

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y  
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN**

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN  
EXOESQUELETO ROBÓTICO PARA LA RODILLA**

**DANIEL GALA MONTES**

**2017**

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**  
**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR**  
**DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por

Presidente: Dr D. MARÍA TERESA ARREDONDO WALDMEYER

Vocal: Dr D. ANA PILAR GONZÁLEZ MARCOS

Secretario: D. MARÍA JOSÉ MELCÓN DE GILES

Suplente: Dr D. JOSÉ RAMÓN TAPIA MERINO

para juzgar el Trabajo Fin de Grado titulado:

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EXOESQUELETO**  
**ROBÓTICO PARA LA RODILLA**

del alumno D. DANIEL GALA MONTES  
dirigido por D. ÁLVARO GUTIÉRREZ MARTÍN

Acuerdan otorgar la calificación de: \_\_\_\_\_

Y, para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal, la presente diligencia

Madrid, a 26 de Enero de 2017

El Presidente

El Vocal

El Secretario

Fdo: \_\_\_\_\_ Fdo: \_\_\_\_\_ Fdo: \_\_\_\_\_

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y  
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN**

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN  
EXOESQUELETO ROBÓTICO PARA LA RODILLA**

**DANIEL GALA MONTES**

**2017**

## Resumen

El propósito de este Trabajo Fin de Grado consiste en el diseño e implementación de una primera aproximación a un exoesqueleto robótico para la rodilla, con función de asistencia a la marcha para sujetos en rehabilitación neuromuscular. El sistema final deberá ser capaz de detectar la intención de movimiento del usuario y actuar en consecuencia, aportando la potencia motriz necesaria para llevar a cabo la extensión o flexión de la articulación. Considerando la rodilla como un sistema de un grado de libertad, se desarrollará sobre una tarjeta electrónica comercial un controlador discreto de posición, el cual actuará sobre un motor eléctrico en base a la información recibida de unos sensores. Así pues, el sistema completo estará compuesto por un motor de corriente continua sin escobillas, varios sensores y una tarjeta electrónica encargada del control del motor y procesado de las señales.

## Abstract

The aim of this thesis is to design and implement a first approach to a robotic knee exoskeleton to assist the gait of subjects on neuromuscular rehabilitation. The final system must be able to detect the wearer's intent of movement, thus assisting the power required to perform joint extension and joint flexion. Considering the knee joint as a system with one degree of freedom, a discrete position controller will be developed on a commercial electronic board. This controller will drive an electric motor based on the information received from several sensors. Therefore, the complete system will be composed of a brushless direct current electric motor, several sensors and an electronic board tasked with signal processing and motor control.

**Palabras clave:** control, motores eléctricos BLDC, exoesqueleto, rodilla, asistencia, mecatrónica, microcontroladores, STM32.

**Keywords:** control, BLDC electric motors, exoskeleton, knee, assistance, mechatronics, microcontrollers, STM32.

## Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecerle a mi tutor, D. Álvaro Gutiérrez Martín, por todo el apoyo prestado durante el desarrollo de este proyecto, tanto a nivel profesional como personal. Gracias a su tutela he podido adquirir conocimientos y experiencia, y a la vez he logrado sentirme verdaderamente integrado en el Robolabo a pesar de la brevedad de mi estancia.

También me gustaría dar gracias a mis amigos, tanto dentro como fuera de la carrera, que tanto me han ayudado en el día a día durante los últimos cuatro años y sin los cuales vivir en Madrid no sería lo mismo.

Por último, pero sin lugar a dudas más importante, a mi madre. Por motivarme a escoger esta carrera que tanto me ha dado. Por apoyarme en mi decisión de venir a Madrid, porque aquí estaba la mejor Escuela de Telecomunicación y no hacían falta más argumentos. Por siempre creer en mí, incluso cuando yo no lo hacía. Por todo esto y muchas cosas más, gracias.

# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>IV</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>V</b>
<b>Índice General</b>	<b>VI</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>VII</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>IX</b>
<b>Lista de acrónimos</b>	<b>X</b>
<b>1. Introducción y Objetivos</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción a los exoesqueletos robóticos . . . . .	1
1.1.1. Sistemas de asistencia y sus principales aplicaciones . . . . .	1
1.1.2. Mecanismos de interacción persona-máquina . . . . .	4
1.1.3. Requisitos biomecánicos de un exoesqueleto para la rodilla . . . . .	6
1.2. Motivación y objetivos . . . . .	8
1.3. Planificación del proyecto . . . . .	9
<b>2. Descripción de la arquitectura hardware implementada</b>	<b>10</b>
2.1. Motor sin escobillas (BLDC). . . . .	10
2.2. Posicionamiento y control del motor. . . . .	15
2.3. Estudio y modelado del motor BLDC empleado . . . . .	17
2.4. Tarjetas electrónicas seleccionadas y sus principales características. . . . .	20
2.5. Modelado experimental del motor . . . . .	22
<b>3. Descripción del firmware desarrollado</b>	<b>27</b>
3.1. Funciones del microcontrolador . . . . .	27
3.2. Estudio y diseño de un controlador de posición . . . . .	32
3.3. Implementación de un controlador discreto de posición . . . . .	35
3.4. Pruebas y ajuste del sistema . . . . .	38
<b>4. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>43</b>
4.1. Conclusiones . . . . .	43
4.2. Líneas futuras . . . . .	44
<b>Bibliografía</b>	<b>46</b>

# Índice de figuras

1.1.	Versión final de WOTAS para el control de tres movimientos de miembro superior humano: flexión-extensión del codo, flexión-extensión de la muñeca y pronación-supinación del antebrazo. (Rocon et al., 2007)	2
1.2.	(a) Configuración del sistema HEXAR de acuerdo al tipo de mecanismo, (b) Arquitectura de control conectada por red CAN. (Wansoo et al., 2014)	2
1.3.	(a) Diagrama esquemático del sistema modular y (b) prototipo desarrollado. (Haoyong et al., 2014)	3
1.4.	Honda Walking Assist Device. Honda (2016)	4
1.5.	Exoesqueleto Vanderbilt y secuencia de experimentos.	7
2.1.	Posibles caminos de circulación de corriente en el control trapezoidal.	12
2.2.	Corrientes en las bobinas y torque del motor.	13
2.3.	Dirección del campo EM en cada paso de la secuencia de conmutación.	13
2.4.	Comparación entre la conmutación trapezoidal y la sinusoidal (Toirà, 2006)	14
2.5.	Sensor de efecto Hall con salida lineal y característica de transferencia.	16
2.6.	Sensor de efecto Hall con salida digital y característica de transferencia.	17
2.7.	Tarjeta NUCLEO STM32F446RE.	20
2.8.	Diagrama funcional de la tarjeta NUCLEO STM32F446RE.	21
2.9.	Tarjeta X-NUCLEO-IHM07M1.	21
2.10.	Respuesta no lineal del motor en velocidad a una entrada escalón.	23
2.11.	Cancelación de la función que describe la parte no lineal del motor.	23
2.12.	Calculo del polo medio de varianza mínima.	24
2.13.	Curva polinómica $f$	25
2.14.	Curva polinómica $f^{-1}$	25
3.1.	Esquema de control realimentado con PID.	32
3.2.	Primer paso PID: $M_p$ .	33
3.3.	Segundo paso PID: $t_s$ .	34
3.4.	$\Theta(t)$ tras la sintonización para señales de referencia escalón (a) y rampa (b)	34
3.5.	Salida del controlador PID para la entrada escalón $r(t) = 4\pi$ .	38
3.6.	Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón $r(t) = 4\pi$ .	39
3.7.	Salida del controlador PID para la entrada escalón $r(t) = 2\pi$ .	39

---

3.8. Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón $r(t) = 2\pi$ . . . . .	40
3.9. Salida del controlador PID para la entrada escalón $r(t) = \pi$ . . . . .	40
3.10. Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón $r(t) = \pi$ . . . . .	41
3.11. Salida del controlador PID para la entrada escalón $r(t) = 3\pi/4$ . . . . .	42
3.12. Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón $r(t) = 3\pi/4$ . . . . .	42

# Índice de tablas

1.1. Características técnicas del dispositivo. . . . .	3
1.2. Par de pico y potencia de pico para rodilla y cadera promediados con respecto a la masa del usuario. . . . .	7
1.3. Resultados del estudio para (a) marcha y (b) ascenso de escaleras promediados con respecto a la masa del usuario. . . . .	8
2.1. Parámetros destacados del motor 3056K024-K312 empleado. . . . .	18
2.2. Características del fabricante. . . . .	18
2.3. Características del fabricante en el Sistema Internacional de unidades. . . . .	19
2.4. Resultados del modelado experimental: $p$ y $K$ . . . . .	24
2.5. Resultados del modelado experimental: tensiones equivalentes $V_{eq,j}$ . . . . .	24
3.1. Ganancias del controlador PID. . . . .	35

# Lista de Acrónimos

- ADC:** Analog to Digital Converter
- AHB:** Advanced High-performance Bus
- APB:** Advanced Peripheral Bus
- ARM:** Advanced RISC Machines
- ARR:** Auto Reload Register
- BLDC:** Brushless Direct Current
- CPR:** Cycles Per Revolution
- DAC:** Digital to Analog Converter
- DOF:** Degrees Of Freedom
- DSP:** Digital Signal Processor
- EMG:** Electromiography
- FOC:** Field Oriented Control
- FPU:** Floating Point Unit
- GPIO:** General Purpose Input/Output
- HAL:** Hardware Abstraction Layer
- IRQ:** Interrupt Request
- MPU:** Memory Protection Unit
- NVIC:** Nested Vectored Interrupt Controller
- PID:** Proportional Integral Derivative
- PWM:** Pulse Width Modulation
- RISC:** Reduced Instruction Set Computer
- RTC:** Real Time Clock
- RTOS:** Real Time Operative System
- SRAM:** Static Random Access Memory

# Capítulo 1

## Introducción y Objetivos

### 1.1. Introducción a los exoesqueletos robóticos

En sus inicios, las aplicaciones de los sistemas robóticos eran principalmente la teleoperación y la fuerza aumentada. A día de hoy la comunidad científica está cada vez más interesada en la aplicación de la robótica a las ciencias de la salud y, en particular, a la rehabilitación neuromuscular. Desde una perspectiva robótica, un exoesqueleto es un sistema mecatrónico empleado para incrementar la potencia motriz del usuario que lo lleva (Rocon et al., 2007). Los exoesqueletos robóticos pueden clasificarse en función del propósito de la potencia aportada como: sistemas de aumento o sistemas de asistencia. En este escrito se realizará una aproximación a los de la última clase, sobre los cuales ponemos énfasis a continuación.

#### 1.1.1. Sistemas de asistencia y sus principales aplicaciones

Los sistemas de asistencia son exoesqueletos robóticos que aportan potencia motriz al usuario para lograr una correcta ejecución del movimiento asistido. Estos sistemas representan un campo abierto de investigación con grandes perspectivas, tanto en asistencia a personas con discapacidad y ancianos, como en terapias de rehabilitación neuromuscular.

Existen diversas aplicaciones para el uso de exoesqueletos robóticos en el ámbito de la asistencia y son varios los proyectos realizados tanto a nivel científico como a nivel comercial. A continuación se presenta una recopilación de algunos de estos proyectos prestando especial atención desarrollo y aplicación final.

- **WOTAS: órtesis para asistencia y supresión del temblor patológico**

El concepto de WOTAS (Rocon et al., 2007) es el desarrollo de un exoesqueleto activo de miembro superior basado en la tecnología robótica, capaz de aplicar fuerzas para cancelar el temblor patológico y recobrar la información kinética del miembro superior. En la Figura 1.1 se muestra el prototipo final desarrollado en el proyecto.

Además del diseño y selección de componentes para el sistema, este proyecto aborda el sensado y desarrollo de dos estrategias de control para la supresión de temblores patológicos.

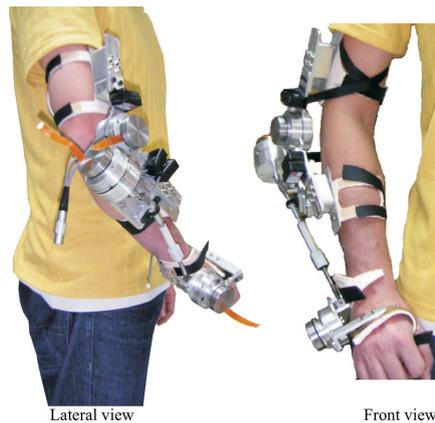


Figura 1.1: Versión final de WOTAS para el control de tres movimientos de miembro superior humano: flexión-extensión del codo, flexión-extensión de la muñeca y pronación-supinación del antebrazo. (Rocon et al., 2007)

- **HEXAR:** exoesqueleto robótico de asistencia a la marcha

En este estudio (Wansoo et al., 2014) se desarrolló un sistema exoesquelético para aumentar la fuerza del cuerpo inferior. El robot HEXAR consta de siete grados de libertad (DOF) por pierna, dos de los cuales incluyen un motor eléctrico como elemento activo. La aplicación de este sistema se basa en la asistencia a la marcha, desarrollando un algoritmo de control que contempla las fuerzas de interacción con el usuario en cada fase de la marcha.

En la Figura 1.2 se muestra un esquema del sistema, su arquitectura y configuración.

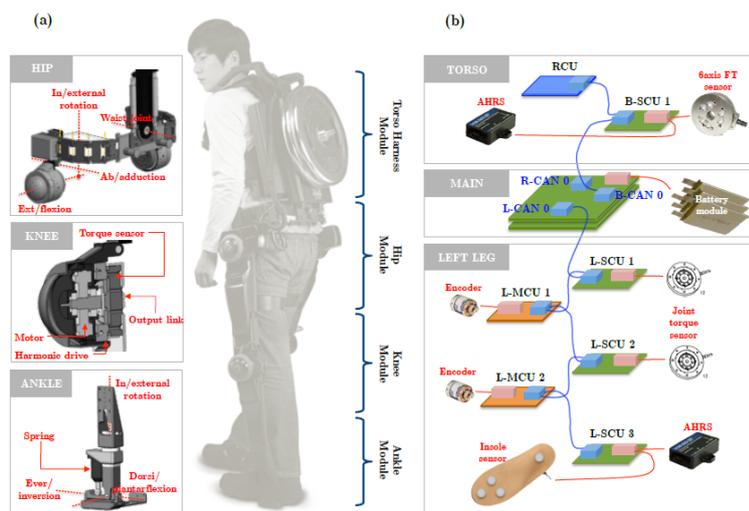


Figura 1.2: (a) Configuración del sistema HEXAR de acuerdo al tipo de mecanismo, (b) Arquitectura de control conectada por red CAN. (Wansoo et al., 2014)

- **KAFO: exoesqueleto robótico de asistencia a la marcha**

Este proyecto llevado a cabo por Haoyong et al. consistió en el desarrollo y evaluación de un exoesqueleto robótico portátil para apoyar en la rehabilitación de la marcha en ambientes cotidianos a pacientes víctimas de un accidente cerebrovascular. En la Figura 1.3 se puede ver el prototipo desarrollado en el que cabe destacar la modularidad de sus componentes, de forma que el dispositivo pueda ser adaptable a pacientes con distintos grados y tipos de imparidades.

