

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE MÁSTER

**Diseño electrónico y algoritmos de control para
micro-posicionadores de fibra óptica en
instrumentación astrofísica**

Nasib Fahim Fernández

Octubre 2014

Diseño electrónico y algoritmos de control para micro-posicionadores de fibra óptica en instrumentación astrofísica

AUTOR: Nasib Fahim Fernández

TUTOR: Guillermo González de Rivera Peces

HCTLab

Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Octubre 2014

Al HCTLab

Agradecimientos

Agradece a la llama su luz, pero no olvides el pie del candil que paciente la sostiene.

Rabindranath Tagore

En primer lugar quisiera mencionar al grupo de investigación HCTLab, ya que sin él (ellos) este trabajo y todos los frutos que de él se han obtenido no habrían sido posibles. Dos años en un ambiente de aprendizaje en el que no se me ha negado nada y se me ha dado la posibilidad de dar rienda suelta a mi imaginación, tanto en los proyectos que he realizado como en las ideas arrojadas en otros. Dos años de madrugadas, tardes y noches sin descanso que han comenzado a formarme como investigador, tiempo que será difícil olvidar. Y dentro del grupo, querría agradecer este trabajo especialmente a Guillermo González de Rivera, gracias a cuyo apoyo todo lo anterior ha sido realmente posible.

Por otro lado me gustaría agradecer este trabajo a Francisco Prada, quien ha defendido la labor del grupo español en el proyecto hasta el final. Sin su apoyo muchos de los hitos conseguidos durante estos años no habrían sido posibles.

Otro de los pilares imprescindibles al que no puede faltar una mención especial es Justo Sánchez. Cuyo conocimiento profundo de la materia ha generado gran parte de los algoritmos que finalmente han sido utilizados en este proyecto. Protagonista de la creación y prueba de prácticamente la totalidad de los prototipos diseñados por el grupo español hasta la fecha, gracias a quien he podido aprender todos los secretos del sistema protagonista de este trabajo.

Finalmente me gustaría agradecer todo lo aquí recogido a mi familia, pilar fundamental, quien ha sido sufridora principal de dos años de proyectos, trabajos y publicaciones. Y especialmente a Olga Hueso, compañera y amiga. A Luisa Fernández y José Fernández, luchadores por naturaleza, quienes han sabido transmitirme la tenacidad y el trabajo. Y a mis padres, apoyo fundamental y sufridores de mis decisiones.

No puedo acabar de agradecer este trabajo sin mencionar a los habitantes de Abades 20, sabios y vividores, compañeros de fatigas y conejillos de indias de presentaciones. Y a todos los que me han apoyado durante la realización de este trabajo, y en general durante todo mi viaje.

El camino sigue.

Gracias.

Resumen

¿Por qué ocultar ciertas verdades, hoy que son del dominio de la historia y pueden ser una enseñanza para el presente y para el porvenir?

Errico Malatesta

Tras los óptimos resultados obtenidos en 2013 con el desarrollo del posicionador y la electrónica de control para el proyecto BigBOSS, la dirección del proyecto decidió re-plantear el sistema diseñado, con el objetivo de aumentar sus prestaciones en cuanto a resolución, precisión y velocidad de posicionado se refiere. Así, el *Laurence Berkeley National Laboratory* (Berkeley Lab.), optó por aumentar la densidad de robots posicionadores de fibra instalados en el plano focal del telescopio NOAO 4m Mayall (Arizona), renombrando el proyecto como DESI (*Dark Energy Spectroscopic Investigations*). Para ello, todos los grupos de investigación implicados en el diseño de los posicionadores de fibra del telescopio, se vieron obligados a reducir las dimensiones de sus prototipos, con el objetivo de seguir formando parte protagonista del proyecto. De este modo, tras la experiencia recogida con el desarrollo y prueba del posicionador y el sistema de control electrónico para el proyecto BigBOSS, el grupo español formado principalmente por el *Istituto de Astrofísica de Andalucía* (IAA-CSIC), el *Instituto de Física Teórica* (UAM-CSIC), el grupo de investigación *HCTLab* (EPS-UAM) y la empresa AVS (*Added Value Solutions*) decidieron redimensionar el diseño planteado. Para ello, y debido a las duras restricciones físicas del nuevo diseño, se replantearon de forma radical todas las propiedades básicas del actuador, y fundamentalmente el tamaño y tipo de motores. Esto forzó un replanteamiento completo de la filosofía de control utilizada en la manipulación del robot. De este modo, este Trabajo Fin de Máster por un lado, recoge los detalles del diseño para la electrónica de control del nuevo posicionador, por otro expone y detalla la nueva filosofía de control, desarrollando los principales algoritmos que la componen y finalmente recoge los frutos de la caracterización completa del único prototipo fabricado hasta la fecha por el grupo español en el proyecto DESI.

- **Palabras clave:** Motor brushless, sistemas de control, interface de usuario, posicionador de fibra.

Abstract

Why to hide certain truths, today they are the domain of history and can be a lesson for the present and for the future?

Errico Malatesta

After the good results achieved in 2013 with the developed fiber positioner and the control electronics for BigBOSS, the project staff decided to re-define the designed philosophy, with the main purpose of increase its principal characteristics, in terms of resolution, precision and placement velocity. Thus, the *Laurence Berkeley National Laboratory* (Berkeley Lab.) decided to increase the density of fiber positioner robots in the NOAO 4m Mayall Telescope focal plate (Arizona), re-naming the project as DESI (*Dark Energy Spectroscopic Investigations*). To accomplish this purpose, all the research groups included in the project were forced to reduce the design of their prototypes, with the main goal of keep themselves inside the project. In this way, with the experience reached in the BigBOSS project with the last fiber positioner and its electronics, the Spanish research group in which it could be highlighted the *Istituto de Astrofísica de Andalucía* (IAA-CSIC), the *Instituto de Física Teórica* (UAM-CSIC), the research group *HCT Lab* (EPS-UAM) and the company *AVS (Added Value Solutions)*, decided to re-define the main design. To do that and considering the hard structural restrictions of the new design, all the main properties of the actuator and principally the length and kind of the motors were re-defined, forcing an overall concept modification. Thus, this Final Master Work, on the one hand picks up all the design details of the new control electronics, explaining also the new control philosophy and the complete set of control algorithms, finally this work gathers all the results obtained with the characterization of the manufactured robot prototype by the Spanish research group of the DESI project.

