

Control inalámbrico para silla de ruedas motorizada accionado por movimiento

Proyecto Final

Horacio Saint André
Gastón Vallasciani

Director: Ing. Walter A. Gemín
Co-Directora: Dra. Ing. Graciela J. Fernández

Universidad Nacional de Mar del Plata
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica

Abril 2016



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Agradecimientos

A nuestros directores Walter Gemín y Graciela Fernández por guiar este trabajo y responder a nuestras inquietudes. A Raúl Rivera por su constante colaboración. A los docentes Jorge Castiñeira y Mónica Liberatori que también nos brindaron su ayuda y a todos los docentes que a lo largo de la carrera nos han formado para que podamos llevar a cabo este proyecto.

Horacio y Gastón

A mis padres por brindarme la invaluable posibilidad de realizar una carrera universitaria y apoyarme incondicionalmente a lo largo de mi vida. A mi hermana Josefina con la que viví durante todos estos años, por su compañía y aportes para este trabajo. A mi novia Amalia por sus múltiples aportes al proyecto y siempre incentivarme y ayudarme a perseguir mis sueños y alcanzar mis metas. A Gastón por su amistad y haber llevado a cabo este proyecto juntos. Finalmente a todos mis amigos y familiares que siempre están a mi lado.

Horacio

A mis viejos por su apoyo incondicional en todas las etapas de mi vida y por apoyarme en todas mis decisiones aunque éstas impliquen alejarme de ellos. A mis hermanas Fran y Mariajo por su cariño y por acompañarme a lo largo de mi vida. A mi novia Nuria por apoyarme todos estos años, por afrontar conmigo tanto los momentos buenos como los momentos difíciles de nuestras vidas. Más allá de la distancia y las dificultades siempre estuvo a mi lado. A Clau, a Lula, a Ana y a Matilde por hacerme sentir como en casa siempre. A Horacio por enfrentar este proyecto conmigo, sin duda es bueno trabajar con un compañero pero es mejor cuando se hace con un amigo. A todos mis amigos que me acompañaron durante la carrera, ya sea en el ámbito universitario o fuera de él, hicieron que la carrera resultara más amena. A todos ellos simplemente gracias.

Gastón

Resumen

El proyecto consistió en el diseño de un control inalámbrico accionado por movimientos, para una silla de ruedas motorizada. El sistema registra los movimientos mediante el uso del giróscopo L3G4200D[®] de la empresa STMicroelectronics cuyas mediciones son entregadas al usuario en formato digital a través de I²C o SPI en la unidad grados por segundo. Para adquirir y procesar las señales se utilizó el microcontrolador de 8 bits PIC18F2550 de la compañía Microchip. La programación de éste se realizó en lenguaje C con el software PICC Compiler[®] de CCS. Las señales son filtradas mediante un filtro de Kalman y, opcionalmente, se realiza una promediación. Luego se efectúa un proceso de integración en el tiempo para obtener el desplazamiento angular realizado en el movimiento. Posteriormente se escalan dichos ángulos para que se ajusten a los valores con los que trabaja el sistema de potencia de los motores y se los transmite a través del módulo Bluetooth[®] HC-05 de ITead Studio. A su vez se desarrolló una aplicación de entrenamiento mediante interfaz gráfica para computadora en el lenguaje Visual Basic[®] que incorpora el entorno de desarrollo Microsoft Visual Studio 2013.

El dispositivo final presentó estabilidad en las mediciones y buena respuesta a los movimientos. La aplicación de computadora resultó de gran utilidad para entrenar los movimientos y poner a punto el sistema. Finalmente se logró manejar exitosamente una silla de ruedas a escala, pudiendo controlarla con precisión y sortear obstáculos con facilidad.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	II
Lista de figuras	V
1. Introducción	2
1.1. Objetivos	2
1.2. Situación actual	3
1.2.1. Joystick	3
1.2.2. Reconocimiento de voz	4
1.2.3. Ondas cerebrales	4
2. Marco teórico	6
2.1. Discapacidad	6
2.1.1. Lesión medular	6
2.2. Giróscopo	9
2.2.1. Giróscopo rotatorio	9
2.2.2. Giróscopo vibratorio	9
2.2.3. Giróscopo seleccionado	11
2.2.4. Tratamiento de señales	16
2.3. Bluetooth®	21
2.3.1. Banda ISM	21
2.3.2. Arquitectura del sistema Bluetooth®	22
2.3.3. Capa Física	23
2.3.4. Descripción general de funcionamiento	24
2.3.5. Capa de Enlace	26
2.3.6. Versiones	26
2.3.7. Módulo HC-05	27
2.3.8. Exposición a la radiación	28
2.4. Microcontrolador	32

3. Anteproyecto	36
3.1. Herramientas	36
3.1.1. Microcontrolador	36
3.1.2. Módulo Bluetooth®	36
3.2. Mediciones	37
3.2.1. Caracterización del giróscopo	37
3.2.2. Corrección de Offset	44
3.2.3. Filtrado	44
3.3. Comunicación UART	50
3.4. Prototipos preliminares	52
4. Proyecto	54
4.1. Configuraciones seleccionadas	54
4.1.1. Giróscopo	54
4.1.2. Microcontrolador	54
4.1.3. Bluetooth®	55
4.2. Programa principal	55
4.3. Prototipo final	63
4.4. Ensayos	64
5. Discusión	70
6. Conclusión	72
A. Silla de ruedas a escala	73
B. Configuración detallada del giróscopo	75
C. Circuito esquemático del prototipo final	77
Bibliografía	80

Índice de figuras

1.1. Joystick de silla de ruedas motorizada comercial.	3
1.2. Sistema de control por BCI.	5
2.1. Médula espinal con la numeración de las vértebras y metámeras.	8
2.2. Principio de funcionamiento del Giróscopo vibratorio.	10
2.3. Principio de giróscopo MEMS de anillo vibrante.	11
2.4. Giróscopo L3G4200D [®]	11
2.5. Giróscopo L3G4200D [®] de STMicroelectronics.	12
2.6. Funcionamiento interno del giróscopo.	13
2.7. Características eléctricas.	13
2.8. Características mecánicas.	14
2.9. Operación del filtro de Kalman.	19
2.10. Métodos de integración (de izquierda a derecha, backward, forward y trapecios).	20
2.11. Pila de Protocolos Bluetooth [®]	22
2.12. Coexistencia entre Bluetooth [®] y WI-FI.	24
2.13. Bluetooth [®] Piconet.	25
2.14. Bluetooth [®] Scatternet.	25
2.15. HC-05, ITead Studio.	28
2.16. Espectro electromagnético.	29
2.17. Radiación EM no ionizante.	30
2.18. Familia de PIC [®] de 8 bits.	33
2.19. Kit de desarrollo.	34
2.20. Formato de la trama de comunicación UART.	34
2.21. Muestreo de bits en la comunicación UART.	35
3.1. Diagrama en bloques del giróscopo.	37
3.2. Adquisición Velocidad Angular Eje X, Eje Y y Eje Z.	40
3.3. Ejemplo: ODR = 100 Hz, LPF2 = 12.5 Hz, HPF = 0.01 Hz.	41
3.4. PDF Normal vs Densidad de muestras Eje X.	42
3.5. PDF Normal vs Densidad de muestras Eje Y.	43
3.6. PDF Normal vs Densidad de muestras Eje Z.	43
3.7. Comparación Eje X promediado vs Eje X sin promediar.	45

3.8. Muestra de velocidad angular filtrada.	47
3.9. Velocidad angular filtrada.	49
3.10. Comparación entre los tres filtros.	50
3.11. Joystick de potenciómetros.	51
3.12. Diagrama de bloques del prototipo con Demo Board.	52
3.13. Prototipo con PIC 16F88	53
4.1. Diagrama en flujo del programa principal.	56
4.2. Diagrama en flujo de la librería de Bluetooth®.	57
4.3. Diagrama en flujo de la adquisición de señales.	60
4.4. Diagrama en flujo de la funcionalidad del pulsador.	62
4.5. Prototipo final.	64
4.6. Orientación del giróscopo.	64
4.7. Aplicación de entrenamiento.	65
4.8. Avance.	66
4.9. Giro corto hacia la izquierda.	67
4.10. Giro largo hacia la derecha.	68
4.11. Visual de la aplicación en funcionamiento.	68
A.1. Forma de cálculo para el PWM.	73
A.2. Silla de ruedas a escala.	74

Capítulo 1

Introducción

Desde hace décadas una preocupación de la sociedad es reducir las barreras comunicacionales y de integración que separan a personas con capacidades diferentes. El avance de la tecnología ha permitido desarrollar herramientas que ayudan a las personas con enfermedades o lesiones neurológicas a expresarse, a movilizarse por sí mismos y a estar en contacto de forma dinámica con el mundo que los rodea. Las sillas de ruedas motorizadas constituyen un valioso aporte al proceso de integración de las personas discapacitadas proporcionando autonomía de movimientos.

Hoy en día la mayoría de las sillas de ruedas motorizadas que existen en el país son importadas, de diferentes fabricantes, sin servicio postventa y carecen de información técnica y repuestos para su mantenimiento. De las partes que componen un sistema de movilidad como éste, la circuitería de control y potencia es clave ya que es muy costosa su importación, representando en muchos casos hasta un 50 % del valor de una silla nueva. Esto origina la necesidad de desarrollar tecnología nacional que reemplace a este sistema, con componentes de fácil adquisición en el mercado local y que pueda adaptarse a cualquier modelo de silla.

1.1. Objetivos

El proyecto consiste en desarrollar un control para una silla de ruedas motorizada, basado en la utilización de un giróscopo como sensor. Dicho giróscopo se coloca en la parte del cuerpo sobre la cual la persona tenga mejor control y sienta mayor comodidad de usar. Debido a las características del usuario se debe prescindir de cables que dificulten el buen desempeño del sistema, con lo cual el dispositivo se debe comunicar de forma inalámbrica con el sistema de actuadores. A su vez, el dispositivo debe ser liviano y de bajo consumo para que pueda ser alimentado mediante una batería recargable.

1.2. Situación actual

Los fabricantes de soluciones para la movilidad de personas discapacitadas han incursionado en varias áreas para realizar controles, utilizando diversos tipos de dispositivos y tecnologías que aprovechan alguna característica física de la persona para generar señales útiles.

1.2.1. Joystick

Actualmente es la tecnología más difundida para el manejo de sillas de ruedas motorizadas debido a su simpleza y bajo costo. Ofrece al usuario la posibilidad de accionamiento utilizando las manos, los pies o incluso la boca. La figura 1.1¹ ilustra un control como los que se encuentran en las sillas de ruedas comerciales, en este caso el usuario además puede seleccionar velocidades, encender o apagar, accionar una bocina y monitorear el estado de las baterías.



Figura 1.1: Joystick de silla de ruedas motorizada comercial.

Ventajas

Se caracteriza por ser un sistema muy robusto y simple de usar. Debido a que está basado en un potenciómetro, la circuitería requerida para la obtención de señales no presenta un costo elevado.

Desventajas

Las personas con discapacidades muy severas pueden encontrarse imposibilitados de emplear estas modalidades de accionamiento ya que pueden presentar un alto grado de debilidad en los músculos. A su vez, durante el movimiento, ocupa constantemente una mano.

¹Imagen extraída de <http://www.care-quip.com.ar/>

1.2.2. Reconocimiento de voz

Otra alternativa para realizar el control de una silla de ruedas eléctrica, dependiendo del tipo de discapacidad del usuario, es la que emplea el reconocimiento de voz. Utiliza determinados comandos como señal de control que se adquieren mediante un micrófono y se procesan para ejecutar las acciones.

Ventajas

Permite al usuario prescindir de controles que tenga que manejar con algún miembro del cuerpo. Se puede lograr una importante cantidad de comandos dependiendo de las capacidades de la persona. Utiliza un dispositivo de adquisición relativamente sencillo y fácil de conseguir ya que consta de un micrófono conectado a un conversor analógico digital (ADC).

Desventajas

Requiere del uso intensivo de algoritmos de procesamiento y en muchos casos la persona incluso tiene limitaciones para expresarse verbalmente. En ambientes ruidosos la lectura de los comandos se vuelve dificultosa, con lo cual requiere de sensores que eviten accidentes.

1.2.3. Ondas cerebrales

Los controles basados en ondas cerebrales (BCI) aprovechan la actividad cerebral para recopilar señales, encontrar patrones y accionar el sistema de movimiento. El usuario debe “entrenar” al software de procesamiento para que reconozca los patrones y así asociarlos a movimientos. La figura 1.2 muestra una vincha utilizada para un control por BCI basado en electroencefalograma (EEG).

Ventajas

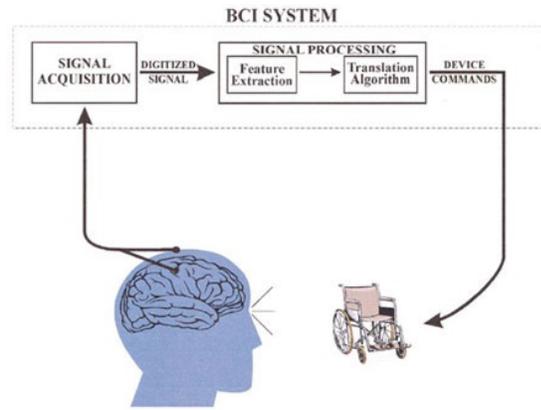
Una vez entrenado el sistema y puesto a punto, permite al usuario manejar la silla de una forma más natural ya que utiliza el pensamiento, lo cual a su vez libera los miembros de la persona para que pueda usarlos en otra tarea. No se pone en juego la fuerza de la persona, ya que no existen actuadores mecánicos, y el ruido ambiente no genera problemas.

Desventajas

Debido a la naturaleza de las señales con las que trabaja, la plataforma se vuelve muy costosa por la capacidad de procesamiento que requiere. No puede ser usado por cualquier persona, en ocasiones los patrones pueden demorar varios segundos



Vincha de lectura de EEG



Modo de funcionamiento

Figura 1.2: Sistema de control por BCI.

en ser reconocidos y por lo tanto este sistema también requiere de sensores que eviten accidentes.

Capítulo 2

Marco teórico

En este capítulo se abordarán los conceptos teóricos necesarios para desarrollar y comprender cada una de las etapas del proyecto.

2.1. Discapacidad

El proyecto está orientado a personas que por algún proceso patológico o traumático presentan un cuadro de paraplejía o cuadriplejía. Esto implica que han perdido totalmente la movilidad de los miembros inferiores y de forma total o parcial la de los miembros superiores. Es relevante hacer una revisión de los aspectos más básicos que se presentan en los distintos tipos de discapacidades a fin de comprender mejor la situación del entorno en el cual se desarrollará el proyecto. Las patologías que dan como resultado estos cuadros de paraplejía o cuadriplejía son las lesiones medulares.

2.1.1. Lesión medular

Se define como cualquier proceso patológico o traumático que afecte a la médula espinal. Las causas de mayor incidencia son:

- Congénitas: esclerosis lateral amiotrófica (ELA), mielomeningocele, infecciones, tuberculosis.
- Traumatismos: accidente en moto, accidentes deportivos (rugby), zambullidas en piletas.
- Heridas por arma de fuego o arma blanca.

La funcionalidad de estas personas dependerá del nivel de la lesión medular. En el siguiente cuadro se describe la funcionalidad de las personas de acuerdo al nivel

de metámera indemne.¹

Metámera indemne	Habilidad funcional
C5	Silla de ruedas eléctrica Esencialmente dependiente No se mantiene sentado sin apoyo No posee función en manos Equipado con ortesis de suspensión lograría movimientos de flexo-extensión de brazo
C6 sin triceps indemne	Confinado a silla de ruedas No usa ortesis de suspensión Presiones débiles con ambas manos aprovechando el efecto tenodésico
C6 con triceps indemne	Propulsa silla de ruedas adaptada Es independiente con las adaptaciones pertinentes
C7	Usa cualquier tipo de silla de ruedas Independiente en actividades de la vida diaria (AVD) Limitaciones en la flexo-extensión de dedos
C8 y T1	Pasaje de silla de ruedas al suelo y viceversa Independencia total en AVD y tareas de la casa

Cuadro 2.1: Funcionalidad según nivel de metámera indemne.

Las lesiones a nivel C1 a C3 no se tienen en cuenta dado que a este nivel se encuentra la inervación para el músculo diafragma y en caso de seccionarse dicha inervación la persona moriría por asfixia.

El cuadro 2.1 trata de traumatismos y heridas, es decir, situaciones en las cuales se ha producido una sección de la médula. En los casos de enfermedades congénitas la sintomatología y por ende las habilidades funcionales dependerán de la patología en cuestión y su grado de evolución.[1]

En la figura 2.1² se muestra la médula espinal. Del lado izquierdo se encuentran las vértebras y del lado derecho las metámeras.

¹Metámera indemne hace referencia al nivel medular que no está afectado y no se corresponde necesariamente con el segmento óseo.

²Imagen extraída de <http://www.institutocora.es/cerebro-y-medula-espinal-centro-cora/>

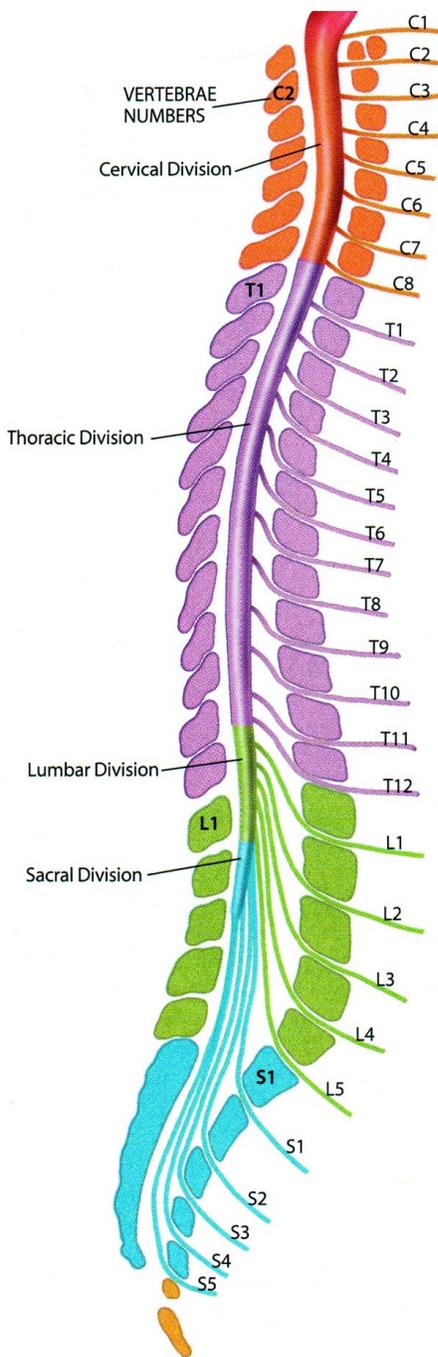


Figura 2.1: Médula espinal con la numeración de las vértebras y metámeras.

Las características de las lesiones anteriormente descritas demandan que se tengan en cuenta los siguientes puntos para no aumentar el nivel de discapacidad:

- Tamaño y peso: es un factor crítico, por lo cual deberá minimizarse lo má-

ximo posible.

- Sensibilidad: no exceder inclinaciones de más de $\pm 30^\circ$ en caso de ser utilizado en la cabeza para evitar sobrecargas en la articulación del cuello y fatiga ocular. Considerar un intervalo de $\pm 5^\circ$ de inactividad en el punto de reposo para contemplar pequeños movimientos involuntarios.
- Seguridad: debe ser seguro en cuanto a radiaciones, temperatura y golpes.

2.2. Giróscopo

Un giróscopo es un instrumento capaz de medir rotación angular. Se distinguen los que miden velocidad angular instantánea de los que miden cambios en el ángulo rotado. Los primeros son los denominados *rate gyros* y los segundos *rate integrating gyros (RIG)*. Desde el punto de vista de los principios físicos utilizados los giróscopos pueden clasificarse en rotatorios, vibratorios y ópticos. Teniendo en cuenta las clasificaciones antes mencionadas existen diversas variantes como los rotativos, de monolito de silicio, láser, fibra óptica o cuánticos. Se mencionará sólo el rotativo ya que fue el primero en ser inventado y el vibratorio, en particular el de monolito de silicio, dado que es el de interés para este proyecto.

2.2.1. Giróscopo rotatorio

La base de su funcionamiento consiste en el principio fundamental de conservación del momento angular. En cualquier sistema de partículas, el momento angular total del sistema, relativo a cualquier punto fijo en el espacio, permanece constante siempre que no actúen fuerzas externas sobre el sistema.

Un giróscopo mecánico está compuesto por un disco macizo capaz de rotar libremente sobre un eje, que en sí está confinado dentro de una estructura que es capaz de rotar libremente sobre uno o dos ejes. Un giróscopo puede ser fabricado para emitir una señal proporcional a la velocidad angular respecto a un eje perpendicular al eje de giro. Cuando el disco rota libremente, tiende a conservar la posición axial. Si la plataforma sobre la que está montado el giróscopo rota sobre un determinado eje, el giróscopo generará un torque (señal de salida) respecto a un eje perpendicular.

2.2.2. Giróscopo vibratorio

Su funcionamiento consiste en una masa vibrante forzada a rotar en la que se originan fuerzas de Coriolis, éstas aparecen siempre que este cuerpo se mueva linealmente en un marco de referencia que está rotando respecto a un eje perpendicular al del movimiento lineal. Estas fuerzas inducen vibraciones secundarias

ortogonales a la vibración original y al eje de rotación. De este modo, parte de la energía del modo de vibración primario es transferida a un modo secundario debido a la rotación. La amplitud de las oscilaciones secundarias debida a la transferencia resulta ser así una medida de la velocidad angular sobre el eje sensible del instrumento. Este principio ha dado lugar a diversos desarrollos de giróscopos sin motores, partes rotatorias, ni rodamientos, construidos con tecnología MEMS. A continuación, en la figura 2.2 se presenta como ejemplo un diagrama del principio de funcionamiento de un giróscopo de doble diapasón de cuarzo de *Systron Donner Inertial*³.

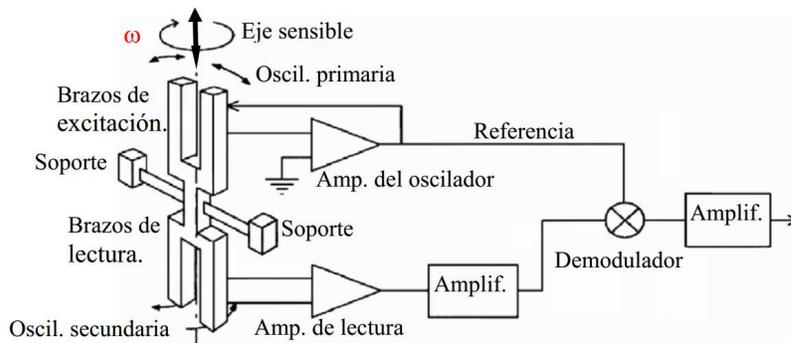


Figura 2.2: Principio de funcionamiento del Giróscopo vibratorio.

Giróscopos de monolito de silicio

Monolito de silicio hace referencia a que está compuesto por un único bloque de silicio. El giróscopo rotatorio no permite la realización del sistema en un único bloque, lo cual es requerido para muchas aplicaciones actuales, ya que contienen diversas partes que requieren de gran precisión de fabricación y ensamblado, lo que torna imposible la fabricación de dispositivos de bajo costo. El uso de tecnologías de micro-mecanizado permite crear sistemas micro-electro-mecánicos (MEMS), logrando el diseño de giróscopos diminutos donde el disco rotativo antes mencionado se reemplaza por un elemento vibrador. Además de permitir grandes volúmenes de fabricación, estos giróscopos son más robustos. En la figura 2.3 se ilustra la estructura del anillo micro-maquinado de un giróscopo de anillo vibratorio, en un bloque de silicio cristalino y los modos de excitación y sensor que determinan movimientos radiales en la periferia del anillo.

³*Systron Donner Inertial* es una empresa desarrolladora de sensores y sistemas inerciales basados en la tecnología MEMS

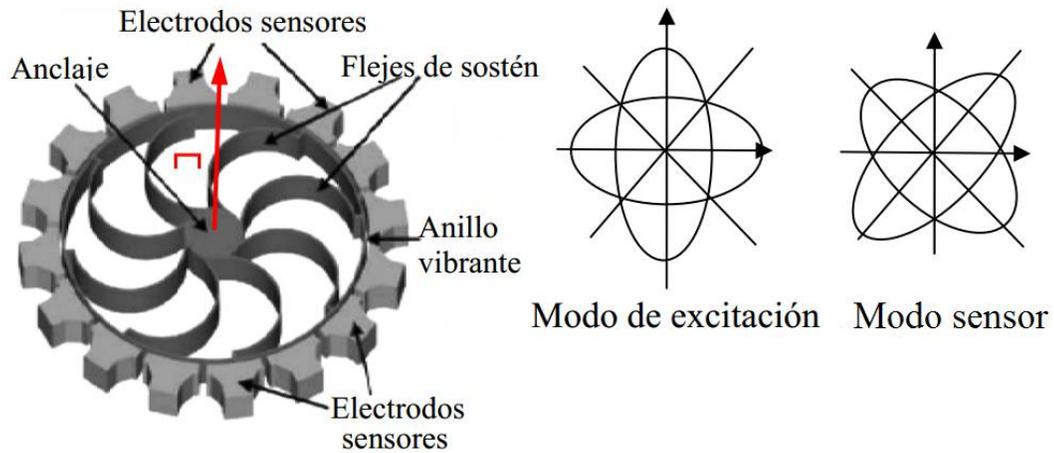


Figura 2.3: Principio de gir6scopo MEMS de anillo vibrante.

En los gir6scopos micromecanizados, la rotaci6n es reemplazada por vibraci6n y la aceleraci6n resultante puede ser detectada y relacionada a la velocidad de movimiento. En lugar de una masa siguiendo una trayectoria circular como en los gir6scopos convencionales, la masa se puede suspender y hacer que se mueva linealmente en un simple movimiento arm6nico.[2][3]

2.2.3. Gir6scopo seleccionado

El gir6scopo seleccionado para generar las se1ales de control es el L3G4200D® de STMicroelectronics construido con tecnologa MEMS. En la figura 2.4 se encuentra montado sobre una placa con la circuitera adicional que indica la hoja de datos. Los pines ofrecidos al usuario son los de alimentaci6n, interfaz digital de entrada y salida e interrupciones.