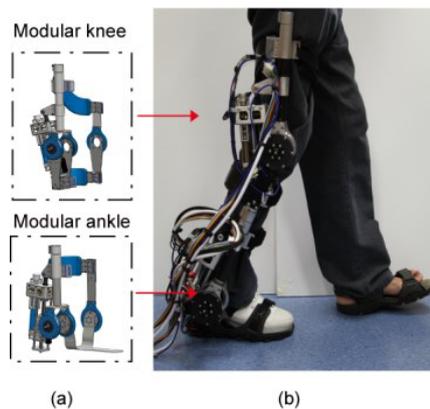


Figura 1.3: (a) Diagrama esquemático del sistema modular y (b) prototipo desarrollado. (Haoyong et al., 2014)

Otro factor de interés en este estudio es el uso de la técnica de electromiografía (EMG) para evaluar la reducción del esfuerzo muscular realizado por el paciente al emplear el sistema de asistencia desarrollado.

- **Honda Walking Assist Device**

En un ámbito comercial encontramos el dispositivo de asistencia a la marcha de *Honda Motors Co.* (Honda, 2016), un exoesqueleto de cadera que actúa sobre el usuario para lograr una marcha eficiente basándose en el modelo pendular, que es una teoría de la marcha bípeda. La aplicación objetivo de este sistema es la de asistir en el entrenamiento de la marcha. En la Figura 1.4 se muestra el sistema acoplado al usuario y su funcionamiento básico esquematizado, mientras que en la Tabla 1.1 se muestran las características técnicas del dispositivo.

Peso	2.7kg (incluyendo batería)
Tiempo de operación por carga	60min
Batería	Ion-Litio 22.2V-1Ah
Par del motor	4Nm

Tabla 1.1: Características técnicas del dispositivo.

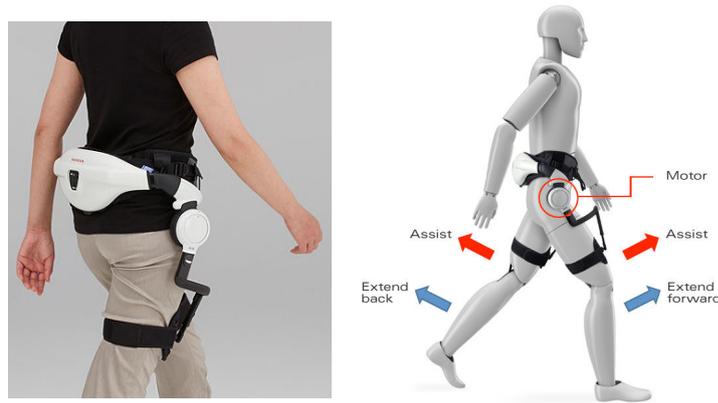


Figura 1.4: Honda Walking Assist Device. Honda (2016)

### 1.1.2. Mecanismos de interacción persona-máquina

Hasta la fecha se han desarrollado numerosos mecanismos de control para solucionar el problema de interacción entre persona y máquina. Estas soluciones comprenden diversos campos de estudio como sistemas dinámicos, bioingeniería o modelos matemáticos. En este apartado se presentan algunos de los mecanismos más relevantes actualmente en lo que a sistemas de asistencia se refiere.

- **Control de impedancia:**

El control de impedancia es una aproximación al control de las interacciones dinámicas entre un manipulador robótico y su entorno. En ocasiones se ha argumentado que es el método de control más robusto y simple que soluciona el problema de interacción entre persona y máquina (Hogan, 1989).

Este algoritmo simula un resorte bidimensional y un amortiguador viscoso ligado al extremo del mecanismo definido como un manipulador, tal que:

$$F = K(X_v - X) - B(V)$$

Donde:

$F$ : Fuerza ejercida por el manipulador robótico.

$X_v$ : Posición virtual<sup>1</sup> del manipulador robótico.

$X$ : Posición real del manipulador robótico.

$V$ : Velocidad del manipulador robótico.

$K()$ : Comportamiento elástico simulado (puede ser no lineal).

$B()$ : Comportamiento viscoso simulado (puede ser no lineal).

La impedancia objetivo se transforma en coordenadas de actuador y sensor utilizando las ecuaciones cinemáticas que relacionan la posición del manipulador

<sup>1</sup>La posición virtual es la posición de equilibrio que alcanzaría el manipulador robótico en ausencia de cualquier otra fuerza

robótico con la posición angular del eje del motor y las ecuaciones cinemáticas diferenciales que relacionan la velocidad del manipulador robótico con la velocidad angular del eje del motor. La impedancia transformada se trata entonces como un algoritmo de control realimentado no lineal.

$$X = L(\theta), V = J(\theta)\omega, \tau = J^t(\theta)K(X_v - L(\theta)) - J^t B(J(\theta)\omega)$$

Donde:

$\tau$ : Par de salida del motor.

$\theta$ : Posición angular del eje del motor.

$\omega$ : Velocidad angular del eje del motor.

$L(\theta)$ : Ecuaciones cinemáticas.

$J(\theta)$ : Jacobiano.

- **Electromiograma (EMG):**

La electromiografía es la técnica del registro gráfico de la actividad eléctrica producida por los músculos esqueléticos. Esta actividad eléctrica es conocida como el electromiograma (EMG)<sup>2</sup>.

Existen dos tipos de electrodos empleados para adquirir la señal EMG: electrodos invasivos y electrodos no invasivos. La electromiografía intramuscular es un método invasivo consistente en la inserción de los electrodos (cables o agujas) directamente en el músculo. La electromiografía supercificial es un método no invasivo de adquirir la señal EMG a través de electrodos superficiales, colocados directamente sobre la piel. La señal adquirida en los electrodos debe amplificarse, típicamente con un amplificador de instrumentación, y puede ser procesada para eliminar ruidos de alta/baja frecuencia (Raez et al., 2006).

La Ecuación 1.1 representa un modelo simple de la señal EMG:

$$x(n) = \sum_{r=0}^{N-1} h(r)e(n-r) + w(n) \quad (1.1)$$

Donde:

$x(n)$ : modelo de señal EMG.

$e(n)$ : punto procesado, representa el impulso de activación.

$h(r)$ : combinación de potenciales de acción generados por todas las fibras musculares de una unidad motora.

$w(n)$ : ruido aditivo gaussiano de media nula.

$N$ : número de activaciones en una unidad motora.

El uso de señales EMG como mecanismo de interacción entre persona y máquina puede llevarse a cabo de diferentes maneras. A modo de ejemplo, en el Centro

---

<sup>2</sup>Wikipedia EMG: <https://es.wikipedia.org/wiki/Electromiografia>

de Investigación de Armamento de la NASA en Moffett Field, California, el Grupo de extensión de Sentidos Humanos ha empleado señales EMG/EEG en su programa de investigación de interfaces entre persona y sistema de vuelo. Esta investigación aplica un sistema de reconocimiento de patrones basado en dichas señales para interpretarlas y traducirlas a comandos de control del ordenador.

- **Modelos matemáticos:**

El uso de modelos matemáticos del comportamiento humano también es una solución viable al problema de interacción persona-máquina. En numerosas investigaciones se han empleado modelos matemáticos para desarrollar algoritmos de predicción y de control como respuesta a este problema, desarrollando en ocasiones mecanismos de control personalizados para permitir funciones de asistencia de mayor precisión.

En el estudio realizado por Lee et al. se emplea una estrategia de control para exoesqueletos de miembro inferior inspirada en un modelo del comportamiento humano. En concreto, la estrategia se basa en la tendencia humana a realizar tareas físicas con el mínimo esfuerzo posible manteniendo una postura estáticamente estable.

Por otro lado, Dzeladini et al. presentan un método de modelado de las características específicas que entorpecen la locomoción en pacientes que sufren de imparidad en la marcha. A partir de dicho modelo desarrollan un controlador de impedancias adaptable al paciente para asistencia a la marcha.

### 1.1.3. Requisitos biomecánicos de un exoesqueleto para la rodilla

Para finalizar con este apartado, se presenta la investigación realizada sobre los estudios desarrollados acerca de los requisitos biomecánicos de un exoesqueleto de miembro inferior. Es importante tener en cuenta que dichos requisitos varían enormemente en función del propósito del sistema (aumento/asistencia) y del grado de apoyo que se desee lograr. Así, no serán iguales las necesidades de par de motor en el caso de una asistencia total para discapacidad completa, que en el caso de una asistencia parcial a modo de terapia de rehabilitación.

Dicho esto, se hace necesario definir unos requisitos mínimos que sirvan de guía general para el prototipado de un exoesqueleto de miembro inferior, sin dejar de ser necesaria una evaluación posterior en mayor detalle para ajustar el sistema a unas necesidades concretas.

Comenzamos por tanto por evaluar las prestaciones necesarias en el caso de una asistencia total, en la que el sistema exoesquelético sea capaz de llevar a cabo la marcha en ausencia de fuerzas ejercidas por el usuario. En este contexto aparecen dos estudios de gran relevancia cuyos hallazgos se exponen a continuación.

### Exoesqueleto de miembro inferior para usuarios con paraplegia:

En este estudio desarrollado por Farris et al., se evalúan los requisitos biomecánicos de un exoesqueleto de miembro inferior cuya función es la asistencia a un individuo parapléjico (lesión de T10 a nivel completo) en el ascenso y descenso de escalones. En concreto se evalúan las necesidades de par y potencia del motor en las articulaciones implicadas, que son mayormente la rodilla y la cadera, ya que se considera que esta actividad es la que supone un mayor requerimiento de potencia y par. Estos datos fueron recolectados mediante el uso del exoesqueleto mostrado en la Figura 1.5 siguiendo la secuencia de entrenamiento adjunta.

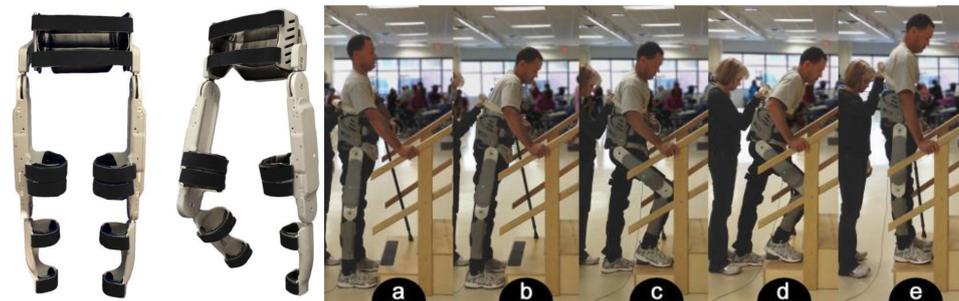


Figura 1.5: Exoesqueleto Vanderbilt y secuencia de experimentos.

Los resultados obtenidos de par y potencia necesarios para el correcto desarrollo de la actividad fueron promediados y normalizados respecto a la masa del usuario, y se recogen en la Tabla 1.2.

	Rodilla	Cadera
Par de pico [Nm/kg]	0.87	0.75
Potencia de pico [W/kg]	0.85	0.65

Tabla 1.2: Par de pico y potencia de pico para rodilla y cadera promediados con respecto a la masa del usuario.

### Sistema de aumento para soldados en ambientes hostiles:

Este estudio, llevado a cabo por Crowell et al., consiste en la evaluación de los requisitos de par y potencia de motor necesarios para el desarrollo de un exoesqueleto de aumento de las capacidades físicas de soldados del ejército estadounidense. Si bien la aplicación final se basa en un sistema de aumento y no de asistencia, el estudio previo realizado comprende el análisis del esfuerzo a realizar durante el desempeño de distintas actividades, para articulaciones del miembro inferior como la rodilla y la cadera. Entre estas actividades se incluyen la marcha y el ascenso de escaleras, cuyos valores han sido recogidos y se presentan en la Tabla 1.3.

	Rodilla(a)	Cadera(a)	Rodilla(b)	Cadera(b)
Par de pico [Nm/kg]	0.46	1.15	0.89	0.63
Potencia de pico [W/kg]	1.49	1	0.7	0.5

Tabla 1.3: Resultados del estudio para (a) marcha y (b) ascenso de escaleras promediados con respecto a la masa del usuario.

Comparando ambos estudios, se puede afirmar que la actividad más exigente en par para la rodilla efectivamente es la de ascenso de escaleras, requiriendo en promedio 0.88 Nm/kg. Para una persona promedio con una masa corporal de 75kg esto supondría la necesidad de un motor capaz de producir un par de 66 Nm fuera de su eje, para lograr una ejecución correcta de dicha actividad en un régimen de asistencia total. En las mismas condiciones de funcionamiento, un motor situado en la cadera debería ser capaz de producir un par de 87 Nm para lograr la marcha asistida. Sin embargo, si se atiende a las características técnicas del exoesqueleto de asistencia a la marcha de Honda presentadas en la Tabla 1.1, se observa que el máximo par del motor es de 4 Nm. Esta diferencia, frente a los 87 Nm calculados para un régimen de asistencia total, confirma la suposición de que un sistema de asistencia parcial, como el propuesto para terapias de rehabilitación, requiere de un estudio y diseño específico en función de las necesidades de cada paciente.

En este Trabajo Fin de Grado y en pos de realizar un diseño válido, emplearemos un dato de par máximo estimado y basado en el factor de relación observado en el dispositivo comercial de Honda, con un margen de seguridad para mayor certeza. Así pues, se estima que el motor de un exoesqueleto de rodilla con función de asistencia a la marcha debe ser capaz de producir un par de 5 Nm fuera de su eje.

## 1.2. Motivación y objetivos

El propósito de este Trabajo Fin de Grado está motivado por el desarrollo de una primera aproximación a un exoesqueleto robótico para la rodilla, con función de asistencia a la marcha para sujetos en rehabilitación neuromuscular.

Para lograr este objetivo, el sistema desarrollado deberá aportar la potencia motriz necesaria para llevar a cabo la extensión o flexión de la articulación, controlando en todo momento la posición angular de la misma. Considerando la rodilla como un sistema de un grado de libertad, se desarrollará sobre una tarjeta electrónica comercial un controlador discreto de posición, el cual actuará sobre un motor eléctrico en base a la información recibida de unos sensores.

Así pues, el sistema completo estará compuesto por un motor de corriente continua sin escobillas, varios sensores y una tarjeta electrónica encargada del control del motor y procesado de las señales.

Finalmente, tras el estudio llevado a cabo en la sección anterior se procurará que el diseño resultante sea válido, independientemente del conjunto motor-reductora

empleado, pudiendo servir como referencia para una futura implementación con un presupuesto mayor.

### **1.3. Planificación del proyecto**

Para alcanzar los objetivos planteados en la sección anterior se han llevado a cabo las siguientes tareas, desarrolladas en los capítulos de este documento:

- En el Capítulo 1 se han introducido los exoesqueletos robóticos como sistemas de asistencia y se ha descrito la motivación y objetivos de este Trabajo Fin de Grado.
- En el Capítulo 2 se presentará la arquitectura hardware implementada, contemplando tanto la parte mecánica como la electrónica.
- En el Capítulo 3 se describirá el firmware desarrollado sobre el microcontrolador, basado en un controlador discreto de posición.
- En el Capítulo 4 se expondrán las conclusiones y las líneas futuras de este Trabajo Fin de Grado.

## Capítulo 2

# Descripción de la arquitectura hardware implementada

En este capítulo se describe la arquitectura hardware implementada, enfocándose en los aspectos más críticos del diseño como:

1. El motor sin escobillas (BLDC), como elemento mecánico activo de un exoesqueleto.
2. Sensores empleados en el posicionamiento y control del motor.
3. Análisis y modelado del motor BLDC empleado.
4. Tarjetas electrónicas seleccionadas y sus principales características.