- **Key words:** brushless motor, control system, user interface, motor drivers, fiber positioner.

Índice general

Agradecimientos	I
Resumen	III
Abstract	V
I Capítulos	1
1. Introducción	3
1.1. Motivación y antecedentes	3
1.1.1. Colaboración hispano-suiza	5
1.1.2. Trascendencia del diseño español	5
1.2. Objetivos	6
1.3. Marco de trabajo	6
1.4. Organización de la Memoria	6
2. Fundamentos y estado del arte	9
2.1. Posicionador coplanar	9
2.2. Motores <i>brushless</i> , arquitectura sin escobilla	11
2.2.1. Introducción al control de motores <i>brushless</i>	12
2.2.1.1. Control por conmutación	14
2.2.1.2. Control sinusoidal	14
2.2.1.3. Control SPWM (<i>Sine Pulse Width Modulation</i>)	15
2.2.1.4. Control PWM con inyección de tercer armónico	17
2.2.1.5. Control SVPWM (<i>Space Vector PWM</i>)	19

2.3. Motores seleccionados	20
2.4. Conclusiones	21
3. Diseños preliminares	23
3.1. Planteamiento del diseño	23
3.2. Descripción del sistema	24
3.3. Estudio de componentes	25
3.3.1. Microcontrolador	25
3.3.2. Puentes H mosfet	26
3.3.3. Puerta lógica AND	26
3.4. Presupuesto	27
3.4.1. Prototipo de evaluación	27
3.4.2. Modelo definitivo (una unidad)	28
3.4.3. Modelo definitivo (5070 unidades)	28
3.5. Conclusiones	28
4. Diseño hardware	29
4.1. Componentes seleccionados	29
4.1.1. Microcontrolador LPC11U14 de <i>NXP</i>	29
4.1.1.1. Encapsulados	30
4.1.1.2. Alimentación y consumo	31
4.1.2. Puentes H DRV8839 de <i>Texas Instruments</i>	31
4.1.2.1. Encapsulados	34
4.1.2.2. Alimentación y consumo	34
4.1.3. Puerta AND SN74AUP2G08 de <i>Texas Instruments</i>	35
4.1.3.1. Encapsulados	36
4.1.3.2. Alimentación y consumo	36
4.2. Prototipo desarrollado	37
4.2.1. Modelo V.1	37
4.2.1.1. Conectividad	39

4.2.1.2. Programación y comunicación	42
4.3. Alimentación y consumo total	43
4.4. Funcionamiento	45
4.4.1. Control en lazo abierto	45
4.4.2. Control en lazo cerrado	46
4.4.3. Modulación PWM de corriente	47
4.4.4. Control de velocidad	48
4.4.5. Control de posición Hall	49
4.5. Conclusiones	50
5. Diseño software	51
5.1. Descripción del sistema de control software	51
5.2. Especificaciones y modos de funcionamiento	52
5.2.1. Transformaciones angulares	53
5.2.1.1. Transformada xy-R1R2	53
5.3. Software maestro, interfaz de usuario	56
5.3.1. Adaptación de los algoritmos de Histéresis	57
5.4. Software esclavo, código embarcado	59
5.4.1. Esquema general	59
5.4.1.1. Set de comandos utilizados	61
5.4.1.2. Sistema de Timers	61
5.4.2. Identificación de parada inesperada	65
5.4.3. Algoritmos de interpolación de movimientos	66
5.4.4. Procesos de optimización de consumo	69
5.4.5. Control de velocidad	70
5.4.5.1. Procesos de aceleración/deceleración	70
5.4.5.2. Control de velocidad en tiempo real	71
5.5. Conclusiones	72
6. Integración, pruebas y resultados	73

6.1. Laboratorio y centro de pruebas	73
6.2. Descripción del Banco Óptico implementado	74
6.2.1. Cámara CCD	75
6.2.2. Manipuladores micrométricos	76
6.2.3. Otros componentes	77
6.2.3.1. Soporte del posicionador	77
6.2.3.2. Soporte de la cámara	78
6.3. Metodología de testado	78
6.4. Software de automatización	80
6.4.1. Tests implementados	82
6.5. Experimentos realizados	83
6.5.1. Estudio de los motores utilizados	83
6.5.1.1. Consumo	83
6.5.1.2. <i>Backlash</i>	85
6.5.1.3. Ruido electromagnético	87
6.5.2. Estudio del posicionador	89
6.5.2.1. Pruebas de precisión	89
6.5.2.2. Estudio de la histéresis del sistema	92
6.5.2.3. Deducción de calibraciones mecánicas	92
6.6. Conclusiones	96
7. Conclusiones y trabajo futuro	97
7.1. Conclusiones	97
7.2. Trabajo futuro	98
Bibliografía	102
II Apéndices	105
A. Esquemáticos diseñados	107

B. Arquitectura del microcontrolador	111
C. Diagrama de timers	115
D. Motores Faulhaber 4mm	119
E. Algoritmos de transformación	123
F. Algoritmos de interpolación	127
G. Tráferencia tecnológica	131