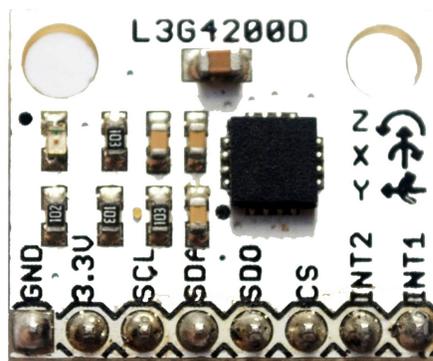


Figura 2.4: Gir6scopo L3G4200D®.

Características

Es un sensor de velocidad angular de 3 ejes y bajo consumo del tipo vibratorio, capaz de ofrecer una gran estabilidad de velocidad nula y de sensibilidad sobre temperatura y tiempo. Posee una interfaz digital basada en SPI e I²C. Se comercializa mediante el empaquetado *land grid array* (LGA) (figura 2.5 (a)) de 16 pines, presenta un amplio rango de voltajes de alimentación y opera dentro del rango de temperaturas de -40 °C y +85 °C.

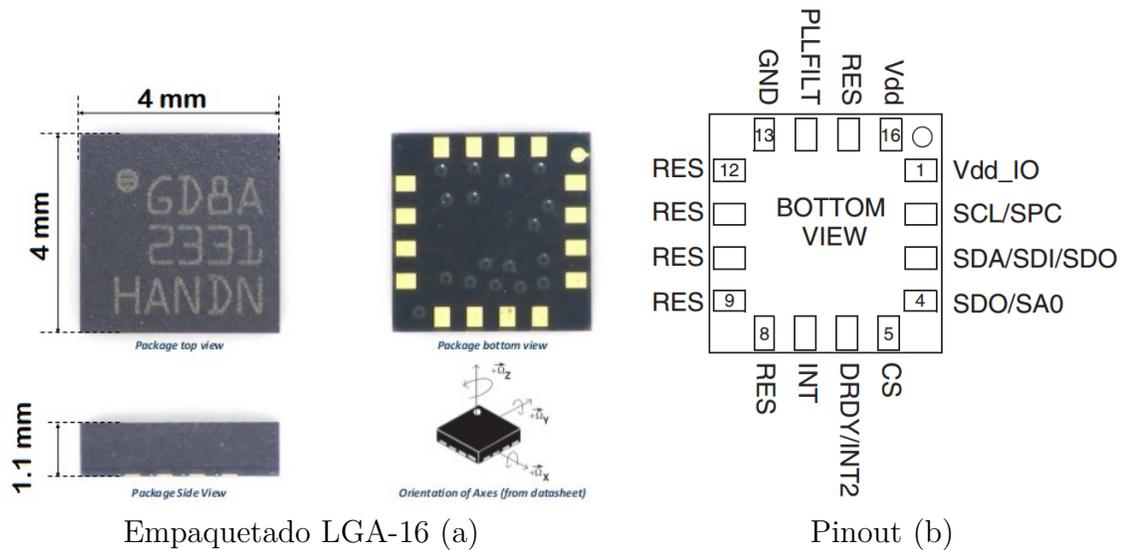


Figura 2.5: Giróscopo L3G4200D[®] de STMicroelectronics.

En la figura 2.6 se muestra el principio de funcionamiento del giróscopo seleccionado. La masa vibratoria consiste de 4 partes, M1, M2, M3 y M4. Las mismas realizan un movimiento hacia adentro y hacia afuera simultáneamente a una determinada frecuencia en el plano horizontal. Cuando se genera una velocidad angular en alguno de los ejes, por ejemplo el eje X, el efecto de Coriolis hace que M1 y M3 se muevan en sentidos contrarios hacia arriba y hacia abajo en el plano perpendicular a X formado por YZ, como indican las flechas rojas y amarillas. Dicho movimiento se traduce en un cambio de capacidad que es medido por el circuito interno y convertido a una señal de voltaje. Debido al esquema diferencial de medición, si se aplica una aceleración lineal a cualquiera de los ejes, M1, M2, M3 y M4 se moverán en el mismo sentido, dando como resultado una variación de capacidad nula. Esto implica que el dispositivo tiene la capacidad de rechazar aceleraciones lineales como golpes o vibraciones.[4]

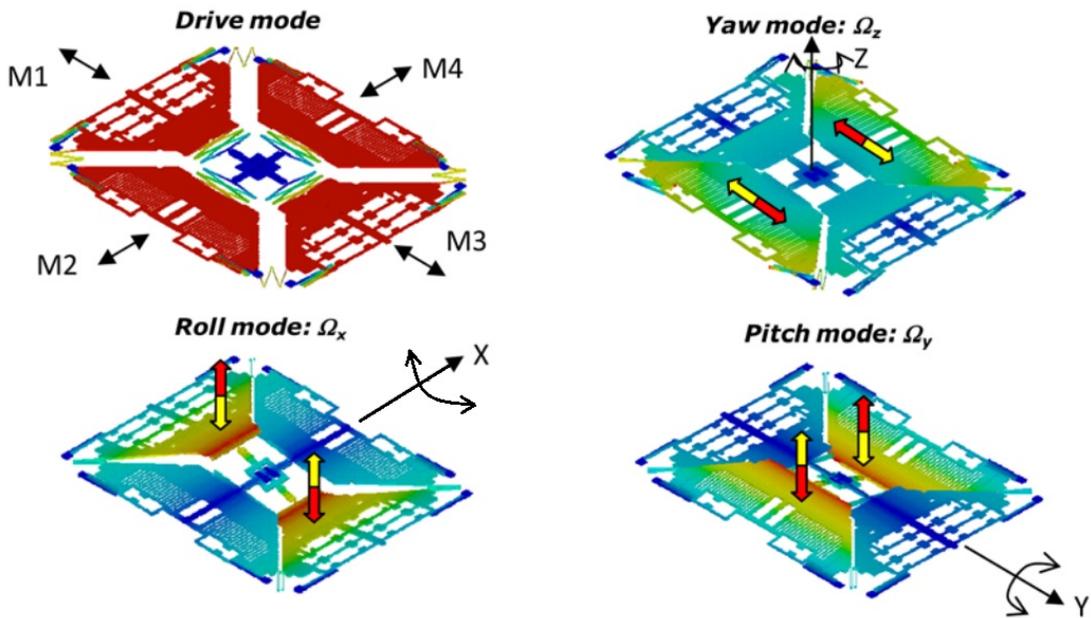


Figura 2.6: Funcionamiento interno del gir6scopo.

Las figuras 2.7 y 2.8 muestran las caracter6sticas el6ctricas y mec6nicas respectivamente.

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
Vdd	Supply voltage		2.4	3.0	3.6	V
Vdd_IO	I/O pins supply voltage ⁽³⁾		1.71		Vdd+0.1	V
Idd	Supply current			6.1		mA
IddSL	Supply current in sleep mode ⁽⁴⁾	Selectable by digital interface		1.5		mA
IddPdn	Supply current in power-down mode	Selectable by digital interface		5		μ A
Top	Operating temperature range		-40		+85	$^{\circ}$ C

Figura 2.7: Caracter6sticas el6ctricas.

Symbol	Parameter	Test condition	Min.	Typ. ⁽²⁾	Max.	Unit
FS	Measurement range	User-selectable		±250		dps
				±500		
				±2000		
So	Sensitivity	FS = 250 dps		8.75		mdps/digit
		FS = 500 dps		17.50		
		FS = 2000 dps		70		
SoDr	Sensitivity change vs. temperature	From -40 °C to +85 °C		±2		%
DVoff	Digital zero-rate level	FS = 250 dps		±10		dps
		FS = 500 dps		±15		
		FS = 2000 dps		±75		
OffDr	Zero-rate level change vs. temperature ⁽³⁾	FS = 250 dps		±0.03		dps/°C
		FS = 2000 dps		±0.04		dps/°C
NL	Non linearity ⁽⁴⁾	Best fit straight line		0.2		% FS
DST	Self-test output change	FS = 250 dps		130		dps
		FS = 500 dps		200		
		FS = 2000 dps		530		
Rn	Rate noise density	BW = 50 Hz		0.03		dps/ sqrt(Hz)
ODR	Digital output data rate			100/200/ 400/800		Hz
Top	Operating temperature range		-40		+85	°C

Figura 2.8: Características mecánicas.

El dispositivo posee 26 registros accesibles para el usuario. Éstos se pueden resumir en 4 grupos principales: Medición, Filtrado, Interrupción y Memoria (FIFO).

Medición

Este grupo de registros permite configurar las características de medición del dispositivo. Es posible seleccionar el fondo de escala deseado entre $\pm 250/\pm 500/\pm 2000$ grados por segundo (dps). La velocidad de actualización de datos (ODR) entre 100/200/400/800 Hz. Permite habilitar y deshabilitar cualquiera de los ejes según necesidad. Los valores de velocidad angular de los ejes son entregados en el formato de 16 bits en complemento a 2.

Filtrado

El dispositivo posee dos filtros pasa bajos (LPF) y un filtro pasa altos (HPF). La frecuencia de corte del primer LPF queda fijada con la elección del ODR y la del segundo LPF y del HPF son seleccionables por el usuario.

Interrupción

La mayoría de los registros están dedicados a la configuración de este grupo. Se ofrecen dos líneas de interrupción dedicadas a dos tipos de eventos, una orientada a la disponibilidad de datos y otra al movimiento del dispositivo. La primera se puede configurar para que se active cuando los datos estén listos para ser leídos o para actuar según el estado de la FIFO. La segunda responde directamente al valor de velocidad angular medida según si es mayor o menor a un umbral fijado por el usuario. Para cada eje existe un registro de 16 bits en el cual se establece dicho umbral para la interrupción, el estado que debe tomar la línea y si se debe generar por exceso o por defecto. Es posible seleccionar a cuál o cuáles ejes debe responder y también si debe hacerlo mediante una lógica OR o AND. Además se puede seleccionar si la interrupción debe permanecer activa hasta que el usuario la restablezca o si debe seguir las variaciones de velocidad angular y la duración necesaria del evento para que sea reconocido.

Memoria

El giróscopo L3G4200D[®] posee 32 posiciones de memoria de 16 bits para cada uno de los ejes, lo cual permite ahorrar energía en aplicaciones de baja latencia ya que el microcontrolador no necesita descargar los datos continuamente, sino que puede entrar en modo de ahorro de energía (sleep) sin que se pierdan datos. Para ello se puede configurar el modo de operación para que se genere una señal de interrupción y así reactivar (wake-up) al microcontrolador cuando los datos estén listos para ser leídos.

Comunicación

Dispone de dos interfaces de comunicación serie, SPI e I²C. Se seleccionó I²C para la aplicación, la cual es compatible con el Fast-Mode que opera a 400 KHz.

El protocolo I²C funciona a través de dos líneas, una unidireccional, en la cual se transmite la señal de clock, llamada SCL y otra bidireccional, en la que se transmiten los datos, llamada SDA. Dichas líneas son del tipo open drain, por lo cual requieren de una resistencia de pull-up para funcionar adecuadamente. El protocolo permite la conexión de múltiples dispositivos y es multi-maestro multi-esclavo, lo cual significa que cualquiera puede officiar de maestro o de esclavo. Los dispositivos son identificados en el bus mediante direcciones de 7 o 10 bits, dependiendo del dispositivo. En el caso particular del L3G4200D[®] la dirección es de 7 bits de los cuales los 6 primeros son prefijados en fábrica y el último es seleccionable por el usuario dependiendo del nivel lógico del pin SDO, permitiendo la conexión de dos dispositivos iguales en un mismo bus. A continuación se muestran las secuencias para escribir y leer bytes.

Master	ST	SAD+W		SUB		DATA		SP
Slave			SAK		SAK		SAK	

Cuadro 2.2: Proceso de escritura de un byte en el esclavo.

La transmisión comienza con la señal de START (ST) que consiste en que el maestro haga una transición de alto a bajo de la línea SDA mientras mantiene la línea SCL en alto, con lo cual el bus se considera ocupado. A continuación se transmite un byte que contiene la dirección del esclavo en los 7 bits más significativos y el bit menos significativo es un cero para indicar que es una operación de escritura (SAD+W). Todos los dispositivos conectados en la línea toman el byte transmitido y lo comparan con sus propias direcciones, considerándose direccionado aquel dispositivo cuya dirección coincide con la enviada por el maestro. Es necesario que el esclavo emita una señal de reconocimiento (SAK) después de cada byte recibido. Para ello el maestro debe liberar la línea SDA y el esclavo colocarla en estado bajo durante el estado alto del siguiente pulso de clock. Recibido dicho SAK el maestro envía un byte (SUB) que es la dirección del registro que se desea escribir y debe esperar por su correspondiente SAK para luego enviar el byte de datos. Recibido el último SAK, el maestro debe ejecutar la señal de STOP (SP) que consiste en una transición de estado bajo a alto de la línea SDA mientras la línea SCL está en alto.

Master	ST	SAD+W		SUB		SR	SAD+R			NMAK	SP
Slave			SAK		SAK			SAK	DATA		

Cuadro 2.3: Lectura de un byte del esclavo.

Para el caso de lectura el proceso de arranque es exactamente igual al de escritura. Luego de enviar la dirección del registro del dispositivo sobre el que se desea efectuar la operación (SUB) y de recibido el respectivo SAK, se debe efectuar un start repetido (SR) y direccionar al dispositivo para lectura colocando el bit menos significativo en uno. El esclavo envía un SAK y luego el byte de datos que corresponde. En este caso como se lee un único byte, no es necesario que el maestro realice un SAK, solo debe ejecutar un SP.

2.2.4. Tratamiento de señales

Dado que las señales provenientes de estos tipos de sensores poseen ruido, es necesario filtrarlas para mejorar el desempeño. A su vez, ya que miden velocidad angular y el objetivo es poder detectar la posición angular, será necesario implementar un proceso de integración.

Filtro de Kalman

El filtro de Kalman es un estimador del tipo predictor-corrector óptimo en el sentido que minimiza la covarianza del *error* estimado cuando algunas condiciones se cumplen. Ha sido ampliamente desarrollado y utilizado en sistemas de navegación y posicionamiento, es por ello que se abordarán sus ecuaciones y forma de aplicación.

El filtro intenta estimar el estado $x \in \mathfrak{R}^n$ de un proceso discreto gobernado por la ecuación diferencial

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_k + w_{k-1}, \quad (2.1)$$

en el cual se realiza una medición en cada intervalo de tiempo $z \in \mathfrak{R}^m$ cuya forma es

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (2.2)$$

La matriz A relaciona el estado anterior $k-1$ con el estado actual k . Esta matriz podría cambiar en cada intervalo de tiempo pero se la considerará constante. La matriz B relaciona la entrada de control u (opcional) con el estado x . La matriz H relaciona la medición z_k con el estado x . Esta matriz también puede cambiar en cada intervalo de tiempo pero se la asume constante.

Las variables aleatorias w_k y v_k representan el ruido del proceso y de la medición respectivamente. Se asume que son independientes, blancos y con una distribución de probabilidad normal:

$$p(w) \sim N(0, Q) \quad (2.3)$$

$$p(v) \sim N(0, R) \quad (2.4)$$

En la práctica las matrices de covarianza Q y R pueden variar en cada medición pero se asumen constantes para la aplicación. Para implementar el algoritmo se define un estado estimado del momento k *a priori* $\hat{x}_k^- \in \mathfrak{R}^n$ dado el conocimiento del proceso antes del momento k , y se define un estado estimado *a posteriori* $\hat{x}_k \in \mathfrak{R}^n$ que será el resultado de la estima dada la medición z_k . Dado esto se define el error en la estima *a priori* y *a posteriori* como

$$e_k^- \equiv x_k - \hat{x}_k^- \quad (2.5)$$

$$e_k \equiv x_k - \hat{x}_k \quad (2.6)$$

La covarianza de la estima del error *a priori* y *a posteriori* es

$$P_k^- = E[\hat{e}_k^- \hat{e}_k^{-T}] = AP_{k-1}A^T + Q \quad (2.7)$$

$$P_k = E[\hat{e}_k \hat{e}_k^T] = (I - K_k H)P_k^- \quad (2.8)$$

La siguiente ecuación calcula \hat{x}_k en función de la predicción \hat{x}_k^- y de la diferencia pesada entre la medición z_k y su predicción $H\hat{x}_k^-$:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (2.9)$$

En estas ecuaciones K_k se conoce como la ganancia que minimiza la covarianza del error *a posteriori* (ecuación 2.8) y es de la forma:

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1}, \quad (2.10)$$

donde R proviene de la ecuación 2.4.

Finalmente las ecuaciones discretas del filtro de Kalman resultan:

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} + Bu_k \quad (2.11)$$

$$P_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (2.12)$$

Cuadro 2.4: Ecuaciones de predicción.

$$K_k = P_k^- H^T (HP_k^- H^T + R)^{-1} \quad (2.13)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H\hat{x}_k^-) \quad (2.14)$$

$$P_k = (I - K_k H)P_k^- \quad (2.15)$$

Cuadro 2.5: Ecuaciones de corrección.

A continuación se muestra la secuencia de operaciones que realiza el algoritmo de implementación del filtro de Kalman.

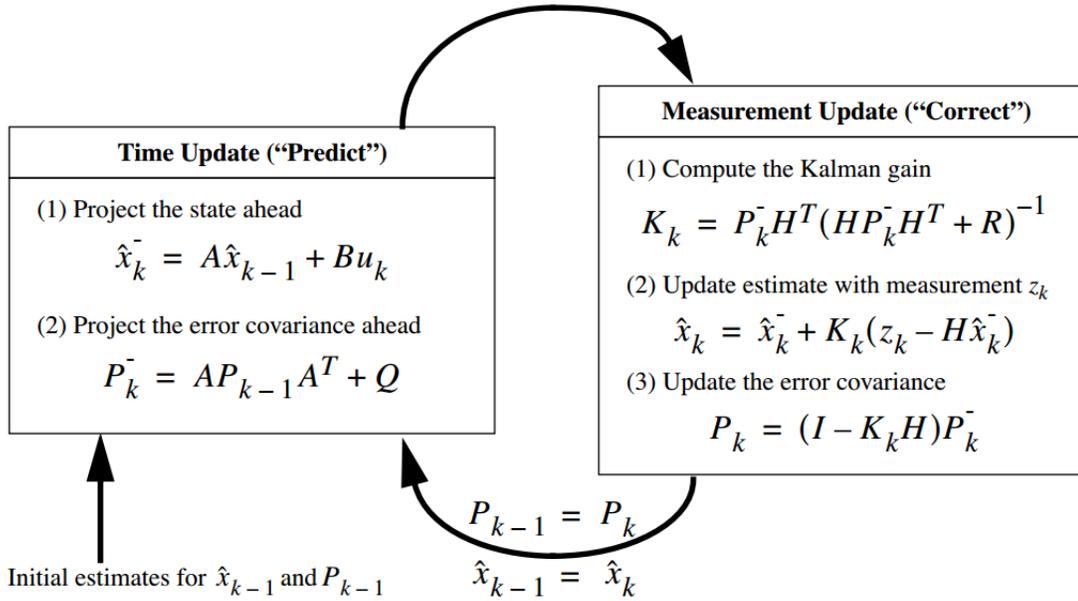


Figura 2.9: Operación del filtro de Kalman.

Se puede observar en la figura 2.9 que este filtro requiere que se mantenga la historia de solamente dos variables, lo cual representa un gran ahorro de memoria frente a otro tipo de filtros como los del tipo FIR o IIR.[5]

Integración

La ecuación física del movimiento circular uniforme $d\theta = \omega dt$ expresa que un cuerpo girando a una velocidad angular ω durante un período de tiempo dt realiza una rotación $d\theta$. En caso de que ω sea constante dt puede ser tan grande como se desee y la relación se cumple, siendo expresada como $\theta = \omega t$. En caso de que ω no sea constante y se comporte según una función continua $\omega(t)$, para poder calcular la variación de la posición en un tiempo T debería dividirse éste en intervalos de ancho dt tan pequeños como sea posible, cuanto más chicos más exacto será el resultado, siendo en el límite $dt = 0$. Luego realizando la suma de todos los productos $\omega(t_i)dt_i$ se puede obtener la posición θ . La operación matemática encargada de llevar a cabo este procedimiento es la integral definida y representa el área encerrada debajo de la curva $\omega(t)$ en el intervalo T :

$$\theta = \int_{t_1}^{t_1+T} \omega(t)dt \quad (2.16)$$

Dicha operación puede ser llevada al tiempo discreto, transformándose en una sumatoria en la cual el tiempo T es dividido en n intervalos no necesariamente

iguales y la función $\omega(t)$ se evalúa en cada uno de estos intervalos. Luego el cálculo de θ se realiza de la siguiente forma:

$$\theta = \sum_{i=0}^n \omega(t_i) \Delta t_i \quad (2.17)$$

Si la función $\omega(t)$ proviene de un fenómeno continuo, el resultado de la operación anterior será una aproximación ya que se está considerando que durante el intervalo Δt_i , $\omega(t)$ es constante, cuando en realidad no lo es. Sin embargo, dada la velocidad de rotación de un cuerpo, es posible definir un intervalo Δt en el cual la velocidad cambia tan poco que puede considerarse constante sin cometer un error significativo en el cálculo. Existen muchos métodos para implementar una integral discreta, a continuación se presentan los 3 métodos más simples:

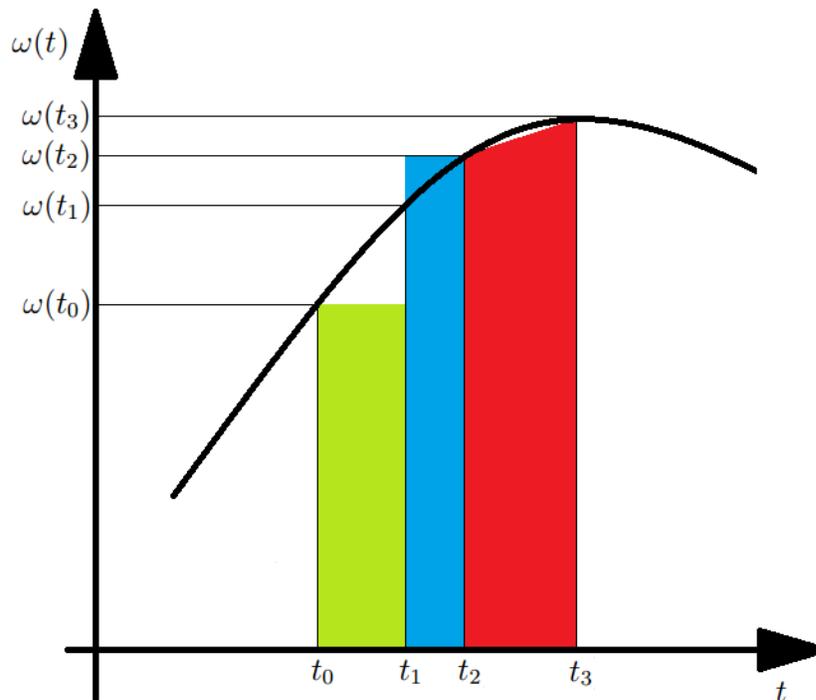


Figura 2.10: Métodos de integración (de izquierda a derecha, backward, forward y trapecios).

Los colores verde, azul y rojo representan los métodos backward, forward y trapecios respectivamente.

El primero de ellos toma la muestra $\omega(t_0)$ y la considera constante durante el intervalo siguiente $t_1 - t_0$. Se puede observar en la figura que este método comete

un error en defecto cuando la pendiente de la curva es positiva y un error en exceso cuando la pendiente es negativa.

El segundo método toma la muestra $\omega(t_2)$ y la considera constante durante el intervalo anterior $t_2 - t_1$. Este método comete el error a la inversa que el backward, cuando la pendiente es positiva, el error es en exceso y cuando es negativa, en defecto.

Finalmente el método de trapecios es un promedio de los dos métodos mencionados anteriormente. Es equivalente a sumar el resultado de aplicar backward y forward al intervalo $t_3 - t_2$ y dividir por dos. Realiza una suerte de interpolación lineal en el intervalo y computa el área bajo esa curva. El error cometido en la integración por este método es nulo cuando la pendiente de la curva es constante o nula, y usualmente comete menos error en el resto de los casos en comparación con los otros dos métodos. Basta con seleccionar un intervalo lo suficientemente chico comparado con la tasa de cambio del movimiento para que el error cometido sea despreciable.

2.3. Bluetooth[®]

Dentro de la gran variedad de tipos de comunicación inalámbrica disponibles, se optó por Bluetooth[®] por diversos motivos como la versatilidad, bajo costo, disponibilidad de módulos, material bibliográfico y sencillez de implementación. Hoy en día muchas computadoras y casi todos los teléfonos móviles traen Bluetooth[®] incorporado, lo cual representa una ventaja desde el punto de vista de adaptabilidad del dispositivo para responder a las necesidades particulares de cada usuario.

Bluetooth[®] es un estándar de comunicación de corto alcance destinado a reemplazar el cableado entre dispositivos electrónicos. Opera en la banda ISM (Industrial, Scientific and Medical) y fue originalmente concebido como la alternativa inalámbrica al estándar RS-232. Desde el diseño original de 1994 hasta la actualidad, se han realizado grandes modificaciones y avances en su desarrollo, dando como fruto un estándar con muy buenas características para diversas aplicaciones, pero a su vez convirtiéndose en un diseño complejo. En los siguientes párrafos no se intentará dar una descripción detallada de Bluetooth[®], sino una reseña de los aspectos más relevantes de la tecnología.

2.3.1. Banda ISM

La banda de frecuencias denominada ISM comprende diversas porciones del espectro electromagnético que pueden usarse libremente para fines industriales, científicos y médicos que difieran de telecomunicaciones, bajo ciertas condiciones establecidas por las regulaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU). Bluetooth[®] se sitúa en la porción del espectro electromagnético de 2.4 a

2.5 GHz⁴ pero utiliza de 2.402 a 2.48 GHz ya que deja dos bandas de guarda.

2.3.2. Arquitectura del sistema Bluetooth®

El sistema Bluetooth® se encuentra conformado por una pila de protocolos, la cual es presentada en la figura 2.11.