### 2.1. Motor sin escobillas (BLDC).

Un motor sin escobillas, como su propio nombre indica, es aquél que no posee escobillas (anillos rozantes o conmutador mecánico) como los poseen motores eléctricos de corriente directa convencionales o las máquinas síncronas de corriente alterna (Espinoza Lázaro, 2016). Estos motores están formados por bobinados en el estator e imanes permanentes en el rotor. Debido a que los bobinados permanecen estacionarios, no se requieren contactos eléctricos como las escobillas, que son problemáticos por su desgaste. Así mismo, los bobinados pueden ser enfriados más fácilmente.

Básicamente, el motor sin escobillas está configurado como un imán permanente que pasa por un conjunto de conductores portadores de corriente, es decir, es un imán que gira mientras el conductor permanece estacionario. La corriente en el conductor debe invertir su polaridad cada vez que el polo del imán pasa por el conductor, para asegurar que el par sea unidireccional. En este tipo de motor, la inversión de la polaridad se realiza por medio de transistores de potencia que deben ser conmutados en sincronía con la posición del rotor.

La corriente eléctrica pasa directamente por los bobinados del estator, por lo que no son necesarios ni las escobillas ni el colector que se utilizan en los motores con

escobillas. Esta corriente eléctrica genera un campo electromagnético que interactúa con el campo magnético creado por los imanes permanentes del rotor, haciendo que aparezca una fuerza que hace girar al rotor y por lo tanto al eje del motor.

### **Ventajas y desventajas de los motores sin escobillas**

Se presentan a continuación las ventajas y desventajas que presentan los motores DC sin escobillas en comparación con los que tienen conmutador y escobillas, resumidas a modo de lista:

Ventajas:

- Necesitan poco o ningún mantenimiento.
- Tienen una vida útil mucho mayor.
- No producen partículas ni gases de escobilla o conmutador, ni subproductos de su funcionamiento.
- Son capaces de trabajar sumergidos en fluidos y en gases combustibles.
- El devanado está en el exterior, lo que permite un mejor enfriamiento.
- Dan una respuesta más rápida y una curva característica bastante constante de par de salida contra corriente de entrada.

Desventajas:

- Tienen un tamaño total mayor debido al espacio adicional para los circuitos electrónicos asociados, aunque los motores mismos son en general más pequeños que los convencionales de la misma potencia.
- Su coste inicial es mayor, pero los costes de mantenimiento son menores.

El bajo mantenimiento necesario, la mayor vida útil y la imposibilidad de falsos contactos en el sistema electrónico de control debidos al desprendimiento de partículas de escobilla, hacen de estos motores la opción más interesante de cara a la implementación de un exoesqueleto.

Por contra, la eliminación de las escobillas conlleva la necesidad de un circuito electrónico encargado de alimentar las distintas fases en función de la posición del eje y la de un sistema que detecte dicha posición. Para realizar esto se utilizan principalmente dos técnicas, dependiendo de la existencia o no de sensores en el motor: con sensores (sensored) y sin sensores (sensorless).

- Sensored: disponen de sensores de efecto Hall o varios encoders que indican la posición del rotor. Normalmente poseen tres sensores, uno por cada bobinado del motor.
- Sensorless: no tienen sensores, por lo que precisan de técnicas alternativas para determinar la posición del rotor, por ejemplo, medir el efecto de la fuerza contraelectromotriz sobre las bobinas.

### Métodos de conmutación de motores sin escobillas:

Las técnicas de control de los motores sin escobillas se pueden clasificar según el algoritmo de control utilizado. Los más usados son los siguientes, en orden creciente de eficiencia y complejidad:

- Conmutación trapezoidal o “Six Step Mode”:

Es el método de control más simple para motores sin escobillas. En esta técnica, se controla la corriente que circula por los terminales del motor, excitando un par simultáneamente y manteniendo el tercer terminal desconectado. Sucesivamente se va alternando el par de terminales a excitar hasta completar las seis combinaciones posibles. Los seis caminos de circulación de corriente generados por las posibles combinaciones de pares se muestran en la Figura 2.1 (Atmel, 2008):

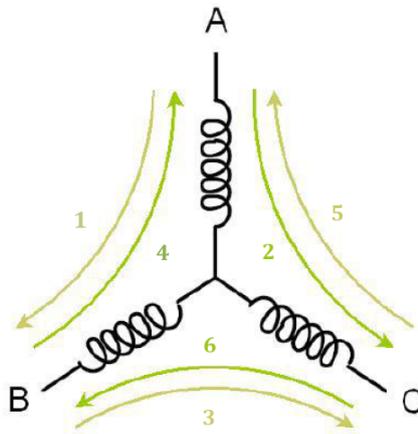


Figura 2.1: Posibles caminos de circulación de corriente en el control trapezoidal.

Tres sensores de efecto Hall incrustados en el motor se usan normalmente para generar señales digitales con información de la posición del rotor medida dentro de sectores de  $60^\circ$  y proporcionar esta información al controlador del motor a fin de que éste pueda determinar el próximo par de terminales a excitar. Este método tiene como ventajas su sencillez y facilidad de implementación por lo que es el método más usado en motores pequeños.

Pese a esto, existe un problema inherente a la conmutación del vector de corrientes, que es un rizado en el par de salida. En aplicaciones donde se requieren fuerzas uniformes o bajas velocidades, puede llegar a ser un inconveniente. En la Figura 2.2 (Espinoza Lázaro, 2016) se puede observar las corrientes por cada una de las fases, la secuencia de conmutación y el par del motor; y en la Figura 2.3 se observa la dirección del campo magnético en cada fase de la secuencia de conmutación (Atmel, 2008):

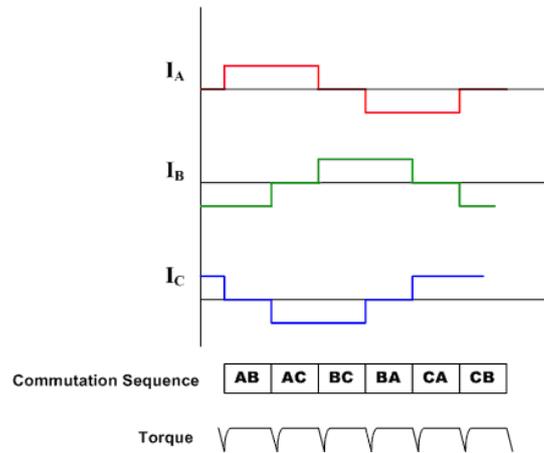


Figura 2.2: Corrientes en las bobinas y torque del motor.

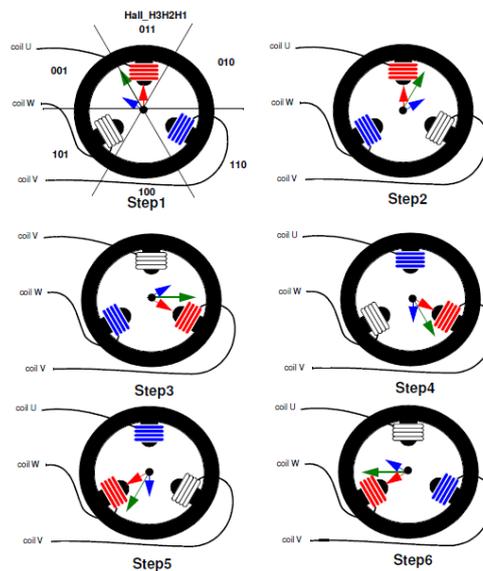


Figura 2.3: Dirección del campo EM en cada paso de la secuencia de conmutación.

- Conmutación sinusoidal:

La conmutación sinusoidal es vista como un control más avanzado y exacto que el trapezoidal, ya que intenta controlar la posición del rotor permanentemente. Esta continuidad se consigue aplicando simultáneamente tres corrientes sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  a los tres bobinados del motor. La fase de estas corrientes se escoge de forma que el vector de corrientes resultante siempre esté en cuadratura con la orientación del rotor y tenga un valor constante.

Como consecuencia de este procedimiento, se obtiene un par más preciso y sin el rizado típico de la conmutación trapezoidal. No obstante, para generar dicha modulación sinusoidal es necesaria una medida precisa de la posición del rotor, que difícilmente se logra con sensores de efecto Hall, por lo cual se requiere de

un encoder absoluto de alta resolución.

A bajas velocidades este método de control presenta el mejor desempeño en eficiencia y suavidad del par, sin embargo a altas frecuencias no responde tan bien debido a la necesidad de procesar señales sinusoidales de frecuencias elevadas. Cuando la frecuencia es suficientemente alta, la eficiencia decrece y el error aumenta, tendiendo a un punto de par cero (Toirà, 2006).

La Figura 2.4 muestra una comparación entre la conmutación trapezoidal y la sinusoidal:

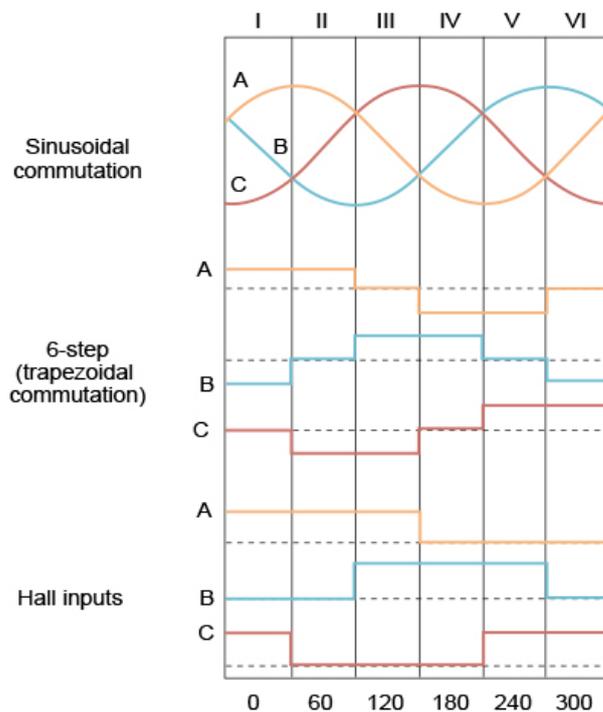


Figura 2.4: Comparación entre la conmutación trapezoidal y la sinusoidal (Toirà, 2006)

- Control vectorial o "Field Oriented Control":

El control vectorial es el más complejo y el que requiere mayor potencia de cálculo de las tres técnicas. A su vez también es el que mejor control proporciona. El problema principal que presenta la conmutación sinusoidal es que intenta controlar directamente las corrientes que circulan por el motor, las cuales son intrínsecamente variantes en el tiempo. Al aumentar la velocidad del motor, y por tanto la frecuencia de las corrientes, empiezan a aparecer problemas.

El control vectorial o Field Oriented Control (FOC) soluciona el problema controlando el vector de corrientes directamente en un espacio de referencia ortogonal y rotacional, llamado espacio D-Q (Direct-Quadrature). Dicho espacio de referencia está normalmente alineado con el rotor de forma que permite que el control del flujo y del par del motor se realice de forma independiente. La componente directa permite controlar el flujo y la componente en cuadratura

el par. Para este fin se requiere no solamente una muy buena medición de la orientación del rotor, sino un tratamiento matemático previo de las señales para transformarlas del marco trifásico estático de los bobinados en el estator al marco rotacional D-Q del rotor (Toirà, 2006).

Este es el control que presenta mejor respuesta en todos los rangos de velocidad, pero resulta ser el más costoso de implementar, lo cual lo hace inadecuado para toda aplicación en la que no sea estrictamente necesario.

Las anteriores técnicas de conmutación son utilizadas cuando el motor sin escobillas posee sensores Hall o varios encoder; la adición de dichos elementos representa un gasto que encarece el precio del motor sin escobillas, por lo que se han diseñado otros métodos que descartan la utilización de sensores de posición. En este escrito solamente se mencionan sin tratarlos en detalle, ya que no serán relevantes para este Trabajo Fin de Grado en particular. Estos métodos (Johnson et al., 1999) se pueden clasificar en:

- Métodos basados en la fuerza contraelectromotriz.
- Métodos que utilizan ecuaciones y mediciones.
- Métodos basados en observadores.

Como se verá en Capítulo 3, en la implementación del controlador de este Trabajo Fin de Grado se emplea el método de control trapezoidal por su sencillez de implementación y adecuado funcionamiento.

## 2.2. Posicionamiento y control del motor.

### Sensores de efecto Hall

En 1879, Edwin Hall demostró que los electrones de conducción en movimiento dentro de un conductor también pueden ser desviados por un campo magnético (Halliday et al., 1992). El efecto Hall ofrece un medio de determinar tanto el signo como la densidad de los portadores de carga. El efecto Hall también proporciona un método adecuado para medir campos magnéticos.

Cuando una cinta conductora que transporta una corriente se sitúa dentro de un campo magnético, la fuerza magnética que actúa sobre los portadores de carga causa una separación de cargas, que se denomina efecto Hall. Este fenómeno da lugar a un voltaje  $V_H$  llamado voltaje Hall.

El signo de los portadores de carga puede determinarse midiendo el signo del voltaje Hall y su número por unidad de volumen a partir del módulo de  $V_H$ .

La fórmula para calcular el voltaje Hall es la siguiente:

$$V_H = \frac{I}{nte} B$$

Donde:

B: campo magnético [T].

I: Intensidad de corriente [A].

t: espesor de la cinta conductora [m].

n: densidad numérica de los portadores de carga [electrones/m<sup>3</sup>].

e: carga del electrón ( $1.6 \times 10^{-19}$  [C]).

Los sensores de efecto Hall hacen uso de este fenómeno y son utilizados cuando se requiere detectar la presencia de un objeto sin tener que tocarlo. Un detector de proximidad magnético puede lograr esto. Se adhiere un pequeño imán permanente al objeto móvil y un detector magnético de efecto Hall se monta de manera que el flujo del imán impacte sobre la superficie del detector cuando el objeto se acerca. Atendiendo al tipo de salida, los sensores Hall se dividen en dos grupos: sensores Hall de salida lineal y sensores Hall de salida digital (interruptores Hall) (Martín Murdocca, 2009).

- Sensores Hall de salida lineal:

En la Figura 2.5 podemos ver la estructura simplificada de un sensor Hall de salida lineal y la característica de transferencia del sensor. Debido a que la tensión Hall es muy baja, es necesaria una etapa de amplificación que se realiza a través de un amplificador diferencial. Posee además una compensación en temperatura y un regulador de voltaje. En la salida posee un transistor en emisor abierto para realizar la interfaz con cualquier dispositivo.

Según la polaridad del campo magnético que se le aplique al sensor, la tensión de salida será positiva o negativa, lo cual indicaría la necesidad de fuentes positivas y negativas. Sin embargo, el amplificador diferencial incorpora una tensión de polarización, de modo que con un campo magnético nulo se tiene en la salida una tensión positiva. Esta tensión es la que se conoce como *null offset* o *quiescent output voltage*.

