos actualmente por la empresa Digi International Inc. Son usados en diferentes industrias para el monitoreo de procesos de bajo ancho de banda. También se utilizan en aplicaciones domésticas para el control inalámbrico de lámparas, cortinas, cafeteras eléctricas, entre otros. En resumen, estos dispositivos son ideales para aplicaciones RF que requieran una baja tasa de transmisión, conexión confiable y larga duración de las baterías.

En la Figura 5.10 se muestra el dispositivo en particular que fue utilizado en este proyecto durante la etapa de prueba de módulos de comunicación inalámbrica.

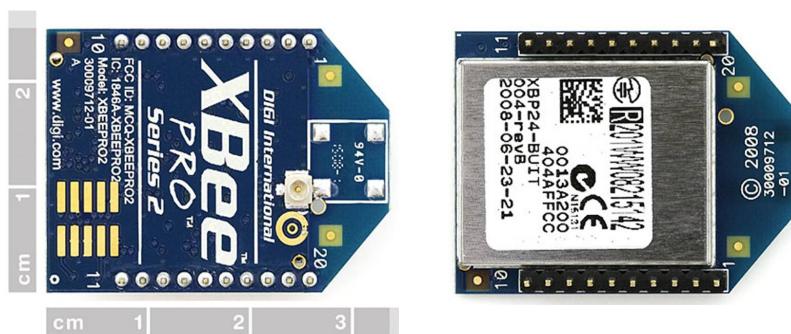


Figura 5.10: Módulo Xbee®-Pro Series 2 para comunicación inalámbrica

Bluetooth® [50, 50]

La tecnología Bluetooth fue diseñada principalmente para ofrecer soporte a redes inalámbricas simples, entre varios dispositivos de uso personal. Utiliza la banda de 2.4 GHz como los estándares de comunicación Wi-Fi, 802.11b y 802.11g, en donde implementa redes de topología propia denominadas Piconets o PAN, donde pueden participar de 2 a 8 dispositivos simultáneamente.

Los dispositivos Bluetooth se clasifican en tres Clases diferentes de acuerdo al máximo alcance esperado. Esta característica está determinada por la máxima potencia de transmisión y sensibilidad de los módulos RF. Los aparatos de Clase 1 son los que ofrecen una mayor cobertura (~ 100 m), y los de Clase 3 la menor (~ 1 m). En la Figura 5.11 se muestra el módulo Bluetooth Clase 1 en consideración para la IMU.

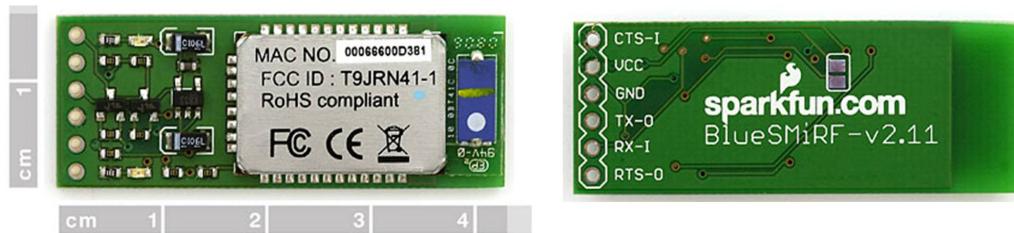


Figura 5.11: Módulo Bluetooth® Clase 1 para comunicación inalámbrica

Finalmente, en la Tabla 5.13, se revisan las prestaciones de las dos tecnologías inalámbricas que se utilizan en las diversas pruebas de comunicación del proyecto.

Tabla 5.13: Características de interés de los módulos de comunicación inalámbricos considerados

Parámetro	Bluetooth® Modulo Clase 1 [50]	Xbee-Pro® Series 2 [48]
Tasa de transmisión continua en modo serial transparente (Kbits/s)	240	57,6
Máxima cobertura (m)	100	1600
Consumo de corriente (mA)	295	25
Característica adicionales	—	4 entradas ADC de 10 bits 10 pines I/O

5.4. Diseño de los circuitos

A continuación se describe el diseño de los circuitos desarrollados para la implementación de la IMU. Partiendo de los componentes descritos en las secciones anteriores, se estudia los niveles de voltajes necesarios para una operación adecuada. En los casos donde se considera conveniente, se explica la configuración de los dispositivos mediante esquemáticos. Para todas las tarjetas se presenta un diagrama de conexiones, en donde se respeta el código de colores especificado en la Tabla 5.14.

Tabla 5.14: Código de colores utilizado en los diagramas de conexiones de este trabajo

Color	Voltaje Esperado (V)	Tipo de señal
	0	Tierra del circuito, fuente y sumidero de cargas
	9	DC, Suministrados por una batería o fuente de poder
	5	DC, Regulados a partir de la fuente de alimentación
	-5	DC, Convertido a partir de los 5V regulados
	3,3	DC, Regulados a partir de los 5V DC
	0 ó 3,3	Digital, representa un dato o señal de control
	entre 0 y 3,3	Analógica, antes de ser digitalizada

5.4.1. Circuito de la Tarjeta de Sensores 1 (TS1)

La Tabla 5.15 resume los componentes utilizados en la TS1. Posteriormente, en la Figura 5.12, se describe el circuito diseñado. Esta tarjeta recibe 3,3 V regulados y una referencia a tierra de la tarjeta de adquisición, y le envía los 6 canales analógicos de los sensores inerciales.

Tabla 5.15: Componentes utilizados en la TS1 junto a sus señales de entrada y salida

Componentes (cantidad)	VDD	VSS	Señales de control	Salidas
Acelerómetro MMA7261Q (1)	3,3	0	Sleep Mode = "0" para operación normal	X Y Z
Giróscopo LPR503AL (2)	3,3	0	HP = PD = ST = "0" para operación normal	X, 4X Y, 4Y Vref

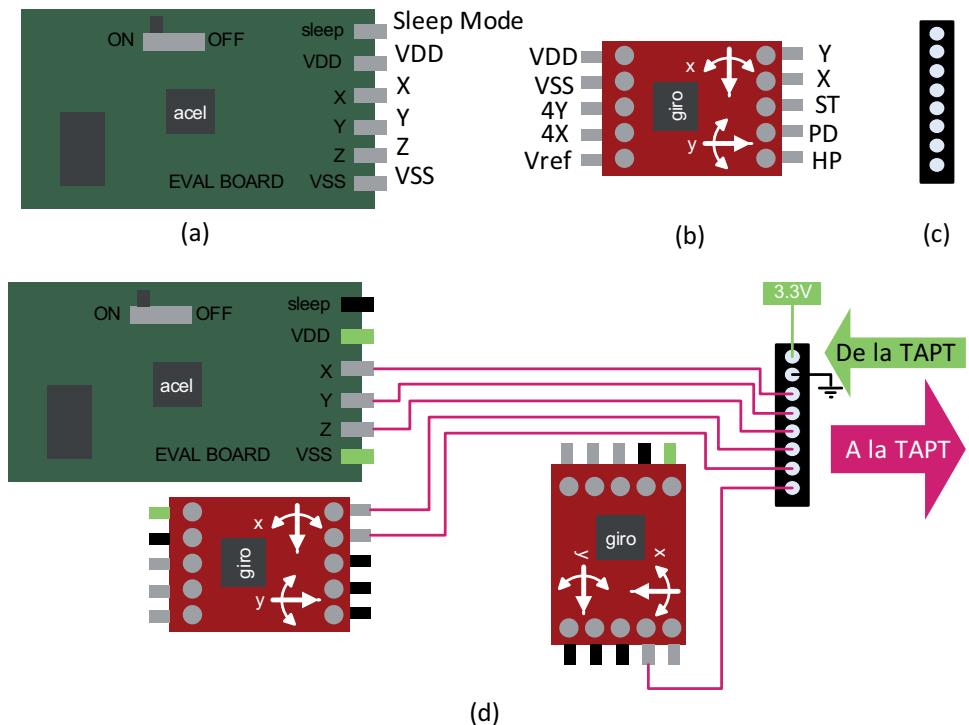


Figura 5.12: (a) Pines del acelerómetro (b) Pines del giróscopo (c) Conector *molex* (d) Diagrama de conexiones

5.4.2. Circuito de la Tarjeta de Sensores 2 (TS2)

Como se señala en la Tabla 5.16, la TS2 dispone de dos tipos de giróscopos diferentes, uno para medir las tazas de giro respecto a los ángulos *Roll* y *Pitch*, y el otro para medirla respecto al ángulo *Yaw*. Además, con un interruptor de dos canales independientes y dos resistencias de *pull down*, ofrece soporte para la selección del rango de medición del acelerómetro. En la Figura 5.13, se observa que la TS2 recibe 3,3 V regulados y una referencia a tierra de la tarjeta de adquisición, y le envía los 6 canales analógicos de los sensores iniciales.

Tabla 5.16: Componentes utilizados en la TS2 junto a sus señales de entrada y salida

Componentes (cantidad)	VDD	VSS	Señales de control	Salidas
Acelerómetro MMA7261Q (1)	3,3	0	SLP = "0" GS1 y GS2 sirven para seleccionar el rango	X Y Z
Giróscopos: IDG-500, <i>Roll</i> y <i>Pitch</i> (1)	3,3	0	HP = PD = ST = "0" para operación normal	X, 4.5X Y, 4.5Y Z, 4.5Z
IXZ-500, <i>Yaw</i> (1)				Vref (Nivel DC) PATs (Temperatura)

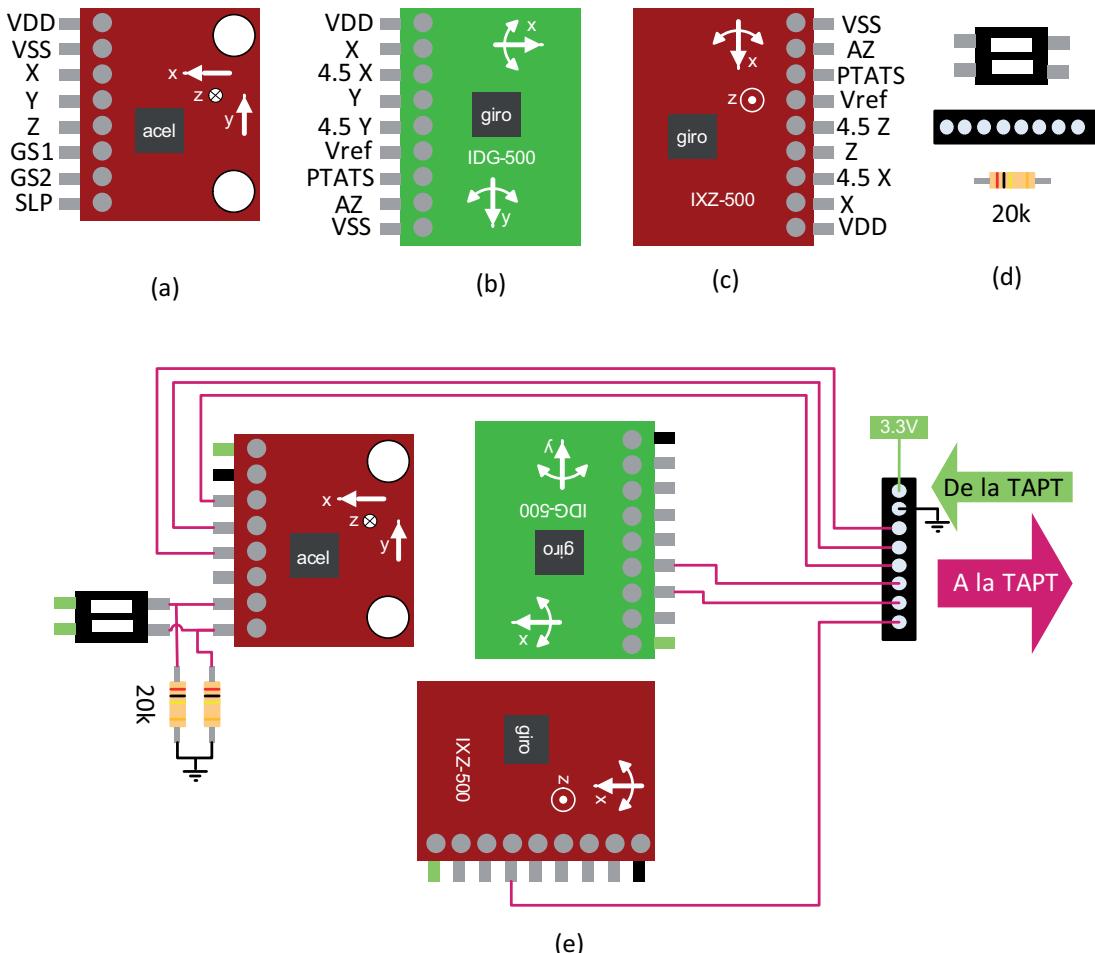


Figura 5.13: (a) Pines del acelerómetro (b) Pines del giróscopos *Roll* y *Pitch* (c) Pines del giróscopos *Roll* y *Yaw* (d) Interruptor doble, *molex* y resistencia (e) Diagrama de conexiones de la TS2

5.4.3. Circuito de la Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión (TAPT)

Etapa de alimentación

En la Tabla 5.17 se señalan los componentes principales utilizados en la fuente de poder de la IMU. Adicionalmente, un conjunto de capacitores electrolíticos fue utilizado, de acuerdo a las especificaciones técnicas de cada uno de los reguladores y conversores. En la Figura 5.16 - (a) se muestra el diagrama de conexiones de esta etapa.

Tabla 5.17: Componentes principales de la fuente de poder de la IMU

Componente	Descripción	Entrada (V)	Salida (V)	Corriente máxima de salida
KA7805	Regulador de Voltaje	9	5	1 A
LM2937	Regulador de Voltaje	5	3,3	500 mA
ICL7660	Convertidor de fuente de voltaje	5	-5	40 mA

Canal de adquisición

Como se mencionó anteriormente, una forma práctica de implementar un buffer analógico es mediante un amplificador operacional en configuración de seguidor, tal como se muestra en la Figura 5.14 - (a). Adicionalmente, en la Figura 5.14 - (b) se muestra el divisor de voltaje utilizado para convertir los niveles de voltaje (0-5V) de los ADC a niveles aptos para el microcontrolador (0-3,3V). La conversión en el otro sentido no es necesaria ya que los niveles (0-3,3V) de salida del Propeller, corresponden a niveles lógicos bien definidos en lógica TTL - 5V para los ADCs.

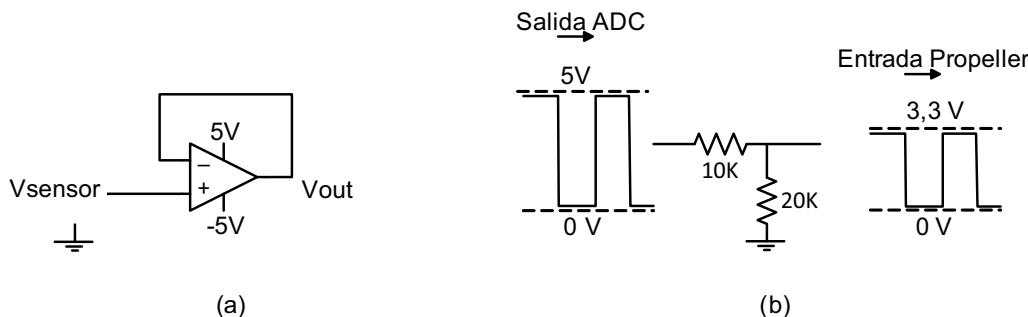


Figura 5.14: (a) Op. amp. como seguidor de voltaje (b) Conversor de niveles de voltaje

Por un lado, en la Figura 5.15 - (a) , se muestra las conexiones de los filtros utilizadas para limitar todas las señales de los sensores al mismo ancho de banda. Por otro lado, en la Figura 5.15 - (b), se muestra que los ADCs comparten las señales de reloj y *Chip-Select*, lo que permite realizar muestreo simultáneo de los 6 sensores.

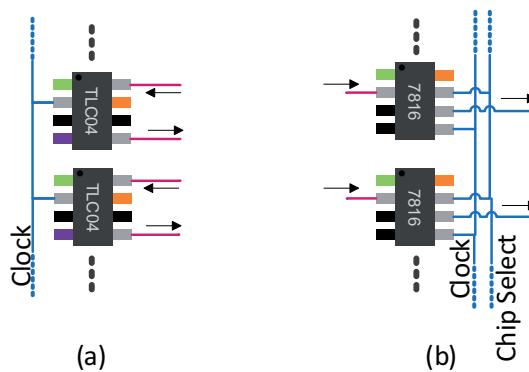


Figura 5.15: Diagrama de conexiones (a) Filtros *switched capacitors* (b) ADCs muestreo simultáneo

En la Tabla 5.18, se resume los componentes principales utilizados en el circuito de la TAPT mostrado en la la Figura 5.16. Finalmente se creó el esquemático en Eagle(R), lo cual permite implementar el circuito en PCB. El archivo (*.sch) queda en el grupo de mecatrónica, y se muestra la Figura 5.17 como constancia, aunque se reconoce que la calidad de la imagen exportada desde dicho programa es baja.

Tabla 5.18: Componentes utilizados en la TS2 junto a sus señales de entrada y salida

Componentes (cantidad)	VDD (PIN)	VSS (PIN)	Entradas (PIN)	Salidas (PIN)
			1IN- (2) 1IN+(3)	1OUT (1)
Amplificador TL084 (6)	5 (4) (6)	-5 (11)	2IN-(6) 2IN+(5) 3IN-(9) 3IN+(10)	2OUT (7) 3OUT (8)
			4IN-(13) 4IN+(12)	4OUT (14)
			CLKIN (1)	
				CLKR (2)
Filtros <i>Switched Capacitors</i>				
TC04 (6)	5 (7) (6)	-5 (4)	LS (3) AGND (6)	FILTER OUT (5)
				FILTER IN (8)
			Vref (1)	
				+In (2)
ADC ADS7816 (6)	5 (8) (6)	0 (4)	-In (3) CLOCK (7)	DOUT (6)
				\overline{CS} /SHDN (5)
Memoria EEPROM (1)	3,3 (8)	0 (4)	A0 (1) A1 (2) A2 (3)	SCL (6) SDC (5)
				Lectura serial de los ADC (1,2,3,4,5,6)
			Reset (11)	Clock de los ADC (7)
Microcontrolador Propeller® (1)	3,3 (12, 32) (1)	0 (9, 29)	Boot desde EEPROM externa (37, 38) XI (30) Cristal Serial RX (40)	Clock de los filtros (8) Chip Select ADC (21) Puerto Expansión (24-29 y 33-36) Serial TX (39)
				XO (31) Cristal

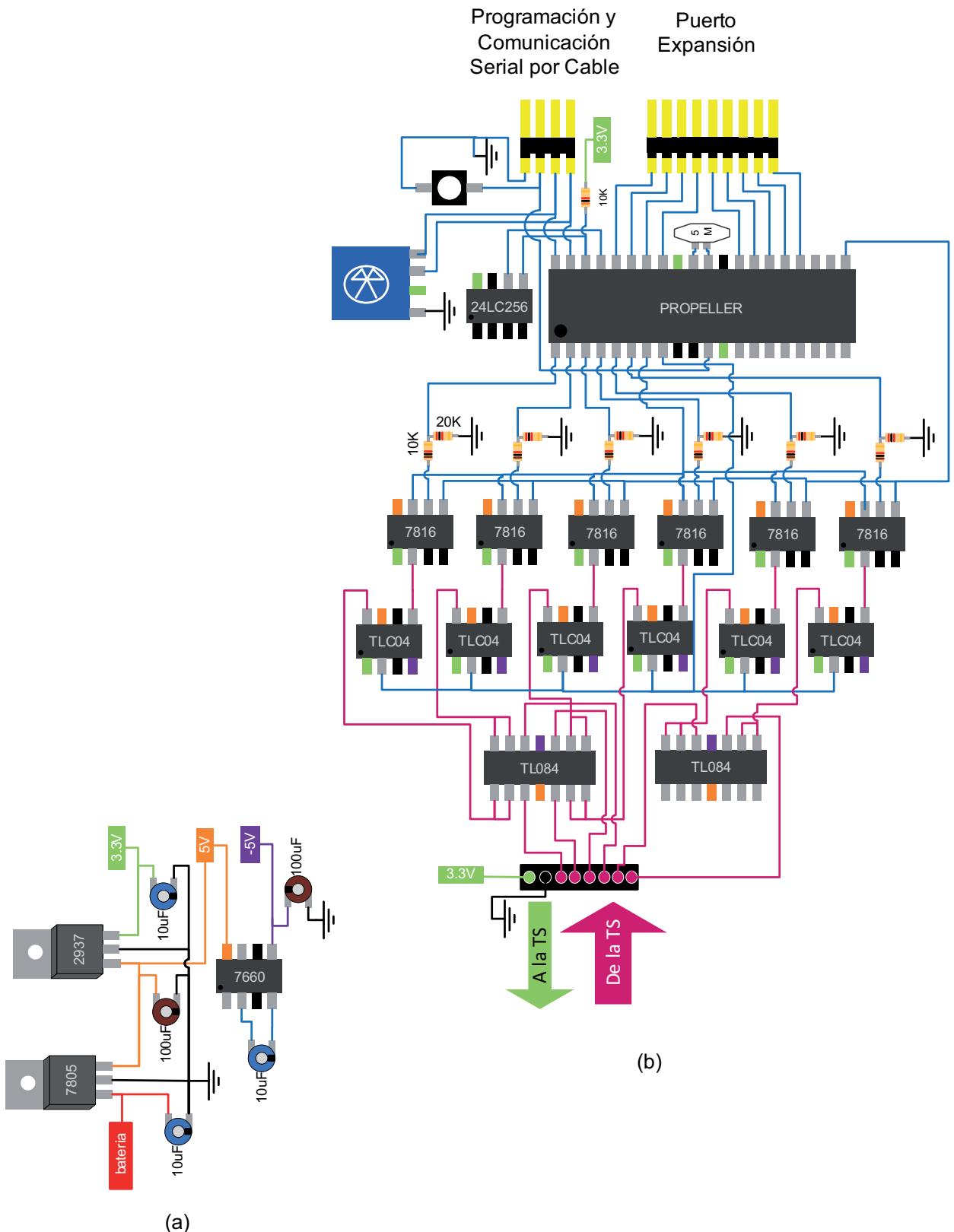


Figura 5.16: Diagrama de conexiones de la Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión
(a) Etapa de alimentación (b) Canal de adquisición, procesamiento y transmisión de los sensores

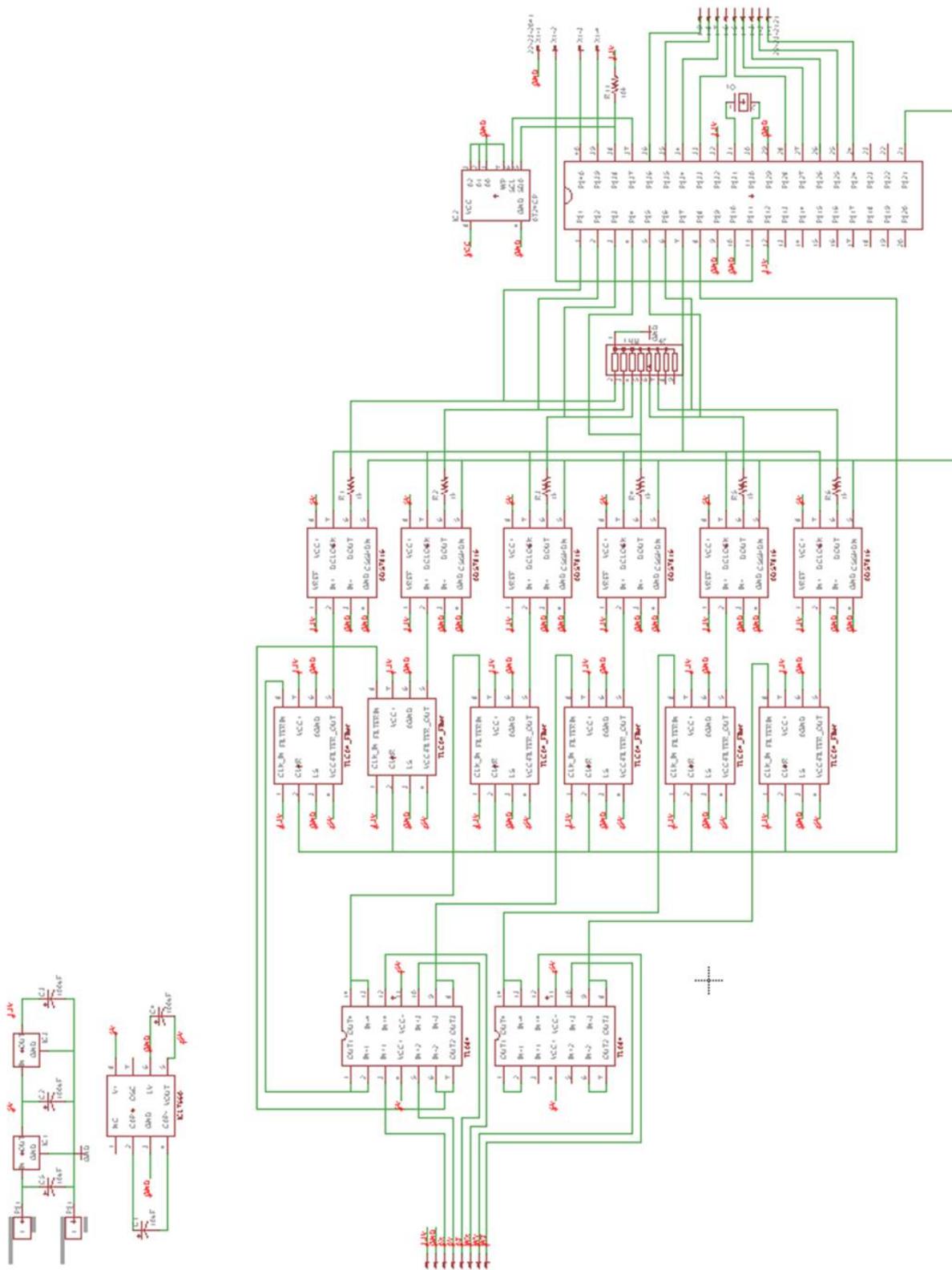


Figura 5.17: Esquemático de la TAPT exportado directamente desde el programa Eagle®

5.5. Arquitectura de los protocolos de comunicación

Los datos generados en la IMU deben ser transmitidos a una unidad central, como una computadora, para su mayor procesamiento y su eventual asistencia en la toma de decisiones. Por lo tanto, es necesario establecer un grupo de especificaciones que permitan la transferencia de información entre la IMU y otros dispositivos, en una forma eficiente y confiable. A continuación se describe la arquitectura de dos protocolos diferentes en una forma general, para que sirva de guia al momento de ser implementados en el Propeller y en la computadora.

5.5.1. Protocolo 1

Este protocolo se divide en dos etapas. En la primera etapa se agrupan los bits provenientes de los sensores para formar bytes, ya que los ADCs utilizados son de 12 bits. Por lo tanto, las mediciones de dos sensores (2×12 bits) se utilizan para formar 3 bytes (3×8 bits), lo que resulta en un total de 6 bytes para las 6 mediciones. En la segunda etapa, los 6 bytes generados en anteriormente se empaquetan en una trama con un carácter de inicio y otro de fin, lo que se utiliza en el extremo del receptor para saber en donde comienzan los datos y así poder decodificarlos de acuerdo al orden que fueron empaquetados sin ambigüedades. Este proceso se ilustra en la Figura 5.18 y se describe más detalladamente a continuación.

Ensamblado de bytes

Se toma un par de mediciones, cada una se divide en 8 bits menos significativos (LSB) y 4 bits más significativos (MSB). Se crean 2 bytes con los 2 grupos de LSBs y otro byte con los 2 grupos de MSBs. Las parejas de sensores son las siguientes: (ax,ay) (az,wx) (wy,wz).

Ensamblado de trama

En primer lugar se envía el carácter de inicio de trama (0xFF). Luego se procede a enviar los 6 bytes ensamblados en la etapa anterior, verificando siempre que ninguno sea igual a cualquiera de los caracteres especiales (0xFF, 0xFC y 0xF0). En caso contrario, se envía primero el carácter de escape (0xF0) y seguidamente se envía el “AND” bit-a-bit entre dicho byte y la máscara (0x0F). Para finalizar se envía el carácter de fin de trama (0xFC).

En el extremo del receptor se van recibiendo los datos byte a byte hasta conseguir el carácter de inicio de trama. A partir de ese momento se van recibiendo los bytes y verificando si ocurre el carácter de escape. En caso afirmativo se recibe el próximo byte y se realiza la operación “OR” bit-a-bit entre el carácter de escape y el próximo byte a ser recibido. Se repite dicho procedimiento hasta recibir el carácter de fin de trama.

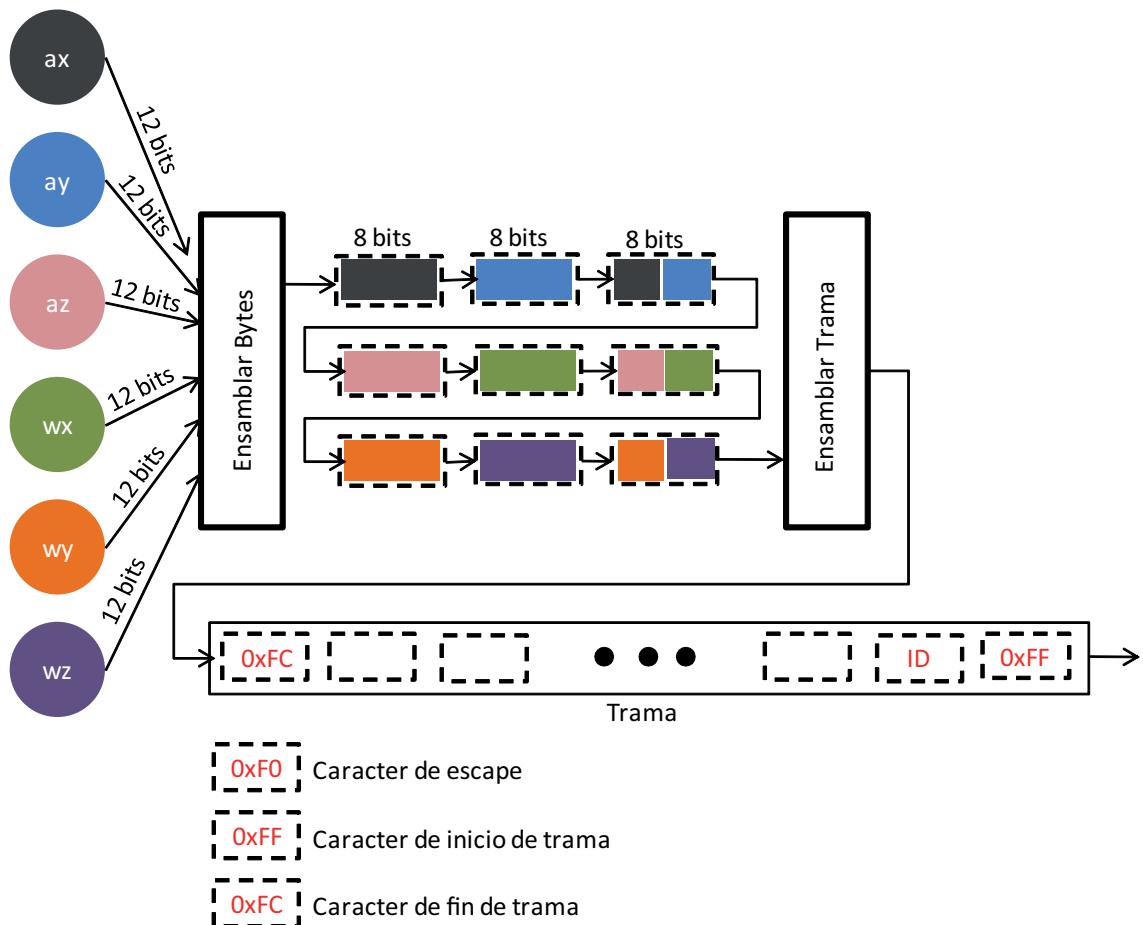


Figura 5.18: Arquitectura del protocolo 1 de comunicaciones

5.5.2. Protocolo 2

Para realizar algunas operaciones matemáticas en la IMU con suficiente precisión puede ser necesario expresar los datos en el formato punto flotante. El protocolo 2 fue espacialmente diseñado para enviar ese tipo de datos, y trabaja de la siguiente manera: en primer lugar se envía un carácter de inicio de trama (0xFF). Luego, cada dato en punto flotante se limita a sólo dos cifras decimales y se crea una cadena de bytes codificados en ASCII a partir de ellos, la cual es enviada carácter a carácter. Finalmente se envía el código de fin de trama (0xFC).

En el receptor se reciben bytes hasta conseguir un carácter de inicio de trama. A partir de allí se van recibiendo los datos en punto flotante codificados en ASCII, recordando que todos los datos son enviados con sólo dos posiciones decimales, hasta recibir el carácter de fin de trama.

CAPÍTULO 6

Implementación de la IMU

Luego de la concepción teórica del circuito de la unidad de mediciones iniciales, y del estudio de los métodos de fusión sensorial más adecuados para la aplicación, se dispone de las herramientas necesarias para solucionar el problema planteado. A continuación se muestra la implementación del Hardware y del Software que constituyen dicha solución.

6.1. Hardware

Durante el desarrollo del presente trabajo se estudiaron diferentes formas de construir el circuito de acuerdo a los componentes disponibles, su desempeño , la compatibilidad con los demás dispositivos y otras características. En las próximas secciones se describen las pruebas realizadas sobre todos los componentes estudiados, incluyendo las de aquellos que no fueron seleccionados para la versión final de la IMU. Estas pruebas permitieron elegir la mejor combinación de dispositivos para la implementación final del circuito electrónico.

6.1.1. Tarjetas de sensores

Básicamente, las pruebas que se realizaron con los sensores fue comprobar que respondieran adecuadamente ante los diferentes estímulos que eran sometidos (aceleraciones lineales, giros, vibraciones, etc.). En la Figura 6.1 se muestra un efecto observado durante estos ensayos, donde se pudo observar que la punta de prueba del osciloscopio representaba una carga comparable a la resistencia de las tarjetas de desarrollo de los sensores, ya que éstas implementan diferentes filtros en sus salidas (sec. 5.3.1).

Como soporte de estos circuitos se utilizó baquelita universal. Se aprovecharon las rutas ya existentes y se crearon otras con cables UTP y puentes de estaño. Las tarjetas de sensores 1 y 2 se muestran en las Figuras 6.2 y 6.3 respectivamente. Además, en la Figura 6.4 se observan las dos tarjetas juntas para poder realizar una mejor comparación de tamaños.