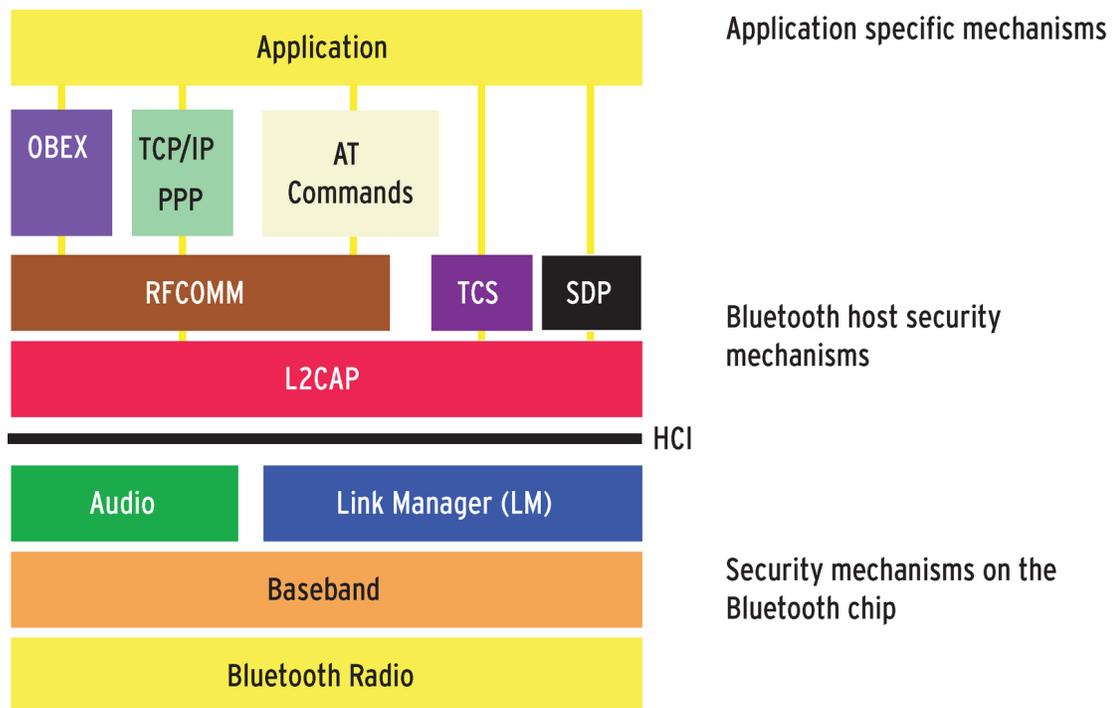


Figura 2.11: Pila de Protocolos Bluetooth®.

Las últimas tres capas conforman un subsistema denominado *Bluetooth® Controller*. A su vez, la pila de protocolos posee una interfaz denominada *Host Controller Interface (HCI)* que provee una interfaz estándar entre el *Bluetooth® Controller* y el resto del sistema denominado *Host*.

La pila o stack se compone de protocolos específicos como tecnología inalámbrica, Comandos AT, el protocolo de búsqueda de servicios SDP u otros protocolos adoptados como el protocolo de intercambio de objetos binarios OBEX.

A continuación, se presenta una breve descripción de los distintos protocolos para poder establecer una reseña del funcionamiento de la tecnología.

- **Radio:** capa más baja. Define los requisitos que debe seguir el transceptor del dispositivo que opera en la banda de los 2.4 GHz..

⁴Art 5.150 - Reglamento de Radiocomunicaciones 2012: la banda 2400 - 2500 MHz están designadas para aplicaciones industriales, científicas y médicas.

- **Banda base/control de enlace:** permite el enlace físico de radiofrecuencia (RF) entre las unidades Bluetooth[®]. La capa de banda base se encarga de la gestión de los canales y temporización, mientras que la de control del enlace controla el acceso a los canales. Bluetooth[®] presenta dos tipos de enlaces físicos: Sincrónico orientado a la conexión (SCO) y asincrónico sin conexión (ACL).
 - **ACL:** se encuentra orientado al tráfico de paquetes de datos.
 - **SCO:** soporta tráfico de audio en tiempo real.
- **Protocolo de gestión de enlace (LMP):** es responsable del establecimiento y configuración del enlace entre los dispositivos, gestionando y negociando los paquetes de banda base. El protocolo LMP se encarga también de los aspectos de seguridad, como la autenticación y encriptado, generando, intercambiando y comprobando claves.
- **Protocolo de control del enlace lógico y adaptación L2CAP:** abstrae a las capas superiores de los detalles de los protocolos de capas inferiores. Además realiza multiplexación entre los distintos canales lógicos creados por las capas superiores.
- **RFCOMM:** permite la emulación de un puerto serie RS-232 sobre L2CAP proporcionando el mecanismo de transporte a servicios de capas más altas. De esta forma soporta la comunicación tradicional serie que aún hoy es ampliamente utilizada.
- **Protocolo de control telefónico (TCS):** define la señalización de control de llamadas para el establecimiento de llamadas de voz y datos entre dispositivos Bluetooth[®].
- **SDP:** proporciona a las aplicaciones un medio para realizar búsqueda de servicios y de sus características.
- **OBEX:** es el protocolo de comunicaciones adoptado y está construido sobre RFCOMM.

2.3.3. Capa Física

La banda de operación se divide en 79 canales de 1 MHz de ancho de banda en los cuales se transmite 1 Megasímbolo/s. Utiliza modulación en frecuencia GFSK donde un 1 binario se transmite como una desviación positiva en frecuencia y un 0 binario como una desviación negativa. Para transmitir estos pulsos utiliza una variante de la técnica de espectro esparcido por salto de frecuencia (FHSS) llamada espectro esparcido por salto de frecuencia adaptativo (AFH) que le otorga mayor

tolerancia a la interferencia del medio ya que evita los canales más ocupados. El mensaje se transmite cambiando el canal 1600 veces por segundo siguiendo una secuencia que es conocida tanto por el transmisor como por el receptor. Esto es importante ya que implica que Bluetooth® únicamente transmite por un período corto de tiempo en un mismo canal antes de saltar a otro, y por lo tanto reduce la posibilidad de interferencia con otros protocolos presentes en la banda ISM como 802.11b/g/n que transmite por periodos extensos de tiempo. Esta situación se presenta en la figura 2.12. De este modo, los dispositivos Bluetooth® usan la totalidad de la banda ISM disponible y, si una transmisión se ve afectada por una interferencia, la retransmisión se realizará en otro canal que esté libre.

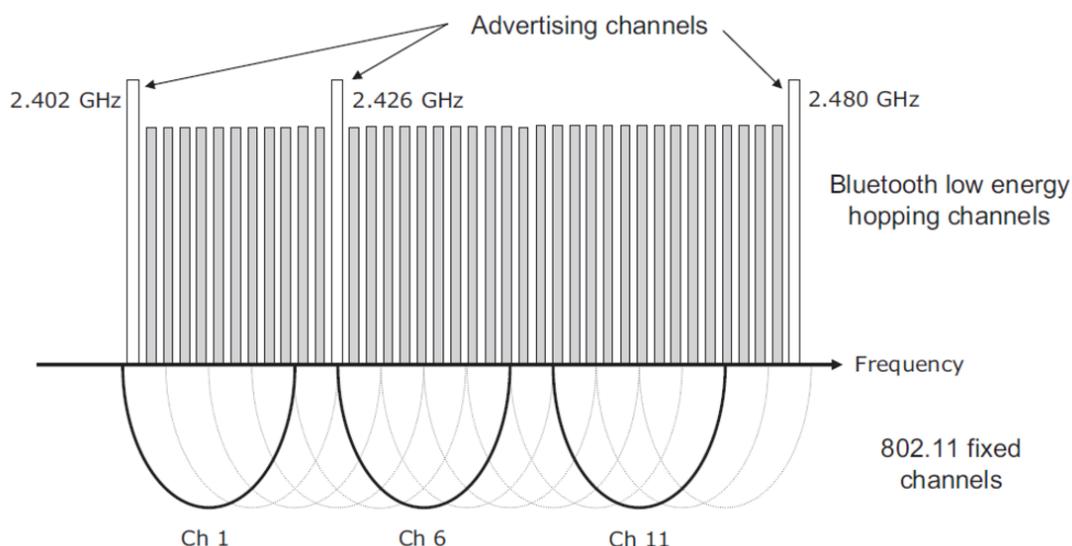


Figura 2.12: Coexistencia entre Bluetooth® y WI-FI.

2.3.4. Descripción general de funcionamiento

Durante una operación típica, un canal físico de radiofrecuencia es compartido por un grupo de dispositivos que se encuentran sincronizados a un clock común y a un mismo patrón de salto de frecuencia. Un único dispositivo provee la señal de sincronización de referencia y es conocido como el dispositivo *Maestro* o *Master*. Los demás dispositivos que conforman la conexión son los llamados dispositivos *Esclavos* o *Slaves*. Un grupo de dispositivos sincronizados de esta forma conforman una *Piconet*. Una piconet puede estar formada por un master y un único slave (conexión punto a punto), o por un master y varios slaves (conexión punto a multipunto). La comunicación se realiza únicamente entre el master y cada uno de los slaves. Es decir, no existe conexión entre slaves. A continuación en la figura 2.13 se presentan ejemplos de distintas piconets.

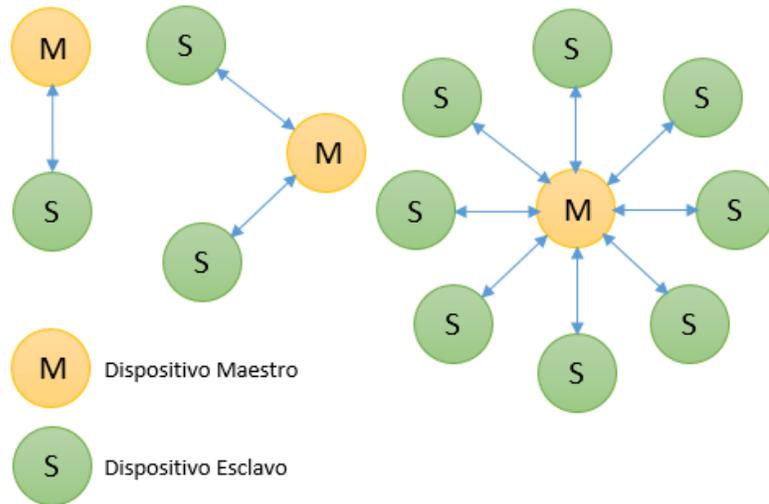


Figura 2.13: Bluetooth® Piconet.

La especificación limita el número de slaves presentes en una misma piconet a siete. No obstante, es posible realizar redes de mayor tamaño, de forma que se pueda cubrir un mayor espacio y conectar un mayor número de miembros. Esto se realiza enlazando varias piconets y formando una *Scatternet*. A continuación en la figura 2.14 se presenta un ejemplo de la misma.

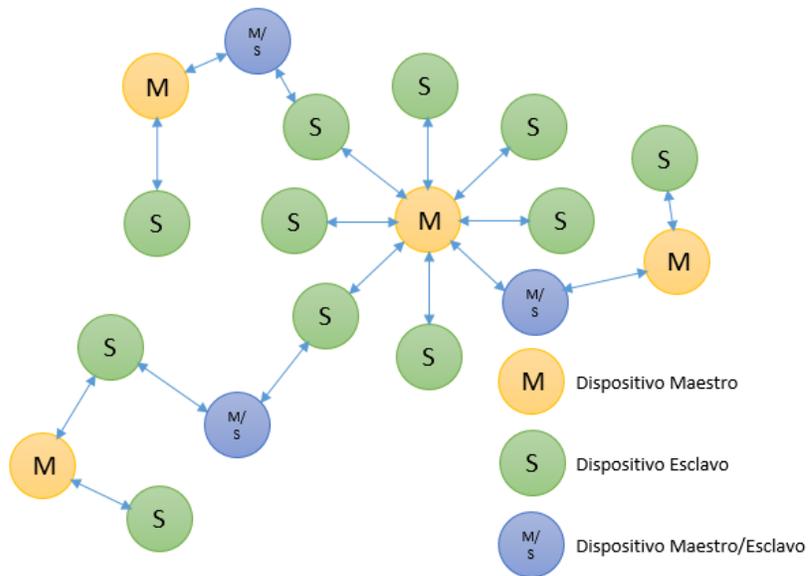


Figura 2.14: Bluetooth® Scatternet.

Los dispositivos presentes en una misma piconet utilizan un patrón específico de salto de frecuencia, el cual es determinado por campos presentes en la dirección del dispositivo y por el clock del dispositivo maestro. El patrón de salto básico es un patrón de salto pseudo-aleatorio sobre las 79 frecuencias en las que se subdivide la banda de trabajo.

2.3.5. Capa de Enlace

La capa de banda base contiene un algoritmo para calcular la secuencia de salto en base a la dirección y el reloj del maestro. Las direcciones son de 48 bits que se divide en tres grupos, una parte superior NAP de 16 bits asignada por la IEEE, una parte intermedia UAP de 8 bits también asignada por la IEEE y una parte baja LAP de 24 bits. Esta dirección se utiliza para identificar los dispositivos y direccionar los mensajes. Un dispositivo Bluetooth® para poder conectarse como maestro debe realizar una encuesta denominada *inquiry* mediante la cual solicita información a los dispositivos que están en el área de alcance. Los dispositivos que reciben esta encuesta pueden estar, o no, configurados para responderla. Aquellos que lo están, responden con su dirección. Una vez que el maestro tiene la dirección, puede iniciar el proceso de conexión. Por motivos de seguridad, Bluetooth® incorpora un sistema de conexión llamado *bonding* que se realiza a través de un sistema de vinculación llamado *pairing*. La forma en la que se lleva a cabo este proceso depende de la versión de Bluetooth®, en las primeras versiones bastaba con ingresar un código PIN, si ambos códigos coincidían, entonces la vinculación era exitosa. Versiones posteriores incorporan mayor seguridad en la vinculación mediante un mecanismo llamado *secure simple pairing (SSP)* que utiliza criptografía de clave pública y así previene de algunos tipos de vulnerabilidades. Una vez realizada la vinculación, los dispositivos no necesitan pasar por este proceso nuevamente, permitiendo que la conexión se lleve a cabo de forma automática y más rápido. La vinculación puede ser eliminada en cualquier momento a voluntad del usuario.[6]

2.3.6. Versiones

El desarrollo de Bluetooth® cuenta, a la fecha, con 4 versiones principales y algunas sub-versiones.

Versión 1

La versión 1.0 y 1.0B presentaba muchos problemas y obligaba a que la dirección fuera transmitida en el proceso de conexión. La versión 1.1 solucionó algunos de estos problemas e incluyó la indicación de intensidad de señal (RSSI). La versión

1.2 introduce mejoras en la anterior en cuanto a velocidad de conexión e incluye la técnica AFH. De la velocidad teórica de 1 Mbps logra en la práctica 721 Kbps.⁵

Versión 2

La versión 2.0+EDR introduce un *Enhanced Data Rate* que aumenta la velocidad de transmisión, que de los 3 Mbps teóricos alcanza 2.1 Mbps. EDR usa una combinación de GFSK con modulación de fase (PSK). La versión 2.1+EDR a su vez incluye el mecanismo de SSP.

Versión 3

Hay dos variantes de esta versión: 3.0 y 3.0+HS. La diferencia reside en si incluye o no la funcionalidad de alta velocidad. En el caso de que la incluya, en teoría podría alcanzar 24 Mbps pero no basándose en el enlace de Bluetooth®, sino en un enlace 802.11. A su vez incluye mejoras en el control de energía, pudiendo filtrar respuestas mediante el parámetro RSSI. También incluye mejoras a nivel de capa de sesión L2CAP.

Versión 4

La versión 4.0 es una combinación de las versiones anteriores y que hace mayor énfasis en el bajo consumo. Incluye el Bluetooth® clásico de las versiones 1 y 2 y la alta velocidad de la versión 3 se apoya sobre Wi-Fi. La parte de bajo consumo es una pila de protocolos totalmente nueva que tiene como objetivo poder llevar a cabo conexiones rápidas y que pueda ser soportado por baterías del tipo moneda y se reconoce por la sigla BLE (Bluetooth® Low Energy). La versión 4.1 presenta mejoras sólo a nivel de software en comparación con su predecesor mientras que la versión 4.2 incluye características compatibles con Internet de las cosas (IoT).

2.3.7. Módulo HC-05

La versión que mejor se adapta a la aplicación es la 4.0 debido a sus características de bajo consumo y de conexión rápida. Sin embargo, dado que el proyecto se trata de una investigación y no de un producto final y que no se disponen módulos Bluetooth® con versión 4.0 y sí con versión 2.0+EDR, se usarán estos últimos para desarrollar el control. Como el proceso de conexión es el mismo para ambas versiones, bastará con una adaptación de sintaxis en el programa principal para poder migrar a la versión superior.

Los módulos HC-05 (figura 2.15) de la empresa ITEAD Studio implementan la versión 2.0+EDR. Pueden ser configurados de forma sencilla mediante coman-

⁵Mbps y Kbps significa Mega (1.000.000) y Kilo (1.000) bits por segundo respectivamente.

dos AT e incorporan la funcionalidad de auto conexión con el último dispositivo vinculado al encenderse.[7]



Figura 2.15: HC-05, ITead Studio.

Características de Hardware

- **Sensibilidad típica:** -80dBm.
- **Potencia de transmisión de RF:** hasta +4dBm.
- **Rango de alimentación:** 1.8v y 3.1v - 4.2v.
- **Interfaz UART:** baud rate programable entre 9600, 19200, 38400, 57600, 115200, 230400, 460800 bps.
- **Antena integrada.**
- **Control PIO.**

2.3.8. Exposición a la radiación

Es importante analizar las implicancias en la salud de la utilización de un dispositivo que emite radiación electromagnética (EM). Primero es necesario ubicar la señal de Bluetooth® en el espectro electromagnético. La figura 2.16 muestra el espectro dividido en dos partes, radiación no ionizante y radiación ionizante junto a ejemplos cotidianos. La primera trata del segmento de frecuencias que no tienen la capacidad de arrancar electrones de la materia que ilumina, sino que sólo tiene la capacidad de aumentar la temperatura.⁶ La segunda corresponde a frecuencias que sí tienen la capacidad de arrancar electrones de la materia que ilumina. Bluetooth® se sitúa en el orden de los 2.4 a 2.5 GHz, con lo cual corresponde a la región de radiaciones no ionizantes. El hecho de que la radiación no ionizante no tenga la capacidad de arrancar electrones no implica que no pueda producir

⁶Existe una excepción llamada ionización no lineal que se realiza usando láseres de alta potencia.

efectos adversos en la salud de las personas. Por ello diversos organismos como el ANSI o el ICNIRP han redactado artículos con estudios y recomendaciones del uso de señales de radiofrecuencia (RF) junto a los niveles de potencia y tiempos de exposición que son seguros para la salud humana, para el rango de frecuencias de 100 KHz a 300 GHz. En Argentina estos temas son abordados por la Comisión Nacional de Comunicaciones (CNC).

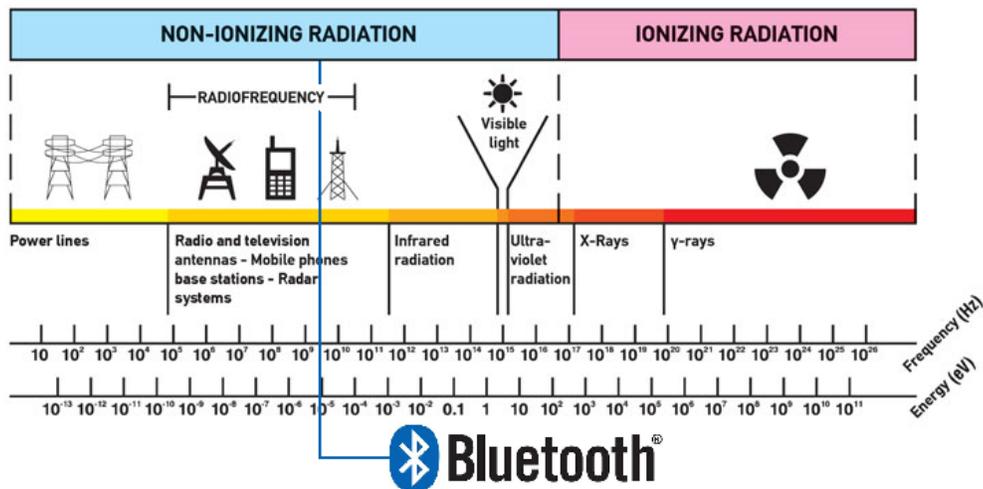


Figura 2.16: Espectro electromagnético.

La forma en la que el cuerpo humano absorbe la radiación EM varía según la zona del cuerpo y la frecuencia (Figura 2.17 (a)), por lo tanto existen diferentes formas de medir los efectos para diferentes rangos de frecuencias. Para el caso de Bluetooth®, la exposición se mide según el índice de absorción específico (SAR) en unidades de W/Kg. Se divide la exposición en dos tipos: ocupacional y público general. En el caso de la exposición ocupacional se consideran 40 horas por semana, 50 semanas al año y el límite establecido por la CNC es de 0.4 W/Kg y una densidad de potencia equivalente de 5 mW/cm². Para el público general se considera una exposición de 24 hs al día, todos los días del año y el límite que establece la CNC es de 0.08 W/Kg y una densidad de potencia equivalente de 1 mW/cm² (Figura 2.17 (b)). [8][9][10][11]

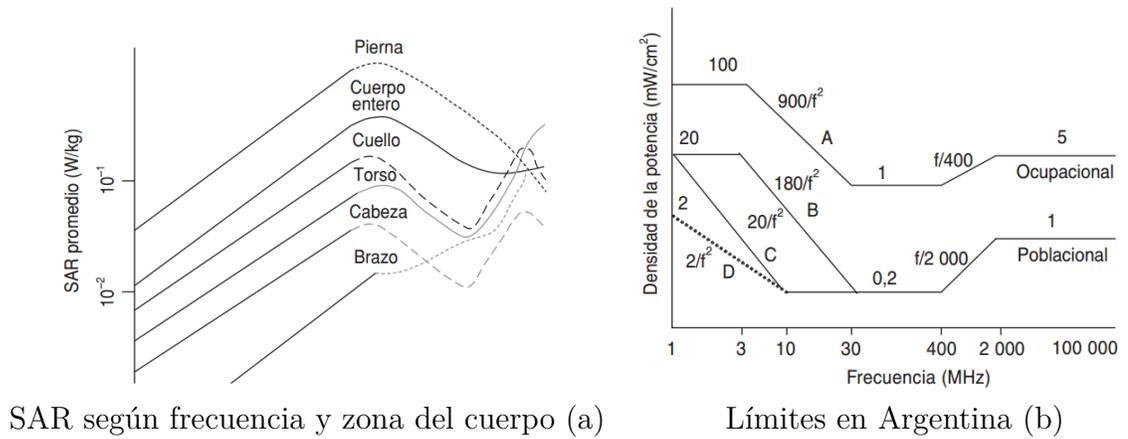


Figura 2.17: Radiación EM no ionizante.

Por lo tanto, resulta de interés evaluar a que distancia se debe situar el dispositivo Bluetooth[®] para no afectar el cuerpo humano. Este procedimiento se realiza mediante métodos de predicción especificados en el Anexo 1 de la Resolución 3690/2004 de la CNC.

Antes de abordar el cálculo es necesario definir los parámetros que serán utilizados en el mismo. A continuación se definen dichos parámetros.

Onda Plana: onda electromagnética en la cuál los vectores de campo eléctrico (E) y campo magnético (H) son ortogonales y además se encuentran ubicados en un plano perpendicular a la dirección de propagación de la onda.

Región de campo cercano: es la existente en las proximidades de la antena. En la misma, los campos eléctrico y magnético no constituyen ondas planas, sino que varían considerablemente punto a punto.

Región de campo lejano: es la región del campo radiado por una antena donde la distribución angular de campo es independiente de la distancia respecto de la antena. En dicha región el campo predominante es del tipo onda plana. El campo lejano comienza a partir de una distancia establecida por las características físicas de la antena. Dicha distancia se encuentra dada por un valor que resulte mayor a $3L$ y $2D^2/L$, siendo L la longitud de onda y D la mayor dimensión de la antena.

Densidad de potencia (S): es la potencia por unidad de área normal a la dirección de propagación. Para el caso de una onda plana, la densidad de potencia se encuentra relacionada con el campo eléctrico y el campo magnético por la impedancia del espacio libre. Dicha relación se presenta en la siguiente ecuación.

$$S = \frac{E^2}{Z_0} = H^2 Z_0 \quad (2.18)$$

La unidad utilizada por la densidad de potencia es mW/cm^2 .

Para el cálculo de la densidad espectral se realiza la simplificación de que se trabaja con una antena tipo dipolo simple y, a su vez, se asume que dicha antena emite con su potencia máxima isotrópicamente. Es decir, se considera el peor caso posible.

Teniendo en cuenta dichas consideraciones la predicción de densidad de potencia se realiza mediante la siguiente ecuación.

$$S = \frac{2,56 * PRA * G * F^2}{4 * \pi * r^2} \quad (2.19)$$

Donde,

PRA: es el producto de la potencia suministrada a la antena por la ganancia de la antena. Para el caso del módulo Bluetooth[®] utilizado $PRA = 4dBm \equiv 2,51mW$.

G: es la ganancia directiva de una antena tipo dipolo simple. Para dicho caso $G=1,64$.

2,56: es un factor de reflexión empírico, que tiene en cuenta la posibilidad de que se puedan adicionar campos reflejados en fase con el campo incidente directo.

F: es la atenuación de la radiación para un cierto ángulo de incidencia en el plano vertical. Debido a que dicho factor para el módulo Bluetooth[®] utilizado es desconocido, entonces se asume $F=1$ como se encuentra establecido en la regulación.

Si bien en la regulación de la CNC se establece que la ecuación 2.19 es válida para cálculos en la región de campo lejano, también puede ser considerada como el peor caso en el cálculo de campo cercano.[12]

De la ecuación 2.19 surge que la distancia mínima a la antena a ser considerada para el límite de exposición poblacional estará dado por la siguiente ecuación.

$$r = \sqrt{\frac{2,56 * PRA * G * F^2}{4 * \pi * S}} \quad (2.20)$$

Teniendo en cuenta que la densidad de potencia máxima permitida para la exposición poblacional es de $S = 1mW/cm^2$, la distancia mínima entre la antena y el cuerpo humano debe ser:

$$r = \sqrt{\frac{2,56 * 2,51mW * 1,64}{4 * \pi * 1mW/cm^2}} = 0,9157cm \quad (2.21)$$

En caso de requerirse una medida de seguridad adicional, se puede agregar una capa de material conductor sobre el gabinete en el que se encuentra alojado el módulo Bluetooth®. Dicha capa se agrega sobre la sección del gabinete que se encuentra entre el módulo y el cuerpo humano. De esta manera, la capa agregada oficia de blindaje ofreciendo mayor protección al individuo que utiliza el dispositivo.