Índice de figuras

1.1.	Recorrido de fibra desde los posicionadores a los espectrógrafos. . . .	4
1.2.	Placa contenedora de los actuadores, alojada en el plano focal del telescopio.	4
2.1.	Izquierda: detalle frontal del movimiento de los ejes de rotación. Derecha: diagrama de la zona segura de operación.	10
2.2.	Prototipos del posicionador coplanar $\theta - \theta$ desarrollados para los proyectos BigBOSS y DESI.	11
2.3.	Comparativa de estructuras con y sin escobillas. Derecha: detalle de motor <i>brushless</i> , en el que puede distinguirse cómo no existe conexión alguna entre estátor y rotor. Izquierda: detalle de motor de corriente continua con escobillas de grafito.	12
2.4.	Esquema de control básico de un motor <i>brushless</i> de seis polos y devanados en forma de «Y».	13
2.5.	Izquierda: Señales generadas para el control por conmutación. Derecha: polos magnéticos estables en un motor con tres pares devanados.	14
2.6.	Señales generadas para el control sinusoidal.	15
2.7.	Señales utilizadas para la modulación del ciclo de trabajo.	16
2.8.	Arriba: representación temporal de la variación del ciclo de trabajo de una señal de control siguiendo la técnica SPWM. Abajo: espectro de potencia de la señal de control analizada.	17
2.9.	Señales protagonistas de la modulación del ciclo de trabajo de la señal de control en el método de PWM con inyección de tercer armónico.	18
2.10.	Análisis frecuencial con barrido de m_3 de la señal moduladora en el método de PWM con inyección de tercer armónico.	18
2.11.	Resultado de la composición vectorial de tensiones en la técnica SVPWM. Izquierda: composición del vector $v = (V, \theta)$ sintetizado mediante la técnica de <i>Van Der Broek</i> . Derecha: orientación del vector en el sistema motor.	19

2.12. Estructura interna del motor <i>brushless</i> de 4mm utilizado.	20
3.1. Estructura general de funcionamiento del sistema electrónico de control desarrollado.	25
4.1. Encapsulados del microcontrolador LPC11U14 (mm).	30
4.2. Arquitectura interna del integrado DRV8839 de <i>Texas Instruments</i>	32
4.3. Puntos clave de la temporización del DRV8839.	33
4.4. Encapsulado.	34
4.5. Características de conmutación del integrado SN74AUP2G08.	35
4.6. Encapsulados de la puerta AND SN74AUP2G08 (mm).	36
4.7. Izquierda: Modelo tridimensional del sistema de control desarrollado. Derecha: prototipo electrónico fabricado.	37
4.8. Carcasa utilizada para proteger la electrónica de control.	39
4.9. Arquitectura diseñada para establecer la comunicación USB.	40
4.10. Adaptación interna del protocolo USB por parte del microcontrolador.	40
4.11. Arquitectura diseñada para establecer la comunicación I^2C	41
4.12. Arquitectura diseñada para establecer la comunicación con los motores.	41
4.13. Programador LPCxpresso y conexión con la electrónica diseñada.	42
4.14. Diagrama de flujo ISP.	43
4.15. Señal triangular moduladora y detalle de distancia entre muestras.	46
4.16. Diagrama de flujo para el control de los motores.	47
4.17. Modulaciones PWM con para el control de potencia de la señal SPWM.	48
4.18. Señales generadas por el <i>encoder</i> hall de un único motor.	49
5.1. Diagrama de flujo para el control genérico software.	52
5.2. Restricciones geométricas en el posicionado del <i>patrol disk</i>	55
5.3. Interfaz gráfica modificada.	56
5.4. Diagrama general de ejecución del algoritmo reductor de histéresis.	59
5.5. Diagrama general de funcionamiento del firmware.	60
5.6. Configuración de los comandos utilizados.	61
5.7. Diagrama de flujo de la temporización del sistema.	63

5.8. Señales PWM generadas a través del sistema de <i>timers</i>	63
5.9. Arriba: diagrama de funcionamiento del sistema de seguridad contra fallos mecánicos. Debajo: línea temporal del sistema de seguridad. . .	65
5.10. Superficie segura de movimiento para robots $\theta - \theta$ desacoplados. . . .	67
5.11. Superficie segura de movimiento para robots $\theta - \theta$ acoplados.	67
5.12. Expresión del paso interpolado.	68
5.13. Ejemplo de movimiento de interpolación en el supuesto $\Delta_{R1} > \Delta_{R2}$. .	69
5.14. Ejemplo de movimiento de interpolación en el supuesto $\Delta_{R2} > \Delta_{R1}$. .	69
5.15. Proceso de control de potencia.	70
5.16. Ejemplo de rampas de aceleración y deceleración.	71
6.1. Imagen lateral del banco óptico diseñado.	74
6.2. Cámara SBIG CCD STF-8300.	75
6.3. Sistema de manipuladores micrométricos utilizado.	76
6.4. Soporte para el posicionador.	77
6.5. Soporte para la cámara CCD.	78
6.6. Comparativa de imágenes tomadas con la cámara CCD. Izquierda: imagen en presencia de ruido lumínico. Derecha: imagen en ausencia de ruido lumínico.	79
6.7. Diagrama de flujo del software de automatización.	80
6.8. Circunferencia descrita para la búsqueda del centroide del posicionador. .	81
6.9. Ejemplo del resultado tras la ejecución de un test de <i>grid</i>	82
6.10. Respuesta de los motores a la variación del ciclo de trabajo en la modulación de corriente.	84
6.11. Representación del consumo dinámico de los seis motores testados. . .	85
6.12. Sistema de pruebas láser para la repetitividad de los motores.	86
6.13. Lectura preliminar del campo magnético próximo radiado por un motor. .	87
6.14. Lectura del campo magnético próximo tras la introducción del μ metal. .	88
6.15. Resultados de ruido eléctrico existente en los terminales del motor estático próximo.	88
6.16. Señales generadas por el sistema codificador de uno de los motores. . .	89
6.17. Curvas de error para ejecuciones sin reducción de histéresis.	91

6.18. Muestra general de los errores obtenidos en un tests de <i>grid</i> completo.	91
6.19. Ejemplos cuantitativos de la histéresis del sistema.	92
6.20. Resultados de un test de <i>grid</i> en ausencia de iteraciones de re-apuntado.	93
6.21. Errores con más de $240\mu\text{m}$ de error sin iteraciones de re-apuntado.	93
6.22. Errores obtenidos en función de la distancia al centroide.	94
6.23. Listado de errores de todos los movimientos alcanzados en el <i>grid</i>	95
6.24. Puntos analizados tras la realización de un test de <i>grid</i>	95
A.1. Esquema electrónico del prototipo diseñado (1º parte)	109
A.2. Esquema electrónico del prototipo diseñado (2º parte)	110
B.1. Arquitectura interna del microcontrolador LPC11U14	113
C.1. Diagrama de configuración de los <i>timers</i> internos del microcontrolador.	117
D.1. Hoja de datos preliminar.	121
D.2. Esquema general de la mecánica exterior.	122