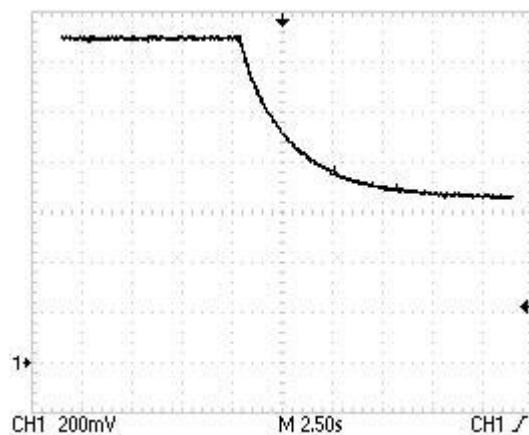


Figura 6.1: Efecto de carga producido por la punta de prueba del osciloscopio en la salida de un sensor

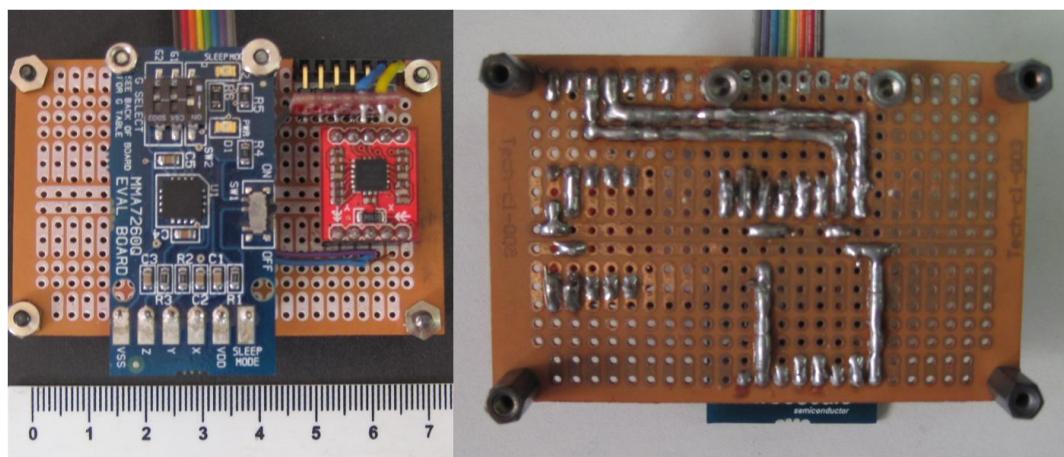


Figura 6.2: Tarjeta de Sensores 1, ambas caras

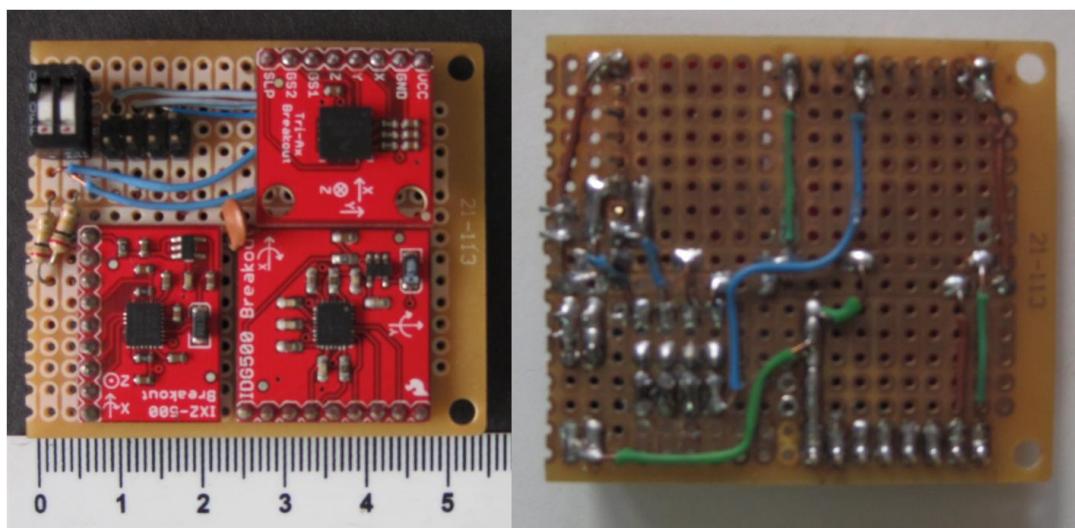


Figura 6.3: Tarjeta de Sensores 2, ambas caras

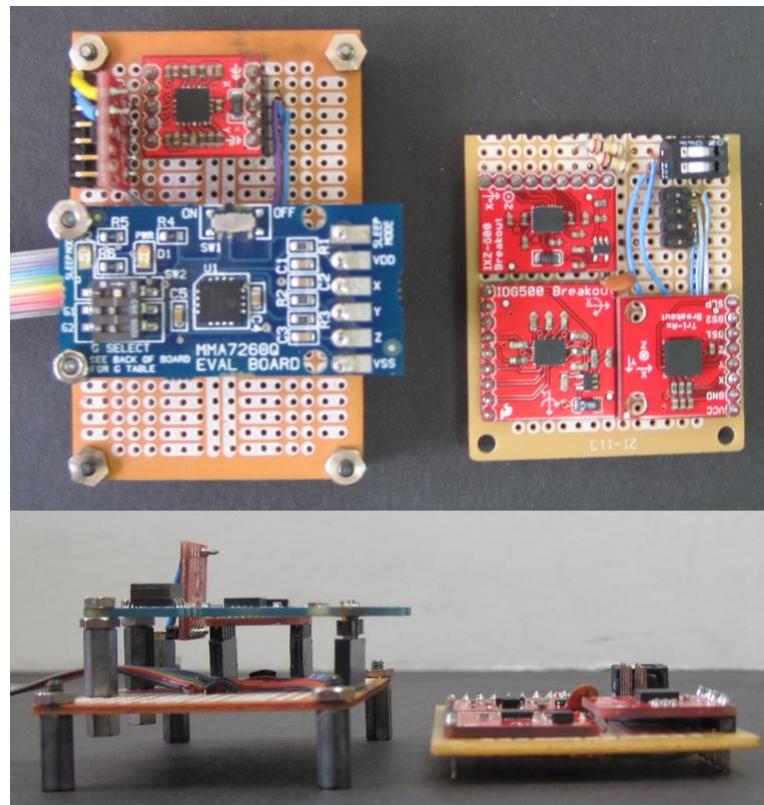


Figura 6.4: Vista superior y frontal de las tarjetas de sensores. Izquierda, TS1. Derecha, TS2

En las figuras anteriores se observa que la TS1 ocupa un mayor espacio, lo que se debe principalmente al hecho de que utiliza un giróscopo en posición vertical para medir la tasa de giro respecto al eje "z". Por otro lado, en la Figura 6.5 se puede observar cómo quedaron los ejes de medición para las dos tarjetas luego de haber soldado los sensores. Es importante señalar que algunas de las flechas impresas en los módulos de los sensores apuntan en direcciones erradas, siendo las correctas las señaladas en la figura.

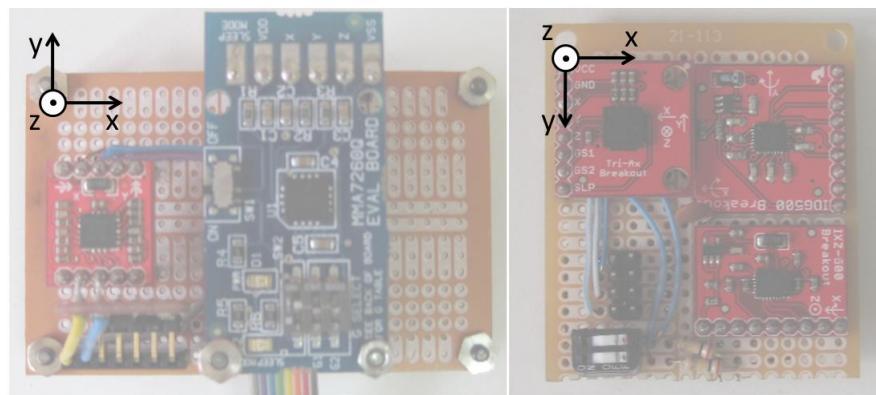


Figura 6.5: Tarjetas de sensores con sus ejes de medición. Izquierda: TS1. Derecha: TS2

6.1.2. Tarjeta de adquisición

A continuación se describe las pruebas relevantes realizadas para la implementación de la tarjeta de adquisición. Una vez comprendido el funcionamiento de cada componente, se ensambló un prototipo en una tarjeta de proyectos donde se integraron todo ellos. Finalmente se construyó la TAPT en un baquelita acorde a las exigencias del diseño.

6.1.2.1. Circuitos de alimentación

La obtención de los diferentes voltajes a partir de los 9 V disponibles en la batería alcalina fue una tarea sin mayores desafíos. Los principales aspectos a resaltar es la importancia de los capacitores en la entrada y la salida de los reguladores, como se señala en las hojas técnicas de éstos dispositivos, sin los cuales los voltajes no son los deseados. Otro punto relevante es el efecto del conversor ICL7660 usado para obtener -5 V a partir de los 5 V regulados. Como se puede apreciar en la Figura 6.6, el inversor introduce unos pequeños picos de voltaje a una frecuencia de 10 KHz, la cual es precisamente la frecuencia de comutación de los transistores del dispositivo.

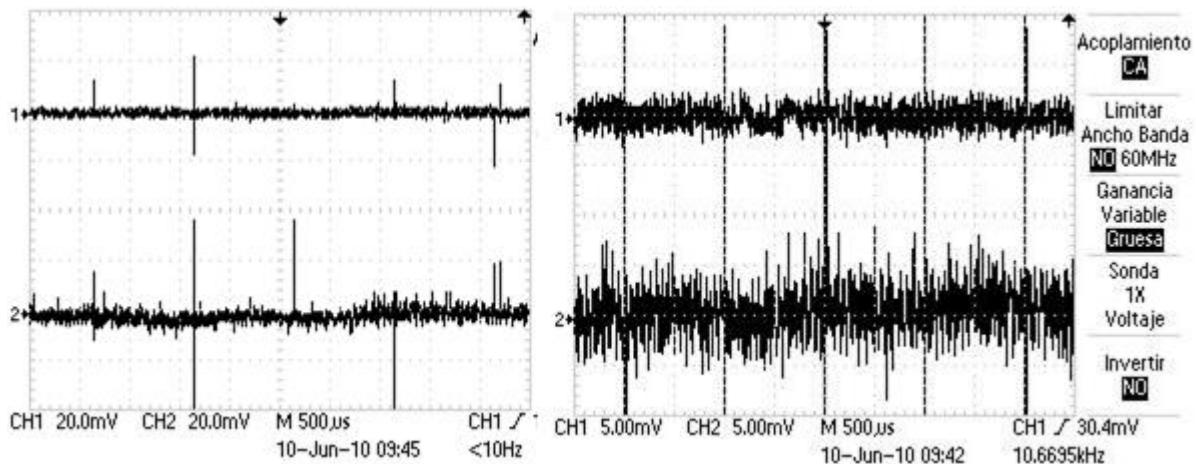


Figura 6.6: Imagen detenida del osciloscopio en dos escalas de voltaje diferentes, ambas puntas en acoplamiento CA. Canal 1: Tierra. Canal 2: Salida del inversor

6.1.2.2. Amplificadores

La necesidad de implementar *buffers* para desacoplar impedancias es evidente en la Figura 6.1. A continuación se describen los resultados obtenidos al introducir señales sinusoidales de prueba en diferentes amplificadores operaciones configurados como seguidores. Todos los circuitos fueron alimentados con $VDD = 3,3V$ y $VSS = 0V$.

A pesar del mejor desempeño del OP496 sobre el TL084, se utiliza el último en la implementación del circuito por cuestiones de disponibilidad.

Analog Devices® OP496

Este dispositivo de Analog Devices es de alto desempeño, siendo uno de sus atributos más importantes la capacidad de arrojar valores en su salida muy cercanos a las bandas de alimentación, por lo que se conoce como *Rail to Rail*. En la Figura 6.7 - (a) se observa como el dispositivo es capaz de seguir una señal sinusoidal entre 0 y 3,3V sin distorsionarla apreciablemente. En la Figura 6.7 - (b) se observa como la salida satura en 0V y 3,3V cuando la entrada oscila entre -0,5V y 4V.

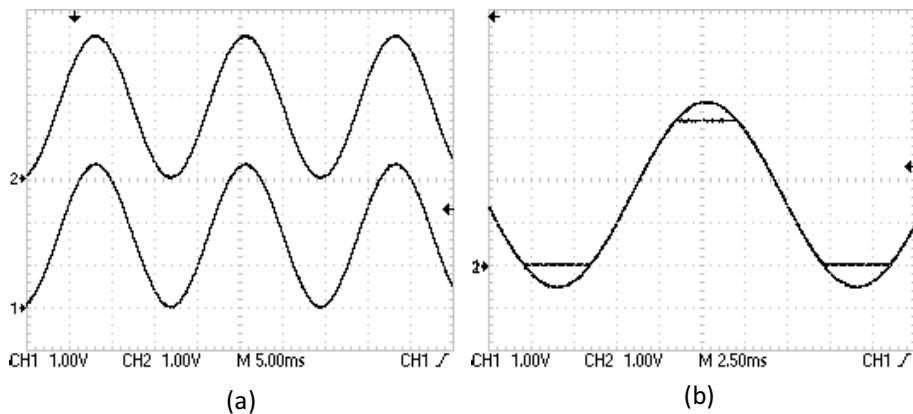


Figura 6.7: Imágenes del osciloscopio digital. Canal 1: Señal sinusoidal del generador. Canal 2: Salida del TL084 como seguidor

Texas Instruments® TL084

A diferencia del OP496, el TL084 es un amplificador *Dual Supply*. Esto quiere decir que existe un rango de voltajes amplio, cercano a las bandas de alimentación del dispositivo, que este componente no puede cubrir en su salida. En la Figura 6.8 - (a), se observa como el amplificador solo puede seguir los voltajes en el rango (0,7V - 2,8V). En la Figura 6.8 - (b) se observa una señal que puede ser seguida sin saturación pero que sin embargo es distorsionada un poco.

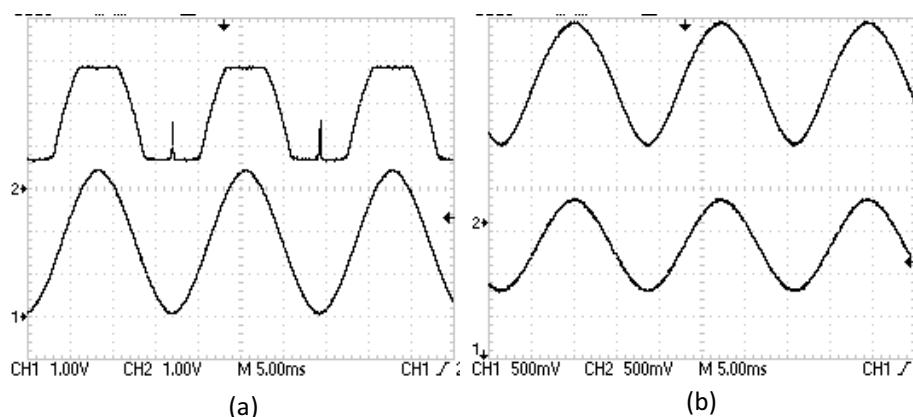


Figura 6.8: Imágenes del osciloscopio digital. Canal 1: Señal sinusoidal del generador. Canal 2: Salida del TL084 como seguidor

6.1.2.3. Filtro de capacitores conmutados

Texas Instruments® TLC04

Una de las pruebas mas importantes con esta clase de filtros es verificar la relación entre la frecuencia de la señal de reloj y la frecuencia de corte del filtro. Según la hoja técnica del TLC04, dicha relación es de 50 a 1 ($f_{CLK} = 50f_{-3dB}$). Para verificarlo, se fijó la señal de reloj a 10 KHz y se conectó en la entrada del filtro una señal sinusoidal, cuya frecuencia se fue aumentando. Para todas las frecuencias se midió la amplitud de la señal de salida, lo que posteriormente se utilizó para crear la respuesta en frecuencia del filtro mostrada en la Figura 6.9. En dicha gráfica se verifica que $f_{-3dB} = f_{CLK}/50 = 10000Hz/50 = 200 Hz$.

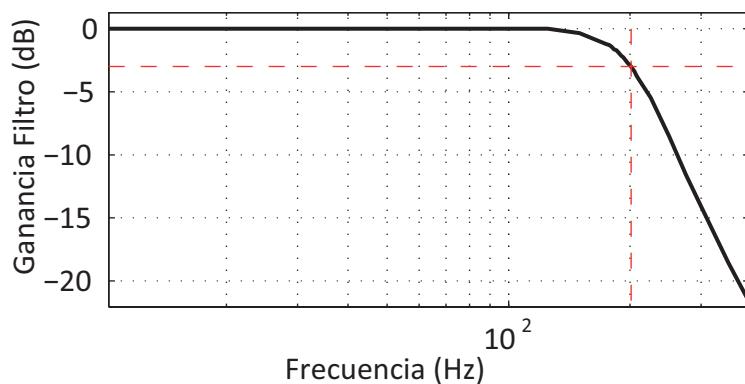


Figura 6.9: Amplitud de la respuesta en frecuencia de un TLC04 con $f_{clock} = 10kHz$. Líneas punteadas son constantes a -3dB y 200 Hz

Un efecto interesante de estos filtros sobre la señal que pasa a través de ellos se muestra en la Figura 6.10. Para las señales con frecuencia por encima de la frecuencia de corte, se puede apreciar el efecto de discretización llevado a cabo en el filtro como consecuencia de la conmutación de los capacitores internos, principio de operación descrito en el capítulo 2.

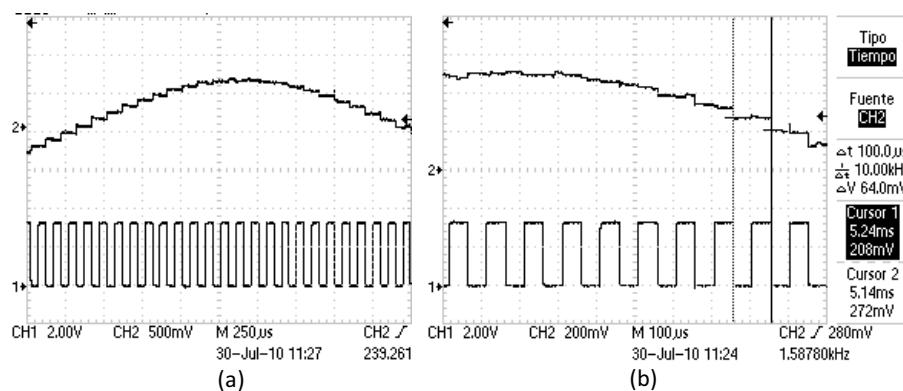


Figura 6.10: Pantalla del osciloscopio digital. Canal 1: Señal de reloj de los filtros. Canal 2: Señal sinusoidal a la salida. (a) Entrada a 240 Hz (b) Entrada a 1.58 KHz

6.1.2.4. Conversor ADC

BURR BROWN® ADS7816

Este ADC de 12 bits de resolución utiliza el método de aproximaciones sucesivas para estimar el valor de voltaje en su entrada. Por su principio de funcionamiento, va deduciendo uno a uno los bits de la palabra digital que representan la conversión, desde el MSB (del Inglés *Most Significant Bit*) hasta el LSB (del Inglés *Least Significant Bit*). Gracias a esto puede ir enviando el resultado de la conversión a medida que va deduciendo el valor de cada bit. En la Figura 6.11 se muestra el diagrama de temporización de este dispositivo, se observa que en primer lugar se debe activar ($\text{SHDN} = "0"$) mientras la línea de datos se encuentra en un estado de alta impedancia, luego se debe esperar que transcurran dos ciclos de reloj antes de recibir el bit de inicio ("0"), para finalmente empezar a recibir los bits.

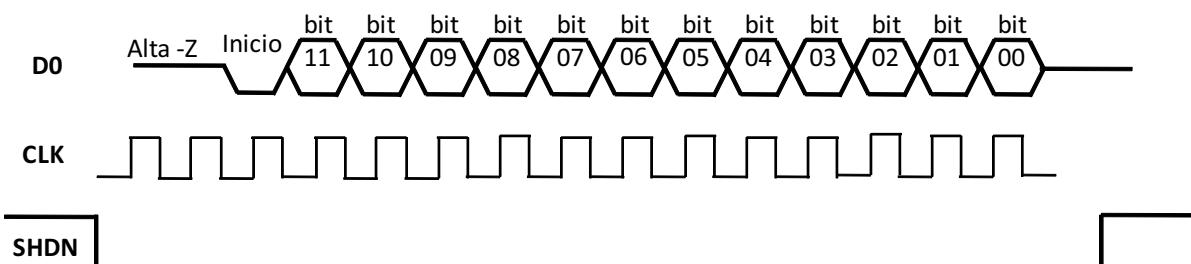


Figura 6.11: Diagrama de temporización del ADS7816

Para comprobar el funcionamiento del dispositivo se realizaron un conjunto de mediciones de señales de voltaje continuo, registrando el valor de ellas mostrado por un multímetro y por la salida del ADC en la Tabla 6.1. Debido a que se utiliza 3,3 V como voltaje de referencia, la resolución del dispositivo es 8,05E-4 V, como se deduce en la ecuación 6.1.

Tabla 6.1: Caracterización del conversor ADS7816, $V_{ref} = 3,3V$, Resolución ADC = 8,05E-4 V

Bits de la conversión												Conversión en decimal	Conversión en voltaje (V)	Voltaje multímetro
11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0			
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	604	0,487	0,497
0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1228	0,989	1,015
0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1600	1,289	1,245
0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1939	1,562	1,509
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	2239	1,804	1,752
1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	2553	2,057	1,980
1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	2892	2,330	2,250
1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	3212	2,588	2,600
1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	3516	2,833	2,800
1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	3868	3,116	3,100

$$LSB = V_{ref}/2^{Nbits} = 3,3V/4096 = 8,05 \times 10^{-4}V \quad (6.1)$$

En la Figura 6.12 - (a) se muestra una imagen capturada del osciloscopio donde se observan las señales de control del ADS7816. En esta misma imagen se hace una medición del tiempo que le toma al ADC arrojar los 12 bits de información, lo que permite obtener la máxima frecuencia de muestreo posible (16,3 KHz) a esa frecuencia de reloj. Además, en la Figura 6.12 - (b) se muestra la línea de datos, donde se identifican los 12 bits para mayor claridad. Con esta clase de mediciones se construyó la tabla 6.1.

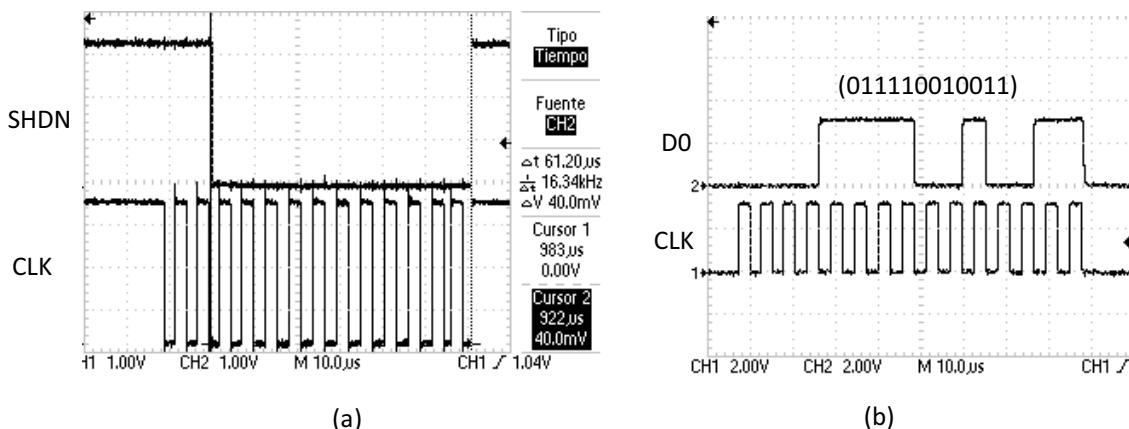


Figura 6.12: Imágenes del osciloscopio. (a) Señales de control del ADS7816: apagado (SHDN) y de reloj (CLK) (b) Dato en formato serial (D0) y señal de reloj

Finalmente, usando los datos de la Tabla 6.1 se pudo realizar la regresión lineal de los datos, mostrada en la Figura 6.13. Se observa que los valores señalados por el ADC corresponden bastante bien a lo indicado por el multímetro, ya que los coeficientes de la regresión (1,0100 ; 0,019) se acercan al caso ideal (1,0000 ; 0,000).

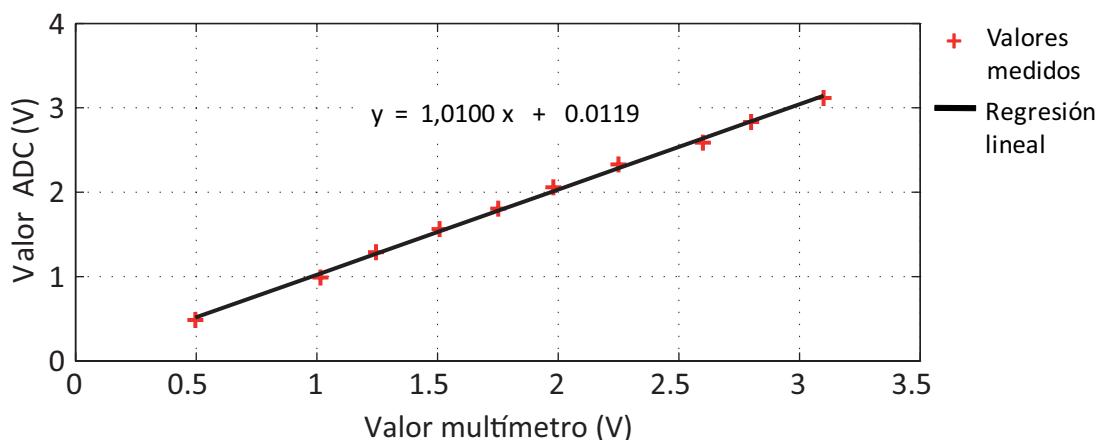


Figura 6.13: Mediciones de voltaje con el ADC vs. valor medido con multímetro

6.1.2.5. Propeller® de Parallax

Para utilizar el Propeller en diversas aplicaciones es necesario contar con otros dispositivos externos. Una implementación típica de este microcontrolador cuenta con un regulador de 3,3V, una memoria EEPROM 32kbytes, un cristal de 5MHz y un adaptador USB-serial. Existe un módulo de desarrollo muy práctico, que integra los componentes mencionados anteriormente en un circuito, denominado Prop-Stick USB (Figura 6.14-a). Por otro lado, también es posible implementar el circuito básico de funcionamiento del Propeller utilizando componentes discretos, como se muestra en la Figura 6.14 - (b).

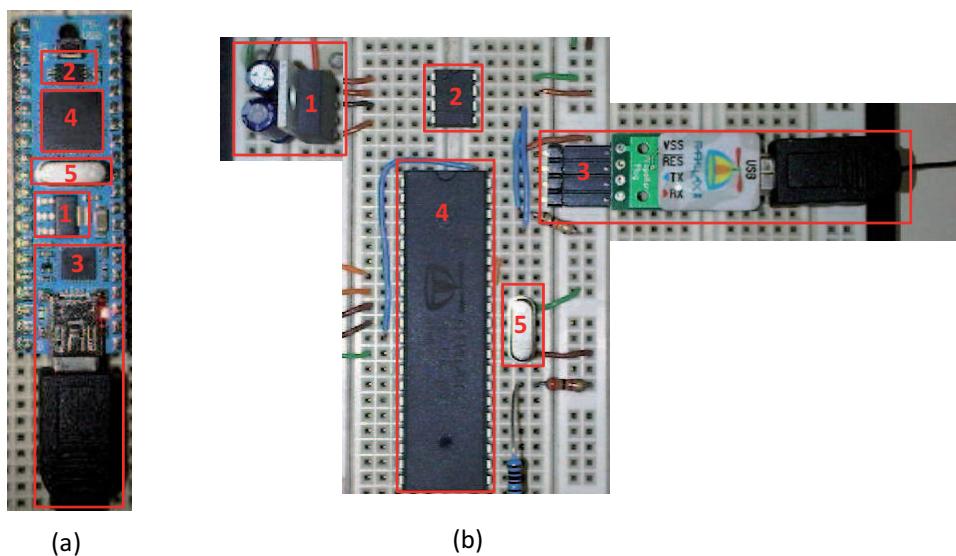


Figura 6.14: (a) Módulo de desarrollo *Prop Stick* (b) Propeller con componentes *Through hole*. Los recuadros enumerados corresponden a: Regulador 3,3V (1) EEPROM 32k (2) Conversor USB-Serial (3) Propeller (4) Cristal 5MHz (5)

El atractivo del práctico y conveniente módulo de desarrollo Prop-Stick, es disminuido cuando se toma en cuenta su precio. Como se puede observar en la Tabla 6.2, implementar el circuito básico con componentes discretos es tres veces más barato que utilizar el modulo de desarrollo.

Tabla 6.2: Comparación de precio de los circuitos para el Propeller

Componentes	Precio (Bs)
Módulo Prop-Stick USB	799
Propeller	79
Regulador 3,3V	12,5
EEPROM	15
Cristal 5MHz	11
Prop Plug	149
Total en componentes discretos:	266,5

6.1.2.6. Pruebas con el lenguaje SPIN

La forma convencional de probar un microcontrolador es mediante el encendido y el apagado de un LED. Sin embargo, como el Propeller no es un microcontrolador común, se adaptó la prueba anterior para comprobar la propiedad multi-procesador del dispositivo. A través del programa¹ de la Figura 6.15 - (a) se le ordenó al Propeller generar dos señales cuadradas de frecuencias 1Hz y 2Hz utilizando *cogs* diferentes.

En la Figura 6.15 - (a) se observa el ambiente de programación original del microcontrolador. Se puede resaltar el uso de diferentes colores para señalar cada bloque de código, y la simplicidad del manejo de múltiples cogs gracias a las funciones especialmente diseñadas para ello. Otro punto importante del lenguaje, es que no se utilizan caracteres especiales como "()" o "{ }" para agrupar los comandos condicionales y los lazos de ejecución, en su lugar se realiza agrupación por indentación.

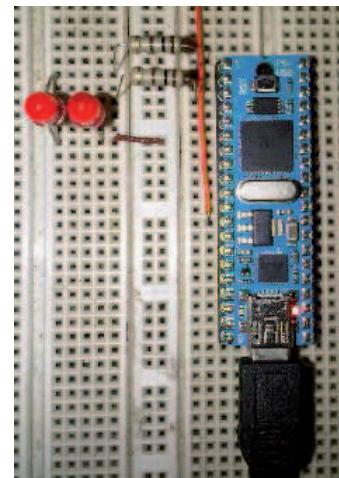
En la Figura 6.15 - (b) se muestra el circuito utilizado para probar el programa multi-cog mencionado anteriormente. Además, en la Figura 6.15 - (c) se muestra el voltaje en los dos pines del microcontrolador configurados como salida.

```

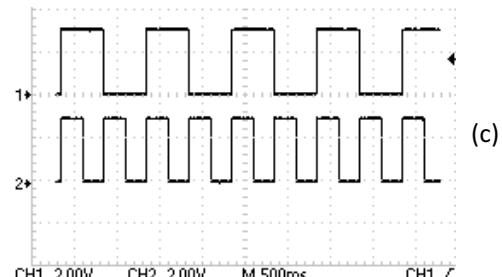
'' Grupo de Mecatronica USB - Venezuela
'' Programa de Prueba Multi-Cog 1
CON
    PINOUT1 = 0
    PINOUT2 = 31
    FREQ1 = 1      '' Hz
    FREQ2 = 2      '' Hz
VAR
    long stack[30]
CON
    _xinfreq = 5_000_000
    _clkmode = xtal1 + pll16x
PUB MAIN
    cognew( LedOnOff(PINOUT1,FREQ1) , &stack[0])
    cognew( LedOnOff(PINOUT2,FREQ2) , &stack[10])
PUB LedOnOff( pin, freq)
    dira[pin] := 1
    outa[pin] := 1
    repeat
        waitcnt( clkfreq/(2*freq) + cnt)
        !outa[pin]

```

(a)



(b)



(c)

Figura 6.15: (a) Programa multi-cog en SPIN (b) Circuito de prueba del programa multi-cog (c) Imagen del osciloscopio, señal de control de los LEDs

¹Este Algoritmo se muestra como la captura de una imagen para resaltar las características del ambiente de programación original del Propeller

6.1.2.7. Circuito de prueba en el protoboard

El primer prototipo donde se integraron todos los dispositivos y se realizaron pruebas exitosas se muestra en la Figura 6.16. En este implementación tanto los sensores como los componentes de adquisición, procesamiento y transmisión se ubicaron en la misma tarjeta. Además, por tratarse de una versión de prueba se utilizó el módulo Prop-Stick USB, los operacionales OP496 y los conversores ADC0831; dispositivos que no forman parte de la versión final de la IMU.

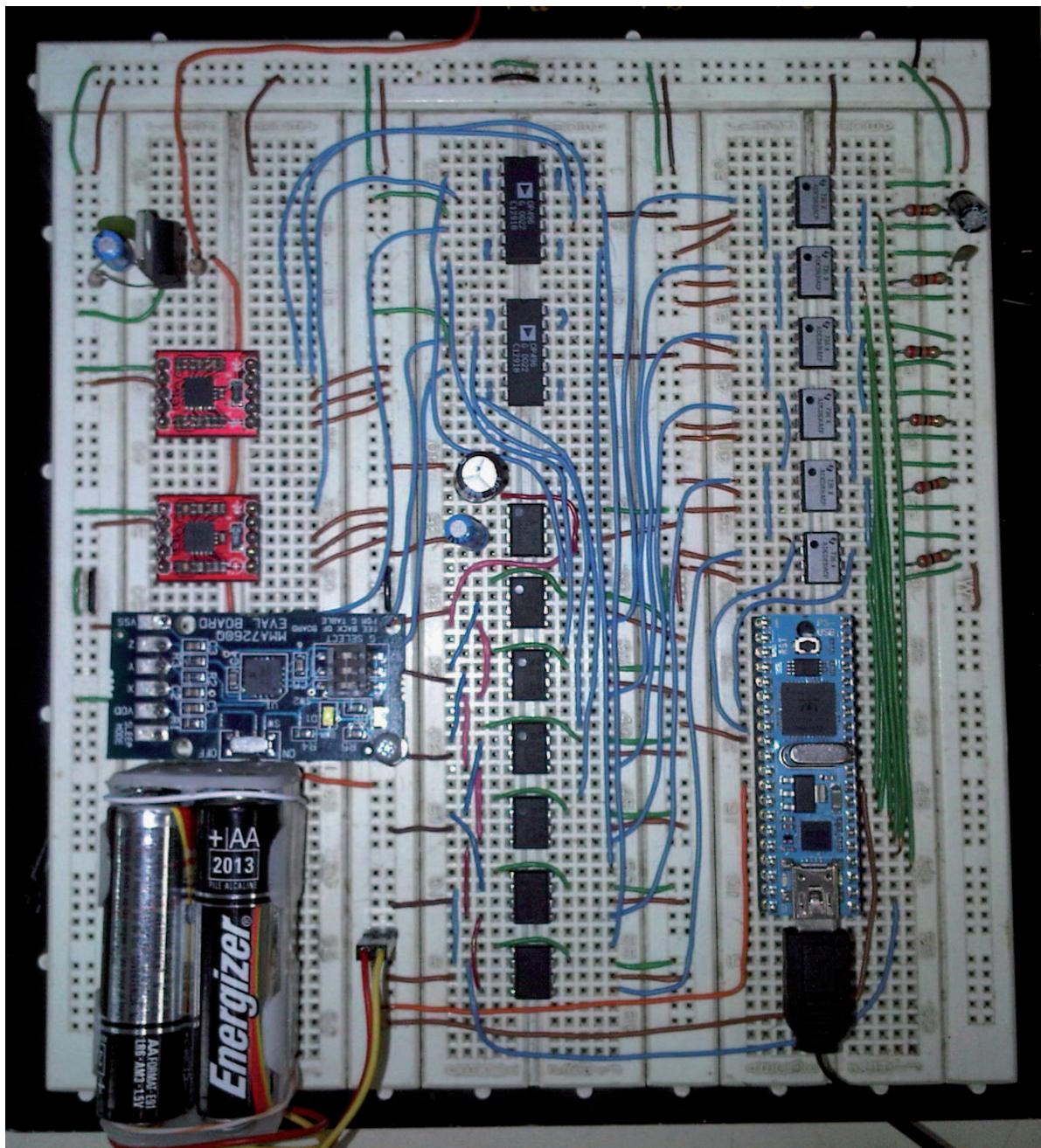
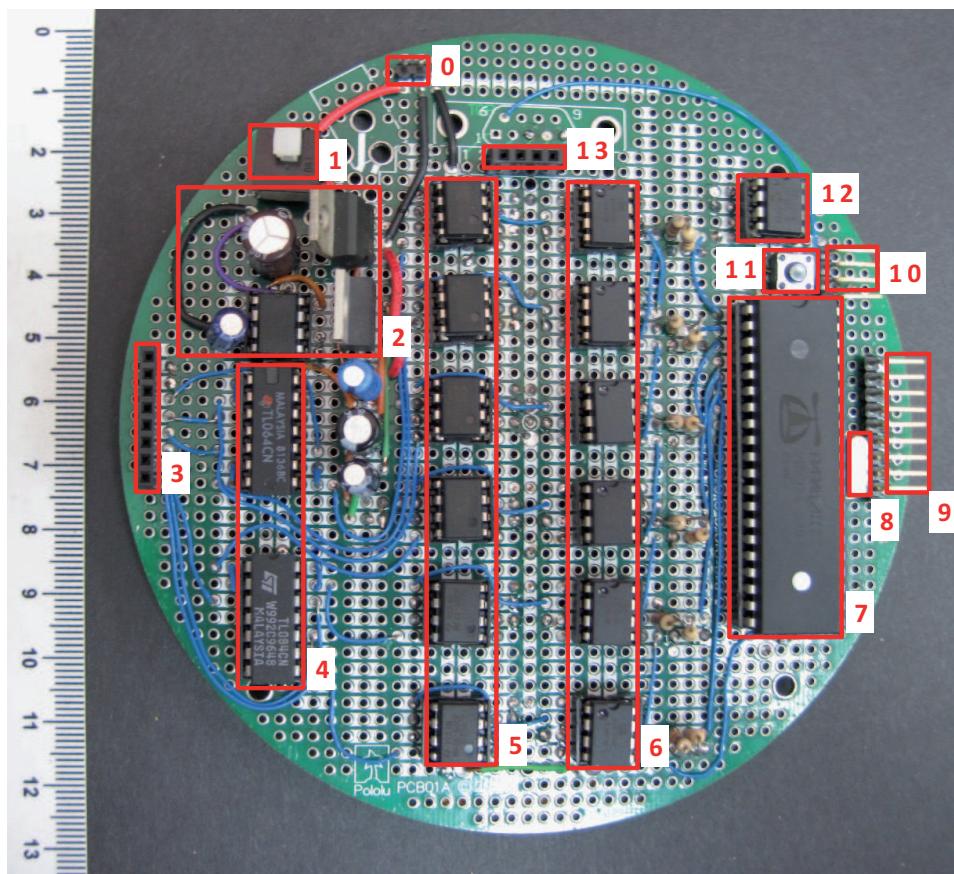


Figura 6.16: Prototipo de la unidad de mediciones iniciales. Sensores (izquierda), buffers (centro-arriba), filtros (centro-abajo), ADCs (arriba-derecha), módulo Prop-Stick (abajo-derecha)

6.1.2.8. Implementación del Circuito en baquelita

En la Figura 6.17, se muestra el prototipo final de la Tarjeta de Adquisición, Procesamiento y Transmisión ensamblado en una baquelita universal con soporte para soldaduras doble cara, y se señalan sus partes principales. Este circuito es una implementación fiel del diagrama de conexiones propuesto en el capítulo 5, específicamente en la Figura 5.16. A diferencia del circuito desarrollado en *protoboard*, en esta tarjeta se utilizaron los componentes elegidos para la aplicación final, como los ADC de 12 bits, los operacionales *dual supply* disponibles, y el Propeller con componentes discretos en vez del módulo de desarrollo Prop-Stick USB.