2.4. Microcontrolador

Para adquirir y procesar las señales que genera el giróscopo es necesaria la utilización de una unidad de procesamiento. Un microcontrolador se adapta perfectamente a estos requerimientos ya que posee memoria para almacenar información y capacidad de procesamiento suficientes para este tipo de aplicación. El dispositivo a seleccionar debe satisfacer los siguientes requisitos:

- Comunicación I²C.
- Puerto serie (UART).
- Interrupción externa.
- Entradas y salidas digitales.
- Bajo consumo.
- Bajo costo.
- Tamaño y peso reducidos.
- Amplio rango de voltajes de alimentación.

La empresa Microchip Technology Inc. posee una gran variedad de microcontroladores de 8 bits comercializados bajo la marca PIC® de baja, media y alta gama, con precios accesibles y excelente desempeño.

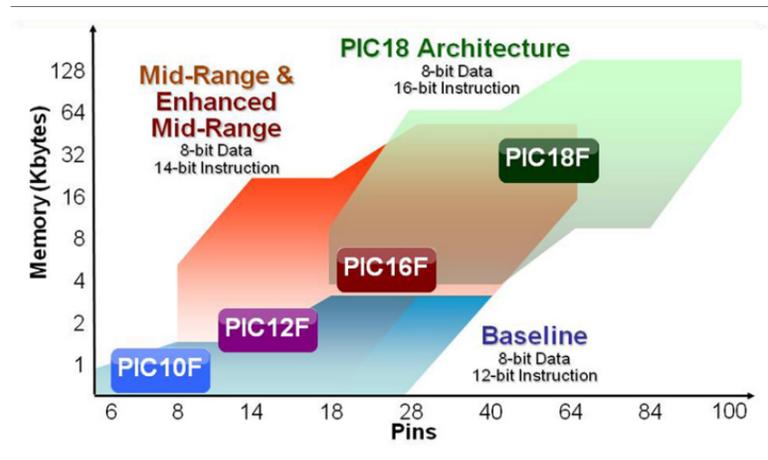
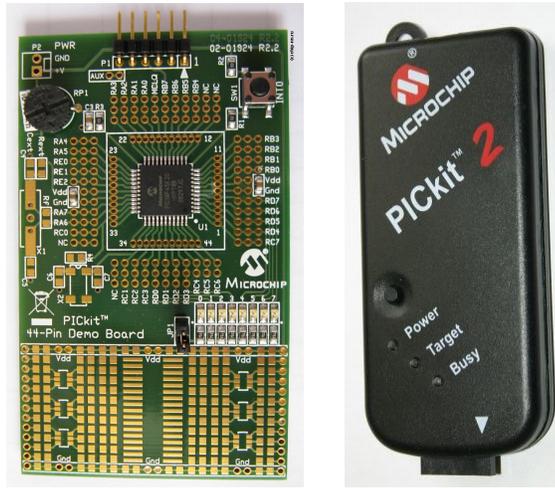


Figura 2.18: Familia de PIC[®] de 8 bits.

Muchos de estos microcontroladores cumplen los requisitos establecidos, por lo cual el criterio de elección puede ser el tamaño y el costo. Para prescindir de osciladores externos que incrementen el tamaño, peso y precio del diseño final, se optó por considerar sólo aquellos dispositivos que cuentan con un oscilador interno de 8 MHz capaz de funcionar con un voltaje de alimentación de 3V, velocidad que es suficiente para la aplicación. Poder alimentar el sistema con 3V se torna importante en esta aplicación ya que debe ser completamente inalámbrica y las pilas tipo moneda/botón que ofrecen este voltaje, son livianas, pequeñas, fáciles de conseguir y baratas. Dada la diversidad de empaquetados en los que se pueden conseguir estos microcontroladores, el tamaño y peso puede considerarse prácticamente igual para cualquiera de las opciones, con lo cual la mayor diferencia entre los que cumplen las características antes mencionadas, es la memoria. La cantidad de memoria que será necesaria es difícil de predecir, por lo cual es conveniente comenzar utilizando una placa de prototipado que sirva para desarrollar la aplicación y así dimensionar adecuadamente el microcontrolador final a usar.

Microchip comercializa una placa de prototipado bajo el nombre de 44-Pin Demo Board (Figura 2.19 (a)) que incorpora un PIC16F887 que cuenta con un oscilador interno de 8 MHz, comunicación serie e I²C, 16 KB de memoria de programa, 35 entradas y salidas digitales e interrupción externa. A su vez en la placa se encuentran disponibles los pines utilizados para programar con el PicKit 2 (Figura 2.19 (b)).



44-pin Demo Board (a) PICkit™ 2 (b)

Figura 2.19: Kit de desarrollo.

Las características de esta placa se ajustan a los requerimientos necesarios para comenzar a desarrollar la aplicación. Luego servirá de referencia para poder dimensionar correctamente el PIC® y la circuitería adicional que conformarán el diseño final.

Comunicación serie

La comunicación con el módulo Bluetooth® se realizará mediante el puerto UART. Éste es un puerto de comunicación serie asíncrono muy simple cuya trama se ve en la figura 2.20. El estado de reposo de la línea cuando no se transmiten datos corresponde a un estado alto, normalmente el voltaje de alimentación del dispositivo.

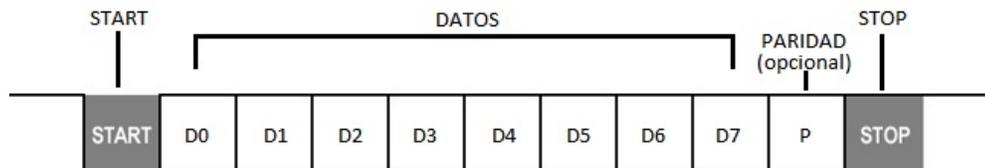


Figura 2.20: Formato de la trama de comunicación UART.

La transmisión de datos comienza con una señal de *start* que corresponde a un cambio de alto a bajo en la línea que se mantiene durante la duración de un bit, la cual depende de la velocidad seleccionada. Como no cuenta con una línea de clock, para muestrear los datos utiliza una señal interna de clock cuya frecuencia

es 16 veces la frecuencia de un bit y el muestreo es realizado en la mitad de la duración de cada bit como se ve en la figura 2.21. Esto implica que la primer muestra se toma en el octavo pulso de clock y las siguientes muestras cada 16 pulsos. Luego del bit de start se transmiten los bits de datos que pueden variar de 5 a 9 dependiendo del hardware de cada sistema, siendo lo más usual utilizar 8 bits. A continuación de éstos es posible transmitir un bit de paridad para la detección de error pero no es común utilizarlo. Finalmente se transmite una señal de *stop* que puede durar uno o dos bits a elección. Dicha señal corresponde a un estado bajo durante la duración de uno o dos bits y luego una transición a estado alto.

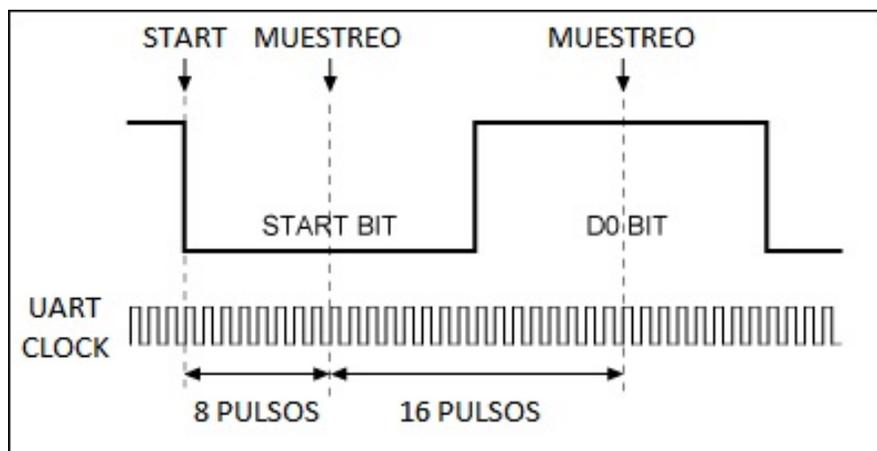


Figura 2.21: Muestreo de bits en la comunicación UART.

Como se puede observar, la transmisión de un dato implica los bits del dato más 2 a 4 bits adicionales, generalmente 2, uno de start y otro de stop. Para enviar un byte serían necesarios al menos 10 bits. La transmisión de datos mediante este tipo de comunicación se realiza en formato ASCII, por lo cual es necesario utilizar una trama por caracter, es decir, para transmitir un número de 3 cifras, sin bit de paridad y con un bit de stop, es necesario utilizar 3 tramas de 10 bits cada una, transmitiéndose así 30 bits.

Capítulo 3

Anteproyecto

En este capítulo se abordarán las mediciones, ensayos y desarrollos preliminares realizados a lo largo del proyecto. Se incluirá una descripción de los materiales, métodos y herramientas utilizadas y finalmente se presentarán los prototipos utilizados.

3.1. Herramientas

3.1.1. Microcontrolador

Para trabajar con el microcontrolador se eligió el entorno PIC C Compiler[®] que permite programar el microcontrolador en lenguaje C e incorpora numerosas librerías y funciones para que el manejo del hardware sea más sencillo. A su vez, posee una herramienta llamada PIC Wizard que facilita la configuración inicial de los registros a través de una interfaz gráfica sin necesidad de que el usuario lo tenga que hacer uno por uno.

3.1.2. Módulo Bluetooth[®]

Una de las ventajas de trabajar con un módulo que implementa toda la circuitería, configuración y manejo de las características de Bluetooth[®] es que el usuario sólo debe configurar unas pocas cosas relativas a la comunicación y enlace. En el caso del módulo HC-05, dichas configuraciones se realizan a través de comandos AT. Los comandos AT son cadenas de caracteres en formato ASCII que se transmiten vía UART y que comienzan todos de la forma “AT+”, seguidos de una cadena específica que depende de cada comando. Por ejemplo, para configurar la comunicación serie en velocidad 9600 bps, un bit de stop y sin bit de paridad, se envía la siguiente cadena: “AT+UART=9600,0,0rn”, donde “rn” representa los caracteres retorno de carro y fin de línea que el módulo requiere para indicar el fin del comando. Para poder alternar entre el modo comandos AT y el modo

transmisión, se dispone del pin 34 “PIO11”, si se lo coloca en alto, se ingresa en comandos AT y si se lo coloca en bajo, en modo transmisión.

Una característica del módulo es que si al alimentarlo, PIO11 se encuentra en estado alto, la velocidad de la comunicación serie se configura automáticamente en 38400 bps. Esto trae aparejado un problema ya que cuando se alimenta el sistema, el microcontrolador inicia con los pines digitales en alto, y siendo que uno de esos pines está conectado a PIO11, el módulo inicia la comunicación en 38400 bps siempre.

3.2. Mediciones

3.2.1. Caracterización del giróscopo

Para comenzar con el desarrollo del proyecto primero es necesario conocer a fondo el comportamiento del giróscopo. Las mediciones de velocidad angular presentan cierta cantidad de ruido, por lo cual es necesario caracterizarlo a éste para realizar el tratamiento pertinente.

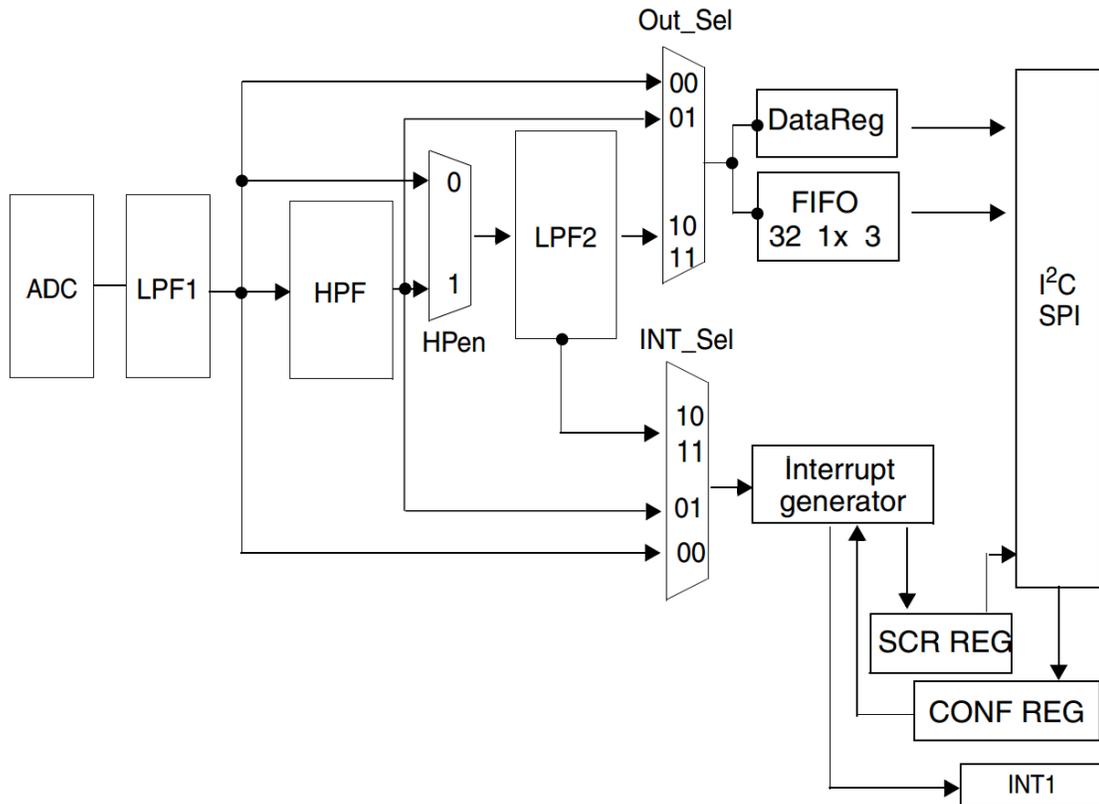


Figura 3.1: Diagrama en bloques del giróscopo.

En la figura 3.1 es posible observar que las mediciones son siempre filtradas por el LPF1 y opcionalmente por el LPF2. La frecuencia de corte del primer filtro es fija y depende del ODR seleccionado mientras que la del segundo es seleccionable.

Una forma de caracterizar el ruido presente en la información de velocidad angular adquirida es mediante el valor medio (μ) y la desviación estándar (σ). En los cuadros 3.1 y 3.2 se presentan distintas selecciones de ODR y BW, y a su vez, el valor medio y la desviación estándar que presentan los 3 ejes tomando para su cálculo una adquisición de 4000 muestras en cada caso. Dicha adquisición se realizó con el giróscopo en reposo y por lo tanto, idealmente, la información adquirida debería tener un valor medio nulo.

ODR[Hz]	LPF1[Hz]	LPF2[Hz]	μ_x [dps]	μ_y [dps]	μ_z [dps]
800	93	-	-0.5451	-1.1583	-0.6369
800		110	-0.6623	-1.1693	-0.6188
800		50	-0.6595	-1.1790	-0.6158
800		30	-0.7579	-1.0422	-0.6938
400	78	-	-0.6876	-1.1962	-0.5893
400		110	-0.6188	-1.2000	-0.5882
400		50	-0.6585	-1.1890	-0.6093
400		20	-0.6641	-1.1940	-0.6319
200	54	-	-0.6634	-1.1743	-0.6036
200		70	-0.6690	-1.2010	-0.6113
200		25	-0.6724	-1.1917	-0.6129
200		12.5	-0.6777	-1.1877	-0.6186
100	32	-	-0.6645	-1.1929	-0.5936
100		25	-0.6876	-1.1712	-0.6154
100		12.5	-0.7829	-1.0593	-0.6995

Cuadro 3.1: Valores medios.

ODR[Hz]	LPF1[Hz]	LPF2[Hz]	σ_x [dps]	σ_y [dps]	σ_z [dps]
800	93	-	2.3691	0.9817	2.9168
800		110	0.8836	0.2766	1.1959
800		50	0.4497	0.2130	0.2201
800		30	0.2235	0.2353	0.8688
400	78	-	0.9206	0.2974	1.5645
400		110	1.2120	0.3494	1.2061
400		50	0.2288	0.2496	0.4568
400		20	0.1414	0.1506	0.1497
200	54	-	0.2309	0.2450	0.6029
200		70	0.6847	0.2725	0.6164
200		25	0.1436	0.1538	0.1454
200		12.5	0.1196	0.1220	0.1231
100	32	-	0.1813	0.1998	0.1857
100		25	0.1857	0.1953	0.1822
100		12.5	0.1132	0.1213	0.1212

Cuadro 3.2: Desviaciones estándar.

Como se puede apreciar en el cuadro 3.1, el valor medio es distinto de cero. Como era de esperarse, su magnitud no varía significativamente con respecto a las distintas combinaciones de ODR, LPF1 y LPF2, dado que los filtros empleados son del tipo pasabajos.

A su vez, en el cuadro 3.2 se observa que la menor desviación estándar está dada para un ODR = 100 Hz y un LPF2 = 12.5 Hz, y por lo tanto, es la combinación apropiada para la aplicación a desarrollar. En la figura 3.2 se presenta una adquisición con la configuración antes mencionada para los ejes del giróscopo.

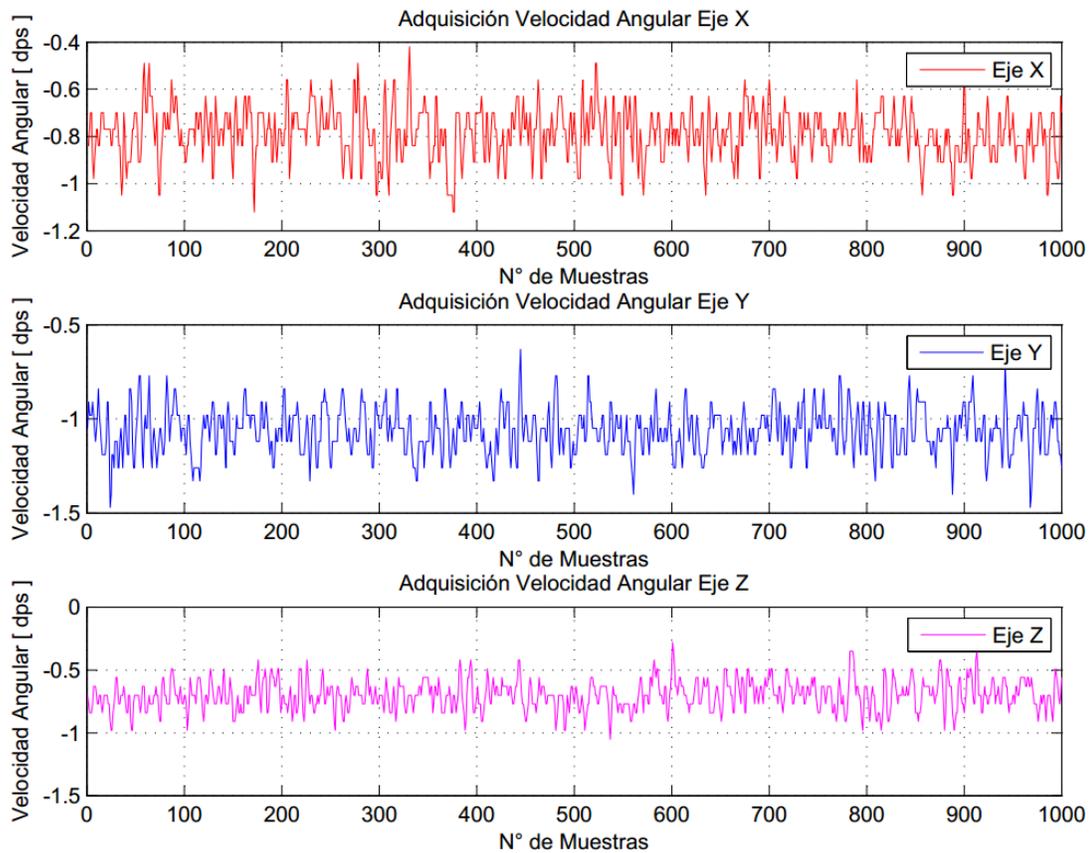


Figura 3.2: Adquisición Velocidad Angular Eje X, Eje Y y Eje Z.

Como se puede observar en la figura 3.1 el gir6scopo posee un filtro pasa altos ajustable integrado. A continuaci6n, se analizar6 el comportamiento del sistema con la aplicaci6n de distintos HPF para un ODR = 100 Hz y LPF2 = 12.5 Hz. Para realizar el an6lisis se tomar6n como referencia 5 frecuencias de corte distintas de las 10 posibles.

ODR[Hz]	LPF2[Hz]	HPF[Hz]	μ_x [dps]	μ_y [dps]	μ_z [dps]
100	12.5	8	-0.0173	-0.0535	-0.0259
100	12.5	2	-0.0534	-0.0442	-0.0541
100	12.5	0.2	-0.0531	-0.0082	-0.0439
100	12.5	0.02	-0.0216	-0.0288	-0.0634
100	12.5	0.01	-0.0800	-0.0438	0.0083

Cuadro 3.3: Valores medios.

ODR[Hz]	LPF2[Hz]	HPF[Hz]	σ_x [dps]	σ_y [dps]	σ_z [dps]
100	12.5	8	1.5505	1.3875	1.6019
100	12.5	2	1.4455	1.2684	1.4451
100	12.5	0.2	1.3312	1.5004	1.6026
100	12.5	0.02	1.4171	1.6768	1.3298
100	12.5	0.01	1.4183	1.6526	1.3601

Cuadro 3.4: Desviaciones estándar.

Mediante la aplicación de distintos HPF se puede observar en el cuadro 3.3 una mejoría en el valor medio de la velocidad angular del giróscopo en reposo. Pero dicha mejoría trae aparejado un deterioro en la desviación estándar como se muestra en el cuadro 3.4. Los valores correspondientes a la desviación estándar poseen tal magnitud debido a que, mediante la aplicación del HPF, se presentan picos espurios a la salida que deterioran el valor de la desviación estándar.

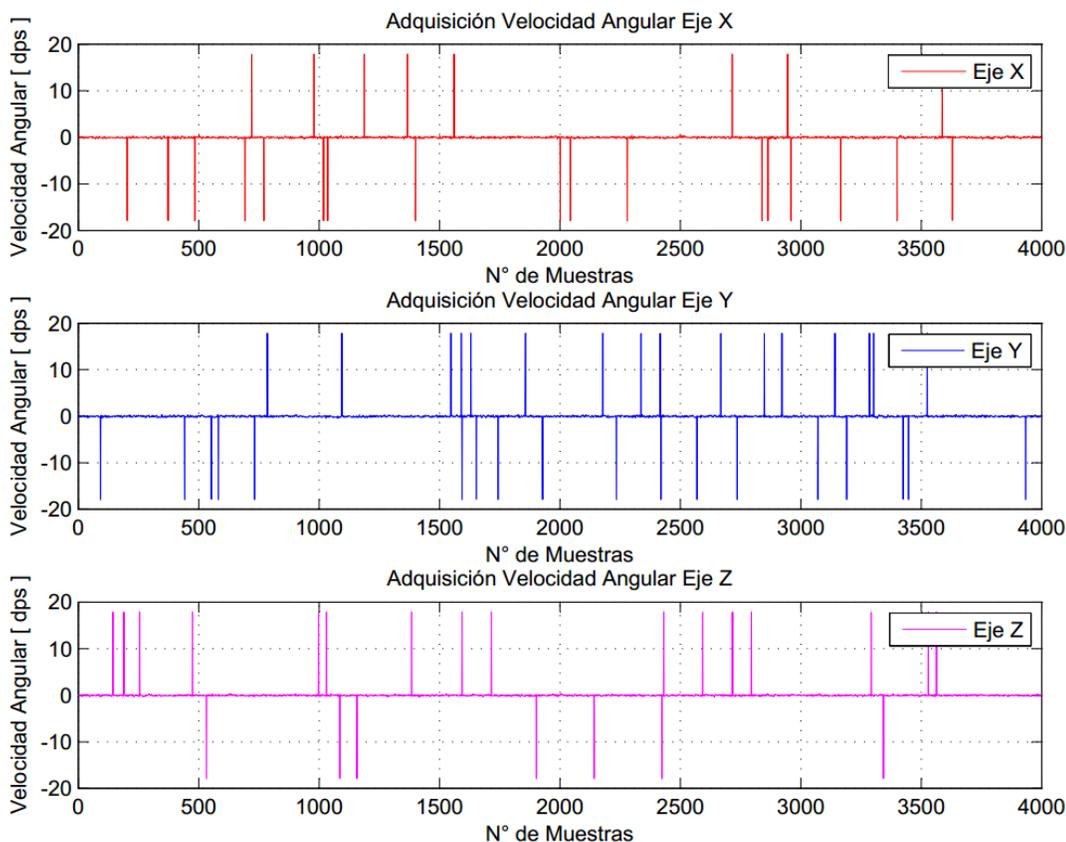


Figura 3.3: Ejemplo: ODR = 100 Hz, LPF2 = 12.5 Hz, HPF = 0.01 Hz.

A modo de ejemplo se presenta la figura 3.3. Estos picos presentes a la salida pueden provocar el mal funcionamiento del control ya que se necesita una adquisición de datos estable. Por lo tanto, se desactivará el HPF y se buscará una forma alternativa de realizar la corrección del valor medio en reposo (offset).

Para finalizar la caracterización del giróscopo, resulta de interés conocer la función densidad de probabilidad (PDF) de los datos adquiridos. Para esto se realizó un *fitting*¹ entre distintas PDF y la densidad de probabilidad de muestras adquiridas mediante la herramienta `dfittool` del software MATLAB[®].

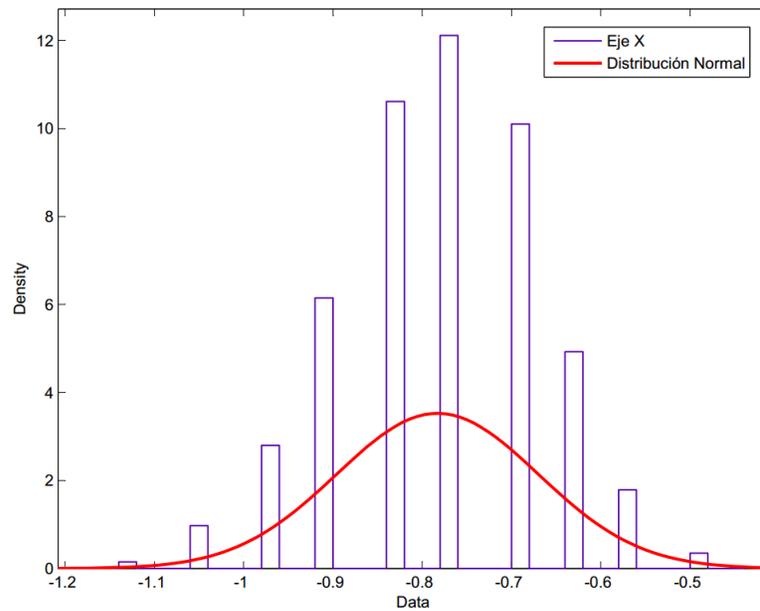


Figura 3.4: PDF Normal vs Densidad de muestras Eje X.