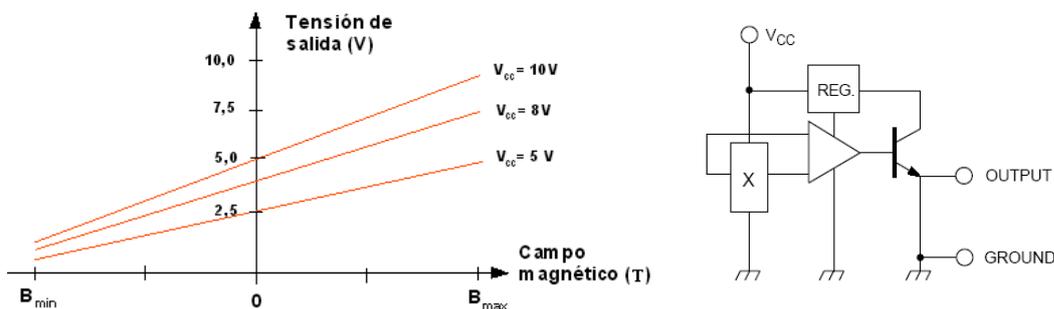


Figura 2.5: Sensor de efecto Hall con salida lineal y característica de transferencia.

- Sensores Hall de salida digital (interruptores Hall):

La estructura de este tipo de sensor es igual que la del sensor Hall lineal, pero agregando un comparador *Schmitt trigger*. Sin campo magnético aplicado al

dispositivo, el transistor de salida permanece cortado. Al aplicar un campo magnético perpendicular a la superficie del dispositivo, por encima de un valor umbral, el transistor de salida pasa a saturación. Si se reduce el campo magnético, el transistor conmuta a un valor menor que el umbral de conducción. En la Figura 2.6 se observa la estructura simplificada de este tipo de sensor y su característica de transferencia.

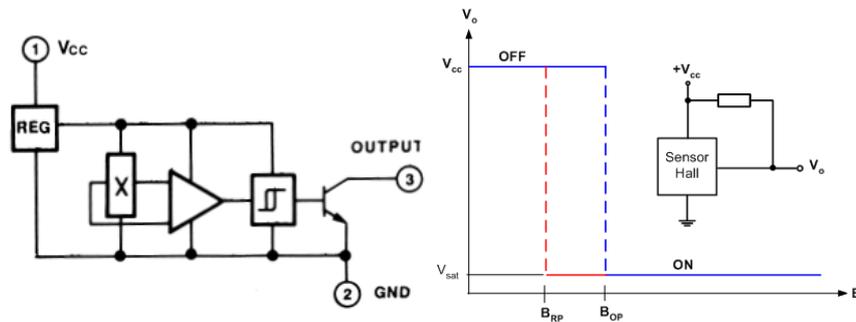


Figura 2.6: Sensor de efecto Hall con salida digital y característica de transferencia.

### Encoder incremental

Un encoder, o también llamado codificador rotatorio, es un sensor utilizado para transformar la posición angular de un eje a pulsos digitales que pueden ser capturados por un microprocesador. Existen encoders de distintos tipos según la tecnología en la que se base su comportamiento (ópticos, magnéticos, inductivos...). Además, los encoders pueden ser absolutos o incrementales, dependiendo de si generan un código inequívoco en cada posición angular, o si por el contrario, generan un número definido de pulsos por revolución.

En este Trabajo Fin de Grado se emplearán sensores Hall para generar la información posicional necesaria en el control trapezoidal, mientras que el encoder incremental HEDS-5500<sup>1</sup> proporcionará información más precisa de la posición angular del motor de cara al controlador discreto de posición.

## 2.3. Estudio y modelado del motor BLDC empleado

Se ha seleccionado el motor sin escobillas 3056K024-K312<sup>2</sup> en combinación con una reductora planetaria<sup>3</sup> 14:1, ambos de Faulhaber, por su disponibilidad en el laboratorio en el momento de comenzar el Trabajo Fin de Grado. En la ficha técnica del motor se indican sus principales parámetros entre los cuales destacamos los que aparecen en la Tabla 2.1.

<sup>1</sup>Encoder Datasheet: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1046EN>

<sup>2</sup>Motor Datasheet: [https://fmcc.faulhaber.com/resources/img/EN\\_3056\\_B\\_FMM.PDF](https://fmcc.faulhaber.com/resources/img/EN_3056_B_FMM.PDF)

<sup>3</sup>Gearhead Datasheet: [https://fmcc.faulhaber.com/resources/img/EN\\_GEARHEADS\\_REDUCTION\\_RATIOS.PDF](https://fmcc.faulhaber.com/resources/img/EN_GEARHEADS_REDUCTION_RATIOS.PDF)

Parámetro	3056K024-K312
Tensión nominal ( $U_N$ )	24V
Par nominal ( $M_N$ )	30mNm
Sensores Hall	Digitales

Tabla 2.1: Parámetros destacados del motor 3056K024-K312 empleado.

Prestando atención al parámetro de par nominal,  $M_N$ , y teniendo en cuenta la reductora empleada, es directo comprobar que el par nominal fuera del eje es  $30mNm \cdot 13,795918 \approx 0,4Nm$ . Sobra decir que este par es insuficiente para la aplicación deseada, como se ha visto en el Capítulo 1; por lo que el desarrollo realizado en este documento será válido únicamente a modo de guía, siendo necesaria una combinación motor-reductora de mayor par para lograr un sistema funcional para la aplicación final.

### Modelado analítico del motor

Comenzamos el estudio modelando analíticamente el motor comercial, para lo que se deben conocer las características dadas por el fabricante, que se recogen en la Tabla 2.2.

Parámetro	Valor	Unidades
$U_N$	24	V
$R_m$	6,4	$\Omega$
$L_m$	740	$\mu H$
$J_m$	15	$g \cdot cm^2$
$t_m$	12,4	ms
$k_b$	2,91	$mV/min^{-1}$
$k_m$	27,8	$mNm/A$
$I_0$	0,057	A
$n_0$	8100	$min^{-1}$

Tabla 2.2: Características del fabricante.

Con esta información y siguiendo el documento “Motor DC, etapa de potencia y PWM” (Monasterio-Huelin, 2016b), puede calcularse la constante eléctrica del motor  $t_e$  utilizando la relación 2.1,

$$t_e = \frac{L_m}{R_m} \quad (2.1)$$

obteniendo  $t_e = 115,625\mu s$ . Como vemos  $t_e \ll t_m$ . Será necesario expresar todos estos parámetros en unidades del SI de unidades, como se muestra en la Tabla 2.3:

Parámetro	Valor	Unidades
$U_N$	24	V
$R_m$	6,4	$\Omega$
$L_m$	$7,4 \cdot 10^{-4}$	H
$J_m$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$kg \cdot m^2$
$t_m$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	s
$t_e$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	s
$k_b$	$2,8 \cdot 10^{-2}$	$V \cdot s/rad$
$k_m$	$2,8 \cdot 10^{-2}$	$Nm/A$
$I_0$	$5,7 \cdot 10^{-2}$	A
$n_0$	$8,4823 \cdot 10^2$	$rad/s$

Tabla 2.3: Características del fabricante en el Sistema Internacional de unidades.

Podemos observar que las constantes del par y de la fuerza contraelectromotriz coinciden,  $k_m = k_b$ , cuando se expresan en el mismo sistema de unidades. Puede ahora estimarse el coeficiente de fricción viscosa,  $B_m$ , con cualquiera de los métodos descritos en la Sección 7 de Monasterio-Huelin (2016b).

Con el método de la constante de tiempo mecánica se obtiene:

$$B_m = \frac{J_m}{t_m} - \frac{k_b k_m}{R_m} = \frac{1,5 \cdot 10^{-6}}{1,2 \cdot 10^{-2}} - \frac{2,8^2 \cdot 10^{-4}}{6,4} = 2,636 \cdot 10^{-7} Nm/s \quad (2.2)$$

Los polos del motor, utilizando el valor de  $B_m$  obtenido se calculan como:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{t_e} + \frac{1}{t'_m} \right) \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left( \frac{1}{t_e} - \frac{1}{t'_m} \right)^2 - 4 \frac{k_m k_b}{J_m L_m}} \quad (2.3)$$

$$t'_m = \frac{J_m}{B_m} \quad (2.4)$$

Así, los polos del motor son:

$$p_1 = -81,41$$

$$p_2 = -8567,43$$

El polo dominante es  $p_1$  que además cumple que  $|p_1| \ll |p_2|$ . Calculando  $K_m$  con la expresión 2.5,

$$K'_m = \frac{k_m}{J_m L_m} \quad (2.5)$$

el modelo del motor con los dos polos tiene la forma:

$$G_{\dot{\theta}_m}(s) = \frac{25045045,05}{(s + 81,41)(s + 8567,43)}$$

Utilizando el método de simplificación de eliminación de la constante eléctrica del motor, se obtiene  $p_m = 80,645$  utilizando la expresión  $1/t_m$  dada en la sección 5.7 de Monasterio-Huelin (2016b). Ambos modelos simplificados deberán cumplir la

## 2.4. Tarjetas electrónicas seleccionadas y sus principales características 20

condición de que la ganancia a bajas frecuencias sea la misma. En ambos casos se obtendrá un modelo de la forma:

$$G_{\dot{\theta}_m}(s) = \frac{K_m}{s + p_m}$$

El modelo simplificado del motor por el método de eliminación de la constante de tiempo eléctrica, quedaría tal y como se muestra en la Ecuación 2.6.

$$G_{\dot{\theta}_m}(s) = \frac{2895,83}{s + 80,645} \quad (2.6)$$

### 2.4. Tarjetas electrónicas seleccionadas y sus principales características.

A fin de cubrir las necesidades de control y procesamiento de este proyecto, se han seleccionado las siguientes tarjetas electrónicas comerciales, cuyas principales características se presentan a continuación:

- NUCLEO STM32F446RE<sup>4</sup>; encargada del firmware del controlador, gestión de elementos sensores y generación y procesamiento de todas las señales de entrada/salida.
- X-NUCLEO-IHM07M1; tarjeta de motores para la adecuación de las señales de control del motor BLDC.

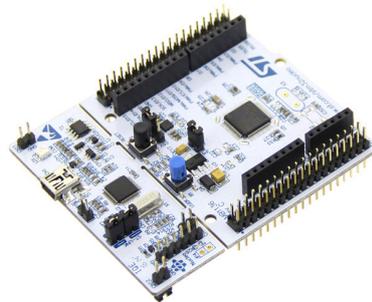


Figura 2.7: Tarjeta NUCLEO STM32F446RE.

Los dispositivos STM32F446xC/E están basados en el core RISC de 32 bits ARM®Cortex®-M4 operando a una frecuencia de hasta 180 MHz. El Cortex-M4 incluye una unidad de coma flotante (FPU) de precisión simple que soporta todas las instrucciones de procesamiento de datos y todos los tipos de datos de ARM®. Además, implementa un conjunto completo de instrucciones de procesamiento digital de señal (DSP) y una unidad de protección de memoria (MPU) que mejora la seguridad en las aplicaciones.

---

<sup>4</sup>STM32F446RE Datasheet: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/65/cb/75/50/53/d6/48/24/DM00141306.pdf/files/DM00141306.pdf/jcr:content/translations/en.DM00141306.pdf>

## 2.4. Tarjetas electrónicas seleccionadas y sus principales características 21

Los dispositivos STM32F446x/E incorporan memorias embebidas de alta velocidad (memorias Flash de hasta 512 Kbyte, hasta 128 Kbyte de SRAM), hasta 4 Kbytes de SRAM de respaldo, y un amplio rango de entradas/salidas y periféricos mejorados conectados a dos buses APB, dos buses AHB y una matriz de buses multi-AHB de 32 bits.

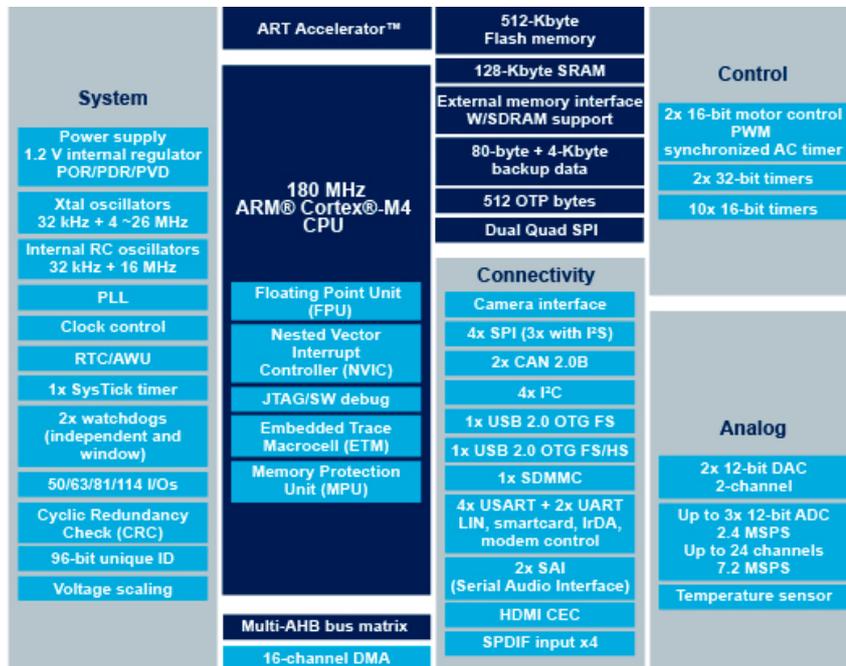


Figura 2.8: Diagrama funcional de la tarjeta NUCLEO STM32F446RE.

Todos los dispositivos ofrecen tres ADCs de 12 bits, dos DACs, un RTC de bajo consumo, doce temporizadores de 16 bits de propósito general incluyendo dos temporizadores PWM para control de motores y dos temporizadores de 32 bits de propósito general. También incluyen interfaces de comunicaciones estándar y avanzadas. (STMicroelectronics, 2016b)

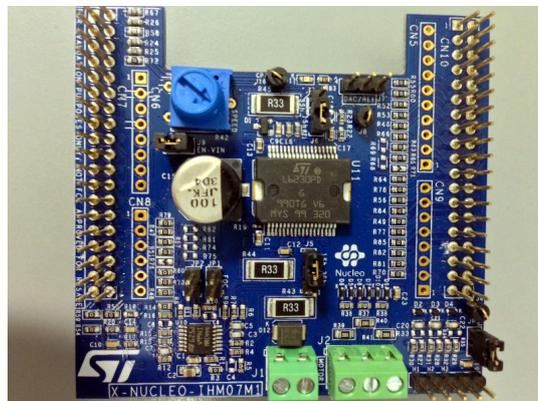


Figura 2.9: Tarjeta X-NUCLEO-IHM07M1.

La tarjeta X-NUCLEO-IHM07M1 es una tarjeta de expansión para STM32 NUCLEO, controladora de tres fases para motores BLDC basada en el chip L6230. Proporciona una solución sencilla y económica para controlar motores BLDC de tres fases. La X-NUCLEO-IHM07M1 es compatible con el conector ST Morpho y Arduino.

El driver utilizado en esta tarjeta es el L6230, un driver DMOS para motores BLDC de tres fases completamente integrado en un chip PowerSO-36 (L6230PD), con protección térmica y contra sobrecorrientes. El driver L6230 está optimizado para algoritmos FOC y trapezoidales gracias al sensado de corriente independiente. (STMicroelectronics, 2016d)

Características principales:

- Controladora de tres fases para motores BLDC/PMSM.
- Rango de tensión nominal de operación de 8 V a 48 VDC.
- Corriente de pico de salida de 2.8 A (1.4 ARMS ).
- Frecuencia de operación de hasta 100 kHz.
- Protección y detección de sobrecorrientes.
- Protección contra conducción cruzada.
- Jumpers configurables para sensado de corriente del motor.
- Circuito y conector para sensores Hall/Encoder.