#	Descripción (Código de componente)	#	Descripción (Código de componente)
0	Conejero para 9 V de alimentación	7	Propeller (P8X32A-D40)
1	Interruptor global	8	Cristal de 5MHz
2	Regulación (7805, LM2937) y conversión (ICL7660)	9	Puerto de Expansión
3	Conejero para la Tarjeta de Sensores	10	Puerto de programación y com. serial
4	Seguidores de voltaje (TL084)	11	Pulsador de reset del micro.
5	Filtros antialiasing (TLC04)	12	EEPROM 32kBytes (24LC256)
6	Conversores Análogo Digital (ADS7816)	13	Puerto para módulo de com. inalámbrica

Figura 6.17: Implementación en baquelita de la TAPT con identificación de partes

Para mayor claridad se muestra la Figura 6.18, donde se ve la TAPT sin los recuadros de identificación utilizados previamente. Además, se muestra la cara inferior de la tarjeta, donde se realizaron varias conexiones de alimentación y control.

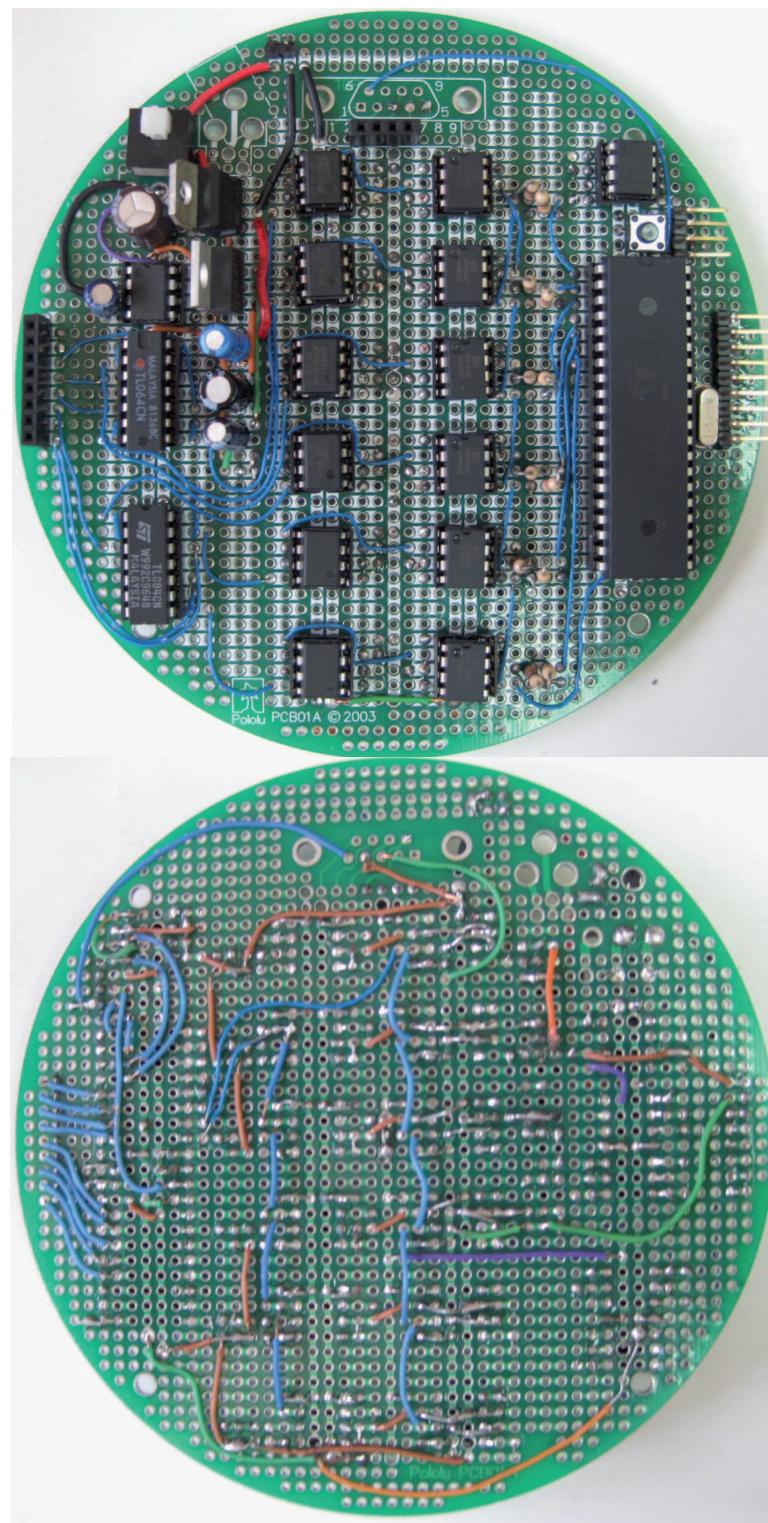


Figura 6.18: Vista superior e inferior de la TAPT

6.1.3. Módulos de comunicación inalámbrica

La tarea fundamental de estos dispositivos es crear un enlace entre la IMU y algún dispositivo remoto. Por lo tanto, más importante que el rango espacial que pueden cubrir, o el consumo de energía, es la capacidad de soportar la tasa de transmisión deseada sin perder datos ni intercambiar el orden en que fueron enviados. Para verificar dicha propiedad, se creó un programa de prueba en el Propeller que envía los números enteros entre 0 y 255 a una tasa de 57600 bits/s y otro programa en la computadora que recibe los datos a la misma tasa y los almacena en un archivo.

Al graficar el registro de los datos recibidos en la computadora se espera observar una forma de onda tipo diente de sierra, con valor mínimo 0 y máximo 255, lo que confirmaría que los datos se transmiten en orden y sin pérdidas.

Para los dos módulos disponibles en el grupo de mecatrónica se revisa la configuración necesaria para establecer la comunicación. Además se muestran los mejores resultados obtenidos al utilizar las dos tecnologías como enlaces de comunicación entre la IMU y la computadora.

6.1.3.1. XBee®-Pro Series 2

Este dispositivo ofrece dos modos de operación. El primero, denominado API, permite utilizar los diferentes pines I/O y ADCs del módulo para interactuar con algún proceso remoto. El segundo, llamado AT o modo transparente, se supone que puede ser usado para reemplazar en forma “transparente” el cable de comunicación serial. Por lo tanto, el modo AT es el que se adapta a las necesidades del proyecto.

El dispositivo se puede programar a través de dos vías: utilizando el programa X-CTU de Digi Internationals o con comandos por un terminal serial (como hyperterminal o Realterm). En cualquier caso, se debe identificar un módulo como Coordinador (se señaló así al modulo XBee abordo de la IMU), otro como Router (el módulo XBee conectado vía USB a la computadora) y señalarle a cada uno el identificador del otro dispositivo para que se puedan encontrar y establezcan la conexión. También es necesario indicar la tasa de transmisión (57600 bits/s) y el número de bytes a ser empaquetados en una trama RF. Esta última característica es muy importante, se modifica a través del registro R0 del Coordinador, y es el parámetro de ajuste en la búsqueda de una transmisión sin pérdidas.

A pesar de grandes esfuerzos realizados, donde se probaron diferentes valores para el registro R0 (incluyendo los extremos: 0 y 255), no se logró establecer una comunicación en continua, orden y sin pérdidas entre los dos módulos XBee a la tasa mínima deseada. El mejor resultado se muestra en la Figura 6.19, donde algunos trozos son enviados correctamente pero luego otros se pierden, lo que distorsiona la señal diente de sierra esperada. La próxima prueba lógica habría sido implementar un buffer circular, lo cual no se realizó por limitaciones de tiempo.

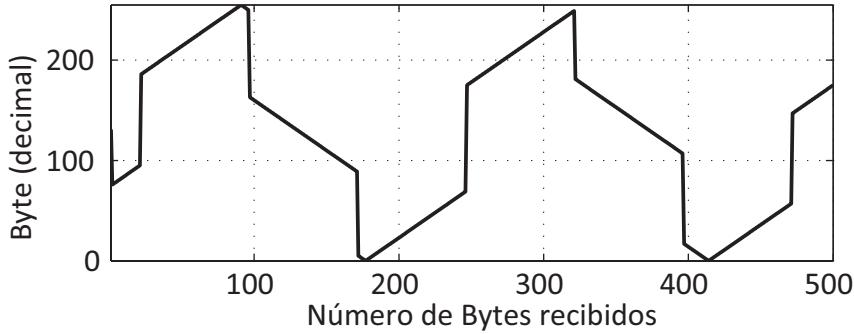


Figura 6.19: Datos recibidos en la computadora usando comunicación basada en Xbee.

6.1.3.2. Bluetooth® Clase 1

Este dispositivo solamente opera en modo “transparente”, en donde es un reemplazo confiable del cable de comunicación. La forma de programarlo es mediante comandos enviados vía serial, siendo la velocidad de transmisión la única característica que se reconfiguró durante las pruebas. Para iniciar el enlace entre dos dispositivos, se puede utilizar el asistente de conexiones de Windows® o el programa BlueSoleil que viene con el dispositivo, ambos muy amigables para el usuario.

Luego de establecer el enlace entre el módulo Bluetooth a bordo de la IMU y el módulo conectado vía USB a la computadora, se enciende un LED color verde como indicación de conexión exitosa. Bajo estas condiciones, se corrió el programa de prueba mencionado anteriormente y los resultados se muestran en la Figura 6.20. Se puede observar que el registro de bytes recibidos corresponde a una señal tipo dientes de sierra bien definida y sin mayores distorsiones, lo que quiere decir que se lograron transmitir los datos continuamente, en orden y sin pérdidas.

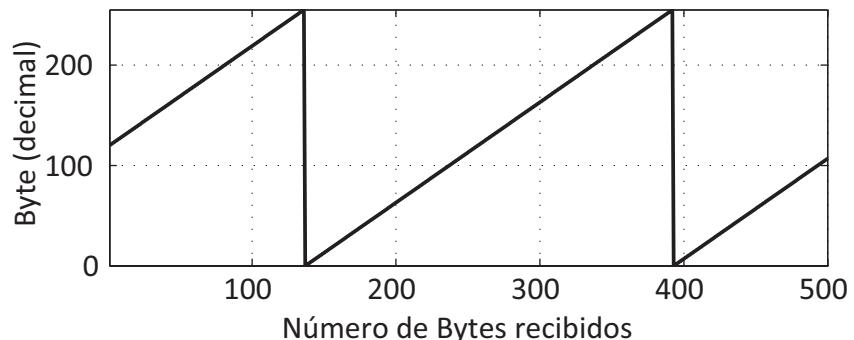


Figura 6.20: Datos recibidos en la computadora usando comunicación basada en Bluetooth.

Para finalizar, a pesar del menor alcance del módulo Bluetooth® en comparación con el Xbee®, se prefiere el primero para la aplicación final ya que es capaz de soportar la tasas de transmisión mínima (57600 bits/s) y óptima (115200 bits/s) sin errores, lo que no es posible con el último.

6.1.4. Resumen de las Características Físicas

Para finalizar el estudio del hardware implementado se muestra un resumen de las características físicas principales de la unidad de mediciones iniciales. En la Tabla 6.1.4 se presenta el peso y las dimensiones de las diferentes tarjetas por separado y el total de la IMU cuando esta utiliza cada tarjeta de sensores. En las Figuras 6.21 y 6.22 se muestra la IMU junto a las tarjetas de sensores 1 y 2, respectivamente.

Tabla 6.3: Resumen de las características de peso y tamaño de la IMU

Tarjeta / Parámetro	Peso (g)	Dimensiones (cm x cm x cm)
Adquisición, procesamiento y transmisión	~100	(3,14 x 36 x 1) 113
Sensores 1 (rango de giróscopos $\pm 30^\circ/s$)	~50	(4,5 x 7,2 x 3) 97,2
Sensores 2 (rango de giróscopos $\pm 500^\circ/s$)	~40	(4,5 x 5,2 x 1) 23,4
Total (Adquisición + Sensores 1)	~150	210,2
Total (Adquisición + Sensores 2)	~140	136,4

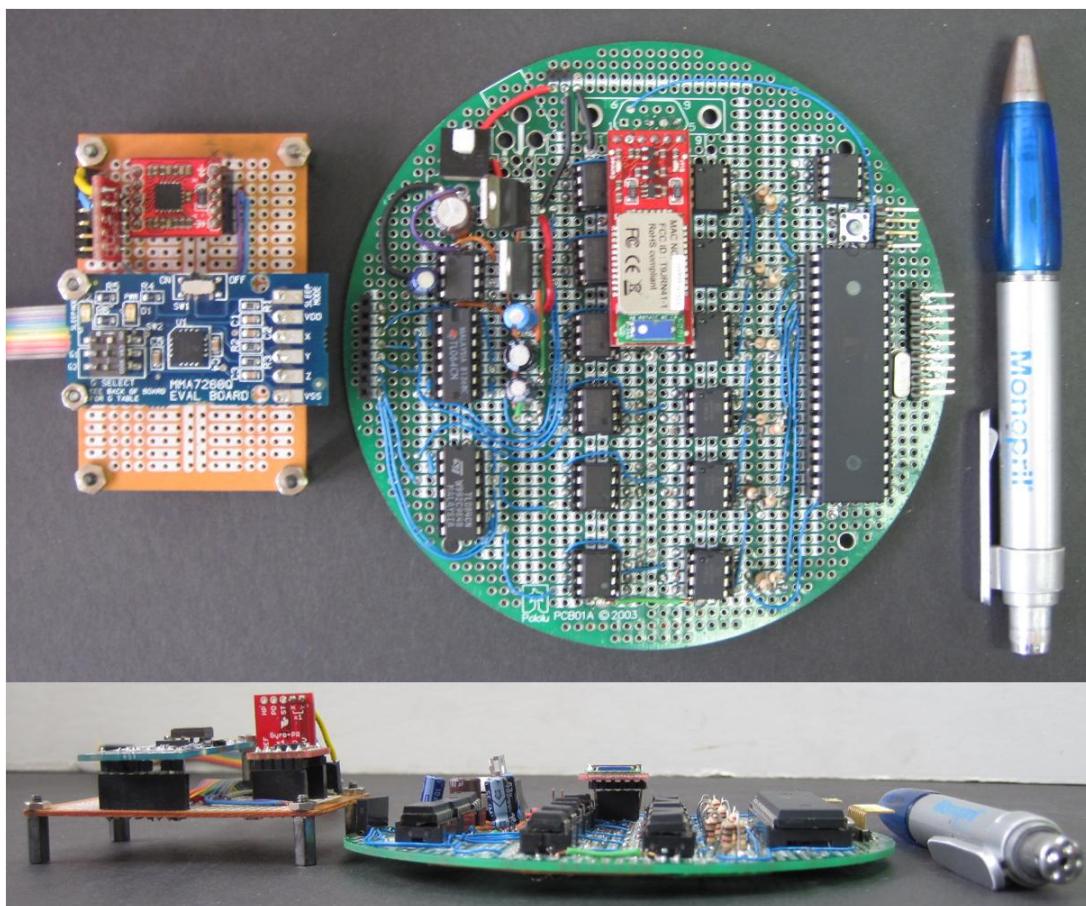


Figura 6.21: Vista superior y frontal de la IMU usando la Tarjeta de Sensores 1

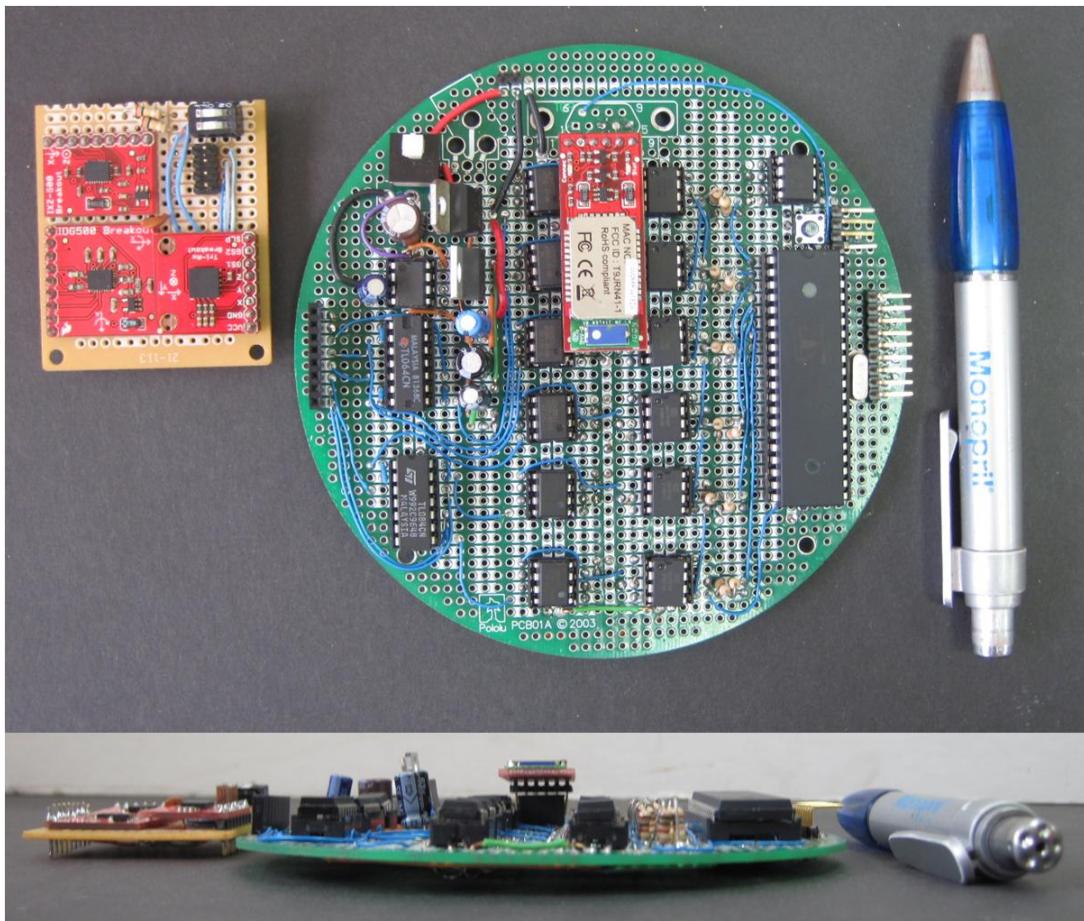


Figura 6.22: Vista superior y frontal de la IMU usando la Tarjeta de Sensores 2

6.2. Software

En esta sección se consideran los algoritmos y programas utilizados para coordinar el funcionamiento de los sistemas que componen la unidad de mediciones iniciales. Para ello se divide el software según dos niveles de abstracción diferentes, a saber, el nivel de adquisición y el software de procesamiento, los cuales se describen a continuación.

6.2.1. Adquisición con Propeller®

Este software se refiere al programa que debe correr el Propeller para hacer funcionar todos los sistemas, desde los filtros *switched capacitors* hasta el módulo de comunicación Bluetooth. Utilizando el lenguaje C adaptado al microcontrolador, se deben generar diferentes señales lógicas temporizadas para que funcione la IMU. El diagrama general de los procedimientos que deben ser ejecutados por el Propeller se muestra en la Figura 6.23. En esta imagen se puede observar que lo primero que se realiza es inicializar los puertos. Posteriormente, se realizan dos ciclos en forma

paralela sin límite de repeticiones. Uno de ellos se encarga de generar la señal de reloj para sintonizar los filtros del canal de adquisición, mientras que el otro se encarga de adquirir las muestras de los 6 ADCs simultáneamente y enviar dichos resultados vía serial. Para más información sobre el código utilizado en la implementación de este programa se refiere al lector al apéndice A-1.

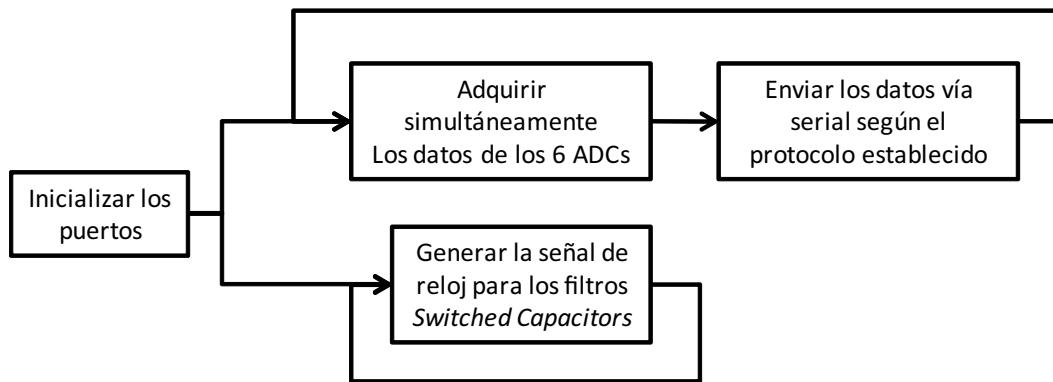


Figura 6.23: Esquema de la función principal del software del Propeller

6.2.1.1. Inicializaciones de la IMU

En primer lugar es necesario configurar los pines utilizados del microcontrolador de acuerdo a la forma en que serán accesados (entrada o salida). Para ello se define la función void initports (void). Un punto importante sobre la arquitectura el microcontrolador es que sólo tiene un puerto de entrada/salida denominado Puerto “A” de 32 bits. En lenguaje C el registro de dirección de este puerto se denomina **DIRA** y cuenta también con 32 bits (cada bit corresponde la dirección de uno de los pines del puerto “A”). En forma análoga existe el registro de salida llamado **OUTA** de 32 bits, usado para indicar el valor deseado (“1” ó “0”) en cada pin. Finalmente, **INA** es el registro usado para leer los 32 bits del puerto “A”. Para más información sobre el código utilizado en la implementación de este programa se refiere al lector al apéndice A-2 .

6.2.1.2. Ajuste automático de la frecuencia de corte de los filtros

La señal de reloj de los filtros *switched capacitors* se genera alternando el valor lógico de un pin entre “0” y “1”, proceso conocido como *Toggle*. Para poder variar la duración de cada valor, se introduce un lazo de retardo en donde se incrementa un contador hasta alcanzar un valor tope denominado *cuentamax* como se señala en la Figura 6.24.

Para poder generar una señal cuadrada a una frecuencia específica es necesario calibrar la función. Específicamente se busca obtener la relación entre el tope de la cuenta y el periodo de la señal en cuestión. Para ello se aplica una regresión lineal de primer orden al conjunto de mediciones, como se muestra en la Figura 6.25.

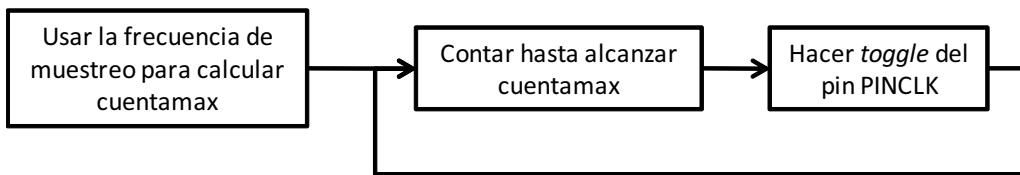


Figura 6.24: Algoritmo para el ajuste automático de la frecuencia de corte de los filtros a partir de la frecuencia de muestro

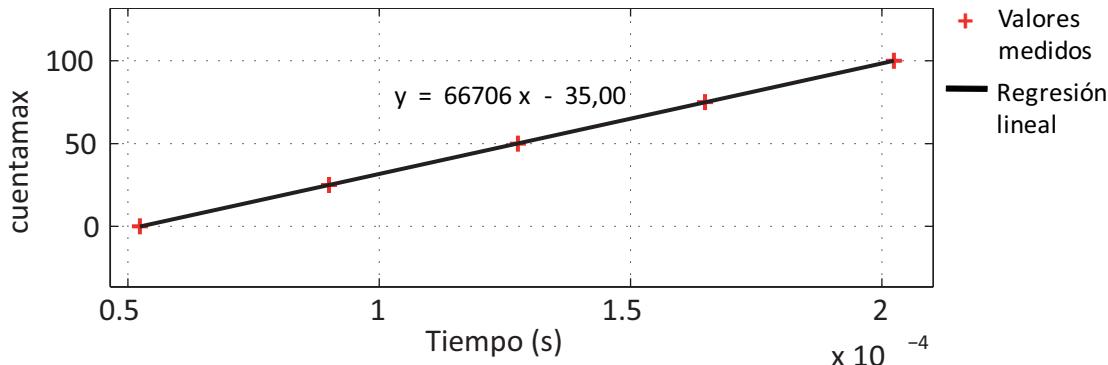


Figura 6.25: Relación entre el tope de la cuenta (cuentamax) y el periodo de la señal de reloj generada

Sin embargo, lo que se desea es que la frecuencia de corte se ajuste según la frecuencia de muestreo especificada. Si se define “n” como la relación entre la frecuencia de -3dB y la frecuencia de muestro (ec. 6.2) y se utiliza los datos de la regresión lineal (ec. 6.3) se pueden reducir los términos hasta obtener la ecuación 6.4.

$$F_S = n F_{-3dB} \quad (6.2)$$

$$cuentamax = 66706 Período(s) - 35,00 \quad (6.3)$$

$$cuentamax = \frac{13300n}{F_S} - 35 \quad (6.4)$$

Por lo tanto, solamente hace falta especificar cual es la frecuencia de muestro (F_S) y cuantas veces (n) por debajo de dicha frecuencia se desea filtrar las señales (para evitar el *aliasing*). Esto produce que se ajuste automáticamente la frecuencia de corte de los filtros *switched capacitors* a través de la señal de reloj. Para los interesados en la implementación final de esta función, se dispone del código que la define en el apéndice A-3.

6.2.1.3. Adquisición simultánea de los ADCs

Este programa se encarga de generar la señalización necesaria para el control de los conversores ADS7816, de acuerdo a las especificaciones técnicas y de temporización explicadas en la sección 6.1.2.4. En la Figura 6.26 se muestra el programa a través de un diagrama y se incluye la evolución temporal de las señales de control (CLK, SHDN) y de datos (D0,D1,...,D6).

En primer lugar, se deben activar los ADCs, para lo que se pone en “0” la señal de *shut down* (SHDN) y se espera a que transcurran tres ciclos de la señal de reloj. En segundo lugar, se procede a adquirir los datos provenientes de cada conversor en formato serial, lo cual es un procedimiento delicado donde debe estar sincronizada la señal de reloj con el muestreo de los ADCs, ya que el momento óptimo de adquisición es el flanco positivo de la señal de reloj. Para garantizar dicha sincronización, el mismo programa genera secuencialmente la señal de reloj y lee el puerto del microcontrolador, lo que le permite saber exactamente cuando es la mitad de cada ciclo. En tercer lugar, se debe construir el valor convertido por cada ADC a partir de los 12 bits respectivos, los cuales fueron almacenados en variables temporales durante la conversión para no añadir mayores retrasos en la adquisición.

La implementación de este esquema se muestra en el apéndice A-4.

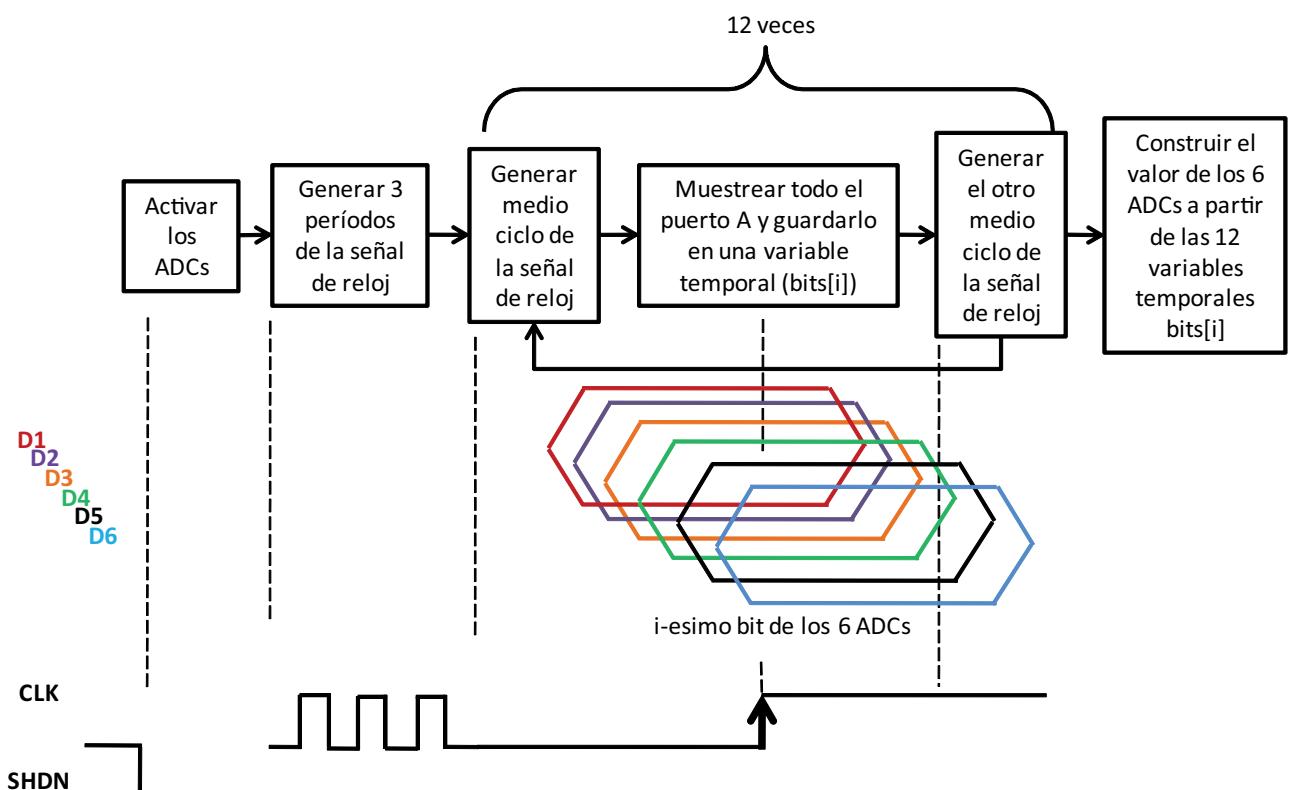


Figura 6.26: Algoritmo de adquisición acompañado del diagrama de temporización del ADS7816. (D1,D2...,D6) Pines de salida de los ADCs. CLK y SHDN son el reloj y el apagado, comunes para todos los chips

6.2.1.4. Envío de datos con el Protocolo 1

Luego de que se dispone de una muestra de cada canal en el Propeller, se debe enviar dicha información vía serial. Como se explicó en la sección 5.5.1, el protocolo 1 reagrupa los 12 bits de los 6 canales de información en 9 Bytes, los cuales envía juntos en una trama.

El programa llamado **sendsors()**, mostrado en el apéndice A-5, es el encargado de tomar las 6 mediciones de los ADCs y enviarlas de acuerdo a las especificaciones del protocolo 1. Este se apoya en dos funciones, la primera denominada **sendchar()** que se encarga de realizar la señalización necesaria para enviar un byte según el protocolo de comunicación serial. La segunda función llamada **sendcharpro()**, envía todos los bytes transparentemente a menos que se trate de un carácter especial definido en el protocolo (Inicio de Trama, Fin de trama ó Escape), en cuyo caso envía el código de escape de dicho carácter (ver sección 5.5.1 para más detalles de la arquitectura del protocolo 1).

A diferencia de otros microcontroladores, los cuales soportan la comunicación serial mediante módulos integrados en su hardware, con el Propeller se tiene que resolver este problema mediante software. Para ello se desarrolla la función **sendchar()** antes mencionada, la cual es capaz de enviar un byte según el protocolo serial. Ésta utiliza un pin identificado como SEROUT, el cual se mantiene siempre en “1” (estado idle). Para iniciar la transmisión se produce un “0” de igual duración que un bit de información (*startbit*), y luego se van desplazando uno a uno los bits de información por el mismo pin, empezando por el LSB y terminando con el MSB. Esta función se implementa para diversas tasas de transmisión, siendo 115200 bps la utilizada en la aplicación final.

6.2.2. Comunicación con LabVIEW®

Se utiliza LabVIEW como software para la recepción de los datos provenientes de la IMU. Se desea recuperar las muestras de 12 bits de cada uno de los sensores, por lo que es necesario revertir el proceso de empaquetado y ensamblado de bytes llevado a cabo en la unidad de mediciones iniciales.

6.2.2.1. Recibir una trama de 9 bytes

El primer paso para recuperar las mediciones codificadas en el protocolo de comunicaciones, es recibir una trama de datos. Esto se logra con el programa denominado **recibir_protocolo.vi**, cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 6.27. Adicionalmente, en las Figuras 6.28 - (a) y (b) se pueden observar las especificaciones del elemento virtual así como las conexiones utilizadas para recibir los 9 bytes de la trama IMU. Esta función espera hasta recibir un carácter de inicio de trama

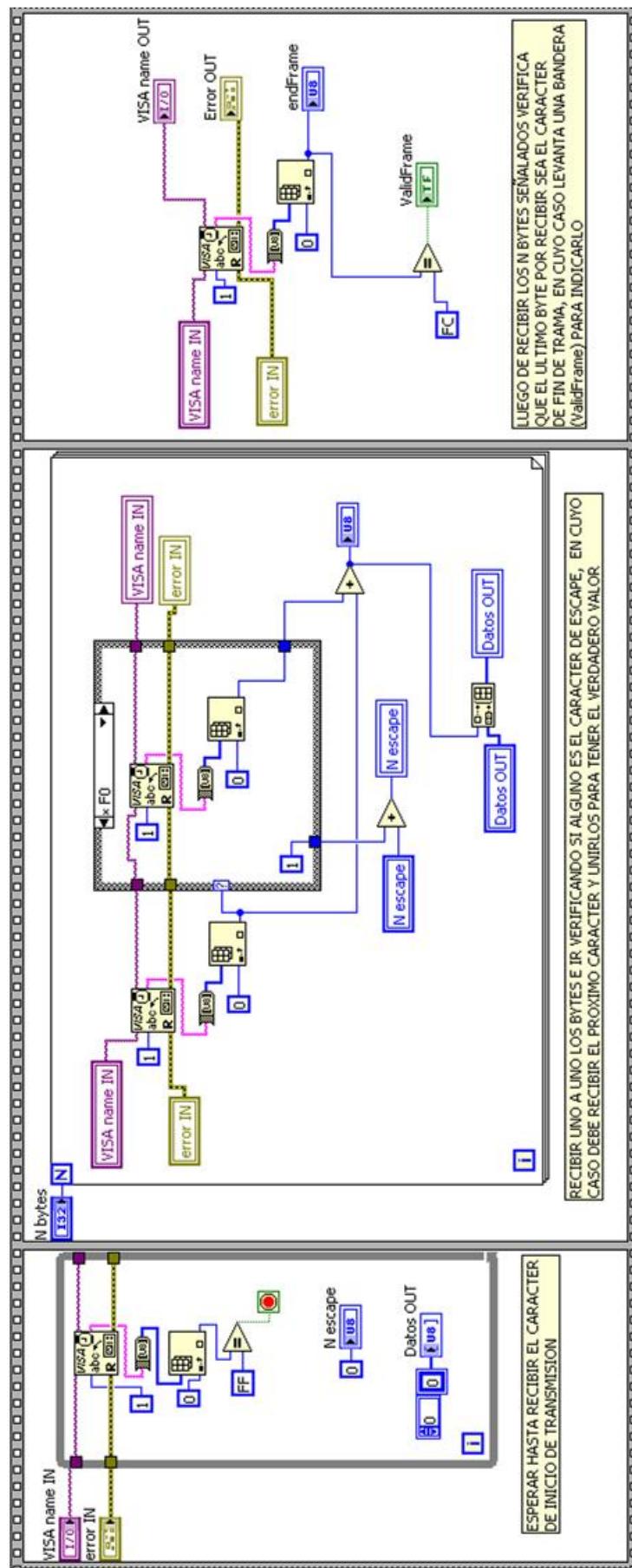


Figura 6.27: Programa recibir_protocolo.vi, utilizado para recibir una trama de N bytes delimitada por los caracteres de inicio (0xFF) y de fin (0xFC). Se utiliza el carácter de escape (0xF0) junto con un identificado (0x0F, 0x00, 0x0C) para transmitir los datos cuyos valores coincidan con alguno de los caracteres especiales

y luego va recibiendo uno a uno los bytes de información hasta recibir el byte de fin, decodificando los caracteres de escape que pudieran aparecer entre los datos durante este proceso.

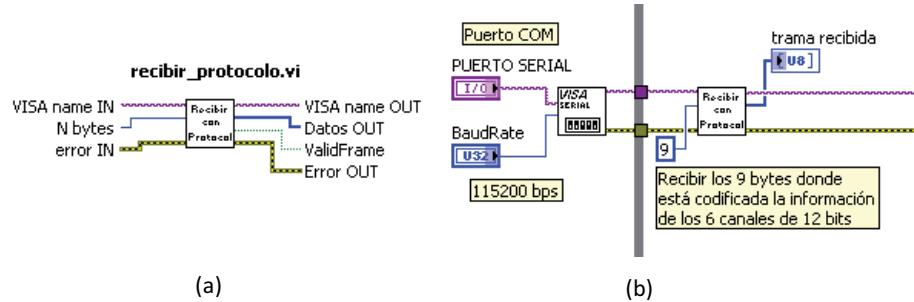


Figura 6.28: Sub-VI de recepción serial según el protocolo 1. (a) Especificación de pines. (b) Modo de uso para recibir los datos de la IMU

6.2.2.2. Decodificación de los datos

En este punto se dispone de 9 Bytes, dentro de los cuales se encuentran codificadas las 6 mediciones de 12 bits. En la Figura 6.29 se muestra la sección del programa principal en LabVIEW que se encarga de reordenar los datos. Adicionalmente se llevan las mediciones a representación en punto flotante con doble precisión. Para ello se toma el voltaje de referencia de los ADC, que en este caso es aproximadamente 3,3 V, se lo multiplica por el valor de los datos y finalmente se divide entre el número de niveles posibles en una escala de cuantificación de 12 bits (4096).