¹“Fitting” proviene de la palabra en inglés “fit” cuyo significado en español es encajar. Fitting es el proceso por el cuál se busca encajar un conjunto de muestras en una determinada función matemática.

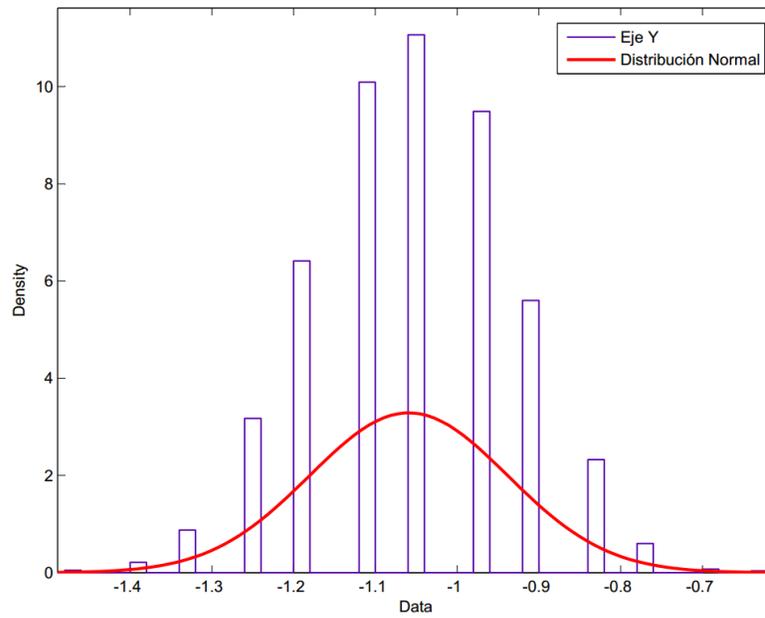


Figura 3.5: PDF Normal vs Densidad de muestras Eje Y.

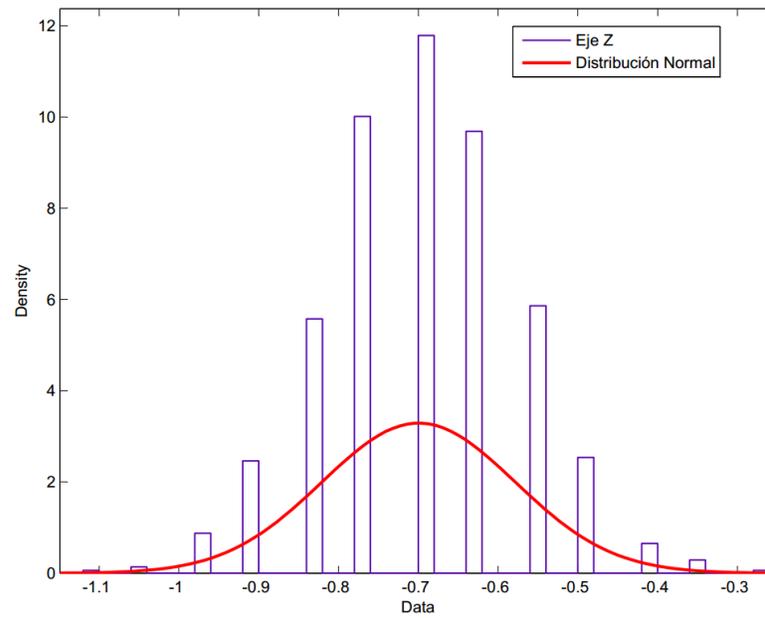


Figura 3.6: PDF Normal vs Densidad de muestras Eje Z.

Las figuras 3.4, 3.5 y 3.6 presentan el fitting entre la PDF que mejor se ajusta a la adquisición y la densidad de muestras para los distintos ejes. Por lo tanto,

como se puede observar la distribución se ajusta a una distribución normal.

3.2.2. Corrección de Offset

Resulta necesaria la corrección del offset presente en la adquisición de velocidad angular debido a que posteriormente se realiza un proceso de integración y la existencia de una desviación en el valor medio ocasionaría la divergencia de dicha integral. Dicha corrección se realiza mediante software adquiriendo una serie de muestras representativas con el giróscopo en reposo y realizando un promediado entre las muestras adquiridas para obtener un factor de corrección de offset suficientemente estable como para corregir las muestras posteriores. En la tabla 3.5 se presenta el valor de dicho factor calculado sobre una base de 1000 muestras comparado con el valor calculado sobre una base de 4000 muestras.

Ejes	Factor de corrección de offset [dps]	Offset corregido [dps]
X	-0.7829	0.0048
Y	-1.0593	0.0047
Z	-0.6995	-0.000665

Cuadro 3.5: Factor de corrección de offset. Ejes X,Y y Z.

3.2.3. Filtrado

Promediación

Una vez caracterizado el giróscopo y hallada la configuración adecuada de filtros y registros, resulta necesario disminuir la desviación estándar para poder llevar a cabo el procesamiento posterior. Por lo tanto, se propone un primer filtrado basado en promedios implementado por software.

$$\sigma_x = \left(\frac{1}{n-1} \sum_{i=0}^n \left(\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} x_j - \mu_x \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

Teniendo en cuenta la definición matemática de la desviación estándar, se la puede modificar para analizar el efecto del promediado mediante el reemplazo de los valores de muestra por el promedio de los mismos, obteniéndose así la ecuación 3.1. Se puede concluir que, tomando para su cálculo un mayor número de muestras N se obtendrá una disminución en el valor de la desviación estándar. Cuanto mayor sea el número de muestras N utilizado, la sumatoria interna tenderá al valor medio μ_x y por lo tanto el argumento de la sumatoria externa tenderá a cero. Dicho concepto aplicado en la adquisición sobre intervalos de muestras

iguales producirá una disminución de la desviación estándar y, a su vez, una disminución en la frecuencia de adquisición de datos.

ODR[Hz]	F.d.P[n]	ODR _{prom.} [Hz]	σ_x [dps]	σ_y [dps]	σ_z [dps]	F.d.M[Veces]
100	1	100	0.1132	0.1213	0.1212	1
100	2	50	0.1051	0.1132	0.1126	1.08
100	5	20	0.0816	0.0887	0.0855	1.39
100	10	10	0.0628	0.0671	0.0612	1.8

Cuadro 3.6: Ejes promediados.

En el cuadro 3.6, F.d.P. es el factor de promediación y F.d.M. el factor de mejora logrado con dicha promediación. En el cuadro, se puede observar que a medida que se aumenta el número de muestras promediadas para generar una muestra efectiva, mejora considerablemente el valor de la desviación estándar. Pero esto, a su vez, tiene una relación de compromiso con respecto a la frecuencia de adquisición de datos. Para elegir el factor de promediación se debe tener en cuenta una frecuencia que aporte una cantidad de datos representativa para la aplicación.

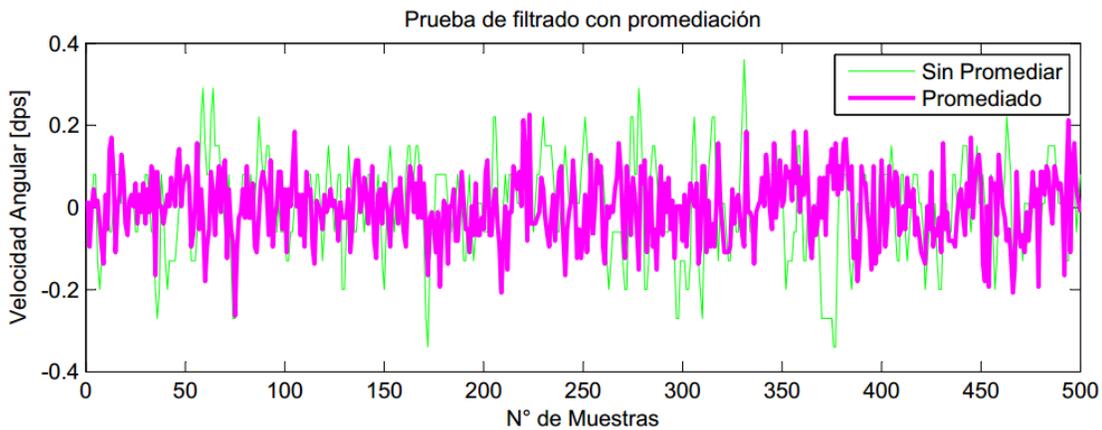


Figura 3.7: Comparación Eje X promediado vs Eje X sin promediar.

En la figura 3.7 se ve reflejada la mejora introducida para un F.d.P.=5. En la misma, se presenta una comparación entre una adquisición promediada con respecto a una adquisición sin promediar. A su vez, se realizó la corrección de offset sobre la serie de muestras como se mencionó en la sección 3.2.2.

Filtro pasabajos

Existen diversas formas de filtrado digital. Dos tipos de filtros muy conocidos por su buen desempeño son los filtros FIR e IIR, pero éstos requieren de gran cantidad de procesamiento y memoria (al menos 35 términos para un FIR). Es por ello que fueron descartados desde un principio y sólo se realizaron pruebas con filtros de primer y segundo orden.

Las funciones transferencia de estos filtros están representadas en el dominio de frecuencia por las siguientes ecuaciones.

$$H_1(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (3.2)$$

$$H_2(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (3.3)$$

Donde 3.2 y 3.3 son las transferencias de primer y segundo orden respectivamente. En ambas τ_i representa la constante de tiempo de cada polo. El ancho de banda lo determinará el polo dominante que se corresponde con el de menor frecuencia o lo que es lo mismo, el de mayor constante de tiempo, dado que la ganancia es unitaria en la banda de paso.

Para implementar dichas transferencias en el microcontrolador es necesario expresarlas en el dominio discreto. Para ello se puede utilizar alguna relación entre el plano s continuo y el plano z discreto. Estrictamente la relación es $z = e^{sT}$ y por lo tanto $s = \ln(z)/T$. Para computar esta relación se puede utilizar una aproximación, como por ejemplo, la transformación bilineal que surge de hacer una aproximación de primer orden a la función logarítmica.

$$s \approx \frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (3.4)$$

Reemplazando en las ecuaciones 3.2 y 3.3 y realizando la transformada Z inversa se llega a las ecuaciones en diferencias de los filtros en tiempo discreto.

$$y_1(k) = \left[x(k) + x(k-1) + \left(\frac{2\tau}{T} - 1 \right) y(k-1) \right] / \left(1 + \frac{2\tau}{T} \right) \quad (3.5)$$

$$y_2(k) = \left[x(k) + 2x(k-1) + x(k-2) - \left(2 - \frac{8\tau^2}{T^2} \right) y(k-1) - \left(1 - \frac{4\tau}{T} + \frac{4\tau^2}{T^2} \right) y(k-2) \right] / \left(1 + \frac{4\tau}{T} + \frac{4\tau^2}{T^2} \right)^{-1} \quad (3.6)$$

En la ecuación 3.6 se consideró $\tau_1 = \tau_2 = \tau$, lo que implica un filtro con un ancho de banda similar al de primer orden pero con una atenuación de 40 dB/dec a partir de la frecuencia de corte en lugar de 20 dB/dec del de primer orden. La ventaja de estos filtros es que si la frecuencia de muestreo T es fija, los coeficientes

son constantes y pueden ser calculados una única vez al principio del algoritmo, reduciendo la cantidad de operaciones que debe realizar el microcontrolador.

Para ensayar el desempeño se aplicaron ambos filtros a las muestras adquiridas a través de MATLAB® y se evaluó la desviación estándar. Para $\tau = 0,1$ las desviaciones estándar resultan: $\sigma_{LPF1} = 0,0449$ y $\sigma_{LPF2} = 0,0339$. Comparando con la señal original de $\sigma_o = 0,1132$, se puede notar una mejora de 2.5 y 3.3 veces respectivamente. En la siguiente imagen se observa gráficamente el comportamiento de los filtros:

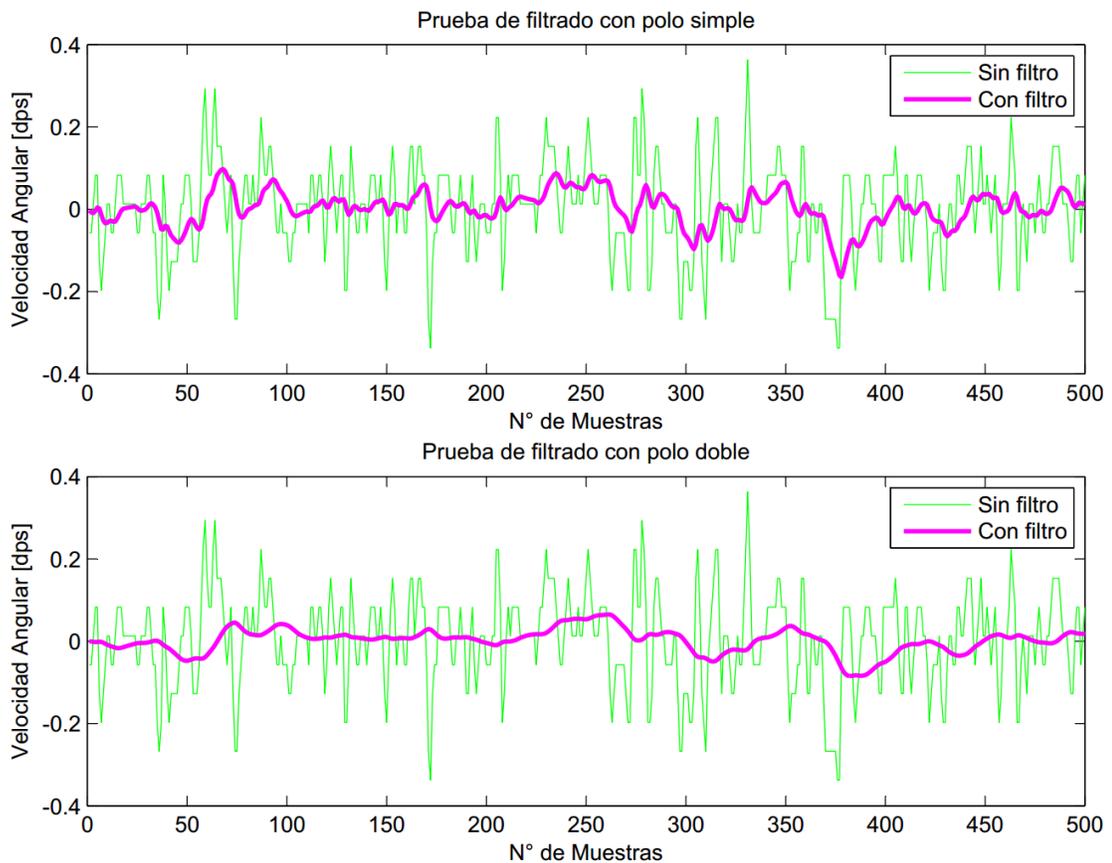


Figura 3.8: Muestra de velocidad angular filtrada.

Filtro de Kalman

Dado que el ruido presente en las mediciones posee distribución normal, el filtro de Kalman es una de las mejores alternativas para el filtrado de las señales. El proceso de cálculo de los términos de este filtro implica mayor costo computacional que los mencionados anteriormente. Sin embargo, es sencillo adaptar las ecuaciones para incluir una medición de la posición, y de hacerlo, el resultado fi-

nal mejoraría considerablemente en exactitud y precisión. Se menciona esto dado que algunos fabricantes combinan un gir6scopo y un aceler6metro en el mismo integrado. En ellos es posible utilizar la aceleraci6n constante de la gravedad para determinar la posici6n partiendo de un punto de referencia y midiendo c6mo se descompone esta aceleraci6n en los 3 ejes.

Para el c6culo del filtro de Kalman se asume que la covarianza del ruido del proceso y de las mediciones, Q y R respectivamente, se mantienen constantes a lo largo del tiempo. Dada la lentitud del movimiento, es posible realizar una integraci6n por el m6todo de forward con $\Delta t = 10 \text{ ms}$ sin cometer un error considerable. Es por ello que al construir la matriz A se tom6 como relaci6n entre el 6ngulo y la velocidad angular $\theta = \omega\Delta t$. En la ecuaci6n 3.7, $\dot{\theta} = \omega$ ya que la derivada del 6ngulo con respecto al tiempo es la velocidad angular. Dado que no existen entradas de control $B = 0$.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_k^- \\ \hat{\dot{\theta}}_k^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_{k-1} \\ \hat{\dot{\theta}}_{k-1} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

En la ecuaci6n 3.8, las matrices P_{k-1} y Q se denotan en principio gen6ricamente, luego se asumir6 un valor determinado para cada una al comienzo de la ejecuci6n del algoritmo.

$$\begin{aligned} P_k^- &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ P_3 & P_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta t & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} P_1 + P_3\Delta t + (P_2 + P_4\Delta t)\Delta t + Q_1 & P_2 + P_4\Delta t \\ P_3 + P_4\Delta t & P_4 + Q_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Como s6lo se mide velocidad angular y dicho valor es una medici6n directa, la forma de la matriz H es la siguiente:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Con las matrices de las ecuaciones de predicci6n es posible calcular las ecuaciones de correcci6n. Primero se debe calcular la ganancia, resolviendo la ecuaci6n 2.10, se llega a lo siguiente:

$$K_k = \frac{\begin{bmatrix} P_2 + P_4\Delta t \\ P_4 + Q_2 \end{bmatrix}}{P_4 + Q_2 + R} \quad (3.10)$$

Luego la actualizaci6n de las variables resulta de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_k \\ \hat{\dot{\theta}}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k^- \\ \hat{\dot{\theta}}_k^- \end{bmatrix} + \frac{\begin{bmatrix} P_2 + P_4\Delta t \\ P_4 + Q_2 \end{bmatrix}}{P_4 + Q_2 + R} \left\{ z_k - \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_k^- \\ \hat{\dot{\theta}}_k^- \end{bmatrix} \right\} \quad (3.11)$$

Donde z_k es la medición de la velocidad angular en el instante k .

A continuación se debe actualizar la matriz de covarianza. Dicha matriz es de dimensiones 2×2 , pero si se observa la ecuación 3.10, en la ganancia sólo intervienen los términos $P_{k_1,2}^- (P_2)$ y $P_{k_2,2}^- (P_4)$, por lo cual no es necesario calcular los 4 términos para implementar el algoritmo. A continuación se presentan las ecuaciones de actualización de los dos términos útiles de la matriz de covarianza:

$$P_2 = P_2 + P_4 \Delta t - \frac{(P_4 + Q_2)(P_2 + P_4 \Delta t)}{P_4 + Q_2 + R} \quad (3.12)$$

$$P_4 = \left(1 - \frac{P_4 + Q_2}{P_4 + Q_2 + R} \right) (P_4 + Q_2) \quad (3.13)$$

El valor de Q_2 puede ajustarse mediante prueba y error para obtener el filtrado deseado y es inversamente proporcional a éste. Si se elige un valor muy grande no presentará filtrado alguno y si se opta por uno muy chico el sistema no responderá acorde al movimiento del dispositivo. A continuación se muestra el filtrado para $Q = 0,00005$ donde el valor inicial de la velocidad angular es cero ya que se sabe que parte del reposo y el de la covarianza inicial también es cero porque se conoce con total exactitud que la velocidad es cero.

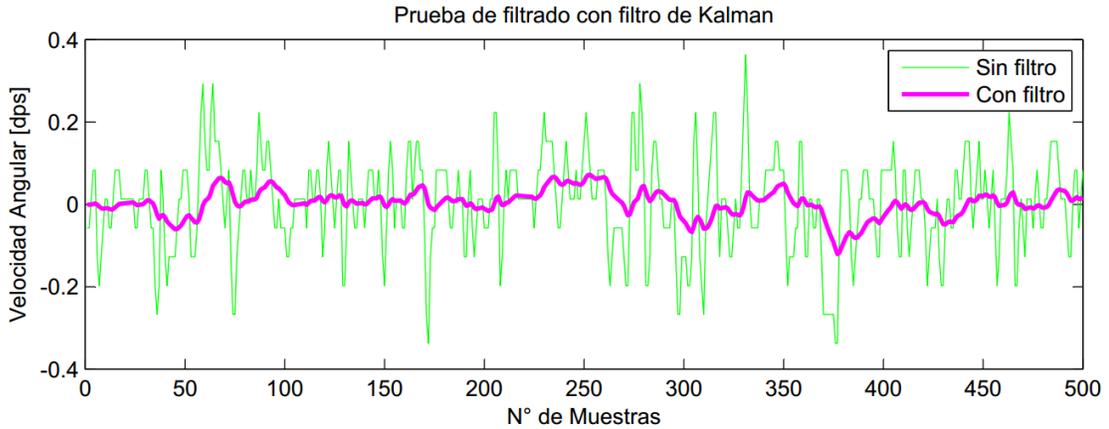


Figura 3.9: Velocidad angular filtrada.

En este caso la desviación estándar varía de $\sigma_o = 0,1132$ a $\sigma_K = 0,032$, lo cual representa una mejora de 3.54 veces.

En la figura 3.10 se muestra una comparación de los tres filtros. La ilustración corresponde a un movimiento que parte desde 0° hasta aproximadamente -30° y regresa a 0° .

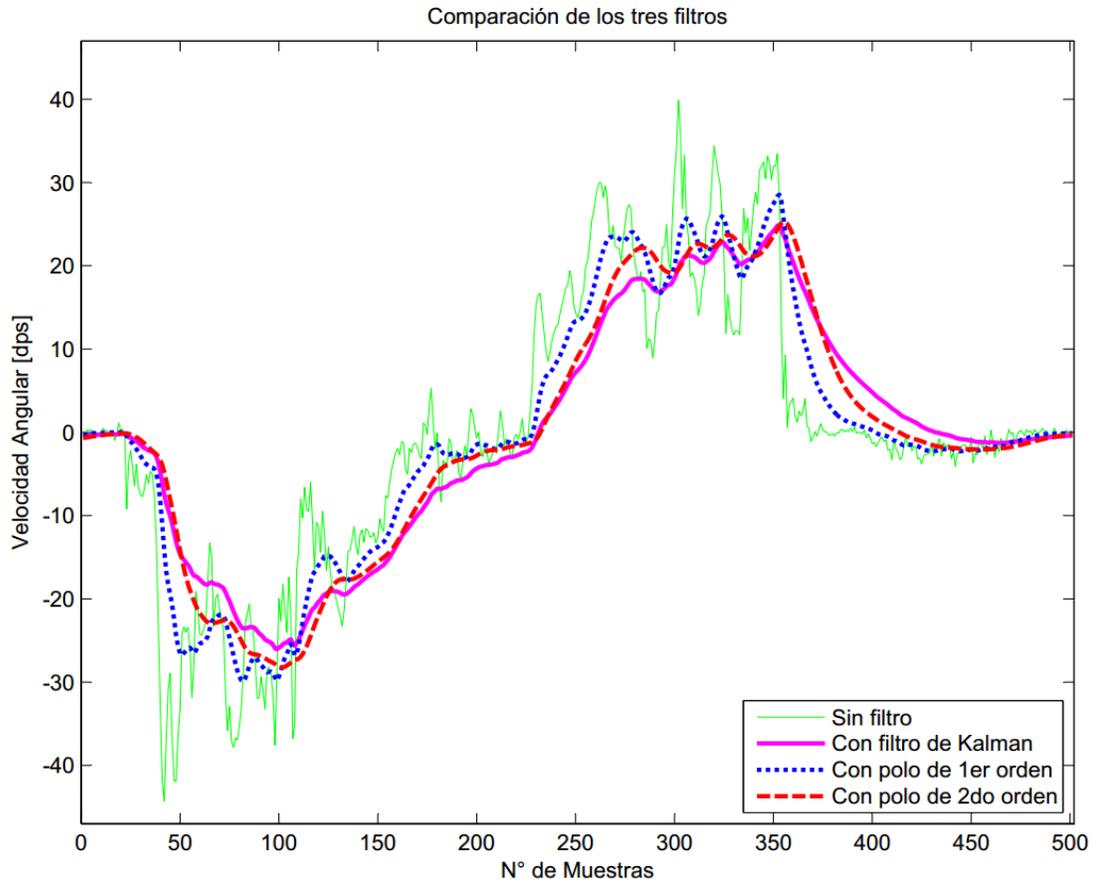


Figura 3.10: Comparación entre los tres filtros.

3.3. Comunicación UART

Al momento de transmitir las mediciones se debe tener en cuenta que el control fue concebido para ser compatible con un joystick, por lo cual los datos transmitidos hacia el sistema de accionamiento de la silla deben tener el mismo formato que se utiliza para el joystick. El tipo de joystick considerado para este desarrollo es el que se implementa con dos potenciómetros dispuestos perpendicularmente (figura 3.11 (a)). En la figura 3.11 (b) se muestra el símbolo eléctrico de un potenciómetro. La forma más común de instrumentarlos para un joystick es conectar el borne “A” a la alimentación (5v por ejemplo), el borne “B” a masa y medir la tensión en el borne “C”. Cuando el joystick está en reposo, idealmente, el borne C se encuentra en el punto medio de resistencia, por lo cual la tensión medida es la mitad de la tensión impuesta entre los bornes A y B. Al realizar un movimiento, el borne C se desplazará hacia el borne A o B, aumentando o disminuyendo la tensión medida

respectivamente. Es usual encontrar que una gran cantidad de microcontroladores de propósito general incorporan ADCs de 10 bits, lo cual convierte una medición de tensión en un valor entero entre 0 y 1023.

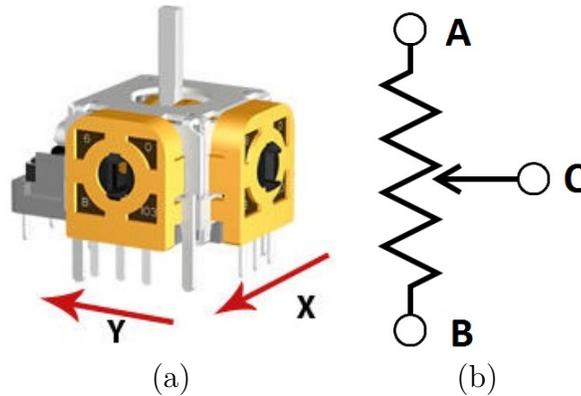


Figura 3.11: Joystick de potenciómetros.