## 2.5. Modelado experimental del motor

El modelo simplificado hallado analíticamente representa una buena aproximación del comportamiento ideal del motor obtenida a partir de sus características técnicas. Sin embargo, al implementar un sistema completo se debe tener en cuenta que la función de transferencia global se ve alterada por las funciones de transferencia propias de la tarjeta electrónica de control, la etapa de potencia e incluso el firmware implementado; lo que se traduce en la variación de la constante  $K$  del motor y el polo dominante,  $p$ , tal y como se muestra en este apartado.

Además, los motores eléctricos suelen presentar un comportamiento no lineal en régimen permanente que no viene definido por el fabricante en la ficha técnica y hace que la respuesta del motor en estas condiciones difiera de la calculada analíticamente. En concreto, no se obtiene que

$$\frac{\dot{\theta}_j(\infty)}{\dot{\theta}_k(\infty)} = \frac{V_j}{V_k} \quad (2.7)$$

para cualquier  $j, k \in \{1, 2, \dots, 24\}$ , tal y como se puede observar en la Figura 2.10.

Para resolver estos problemas, se llevó a cabo el estudio experimental del motor que se encuentra detallado en el documento “*Modelado experimental de un Motor DC real*” (Monasterio-Huelin, 2016a) y que puede resumirse principalmente en dos pasos:

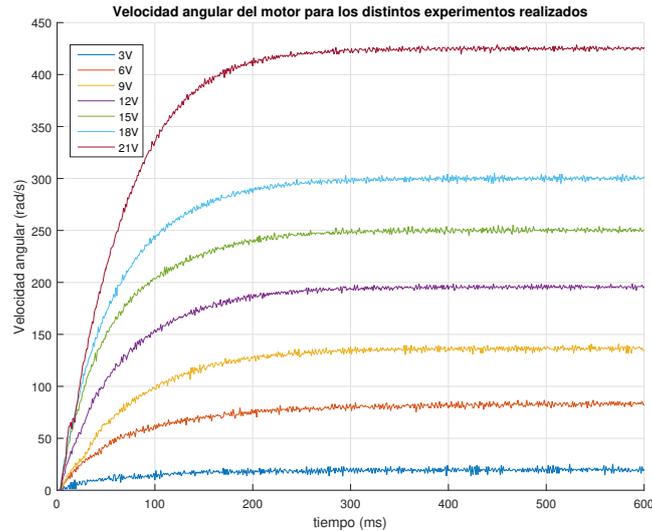


Figura 2.10: Respuesta no lineal del motor en velocidad a una entrada escalón.

- Obtención del modelo simplificado del motor

$$G_{\Theta}(s) = \frac{K}{s + p}$$

- Determinación de la función  $f$  que describe la parte no lineal del motor, para su posterior cancelación a partir de la función inversa  $f^{-1}$ , tal y como se muestra en la Figura 2.11.

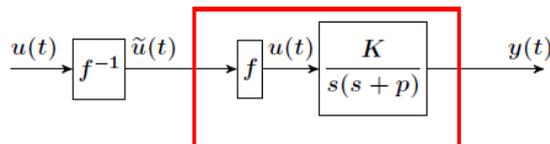


Figura 2.11: Cancelación de la función que describe la parte no lineal del motor.

Para el modelado experimental del motor, se excitó el motor con una señal de 0,6 segundos de duración, consistente en un escalón de amplitud  $V_j$  ( $j \in \{3,6,9,12,15,18,21V\}$ ). La duración de la señal de entrada debía ser la adecuada para asegurar que el motor alcanzaba el régimen permanente; y la posición del motor en respuesta a dicha señal de entrada fue muestreada a una frecuencia de  $f = 1\text{kHz}$  mediante los pulsos generados por el encoder.

Se realizaron  $P = 10$  experimentos para cada nivel de tensión,  $V_j$ , de la señal escalón de entrada y se calculó su media con el fin de obtener unos resultados más precisos. A partir de estos datos se calculó la velocidad del motor utilizando la primera aproximación de Euler de la derivada (ver Figura 2.10).

A continuación, se determinó el polo  $p$  dominante mediante un estudio por intervalos del comportamiento del motor en régimen transitorio en el tramo de subida (ver

Figura 2.12), y la constante  $K$  del motor, minimizando el error cuadrático entre los vectores  $V_j$  y  $V_{eq,j}$ , siendo  $V_{eq,j}$  las tensiones de entrada equivalentes que hacen que se cumpla  $\frac{\hat{\theta}_j(\infty)}{V_{eq,j}} = \frac{\hat{\theta}_k(\infty)}{V_{eq,k}}$  para cualquier  $j, k \in \{3,6,9,12,15,18,21\}$ . Ambos procedimientos se encuentran especificados en detalle en las Secciones 2.2 y 2.3 de Monasterio-Huelin (2016a).

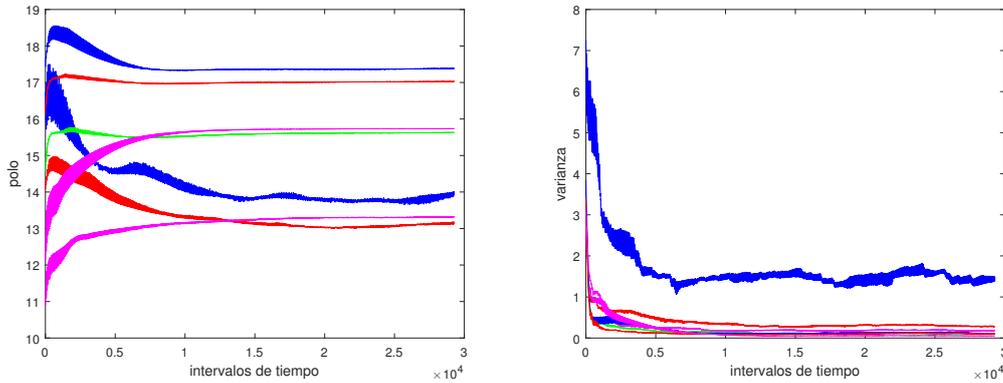


Figura 2.12: Cálculo del polo medio de varianza mínima.

En la Tabla 2.4 se muestran los valores del polo dominante y la constante  $K$ , a partir de los cuales se obtiene el modelo experimental del motor, tal y como se muestra en la ecuación 2.8.

$$G_{\dot{\theta}}(s) = \frac{286,383}{s + 16,0089} \quad (2.8)$$

Polo $p$	Constante $K$
16,0089	286,383

Tabla 2.4: Resultados del modelado experimental:  $p$  y  $K$ .

En la Tabla 2.5 se comparan los vectores de tensión a la entrada del motor y tensión equivalente,  $V_j$  y  $V_{eq,j}$ , para los cuales el error cuadrático es mínimo.

$V_j(V)$	3	6	9	12	15	18	21
$V_{eq,j}(V)$	1,0991	4,6209	7,6153	10,9309	13,9847	16,7697	23,758

Tabla 2.5: Resultados del modelado experimental: tensiones equivalentes  $V_{eq,j}$ .

La función no lineal  $f$  del motor se determinó mediante la técnica de interpolación polinómica, identificando  $f$  como un polinomio extendido de grado  $N=19$ . El procedimiento seguido se encuentra detallado en la Sección 2.4 de Monasterio-Huelin

(2016a). Los coeficientes  $b$  obtenidos, tales que  $V_j = b_1 V_{eq,j} + b_2 V_{eq,j}^3 + \dots + b_{10} V_{eq,j}^{19}$ , se especifican a continuación, resultando la aproximación polinómica  $f^{-1}$  reflejada en las Figuras 2.13 y 2.14.

$$b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \end{bmatrix} = 10^{-20} \begin{bmatrix} 289095842970301000000,000000 \\ -13848139242468400000,000000 \\ 401997409010371000,000000 \\ -5665450568466480,000000 \\ 44068349962280,600000 \\ -202269663620,287000 \\ 561064803,643260 \\ -923735,018122 \\ 830,707032 \\ -0,314282 \end{bmatrix}$$

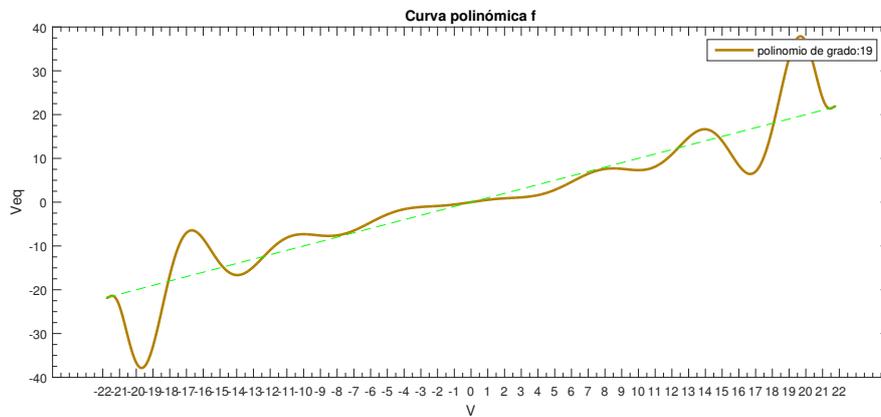


Figura 2.13: Curva polinómica  $f$

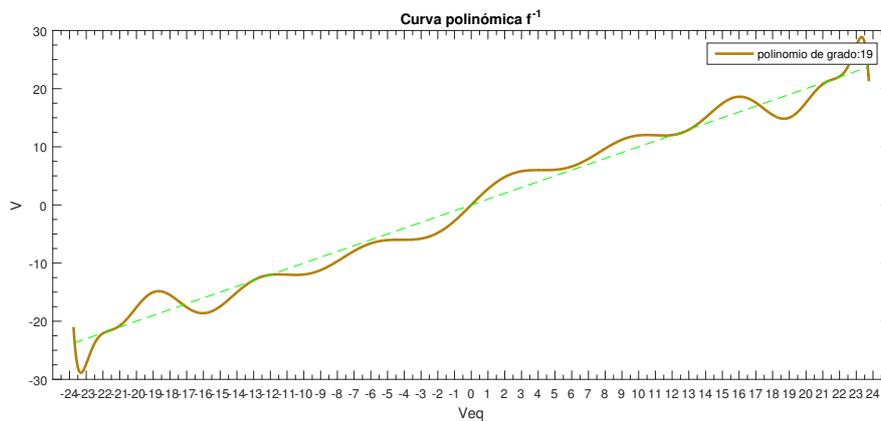


Figura 2.14: Curva polinómica  $f^{-1}$

En resumen, la arquitectura hardware implementada contará con:

1. Un motor BLDC, de par nominal  $M_N = 30mNm$ , tensión nominal  $U_N = 24V$  y cuyo modelo simplificado responde a la ecuación 2.8.
2. Una reductora planetaria, con factor de reducción  $r = 13,795918$ .
3. Sensores Hall para el control trapezoidal del motor.
4. Un encoder incremental de 500 CPR dentro del eje, lo que supone una resolución fuera del eje teniendo en cuenta la reductora de  $\frac{360^\circ}{13,795918 \cdot 500} \approx 0,05^\circ$ .
5. Una tarjeta electrónica controladora de tres fases para motores BLDC.
6. Una tarjeta electrónica para procesado de señal y control.

## Capítulo 3

# Descripción del firmware desarrollado

En este Capítulo se describe el firmware desarrollado para este Trabajo Fin de Grado. Cabe destacar que el firmware desarrollado sobre la tarjeta Nucleo STM32F446RE consiste en la configuración de registros del microcontrolador, apoyándose en la capa de abstracción hardware (HAL) proporcionada por el fabricante en el paquete *STMCubeF4* (STMicroelectronics, 2016a). Así mismo, la programación se ha realizado a través de la interfaz *ST-LINK\_v2.1* y la combinación de tres herramientas básicas: *GCC*<sup>1</sup>, *GDB*<sup>2</sup> y *OpenOCD*<sup>3</sup>.

También es importante mencionar que debido a la alta resolución de los sensores, la necesidad de un mecanismo de control periódico de las fases del motor y la relevancia de la temporización precisa para este tipo de aplicación, el código desarrollado se ha basado en el sistema operativo en tiempo real, *FreeRTOS*<sup>4</sup>. Este sistema operativo permite, de forma ligera y segura, la implementación de un sistema de planificación con prioridades, con una temporización exacta para delimitar temporalmente la ejecución de las tareas.

### 3.1. Funciones del microcontrolador

El microcontrolador Nucleo STM32F446RE se encarga de desempeñar las siguientes funciones:

- Generar señales PWM para cada una de las fases del motor BLDC, que pasan a la tarjeta de motores para su adecuación y aplicación en los bornes del mismo.
- Control trapezoidal del motor BLDC a partir de la información posicional obtenida de los sensores Hall.
- Controlador discreto de posición a partir de los pulsos generados por el encoder.

---

<sup>1</sup>GCC, the GNU Compiler Collection: <https://gcc.gnu.org>

<sup>2</sup>GDB, the GNU Project Debugger: <https://www.sourceware.org/gdb>

<sup>3</sup>OpenOCD: <https://openocd.org>

<sup>4</sup>FreeRTOS: <https://www.freertos.org>

En este Trabajo Fin de Grado, la generación de las señales PWM y la captura de los pulsos tanto de los sensores Hall como del encoder se realizan a través de tres temporizadores independientes. Estas configuraciones se basan en principios generales de funcionamiento de los temporizadores, implementados en base a la guía de uso de temporizadores del fabricante (STMicroelectronics, 2016c).

### Generación de señales PWM:

Para la generación de señales cuadradas de frecuencia variable se utiliza el modo de comparación de salida del temporizador *TIM1*. Se puede encontrar más información al respecto en VisualGDB (2014), pero en este apartado nos limitaremos a describir la configuración aplicada. El objetivo es programar el temporizador con una base de tiempos tal que la frecuencia de las señales PWM sea de 50 kHz. A esta frecuencia un motor eléctrico se comporta como un filtro paso bajo y el ciclo de trabajo de la señal PWM se traduce en el nivel de tensión eficaz aplicado a los bornes del motor.