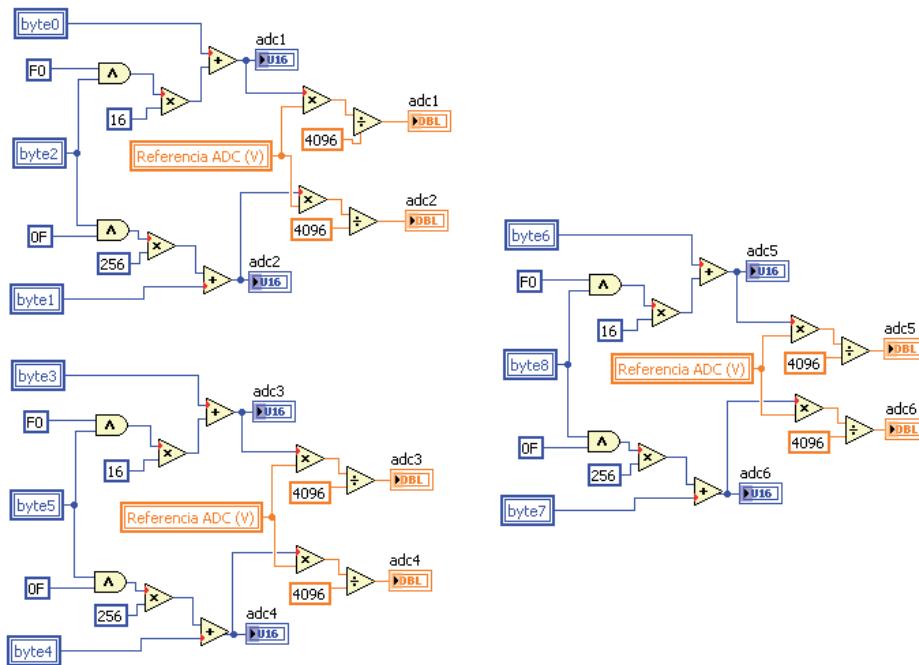


Figura 6.29: Decodificación de los 9 bytes recibidos en una trama del protocolo 1 de la IMU

Básicamente al llegar a este punto se dispone de un sistema inalámbrico de muestreo simultáneo de 6 canales (IMU sin los sensores). Los datos que se adquieren pueden ir siendo mostrados en la pantalla de la computadora, como señales en la pantalla de un osciloscopio digital, si se añaden indicadores del tipo *waveform chart* en cada canal. También pueden ser grabadas en un archivo de texto para su análisis posterior.

6.2.2.3. Determinación de la calidad del canal de adquisición

Antes de continuar avanzando en el desarrollo de la IMU, es conveniente comprobar que el sistema funcione correctamente y, de ser posible, evaluar la calidad del mismo según algún indicador de desempeño. Una forma de verificar el funcionamiento es conectando una de las tarjetas de sensores en la tarjeta de adquisición, mover un poco los sensores y ver las señales tanto en el osciloscopio digital como en la pantalla de la computadora. Sin embargo, aún más conveniente es utilizar un generador de funciones, conectarlo en los 6 canales de entrada de la TAPT, y comprobar que las señales mostradas en la computadora sean muy parecidas a la señal vista con el osciloscopio. Para saber el rango de frecuencia que es posible probar en la IMU sin ambigüedades, se debe determinar la frecuencia de muestreo de la misma.

Existen dos maneras para conocer la frecuencia de muestreo del sistema desarrollado. La primera es por medio del hardware, aprovechando una señal cuya frecuencia fundamental es la misma que la frecuencia de muestreo del sistema, el SHDN de los ADCs. La Figura 6.30 muestra esta propiedad de la señal SHDN.

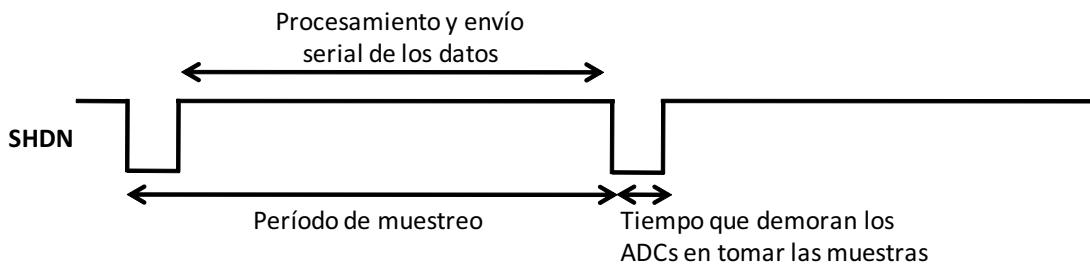


Figura 6.30: Período de muestreo indicado en la señal SHDN de los ADCs

La segunda manera de determinar F_S es mediante software. Labview ofrece algunos Express-VI, como el mostrado en la Figura 6.31, denominado *Elapsed-Time* (del Inglés: Tiempo Transcurrido). Usando este instrumento se puede evaluar el transcurso de tiempo entre dos muestras sucesivas, lo que por definición es el período de muestreo.

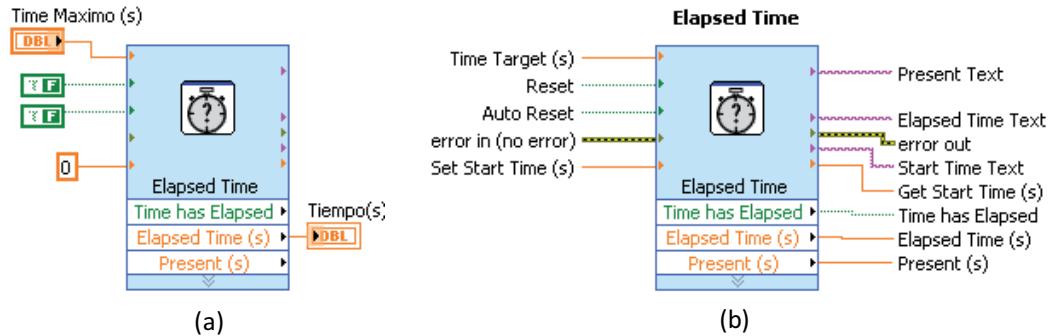


Figura 6.31: Elapsed-Time, Express-VI de LabVIEW. (a) Conexión en el programa (b) Especificación de conexiones según la ayuda de LabVIEW

Utilizando estos dos métodos se logró determinar que la frecuencia de muestreo del sistema de adquisición de la IMU es aproximadamente 510 Hz en 6 canales simultáneos, lo que quiere decir que se toman 3060 SPS (del Ingles: *Samples Per Second*) con una resolución de 12 bits.

Una vez conocido el tiempo entre muestras, se puede determinar la Distorsión Armónica Total del sistema de adquisición de la IMU para varias frecuencias. Tal como se cubrió en el capítulo 2, este indicador es muy importante en un canal de adquisición pero pocas veces es posible medirlo, por lo que se prefiere la THD+N (Distorsión Armónica Total + Ruido).

Configuración del hardware para determinar la THD+N

Tal como se ilustra en la Figura 6.32, para determinar el THD+N se utiliza un generador de funciones como fuente de señales sinusoidales de diferentes frecuencias. Dichas señales se aplican a cada uno de los canales de la tarjeta de adquisición, donde se pre-procesan analógicamente con los filtros *antialiasing* configurados a $F_S = 160\text{Hz}$ y se muestrean en forma simultánea a aproximadamente 510 Hz. Los seis canales se transmiten inalámbricamente a través de la conexión Bluetooth a 115200 bits/s. Una vez recibida una trama de bits con el protocolo, se decodifica en LabVIEW, se muestra en la pantalla con un *waveform chart*, y se almacena en un archivo para el análisis posterior en MATLAB.

Programa de MATLAB para el cálculo de la THD+N

Una vez que se disponen los datos en el discoduro de la computadora, se puede correr el programa para determinar la THD+N (mostrado en el apéndice A-7). Utilizando la FFT (del Ingles *Fast Fourier Transform*), se calcula la potencia a la salida incluyendo y sin incluir la frecuencia fundamental de la señal de prueba. Para finalizar se toma el cociente entre ambas, como se explicó en la sección 2.4, y se obtiene la THD+N.

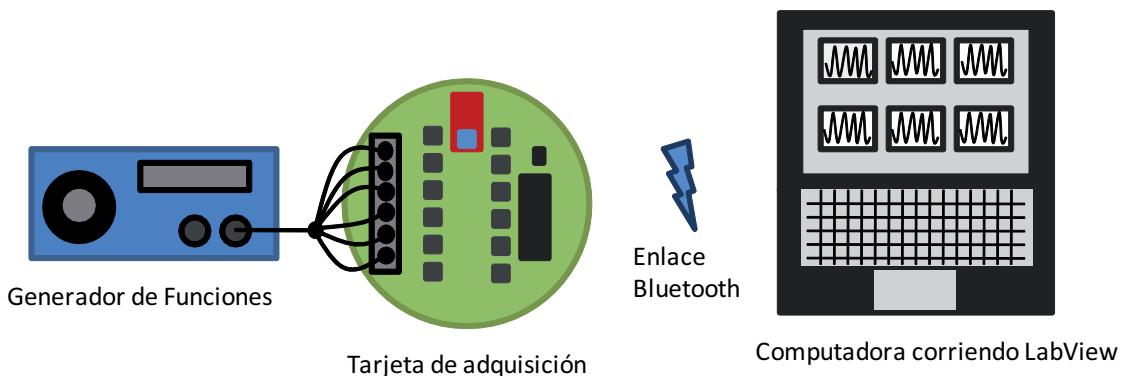


Figura 6.32: Configuración del hardware para la determinación de THD+N

Resultados, THD+N de la IMU

Para entender mejor el significado de la Distorsión Armónica Total más Ruidos (THD+N) se dispone la Figura 6.33. En ella se pueden observar los efectos del preprocesamiento, digitalización y cuantización producidos por el sistema de adquisición de la IMU ante una señal sinusoidal de aproximadamente 250 Hz. Se muestra este caso en particular ya que presenta la mayor THD+N.

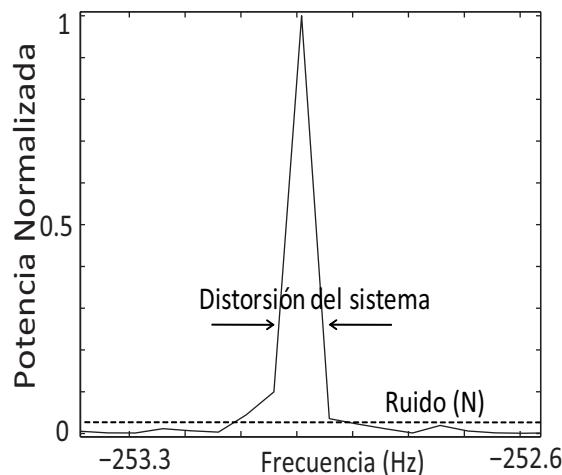


Figura 6.33: Espectro para señal de entrada sinusoidal de 250 Hz. TDH+N = 0.35

Para las frecuencias (25Hz - 250Hz) se calculó la THD+N y los resultados se resumen en la Tabla 6.4. Es importante destacar que el sistema de adquisición se puede considerar de alta fidelidad para frecuencias menores a 25 Hz ya que presenta $\text{THD+N} \leq 1\%$.

Tabla 6.4: Resumen de la THD+N para diferentes frecuencias

Frecuencia (Hz)	THD+N
25	0.01
50	0.03
75	0.07
100	0.11
125	0.15
150	0.22
175	0.25
200	0.29
225	0.31
250	0.35

A partir de los datos registrados en la tabla anterior, es posible construir el gráfico mostrado en la Figura 6.34. En este se puede observar una tendencia clara: el sistema produce mayor distorsión sobre las señales de frecuencia más alta.

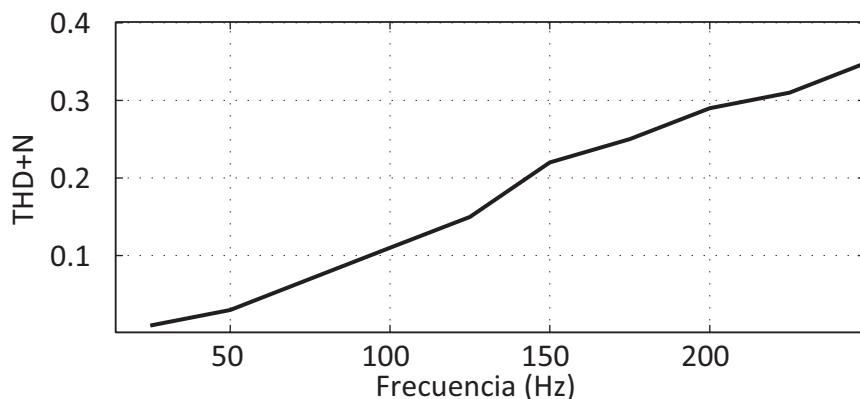


Figura 6.34: Distorsión Armónica Total más Ruido del Sistema de Adquisición de la IMU

Esta característica también se puede apreciar cuando se grafica las señales adquiridas en el dominio temporal, como en las Figuras 6.35, 6.36 y 6.37. En ellas se observa que las señales de baja frecuencia se reconstruyen de una manera bastante “suave”, y que las de altas frecuencias son más afiladas; esto es producto de que las primeras están definidas por más puntos que las últimas. En el dominio frecuencial, el espectro de las señales de baja frecuencia es bastante colimado (menor distorsión), mientras que el espectro de las de frecuencias más altas es más esparcido (mayor distorsión).

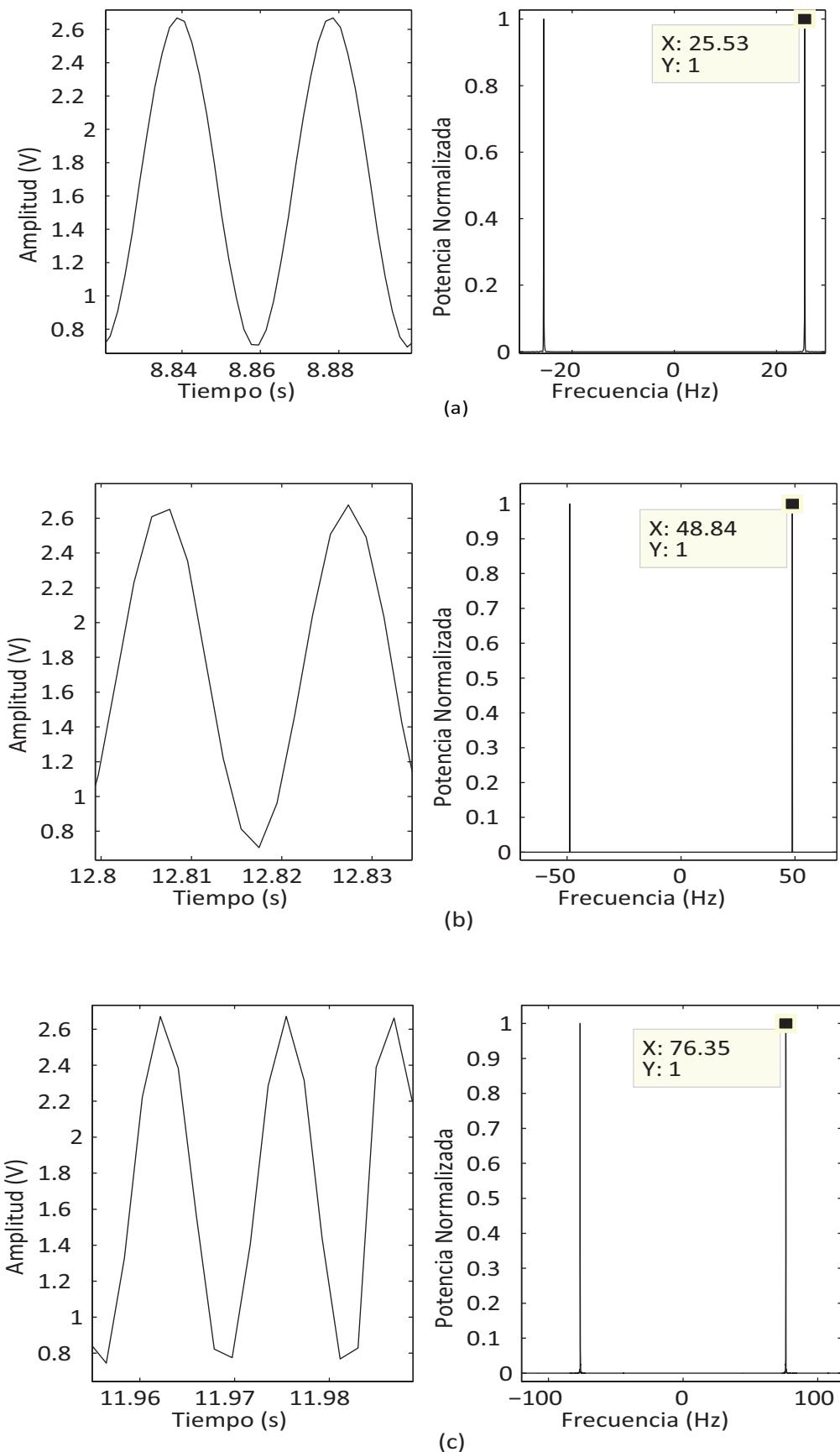


Figura 6.35: (a) Señal de 25Hz (b) Señal de 50Hz (c) Señal de 75Hz

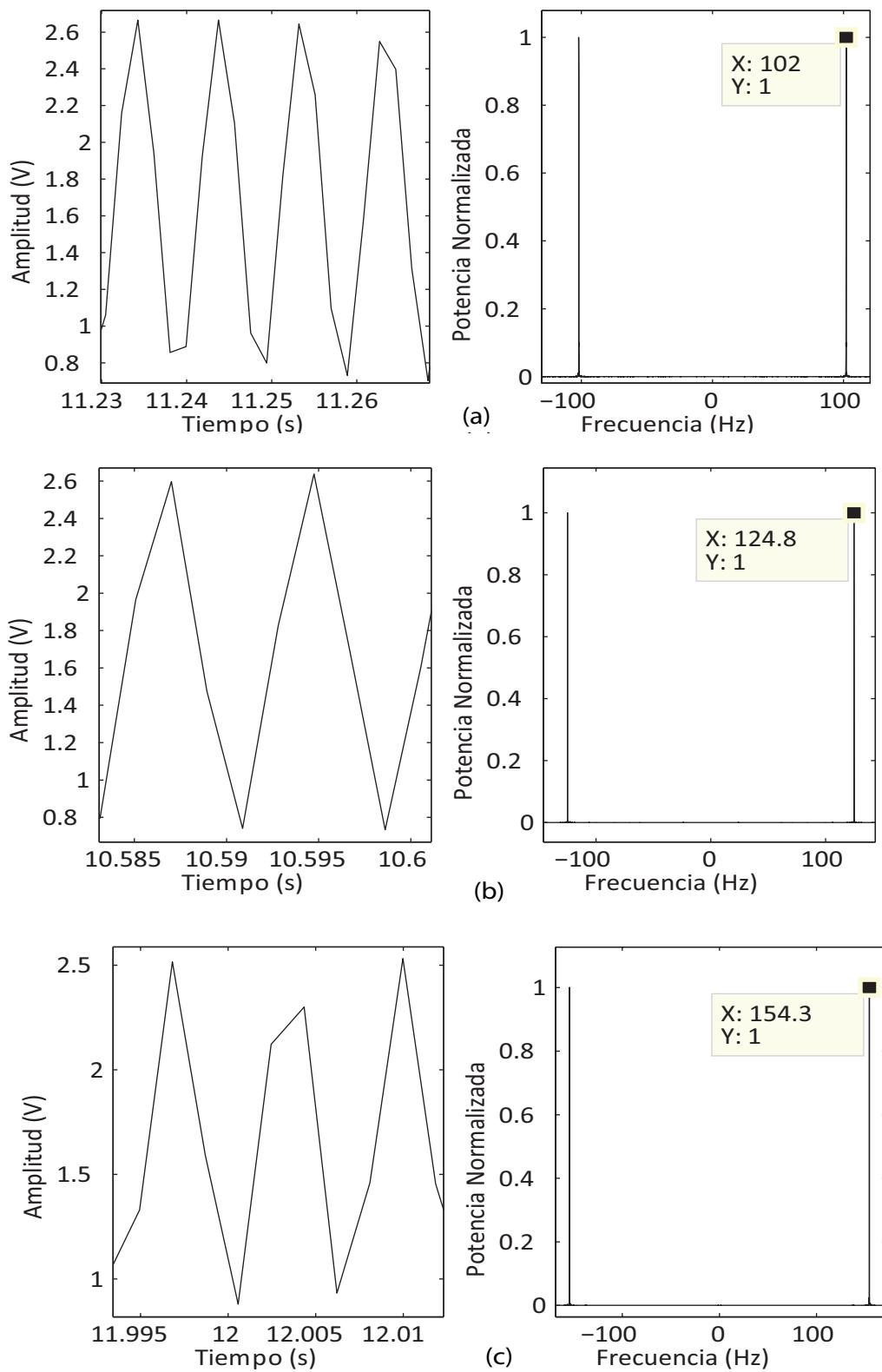


Figura 6.36: (a) Señal de 100 Hz (b) Señal de 125Hz (c) Señal de 150Hz

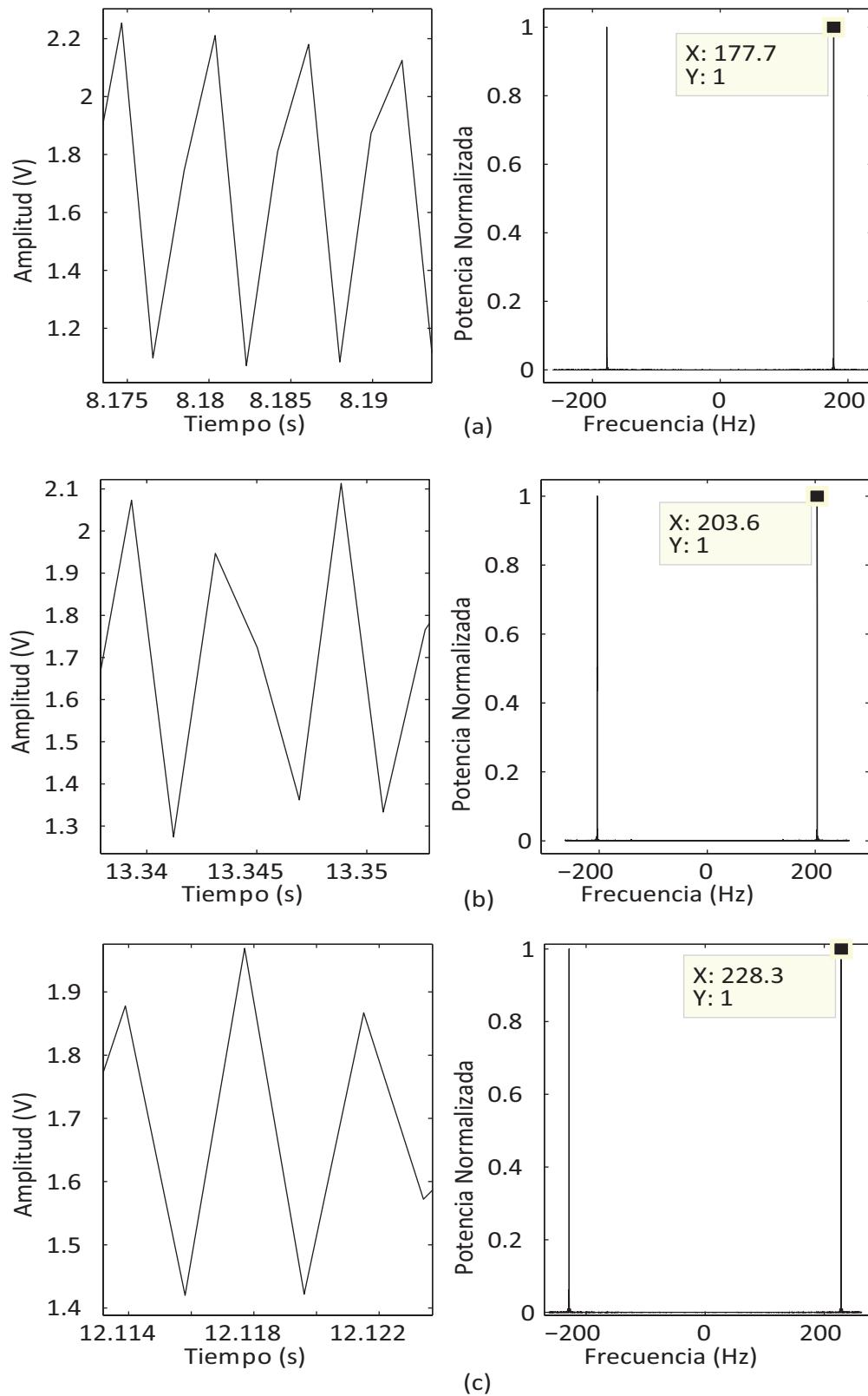


Figura 6.37: (a) Señal de 175Hz (b) Señal de 200Hz (c) Señal de 225Hz

6.2.3. Calibración

Todos los sensores utilizados en la unidad de mediciones iniciales muestran sus mediciones en la forma de señales de voltaje analógicas entre 0 y 3,3V. Por lo tanto, es necesario determinar las constantes que permiten relacionar dichas señales con los parámetros físicos de interés, como lo son las aceleraciones lineales y las tasas de giro.

El problema de la calibración se resume en encontrar el sesgo de voltaje, también llamado *offset* o *bias*, y la constante de proporcionalidad para cada eje de medición de los sensores iniciales, como lo señalan las ecuaciones 6.5 y 6.6 para un acelerómetro y giróscopo.

$$\text{Aceleración}_{(g)} = k_{(g/V)} * (\text{medicion}_{(V)} - \text{sesgo}_{(V)}) \quad (6.5)$$

$$\text{Tasa de giro}_{(^{\circ}/s)} = k_{(^{\circ}/s/V)} * (\text{medicion}_{(V)} - \text{sesgo}_{(V)}) \quad (6.6)$$

A continuación se describen dos métodos para la determinación de dichas variables, inspirados por el análisis de la literatura, especialmente por [31] .

6.2.3.1. Método alternativo: variación de sensitividad para los acelerómetros

Se sabe que un método bastante inexacto para determinar el sesgo de un acelerómetro es medir su salida cuando éste se posiciona perpendicularmente a la gravedad. De esta forma se asume que la salida del sensor es directamente el sesgo, como se señala en la ecuación 6.8. Sin embargo, es muy difícil lograr la condición de perpendicularidad, y probablemente exista un error en la alineación, lo que se traduce en una calibración pobre (ec. 6.8).

$$E(\text{acel}) = E(\text{acel} + \text{sesgo}) = E(0 + \text{sesgo}) = E(\text{sesgo}) = \text{sesgo} \quad (6.7)$$

$$E(\text{acel}) = E(\text{acel} + \text{sesgo}) = E(e_{\text{alinear}} + \text{sesgo}) = e_{\text{alinear}} + \text{sesgo} \quad (6.8)$$

El método de variación de sensitividad para los acelerómetros resuelve el problema de la alineación del sensor. El razonamiento es el siguiente: si fuese posible fijar la sensitividad del acelerómetro en cero, entonces el voltaje en la salida es directamente el *bias*, ya que cualquier aceleración está multiplicada por cero, sin importar la posición del sensor. Sin embargo, las posibles sensitividades que se pueden seleccionar en un acelerómetro son todas distintas de cero.

Por otro lado, si se posiciona el acelerómetro en cualquier forma no perpendicular a la gravedad y se mide su salida para diferentes sensitividades, entonces al aproximar los puntos mediante una recta y determinar la ordenada en el origen, se puede estimar la salida del sensor con una “sensitividad de cero”, y de esta manera determinar el sesgo.

Realizando este procedimiento para los tres ejes del acelerómetro de la tarjeta de sensores 1, se obtiene una serie de datos a partir de los cuales se puede calcular la aproximación lineal, como se muestra en la Figura 6.38.

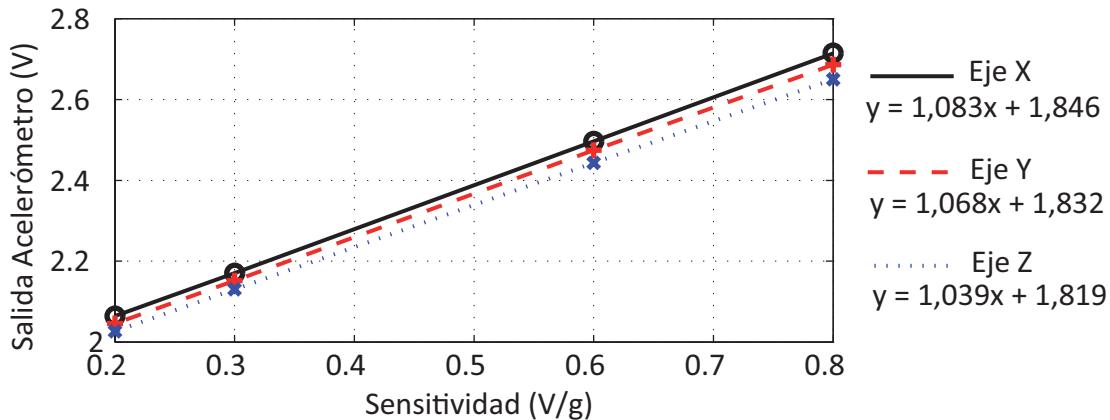


Figura 6.38: Salida acelerómetro de la TS1 para varias sensitividades

De forma similar, se puede realizar el procedimiento de calibración para los ejes del acelerómetro de la tarjeta de sensores 2, de donde se obtiene la Figura 6.39.

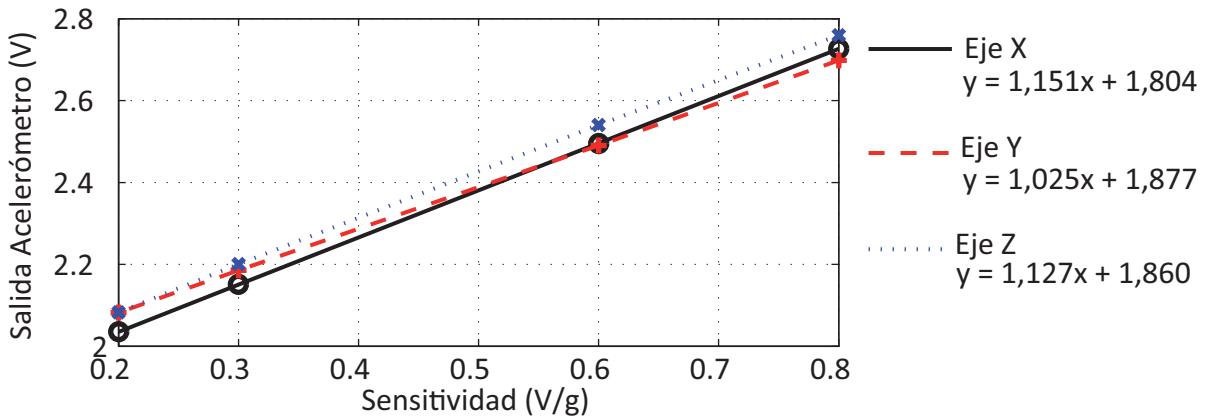


Figura 6.39: Salida acelerómetro de la TS2 para varias sensitividades

Usando las ecuaciones de las rectas mostradas en las figuras anteriores, particularmente el término de la ordenada en el origen, se puede estimar el sesgo para cada uno de los ejes de los acelerómetros, como se resume en la Tabla 6.5. Adicionalmente, la constante de proporcionalidad varía según la sensitividad seleccionada y se toma directamente de la hoja de especificaciones de los acelerómetros.

La mayor desventaja de este método es que con él solamente se determina el sesgo de los acelerómetros y se confía en los valores típicos de las constantes de proporcionalidad suministrados

Tabla 6.5: Sesgo de los acelerómetros por el método de variación de sensitividad

	Acelerómetro TS1			Acelerómetro TS2		
	Eje X	Eje Y	Eje Z	Eje X	Eje Y	Eje Z
Sesgo (V)	1,846	1,832	1,819	1,804	1,860	1,819

en las hojas técnicas, además no puede ser utilizado para calibrar los giróscopos porque estos no son afectados por la gravedad. Por todos estos motivos, el próximo método es el confiado para la delicada tarea de calibrar la IMU.

6.2.3.2. Método final: optimización de una función de costo

La calibración de los sensores se puede plantear como el problema de optimización de una función de costo. Si lo que se desea es lograr la mayor exactitud en las mediciones, entonces dicha función debe estar relacionada con el error entre la medición y el valor real. Por lo tanto, se selecciona el Error Cuadrático Medio o valor RMS (del Inglés *Root Mean Square*) del error como función a optimizar.

Sin embargo, para conocer el error de la medición es indispensable tener el valor real de la variable que se mide. Por lo tanto, debido a que no se dispone de una IMU lo suficientemente precisa y confiable para que sus mediciones sean consideradas como los valores reales, es necesario implementar un herramienta alternativa que permita obtener tales valores.

El montaje para la calibración

Una forma de obtener una referencia angular bastante precisa es mediante un potenciómetro (Fig. 6.40). A partir del voltaje disponible en la tarjeta de alimentación y uno de estos dispositivos, se puede producir un voltaje entre 0 y 3,3 V, proporcional a la posición angular del mismo.

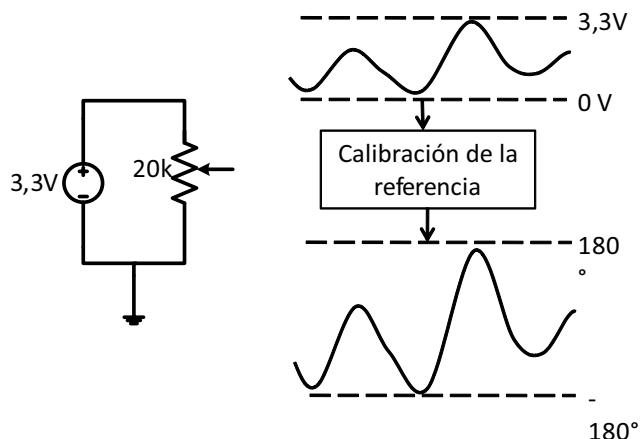


Figura 6.40: Esquema de funcionamiento de la herramienta de calibración

Para lograr una señal de referencia en grados, se debe calibrar el dispositivo. Nuevamente, es necesaria una referencia que permita realizar algunas mediciones discretas de voltaje y posición angular al mismo tiempo, y así determinar la relación entre Voltios y grados del instrumento.

El dispositivo mostrado en la Figura 6.41 es una herramienta de calibración implementada a partir de las especificaciones descritas anteriormente. Se puede observar un cuerpo de madera, que permite posicionar el sistema lo más perpendicular posible. También se observa un potenciómetro en el centro, el cual da soporte a una lámina de metal recubierta de un material aislante para apoyar la tarjeta de sensores. Por último se aprecia una escala angular de 10° de resolución, la cual es usada como referencia para calibrar el instrumento.

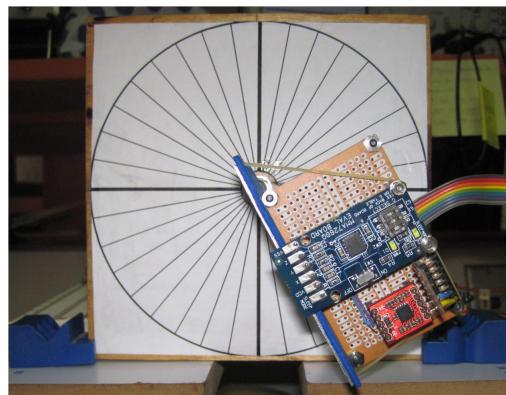


Figura 6.41: Herramienta de calibración y tarjeta de sensores 1

Para calibrar cada sensor es necesario disponer de la señal de referencia y de la salida del sensor durante el transcurso de la misma prueba de calibración. Por lo tanto, se conecta la tarjeta de sensores a la de adquisición menos uno de los canales, por el cual se conecta la señal de referencia. En la Figura 6.42 se muestra el montaje para la calibración, donde se observan las diferentes tarjetas y la computadora adquiriendo los datos.