Índice de cuadros

2.1. Principales características del motor <i>brushless</i> de 4mm utilizado. . . .	20
3.1. puentes H barajados para formar parte de la electrónica de control. .	26
3.2. puerta AND seleccionada para formar parte de la electrónica de control.	27
3.3. Presupuesto para el prototipo de evaluación.	27
3.4. Presupuesto para el sistema definitivo (una unidad).	28
3.5. Presupuesto para el sistema definitivo (5070 unidades).	28
4.1. Consumo medio ejecutando un <i>While(1)</i> desde la flash a 25 °C y 3.3 V.	31
4.2. Valores de temporización para el integrado DRV8839.	33
4.3. Consumo típico para la electrónica de control del DRV8839.	34
4.4. Consumo típico para la electrónica de potencia del DRV8839.	34
4.5. Consumo típico del integrado SN74AUP2G08.	36
4.6. Consumo de corriente teórico individual de los componentes (mA). . .	44
4.7. Consumo de corriente teórico global de la electrónica (mA).	44
4.8. Consumo de potencia global del posicionador (mW) con los motores al 100 % de su capacidad.	44
5.1. Algoritmo de reducción de histéresis para movimientos mayores a 50 μ m.	58
5.2. Algoritmo de reducción de histéresis para movimientos menores a 50 μ m.	58
6.1. Resultados de comportamiento tras la realización de los test de par. .	84
6.2. Resultados de repetitividad y <i>backlash</i> para los motores analizados (μ m).	86
6.3. Especificaciones y valores conseguidos	90
6.4. Resultados generales.	90

Parte I
Capítulos

Capítulo 1

Introducción

Es justamente la posibilidad de realizar un sueño lo que hace que la vida sea interesante.

Paulo Coelho.

Resumen: en este capítulo se presentan las motivaciones y el contexto del proyecto. Se exponen los objetivos principales y se describe en detalle la organización y estructuración de la Memoria. Por otro lado, se describe el marco de trabajo en el que se encuentra inmerso el proyecto: el grupo de investigación HCTLab (Human Computer Technology Laboratory).

1.1. Motivación y antecedentes

El trabajo que se presenta en este documento es la continuación de las labores de investigación desarrolladas en el Proyecto Final de Carrera « *Electrónica de control de un mini-robot para el posicionamiento micrométrico de una fibra óptica en el plano focal de un telescopio* » [1], éste formaba las bases para el desarrollo y la producción de la electrónica de control así como el software embarcado de cada uno de los posicionadores micrométricos del proyecto BigBOSS [2] [3] (*Big Baryon Oscillation Spectroscopic Survey*) en 2012. Este proyecto, dirigido por el LNBL (*Lawrence Berkeley National Laboratory*) era considerado uno de los más ambiciosos para la comunidad astro-física y pretendía llevar a cabo un estudio espectrográfico del universo observable desde la Tierra, sirviéndose del NOAO 4m-Mayall Telescope (Kit Peak, Arizona, EEUU). Para ello contaría con la instalación de una malla de casi 5000 posicionadores individuales de fibra óptica en el disco focal del telescopio utilizado ¹(Figura 1.2). Estos posicionadores emplazarían cada fibra con gran precisión ($<5\mu\text{m}$) en un punto del plano focal del telescopio, recogiendo la radiación de casi 5000 cuerpos celestes simultáneamente y guiando ésta hasta un sistema de espectrógrafos encargados de los posteriores análisis de la información recopilada (Figura 1.1), entre ellos el estudio del corrimiento al rojo [?] « *red shift-keying* » con

¹Tanto la descripción funcional del sistema como las características de la placa focal son descritas en [4]

el objetivo de arrojar luz sobre la dilatación del universo y la distribución de materia oscura en él.

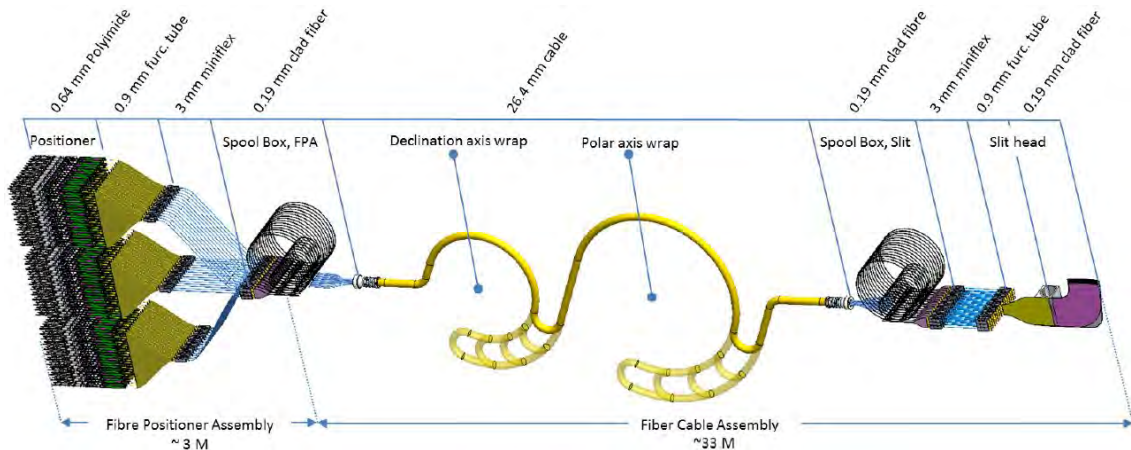


Figura 1.1: Recorrido de fibra desde los posicionadores a los espectrógrafos.

Atendiendo a las necesidades del proyecto y considerando los avances mecánicos y electrónicos desarrollados por los diferentes grupos de investigación envueltos en él, a finales de 2013 el LNBL decidió expandir los límites de éste aumentando la densidad de posicionadores en el plano focal del telescopio y mejorando, por tanto, la resolución del sistema completo, renombrando el proyecto como DESI (*Dark Energy Spectroscopic Investigations*). Para ello se planificó una reducción en las dimensiones de cada posicionador (pasando de 12mm de diámetro de cobertura a 10.4mm) planteando la utilización de 5070 unidades en el plano focal. La Figura 1.2 muestra el detalle de la placa focal que alojará los 5070 posicionadores del proyecto DESI. Esta figura ha sido extraída de la propuesta americana para el proyecto.