Una silla de ruedas motorizada controlada por joystick implementa un sistema de medición basado en estos dos componentes o un sistema equivalente. En reposo, la medición debería arrojar el valor 512 para ambos potenciómetros. Dado que en la práctica no existen potenciómetros ideales, la medición presenta un cierto grado de inexactitud que depende de la calidad de los mismos, por lo cual se tienen en cuenta ciertos márgenes de error. La silla de ruedas a escala² utilizada para los ensayos implementa un sistema de estas características con la posibilidad de seleccionar el origen de los datos. Los mismos pueden ser tomados de un joystick o vía Bluetooth[®], y para ambos utiliza el mismo algoritmo para accionar los motores. Para el caso de Bluetooth[®] el formato debe ser “XXX YYYn”, donde “XXX” e “YYY” representan respectivamente las coordenadas de los ejes X e Y que simulan la lectura de un potenciómetro. El formato debe ser de 3 dígitos fijos para cada eje y separados por un espacio, finalmente el carácter “n” representa el comando fin de línea en ASCII. En este algoritmo el reposo está desplazado a “500 500” con extremos en 0 y en 999.

Esta trama demanda el envío de 8 caracteres a través del puerto serie. Cada carácter está conformado por 10 bits, uno de arranque, 8 de datos y 1 de parada, por lo cual un set de datos son $8 \times 10 = 80$ bits. Cada set es enviado como máximo cada 10 ms, por lo cual se envían 100 sets por segundo, es decir 8000 bits por segundo. Cualquier velocidad por encima de 8 Kbps satisface los requerimientos.

²Ver apéndice A para una descripción del modelo a escala de silla de ruedas.

3.4. Prototipos preliminares

En esta sección se abordarán los diversos prototipos que se fueron desarrollando a lo largo del proyecto, teniendo en cuenta las diferentes pruebas que fueron realizadas con los mismos hasta alcanzar los diseños finales.

Como se mencionó anteriormente en la sección 2.4, la instancia de prototipado se inició con la Demo Board de Microchip. Esta primer instancia se basó principalmente en el conocimiento del giróscopo, la evaluación de los registros del mismo y la elección del tipo de comunicación a utilizar. En un principio la comunicación se implementó mediante SPI. Esta elección se realizó principalmente por la simplicidad del protocolo. Además, se tuvo en cuenta que SPI provee mayor velocidad de transferencia de datos que I²C debido a que soporta la comunicación full-duplex ya que utiliza líneas separadas para transmisión y recepción.

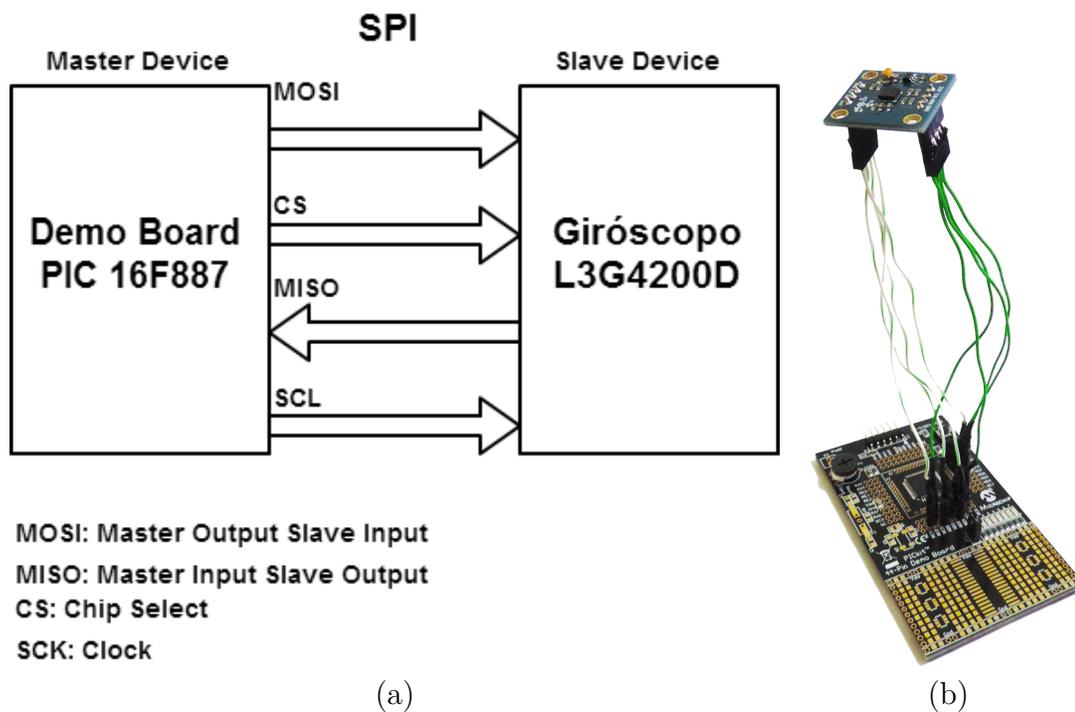


Figura 3.12: Diagrama de bloques del prototipo con Demo Board.

En la figura 3.12 se presenta un diagrama de bloques de las conexiones realizadas en la Demo Board entre el microcontrolador y el giróscopo.

La segunda instancia de prototipado se basó principalmente en el tratamiento de señales y el desarrollo de la comunicación inalámbrica. Para esta etapa se construyó una placa que integrara en ella todos los periféricos y así poder ensayar los movimientos, lo cual no era viable con la conexión cableada de la figura

3.12(b). Teniendo en cuenta las características de memoria y cantidad de pines del PIC16F887 de la Demo Board, se dimensionó los requerimientos del nuevo microcontrolador a utilizar. Para el segundo prototipo se eligió el PIC16F88, cuyo tamaño es reducido inclusive en el empaquetado DIP ya que posee 18 pines. Este microcontrolador es de bajo costo e incorpora un oscilador interno de 8 MHz, junto con las interfaces SPI, I²C y UART.

Al comenzar con el desarrollo de la comunicación inalámbrica mediante el módulo Bluetooth[®] HC-05 surgió el inconveniente de que éste módulo inicia en 38.4 Kbps cuando se alimenta con un nivel alto en PIO11. Debido a que dicho microcontrolador no soporta velocidades de comunicación por el puerto UART mayores a 19.2 Kbps, se decidió alimentar el módulo Bluetooth[®] a través de un MOSFET BS250 utilizado como llave. De esta forma, la comunicación se logró inicializar en 9600 bps.

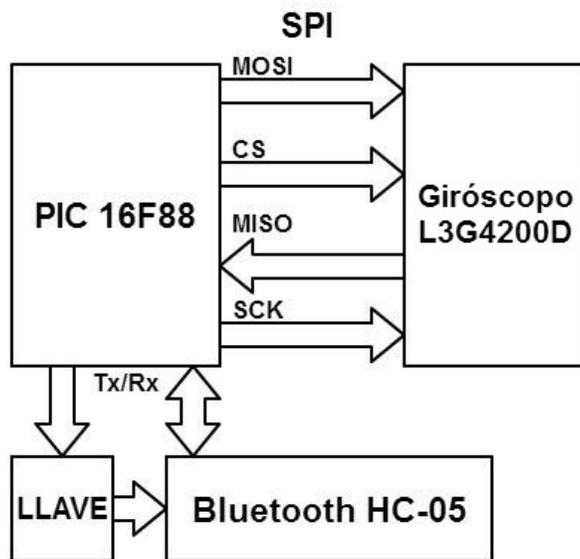
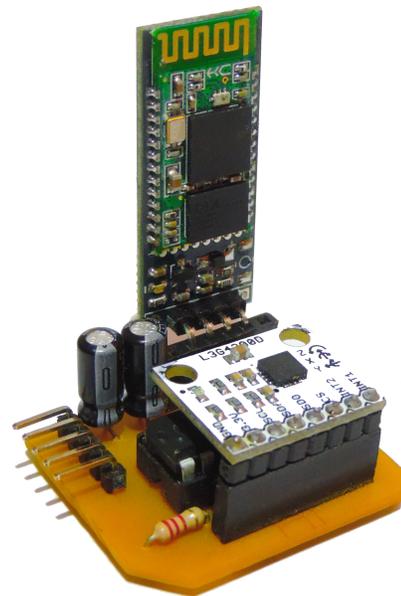


Diagrama de Bloques (a)



Prototipo (b)

Figura 3.13: Prototipo con PIC 16F88

En la figura 3.13 (a) se puede observar el diagrama de bloques representativo del segundo prototipo y en la figura 3.13 (b) se presenta el prototipo implementado.

Capítulo 4

Proyecto

4.1. Configuraciones seleccionadas

A continuación se mencionan las configuraciones básicas de los dispositivos. Éstas se realizaron persiguiendo los objetivos de bajo consumo, estabilidad y robustez.

4.1.1. Giróscopo

La configuración del giróscopo se fundamenta en las mediciones mencionadas en el capítulo anterior. Se busca que la respuesta tenga sensibilidad, pero a la par que sea estable. Para mayor detalle de las configuraciones, en el apéndice B se menciona la configuración para cada uno de los registros junto a la explicación de la selección.

La configuración seleccionada es la siguiente:

- Ejes X e Y habilitados.
- ODR = 100 Hz, LPF2 = 12.5 Hz, HPF deshabilitado.
- Interrupción por movimiento mayor a 2 dps activo alta.
- Fondo de escala 2000 dps.

4.1.2. Microcontrolador

- Oscilador interno: 8 MHz.
- Comunicación UART: 38.4 Kbps, 1 bit de stop, 0 bits de paridad.
- Comunicación I²C: fast mode 400 KHz.
- Interrupción externa: por transición de estado bajo a alto.

- Interrupción por cambio en el puerto B de alta prioridad.
- Timer: resolución 16 bits, frecuencia 250 KHz.

4.1.3. Bluetooth®

- Role: Master.
- Comunicación UART: 38.4 Kbps, 1 bit de stop, 0 bits de paridad.
- Modo de inquiry: encuesta durante 5.12s, hasta 2 dispositivos y los ordena por intensidad de señal.
- Modo de conexión: a cualquier dirección, especificada previamente o no.
- Contraseña: son 4 dígitos que se seleccionan en concordancia con el esclavo.

4.2. Programa principal

En esta sección se abordará la descripción del programa principal que controla todo el sistema, presentando el diagrama en flujo del mismo y de las funciones adicionales como el manejo del Bluetooth®.

La figura 4.1 muestra el diagrama en flujo general del funcionamiento del sistema. Los primeros tres bloques posteriores al inicio corresponden a las configuraciones anteriormente mencionadas. Luego el programa evalúa si el offset fue calculado. Para ello se hace uso de la memoria no volátil EEPROM de 8 bits que incorpora el PIC. La primer posición se asignó para identificar si el offset ya fue calculado, en caso de que sí, dicha posición tendrá guardado el valor 10 en hexadecimal, en caso de que no, por defecto el valor es FF en la misma base. Luego se asignan las 12 posiciones siguientes para los valores de offset de los ejes, siendo 4 posiciones para cada eje ya que el valor está representado en coma flotante de 32 bits. El objetivo de guardar estos valores en memoria no volátil es liberar al sistema de la necesidad de realizar el cálculo cada vez que se enciende el dispositivo. Si bien el fabricante asegura que el valor de offset es extremadamente estable con respecto al tiempo, se incorpora la funcionalidad de re-calibración.

A continuación se habilitan las interrupciones. Se configuran dos interrupciones con distintas prioridades. La interrupción externa tiene como objetivo despertar al microcontrolador cuando se produce un movimiento y su prioridad es normal. La interrupción por cambio en el puerto B es de alta prioridad y el objetivo es manejar el accionamiento de un pulsador¹.

¹Esta interrupción también es externa, pero no se encuentra en los pines específicos de interrupción y se activa con las dos transiciones, de bajo a alto o de alto a bajo.

El control es posible activarlo y desactivarlo mediante el pulsador anteriormente mencionado, esta etapa se explicará con más detalle posteriormente.

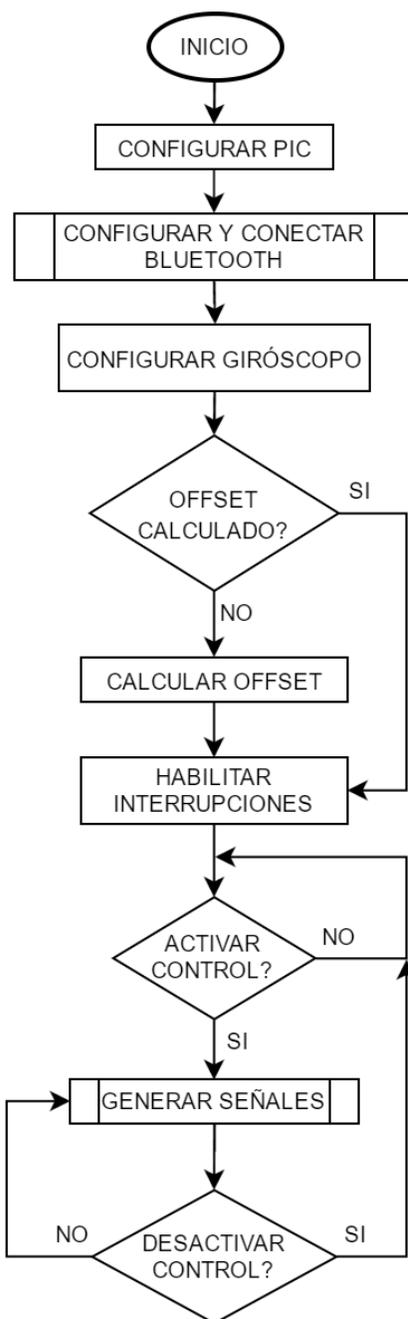


Figura 4.1: Diagrama en flujo del programa principal.

El diagrama presentado en la figura 4.2 corresponde al bloque “CONFIGURAR

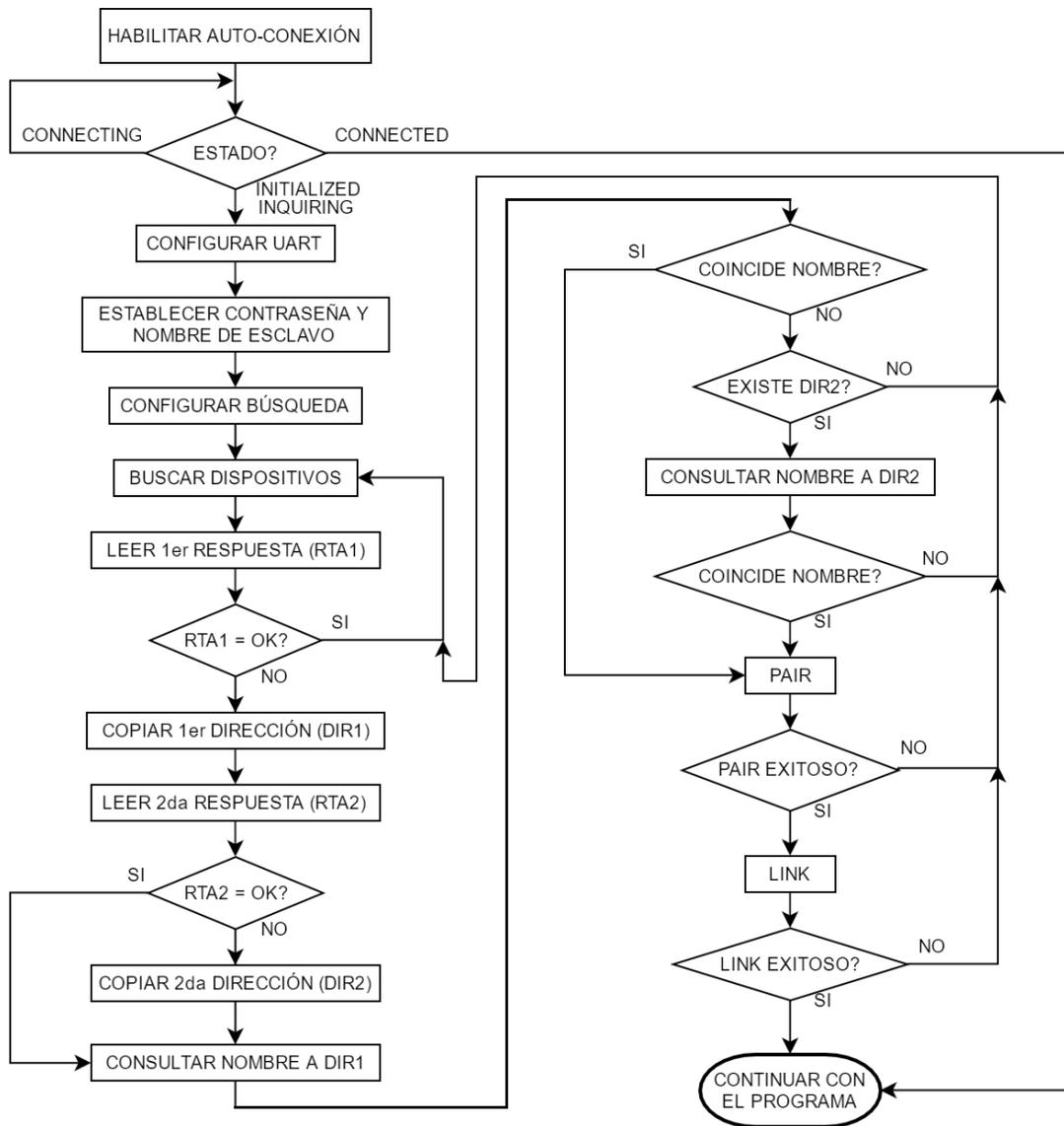


Figura 4.2: Diagrama en flujo de la librería de Bluetooth®.

Y CONECTAR Bluetooth[®]” del diagrama en flujo del programa principal. Lo primero que se realiza es un intento de auto-conexión. En la sección 2.3.5 se mencionó que la forma de vinculación de los dispositivos Bluetooth[®] permite que una vez hecho el pairing se puedan conectar automáticamente. En el módulo utilizado, esta funcionalidad se activa mediante una transición de alto a bajo seguida de una de bajo a alto en PIO11, y si encuentra un dispositivo que pertenece a la lista de vinculados, se conecta de forma automática. Luego se consulta el estado, en caso de que se haya conectado, se continúa con el programa, caso contrario, el dispositivo puede entrar en dos estados, *INITIALIZED* o *INQUIRING*. El primero de ellos significa que el módulo ya está listo para ser usado. El segundo corresponde a una funcionalidad que incorpora el dispositivo. Una vez ingresado en comandos AT, por defecto, realiza una encuesta. El motivo de esta ambigüedad es que en algunas ocasiones la auto-conexión falla más rápido que en otras y, cuando esto sucede, el módulo aún no ejecutó la encuesta (*INITIALIZED*) o, contrariamente, la ejecutó con anterioridad a la consulta del estado (*INQUIRING*). Para evitar cualquiera de los inconvenientes antes mencionados, lo más seguro es realizar el proceso de configuración y conexión desde el principio.

La configuración de UART puede parecer redundante, pero si bien al módulo se lo inicia en 38.4 Kbps, esto sólo afecta al modo comandos AT, de fábrica está configurado para transmitir en 9600 bps y estas configuraciones son independientes, lo cual es un problema para el microcontrolador que siempre trabaja en 38.4 Kbps. Para evitar este inconveniente, se lo configura nuevamente en 38.4 Kbps.

La contraseña que se establece debe coincidir con la que está configurada en el esclavo, de lo contrario el proceso de pairing fallará. El nombre del esclavo se utiliza para identificar el dispositivo. En caso de que el módulo receptor se cambie, basta con asignarle la contraseña y nombre anteriores y la conexión será exitosa.

La búsqueda se configura según lo mencionado en la descripción de configuraciones del Bluetooth[®]. El tiempo de búsqueda se ajustó empíricamente y el hecho de que se busquen sólo dos dispositivos se fundamenta en el ahorro de memoria y en que, generalmente, no hay muchos dispositivos Bluetooth[®] conectados y visibles lo suficientemente cerca como para interferir en la búsqueda.

El formato de respuesta a un comando AT en este módulo finaliza siempre con la secuencia “OKrn”. En el caso de la búsqueda de dispositivos existen tres respuestas posibles para la configuración elegida. Si se acaba el tiempo configurado y no se encontró ningún dispositivo, la respuesta es sólo OK, en ese caso se realiza nuevamente una búsqueda. Si sólo encuentra un dispositivo, la respuesta será su dirección y otros parámetros de la señal, y cuando se acabe el tiempo de búsqueda, le seguirá un OK. En ese caso sólo se le consulta el nombre a esa dirección, si coincide con el configurado se inicia el proceso de vinculación y si no, se realiza una nueva búsqueda. El último caso corresponde a que lleguen dos respuestas y el proceso es el mismo. Se consulta el nombre de la primera, si no coincide, se consulta el de la segunda y si continúa sin coincidir, se realiza una nueva búsqueda,

y si alguno coincide se conecta a esa dirección.

Cuando se encuentra un dispositivo cuyo nombre se corresponde con el del esclavo a conectar, se procede a hacer el pairing (PAIR). En caso de que falle, el dispositivo no informa el por qué. Podría deberse a una gran cantidad de motivos, pérdida de datos, contraseña incorrecta, pérdida de señal, coincidencia de nombre con otro dispositivo, entre otras. Independientemente de cuál sea, lo más seguro es realizar el proceso nuevamente desde la búsqueda de dispositivos y así abarcar cualquier falla, siendo recomendable acercar los dispositivos para tener mayor fuerza de señal.

Si el pairing es exitoso se continúa con la conexión (LINK), es muy poco usual que, habiendo sido exitoso el pair, falle el link. Pero aún así, en caso de que falle, se repite el proceso al igual que ante una falla en el pairing. De esta forma, si el esclavo está conectado y disponible para conectar, en mayor o menor tiempo, la conexión siempre se lleva a cabo con éxito.

En caso de que el enlace se pierda por algún motivo, el módulo se re-conecta automáticamente. Si el esclavo sale de la zona de alcance del maestro, la conexión se pierde, el módulo intentará la re-conexión y si sigue fuera de rango, ésta fallará. En este caso el HC-05 incorpora un mecanismo por el cual, durante la próxima media hora, si el esclavo entra en la zona de alcance, se conectará nuevamente de forma automática.

En la figura 4.3 se amplía el bloque “GENERAR SEÑALES”. El comienzo se da cuando el giróscopo envía una señal de interrupción que indica que se superó el umbral de velocidad configurado que se interpreta como un accionamiento voluntario del control. Para evitar re-interrupciones se desactiva la interrupción del giróscopo. Luego se inicializa el timer1 en cero que se utilizará para llevar a cabo el proceso de integración. Para determinar si los datos están disponibles se hace uso de un registro del giróscopo destinado a ésta funcionalidad. Cuando los datos están disponibles se leen por I²C. Luego la variable “n” se utiliza para hacer promedios. El objetivo es, además de disminuir el ruido presente en las muestras haciendo la promediación con n valores, reducir el impacto de la imprecisión del inicio de la medición del tiempo. Para ello se colectan los n valores antes de pasar al siguiente bloque, si no se hace uso de esta funcionalidad, n=1. Una vez adquiridos los datos necesarios se puede comenzar con el tratamiento de los mismos, es por ello que en este punto se registra el valor del timer1 y se lo reinicia.

El tratamiento de las señales se comienza haciendo el promedio, si es necesario, y se corrige el offset. Luego se implementa una zona muerta de 4σ cuyo objetivo es brindar estabilidad en los momentos de velocidad nula y prevenir de la acumulación de offset remanente. Luego se aplica un filtro, ya sea el de Kalman o un polo simple o doble. En caso de que se use el filtro de Kalman, el proceso de integración puede ser llevado a cabo con las fórmulas que arroja el desarrollo del mismo, o se puede hacer utilizar sólo la velocidad angular e integrar por el

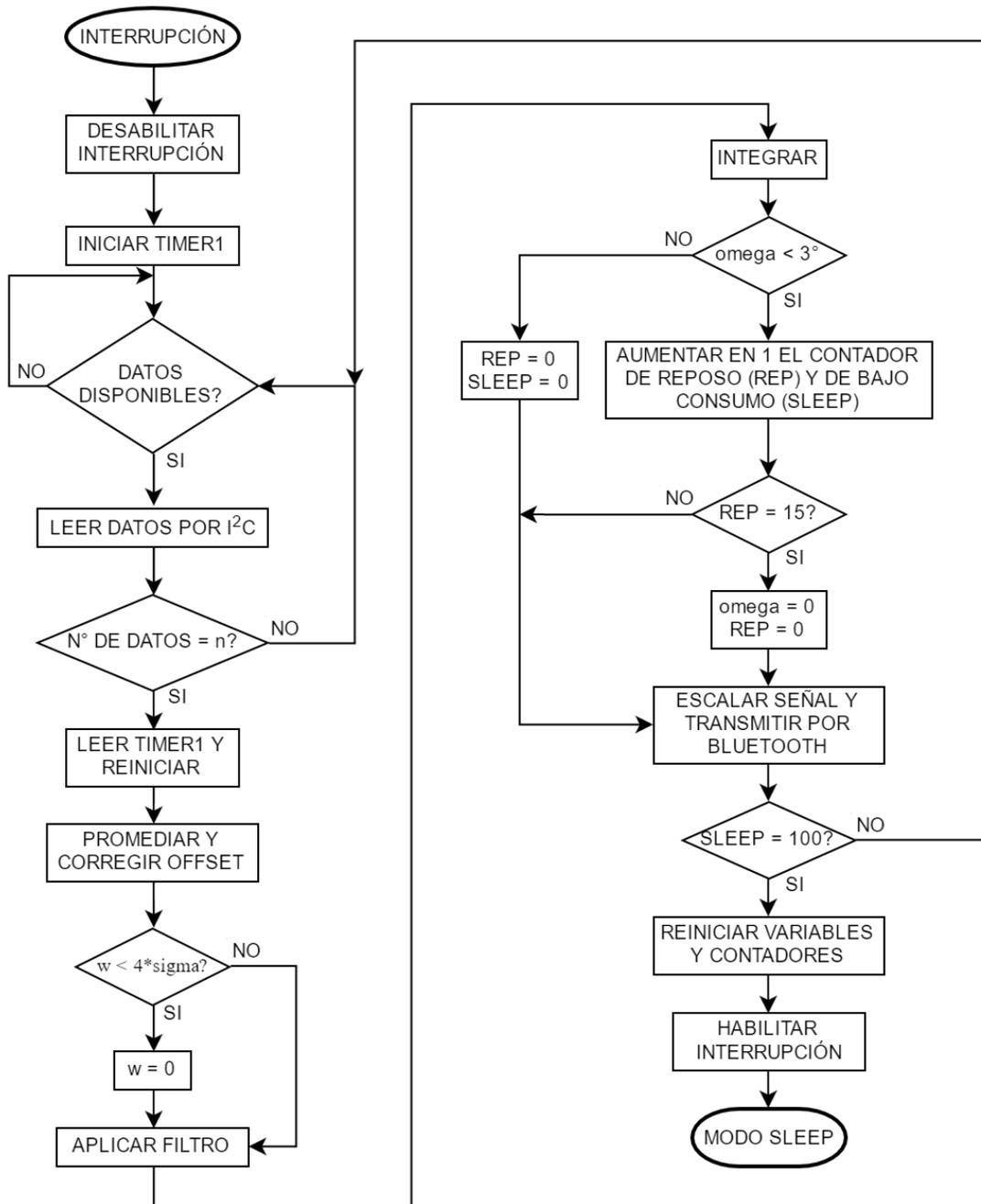


Figura 4.3: Diagrama en flujo de la adquisición de señales.

método de trapecios. Si se usa un polo de primer o segundo orden, necesariamente se integra a través del método de trapecios. Este proceso arroja como resultado dos ángulos de inclinación del dispositivo.