Esta configuración se lleva a cabo siguiendo los siguientes pasos:

1. Programar la base de tiempos del temporizador.

El reloj asociado al temporizador *TIM1* se corresponde con el reloj del sistema, de 180 MHz. Para obtener una señal de salida de 50 kHz se busca obtener una frecuencia de contador intermedia (por ejemplo, 18 MHz), para lo que se divide el reloj del sistema por el *prescaler* del temporizador. El valor del *prescaler* se calcula como:

$$\text{Prescaler} = \frac{\text{Frecuencia de reloj del sistema}}{\text{Frecuencia de contador}} - 1 = \frac{180MHz}{18MHz} - 1 = 9$$

Para esta frecuencia de contador, se debe configurar un periodo (ARR) igual al número de cuentas a realizar para que el tiempo transcurrido coincida con el periodo de la señal de salida, es decir:

$$ARR = \frac{\text{Frecuencia de reloj del contador}}{\text{Frecuencia de la señal de salida}} - 1 = \frac{18MHz}{50kHz} - 1 = 359$$

```

TimHandle.Instance           = TIM1;
TimHandle.Init.Prescaler    = 9;
TimHandle.Init.Period       = 359;
TimHandle.Init.ClockDivision = 0;
TimHandle.Init.CounterMode  = TIMCOUNTERMODE_UP;
TimHandle.Init.RepetitionCounter = 0;

if (HAL_TIM_PWM_Init(&TimHandle) != HAL_OK)
{
    /* Initialization Error */
    Error_Handler();
}

```

2. Configurar los canales 1, 2 y 3 del temporizador en modo PWM1, donde *pulse Value* representa el ciclo de trabajo de las señales PWM.

```

/*##-2- Configure the PWM channels ##*/
sConfig.OCMode = TIMOCMODEPWM1;
sConfig.OCNPolarity = TIMOCNPOLARITY_HIGH;
sConfig.OCNIdleState = TIMOCNIDLESTATE_RESET;
sConfig.OCIIdleState = TIMOCNIDLESTATE_RESET;
sConfig.Pulse = pulseValue;

/* Set the pulse value for channel 1 */
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&TimHandle, &sConfig, TIM_CHANNEL1)
    != HAL_OK)
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

/* Set the pulse value for channel 2 */
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&TimHandle, &sConfig, TIM_CHANNEL2)
    != HAL_OK)
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

/* Set the pulse value for channel 3 */
if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&TimHandle, &sConfig, TIM_CHANNEL3)
    != HAL_OK)
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

```

### Captura de pulsos de los sensores Hall:

Para la captura de los pulsos producidos por los sensores Hall utilizaremos el temporizador *TIM2* en modo captura de entrada con una modificación, que el fabricante ha denominado *modo interfaz de sensores Hall*. Este modo de interfaz configura el temporizador como sigue:

1. Programar la base de tiempos con el máximo periodo de contador posible, de forma que el tiempo transcurrido en un periodo sea mayor que el tiempo entre dos activaciones en los sensores.

```

Hall_Handle.Instance = TIM2;
Hall_Handle.Init.Prescaler = 0;
Hall_Handle.Init.Period = 0xFFFF;
Hall_Handle.Init.ClockDivision = 0;
Hall_Handle.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
Hall_Handle.Init.RepetitionCounter = 0;

if (HAL_TIM_IC_Init(&Hall_Handle) != HAL_OK)
{
    /* Initialization Error */
    Error_Handler();
}

```

2. Configurar las tres señales correspondientes a cada sensor Hall, obtenidas a través de los pines digitales de entrada de la tarjeta, de modo que se combinen en una puerta OR para entrar finalmente por el canal de entrada 1 del temporizador. Así obtenemos una señal de entrada cuyos flancos de subida se corresponden con los pulsos producidos por cualquiera de los tres sensores Hall.

```

/* Configure the Input Capture of channel 2 */
sHallConfig.IC1Polarity = TIM_ICPOLARITY_BOTHEDGE;
sHallConfig.IC1Prescaler = TIM_ICPSC_DIV1;
sHallConfig.IC1Filter = 0;
sHallConfig.Commutation_Delay = 0;
if (HAL_TIMEx_HallSensor_Init(&Hall_Handle, &sHallConfig) != HAL_OK
    )
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

```

3. Programar el canal de entrada 1 del temporizador en modo captura de entrada, de modo que por cada flanco de señal se produzca una interrupción, cuya rutina de atención será la encargada de realizar el control trapezoidal.

```

if (HAL_TIMEx_HallSensor_Start_IT(&Hall_Handle) != HAL_OK)
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

HAL_NVIC_SetPriority(TIM2_IRQn, 2, 0);
HAL_NVIC_EnableIRQ(TIM2_IRQn);

```

### Captura de pulsos del encoder:

Para la captura de los pulsos producidos por el encoder utilizaremos el temporizador *TIM5* en modo captura de entrada. Una vez más, cada pulso del encoder llega al temporizador a través de los pines digitales de la tarjeta y es capturado en el canal de entrada del temporizador.

El código asociado a dicha configuración es el siguiente:

1. Se programa la base de tiempos de la misma forma que en el caso de los sensores Hall, con el máximo periodo de contador posible, de forma que el tiempo transcurrido en un periodo sea mayor que el tiempo entre dos pulsos en el encoder.

```

Encoder_Handle.Instance = TIM5;
Encoder_Handle.Init.Period = 0xFFFF;
Encoder_Handle.Init.Prescaler = 0;
Encoder_Handle.Init.ClockDivision = 0;
Encoder_Handle.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
Encoder_Handle.Init.RepetitionCounter = 0;

```

2. Se configura el canal de entrada 1 del temporizador en modo captura de entrada, de modo que por cada flanco de subida de la señal correspondiente al canal A del encoder se produzca una interrupción (resolución 500 CPR), cuya rutina de atención será la encargada de actualizar la posición relativa del motor.

```

sEncoderConfig.ICPolarity      = TIM_ICPOLARITY_RISING;
sEncoderConfig.ICSelection     = TIM_ICSELECTION_DIRECTTI;
sEncoderConfig.ICPrescaler     = TIM_ICPSC_DIV1;
sEncoderConfig.ICFilter        = 0;

if (HAL_TIM_IC_ConfigChannel(&Encoder_Handle , &sEncoderConfig ,
    TIM_CHANNEL1) != HAL_OK)
{
    /* Configuration Error */
    Error_Handler();
}

/* Start the encoder interface in interrupt mode */
if (HAL_TIM_IC_Start_IT(&Encoder_Handle , TIM_CHANNEL1) != HAL_OK)
{
    /* Initialization Error */
    Error_Handler();
}

/* Enable the interrupt for TIM5 */
HAL_NVIC_SetPriority(TIM5_IRQn, 1, 0);
HAL_NVIC_EnableIRQ(TIM5_IRQn);

```

Finalmente, se presenta el código asociado a las rutinas de atención a las interrupciones generadas por los temporizadores *TIM2* y *TIM5*, donde la función *driveMotor()* se encarga de la conmutación entre fases en la secuencia del control trapezoidal y la variable *pulses* representa la posición angular relativa del motor:

```

void TIM2_IRQHandler(void)
{
    HAL_TIM_IRQHandler(&Hall_Handle);
}

void TIM5_IRQHandler(void)
{
    HAL_TIM_IRQHandler(&Encoder_Handle);
}

void HAL_TIM_IC_CaptureCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
    if (htim->Instance == TIM2) driveMotor();
    if (htim->Instance == TIM5){
        /* if (both ENCODERA and ENCODERB are HIGH) */
        if (GPIOA->IDR & ENCODERB) pulses--; else pulses++;
    }
}

```

### 3.2. Estudio y diseño de un controlador de posición

En este apartado se describe la estrategia de control empleada, para lo que se ha escogido una arquitectura de control denominada controlador PID (Proporcional-Integral-Diferencial). Un controlador PID es una arquitectura de control realimentada capaz de resolver el problema de seguimiento de las señales de referencia monómicas escalón y rampa. Se ha escogido esta arquitectura por su amplio uso a nivel industrial y porque permite un control más preciso que el ofrecido por sistemas de segundo orden.

El esquema de bloques del controlador PID de posición se muestra en la Figura 3.1:

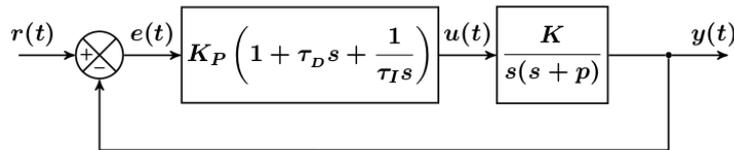


Figura 3.1: Esquema de control realimentado con PID.

La función de transferencia de lazo cerrado es la siguiente (Monasterio-Huelin, 2016c):

$$H_{PID}(s) = \frac{KK_P\tau_D(s^2 + \frac{s}{\tau_D} + \frac{1}{\tau_D\tau_I})}{s^2(s+p) + KK_P\tau_D(s^2 + \frac{s}{\tau_D} + \frac{1}{\tau_D\tau_I})}$$

A partir de la función de transferencia, se calcula la función de transferencia de la señal de error  $e(t) = r(t) - y(t)$  como:

$$H_{e,PID}(s) = \frac{s^2(s+p)}{s^2(s+p) + KK_P\tau_D(s^2 + \frac{s}{\tau_D} + \frac{1}{\tau_D\tau_I})}$$

A continuación se procede a estudiar el problema de seguimiento de las señales de referencia monómicas escalón, rampa y parábola. Para ello se estudia el comportamiento de la señal de error  $e(t)$  en régimen permanente,  $e(\infty)$ . Si consideramos que  $e(t)$  es una señal estable, se puede aplicar el teorema del valor final como sigue:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sH_{e,PID}(s)R(s)$$

- Señal de referencia escalón, con  $r(t) = 1$  y  $R(s) = \frac{1}{s}$ . Entonces  $e(\infty) = 0$ .
- Señal de referencia rampa, con  $r(t) = t$  y  $R(s) = \frac{1}{s^2}$ . Entonces  $e(\infty) = 0$ .
- Señal de referencia parábola, con  $r(t) = \frac{t^2}{2}$  y  $R(s) = \frac{1}{s^3}$ . Entonces  $e(\infty) = \frac{p\tau_I}{KK_P}$ .

En consecuencia, se resuelve el problema de seguimiento para las señales de referencia escalón y rampa, produciéndose un error en régimen permanente finito y distinto de cero para la parábola.

Una vez estudiadas las ventajas que proporciona la estructura de control seleccionada, se procede a sintonizar sus parámetros mediante un algoritmo de diseño adaptado de la Sección 5 de Monasterio-Huelin (2016c). El objetivo será lograr una señal de control saturada hasta intersectar con la señal de referencia, tras lo cual el controlador en posición sea capaz de dirigir la señal de salida, para obtener así una respuesta lo más rápida posible. En esta línea, se establecen los siguientes límites para las características paramétricas de la señal de salida:

- Tiempo de establecimiento,  $t_s = 0,25$  segundos, para una tolerancia  $\nu = 2\%$ .
- Sobreelongación máxima,  $M_p \in \{7\%-10\%\}$ .

Así pues, el algoritmo de diseño seguido consta de los siguientes pasos:

1. Puesto que  $M_p$  no es independiente de  $\beta_2$ , se selecciona un rango de valores de  $\beta_2$  y se obtiene, mediante simulación en ordenador del sistema de lazo cerrado, las curvas de  $M_p$  con respecto a  $\beta$  para un conjunto de valores de  $\zeta$ . Se escogerán pares  $(\zeta, \beta)$  dentro del rango que satisfaga que  $M_p$  es la deseada.
2. Posteriormente se haría otra simulación obteniendo las curvas de  $t_s$  en función de  $\beta_2$  para varios pares dentro del rango obtenido anteriormente. El proceso terminaría seleccionando el conjunto de parámetros de diseño que satisfagan que  $t_s$  es la deseada.

Las figuras 3.2 y 3.3 muestran la aplicación del algoritmo anterior.

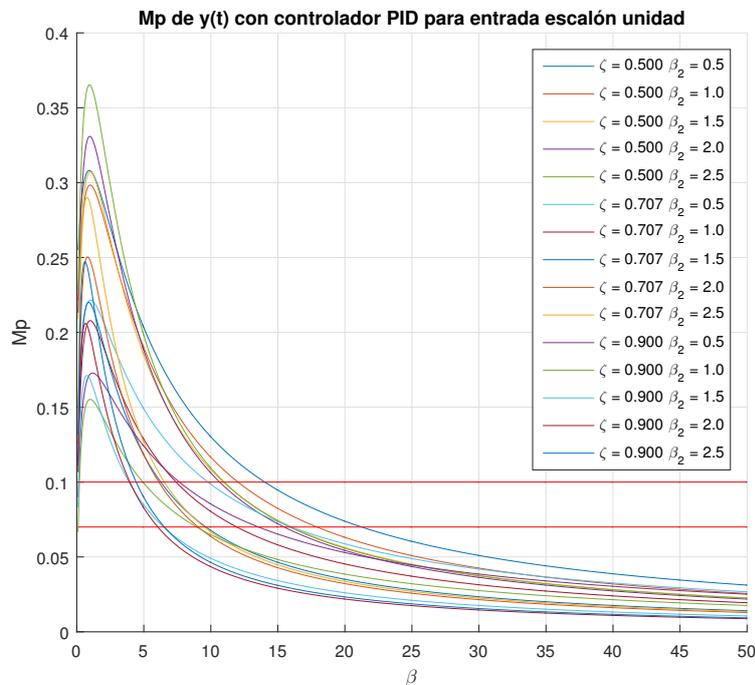


Figura 3.2: Primer paso PID:  $M_p$ .

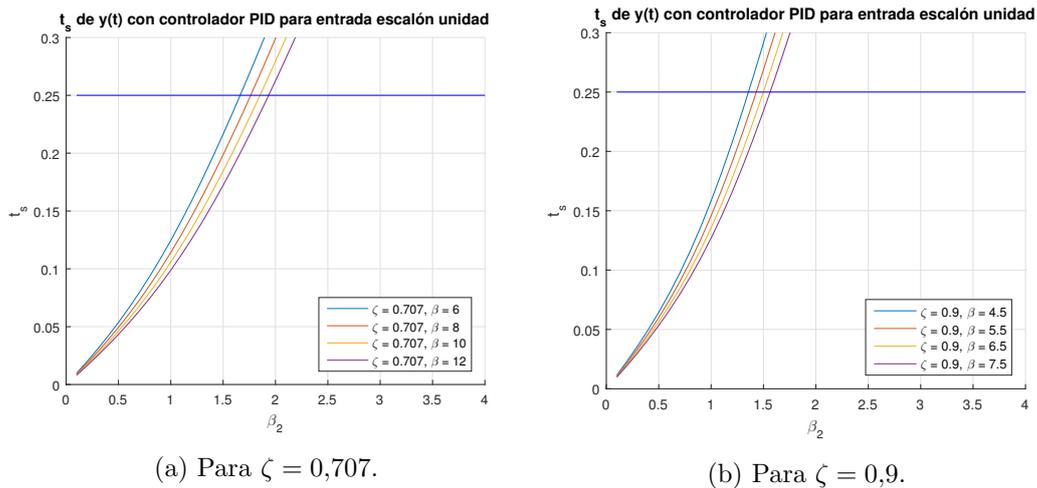


Figura 3.3: Segundo paso PID:  $t_s$ .

Seleccionando una tupla de valores  $(\zeta, \beta, \beta_2) = (0.707, 10, 1)$  se obtienen las respuestas en posición del sistema ante las señales de entrada escalón unidad y rampa, tal y como se muestran en las Figuras 3.4a y 3.4b.

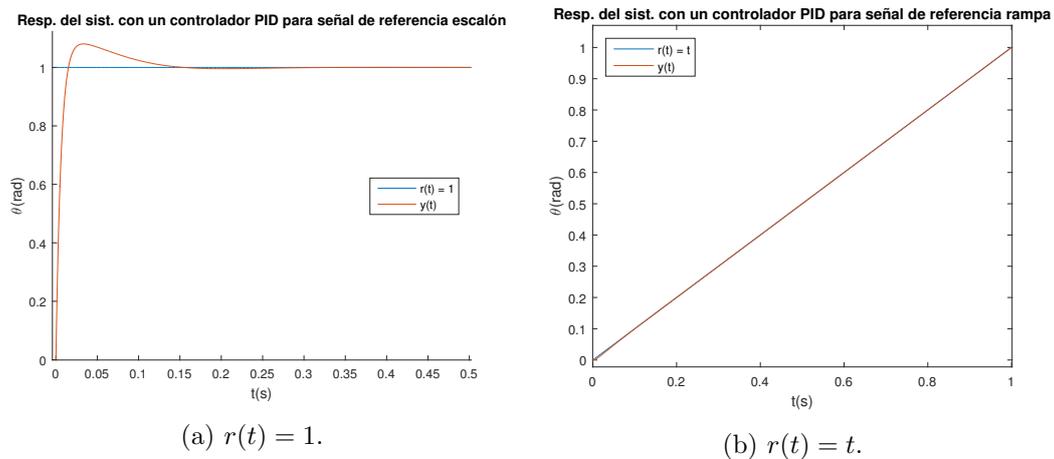


Figura 3.4:  $\Theta(t)$  tras la sintonización para señales de referencia escalón (a) y rampa (b)

En resumen, el controlador PID evaluado cumple las especificaciones de diseño y resulta en unas ganancias proporcional, diferencial e integral que se recogen en la Tabla 3.1.