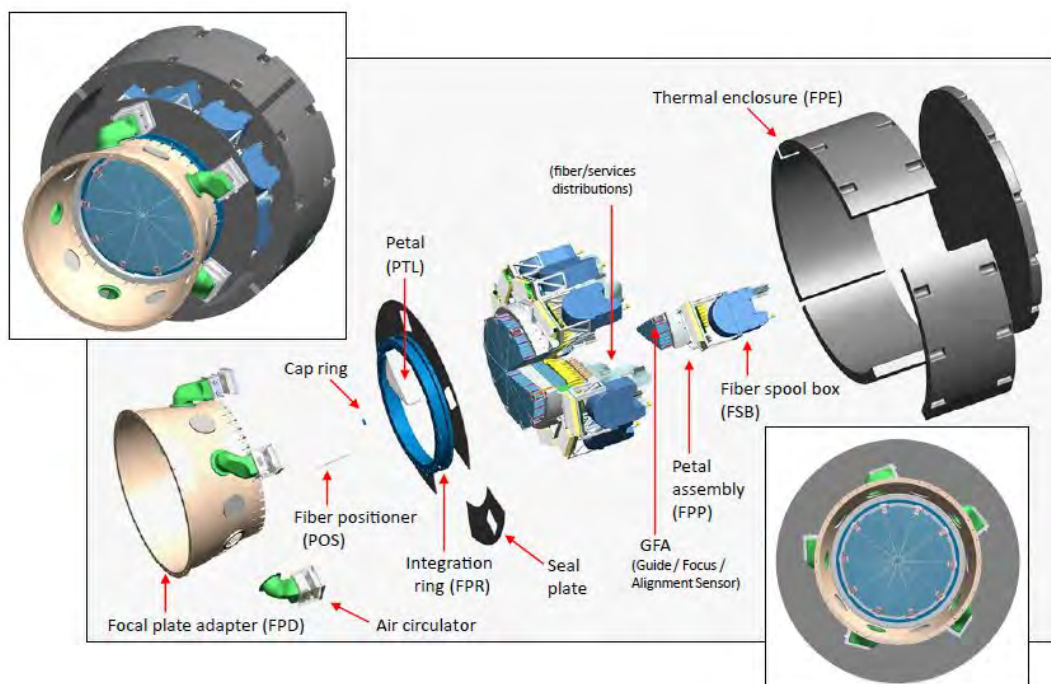


Figura 1.2: Placa contenedora de los actuadores, alojada en el plano focal del telescopio.

Debido a la limitación tecnológica que suponía la fabricación de motores paso a paso ajustados a las dimensiones del nuevo diseño, el grupo español (con más de diez años de experiencia en el proyecto y protagonista de la fabricación de los dos prototipos que precedían al planteado en este trabajo) decidió incluir actuadores *brushless* desarrollados por la empresa suiza *Faulhaber* específicamente para este diseño. Esta modificación forzó un cambio radical en la filosofía de control de los posicionadores, obligando a diseñar un nuevo sistema electrónico adaptado tanto al nuevo tipo de motores como a las dimensiones del nuevo actuador (superficie menor a 1.2cm^2). Por tanto, y dada la experiencia acumulada con el anterior prototipo, el diseño electrónico así como los algoritmos de control y los protocolos de comunicación con la unidad central, fueron encomendados al grupo de investigación HCTLab y han sido recogidos en este documento.

1.1.1. Colaboración hispano-suiza

Aunando fuerzas y reuniendo a expertos en el diseño mecánico y electrónico de precisión; el grupo español formado principalmente por el Instituto de Física Teórica (UAM-CSIC), el Instituto de Astrofísica de Andalucía (CSIC), la empresa AVS (*Added Value Solutions*) y el grupo de investigación HCTLab (EPS-UAM), se unió con grupos de investigación suizos pertenecientes a la *École Polytechnique Fédérale de Lausanne* (EPFL) como el *Laboratoire d'Astrophysique* y el *Laboratory of Robotic Systems* (LSRO). Este consorcio permitió expandir la experiencia acumulada por el grupo español en el diseño mecánico y electrónico del anterior prototipo, añadiendo el conocimiento de los grupos suizos en materia de control [5]. Por otro lado, esta unión facilitó la incorporación de la empresa MPS (*Micro Precision Systems*) experta en la producción de sistemas de alta precisión y Faulhaber líder europeo en la fabricación de motores eléctricos. De este modo se formó un grupo que aportaba una propuesta sólida al proyecto liderado desde Berkeley y que tenía la capacidad de producir en serie la malla completa de posicionadores.

1.1.2. Trascendencia del diseño español

Como se ha expuesto, el trabajo realizado está enmarcado en el contexto del proyecto DESI. Éste fue concebido en la Universidad de Berkeley y en él han participado, con carácter competitivo (con el objetivo de desarrollar la mejor propuesta para el planteamiento inicial del proyecto), grupos de investigación a nivel global como el *Lawrence Berkeley National Laboratory* con su posicionador $\theta - \theta$ [6], la *Chinese Academy of Sciences* con el proyecto LAMOST[7], la *Australian National University* con el proyecto ECHIDNA[8] y el grupo hispano-suizo con el posicionador coplanar de 10.4mm. De este modo y tras un proceso de selección llevado a cabo en junio de 2014 en Berkeley, el grupo americano, junto con el hispano-suizo fueron elegidos finalmente para desarrollar un trabajo conjunto que culminase en la construcción tanto de la placa focal como los 5070 micro-posicionadores y la electrónica de control de éstos. Así, tanto los diseños plasmados en este documento como los algoritmos de control descritos en él, formarán parte del sistema que finalmente irá embarcado en el telescopio.