A continuación se implementa una secuencia de reconocimiento de reposo. En caso de que la inclinación sea menor a 3° durante 15 muestras, se la hace cero. El objetivo de esto es ampliar la zona de reposo y así evitar la necesidad de mantener perfectamente quieto el dispositivo, lo que implicaría una carga excesiva en la parte del cuerpo que se está utilizando.

Teniendo el ángulo de inclinación final, se prosigue a realizar un escalamiento para que sean datos válidos para el sistema destino. Como se explicó en la sección 3.3, el punto de reposo para un eje será 500, y se excursionará entre 0 y 999, por lo cual se deberá sumar 500 y multiplicar el ángulo por un factor de escalamiento. Para determinar este factor se puede usar como criterio lo mencionado en la sección 2.1 y fijarlo para que el fondo de escala sea 30° si se usa en la cabeza, en otra zona dependerá de la amplitud de los movimientos que se puedan realizar. Luego de realizar el escalamiento, se transmiten por UART los datos al Bluetooth[®] y éste los comunicará al sistema receptor.

Dado que el sistema es alimentado por batería es necesario implementar un sistema de ahorro de energía. Es ahí donde el contador “SLEEP” entra en escena. Funciona bajo la misma lógica que el contador de reposo, cuando el sistema ha permanecido en reposo durante 100 muestras, se reinician todas las variables y contadores, se habilitan las interrupciones y se ingresa al módulo en modo bajo consumo. El módulo Bluetooth[®] incorpora este modo de forma automática, si no se envía ningún dato durante unos segundos entra en modo ahorro de energía, reduciéndose así en un 60 % el consumo aproximadamente, quedando dominado mayoritariamente por el giróscopo que no contempla un modo de ahorro de energía que permita generar una interrupción por movimiento.

En la figura 4.4 se muestra el diagrama de cómo se activa y desactiva el control y cómo se re-calibra el dispositivo. Si bien en la figura 4.1 se muestra esto como un proceso directo del programa, en realidad no se evalúa constantemente la condición, sino que se realiza mediante una interrupción de máxima prioridad, pero el efecto es equivalente. En el programa se configura la interrupción de cambio de nivel en el puerto B para responder con la mayor prioridad, es decir que no se enmascara en ningún momento, y por lo tanto es posible generarla inclusive cuando se está ejecutando la rutina asignada para la interrupción del giróscopo. En el desarrollo realizado se implementó con un pulsador, conectado para fijar un estado alto mientras está liberado y un estado bajo cuando se presiona.

Cuando esta interrupción se activa, lo primero que se realiza es la transmisión a través de Bluetooth[®] de “500 500n” para que la silla detenga el movimiento y se reinician todas las variables para que coincidan con esta condición. Luego se ingresa un retardo de un segundo que funciona como antirrebote para el pulsador y para

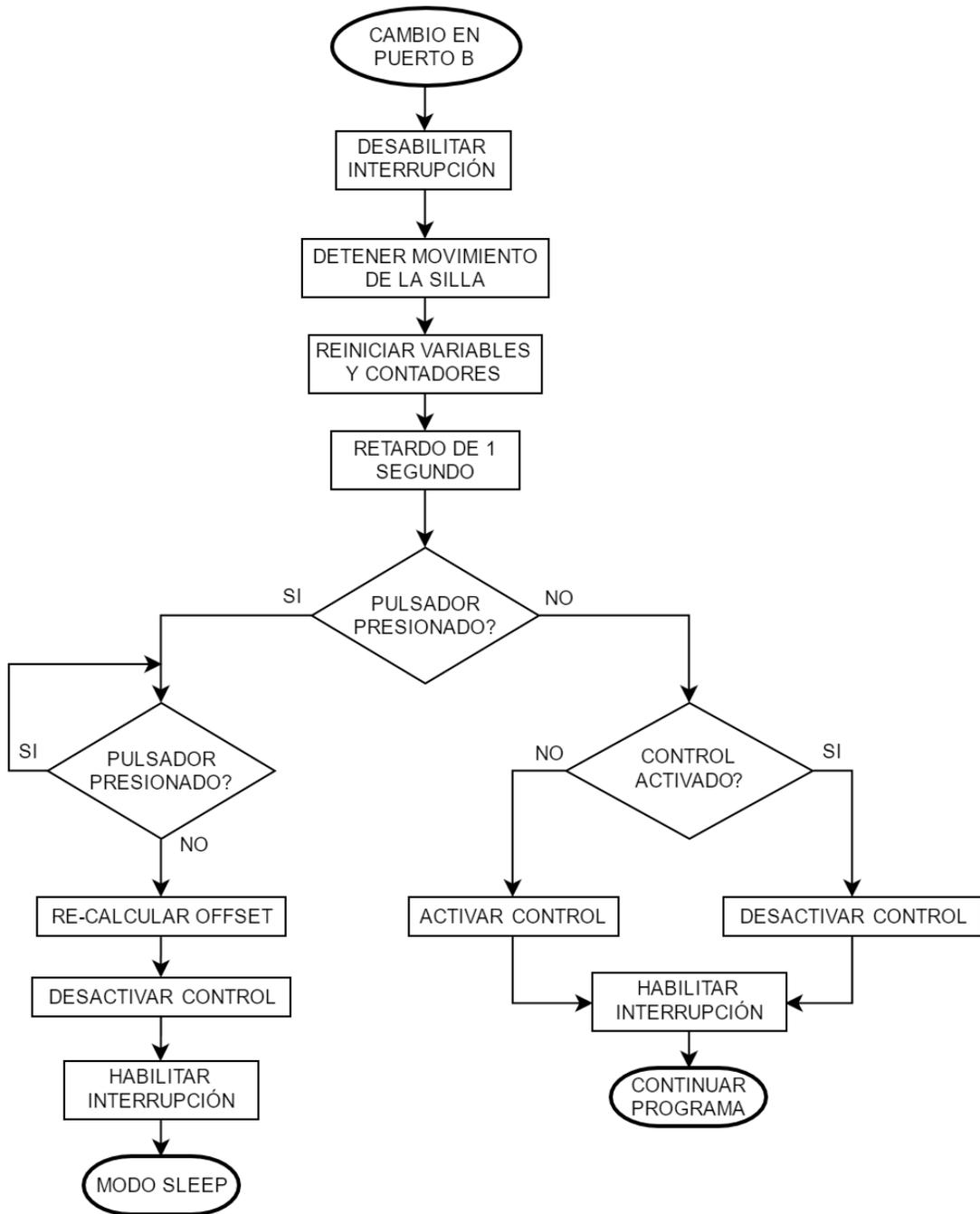


Figura 4.4: Diagrama en flujo de la funcionalidad del pulsador.

discernir entre dos opciones, activar/desactivar el control y re-calibrar. Si luego de un segundo el pulsador fue liberado, significa una orden de activar/desactivar el control. Si luego de un segundo permanece presionado implica que se quiere realizar una re-calibración. Como esta interrupción se genera por cambio de nivel, no discrimina entre una transición de alto abajo de una de bajo a alto, por lo cual es necesario que se libere el pulsador antes de continuar con la ejecución. Liberado éste, se prosigue a realizar el cálculo del offset, guardarlo en memoria EEPROM y colocar al sistema en modo ahorro de energía a la espera de que se active el control.

4.3. Prototipo final

Como en todo diseño, a lo largo de las distintas instancias de prototipado se fueron encontrando diversas cuestiones a mejorar y por lo tanto se fueron realizando modificaciones conforme se desarrollaban los prototipos hasta llegar a un prototipo final.

En el prototipo final se presentan varios cambios con respecto a los anteriores. El primer cambio importante tiene que ver con el microcontrolador utilizado. Fue necesario migrar del PIC16F88 al PIC18F2550 debido a que el desarrollo de la comunicación inalámbrica demandó más memoria de la esperada. A su vez, al utilizar un PIC18F2550 ya no fue necesario la utilización de una llave para alimentar el módulo Bluetooth[®] dado que soporta velocidades de hasta 115.2 Kbps, y por lo tanto la velocidad de comunicación del puerto UART pudo ser establecida en 38.4 Kbps.

Por otro lado, se tuvo que realizar un cambio importante con respecto a la comunicación entre el microcontrolador y el giróscopo. Esto fue debido a que en el PIC18F2550 comparte el pin 18 para la recepción de datos por el puerto UART (Rx) y para transmisión de datos por medio del puerto de SPI (SDO), lo que producía problemas en la comunicación UART para realizar la conexión del módulo Bluetooth[®]. Por lo tanto, la solución a esto fue cambiar la comunicación de SPI a I²C ya que utiliza una línea bidireccional distinta de Rx para la comunicación.

A continuación, en la figura 4.5 se presenta el prototipo final con el cual se realizaron las pruebas. Es una placa de doble faz que cuenta con un PIC18F2550, el módulo Bluetooth[®] HC-05, el giróscopo L3GD4200D[®] y la circuitería adicional. Al ser una placa de ensayos se diseñó para tener acceso a los pines de programación y a los de comunicación serie. En el apéndice C se encuentra el diseño esquemático de la placa.

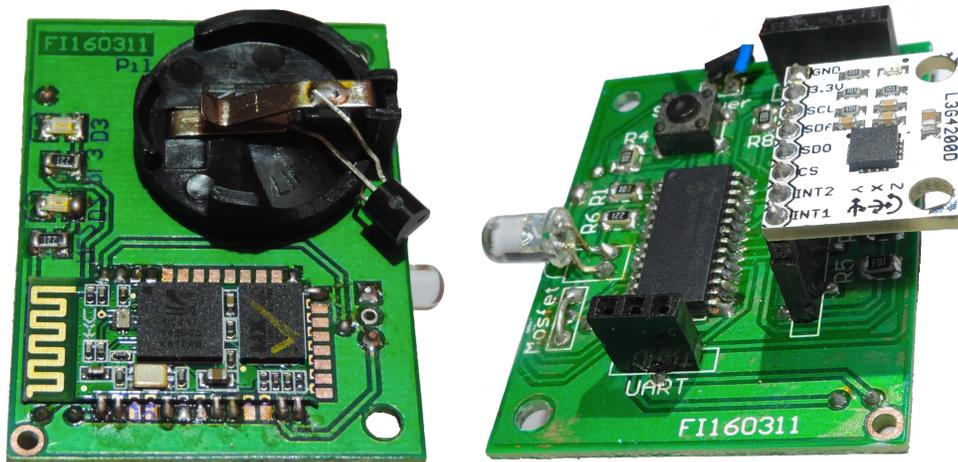


Figura 4.5: Prototipo final.

A continuación se muestra la orientación de los ejes del giróscopo en la placa.

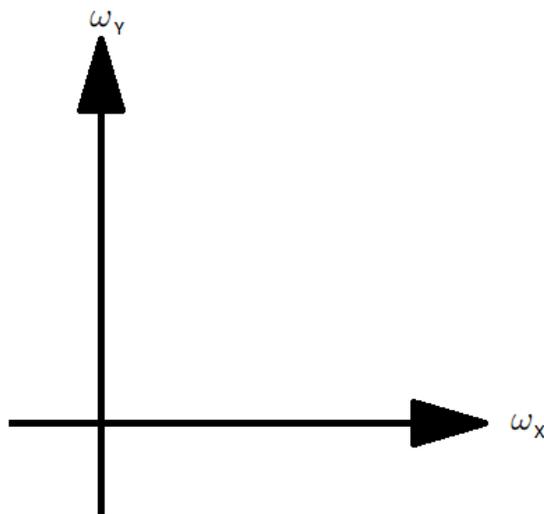


Figura 4.6: Orientación del giróscopo.

4.4. Ensayos

El sistema cuenta con algunas variables que sirven para la puesta a punto del mismo. Éstas son la covarianza del proceso (Q) en el filtro de Kalman y el factor de escalamiento. Para hacer pruebas y encontrar un ajuste se elaboró una aplicación de entrenamiento en computadora que muestra gráficamente, mediante un punto

en la pantalla sobre un marco de referencia, cómo se comporta el sistema. A continuación se muestra una captura del programa.

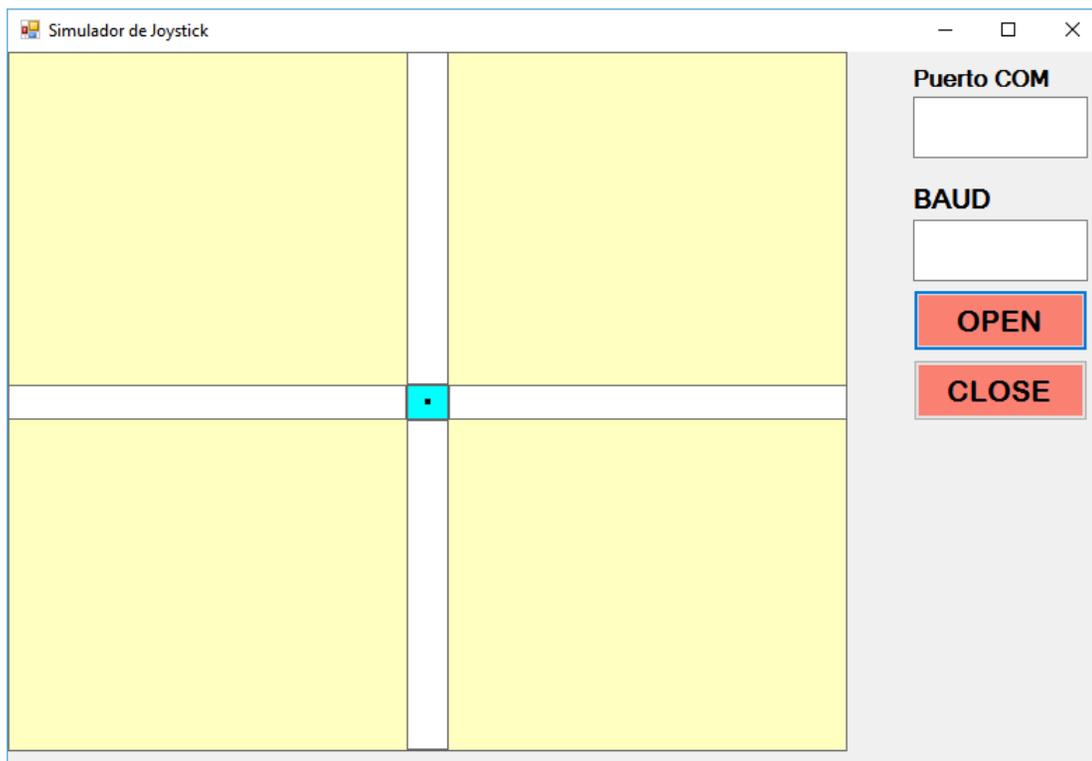


Figura 4.7: Aplicación de entrenamiento.

Para hacer uso de esta aplicación basta con conectar a la computadora un módulo Bluetooth[®] configurado como esclavo y seleccionar el puerto COM en el cual se encuentra, establecer la velocidad de comunicación y presionar en “OPEN”. El cuadrado del centro corresponde al sector de reposo de 3°. Los márgenes blancos horizontales y verticales son una extensión de esta zona ya que el procesamiento de los ejes se hace de forma totalmente independiente.

Los movimientos se clasifican en 3 grupos:

- Avance y retroceso: corresponden al caso en el que las dos ruedas giran en el mismo sentido y a la misma velocidad (márgenes blancos verticales).
- Giro corto: es cuando la silla gira sobre su propio eje, las ruedas se mueven en sentido contrario una de otra pero a la misma velocidad (márgenes blancos horizontales).
- Giro largo: se da como combinación de un giro con un avance o retroceso, ambas ruedas giran en el mismo sentido pero a distinta velocidad.

Una vez puesto a punto el programa se realizaron movimientos de avance, retroceso y giros sobre el eje y se adquirieron los resultados con MATLAB® para evaluar el comportamiento.

A continuación, y a modo de resumir, se muestran sólo algunos de los ensayos realizados.

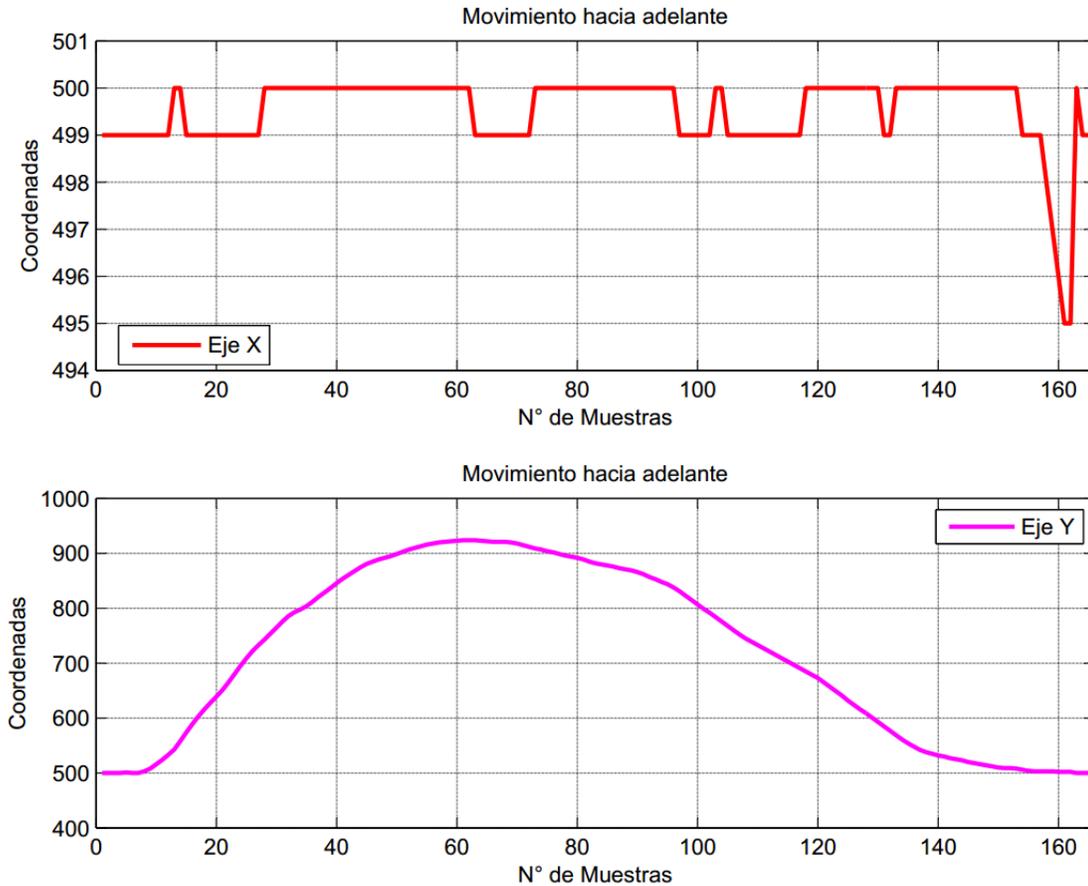


Figura 4.8: Avance.

Como se puede observar, los movimientos no son perfectamente lineales y por lo tanto hay variaciones en el eje que debería estar en reposo. En ellos se puede notar la corrección que se realiza de forma automática cuando estas variaciones son pequeñas y pertenecen a la zona de reposo. En el eje de movimiento se puede observar la excursión del movimiento con ausencia de ruido en la señal. En el caso de la figura 4.8 el regreso a reposo es exacto, en cambio en la figura 4.9 hay un pequeño corrimiento que luego es corregido por el algoritmo.

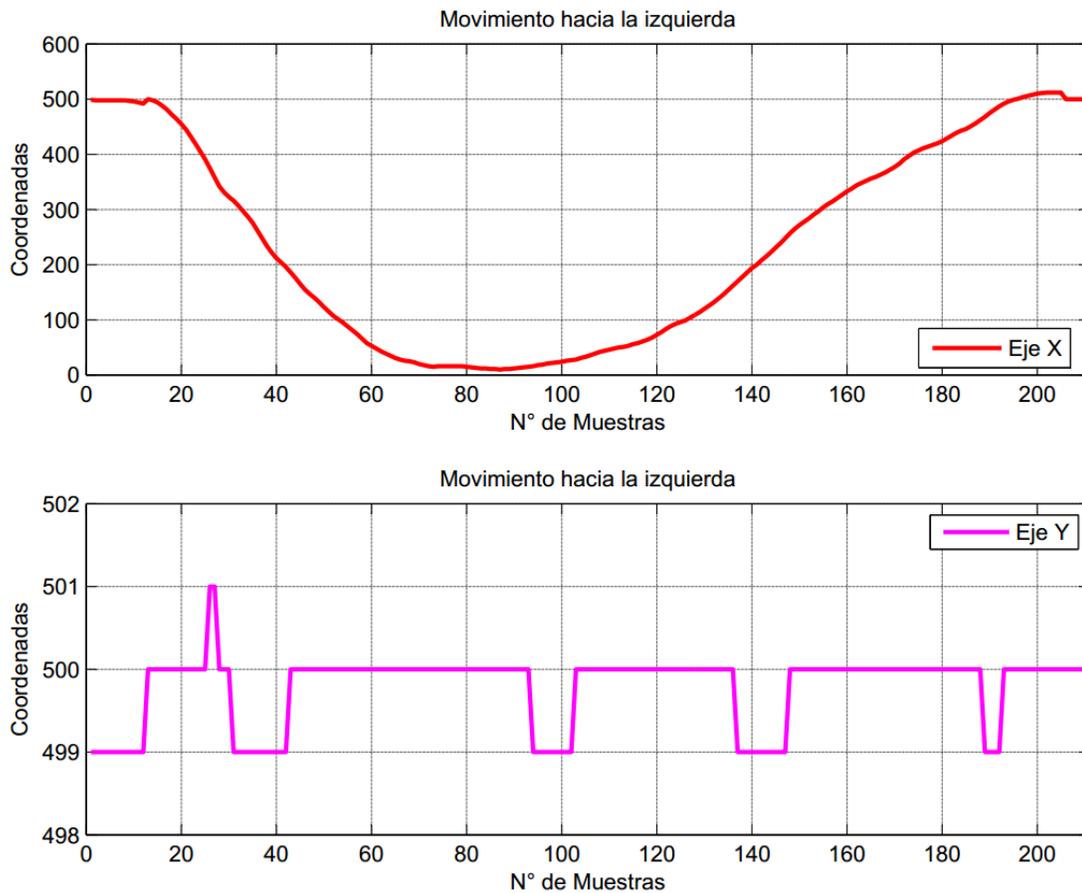


Figura 4.9: Giro corto hacia la izquierda.

En la figura 4.10 se muestra el movimiento conjunto de ambos ejes en un giro largo hacia la derecha.

La figura 4.11 es una visual de la aplicación en funcionamiento para dos de los casos mencionados. Se ve cómo se comporta el punto indicador (resaltado en rojo por motivos de claridad), donde las líneas punteadas muestran la trayectoria aproximada que sigue.

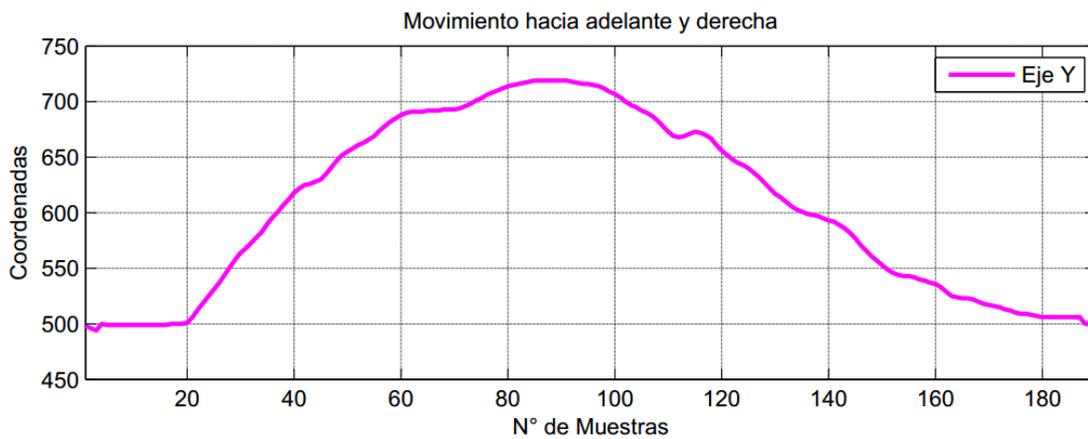
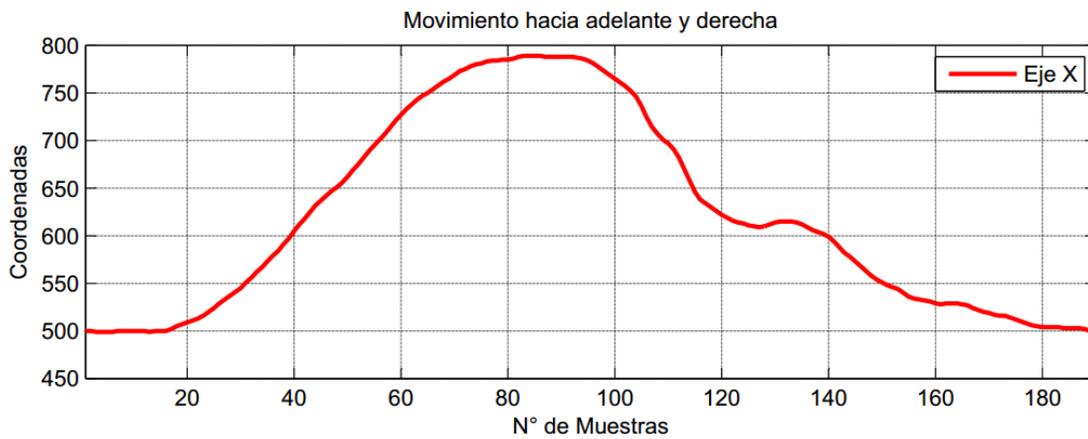


Figura 4.10: Giro largo hacia la derecha.