$K_p$	$K_d$	$K_i$
19,6884	0,6149	286,6147

Tabla 3.1: Ganancias del controlador PID.

### 3.3. Implementación de un controlador discreto de posición

Una vez diseñado, el controlador debe implementarse como firmware de un sistema digital en el que las señales continuas deben muestrearse para su procesamiento, por lo que es necesario discretizar la arquitectura de control diseñada para poder implementarlo como una tarea del sistema.

En la Sección 7 del documento Monasterio-Huelin (2016d), se presenta el método de Euler en atraso como solución para discretizar un controlador PID ideal. Teniendo presente este documento, se describe a continuación la adaptación del controlador PID discretizado para prevenir el fenómeno de *integral windup*<sup>5</sup>.

1. Se define en el fichero *main.h* la estructura para las instancias de controlador PID discreto en posición, en formato de coma flotante.

```
typedef struct
{
    float windup_guard; /* Windup guard for integral component. */
    float Kp;          /* The proportional gain. */
    float Ki;          /* The integral gain. */
    float Kd;          /* The derivative gain. */
    float prevErr;     /* Previous error entry. */
    float intErr;      /* Integral error. */
} pid_instance;
```

2. Se declaran e implementan en el fichero *main.c* dos funciones, *pidInit* y *pidUpdate*, para inicializar y actualizar los campos de la estructura de control.

```
/**
 * @brief Initialization function for the PID Control.
 * @param *S points to an instance of the PID structure.
 * @retval None
 */
void pidInit(pid_instance * S)
{
    S->prevErr = 0;
    S->intErr = 0;
}
```

<sup>5</sup>Integral windup Wikipedia: [https://en.wikipedia.org/wiki/Integral\\_windup](https://en.wikipedia.org/wiki/Integral_windup)

```

/**
 * @brief      Control output signal update.
 * @param      *S points to an instance of the PID structure.
 * @param      err is the current error signal input
 * @retval     out is the control signal produced.
 */
float pidUpdate(pid_instance * S, float err)
{
    float out;

    /* Integration with windup guarding */
    S->intErr += err * TS;
    if (S->intErr < -(S->windup_guard)) S->intErr = -(S->windup_guard
    ) / S->Ki;
    else if (S->intErr > S->windup_guard) S->intErr = S->windup_guard
    / S->Ki;

    /* Output signal calculation */
    out = (S->Kp * err) + (S->Kd * (err - S->prevErr) / TS) + (S->Ki
    * S->intErr * TS);

    /* State update */
    S->prevErr = err;

    return out;
}

```

En el código anterior se puede observar que el cálculo de la señal de salida se traduce en:

$$u[k] = K_p \left( e[k] + \tau_D \cdot \frac{(e[k] - e[k-1])}{T} + \frac{T}{\tau_I} \cdot \sum_{i=0}^k e[i] \right)$$

Donde el valor de  $\sum_{i=0}^k e[i]$  está limitado por el valor de *windup\_guard*, de modo que para valores absolutos de error acumulado mayores que *windup\_guard* el error acumulado conmuta a un valor menor.

3. Se crea e inicializa la tarea periódica de control, basada en un controlador PID discreto en posición.

```

...

xTaskHandle pidControllerTask_Handle;
void pidController_Task();

...

#define PID_KP          (float)(19.6884) /* Proportional gain */
#define PID_KD          (float)(0.6149) /* Derivative gain */
#define PID_KI          (float)(286.6147) /* Integral gain */
#define TS              (float)(0.001) /* Sampling period in
seconds */

pid_instance PID;

```

```

...

int main (void){

...

PID.Kp = PID_KP;
PID.Kd = PID_KD;
PID.Ki = PID_KI;
PID.windup_guard = UMAX;
pidInit(&PID);

xTaskCreate(pidController_Task , "pidController_Task" , 70, NULL, 1,
            &pidControllerTask_Handle);
vTaskStartScheduler();
}

...

void pidController_Task (void * pvParams)
{
    while(1)
    {
        // Control algorithm
        position = (float)(2*PI*pulses/(CPR*REDUCT));

        pidError = (float)(REF) - position;

        u = pidUpdate(&PID, pidError);

        uEq = calculateEqV(u);
        if (uEq > UMAX) uEq = UMAX;
        if (uEq < -UMAX) uEq = -UMAX;

        // Set new PWM duty
        setVoltage(uEq);

        /* Block for 1ms */
        vTaskDelay(1 / portTICK_PERIOD_MS);
    }
}

```

Donde las señales  $\theta[k]$ ,  $e[k]$ ,  $u[k]$  y  $\tilde{u}[k]$  se corresponden con las variables *position*, *pidError*, *u* y *uEq* respectivamente. Las funciones *xTaskCreate* y *vTaskStartScheduler* pertenecen al conjunto de instrucciones de *FreeRTOS* y su función es la de crear una tarea e iniciar el planificador, respectivamente. Como vemos en el cuerpo de la función *pidController\_Task*, la tarea tiene un periodo de activación de 1ms aproximadamente, definido con la función de *FreeRTOS* *vTaskDelay*. Para terminar, aclarar que las funciones *calculateEqV* y *setVoltage* a las que se llama dentro de la tarea periódica de control cumplen la función de calcular la tensión equivalente que debe aplicarse al motor para compensar las no linealidades y de variar el ciclo de trabajo de las señales PWM, fijando además el sentido de rotación del motor, respectivamente.

### 3.4. Pruebas y ajuste del sistema

Por último, se realizó una serie de experimentos sobre el controlador PID implementado, para determinar si la respuesta obtenida se correspondía con la obtenida el estudio analítico. Estos experimentos consistieron en la excitación del controlador mediante señales de referencia monómicas del tipo escalón. Fijada la referencia, se muestrearon con un periodo de muestreo  $T_s=1\text{ms}$  algunas señales de interés del controlador PID, entre las que destacan: la señal de salida del controlador,  $y[k]$ , la señal ideal de control,  $u[k]$  y la señal equivalente de control tras la interpolación polinómica y la limitación en tensión,  $\tilde{u}[k]$ . El número de muestras tomado en cada experimento fue lo suficientemente alto como para poder apreciar el establecimiento del régimen permanente en las señales en cuestión.

Los datos obtenidos han sido representados en las subsiguientes gráficas, en las que se contrastan por un lado, la señal de control tanto ideal frente a la señal de control equivalente y, por otro lado, la señal de salida experimental frente a la calculada analíticamente.

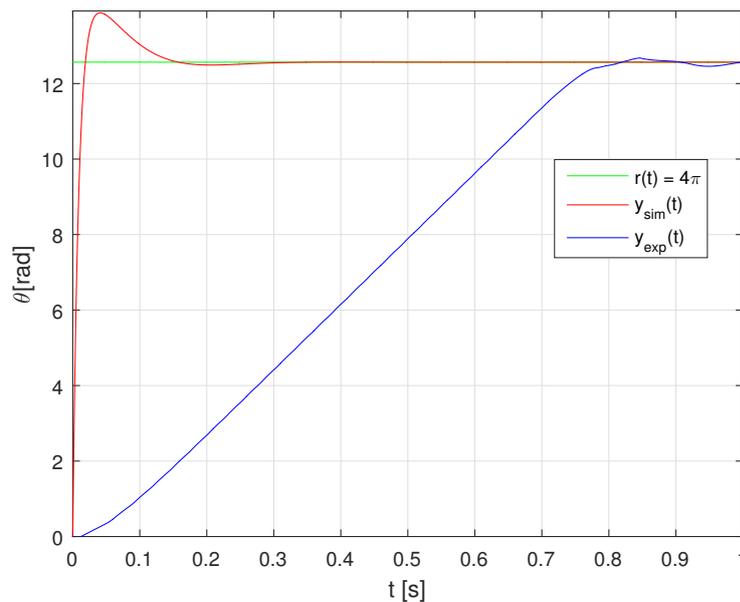


Figura 3.5: Salida del controlador PID para la entrada escalón  $r(t) = 4\pi$ .

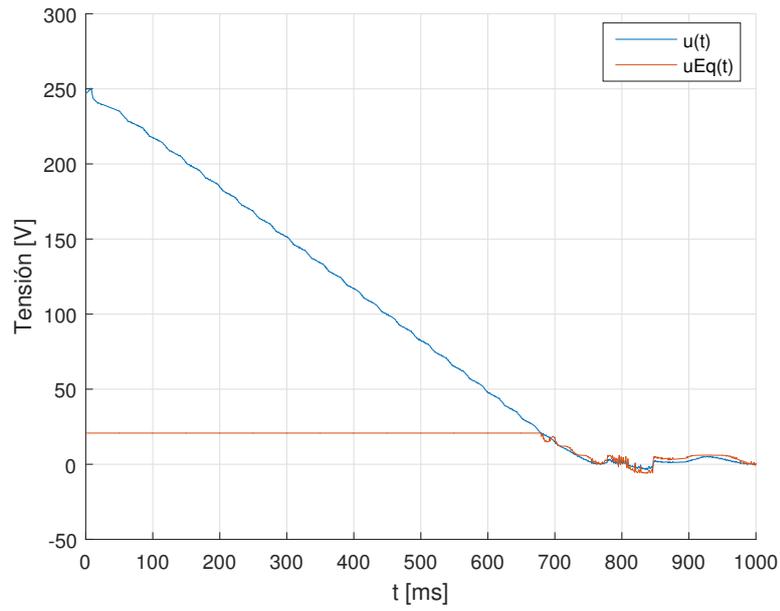


Figura 3.6: Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón  $r(t) = 4\pi$ .

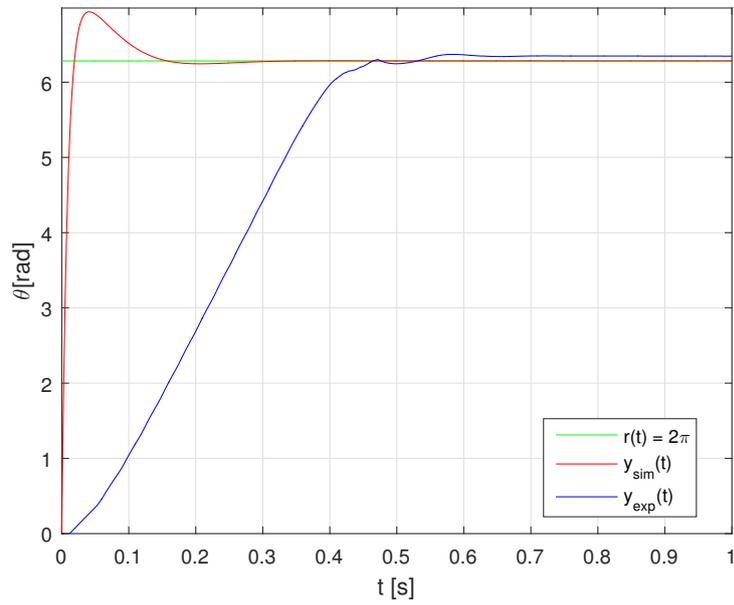


Figura 3.7: Salida del controlador PID para la entrada escalón  $r(t) = 2\pi$ .

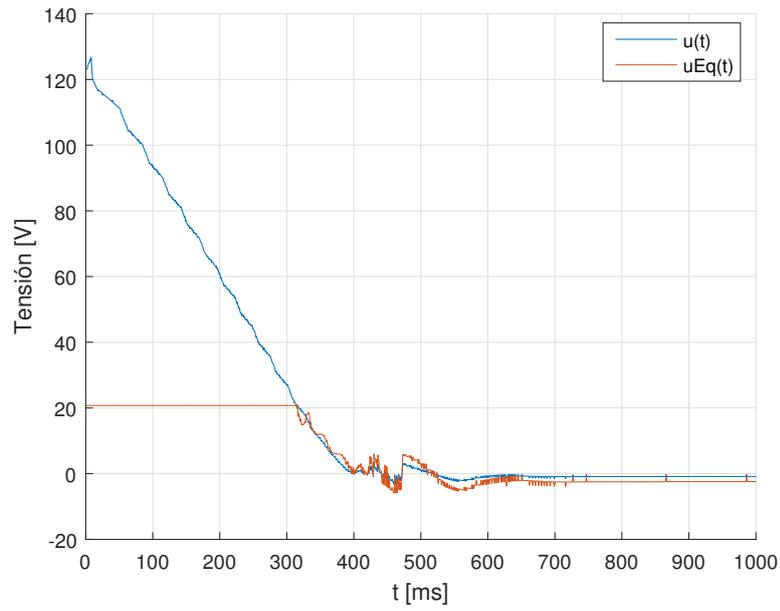


Figura 3.8: Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón  $r(t) = 2\pi$ .

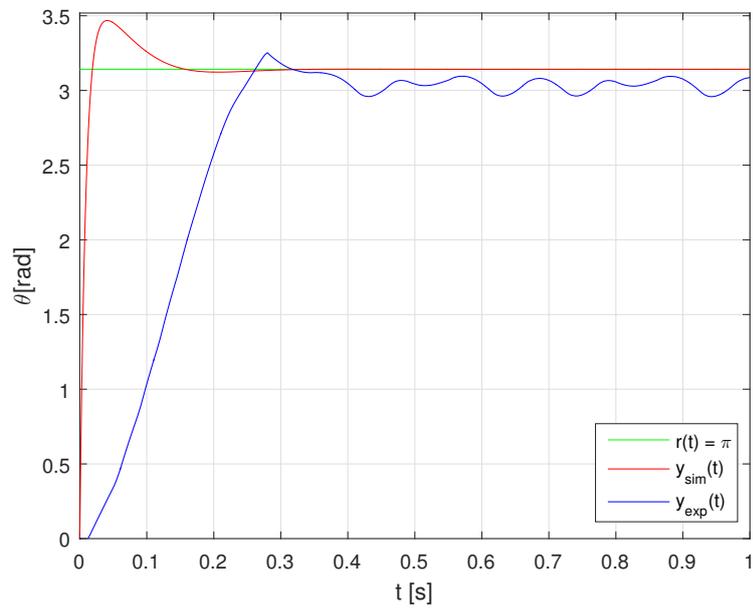


Figura 3.9: Salida del controlador PID para la entrada escalón  $r(t) = \pi$ .