1.2. Objetivos

Por tanto, el objetivo general de este Trabajo de Fin de Máster ha sido el diseño, fabricación y prueba del sistema completo encargado del control de cada uno de los robots posicionadores de fibra óptica del proyecto DESI, adaptando los planteamientos de prototipos anteriores, al control de motores *brushless*. Este sistema estará compuesto no solo por el diseño electrónico encargado del control físico de los motores envueltos en el prototipo, sino por un conjunto de algoritmos de control que permitirán la colocación de la fibra con una precisión inferior a las 2 micras y un tiempo de posicionado mucho menor al existente en prototipos anteriores. Todo ello envuelto en condiciones altamente restrictivas en cuanto a consumo y superficie del diseño se refiere, con el propósito principal de minimizar el ruido térmico que introducirán más de 5000 actuadores trabajando en paralelo en el plano focal del telescopio.

Por otro lado, y dada la labor del grupo de investigación HCTLab en el proyecto, el objetivo específico de este trabajo ha sido la realización final de un set completo de pruebas de comportamiento a los dos únicos prototipos fabricados del posicionador de 10.4mm propuesto por el grupo español. Estos tests han sido realizados en las instalaciones de la EPS por medio de la electrónica fabricada en este Trabajo de Fin de Máster, habiendo sido los resultados obtenidos de ellos, utilizados para exponer el buen funcionamiento del sistema, tanto en Berkeley (frente al tribunal que evaluó la propuesta) como en las diferentes publicaciones que han sido llevadas a cabo a raíz de este trabajo.

1.3. Marco de trabajo

El entorno en el que se ha desarrollado este Trabajo ha sido el Grupo de Investigación HCTLab (*Human Computer Technology Laboratory*), adscrito al Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones de la Escuela Politécnica Superior (EPS) en la Universidad Autónoma de Madrid (UAM).

Este laboratorio fue creado en octubre de 2002 y centra sus líneas de investigación en ámbitos multidisciplinares, en torno a tecnologías que relacionan al usuario humano con las máquinas o, más concretamente, con los sistemas basados en procesador.

Este grupo de investigación está formado por varios profesores universitarios que desarrollan su actividad de I+D con preferencia en áreas muy diversas, yendo éstas desde el diseño de aplicaciones hardware y software basadas en sistemas embebidos (microcontroladores, FPGAs, etc.) hasta el desarrollo de tecnologías del habla y la accesibilidad.

1.4. Organización de la Memoria

Esta memoria recoge las etapas y procesos llevados a cabo en el desarrollo de la electrónica de los actuadores y el software de control de éstos. Ésta se dividirá en

dos partes principales independientes:

- **Diseño de la electrónica:** en esta parte se describirán las etapas y procesos de diseño de los actuadores, los diferentes prototipos desarrollados hasta conseguir el diseño definitivo y los componentes utilizados. Por otro lado, se describirá el funcionamiento físico del sistema y se expondrán previsiones teóricas de comportamiento y consumo.
- **Diseño del software:** en esta parte se expondrá tanto el software de control en *modo ingeniero* del sistema como el código embarcado en el microcontrolador instalado en el hardware. Se desarrollará el funcionamiento de éste y se explicarán en detalle los algoritmos usados para el control a bajo nivel del robot. A su vez, se explicará el protocolo utilizado para comunicarse desde el software de control con el actuador.

Por otro lado, en esta memoria se presentarán los resultados detallados tras la realización de los diferentes test de comportamiento del sistema, en cuanto a consumo, a disipación térmica, a tiempos y a precisión se refiere. Del mismo modo se expondrán los resultados obtenidos con el manejo del posicionador a través del sistema diseñado en este trabajo. Finalmente se hablará de las posibles mejoras futuras en el sistema, las aplicaciones de éste y los futuros desarrollos.

Capítulo 2

Fundamentos y estado del arte

Si quieres construir un barco, no empieces por buscar madera, sino que primero has de evocar en los hombres el anhelo del mar libre y ancho.

Antoine de Saint-Exupéry.

Resumen: en este capítulo se presenta el último prototipo de posicionador desarrollado para el proyecto DESI, comparándolo con el anterior, se introduce la arquitectura de los motores utilizados y las metodologías de control de estos.

2.1. Posicionador coplanar

La filosofía defendida por el grupo español protagonista del diseño de los anteriores prototipos, ha sido el posicionado de la fibra, mediante dos ejes de rotación (Figura 2.1), de manera coplanar (posicionado $\theta - \theta$ [1][4]). Estos ejes son controlados por dos motores independientes y son capaces de colocar el cabezal de la fibra en cualquier punto de un plano denominado *Patrol Disk* mediante el movimiento de dos brazos posicionadores (L1 y L2). El diámetro y características principales de esta superficie (área ciega, distorsión, aberraciones...) definirán el modelo del posicionador. De este modo, el prototipo desarrollado por el grupo español para el proyecto BigBOSS contaba con una superficie de posicionado total de 12mm mientras que el replanteamiento del proyecto ha obligado a reducir ésta a 10.4mm para el prototipo presentado en el proyecto DESI.

Los prototipos desarrollados tanto para BigBOSS como para DESI cuentan con cuatro características que los distinguen de sistemas similares:

- **Motores estáticos:** los motores encargados del movimiento de los dos ejes principales se encuentran instalados de forma estática en el chasis del robot, lo que hace que no exista movimiento en los cables que comunican éstos con la electrónica. Esta característica permite aumentar significativamente la vida del actuador, minimizando la necesidad de mantenimiento.
- **Transmisión pre-cargada:** los ejes principales del robot se encuentran pre-cargados mediante muelles que generan una fuerza contraria al movimiento

en el final del recorrido de ambos ejes. Esta característica permite aumentar significativamente la precisión del sistema e impide una pérdida de posición entre movimientos.

- **Límites físicos de movimiento:** con el objetivo de marcar de forma estricta el recorrido de cada eje, este prototipo cuenta con límites físicos que impiden posicionar la fibra mas allá de lo establecido teóricamente. En este caso el eje R1 podrá moverse 360° y el eje R2 180° . No obstante, ambos ejes cuentan con 5° de seguridad que impiden la colisión con el límite físico en caso de pérdida de pasos.
- **Motores diseñados para el prototipo:** el posicionador desarrollado para DESI cuenta con dos motores diseñados expresamente para esta aplicación. Estos motores cuentan con ejes modificados con el objetivo de ser acoplados directamente en la mecánica, permitiendo la instalación de ambos motores en el exterior del chasis.