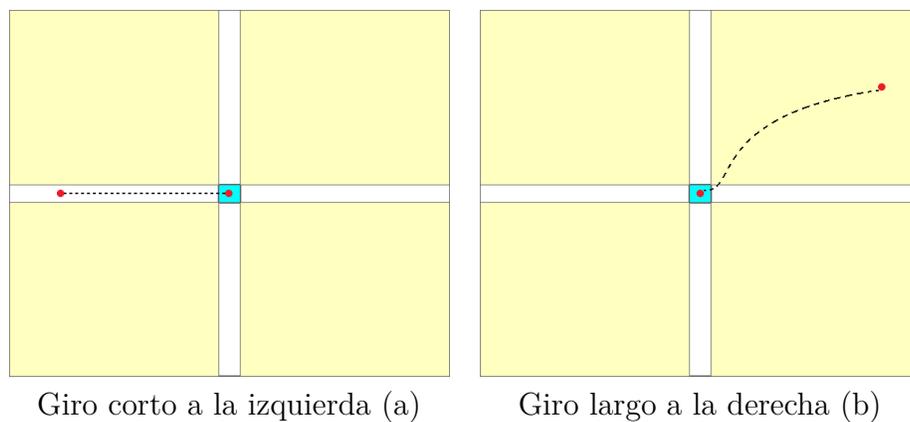


Figura 4.11: Visual de la aplicación en funcionamiento.

Para que el cálculo de los ángulos sea confiable, es necesario que el proceso de integración también lo sea y para ello se requiere que el método elegido cometa el menor error posible y que la medición del tiempo sea precisa. Es por esto que resulta importante medir el tiempo que se demora en realizar los cálculos de filtrado e integración. Dicho tiempo debería ser menor al tiempo entre muestras, que para el ODR seleccionado son aproximadamente 10 ms. Haciendo uso de otro timer integrado en el microcontrolador, iniciándolo en el momento de la última medición y registrando el valor al momento de finalizar los cálculos se obtuvo una demora máxima de 9.8 ms.

Uno de los objetivos planteados fue que el dispositivo sea de bajo consumo. Para evaluar esta característica se midió el consumo de corriente en distintas etapas de la ejecución del programa, arrojando los siguientes resultados.

Etapa	Consumo de corriente [mA]
Conexión de Bluetooth®	41 mA
Funcionamiento activo	20 mA
Modo sleep	8 mA

Cuadro 4.1: Consumo de corriente.

Capítulo 5

Discusión

Existen diversos puntos en los cuales hacer foco acerca de lo desarrollado en este proyecto. Lo más importante concierne al desempeño del dispositivo como control de una silla de ruedas. El principal problema que presenta utilizar sólo un giróscopo es la acumulación de offset, cuyo origen puede ser variado. La precisión de la medición del tiempo es un aspecto de suma importancia. En el algoritmo desarrollado, el momento en el cual se hace registro del tiempo influye en gran medida sobre la exactitud de la integral. Las demoras en los cálculos influyen dado que el margen de error es muy pequeño (0.2 ms). Una solución es utilizar un oscilador externo para elevar la velocidad de procesamiento, el PIC18F2550 conectado con un oscilador externo permite configurar el clock en 48 MHz, con lo cual se reducen los tiempos de cálculo 6 veces. El problema de esto es que para que funcione, el voltaje de alimentación se debe elevar a 4.2 V como mínimo. Existe una variedad de la misma familia que permite sortear estos obstáculos (PIC18LF2550). Este microcontrolador está diseñado para funcionar con menores voltajes de alimentación, a 3 V ya se puede utilizar una velocidad de clock de 16 MHz.

Para mejorar la medición, se puede hacer uso de la lectura de un acelerómetro. Numerosos sistemas de navegación inercial utilizan ambas mediciones mediante un cierto tratado matemático y generalmente utilizan un filtro de Kalman para realizar una fusión sensorial.

Es posible mejorar las características de bajo consumo de dos formas. El gasto de transmisión representa cerca del 50% del consumo, si se utiliza un módulo Bluetooth® versión 4 que incorpora características puramente dedicadas a la disminución del consumo, se puede mejorar este aspecto. A su vez, dicha versión está orientada a realizar conexiones rápidas, por lo cual hasta podría apagarse por completo el módulo y sólo prenderlo en los momentos de transmisión. Otro método es utilizar un giróscopo y un acelerómetro juntos como el MPU6000. En modo de bajo consumo se puede deshabilitar por completo la circuitería del giróscopo y dejar encendida la del acelerómetro, cuyo consumo es una centésima del

consumo del gir6scopo y utilizarlo s6lo para generar se1ales de interrupci6n que activen nuevamente todo el sistema.

Por las caracter6sticas de los usuarios, ser6a de gran utilidad que el dispositivo se pudiera adaptar a cada uno de ellos. Una de las ventajas y motivos de trabajar con Bluetooth® es la compatibilidad con dispositivos m6viles y computadoras. Se puede aprovechar esta ventaja y realizar una aplicaci6n con una interfaz gr6fica que le permita al usuario, y/o personal de rehabilitaci6n, seleccionar los par6metros del control que mejor le resulten.

En el dise1o realizado, la comunicaci6n inal6mbrica se da de forma unidireccional. Podr6a hacerse uso de la posibilidad de enviar datos desde la silla hacia el control para aprovechar alguna ventaja. Por ejemplo, el accionamiento del control si se lo tiene colocado como una vlncha, puede resultar m6s pr6ctico si se lo realiza con el pulsador en la silla.

A su vez, si bien el prototipo final se encuentra alimentado por 2 pilas CR2032 conectadas en serie y un regulador de 3.3 V, por el tipo de aplicaci6n que se est6 desarrollando, ser6a recomendable que el dispositivo sea alimentado con una bater6a recargable de i6n de litio con una capacidad de carga de entre 500 mA y 1 A. De esta forma, se lograr6a una reducci6n considerable en el costo ya que con la aplicaci6n actual ser6an necesarias 2 pilas diarias y con una bater6a recargable el gasto efectuado depender6a de la vida 6til de la misma (aproximadamente 3 a1os).

Capítulo 6

Conclusión

Se desarrolló un proyecto interdisciplinario ya que, si bien el sistema es puramente electrónico, se trabajó en conjunto con una estudiante avanzada de la carrera de Terapia Ocupacional para poder realizar un dispositivo que cumpla con los objetivos planteados, pero que también se adapte a las necesidades de una persona discapacitada. Esta persona evaluó el desempeño del sistema concluyendo que, con un entrenamiento adecuado, podría ser utilizado con éxito y valoró positivamente la utilidad de la aplicación de computadora para una primer etapa de rehabilitación.

En cuanto a las características físicas y eléctricas se cumplió con los objetivos de bajo peso y bajo consumo. Con la batería adecuada, el dispositivo puede funcionar durante todo un día sin necesidad de realizar una recarga y el peso no representa una carga extra para el usuario.

Los objetivos planteados al inicio del proyecto se cumplieron satisfactoriamente. El control desarrollado presenta el funcionamiento esperado para la tecnología utilizada. Tal y como se plantea en la sección anterior, existen formas de mejorar el funcionamiento y extensiones para aumentar la utilidad del mismo que se plantean como inquietud para futuros alumnos que se interesen en el tema y quieran continuar con el desarrollo.

Finalmente, el trabajo realizado forma parte de un proyecto aún mayor que se trata de la obtención del título de Ingeniero Electrónico. Este trabajo se realizó como uno de los requisitos de la carrera, y su objetivo es la integración y aplicación de los conocimientos adquiridos a lo largo de ésta. Para este proyecto se abarcaron las áreas de tratamiento de señales, comunicaciones digitales, electrónica digital, programación, circuitos electrónicos y diseño de PCB. Es por esto que tanto los objetivos específicos como los generales se cumplieron exitosamente.

Apéndice A

Silla de ruedas a escala

Como no se dispone de una silla de ruedas motorizada real, para realizar pruebas se utilizó un modelo a escala que imita el comportamiento de una real. Como se ve en la figura A.2, dispone de dos ruedas con motores independientes al igual que una silla de ruedas real. El sistema utiliza dos puentes H, uno para cada motor, que le permite moverlos en ambas direcciones. La forma de operarlos es mediante modulación de ancho de pulso (PWM), variando el ciclo de trabajo se consiguen variaciones en la velocidad. Como señal de control acepta dos coordenadas, las cuales debe traducir a señales de PWM. El algoritmo que realiza dicha conversión calcula el módulo (M) y el ángulo con respecto al eje de abscisas de una recta trazada entre la coordenada ingresada y el punto de reposo como muestra la figura A.1. El ángulo ρ se normaliza a $\alpha = \rho * \pi / 2$ y las velocidades de los motores derecho e izquierdo, $VelD$ y $VelI$ respectivamente, se calculan de la siguiente manera.[13]

$$VelD = M; VelI = \alpha * M \quad (A.1)$$

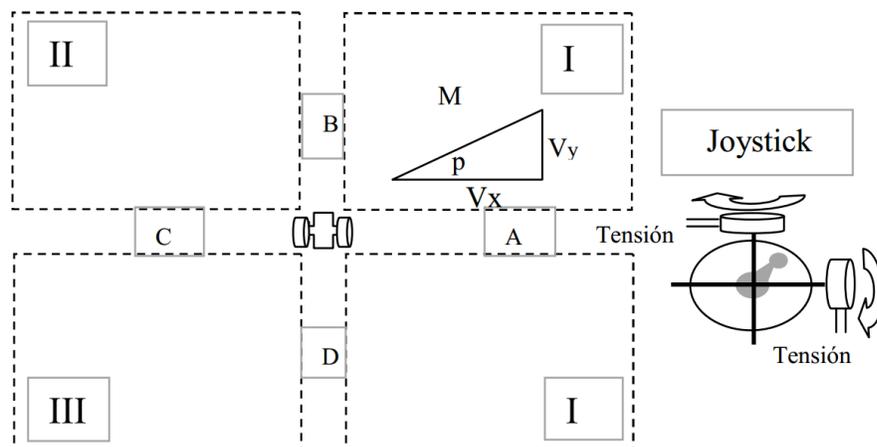


Figura A.1: Forma de cálculo para el PWM.

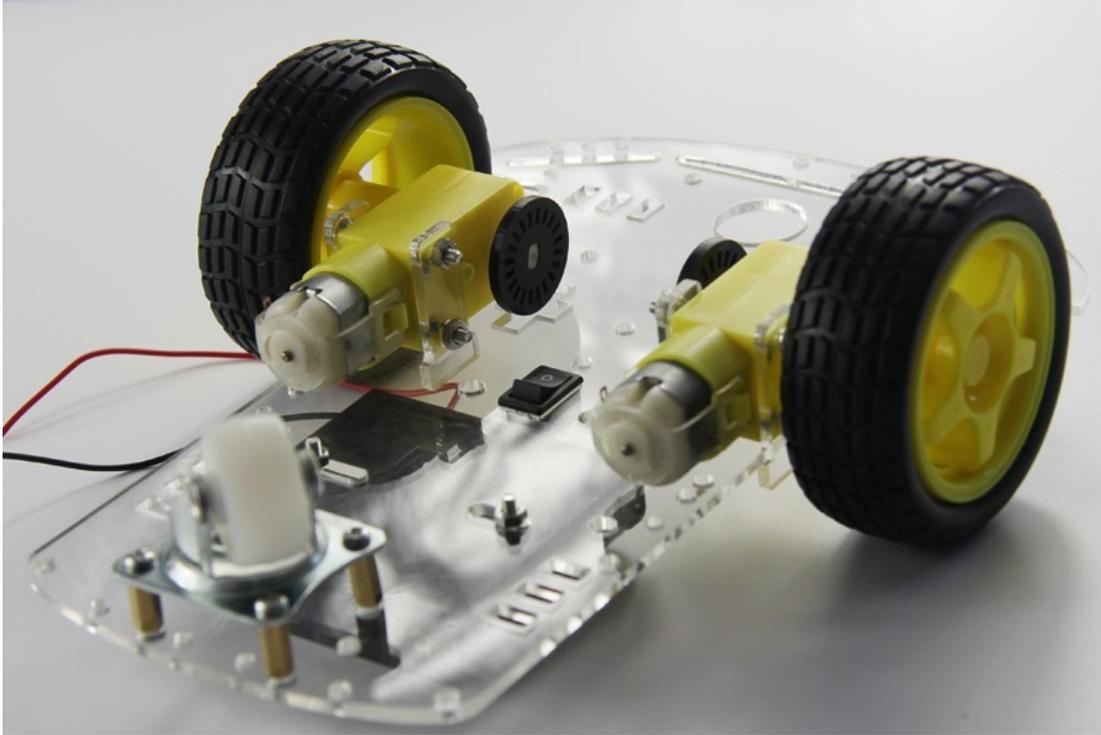


Figura A.2: Silla de ruedas a escala.

Apéndice B

Configuración detallada del giróscopo

A modo de lograr una descripción ordenada y detallada de los registros configurados, se los enumerará uno por uno indicando la configuración elegida y el por qué de su elección.

CTRL_REG1= 00001011: ODR= 100 Hz, Cut-Off= 12.5 Hz, ejes X e Y habilitados. La principal característica de este registro es que permite configurar la velocidad de salida de datos y la frecuencia de corte del segundo LPF. Esta selección se fundamenta en las mediciones realizadas en la sección 3.2.1. El eje Z se desactivó debido a que el giróscopo está dispuesto de tal forma en el prototipo de ensayo que sólo se utiliza el eje X e Y.

CTRL_REG2: este registro permite la configuración del HPF. Dicha configuración se omite ya que no se utilizará este filtro por los motivos ya descriptos.

CTRL_REG3= 10000000: habilita y configura la señal de interrupción INT1 que se activa cuando la velocidad angular supera un determinado umbral fijado, esto se discutirá más adelante junto con la descripción de los registros de interrupción. Por el momento basta con mencionar que la señal es activo alto y utiliza un circuito push-pull como salida.

CTRL_REG4= 0011x000: los datos se actualizan constantemente. El bloque de datos se representa en Big Endian. El fondo de escala se fija en 2000 dps, la resolución por bit resulta 0.07 dps, lo cual aporta mayor estabilidad ante variaciones pequeñas ya que éstas no se ven reflejadas en la lectura de la velocidad angular.

CTRL_REG5= 00x00011: las señales generadas no son filtradas por el HPF y sí por el LPF2. Para la señal de interrupción se utiliza la señal sin filtrar de

forma de obtener mayor sensibilidad de respuesta y así evitar un desplazamiento del punto de reposo, originado por el retardo en la respuesta al movimiento.

INT1_THS: es un conjunto de 6 registros que sirven para especificar el umbral con el cual el circuito de interrupción compara las mediciones. Utiliza 15 bits para fijar el valor y la resolución depende del ODR seleccionado. Para el caso de 100 Hz es ~ 3 mdps/bit. Se los configuró para que el umbral sea 2 dps ya que en reposo la medición se mantiene por debajo de dicho valor y al realizar un movimiento suave, responde adecuadamente.

INT1_CFG= 00001010: con este registro se configura que la interrupción se genere cuando el valor medido supera el umbral establecido en los registros INT1_THS, que la señal quede en estado alto sólo mientras el umbral sea superado y que se genere con lógica OR, es decir, cuando un eje u otro supera el valor de umbral.

INT1_DURATION= 0xxxxxxx: sirve para seleccionar la duración que debe tener el evento para ser reconocido como una interrupción, en las configuraciones realizadas, esto implica cuánto tiempo la velocidad angular medida debe estar por encima del valor de umbral para generar la señal de interrupción. El valor depende del ODR, para el caso de 100 Hz, la resolución es de 10 ms/bit. Esta funcionalidad no se usa dado que provoca un retardo en la respuesta. En dicho retardo, el dispositivo se está moviendo, pero las mediciones no son registradas, lo que conduce a un error entre el ángulo calculado y el ángulo verdadero.

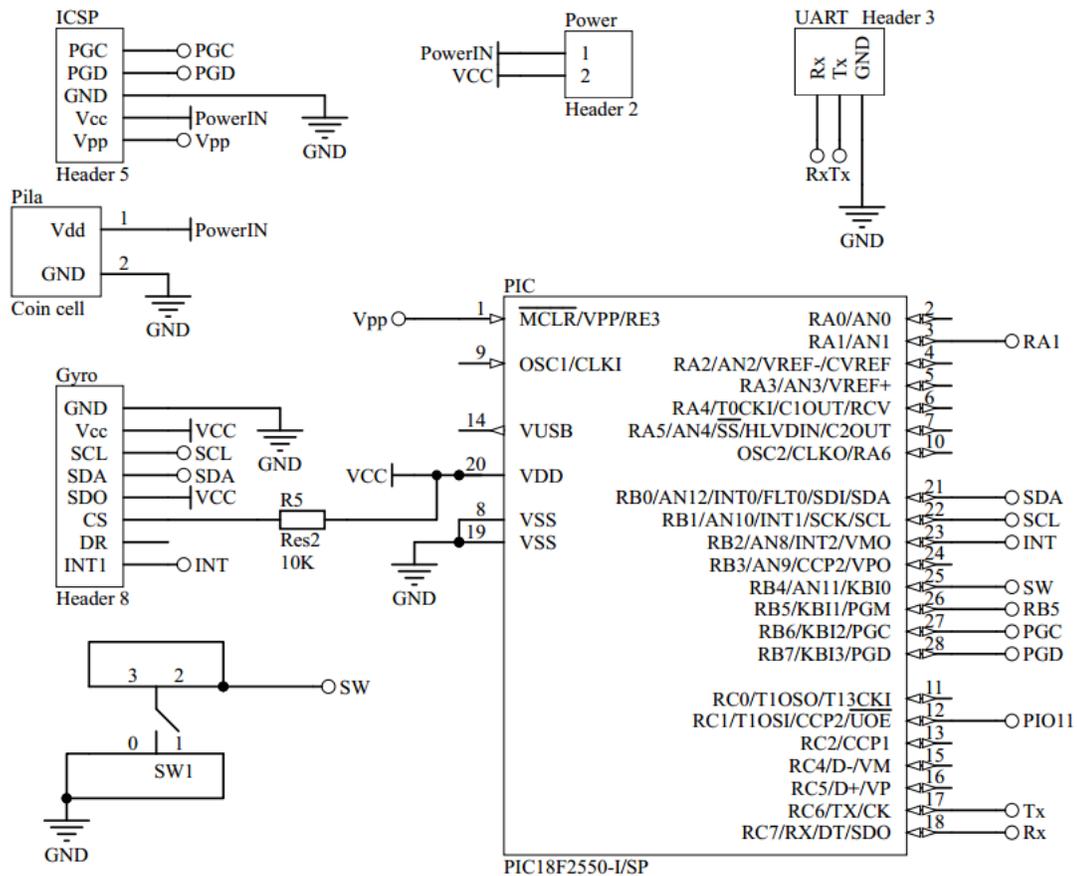
Los mencionados anteriormente son los registros utilizados para configurar los parámetros que modifican directamente la forma en la que las señales se producen (funcionamiento estático). A continuación, se definen otros registros que sirven de soporte para el funcionamiento dinámico del sistema.

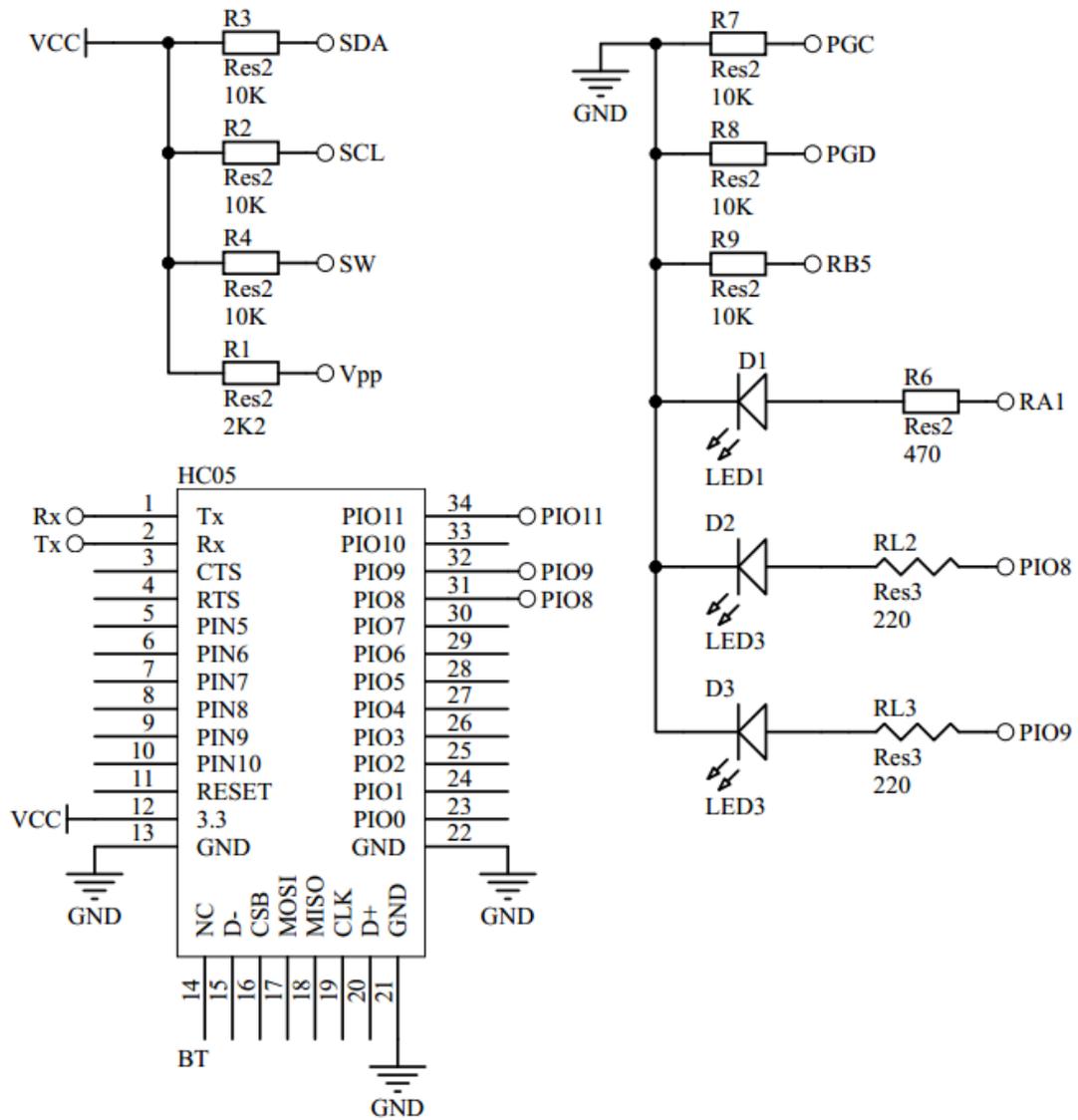
OUT_X/Y/Z_L/H: son los registros donde se almacenan los datos medidos. Se representan mediante dos bloques de 8 bits que forman un bloque de 16 bits en formato complemento a 2.

INT1_SRC: es un registro de sólo lectura y sirve para atender a la interrupción. Utiliza un bit para indicar si se generó un pedido de interrupción y 6 bits para indicar si fue por un valor mayor o menor al umbral para cada uno de los ejes. La lectura de este registro produce que el bit indicador de interrupción se limpie.[14][15][16]

Apéndice C

Circuito esquemático del prototipo final





Bibliografía

- [1] S. L. Guttmann, *Lesiones Medulares, Tratamiento Global e Investigación*. Jims SA, 1 ed., 1981.
- [2] M. España, *Fundamentos de la navegación integrada*. AADECA, Asociación Argentina de control Automático, 2010.
- [3] J. Fraden, *Handbook of modern sensors: physics, designs, and applications*. Springer Science & Business Media, 2004.
- [4] STMicroelectronics, “Ta0340 technical article,” Tech. Rep. 1, STMicroelectronics, 7 2011.
- [5] G. Welch and G. Bishop, “An introduction to the kalman filter.” SIGGRAPH ACM, Inc, 2001.
- [6] I. C. Society, “Ieee std 802.15.1, part 15.1: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for wireless personal area networks (wpans),” Tech. Rep. 14, IEEE Computer Society, 3 Park Avenue, New York, NY 10016-5997, USA, 6 2005.
- [7] I. Studio, “Hc-05 overview,” Tech. Rep. 18, ITead Studio, 07 2010.
- [8] ITU, *Reglamento de Radiocomunicaciones*, 2012.
- [9] A. Portela, J. Skvarca, E. Bravo, and L. Loureiro, *Prospección de radiación electromagnética ambiental no ionizante Vol. 1*. CNC, 1988.
- [10] J. Skvarca and A. Aguirre, “Normas y estándares aplicables a los campos electromagnéticos de radiofrecuencias en américa latina: guía para los límites de exposición y los protocolos de medición,” *Panam Salud Pública*, pp. 205 – 212, 2006.
- [11] “Bluetooth® - bluetooth org..” <https://www.bluetooth.com/>.
- [12] CNC, *Resolución 3690/2004*, 2004.

- [13] W. Gemin, R. Rivera, A. Nieto, R. Hidalgo, J. Fernández, and M. Revuelta, “Desarrollo de un sistema de control y potencia de bajo costo para sillas de ruedas motorizadas,” *14th Argentine Symposium on Technology*, 2013.
- [14] STMicroelectronics, “L3g4200d,” Tech. Rep. 3, STMicroelectronics, 12 2010.
- [15] STMicroelectronics, “An3393 application note,” Tech. Rep. 1, STMicroelectronics, 4 2011.
- [16] STMicroelectronics, “An4504 application note,” Tech. Rep. 1, STMicroelectronics, 6 2014.