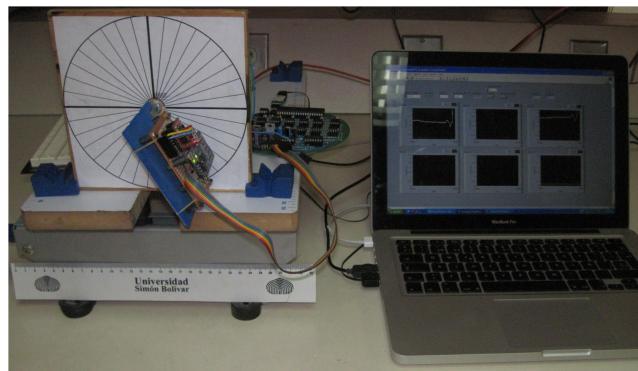


Figura 6.42: Montaje para la calibración de los sensores. Izquierda, instrumento de calibración y tarjeta de sensores. Centro-fondo, tarjeta de adquisición. Derecha, computadora corriendo el programa de adquisición en LabVIEW

Calibración del instrumento

Para calibrar el instrumento se realiza una serie de movimientos guiados por la referencia de 10° de resolución que se encuentra dibujada sobre el aparato. Durante dichos movimientos el sistema de adquisición se encuentra encendido y va registrando la señal analógica del potenciómetro. Luego, utilizando el programa mostrado en el apéndice A-8, se obtiene una referencia reconstruyendo los movimientos realizados. En el mismo programa, se corren dos lazos donde se van probando una serie de valores para el sesgo y para la constante de proporcionalidad. Se va calculando el error RMS para cada par de datos, y se toma como valores óptimos aquellos que minimizan dicho error.

Con el procedimiento anterior se puede construir la superficie de error mostrada en la Figura 6.43 - (a). El mínimo de esa curva representa el menor error RMS, de donde se obtiene el par óptimo ($biasmin = -54,3$ grados, $kmin = 69,5$ V/grados), los cuales son usados en los próximos experimentos para obtener la referencia angular a partir de la señal del potenciómetro. Finalmente, en la Figura 6.43 - (b) se grafica la señal del potenciómetro calibrada junto con la referencia reconstruida.

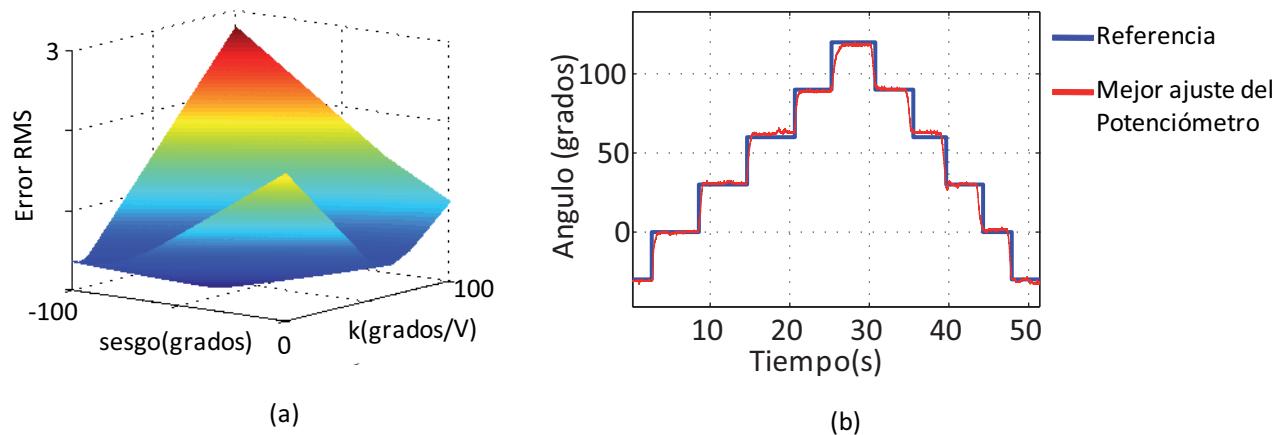


Figura 6.43: (a) Curva del error RMS entre la señal del potenciómetro y la referencia (b) Resultado de la calibración del instrumento

Calibración de los acelerómetros

El procedimiento para calibrar los acelerómetros es básicamente el mismo que el utilizado para calibrar la señal del potenciómetro, pero en este caso la referencia es precisamente esta última señal. Por otro lado, se debe transformar a grados la señal del acelerómetro para así poder compararla con la referencia angular y calcular el error RMS. A pesar de que en la sección 2.1.2.1 se explicó un procedimiento para obtener *Pitch* y *Roll* a partir de un acelerómetro, no se utilizan dichos resultados ya que por su generalidad necesitan dos ejes de medición del sensor inercial para determinar un ángulo de inclinación. Esto no es conveniente porque sería necesario variar cuatro parámetros durante el proceso de optimización, lo que consumiría mucho tiempo.

Aprovechando que la estructura de calibración limita los grados de libertad a sólo uno, es posible utilizar la Figura 6.44 para obtener las ecuaciones que relacionan la inclinación de la tarjeta con las aceleraciones medidas en cada eje. Recordando que un acelerómetro MEMS mide todas las aceleraciones menos la de la gravedad, se pueden usar relaciones trigonométricas para deducir las ecuaciones 6.9, 6.10 y 6.11. Se asume que la tarjeta es posicionada de alguna de las dos maneras mostradas en Figura 6.44 para la medición del ángulo con el eje "Z", y que para los ejes "X" y "Y" se sigue la orientación señalada.

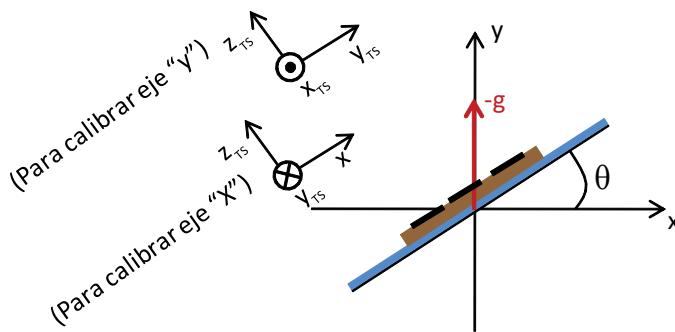


Figura 6.44: Ilustración de una tarjeta de sensores ubicada en el sistema de calibración. Se señala el único grado de libertad ofrecido por dicha plataforma, el ángulo θ . También se muestran las dos orientaciones de la TS usadas para la calibración de cada eje

$$\theta = \arccos\left(\frac{a_z}{g}\right) \quad Eje Z \quad (6.9)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{a_y}{g}\right) \quad Eje Y \quad (6.10)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{a_x}{g}\right) \quad Eje X \quad (6.11)$$

Una vez que se cuenta con una señal angular proveniente del acelerómetro se corre un programa de optimización, similar al utilizado para la calibración de la señal del potenciómetro, en donde se varía el bias y la constante de proporcionalidad (k) hasta conseguir el mínimo de la función error RMS. En la Figura 6.45, se muestran algunas de las señales que se van obteniendo a medida que se prueban diferentes combinaciones del par (bias,k).

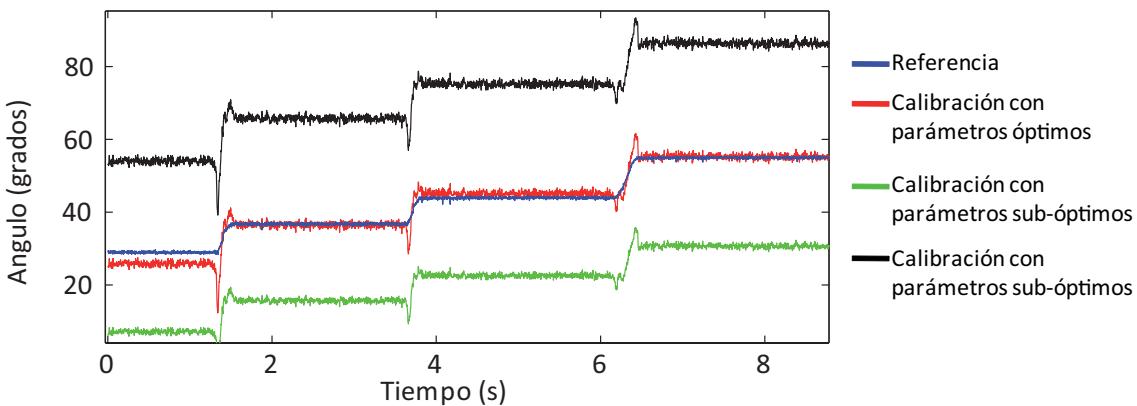


Figura 6.45: Calibración acelerómetro TS1, eje “Z” con un rango de 6 g. Señales obtenidas durante el proceso de optimización del error RMS

Por otro lado, en la Figura 6.46, se puede observar la superficie de error generada durante el mismo proceso de calibración anterior.

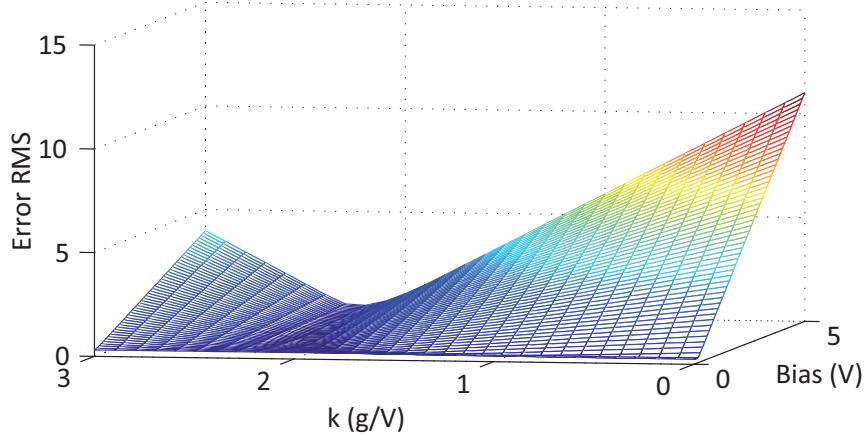
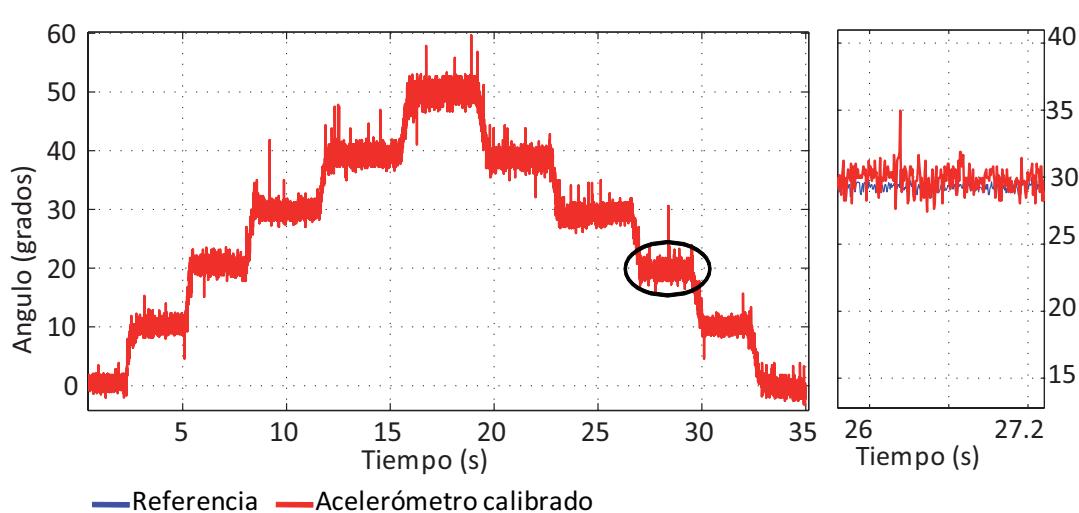
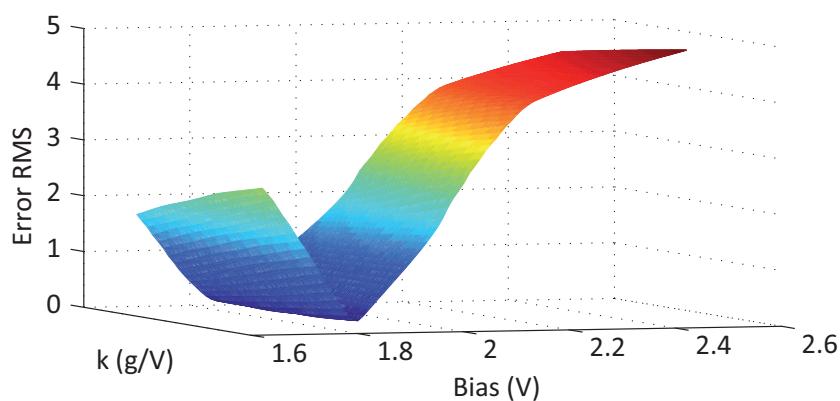
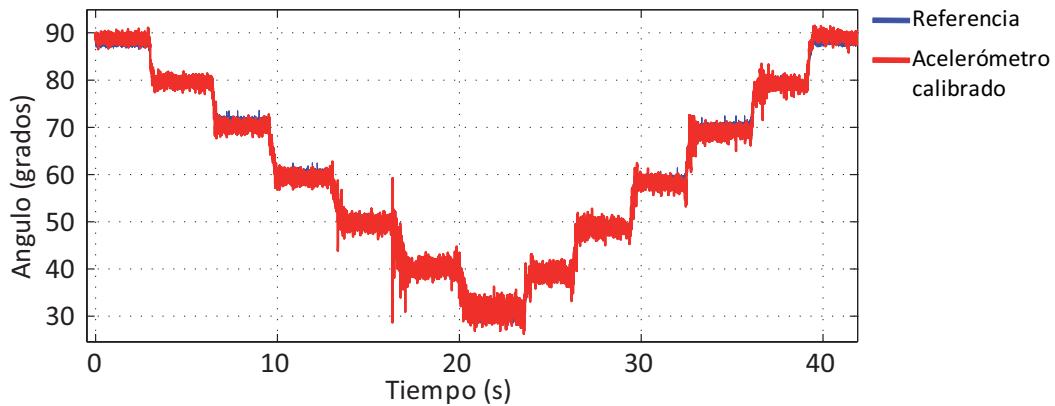


Figura 6.46: Superficie de error RMS obtenida durante la calibración del acelerómetro de la TS1, eje “Z” con un rango de 6 g

Finalmente se muestran las Figuras 6.47, 6.48 y 6.49; algunas de las imágenes generadas durante el proceso de calibración de los tres ejes, de los dos acelerómetros de las tarjetas de sensores, con cada uno de las cuatro sensitividades diferentes. Luego de explicar la calibración de los giróscopos, se resume los 24 parámetros de calibración obtenidos para los acelerómetros, en la Tabla 6.6.



Calibración giróscopos

La forma de calibrar los giróscopos se basa en el mismo principio de optimización del error RMS. Debido a que el sesgo de estos dispositivos no es constante, sino que deriva alrededor de algunos valores, la optimización se realiza en intervalos de tiempo mucho más reducidos que los utilizados durante la calibración de los acelerómetros. De esta forma las variaciones del *bias* (*V*) son pequeñas y se pueda obtener una calibración exitosa.

Debido a que la referencia disponible es la posición angular de la tarjeta (en grados), y la salida del giróscopo es la tasa de giro (en grados/s), entonces es necesario integrar esta última para obtener una señal que se pueda comparar con la referencia, y así calcular el error RMS. En la Figura 6.50 - (a) se muestra la velocidad angular ya calibrada, mientras que en la Figura 6.50 - (b) se observa la integración de la misma junto a la señal de referencia, siendo el error RMS entre éstas dos últimas señales la función optimizada.

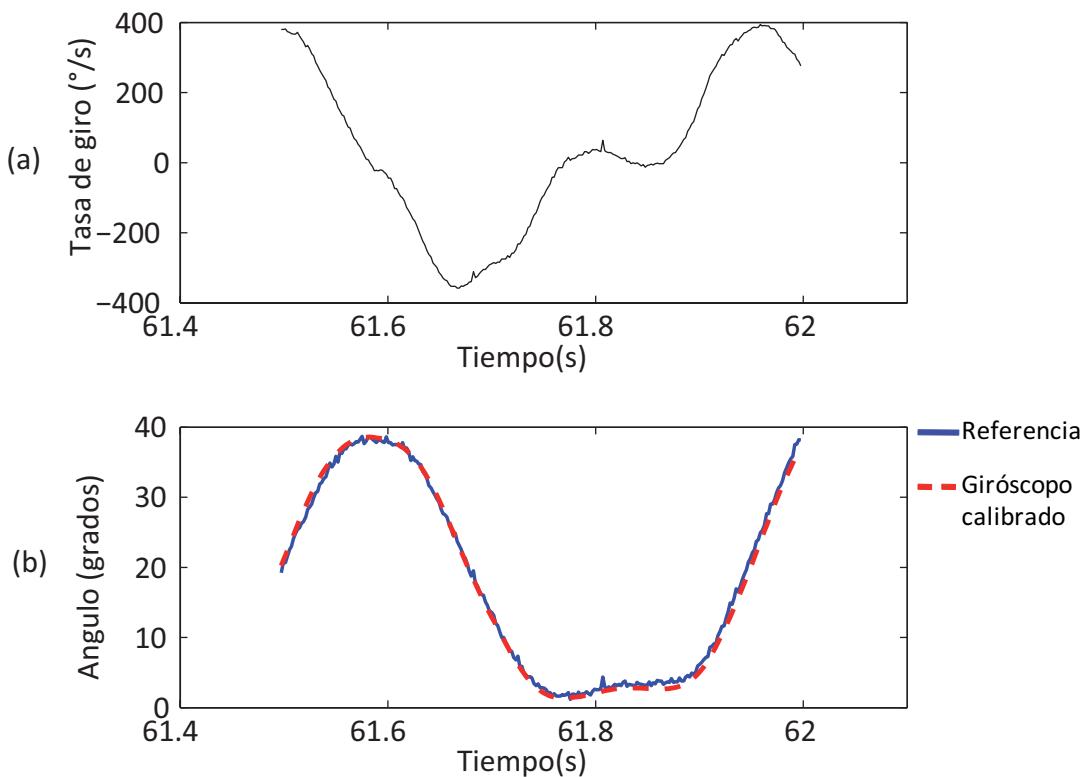


Figura 6.50: Calibración del eje "Z" del giróscopo TS2. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo

Debido a que el programa para la calibración de los giróscopos es similar al usado para calibrar la señal del potenciómetro, mostrado en el apéndice A-8, no se presenta por brevedad.

El único cambio realmente significativo en la función de calibración es el código utilizado para integrar la señal de velocidad angular de los giróscopos, la cual se muestra en el apéndice A-9.

En la Figura 6.51 se puede observar la superficie de error RMS obtenida durante la calibración del eje "X" del giróscopo de la tarjeta de sensores 2. Por inspección visual se puede concluir que el mínimo se encuentra alrededor del punto ($\text{Bias} = 1,5 \text{ V}$; $K = 1200 \text{ }^{\circ}/\text{s}$).

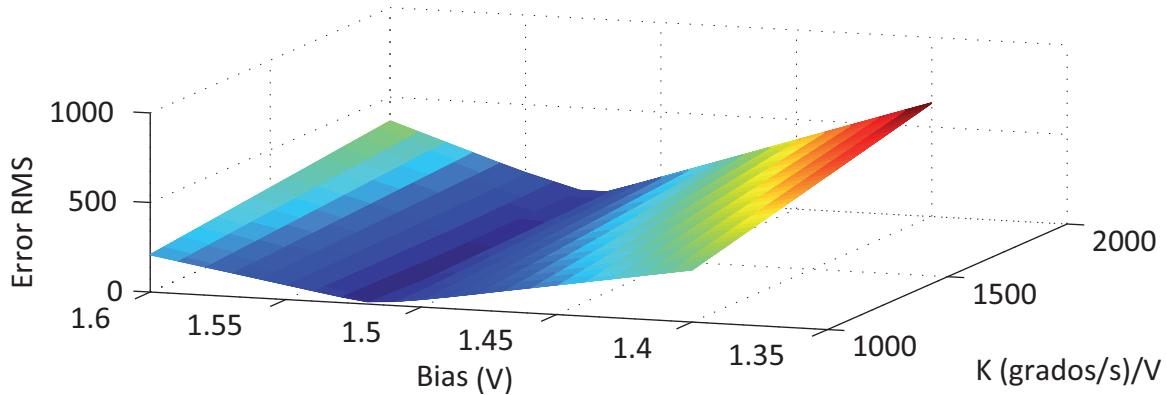


Figura 6.51: Superficie de error RMS para calibrar *Roll* de la TS2

Para determinar los parámetros finales de calibración de cada eje, se realizan 10 optimizaciones usando diferentes señales. A partir de los resultados de esas 10 mediciones se calcula el promedio del *bias* (V) y de la constante *k* ($^{\circ}/\text{s}$), los cuales son usados en la aplicación final como los parámetros de calibración. Este procedimiento se debe realizar para los tres ejes de rotación, de las dos tarjetas de sensores. En las Figuras 6.52, 6.53 y 6.54 se muestran algunas de las imágenes obtenidas durante este proceso, y en la Tabla 6.6 se resume los valores promedio junto con la desviación estándar.

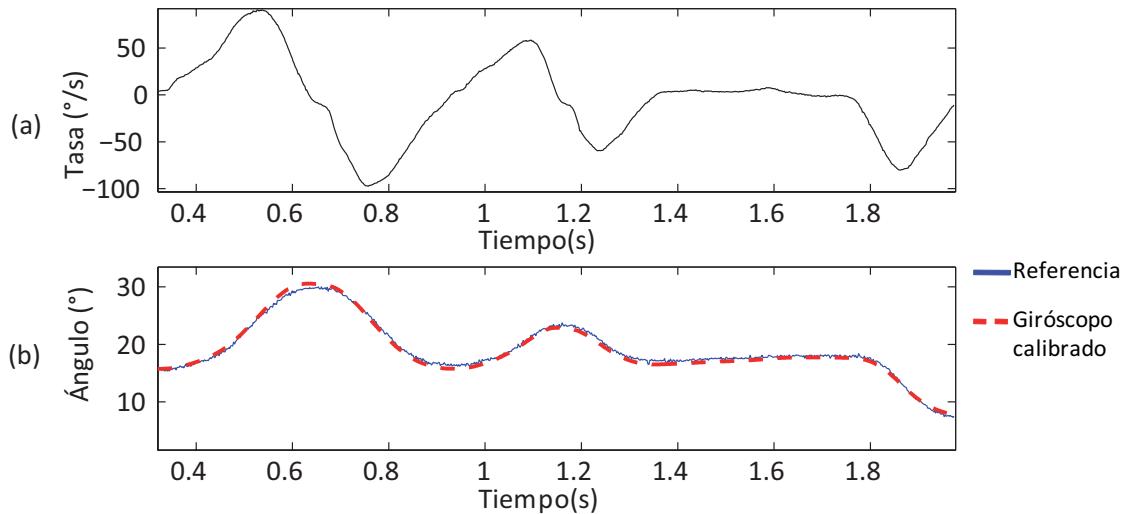


Figura 6.52: Calibración del eje "Y" del giróscopo TS1. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo

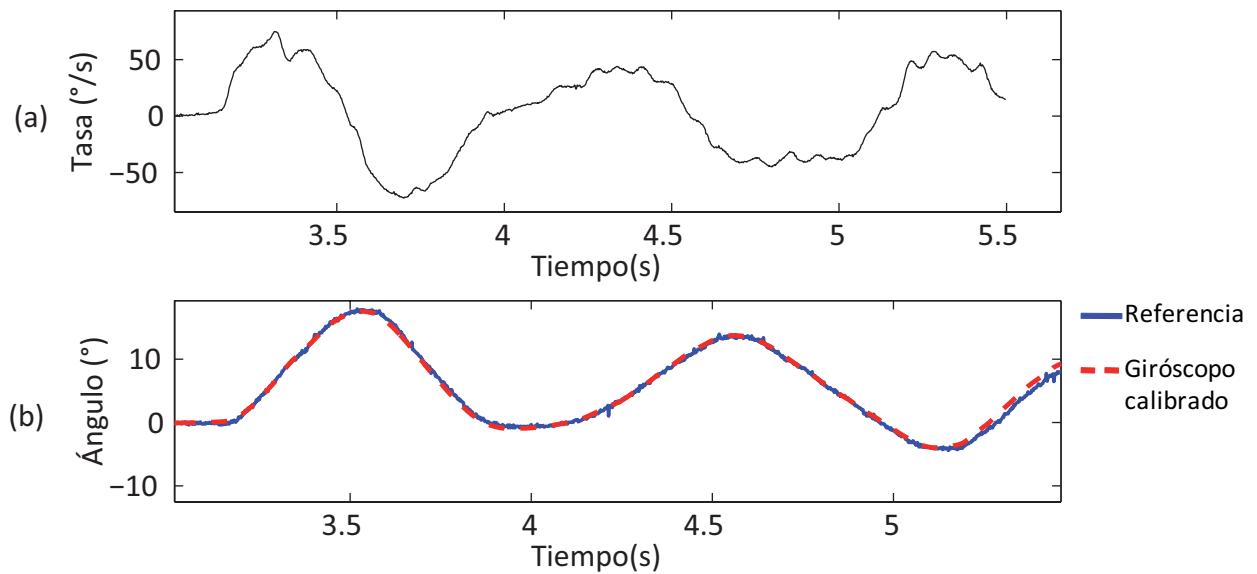


Figura 6.53: Calibración del eje “Z” del giróscopo TS1. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo

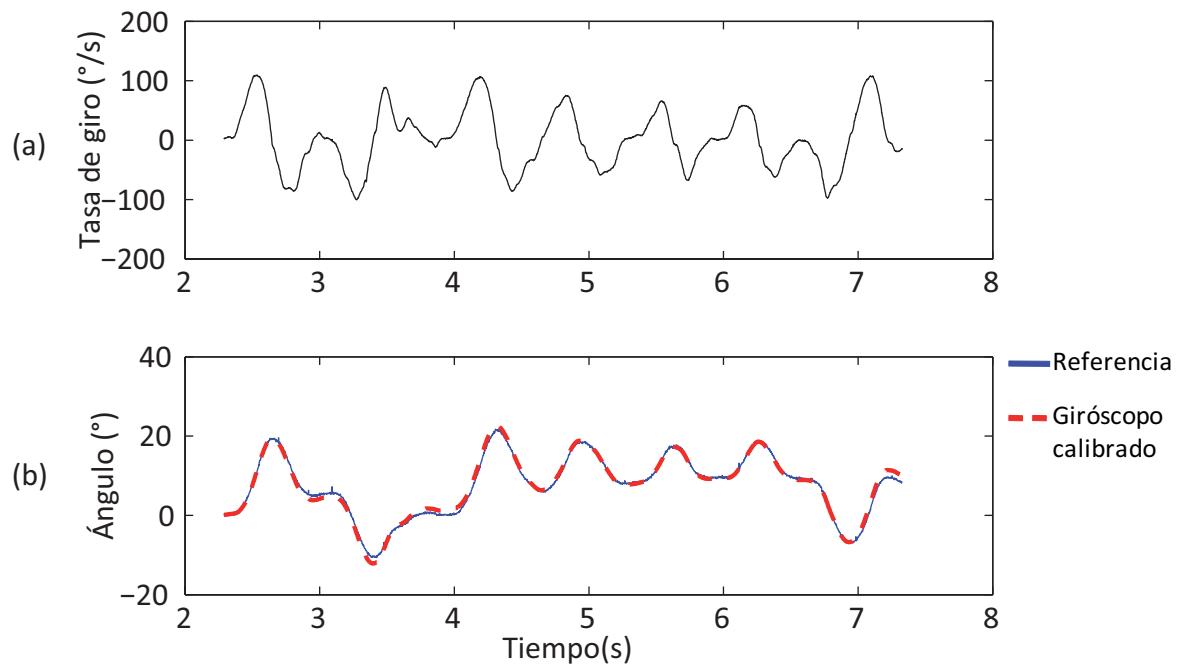


Figura 6.54: Calibración del eje “X” del giróscopo TS2. (a) Velocidad angular del giróscopo calibrada (b) Posición angular según la referencia y la integración de la señal calibrada del giróscopo

Tabla 6.6: Resumen de las constantes de calibración para las dos tarjetas de sensores. Para calibrar una medición primero se le debe restar el *bias* (V) y luego se multiplica por la constante de calibración correspondiente

Acelerómetro TS1

Eje "X"							Eje "Y"							Eje "Z"						
Rango	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS				
1,5 g	1.8200	1.2100	0.8264	0.0292	1.9200	1.3600	0.7353	0.0662	1.8600	1.2700	0.7874	0.0315								
2 g	1.8100	1.5900	0.6289	0.0251	1.9000	1.7900	0.5587	0.0517	1.8500	1.8500	0.5814	0.0366								
4 g	1.8200	3.2200	0.3106	0.0230	1.8700	3.5800	0.2793	0.0494	1.8200	3.3400	0.2994	0.0392								
6 g	1.8300	5.1900	0.1927	0.0429	1.8600	5.3100	0.1883	0.0493	1.8100	4.8800	0.2049	0.0467								

Giroscopio TS1

wx				wy				wz							
k(^/s/V)	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	
133,30	1,42	14,06		130,00	1,51		13,74		130,80	1,53		10,44			

Acelerómetro TS2

Eje "X"							Eje "Y"							Eje "Z"						
Rango	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS	Bias (V)	k (g/V)	1/k (V/g)	Error RMS				
1,5 g	1.8600	1.2100	0.8264	0.0207	1.8400	1.2200	0.8197	0.0181	1.9500	1.1900	0.8403	0.0360								
2 g	1.8500	1.6200	0.6173	0.0167	1.8500	1.6200	0.6173	0.0187	1.9300	1.6100	0.6211	0.0361								
4 g	1.8300	3.2800	0.3049	0.0198	1.8600	3.2800	0.3049	0.0261	1.8800	3.2400	0.3086	0.0462								
6 g	1.8200	4.8800	0.2049	0.0221	1.8700	4.9100	0.2037	0.0269	1.8600	4.5500	0.2198	0.0474								

Giroscopio TS2

wx				wy				wz							
k(^/s/V)	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	Bias (V)	$\sigma (^{/s/V})$	$k(^{/s/V})$	
1284,00	1,56	33,87		1304,40	1,547		84,86		1231,00	1,575		83,41			

6.2.3.3. Implementación de la calibración en LabVIEW

Luego de que se dispone de las constantes calibración, es necesario implementar un programa que recibiendo las mediciones de los sensores en Voltios, junto con la identificación de la tarjeta y el rango de operación del acelerómetro, genere las señales iniciales con las unidades adecuadas.

En la Figuras 6.2.3.3-(a) y (b) se muestra un instrumento virtual, denominado calibrar.vi, desarrollado para la calibración de las mediciones. Se puede observar que recibe 6 datos en representación doble precisión (ADC ax, ADC ay, ... , ADC wz) los cuales se obtuvieron en una etapa previa mediante la conversión de las mediciones de 12 bits de los ADC a voltaje. Estos datos se agrupan en una estructura de forma tal de disminuir el número de parámetros que recibe la función. También tiene como entrada el número de la tarjeta de sensores con la que se están generando los datos (TS1 = 1, TS2 = 2) y las señales de ajuste de sensitividad de los acelerómetros (G-select1 y G-select2). A la salida devuelve cada una de las mediciones iniciales calibradas, donde las aceleraciones se encuentran en unidades “g” y las tasas de giro en “ °/s ”.

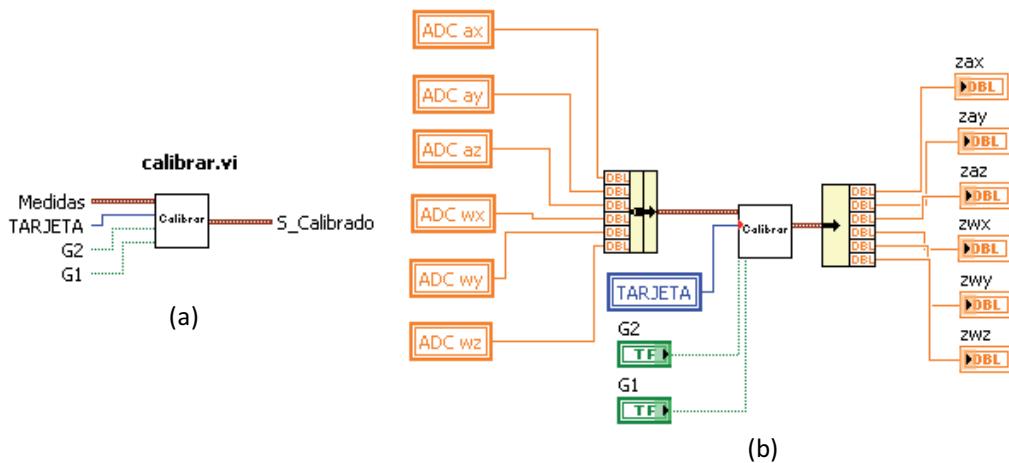


Figura 6.55: Sub-vi creado en LabVIEW para calibrar las mediciones. (a) Descripción de conexiones (b) Uso específico dentro del programa principal de la IMU

Adicionalmente, en la Figura 6.2.3.3 se observa el diagrama de bloques que explica el funcionamiento del instrumento calibrar.vi . En primer lugar se descompone la estructura de medidas para recuperar cada uno de los canales. Posteriormente, utilizando una grupo de estructuras lógicas se seleccionan las constantes de calibración para el modo de operación particular de la IMU. Todas las constantes utilizadas en este instrumento virtual provienen de las pruebas de calibración realizadas en la sección anterior, particularmente de la Tabla resumen 6.6. Finalmente se aplica las ecuaciones de calibración 6.5 y 6.6, antes de agrupar los datos para ser mostrados a la salida.

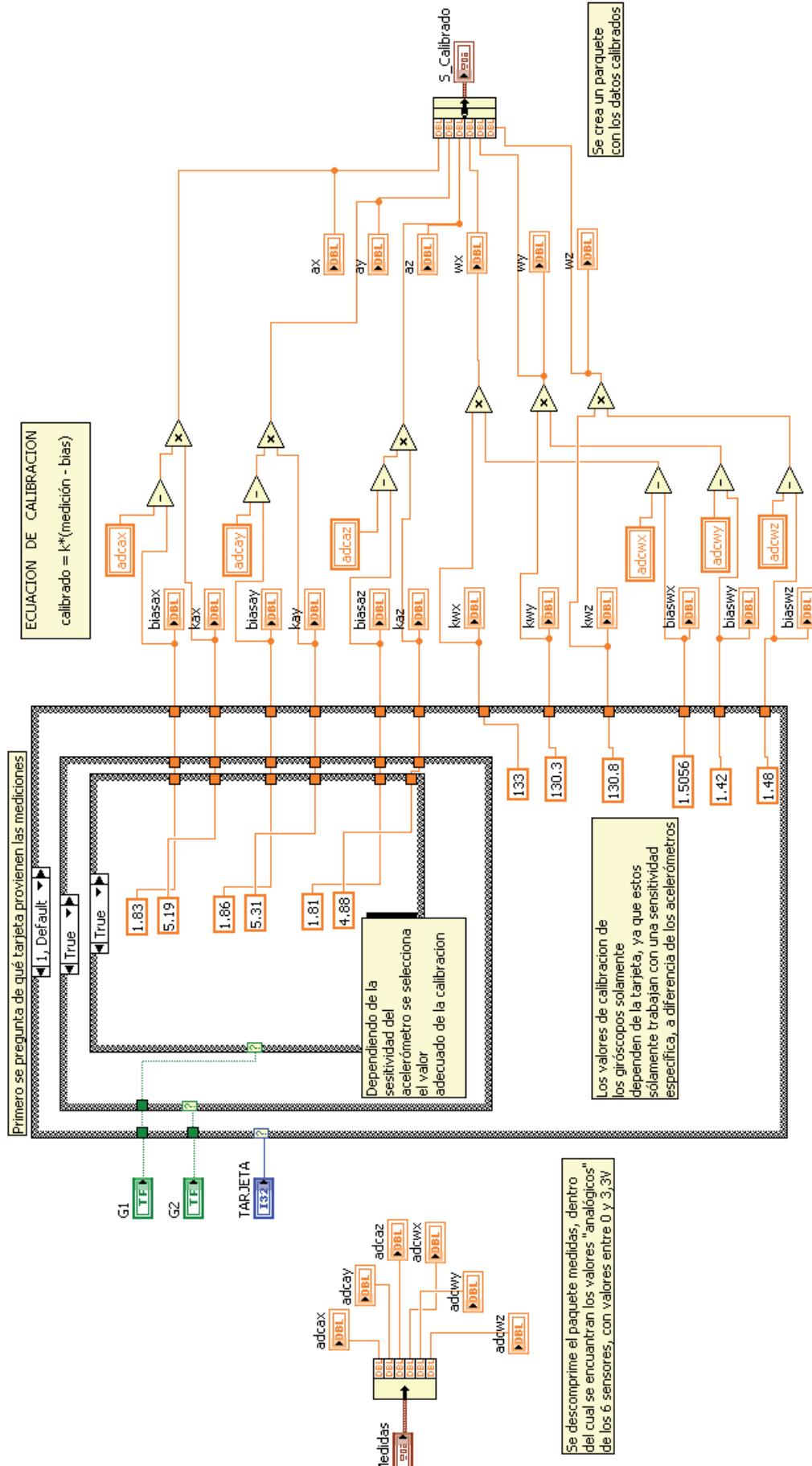


Figura 6.56: Diagrama de bloques del sub-VI de LabVIEW desarrollado para calibrar las mediciones de los sensores. El caso en particular que se muestra es el de la tarjeta de sensores 1 con el acelerómetro en un rango de 6 g

6.2.4. Fusión sensorial basada en el filtro de Kalman

A partir de los datos inerciales calibrados es muy simple obtener las variables de interés para la unidad de mediciones inerciales, a saber, los ángulos de Euler y sus derivadas temporales. En la sección 3.2.1, se explicó el procedimiento para calcular la inclinación de la plataforma a partir de las mediciones de un acelerómetro de tres ejes, mientras que en la sección 3.2.2 se explicó cómo obtener la orientación y la inclinación a partir de las mediciones de un giróscopo de tres ejes.