Debido a las características del diseño mecánico, el eje R2 encargado del control del brazo L2 (brazo que posiciona directamente el cabezal de fibra) está montado sobre el eje R1, lo que provoca una rotación inducida del primero debido al segundo. Esta dependencia es crítica, dado que la inducción podría ocasionar una colisión con alguno de los límites físicos. Para evitar esta situación se ha definido un *Área Segura de Operación* en la que el robot puede posicionar la fibra sin forzar el mecanismo. De este modo, se ha denominado RR2 al movimiento final realizado por el eje R2 y compuesto por la rotación requerida y la inducción ocasionada por el eje R1. Siendo finalmente $RR2 = R2 + R1/2,181818\dots$ (Para el diseño de DESI). La metodología de control que permite optimizar el tiempo de posicionado y respetar esta área de operación se define en el apartado 5.4.3.

La figura 2.1 muestra el detalle frontal del posicionador, en ella pueden verse el sentido de giro de los ejes R1 y R2. Por otro lado esta figura muestra el diagrama de movimiento dentro del Área Segura de Operación, estando los ejes representados en pasos de motor¹

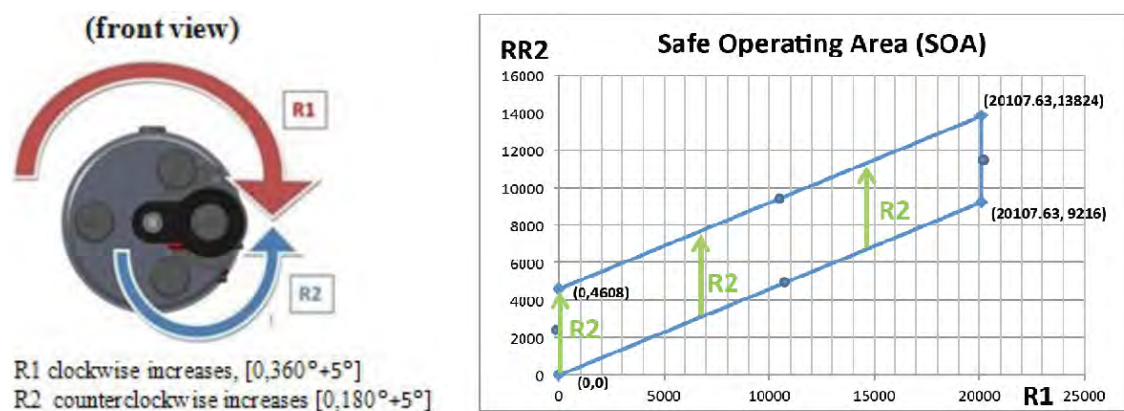


Figura 2.1: Izquierda: detalle frontal del movimiento de los ejes de rotación. Derecha: diagrama de la zona segura de operación.

¹El control de los motores utilizados en el prototipo para DESI y la relación grados-pasos puede verse en la sección 2.2.1

La figura 2.2, muestra los dos últimos prototipos desarrollados para los proyectos BigBOSS y DESI. En la subfigura «a» puede verse el prototipo $\theta - \theta$ de 12mm diseñado para BigBOSS, cuyo sistema de control fue recogido en el PFC [1]. Por otro lado, la subfigura «b» muestra uno de los dos prototipos de 10.4mm diseñados para DESI cuyas características principales y sistemas de control son recogidos en este documento.



(a) Prototipo de 12mm



(b) Prototipo de 10.4mm

Figura 2.2: Prototipos del posicionador coplanar $\theta - \theta$ desarrollados para los proyectos BigBOSS y DESI.

La miniaturización del diseño supuso una reducción significativa en el tamaño de los componentes mecánicos internos del prototipo, no obstante la filosofía de inducción principal siguió intacta. Sin embargo, la reducción del tamaño del posicionador impidió la reutilización de motores paso a paso, dado que la mecánica interna de estos motores impedía fabricarlos con dimensiones menores a los 6mm de diámetro (tamaño utilizado para el prototipo de 12mm). Por esta razón el prototipo de 10.4mm incorporó dos motores *brushless*, cuya arquitectura permite diseñarlos en dimensiones menores a los 6mm de diámetro. Esta evolución (como se ha explicado con anterioridad) provocó un cambio de planteamiento en el control del robot, motivando la realización del Trabajo cuyos frutos se recogen en este documento.

2.2. Motores *brushless*, arquitectura sin escobilla

La gran mayoría de motores cuentan con cierta conexión entre el *estátor* (parte estática del motor) y el *rotor* (parte encargada de la rotación), esta conexión suele establecerse mediante escobillas de cobre o grafito y permite la alimentación de

las bobinas del rotor para generar movimiento. No obstante, con el objetivo de disminuir el rozamiento entre estátor y rotor, a principios de la década de los 80 fueron desarrollados cierto tipo de motores que invertían el concepto aplicado a los motores de corriente continua (DC). Estos motores poseían las bobinas inductoras en el estátor dejando únicamente un cilindro compuesto por imanes en el rotor (Figura 2.1), por lo que fueron denominados motores *brushless* («sin escobillas»). De este modo la corriente de inducción únicamente fluía por el estátor, dejando de existir la necesidad de conexión física entre la parte estática y móvil del motor. Esta filosofía permitió alcanzar velocidades muy superiores a los motores de corriente continua, aumentando la vida del dispositivo y disminuyendo su consumo. Por otro lado la ausencia de rozamiento entre estátor y rotor permitió el diseño de este tipo de motores en dimensiones muy reducidas haciéndolos perfectos para una amplia gama de aplicaciones (electrónica, aeromodelismo, robótica...).