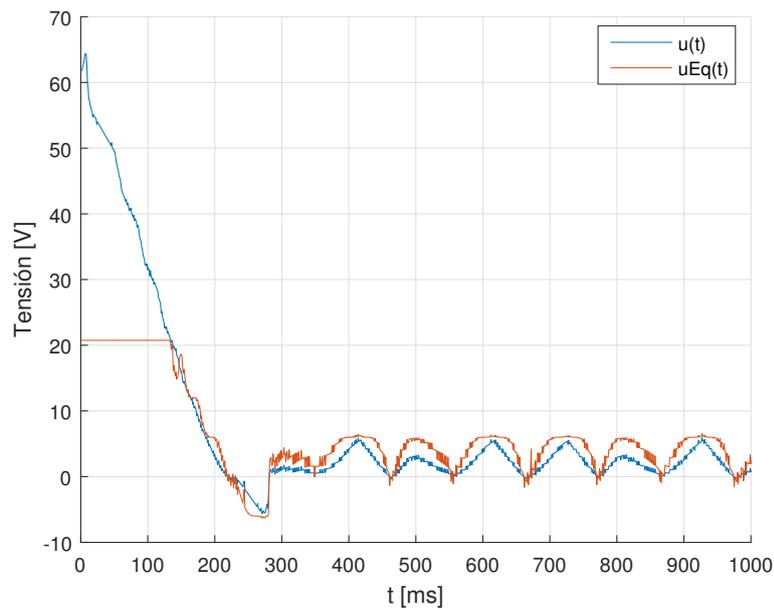


Figura 3.10: Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón  $r(t) = \pi$ .

Como se puede apreciar, las curvas de salida experimentales no coinciden con las calculadas analíticamente y es importante destacar que el incremento en el tiempo de establecimiento es directamente proporcional al tiempo en el que la señal de control equivalente se encuentra saturada.

La saturación de la señal de control equivalente viene impuesta por la tensión nominal del motor ( $U_N = 24V$  en el caso del motor utilizado), la cual no se ha tenido en cuenta en el diseño ni en la sintonización de parámetros del controlador PID. Una solución a este problema consiste en resintonizar los parámetros del controlador, buscando minimizar el tiempo de saturación de la señal de control equivalente. Sin embargo, no existe una solución única válida para cualquier señal de referencia, puesto que la amplitud de la señal de control ideal depende del error de posición a la entrada del controlador.

Por tanto, se presenta a continuación una sintonización diseñada para minimizar el tiempo de saturación de la señal de control equivalente en el rango angular de la aplicación objetivo. Puesto que se trata de la flexión/extensión de la rodilla, dicho rango angular comprenderá los valores de  $\theta \in [0, \frac{3\pi}{4}]$ . Seleccionando una tupla de valores  $(\zeta, \beta, \beta_2) = (0.707, 7.5, 1)$  y repitiendo el proceso experimental descrito anteriormente, se presentan en las figuras 3.11 y 3.12 las curvas obtenidas a partir de los datos experimentales y analíticos para la señal de entrada escalón,  $r(t) = \frac{3\pi}{4}$ .

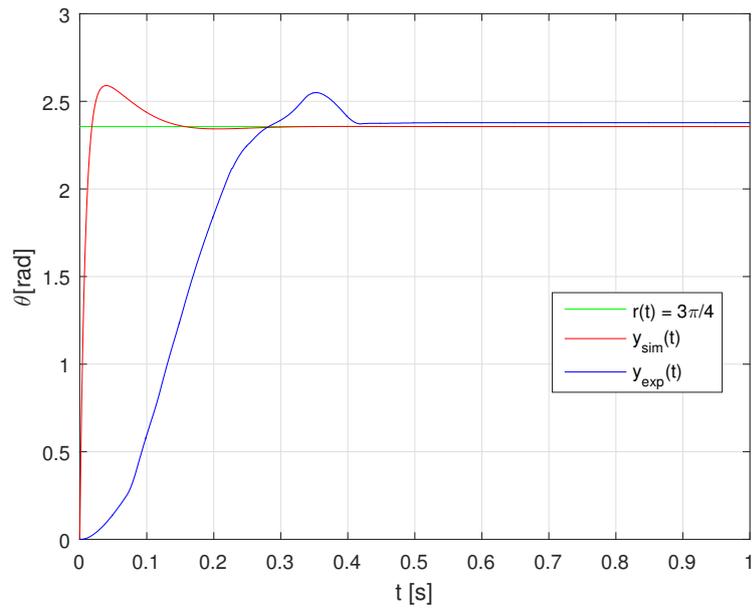


Figura 3.11: Salida del controlador PID para la entrada escalón  $r(t) = 3\pi/4$ .

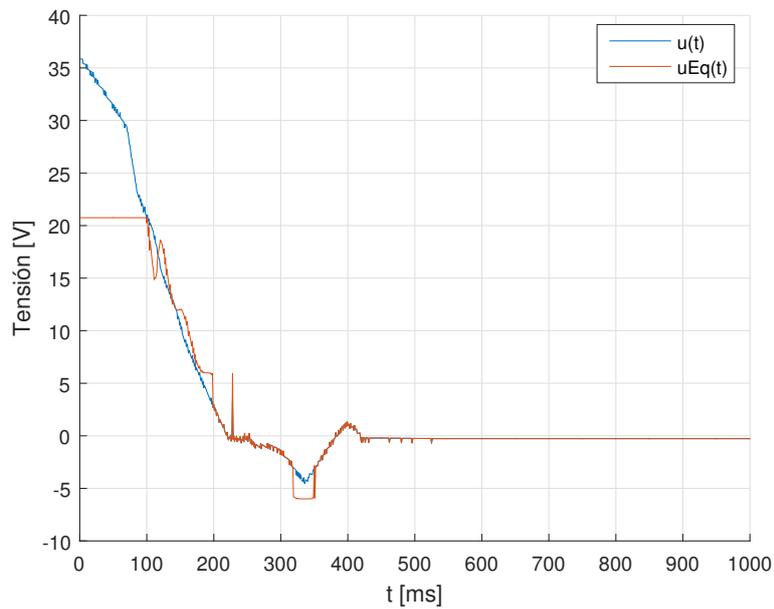


Figura 3.12: Interpolación y saturación de la señal de control para la entrada escalón  $r(t) = 3\pi/4$ .

Se observa que la resintonización de parámetros del controlador PID ha cumplido su objetivo, obteniéndose un controlador PID que cumple las restricciones de máxima sobreelongación y tiempo de establecimiento impuestas en la etapa de diseño.

## Capítulo 4

# Conclusiones y líneas futuras

En este Capítulo se exponen las conclusiones alcanzadas a partir de los experimentos y validaciones detalladas en las secciones anteriores, y se enumeran posibles líneas futuras de desarrollo que se desprenden de este Trabajo Fin de Grado.

### 4.1. Conclusiones

El presente Trabajo Fin de Grado ha supuesto un desafío en el que se han logrado afrontar y superar diversas dificultades e imprevistos, a pesar de los cuales se ha cumplido con el objetivo fijado al inicio del proyecto: realizar una primera aproximación al diseño e implementación de un exoesqueleto para rodilla con función de asistencia a la marcha.

Se ha llevado a cabo un estudio del estado del arte de exoesqueletos de extremidades inferiores en el campo de la asistencia, presentando las diferentes aplicaciones, ámbitos de desarrollo, técnicas de interacción y requisitos biomecánicos en sistemas de estas características.

En base a dicho estudio se ha alcanzado la primera conclusión de este Trabajo Fin de Grado, que es la imposibilidad de desarrollar un prototipo funcional con el material disponible. Por consiguiente, el trabajo ha sido enfocado como un estudio técnico que pueda servir de hoja de ruta en futuras implementaciones.

En relación al motor, se ha realizado un estudio de la tecnología de motores eléctricos BLDC, justificando su idoneidad como elemento activo de un sistema de asistencia y presentando los principales métodos de conmutación existentes, haciendo hincapié en aquéllos basados en sensores. También se ha realizado un modelado del motor, tanto analítico como experimental, en el que han quedado patentes las no linealidades del motor, obteniéndose un modelo simplificado de su comportamiento y una función para compensar la falta de linealidad.

En lo referente al control de posición, se ha partido de una tarjeta electrónica comercial y se ha desarrollado una versión de firmware que implementa un controlador PID de posición en tiempo real para un motor de corriente continua sin escobillas, cuyo diseño y sintonización se han realizado empleando la herramienta Matlab. La posición del motor se ha obtenido mediante los pulsos de un encoder incremental y se ha

modificado empleando el método de control trapezoidal para motores BLDC, a través de sensores de efecto Hall. Los resultados obtenidos en los experimentos realizados demuestran un comportamiento aceptable del controlador, presentando margen de mejora.

## 4.2. Líneas futuras

Este Trabajo Fin de Grado estuvo motivado por una primera aproximación a un exoesqueleto robótico para rodilla. En el desarrollo del mismo se han sentado las bases teóricas de la arquitectura hardware básica del sistema y se ha realizado una primera versión del firmware necesario para afrontar el problema del control. Por lo tanto, son numerosas las futuras líneas de desarrollo que se desprenden de este trabajo. A continuación, se exponen algunas propuestas con las que continuar el desarrollo del sistema planteado:

- Se plantea experimentar con arquitecturas de control más sofisticadas, como sistemas de dos grados de libertad, que permitan responder a señales de referencia parabólicas o cancelar el efecto de señales de perturbación constante.
- Construcción y validación de un prototipo exoesquelético basado en una órtesis de rodilla como estructura de soporte mecánico del sistema. A su vez, se propone la adquisición, modelado y evaluación de un nuevo conjunto motor-reductora que se halle en cumplimiento de los requisitos de par de la aplicación.
- Se sugiere la incorporación de un controlador de velocidad para compensar el par gravitatorio, capacitando al sistema para afrontar sin error la aplicación de fuerzas variables en el extremo del exoesqueleto robótico, de cara al prototipado del mismo.
- Se propone el uso de la técnica de electromiografía superficial como posible método de detección de intención de movimiento en el usuario, así como método de evaluación del nivel de asistencia proporcionado.
- Se plantea contemplar el modelo biomecánico de la marcha humana para el desarrollo de un algoritmo que genere la señal de referencia del controlador en base a las fases de la marcha del usuario en cada instante de tiempo.
- Realización de un estudio específico para determinar los requisitos biomecánicos de un sistema de asistencia a la marcha para distintos niveles de asistencia motora.
- Adaptación del sistema a un exoesqueleto robótico de cadera para asistencia a la marcha y la posible combinación de ambos sistemas, generando un exoesqueleto robótico de miembro inferior y dos o más grados de libertad (DOF).



# Bibliografía

- Atmel (2008). Avr194: Brushless dc motor control using atmega32m1. <http://www.atmel.com/images/doc8138.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Crowell, H. P. I., Boynton, A. C., and Mungiole, M. (2002). Exoskeleton power and torque requirements based on human biomechanics. Technical report, Army Research Laboratory.
- Dzeladini, F., Pennycott, A., Burdet, E., and Ijspeert, A. (2014). Benefits of a neuromuscular model for symbiotic man-machine exoskeleton control accounting for patient impairment specificity. Technical report, University of Twente.
- Espinoza Lázaro, L. J. (2016). Diseño de una tarjeta controladora para motores sin escobillas. Technical report, Universidad Autónoma del Estado de México.
- Farris, R. J., Quintero, H. A., and Goldfarb, M. (2012). Performance evaluation of a lower limb exoskeleton for stair ascent and descent with paraplegia. Technical report, Vanderbilt University.
- Halliday, D., Resnick, R., and Krane, K. (1992). *Physics. Vol. 2*. Wiley, Hoboken, NJ.
- Haoyong, Y., Gong, C., Zhao, G., and Wei Shen, W. (2014). Design and evaluation a novel portable knee-ankle-foot robot. Technical report, National University of Singapore.
- Hogan, N. (1989). Controlling impedance at the man/machine interface. In *International Conference on Robotics and Automation*, pages 1626–1631, Scottsdale, AZ. IEEE Computer Society Press.
- Honda, M. (2016). Honda walking assist device. <http://world.honda.com/Walking-Assist/introduction/index.html>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Johnson, J., Ehsani, M., and Güzelgünler, Y. (1999). Review of sensorless methods for brushless dc. In *Industry Applications Conference*, pages 143–150, 1999 IEEE IAS Annual Meeting. IEEE.
- Lee, J.-w., Kim, H.-g., Jand, J., Park, H.-S., and Park, S. (2015). Virtual model control of lower extremity exoskeleton for load carriage inspired by human behavior. *Autonomous Robots*, 38(2):211–223.
- Martín Murdocca, R. (2009). Laboratorio de interfaces - sensores de efecto hall. <http://www0.unsl.edu.ar/~interfases/labs/lab09.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.

- Monasterio-Huelin, F. (2016a). Modelado experimental de un motor dc real. <http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/aplicacion-MotorDC-Modelado.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Monasterio-Huelin, F. (2016b). Motor dc, etapa de potencia y pwm. <http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/aplicacion-MotorDC.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Monasterio-Huelin, F. (2016c). Sistemas de control realimentado de tercer orden. controladores tipo pid, pi-d y pi. <http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/SistemaOrden3-PID.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Monasterio-Huelin, F. (2016d). Sistemas muestreados. <http://www.robolabo.etsit.upm.es/asignaturas/seco/apuntes/SistemasMuestreados.pdf>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Raez, M., Hussain, M., and Mohd-Yasin, F. (2006). Techniques of emg signal analysis: detection, processing, classification and applications. <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC1455479/>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Rocon, E., Belda-Lois, J., Ruiz, A., Manto, M., Moreno, J., and Pons, J. (2007). Design and validation of a rehabilitation robotic exoskeleton for tremor assesment and suppression. *IEEE Transactions on neural systems and rehabilitation engineering*, 15(3):367–378.
- STMicroelectronics (2016a). Embedded software for stm32f4 series (hal low level drivers, usb, tcp/ip, file system, rtos, graphic - coming with examples running on st boards: Stm32 nucleo, discovery kits and evaluation boards. <http://www.st.com/en/embedded-software/stm32cubef4.html>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- STMicroelectronics (2016b). High-performance foundation line, arm cortex-m4 core with dsp and fpu, 512kbytes flash, 180mhz cpu, art accelerator, dual qspi. <http://www.st.com/en/microcontrollers/stm32f446re.html>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- STMicroelectronics (2016c). Stm32 cross-series timer overview. [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/54/0f/67/eb/47/34/45/40/DM00042534.pdf/files/DM00042534.pdf/jcr:content/translations/en.DM00042534.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/54/0f/67/eb/47/34/45/40/DM00042534.pdf/files/DM00042534.pdf/jcr:content/translations/en.DM00042534.pdf). Online; accessed 18 de enero de 2017.
- STMicroelectronics (2016d). Three-phase brushless dc motor driver expansion board based on l6230 for stm32 nucleo. [http://www.st.com/content/st\\_com/en/products/ecosystems/stm32-open-development-environment/stm32-nucleo-expansion-boards/stm32-ode-move-actuate-hw/x-nucleo-ihm07m1.html](http://www.st.com/content/st_com/en/products/ecosystems/stm32-open-development-environment/stm32-nucleo-expansion-boards/stm32-ode-move-actuate-hw/x-nucleo-ihm07m1.html). Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Toirà, R. (2006). Técnicas de control para motores brushless. Technical report, Ingenia - Motion Control Department.

- 
- VisualGDB (2014). Using stm32 timers in pwm mode. <http://visualgdb.com/tutorials/arm/stm32/pwm/>. Online; accessed 18 de enero de 2017.
- Wansoo, K., Heedon, L., Donghwan, K., Jungsoo, H., and Changsoo, H. (2014). Development of the hanyang exoskeleton assistive robot (hexar) to enhance lower body strength. Technical report, Hanyang University.