Cuando se ubica una tarjeta de sensores en la plataforma de calibración, es posible obtener una referencia angular junto con mediciones de aceleración y tasa de giro. Al aplicar las transformaciones mencionadas anteriormente sobre los datos calibrados, se puede obtener la inclinación de la tarjeta según el acelerómetro y el giróscopo, tal como se presenta en la Figura 6.57. En esta imagen se observa que el ángulo estimado con acelerómetro es más exacto que el estimado con giróscopo, mientras que las mediciones de este último son más precisas que las del primero.

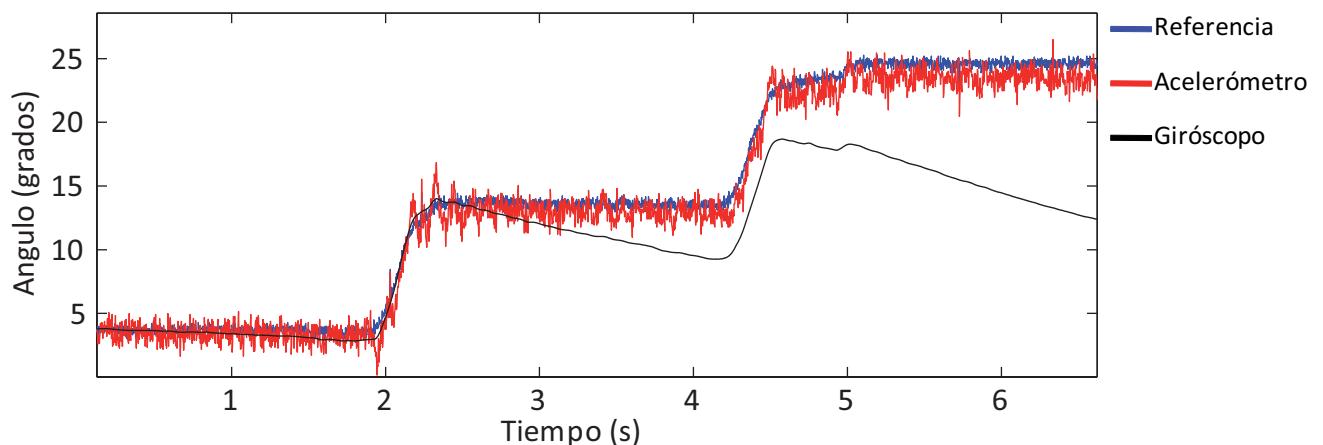


Figura 6.57: Medición de la posición angular de la tarjeta según el potenciómetro (referencia), un acelerómetro y un giróscopo

En cuanto a la estimación con el acelerómetro, se observa que es bastante ruidosa pero su valor medio es muy cercano a la referencia. El carácter ruidoso se debe a que existen otras aceleraciones, además de la gravedad, actuando sobre el dispositivo. La proximidad del valor medio a la referencia es un indicio de buena calibración. En cuanto a la estimación con el giróscopo, se percibe una señal bastante suave, con poco ruido, pero que en general su valor medio se aleja de la referencia. Esto se debe a que la estimación del ángulo en cada instante depende de todos los valores previos, por lo que el error se va acumulando.

En definitiva, se presenta un escenario apropiado para la implementación de un algoritmo de fusión sensorial, que “fusiona” la exactitud del acelerómetro con la precisión del giróscopo. A continuación se explica la implementación de uno de estos algoritmos basado en el filtro de Kalman.

6.2.4.1. Primeras aproximaciones al filtro de Kalman

Para probar que se pueden implementar correctamente las ecuaciones del filtro de Kalman en MATLAB, se parte de un problema relativamente sencillo. Si se logra implementar exitosamente para esa situación piloto, entonces sólo será necesario actualizar las variables (matrices/vectores) que utiliza el filtro para adecuarlo al problema de la IMU.

Un problema sencillo, pero no poco general, es la estimación de una constante a partir de mediciones ruidosas, por ejemplo un voltaje de 0,12 V. En primer lugar es necesario describir el modelo, para obtener de él algunas de las matrices que utiliza el filtro de Kalman discreto, como se expuso en la sección 3.2.4.2. El modelo de una constante es el señalado en la ec. 6.12, y las mediciones se realizan de la forma descrita en la ec 6.13, de donde se tiene que $\Phi = 1$ y $H = 1$.

$$x_k = \Phi x_{k-1} + \Gamma u_{k-1} + w_{k-1} \Rightarrow x_k = x_{k-1} \quad (6.12)$$

$$z_k = Hx_k + v_k \Rightarrow z_k = x_k + v_k \quad (6.13)$$

Se fija arbitrariamente el estado inicial en "0" ($x_k = 0$) y la covarianza de estados en "1" ($P_0 = 1$), aunque se sabe que el desempeño del filtro es independiente de estos valores. El valor óptimo del parámetro R es la covarianza de la medición; se escoge $R = 0.01$ ya que el ruido se simula mediante la instrucción en MATLAB: **0.1 randn(1,100)**, donde 0.1 es la desviación estándar y por lo tanto 0.01 es la varianza. Por último, el parámetro Q indica la incertidumbre en el modelo del proceso, que en este caso es muy pequeña puesto que se sabe a ciencia cierta que se trata de una constante, por lo que se escoge $Q = 0.000001$.

En el apéndice A-10, se muestra la implementación del filtro anterior en MATLAB. Con este programa se pueden obtener los resultados mostrados en la Figura 6.58. En esta imagen se puede observar que el estado estimado comienza en cero, tal como se programó, y en aproximadamente 20 muestras logra estabilizarse en un valor muy cercano al de la constante buscada.

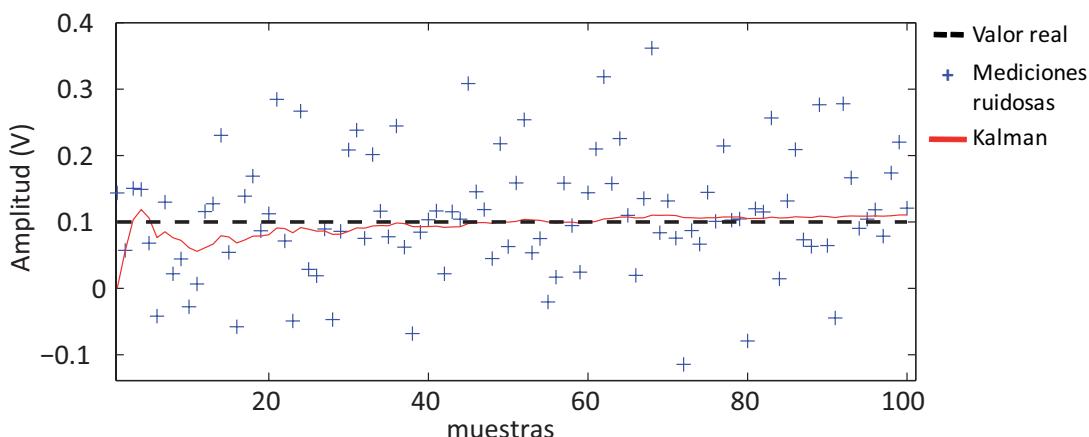


Figura 6.58: Filtro de Kalman usado para estimar una constante

Para comprobar que al cambiar el modelo, las ecuaciones implementadas todavía funcionan correctamente, se hace una prueba nueva. En esta ocasión se busca estimar la recta $x = k$, a partir de mediciones ruidosas. Por lo tanto, es necesario cambiar la matriz de transición de estados, la cual se puede demostrar que es: $\Phi = \frac{k+1}{k}$. Al correr el programa anterior con el nuevo modelo se obtiene el resultado mostrado en la Figura 6.59.

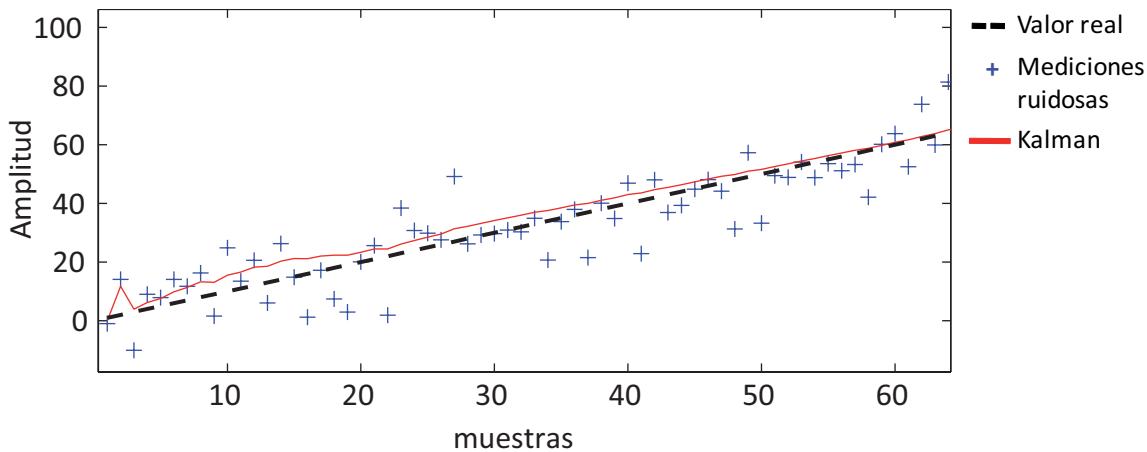


Figura 6.59: Filtro de Kalman usado para estimar una recta

Es importante resaltar que durante estas simulaciones se utilizó la función de MATLAB `randn()` como fuente de perturbaciones aleatorias. Esto se debe a que el desempeño del filtro de Kalman es óptimo para mediciones afectadas por ruido gaussiano de media cero. Por lo tanto, es necesario verificar esa condición para los sensores iniciales disponibles.

6.2.4.2. Caracterización de los sensores para el filtro de Kalman

Un estudio estadístico de las mediciones de los sensores no solamente permite comprobar su comportamiento gaussiano, sino también puede ser usado para la calibración del filtro de Kalman. Para los acelerómetros, el error se tomó como la diferencia entre el ángulo calculado con ellos y el ángulo de referencia indicado por el instrumento de calibración. En cuanto a los giróscopos, fue necesario derivar la referencia angular para obtener una tasa de giro y así poder calcular el error con ellos.

La distribución frecuencial del error para un giróscopo y un acelerómetro se muestra en las Figuras 6.60 - (a) y (b), respectivamente. Se puede resaltar el carácter predominantemente gaussiano de dichas distribuciones, con valores medios cercanos a cero. Los valores de la varianza del acelerómetro (2,682) y del giróscopo (60,656) indican que las mediciones del primero son más confiables que las del segundo.

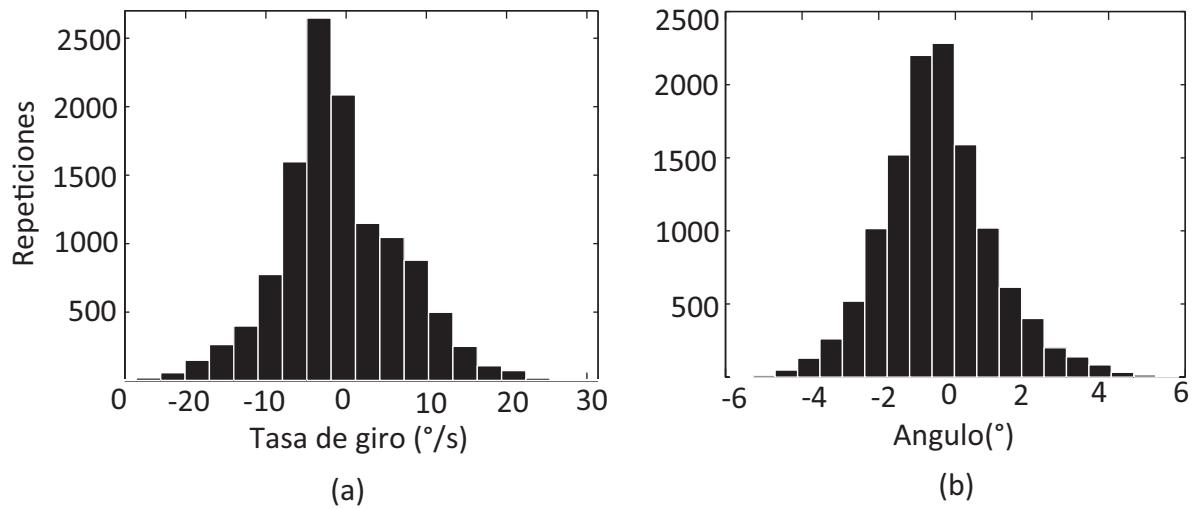


Figura 6.60: Histogramas del error de los sensores. (a) Error de un giróscopo (b) Error de un acelerómetro

6.2.4.3. Implementación *off-line* en MATLAB®

Si no se dispone de una señal de referencia angular con muy poco ruido, es posible que al implementar el filtro de Kalman la calidad (en cuanto a ruido) de ésta sea superada por la de la señal de salida del filtro. Esto no es conveniente, ya que de ser así se dificultaría la evaluación del desempeño del filtro. Por lo tanto se decide acondicionar previamente las señales de referencia, como se muestra en la Figura 6.61.

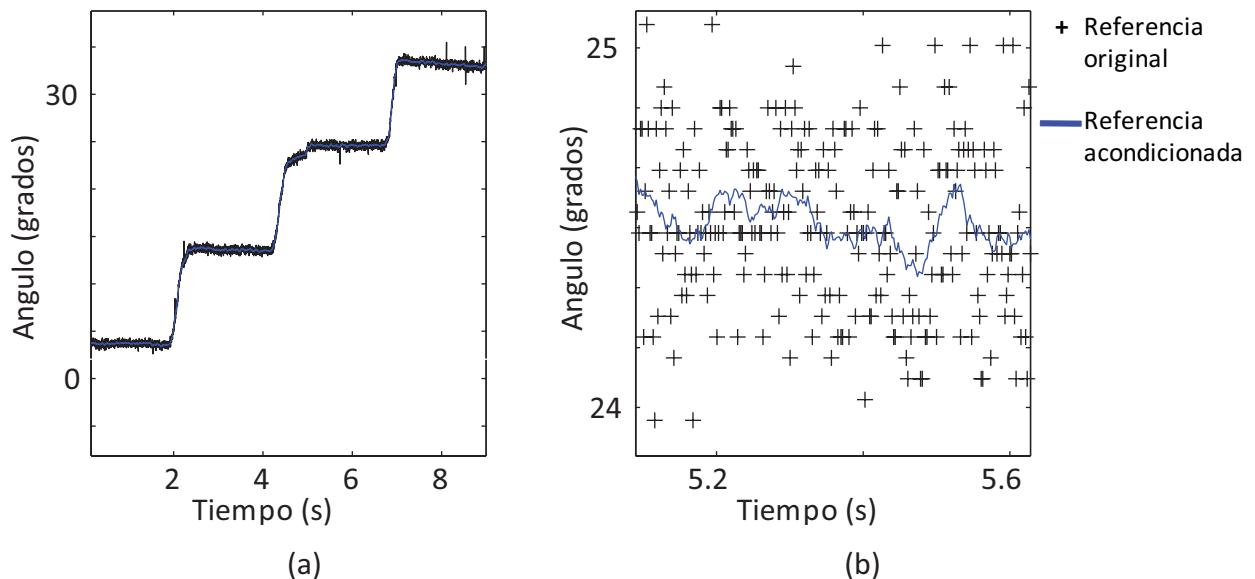


Figura 6.61: (a) Acondicionamiento de señal de referencia de ángulo. (b) Versión ampliada

Para eliminar el ruido se utilizó un filtro *moving average* con una ventana de 21 muestras simétricas respecto a la muestra actual. El segmento de código donde se implementa el filtro se ofrece en el apéndice A-11.

Kalman en notación matricial

Una vez implementadas las ecuaciones generales del filtro de Kalman en MATLAB, y probadas para diferentes sistemas, el próximo paso es hacer las adaptaciones necesarias para correr el filtro sobre el sistema angular descrito en la sección 3.2.4.3.

Partiendo de la descripción teórica del sistema, realizada en la sección 3.2.4.3, donde se dedujeron las matrices y vectores del filtro de Kalman Angular, se pueden obtener las ecuaciones para realizar la implementación en MATLAB. En las Tablas 6.7 y 6.8 se explica el código utilizado para hacer referencia a las matrices y los vectores más importantes.

Tabla 6.7: Implementación en MATLAB de las matrices del Kalman Angular

Matriz Teórica	Implementación en MATLAB	Explicación
$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\text{phi} = [1 \text{ dt}; 0 \text{ 1}];$	$\text{dt} = 1/\text{Fs} \approx 0,019 \text{ s}$
$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$H = \text{eye}(2);$	$\text{eye}(N)$ genera una matriz identidad NxN
$Q = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix}$	$Q = [1.0200e-005 \text{ 0;0 } 20];$	Los elementos de sub-índice 11 corresponde al acelerómetro y
$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}$	$R = [0.030827 \text{ 0; 0 } 2.2624];$	los 22 al giróscopo.

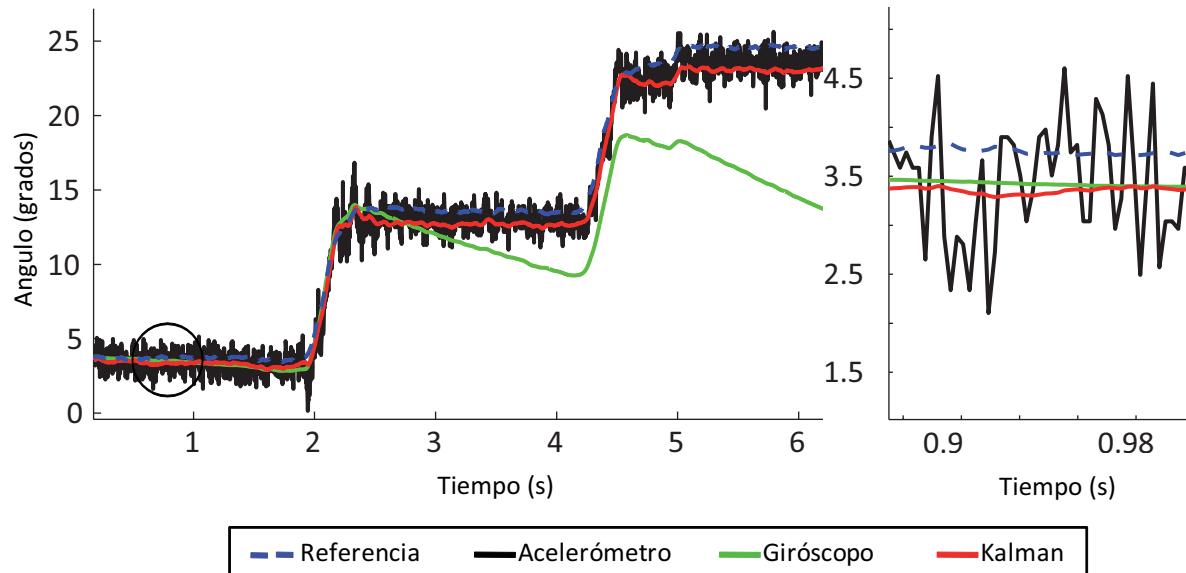
Utilizando estas matrices y vectores, se modifica el programa del filtro de Kalman desarrollado previamente para estimar una constante y una recta, de forma tal que esta vez sirva para estimar un ángulo y su derivada. El programa resultante se encuentra disponible en el apéndice A-12.

Luego de ejecutar el programa mencionado anteriormente se obtiene los resultados mostrados en la Figura 6.62. Se observa que se ha logrado el objetivo ya que la señal de ángulo a la salida del filtro tiene una exactitud cercana a la del acelerómetro con un nivel de precisión comparable al del giróscopo. En la misma figura se observa que la señal de este sensor se va alejando cada vez más de la referencia, al cabo de cierto tiempo el error es considerable, como se puede apreciar en

Tabla 6.8: Implementación en MATLAB de los Vectores del Kalman Angular

Vector Teórico	Implementación MATLAB	Declaración del vector
$z_k = \begin{bmatrix} \theta_k \\ \dot{\theta}_k \end{bmatrix}$	$z(:,1)$	$z = [\text{angulo_acel}'; \text{w}'];$
$\hat{x}_k = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \dot{\hat{\theta}}_k \end{bmatrix}$	$xhat(:,k)$	$xhat = \text{zeros}(\text{size}(z));$
$\hat{x}_k(-) = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k(-) \\ \dot{\hat{\theta}}_k(-) \end{bmatrix}$	$xhatminus(:,k)$	$xhatminus = \text{zeros}(\text{size}(z));$
$P_k = \begin{bmatrix} P_{11k} & P_{12k} \\ P_{21k} & P_{22k} \end{bmatrix}$	$P(:,:,k)$	$P = \text{zeros}(2,2,\text{length}(z));$

la Figura-6.63. Es importante resaltar que a pesar del error acumulado de la señal del giróscopo, la forma de ésta se asemeja mucho a la forma de la señal de referencia, más que la señal del acelerómetro.

Figura 6.62: Primeros segundos de la estimación de un ángulo con el filtro de Kalman *off-line* en MATLAB. (Sector circular ampliado a la derecha)

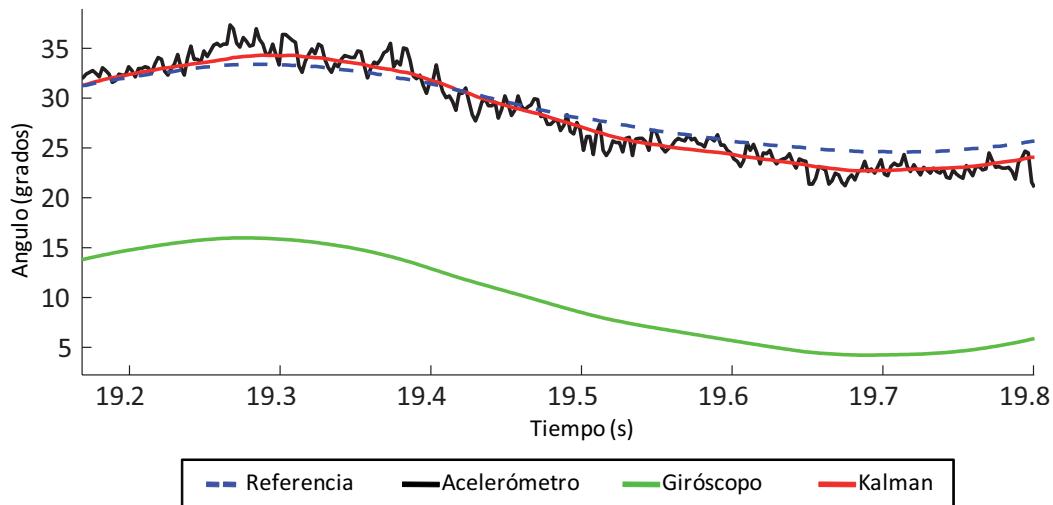


Figura 6.63: Vista ampliada de las estimaciones en instantes de tiempo avanzados

Una forma de analizar los resultados es calcular las señales de error entre la señal de referencia y las señales del acelerómetro, del giróscopo y del filtro de Kalman. En la Figura 6.9 se muestran estas señales de error. Resalta el carácter creciente del error del giróscopo y que el filtro de Kalman presenta el menor error. Adicionalmente en la Tabla 6.9 se presenta el valor del error RMS de cada señal.

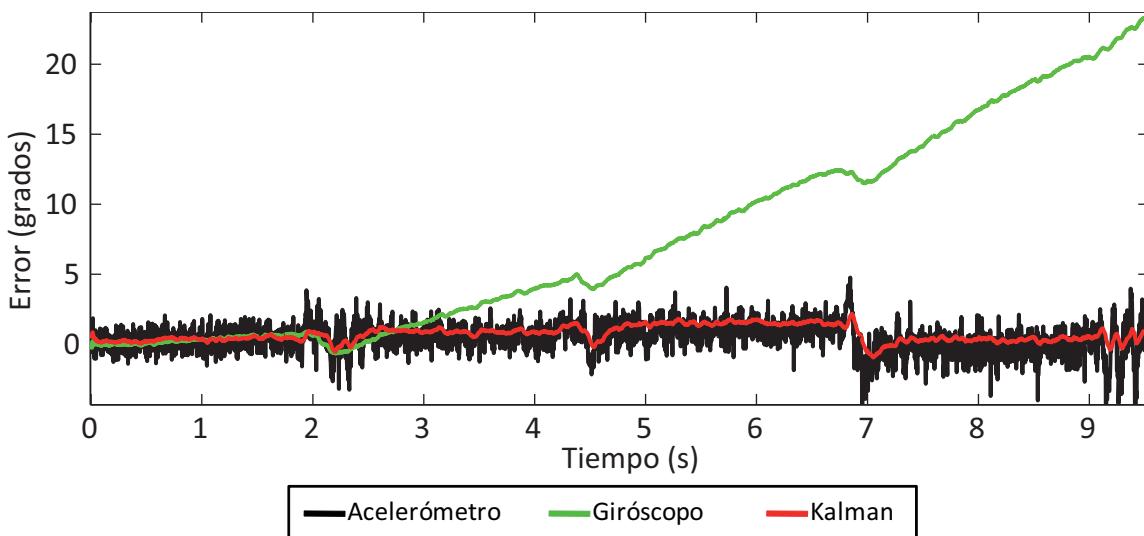


Figura 6.64: Curvas de error para la estimación de un ángulo usando el filtro de Kalman

Tabla 6.9: Error RMS entre la referencia de ángulo y los diferentes estimadores

	Giróscopo	Acelerómetro	Kalman
error RMS (grados)	19.0158	1.5181	1.0180

El otro estado que se estimó mediante el filtro de Kalman es la derivada del ángulo, o tasa de giro. En la Figura 6.65 se muestra los resultados de esta estimación. En primer lugar es evidente que el acelerómetro no es muy adecuado para estimar esta variable. Esto se debe a que la señal de este sensor tiene muchas irregularidades y picos abruptos, los cuales al ser derivados producen grandes valores. Por otro lado, se observa que la medición del giróscopo es bastante exacta, ya que está muy cerca de la referencia. Como consecuencia, la salida de Kalman prácticamente sigue a la señal del giróscopo, sin ser perturbada por las estimaciones ruidosas del acelerómetro.

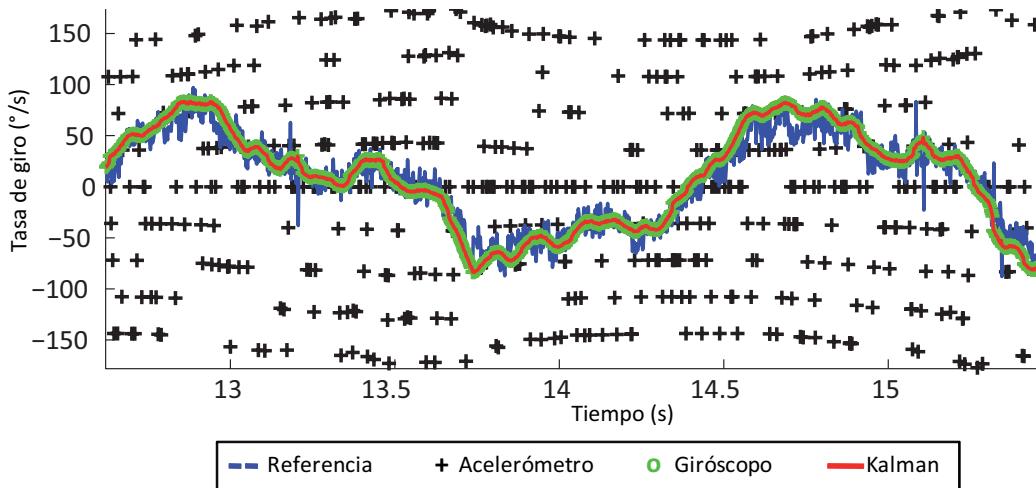


Figura 6.65: Estimación de la derivada de un ángulo con el Filtro de Kalman *off-line* en MATLAB

Adicionalmente, para este estado también se puede calcular las curvas de error (Fig. 6.66) y el error RMS (Tabla 6.10) de las diferentes señales.

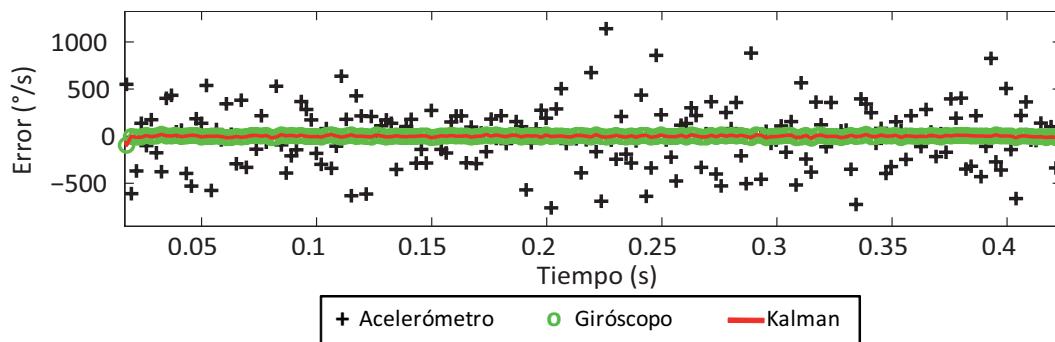


Figura 6.66: Curvas de error para la estimación de la tasa de giro con el Filtro de Kalman *off-line* en MATLAB

Tabla 6.10: Error RMS entre la referencia de tasa de giro y los diferentes estimadores

	Giróscopo	Acelerómetro	Kalman
error RMS (°/s)	14.4116	383.3596	14.4071

Kalman en ecuaciones lineales

El filtro de Kalman implementado anteriormente se basa en operaciones matriciales, tales como multiplicación de matrices, cálculo de la inversa y cálculo de la traspuesta de una matriz. Esto representa un inconveniente porque pocos son los programas, como MATLAB, que dan soporte a las instrucciones para el manejo de estas estructuras numéricas. Por lo tanto, si se sustituye el modelo angular en las ecuaciones del filtro de Kalman, se pueden desplegar las matrices y así obtener de cada ecuación matricial un conjunto de ecuaciones lineales equivalentes.

Un primer intento de esta tarea, en lápiz y papel, revela que se trata de un procedimiento largo y tedioso. Por lo tanto, se decide aprovechar la herramienta *syms* de MATLAB para el manejo de variables algebraicas. Con ésta, se declaran todas las variables utilizadas en las ecuaciones como objetos simbólicos, se especifican las ecuaciones del modelo angular, y se le pide a MATLAB que reduzca algebraicamente las ecuaciones del filtro de Kalman con estos parámetros. En el apéndice A-13 se muestra el programa desarrollado para ejecutar esta labor.

Como resultado de correr el programa mencionado se obtiene un conjunto de ecuaciones lineales equivalentes al filtro de Kalman Angular en notación matricial, las cuales se resumen en las Tablas 6.11 y 6.12. A partir de ellas se puede implementar el filtro sin necesidad de operaciones complicadas con matrices, lo que abre las puertas para adaptar el filtro a otras plataformas como LabVIEW, y en un futuro hasta al mismo microcontrolador de la IMU.

Tabla 6.11: Ecuaciones de actualización de tiempo sin uso de notación matricial

$$\hat{x}_k(-) = \Phi \hat{x}_{k-1}$$

```
titahatminus = titahat(k-1) + dt*titapointhat(k-1);
titapointhatminus = titapointhat(k-1);
```

$$P_k(-) = \Phi P_{k-1} \Phi^T + Q$$

```
P11minus = P11(k-1) + dt*P21(k-1) + Q11;
P12minus = P12(k-1) + dt*P22(k-1) - dt*(P11(k-1) + dt*P21(k-1)) + Q12;
P21minus = P21(k-1) + Q21;
P22minus = P22(k-1) - P21(k-1)*dt + Q22;
```

Tabla 6.12: Ecuaciones de actualización de medición sin uso de notación matricial

$$K_k = P_k(-)H^T[H P_k(-)H^T + R]^{-1}$$

```

k11num = P11minus*R22 - P12minus*R21 + P11minus*P22minus - P12minus*P21minus;
k11den1 = P11minus*R22 - P12minus*R21 - P21minus*R12 + P22minus*R11;
k11den2 = R11*R22 - R12*R21 + P11minus*P22minus - P12minus*P21minus;
k11 = k11den/(k11den1 + k11den2);

k12num = -P11minus*R12 + P12minus*R11;
k12den1 = P11minus*R22 - P12minus*R21 - P21minus*R12 + P22minus*R11 + R11*R22
k12den2 = - R12*R21 + P11minus*P22minus - P12minus*P21minus;
k12 = k12num/(k12den1 + k12den2);

k21num = (P21minus*R22 - P22minus*R21);
k21den1 = P11minus*R22 - P12minus*R21 - P21minus*R12 + P22minus*R11 + R11*R22;
k21den2 = - R12*R21 + P11minus*P22minus - P12minus*P21minus;
k21 = k21num/(k21den1+k21den2);

k22num = -(P21minus*R12 - P22minus*R11 - P11minus*P22minus + P12minus*P21minus);
k22den1 = P11minus*R22 - P12minus*R21 - P21minus*R12 + P22minus*R11 + R11*R22;
k22den2 = - R12*R21 + P11minus*P22minus - P12minus*P21minus;
k22 = k22num/(k22den1+k22den2);

```

$$\hat{x}_k(+) = \hat{x}_k(-) + K_k[z_k - H\hat{x}_k(-)]$$

```

titahat(k) = titahatminus - k11*(titahatminus - ztita(k));
titahat(k) = titahat(k) - k12*(titapointhatminus - ztitapoint(k));
titapointhat(k) = titapointhatminus - k21*(titahatminus - ztita(k));
titapointhat(k) = titapointhat(k) - k22*(titapointhatminus - ztitapoint(k));

```

$$P_k(+) = [I - K_k H] P_k(-)$$

```

P11(k) = - P21minus*k12 - P11minus*(k11 - 1);
P12(k) = - P22minus*k12 - P12minus*(k11 - 1);
P21(k) = - P11minus*k21 - P21minus*(k22 - 1);
P22(k) = - P12minus*k21 - P22minus*(k22 - 1);

```

Para validar el funcionamiento del filtro con las nuevas ecuaciones, se utiliza el mismo conjunto de mediciones usadas anteriormente. Algunos de los resultados obtenidos se muestran en la Figura 6.67. Debido a que los parámetros de ajuste del filtro (Q y R) no fueron modificados, los índices de desempeño se mantienen igual a los obtenidos con notación matricial; la única diferencia es el formato en el que se expresan las ecuaciones del filtro.

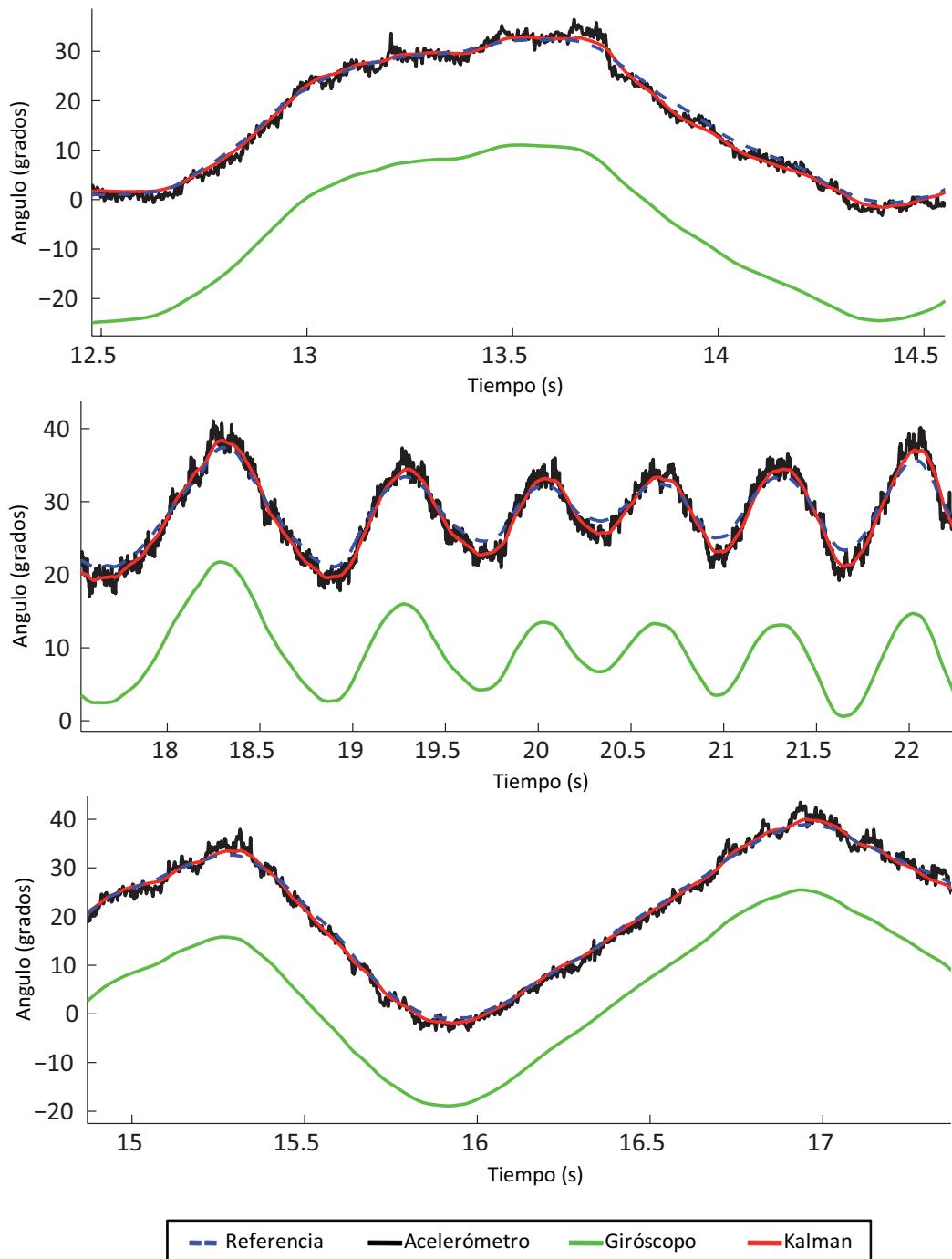


Figura 6.67: Resultados obtenidos al usar el filtro de Kalman sin matrices en MATLAB

6.2.4.4. Implementación *on-line* en LabVIEW®

Una vez que se han expresado las ecuaciones matriciales del filtro de Kalman Angular sin matrices, es posible realizar su implementación en un software amigable para las aplicaciones en tiempo real, como lo es LabVIEW. En la Figura 6.68 se muestra la instancia del instrumento virtual kalman1.vi desarrollado durante este trabajo, el cual es la pieza central del procesamiento de la IMU, ya que aplica el filtro de Kalman Angular en vivo a las mediciones de un ángulo y su derivada. Recibe como entrada el tiempo en segundos entre mediciones sucesivas (dt), una estructura con las medidas de un ángulo y su derivada en el instante actual (zk), los parámetros de ajuste del filtro (Q y R), una estructura con los estados (ángulo y su derivada) estimados en el tiempo anterior (xhat_k_1) y la matriz de covarianza en dicho instante (P_k_1).

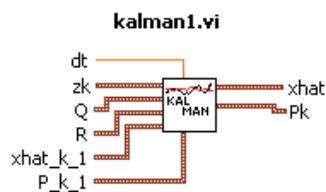


Figura 6.68: Instrumento Virtual desarrollado en LabVIEW para el aplicar el filtro de Kalman Angular en vivo

Por otro lado, en la Figura 6.69 se puede observar la implementación del filtro en el interior del instrumento virtual. En primer lugar se descomponen las estructuras recibidas en cada uno de sus elementos, los cuales son usados como parámetros de entrada en una bloque de LabVIEW denominado *Formula Node*. Dentro de este bloque, se pueden evaluar expresiones matemáticas con una sintaxis similar a la usada en el lenguaje “C”. Por lo tanto, se utiliza las ecuaciones libre-de-matrices derivadas anteriormente. A la salida, se agrupa la estimación del ángulo y su derivada (*titahat*, *titapointhat*) en una estructura de estados estimados (*xhat*). También se devuelve los elementos de la matriz de covarianza en una estructura (*Pk*).

Sin embargo, el instrumento virtual kalman1.vi es sólo la implementación del filtro de Kalman Angular. Como se señaló en la sección 3.2.4.3, el “Filtro de Kalman para IMU”, con el cual se pretende estimar la inclinación y la orientación de la plataforma que la transporta, es una combinación en paralelo de tres de estos filtros de Kalman Angulares. En la Figura 6.70 se muestra el esquema utilizado para implementar este “Filtro de Kalman para IMU”, usando al instrumento kalman1.vi como unidad central de procesamiento. En la misma figura se pueden observar tres líneas de procesamiento concurrente, para cada uno de los grados de libertad angulares; y tres etapas principales: inicialización, filtrado y actualización, para realizar el procesamiento *on-line* de las mediciones.

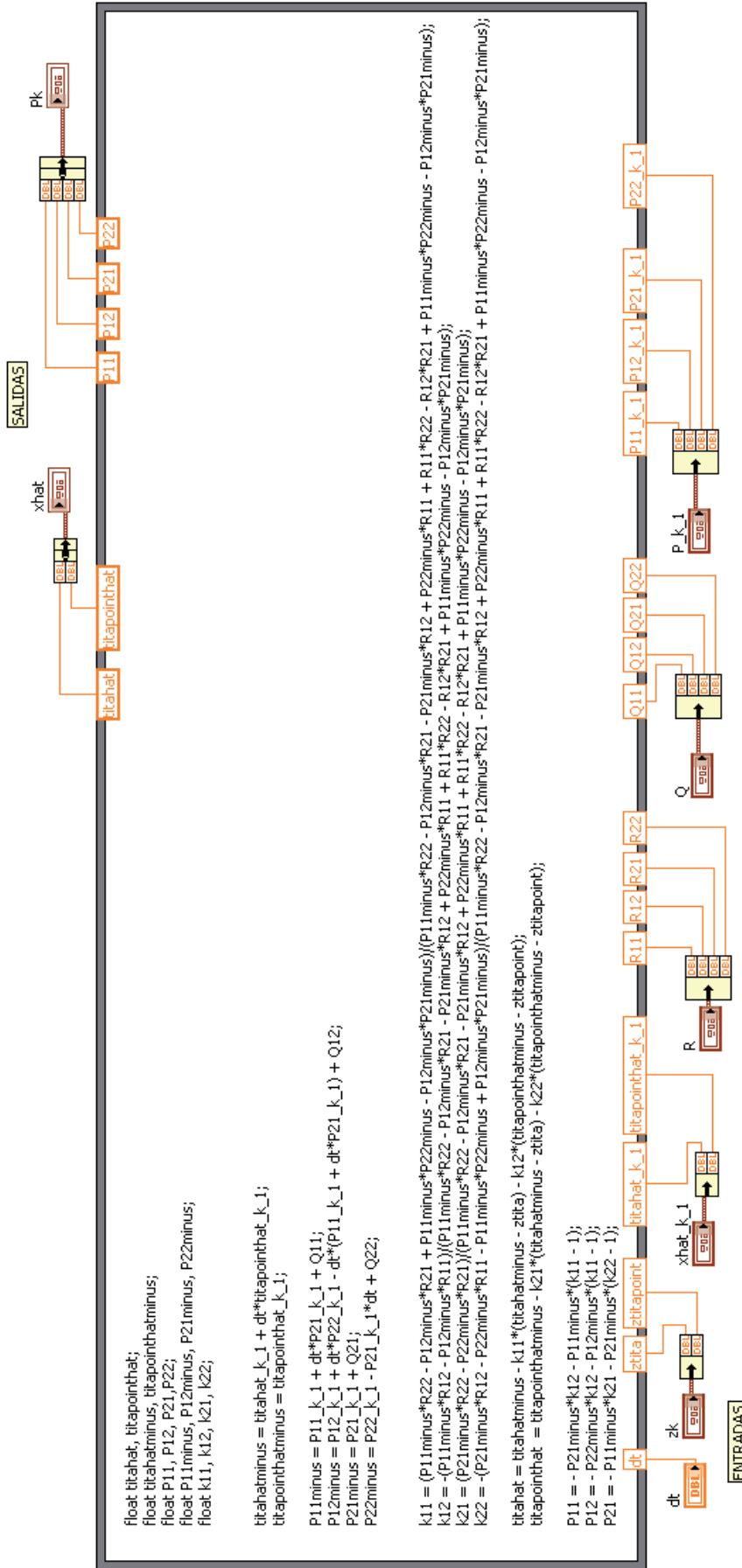


Figura 6.69: Diagrama de bloques del instrumento virtual desarrollado en LabVIEW (kalman1.vi) con el que se estima un ángulo y su derivada en un instante de tiempo dado

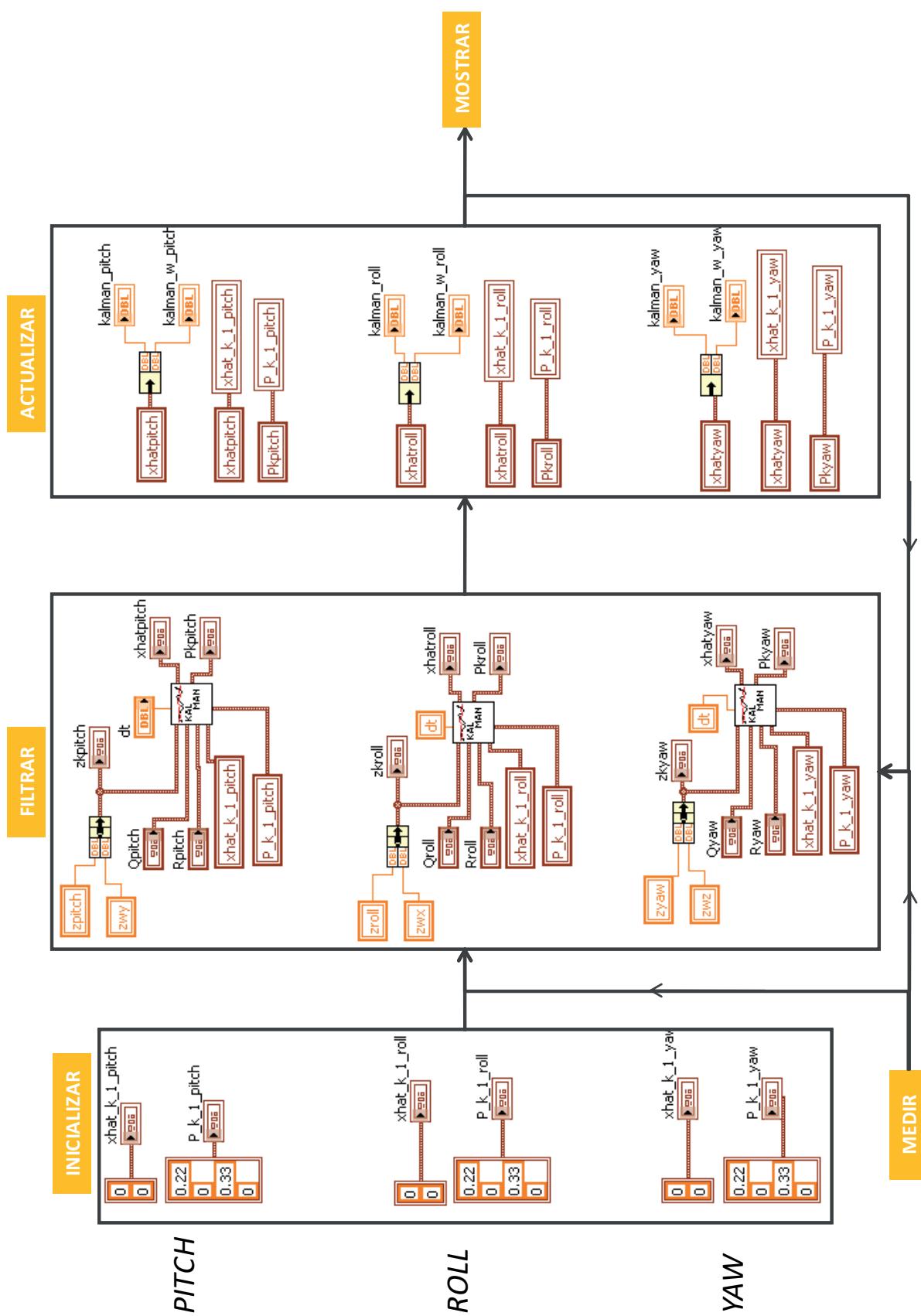


Figura 6.70: Esquema de implementación del “Filtro de Kalman para IMU”, donde se estiman los tres grados de libertad angulares y sus respectivas derivadas temporales ($Roll$, $Pitch$, Yaw , $Roll$, $Pitch$, Yaw)

La herramienta de calibración usada anteriormente para caracterizar el filtro de Kalman Angular, no es adecuada para evaluar el desempeño del “Filtro de Kalman para IMU”. Principalmente porque este instrumento ofrece una sola señal de referencia angular, la cual está asociada al único grado de libertad con el que cuenta. Por el contrario, la herramienta justa para esta aplicación debe permitir movimientos en los tres grados de libertad angulares y además ofrecer señales de referencia para cada uno de ellos. En muchos proyectos similares a éste, como el descrito en [31], se toman los valores de una IMU comercial como los verdaderos, y de allí se evalúa el desempeño del filtro.

Sin embargo, actualmente el GIID-Mecatrónica USB no dispone de ningún instrumento externo que pueda ser usado como referencia. Por lo tanto, sólo se puede comparar los resultados del filtro con las mediciones de los sensores. Durante la prueba #1, cuyos resultados se muestran en las Figuras 6.71, 6.72 y 6.73, se utiliza el “Filtro de Kalman para IMU” para estimar los ángulos *Roll*, *Pitch* y *Yaw* simultáneamente y en tiempo real. En los casos donde la señal del acelerómetro está disponible, se observa que el la salida del filtro es mucho menos ruidosa.

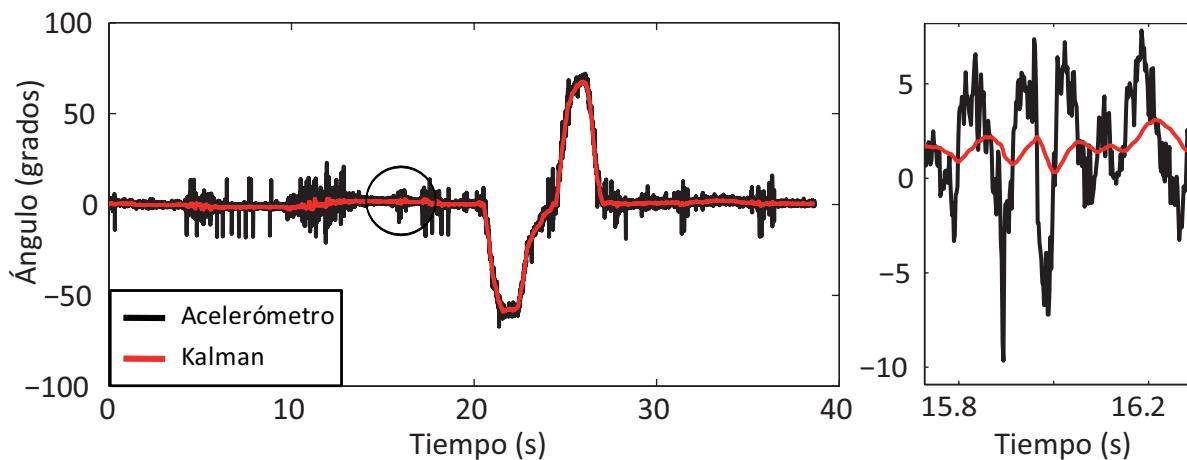


Figura 6.71: Ángulo *Roll*, estimado en tiempo real en la prueba #1

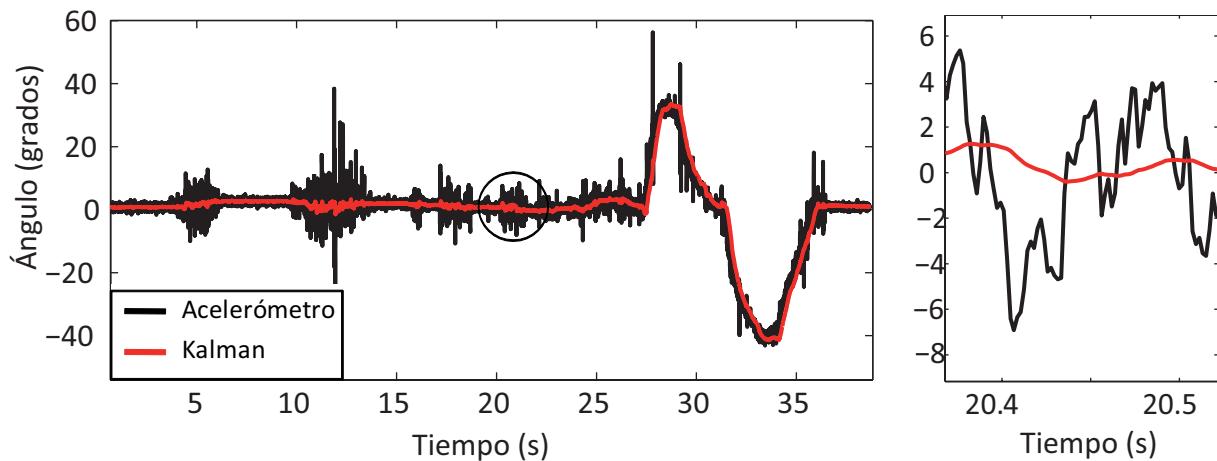


Figura 6.72: Ángulo *Pitch*, estimado en tiempo real en la prueba #1

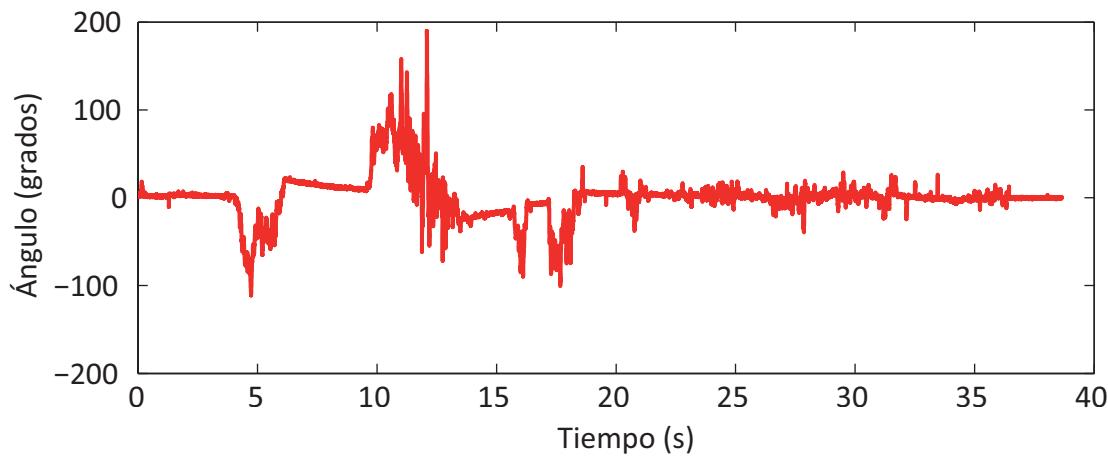


Figura 6.73: Ángulo *Yaw* estimado con Kalman, estimado en tiempo real en la prueba #1

Un resultado interesante se obtiene cuando se somete la unidad de mediciones inerciales a vibraciones producidas por pequeños golpes, lo que produce aceleraciones considerables sobre el sistema, y como consecuencia afectan las mediciones de los ángulos con los acelerómetros. En las Figuras 6.74 y 6.75 se muestra los resultados de estimar la inclinación de la IMU mientras ésta se somete a las perturbaciones mencionadas anteriormente. En cuanto al *Roll*, la plataforma realiza movimientos significativos, los cuales son muy difíciles de distinguir en la señal del acelerómetro pero son bastante claros cuando se utiliza el filtro de Kalman. Por su parte, la salida de Kalman para el *Pitch* indica que los movimientos en ese eje son muy leves, mientras que la señal del acelerómetro indica movimientos muy bruscos (se omite el ángulo *Yaw* debido a que no se cuenta con otra señal para contrastarla).

Finalmente, en la Figura 6.76 se muestran los resultados obtenidos en otros dos experimentos. En particular, en la prueba # 3 se observa que el sistema comienza con movimientos suaves y luego es sometido a perturbaciones, produciendo efectos menores en las estimaciones de Kalman.

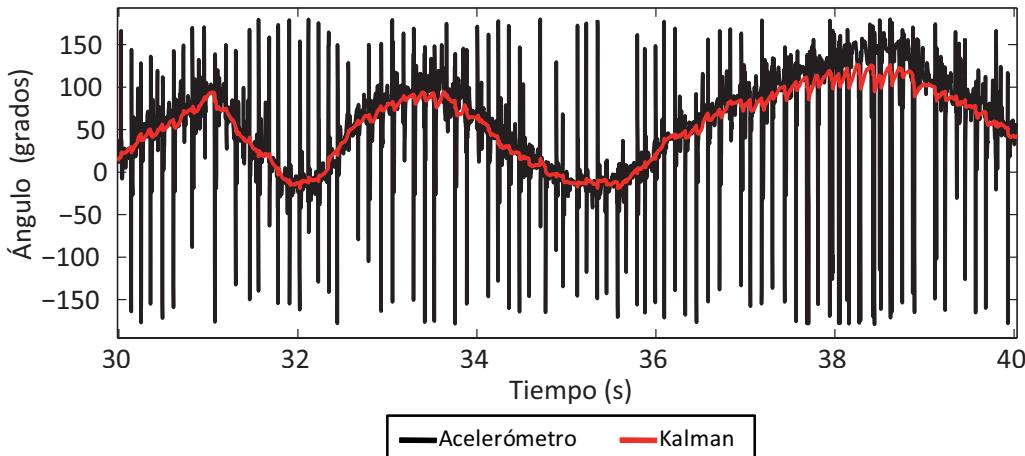


Figura 6.74: Ángulo *Roll*, estimado en tiempo real en la prueba #2

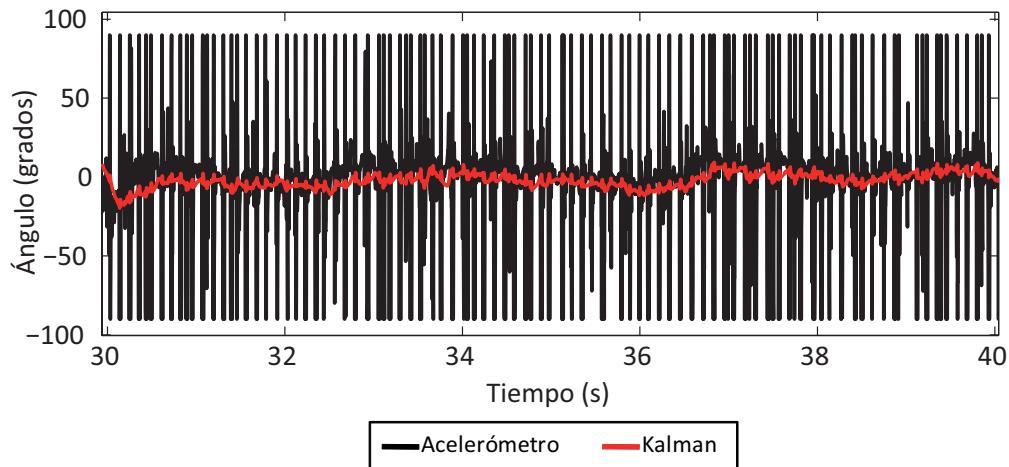


Figura 6.75: Ángulo *Pitch*, estimado en tiempo real en la prueba #2

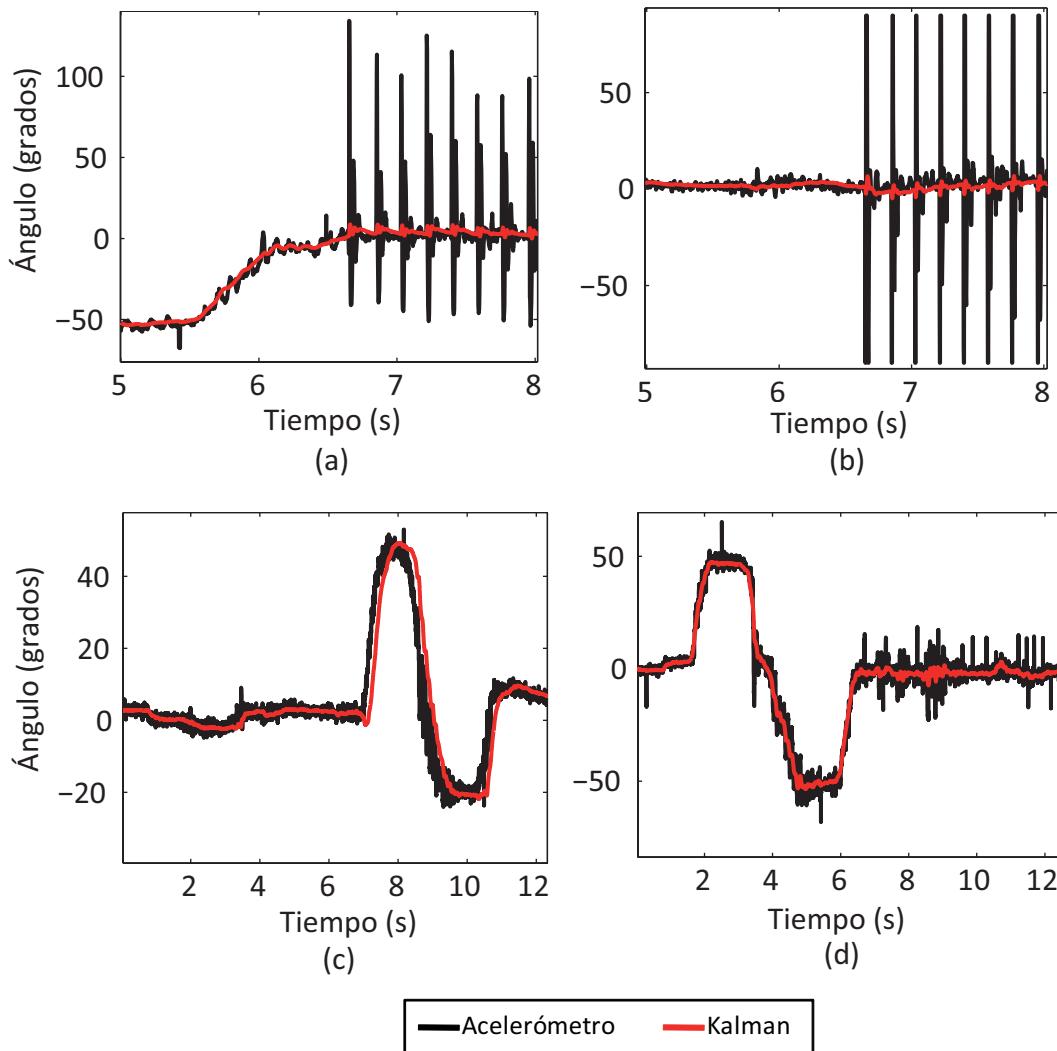


Figura 6.76: (a) Ángulo *Roll*, prueba #3 (b) Ángulo *Pitch*, prueba #3 (c) Ángulo *Roll*, prueba #4 (d) Ángulo *Pitch*, prueba #4

Herramienta de visualización de resultados *on-line*

Uno de los objetivos más importantes de la IMU es reportar la inclinación y la orientación del helicóptero a un posible operador remoto. Se sabe que estos “pilotos a distancia”, utilizando su sentido de la vista, evalúan el estado de la plataforma. En búsqueda de desarrollar una interfaz que muestre los datos de la forma más real posible, se decide implementar una imagen de un helicóptero en 3D. En la Figura 6.77 - (a) se muestra una descripción de las conexiones del instrumento virtual creado en LabVIEW, el cual recibe los ángulos de Euler de la plataforma y devuelve una imagen 3D similar a un helicóptero, como se muestra en la Figura 6.78.

Por otro lado, en la Figura 6.77 - (b) se muestra la sección del programa principal de la IMU, que usando el instrumento heli3D.vi, genera dos imágenes 3D. Una de ellas tiene como entrada los ángulos estimados con el “Filtro de Kalman para IMU”, mientras que la otra se genera a partir de las mediciones sin procesar. De esta forma es posible evaluar el desempeño del filtro.

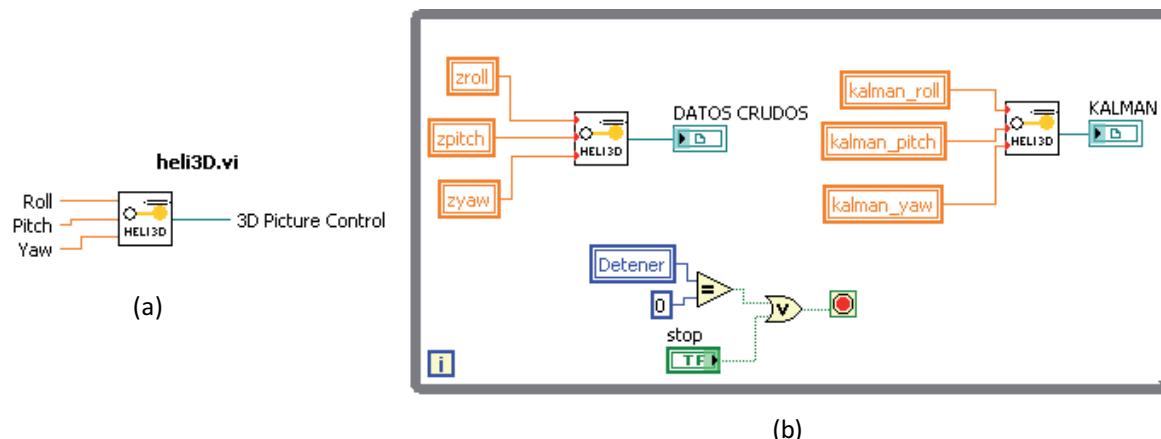


Figura 6.77: (a) Instrumento Virtual desarrollado en LabVIEW para producir la imagen aproximada de un helicóptero en 3D (b) Generación de imágenes de helicópteros 3D con los ángulos de Kalman y de los acelerómetros

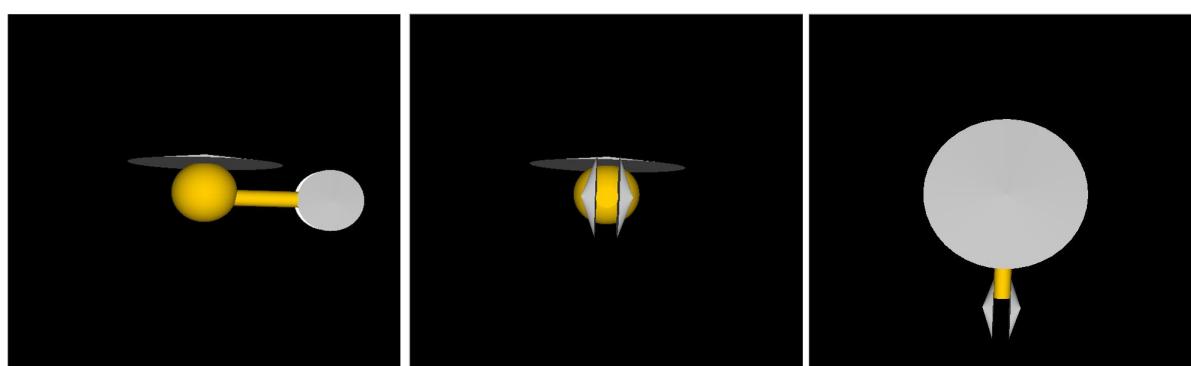


Figura 6.78: Imagen del helicóptero en 3D para varios ángulos de Euler

CONCLUSIONES

A partir de los resultados obtenidos, y luego del análisis y la interpretación de los mismos, se pueden enunciar las siguientes como las conclusiones más importantes de este trabajo.

- Se implementó exitosamente una Unidad de Mediciones Inerciales, de 140 g y 136,4 cm^3 , con acelerómetros y giróscopos de tres ejes, de muestreo simultáneo a 510 Hz por canal y 12 bits de resolución, lo que equivale a una tasa de generación de datos de 36720 bps. Tiene capacidad para reportar sus mediciones en forma inalámbrica a una estación remota, donde se procesan en tiempo real utilizando un “Filtro de Kalman para IMU”, con el que se obtienen estimaciones óptimas de los tres grados de libertad angulares y sus derivadas respectivas. Como el sistema es independiente de la aplicación, la IMU puede llegar a ser usada en otras plataformas, como submarinos, *quadrotors*, robots con patas, etc.
- En aras de crear un sistema modular, se dividió el hardware de la IMU en dos tarjetas: una de Sensores (TS) y otra de Adquisición, Procesamiento y Transmisión (TAPT). Además, se crearon dos tarjetas de sensores, las cuales difieren en tamaño y en el rango de medición de sus giróscopos; ambas fueron probadas exitosamente con los algoritmos de procesamiento diseñados. En cuanto a la TAPT, se realizaron varias pruebas de caracterización, siendo la más importante el cálculo de la Distorsión Armónica Total más Ruido (THD+N), con la que se determinó que este índice aumenta junto a la frecuencia de prueba, obteniéndose los mejores valores en la banda 0-25 Hz ($THD + N < 1\%$), donde se puede considerar al sistema de alta fidelidad [31].
- Se probaron dos métodos de calibración para los sensores, de donde se determinó que el mejor es el que se basa en la optimización de la superficie de error RMS, producida al variar los parámetros de calibración y comparar directamente las estimaciones angulares de los sensores con la señal de referencia, obtenida con un instrumento de calibración desarrollado en este trabajo. Con este procedimiento se produjo una tabla característica (Tabla 6.6) del sesgo (en voltios) y de la constante de proporcionalidad, para cada uno de los sensores, en todos sus rangos de operación. Los valores obtenidos con este procedimiento se asemejan mucho a los señalados como típicos en las hojas técnicas de los sensores.
- Se determinó que para la elevada tasa de transmisión sostenida, requerida para reportar las 3,06 KSPS de 12 bits, no se puede utilizar los dispositivos XBee disponibles en el grupo de mecatrónica sin implementar algún sistema de alivio, como un buffer circular. Debido a limitaciones de tiempo se prefirió utilizar un módulo Bluetooth Clase 1, que aunque con un rango menor (100 m) soporta tasas de transmisión sostenidas superiores a las requeridas en esta aplicación.

- Adicionalmente, se obtuvo un filtro de Kalman Angular, cuyo desempeño se comprobó usando la señal de un potenciómetro como referencia. Las estimaciones con Kalman presentaron un error RMS menor que cualquiera de las estimaciones realizadas por separado con los acelerómetros y los giróscopos. Por otro lado, al implementar en LabVIEW tres de estos filtros en paralelo, se logró estimar en tiempo real la inclinación y la orientación de la unidad de mediciones inerciales. Se observó que las señales estimadas con Kalman eran prácticamente inmunes a las vibraciones, además de ser mucho menos ruidosas.
- Finalmente, utilizando el instrumento virtual creado en LabVIEW donde se genera una imagen en 3D de un helicóptero, fue posible comparar los ángulos estimados por el filtro de Kalman, con las mediciones de los ángulos hechas con los sensores por separado. Al realizar algunos movimientos sobre la IMU, mientras era sometida a vibraciones para simular el ambiente de operación real, la imagen del helicóptero controlada por los ángulos filtrados seguía suavemente el movimiento neto de la tarjeta de sensores, mientras que la imagen controlada por los ángulos sin filtrar realizaba saltos bruscos.

RECOMENDACIONES

A continuación se resume algunas recomendaciones que pueden ser de ayuda al investigador interesado en el desarrollo de unidades de mediciones iniciales y desea utilizar este trabajo como referencia.

- Para lograr una implementación de menor consumo de potencia y con niveles de ruido más bajos, se recomienda eliminar los 5V regulados, los -5V convertidos y las resistencias de adaptación de niveles lógicos entre los conversores ADCs y el microcontrolador. Para ello es necesario reemplazar los amplificadores *dual supply* utilizados por un amplificador *rail to rail*, siendo el OP496 un modelo de desempeño comprobado en este trabajo. También es necesario reemplazar el filtro TC04 por otro de mayor *voltage swing*, como el MAX7413. Finalmente se debe reemplazar el conversor ADS7816, que trabaja entre 0 y 5V, por el ADS7826, que trabaja entre 0 y 3,3V.
- Todos los dispositivos utilizados, y los señalados en el punto anterior como mejoras del sistema, están disponibles en empaquetado de montaje superficial. Por lo tanto, se recomienda aprovechar dicha tecnología para disminuir el tamaño de la IMU.
- La IMU desarrollada fija la frecuencia de corte de los filtros anti-aliasing a partir de la frecuencia de muestreo, la cual debe ser medida y luego señalada en el programa del microcontrolador antes de correr la aplicación. Para automatizar este proceso, se recomienda realizar un programa que sense continuamente la frecuencia de muestreo del sistema.
- Se recomienda hacer las adaptaciones de software necesarias para que la frecuencia de muestreo del sistema sea ajustable a través de algún parámetro, teniendo como límite superior los 510 Hz por canal alcanzados en este trabajo.
- Debido a la gran cantidad de sensores iniciales disponibles en el mercado, el proceso de selección de los mismos puede ser una tarea complicada. En este trabajo se utilizaron dos tarjetas de sensores separadas para evaluar el desempeño del sistema, sin embargo se recomienda utilizar una sola tarjeta con sensores redundantes para determinar cuáles de ellos ofrecen mejores resultados, en cuanto a niveles de ruido, calibración efectiva, entre otros indicadores. Para posteriormente se debe implementar la tarjeta de sensores con los dispositivos que muestren el mejor desempeño.
- Se recomienda realizar cuidadosamente la calibración de los sensores, ya que una buena calibración es una forma directa de disminuir el error en las estimaciones. Se considera que la mejor calibración se puede realizar tomando como referencia los valores de una IMU de desempeño comprobado, por lo tanto en la mayoría de los casos una unidad de mediciones iniciales comercial puede ser utilizada.

- Para comprobar el funcionamiento del filtro digital implementado se recomienda construir una plataforma de pruebas sobre la cual se puedan simular las condiciones de operación esperadas. Para el helicóptero es de gran valor evaluar el desempeño del sistema ante las vibraciones producidas por el rotor principal. Si se quisiese utilizar la IMU en robots con patas o vehículos con ruedas, se debiese construir una plataforma que permita simular las perturbaciones producidas por las irregularidades del terreno.

TRABAJOS FUTUROS

Partiendo de los resultados obtenidos en este proyecto, una serie de trabajos pueden ser llevados a cabo de forma tal de darle continuidad a esta línea de investigación.

- Se propone Implementar el filtro de Kalman en tiempo real en el microprocesador a bordo de la unidad de mediciones iniciales. En primer lugar, el microprocesador de la IMU lo permite, ya que es de 32 bits, trabaja a 80 MHz y cuenta con 8 unidades de procesamiento paralelo. En segundo lugar, las ecuaciones del “Filtro de Kalman para IMU” que se obtuvieron en este trabajo no utilizan ningún tipo de operación matricial, lo que facilita su implementación en Lenguaje “C”.
- Se propone realizar un trabajo de investigación, que partiendo del hardware implementado, realice pruebas sobre diferentes algoritmos de fusión sensorial y filtros digitales. En particular, en la literatura se menciona frecuentemente el filtro complementario, por lo que sería conveniente desarrollar uno de estos filtros para la IMU y comparar su desempeño con el filtro de Kalman implementado en este trabajo.
- Partiendo de la arquitectura de la IMU desarrollada en este proyecto, donde se dispone de 6 canales de adquisición (3 aceleraciones + 3 tasas de giro), se propone aumentar el número de canales a 9, para dar cabida a un magnetómetro de tres ejes. Luego, con este nuevo sensor, sólo son necesarias modificaciones pequeñas en el filtro de Kalman desarrollado, para lograr estimaciones del ángulo Yaw sin error integrativo.

APORTES

Son varios los aportes de este trabajo al grupo de investigación. Empezando por las contribuciones directas, se deja en el grupo una unidad de mediciones iniciales de acuerdo a las especificaciones planteadas. Además de eso, se deja a disposición del grupo los instrumentos virtuales de LabVIEW señalados en la Figura 7.79. Gracias a esto, se espera disminuir el tiempo de desarrollo de las aplicaciones que requieran comunicación serial, calibración de sensores, filtrado de Kalman para estimación de ángulos de Euler ó una interfaz conveniente para la visualización de la inclinación y orientación de una plataforma robótica.

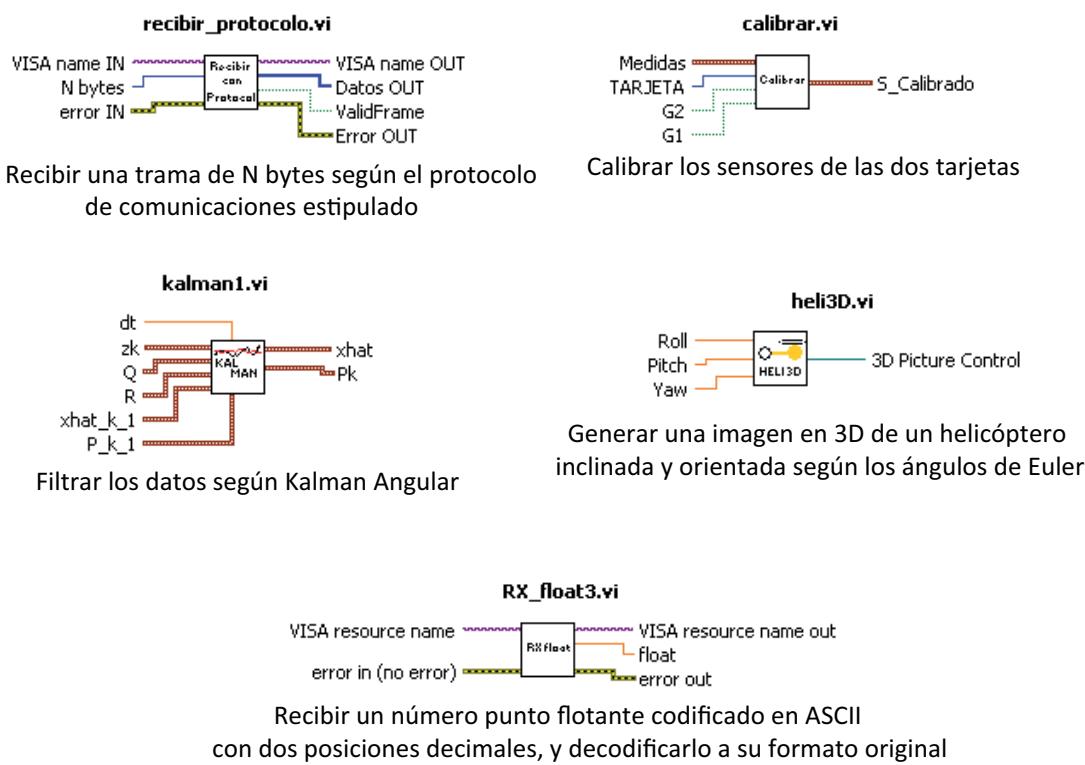


Figure 7.79: Instrumentos virtuales desarrollados en este proyecto

También se realizaron algunos adelantos en la implementación del filtro de Kalman en el microcontrolador de la unidad de mediciones iniciales. En este sentido se llegó hasta el punto de calibrar las mediciones *on-board* y reportar las señales iniciales (3 aceleraciones y 3 tasas de giro) a LabVIEW, directamente en punto flotante. Para ello se utilizó el instrumento mostrado en la Figura 7.79 - (e) para la recepción y la decodificación de los datos.

Por un lado, la unidad de mediciones iniciales implementada en el presente trabajo está siendo utilizada para realizar pruebas sobre la plataforma Quanser de 2-DOF, como se puede apreciar en la Figura 7.80. Los experimentos se han realizado junto con la instrumentación de fábrica para validar los resultados, donde la IMU ha mostrado un desempeño acorde a lo esperado.

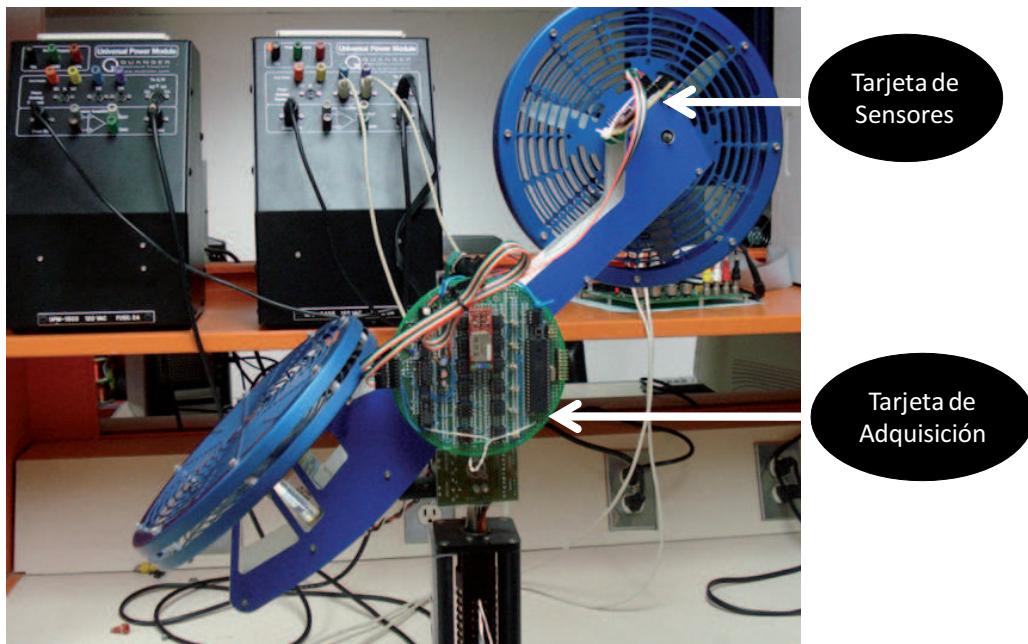


Figure 7.80: IMU instalada en el módulo de desarrollo Quanser 2-DOF

Por otro lado, en la Figura 7.81 se muestra la IMU instalada en el helicóptero a escala, durante la realización de pruebas en un laboratorio de análisis de movimiento. Gracias a la capacidad inalámbrica del módulo desarrollado, fue posible obtener mediciones iniciales de forma segura mientras un conjunto de cámaras de alta velocidad registraban la posición de marcadores especiales ubicados en la aeronave.

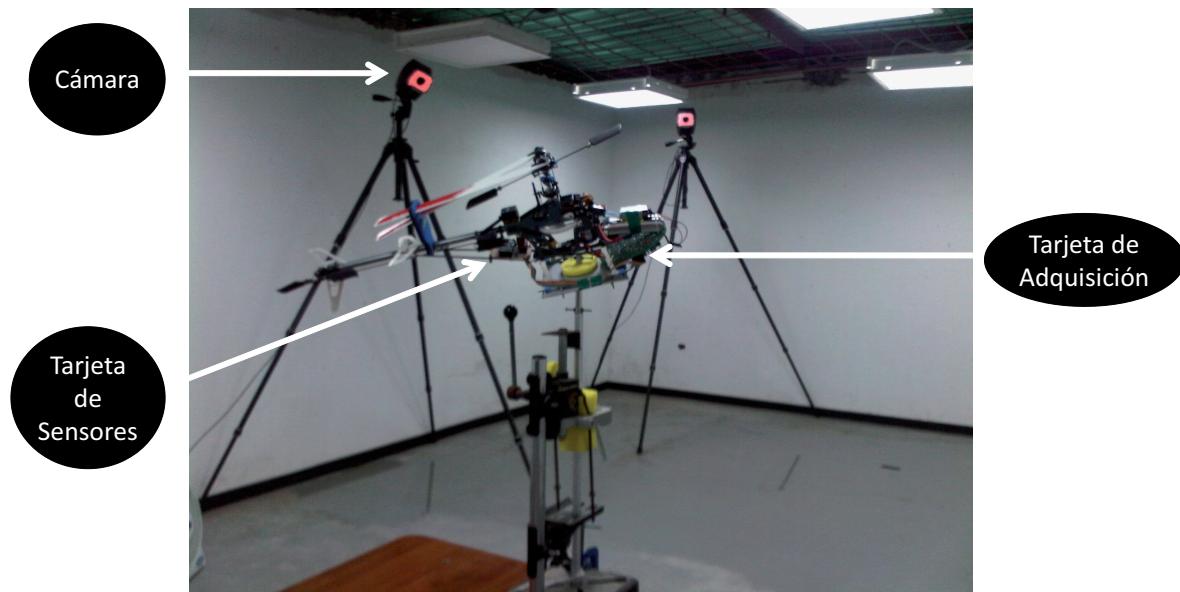


Figure 7.81: Helicóptero con IMU instalada durante la realización de pruebas en el laboratorio de análisis de movimiento

Finalmente, se escribió un trabajo de investigación titulado “*Development of a Low Cost Inertial Measurement Unit for UAV Applications with Kalman Filter based Attitude Determination*”, donde se expone la arquitectura de la IMU, su calibración, su implementación, y los resultados obtenidos con el filtro de Kalman en el helicóptero Quanser y el helicóptero a escala. Éste fue enviado a la conferencia “*IEEE International Conference on Technologies for Practical Robot Applications 2011*” (Figura 7.82) para su evaluación.



Figure 7.82: Conferencia en Tecnologías para Aplicaciones Robóticas Prácticas (TPRA)

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Grupo de Investigación y Desarrollo en Mecatrónica USB
<http://www.labc.usb.ve/mecatronica/index.html>
- [2] W. Bolton. "Mechatronics: A Multidisciplinary Approach". Pearson Prentice Hall. Inglaterra. Cuarta edición. pp. ix (2008)
- [3] Alibaba - Global Trade, 05.2010
<http://spanish.alibaba.com/product-gs/auto-motor-motor-dc-motor-225868789.html>
- [4] K. Astrom, R. Murray. "Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers" vol. 2.9d, (January, 2008)
- [5] Inertial Measurement Units (IMUs)
http://celebrating200years.noaa.gov/visions/remote_sensing imu.html
- [6] D. Banks, "Microengineering, MEMS and Interfacing: A Practical Guide", Taylor & Francis Group, pp. 1-10, England, (2006)
- [7] C. Acar. A. Shkel, "MEMS Vibratory Gyroscopes: Structural Approach", Springer, pp. 4-8, USA (2009)
- [8] P. Frost, "Información de MEMS de Spectra", Press Release, Lebanon, (2004)
- [9] N. Maluf, K. Williams, "An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering", 2da Edición, Artech House Inc., pp. London, (2004)
- [10] Space Engineering Laboratory, York University
http://www.yorku.ca/bquine/pages/attitude_determination_subsystem.htm (2010)
- [11] J. Sharp, "LASER Gyroscopes", University of Glasgow
<http://www.mech.gla.ac.uk/~sharpj/lectures/lasers/> (2007)
- [12] Mechanical Sensors: Accelerometers, Force, Vibrations
<http://www.sensorsportal.com/HTML/SENSORS/Mechanical.htm>
- [13] S. Kumar, "Coordinate Systems in Physics", The Connexion Projects, (2007)
- [14] S. Mitra, "Digital Signal Processing: A Computer Based Approach", Third Edition, Mc Graw Hill, pp.41-43,(2006)

- [15] A. Oppenheim, "Señales y Sistemas", Segunda Edición, Prentice Hall, pp. 516- ,(1998)
- [16] T. Perez, Cursos de Comunicaciones 1, Universidad Simón Bolívar
<http://prof.usb.ve/tperez/docencia/2422/contenido/Cuantifico/ CUANTIFICO.htm>
- [17] J. Escudero, M. Parada, F. Simon, "Convertidores A-D", ITMM
- [18] C. Pérez-D'Arpino, "Arquitectura de Control Multivariable para una Plataforma Robótica No Lineal", Tesis de Maestría, Universidad Simón Bolívar (2010)
- [19] E. Rizzo, Tutor Prof. Leonardo Fermín, "Instrumentación de Plataforma Aérea para Navegación Autónoma", Proyecto de Grado, Universidad Simón Bolívar (2009)
- [20] RC Helicopter shop, <http://www.helipross.com/>
- [21] J.F Kaiser. "System Analysis by Digital Computers", Ediciones F. Kuo and J.F. Kaiser Wiley, New York, 1966
- [22] J. Llinas, M. Liggins, D. Hall, "Multisensor Data Fusion: Theory and Practice", Segunda Edición, CRC Press, New York,(2009)
- [23] N. Milisavljević, "Sensor and Data Fusion", In-Teh, Croacia, (2009)
- [24] S. Mau, "What is the Kalman Filter and How can it be used for Data Fusion", Robotics Math 16-811, (2005)
- [25] J. Wolf, A. Vicente, P. Gibbons, N. Gardiner, J. Tilbury, G. Bugmann, P. Culverhouse, "BunnyBot: Humanoid Platform for Research and Teaching", (2009)
- [26] Systron Donner Inertial®, "MEMS Quartz Tactical Inertial Measurement Units - SDI500"
- [27] Xsens Technologies®, "Miniature Attitude and Heading Reference System" (2005-2010)
- [28] Crossbow Technology Inc®, "MEMS Inertial Measurement Units, IMU-440"
- [29] Analog Devices Inc®, "Six Degrees of Freedom Inertial Sensor, ADIS16385" (2010)
- [30] Sparkfun Electronics, "IMU 6 Degrees of Freedom v4" (2008)
- [31] S. Fux, "Development of a Planar Low Cost Inertial Measurement Unit for UAV and MAV", Master Thesis, ETH, (2008)
- [31] C. Alexander, M. Sadiku. "Fundamentals of Electric Circuits", 2nd Edition, Mc. Graw Hill, Boston, (2008)

- [32] J. Capeletto, G. Fernandez, "Consideraciones en el problema de control de inclinación de una plataforma con patas (cuadrúpedo/hexápedo)", (2009)
- [33] Mark W. Spong, M. Vidyasagar. "Robot Dynamics and Control", Wiley, (1989)
- [34] R. Van der Merwe, A. Nelson, E. Wan. "An Introduction to Kalman Filtering." OGI School of Science & Engineering lecture. Oregon Health & Sciences University. (2004)
- [35] R. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", Research Institute of Advanced Study, Baltimore, (1960)
- [36] M. Grewal, A. Andrews, "Kalman Filtering: Theory and Practice using MATLAB®", Tercera Edición, California State University, (2007)
- [37] G. Welch, G. Bishop. "An Introduction to the Kalman Filter", Department of Computer Science, University of North Carolina, 07.2006
- [38] C. Pérez-D'Arpino, W. Medina-Meléndez, L. Fermín-León, J. M. Bogado, R. Torrealba y G. Fernández-López. "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.
- [39] AN3109, "Using the Multi-Axis g-Select Evaluation board", Freescale Semiconductor, Application Note, Rev 2, 10.2006
- [40] MMA7260Q, "±1.5g - 6g Three Axis Low-g Micromachined Accelerometer", Freescale Semiconductor, Technical Data, Rev 1, 06.2005
- [41] LPR504AL, "MEMS motion sensor: dual axis pitch and roll ±30°/s analog gyroscope", STMicroelectronics, Doc ID 15810 Rev 2, (2009)
- [42] IDG-500, "Integrated Dual-Axis Gyro", InvenSense, (2008)
- [43] IXZ-500, "Integrated Dual-Axis Gyro", InvenSense, (2008)
- [44] MCF51QE128 Series, "Freescale Semiconductor Technical Data", Rev. 7, 10.2008
- [45] P8X32A Datasheet, "8-Cog Multiprocessor Microcontroller", Rev 1.2 , 04.2009
- [46] SPIN, "Quick Reference Guide for Propeller SPIN Language", Parallax Inc., 11.2006
- [47] D. Scanlan, M. Hebel. "Programming the eight-core propeller chip" Revista de ciencias de la computación universitaria, Volumen 23, Publicación 1, 10.2007

- [48] Xbee® Multipoint RF Modules. "Product Datasheet for Embedded RF Modules ", Digi International Inc. B1/308, (2008)
- [50] Bluetooth® Class 1 Module. "Product Datasheet", Roving Networks, DS-RN41-V3.1, 08.2009
- [49] ZigBee®/Mesh - End - to - End - Wireless Modules, 09.2010
<http://www.digi.com/products/wireless/zigbee-mesh/>
- [50] Bluetooth Definition, 09.2010
http://comnetworking.about.com/cs/bluetooth/g/bldef_bt.htm

Apéndice A

Códigos de los programas desarrollados

A.1. Función principal del microcontrolador en la IMU

```
1 #include <stdio.h>
2 #include <propeller.h>
3 #include <asio.h>

5 /***** DEFINICION DE PINES DE ADCs Y FILTROS *****/
6 #define PINADC1 0
7 #define PINADC2 1
8 #define PINADC3 2
9 #define PINADC4 3
10 #define PINADC5 4
11 #define PINADC6 5
12 #define PINCS 16
13 #define PINCLK 7
14 #define PINCLK2 6
15

16 /***** DEFINICION DE PINES DE COMUNICACION SERIAL *****/
17 #define SEROUT 30
18 #define SERIN 31
19 #define BAUDSPEED 5

21 /***** CONSTANTES PARA AJUSTE AUTOMATICO ANTIALIASING *****/
22 #define Fmuestreo 500
23 #define n 3

25 /***** DECLARACION DE FUNCIONES *****/
26 void clock( void );
27 void initports( void );
28 void adqadc( void );
29 void sendsors( void );
30 void sendchar( char dato , char speedselect );
31 char sendpro( char dato );
32 void sendint( int dato, char speedselect );
33

34 /***** VARIABLES GLOBALES *****/
35 long stack[20*7];
36 int adc[6];
37

38 void main()
39 {    initports(); // Iniciar el sentido de los puertos
40     cognew( clock , &stack[19 + 20]); // Corre la funcion clock en un
41
42     while(1) // Repetir durante un tiempo indefinido
43     {
44         adqadc(); // Adquirir una muestra de los ADCs
45         sendsors(); // Enviar las muestras segun el protocolo
46     }
47 }
```

A.2. Inicialización de los puertos del microcontrolador

```

1  /* PRE: Se debe haber definido las siguientes constantes:
      PINADC1, PINADC2,..., PINADC6 : ines conexion de ADCs
3      PINCS y PINCLK : el pin del chip-select y del reloj del ADC
      PINCLK2 : el pin de reloj de los filtros
5      SEROUT y SERIN : los pines de transmision y recepcion serial
      POST: la linea de salida del serial queda en 1, es decir, idle */
7 void initports( void )
{   DIRA &= ~(1 << PINADC1); // Todos los pines de los ADC entrada
9   DIRA &= ~(1 << PINADC2);
   DIRA &= ~(1 << PINADC3);
11  DIRA &= ~(1 << PINADC4);
   DIRA &= ~(1 << PINADC5);
13  DIRA &= ~(1 << PINADC6);
   DIRA |= 1 << PINCLK; // Las senales de reloj y CS salida
15  DIRA |= 1 << PINCLK1;
   DIRA |= 1 << PINCS;
17  OUTA |= 1 << SEROUT;
   DIRA |= 1 << SEROUT; }
```

A.3. Generación de señal de reloj de los filtros

```

/* PRE: definir el ANTI ALIASING Factor n = Fs/F3db
2           y la frecuencia de muestreo Fmuestreo
void clock( void )
4 { long i, cuentamax;
  char FA; // variable temporal
6
  // DETERMINAR cuentamax
8  FA= Fmuestreo/100;
  cuentamax = 133*n/FA - 35;
10  setpin(PINCLK2);
  while(1)
12  { // CONTAR
    for( i=0 ; i<cuentamax ; i++){}
14
    // TOGGLE
16  if( (INA >> PINCLK)& 1 )
    {
18      OUTA &= ~(1 << PINCLK);
    }else{
20      OUTA |= 1 << PINCLK;
    } }
```

A.4. Adquisición simultánea de una muestra de los 6 ADCs

```

1  /* PRE: Se declara la variable global int adc[i]
   POST: adc[i] contiene la muestra de cada canal ADC
   obtenida en forma simultánea      */
2
3  void adqadc( void )
4  {
5    char i;
6    long bits[12];
7
8    for( i = 0; i < 6; i++)
9    {
10       adc[i] = 0; // se inicia en cero el arreglo de los ADCs
11    }
12
13   for( i = 0; i < 12; i++)
14   {
15     bits[i] = 0; // se inicia en cero el arreglo de los bits
16   }
17
18   OUTA |= 1 << PINCS; // SHDN = 0 ACTIVAR ADCS!
19
20   for( i = 0; i < 3; i++) // Generar tres ciclos del reloj
21   {
22     OUTA &= ~(1 << PINCS); // CLK = 0
23     OUTA &= ~(1 << PINCLK); // Se utiliza el mismo comando varias
24     OUTA &= ~(1 << PINCLK); // veces para generar una señal cuadrada
25     OUTA &= ~(1 << PINCLK); // lo más simétrica posible
26     OUTA |= 1 << PINCLK; // CLK = 1
27     OUTA |= 1 << PINCLK; // Como la función para generar un CERO
28     OUTA |= 1 << PINCLK; // tiene una operación más, le toma
29     OUTA |= 1 << PINCLK; // mas tiempo al microcontrolador
30     OUTA |= 1 << PINCLK; // generar un cero que un UNO
31     OUTA |= 1 << PINCLK; // por lo que se usan varios UNOs para
32     OUTA |= 1 << PINCLK; // lograr la simetría deseada en la
33     OUTA |= 1 << PINCLK; // señal de reloj
34   }
35
36
37   for( i = 11 ; i >= 0; i--)
38   {
39     //***** BIT 11 *****/
40     OUTA &= ~(1 << PINCLK); // PRIMERA MITAD DEL CICLO DE RELOJ EN 0
41     OUTA &= ~(1 << PINCLK);
42     OUTA &= ~(1 << PINCLK);
43
44           // GUARDAR TODO EL PUERTO A EN bits[i]
45     bits[i] = INA; // este instante equivale al flanco de subida
                      // de la señal de reloj
46
47     OUTA |= 1 << PINCLK; // PRIMERA MITAD DEL CICLO DE RELOJ EN 0
48     OUTA |= 1 << PINCLK;
49     OUTA |= 1 << PINCLK;
50     OUTA |= 1 << PINCLK;

```

```

53     OUTA |= 1 << PINCLK;
54     OUTA |= 1 << PINCLK;
55     OUTA |= 1 << PINCLK;
56     OUTA |= 1 << PINCLK;
57 }
58
59 for( i = 0; i < 6; i++) // Para cada uno de los 6 canales ADC
60 {
61     for( j = 11; j >=0; j-- ) // Para cada uno de los 12 bits muestreados
62     {
63         // Construir el valor convertido ubicando cada bit en su
64         // posición
65         adc[i] = ( (bits[j] >> PINADC1) & 1 ) << j
66     }
67 }

```

A.5. Ensamblado de bytes y de la trama para la comunicación

```

/* PRE: Se debe haber actualizado el arreglo adc[i] con
2      las mediciones de los 6 canales */

4 void sendsors( void )
5 {   char byte;
6
7     sendchar(0xFF,BAUDSPEED); // INICIO DE TRAMA
8
9     sendpro(frameID); // Identificador de paquete
10
11    // Ensamblado de los bytes para los canales 1 y 2
12    sendpro(adc[0]&0xFF);
13    sendpro(adc[1]&0xFF);
14    sendpro( (adc[0]>>4 & 0xF0) | (adc[1]>>8 & 0x0F) );
15
16    // Ensamblado de los bytes para los canales 3 y 4
17    sendpro(adc[2]&0xFF);
18    sendpro(adc[3]&0xFF);
19    sendpro( (adc[2]>>4 & 0xF0) | (adc[3]>>8 & 0x0F) );
20
21    // Ensamblado de los bytes para los canales 5 y 6
22    sendpro(adc[4]&0xFF);
23    sendpro(adc[5]&0xFF);
24    sendpro( (adc[4]>>4 & 0xF0) | (adc[5]>>8 & 0x0F) );
25
26    sendchar(0xFC,BAUDSPEED); // FIN DE TRAMA
27
28    frameID++;

```

A.6. Envío de bytes según el protocolo

```

/* PRE:
2 Los caracteres especiales son:
0xF0 : escape
4 0xFF : inicio de trama
0xFC : fin de trama      */
6
7 char sendcharpro( char dato )
8 {
9 // VERIFICAR, dato es diferente de los caracteres especiales ?
10 if( (dato != 0xFF) & (dato != 0xF0) & (dato != 0xFC) )
11 { sendchar(dato,BAUDSPEED); // enviar el dato
12   return(0); }
13
14 // Si el dato es igual a algún caracter de especial...
15 // Primero enviar el caracter de escape
16
17   sendchar(0xF0,BAUDSPEED);
18
19 // ... y despues enviar el identificador asociado
20
21   sendchar( 0x0F & dato, BAUDSPEED);
22
23   return(1); }

```

A.7. Programa para el cálculo de la THD+N en MATLAB

```

% Lectura de datos desde el archivo .txt
2 [adcaz, adcay, adcaz, adcwx, adcwy, adcwz, col7, col8] = TEXTREAD('100-Hz.
    txt','%n %n %n %n %n %n %n');

4 % Determinación del período y la frecuencia de muestreo
Ttotal = max(col7) - min(col7);
6 dt = Ttotal/length(col7);
Fs = 1/dt;
8 t=( dt )*( 0:length(col7)-1 );

10 % Cómputo de la FFT
X = fftshift(fft(adcaz-mean(adcaz)));
12 Sx = abs(X).*abs(X);
wd = -pi:2*pi/(length(X)):pi-2*pi/length(X);
14 f = ( (Fs/2)/pi )*wd;

16 % Cómputo de THD+N
PT = sum(Sx);

```

```

18 fo = f(Sx == max(Sx));
THD = sum( Sx ) - sum( Sx( ( f > fo(1)- 1 ) & ( f < fo(1)+1 ) ) );
20 THD = (THD - sum( Sx( ( f > fo(2)- 1 ) & ( f < fo(2)+1 ) ) ) )/ sum( Sx );
plot(f,Sx)

```

A.8. Calibración de la referencia en MATLAB

```

2 %***** LEER LOS DATOS *****
[ col1,col2,col3,col4,col5,col6,col7,col8 ] = TEXTREAD(
    'calibracion_potenciómetro.txt', '%n %n %n %n %n %n %n %n' );
4
6 %***** Construir el vector de tiempo *****
7 Ttotal = max(col7) - min(col7);
dt = Ttotal/length(col7);
8 Fs = 1/dt;
t=( dt )*( 0:length(col7)-1 );
10
12 pot = col3; %La señal del potenciómetro viene en la columna 3
14
16 %***** Construir la señal de referencia *****
17 ref = 0*t;
18 ref( t <= 2.65 ) = -30;
19 ref( t > 2.65 ) = 0;
20 ref( t > 8.56 ) = 30;
21 ref( t > 14.62 ) = 60;
22 ref( t > 20.63) = 90;
23 ref( t > 25.24 ) = 120;
24 ref( t > 30.75 ) = 90;
25 ref( t > 39.64 ) = 60;
26 ref( t > 44.29 ) = 30;
28
29 %***** Rango de prueba de k y el bias *****
30 k = 0:0.1:100;
31 bias = -100:0.1:0;
32
33 kmin = 0;
34 biasmin = 0;
35 errormin = 10000;
36
37 erroresRMS = zeros(length(bias),length(k));
38
39 %***** Optimización del error RMS *****
40 for i = 1:length(bias) % para todos los bias
    for j=1:length(k) % para todas las k
        error = ref' - ( k(j)*pot + bias(i) );
        eRMS = sqrt(mean(error.*error));

```

```

42      %Si el errorRMS es menor al mínimo error
43      %conseguido hasta entonces se actualiza
44      if eRMS < errormin
45          errormin = eRMS;
46          kmin = k(j);
47          biasmin = bias(i);
48      end
49
50      %Guardas todos los errores para hacer la
51      %superficie de error
52      erroresRMS(i,j) = eRMS;
53  end end
54
55      % Se calcula la señal de referencia calibrada
56      % usando el k y el bias mínimos
57      angulo_pot = kmin*pot-biasmin;
58
59      % Graficar!
60      plot(t,ref,'Linewidth',1.5);hold on
61      plot(t,angulo_pot,'r') xlabel('Tiempo(s)') ylabel('Angulo (grados)')

```

A.9. Cálculo de la integral punto a punto de una señal en MATLAB

```

1 function [integral] = integrar(f,t)
2
3 %*** Cálculo del diferencial de tiempo ***
4 Ttotal = max(t) - min(t);
5 dt = Ttotal/length(t);
6
7 sum = 0; % se inicializa en cero la suma acumulada
8 integral = []; % se inicializa el vector integral
9
10 % Para todos los elementos de la función f
11 for i = 1:length(f)
12
13     sum = sum + dt*f(i); % la suma acumulada es el valor
14                 % acumulado más el área bajo el diferencial dt
15
16     integral = [integral sum] %la integral en cada tiempo es el
17                 %acumulado hasta ese momento
18 end

```

A.10. Estimación de una constante “ruidosa” usando Kalman en MATLAB

```

z = 0.12 + 0.1*randn(1,100); % RUIDO GAUSSIANO
2
xhatminus = zeros(1,length(z));
4 xhat = zeros(1,length(z));
Pminus = zeros(1,length(z));
6 P = zeros(1,length(z));

8 %***** MODELO DEL SISTEMA *****
phi = 1;
10 H = 1;

12 %**** CONDICIONES INICIALES *****
Po = 1;
14 xo = 0;
xhat(1) = xo;
16 P(1) = Po;

18 %*** PARAMETROS DE AJUSTE DEL FILTRO ***
R = 0.01;
20 Q = 0.000001;

22 for k = 2:length(z)

24     % ECUACIONES DE ACTUALIZACION DE TIEMPO
xhatminus(k) = xhat(k-1);
26     Pminus(k) = P(k-1)+Q;

28     % ECUACIONES DE ACTUALIZACION DE MEDICION
K = Pminus(k)/( Pminus(k) + R);
30     xhat(k)= xhatminus(k) + K*( z(k) - xhatminus(k) );
P(k) = (1-K)*Pminus(k);

32
end
34 plot(z,'+'); hold on; plot(xhat,'r');

```

A.11. Filtrado *moving average* en MATLAB

```

1 function [s_acondicionada] = acondicionar(s)

3 k = 10;
for i = 1+k:length(s)-k
5     s(i) = sum(s( i-k:i+k))/(2*k+1);
end

```

A.12. Filtro de Kalman Angular en MATLAB

```

1 %***** LEER LOS DATOS DEL ARCHIVO *****
2 [col1,col2,col3,col4,col5,col6,col7,col8] = TEXTREAD('K_P_1.txt', '%n %n %n %n %n %n');
3
4 %***** CONSTRUIR EL VECTOR DE TIEMPO *****
5 Ttotal = max(col7) - min(col7);
6 dt = Ttotal/length(col7);
7 Fs = 1/dt; t=( dt )*( 0:length(col7)-1 );
8 acel = col2;
9 w = col4;
10 pot = col6;
11
12 %***** CALIBRACIÓN DE LA REFERENCIA *****
13 angulo_pot = 69.5*pot -54.3;
14
15 %***** CALIBRACION DEL ACELERÓMETRO *****
16 ka = 1.3600;
17 biasa = 1.8900;
18
19 %** CALCULO DEL ANGULO SEGUN EL ACELEROMETRO**
20 angulo_acel = asind( ka*(acel-biasa) );
21
22 %***** CALIBRACION DEL GIRÓSCOPO *****
23 kw = 133;
24 biasw = mean(w(1:100));
25 angulo_inicial = mean( angulo_pot(1:20) );
26 w = kw*(w-biasw);
27 angulo_w = integrar(w,t);
28 angulo_w = angulo_w + angulo_inicial;
29
30 %***** ACONDICIONAR LA SEÑAL DE REFERENCIA ***
31 angulo_ref = acondicionar(angulo_pot);
32
33 %***** MODELO DEL SISTEMA *****
34 phi = [1 dt; 0 1];
35 H = eye(2);
36 z = [angulo_acel'; w'];
37
38 %***** PARAMETROS DE AJUSTE DEL FILTRO *****
39 Q = [1.0200e-005 0;0 20.0000];
40 R = [0.030827 0; 0 2.2624];
41
42 %***** VARIABLES PARA EL FILTRO *****
43 xhatminus = zeros(size(z));
44 xhat = zeros(size(z));
45 Pminus = zeros(2,2,length(z));
46 P = zeros(2,2,length(z));
47
48 %***** CONDICIONES INICIALES *****
49 xhat(:,1) = z(:,1);
50 P(:,:,1) = [0.5 0; 0 0.5];

```

```

52 %***** CORRIDA DEL FILTRO DE KALMAN *****
53 for k = 2:length(z)
54
55     %**** ACTUALIZACION DEL TIEMPO *****
56     xhatminus(:,k) = phi*xhat(:,k-1);
57     Pminus(:, :, k) = phi*P(:, :, k-1)*(phi^(-1))+Q;
58
59     %**** ACTUALIZACIÓN DE LA MEDICION ***
60     K = Pminus(:, :, k)*(H')*(( H*Pminus(:, :, k)*(H') + R))^-1;
61     xhat(:, k)= xhatminus(:, k) + K*( z(:, k) - H*xhatminus(:, k) );
62     P(:, :, k) = (eye(n)-K*H)*Pminus(:, :, k);
63
64 end

```

A.13. Simplificación de la notación matricial de Kalman usando *syms* de MATLAB

```

%***** DECLARACION DE LOS SIMBOLOS UTILIZADOS *****
2 syms P_k_1 P11_k_1 P12_k_1 P21_k_1 P22_k_1 Q11 Q12
3 syms Q21 Q22 dt A Q R11 R12 R21 R22 R K k11 k12 k21 k22 Z
4 sms ztita ztitapoint Xhatminus titahatminus titapointhat
5 syms Xhat titahat titapointhat Xhat_k_1 titahat_k_1 titapointhat_k_1
6 syms Pminus_k P11minus_k P12minus_k P21minus_k P22minus_k
7 syms Pminus P11minus P12minus P21minus P22minus
8 syms Z_k ztita_k ztitapoint_k dt titapointhatminus

10 %***** ESPECIFICACION DEL MODELO ANGULAR *****
11 H = [0 1];
12 A = [1 dt; 0 1];
13 Pminus = [P11minus P12minus; P21minus P22minus];
14 K = [k11; k21];
15 Q = [Q11 Q12; Q21 Q22];
16 R = [R11 R12; R21 R22];
17 Z_k = ztitapoint_k;
18 Xhatminus = [titahatminus; titapointhatminus];
19 Xhat_k_1 = [titahat_k_1; titapointhat_k_1];
20 P_k_1 = [P11_k_1 P12_k_1; P21_k_1 P22_k_1];

22 %***** ECUACIONES DE ACTULIZACION DE TIEMPO *****
23
24 %**** Xhatminus_k = A*Xhat_k_1 ****
25 A*Xhat_k_1
26
27 %**** Pminus = A*P_k_1*A^-1+Q ****
28 A*P_k_1*A^-1+Q

30 %***** ECUACIONES DE ACTULIZACION DE MEDICION *****
31
32 %*** K = Pminus_k*(H')*((( H*Pminus_k*(H')+R )^-1) ***

```

```
34      simplify( Pminus*(H')*( ( H*Pminus*(H')+R )^-1) )  
35      %**** Xhat_k = Xhatminus + K*( Z - H*Xhatminus ) ****  
36      simplify( Xhatminus + K*( Z_k - H*Xhatminus ) )  
  
38      %***** P_k = (I-K*H)*Pminus *****  
      (eye(2)-K*H)*Pminus
```