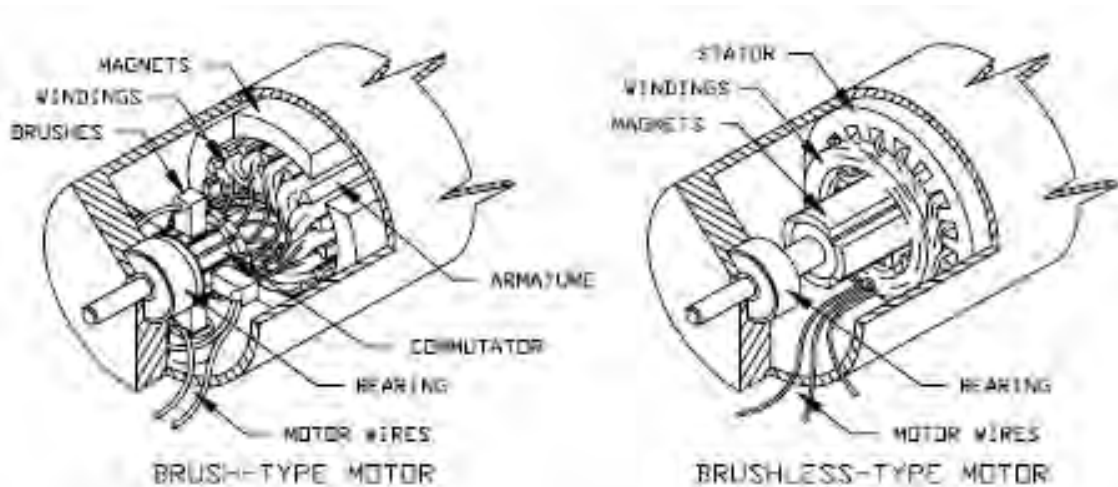


Figura 2.3: Comparativa de estructuras con y sin escobillas. Derecha: detalle de motor *brushless*, en el que puede distinguirse cómo no existe conexión alguna entre estátor y rotor. Izquierda: detalle de motor de corriente continua con escobillas de grafito.

2.2.1. Introducción al control de motores *brushless*

Debido a la arquitectura de este tipo de motores, la metodología de control fundamental de éstos se basó en la conmutación de los diferentes inductores del estátor para generar un movimiento continuo y uniforme del rotor. Esta conmutación requería cierta electrónica incluida en el motor, por lo que en 1984 el profesor Miro Zoric desarrolló el primer motor con electrónica embebida basada en un *encoder* magnético y un conmutador. Comúnmente, este tipo de motores posee el sistema de control en su interior, teniendo únicamente que ser controlados con dos terminales (emulando un motor DC) pudiéndose utilizar en aplicaciones que requieren una gran relación velocidad-consumo y poca precisión (*fan motors*). No obstante este tipo de motores puede encontrarse con todos los terminales disponibles (terminales de alimentación de los pares inductores, terminales de alimentación del *encoder* y terminales de salida de éste) con el propósito de ser controlados en detalle y poder emular la funcionalidad de los motores paso a paso con todas las prestaciones de un motor sin escobillas.

La estructura más común, con la que cuentan los motores sin escobillas comerciales, está basada en tres devanados sobre núcleo de ferrita que generan seis polos magnéticos estables. De este modo, la corriente que fluye entre éstos genera el polo magnético que induce la dirección del rotor. La figura 2.4 muestra la arquitectura de control más común para este tipo de motores, la cual está basada en un sistema de tres semi-puentes H capaces de entregar la suficiente corriente a los tres terminales de control del motor sin comprometer el sistema digital previo. Esta arquitectura se basa en la conmutación de transistores por medio de la utilización de ciertas señales de control, de este modo, se seleccionará la dirección de la corriente en los devanados del motor. Este tipo de configuración es delicada, dado que la conmutación de los transistores ha de controlarse con gran precisión con el objetivo de evitar transitorios en los que dos transistores de un mismo semi-puerto estén activados. Por esta razón la conmutación de estos transistores ha de realizarse a través de un sistema digital capaz de controlar con precisión los tiempos de activación. No obstante, en la actualidad existen multitud de sistemas integrados capaces de controlar este tipo de motores, leyendo las señales del *encoder* digital y generando las fases necesarias para el control. Sin embargo, en el diseño llevado a cabo en este proyecto se ha optado por el uso de semi-puentes H y el control de éstos a través de un microcontrolador, dado que esta arquitectura permite un control total del sistema.

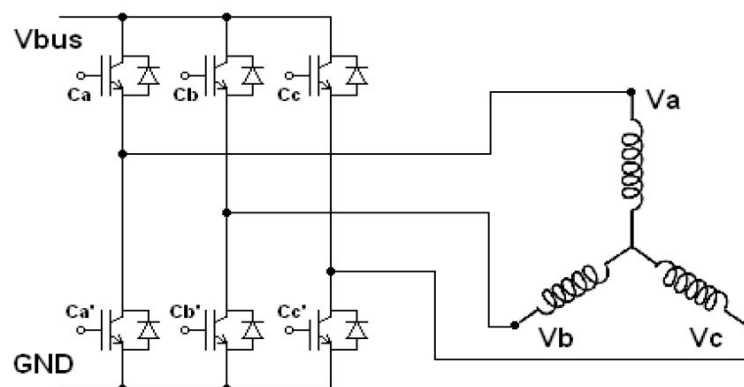


Figura 2.4: Esquema de control básico de un motor *brushless* de seis polos y devanados en forma de «Y».

Por otro lado, el *encoder* magnético incluido en la mayoría de los motores sin escobillas informa de la posición del rotor respecto a los polos estables del dispositivo. Esta propiedad, utilizada para cerrar el lazo de control, permite conocer la posición exacta del rotor, pudiéndose utilizar el dispositivo como un motor paso a paso convencional, incluyendo todas las ventajas de los motores sin escobillas.

Actualmente existen multitud de metodologías para controlar este tipo de motores, desde sistemas basados en una conmutación básica (imitando el control convencional de los motores paso a paso) a métodos de alta precisión que utilizan señales a medida desfasadas que emulen la conmutación entre los diferentes pares de bobinas existentes en el estátor, y realicen ésta de manera muy suave, minimizando las vibraciones del sistema y maximizando su precisión. De este modo, como se recoge en [9], en función de las señales utilizadas, existen varias metodologías para el control de precisión de este tipo de motores:

2.2.1.1. Control por conmutación

Éste es el método más simple para la manipulación de motores sin escobilla. El control por conmutación utiliza la activación o desactivación de las señales de control de los semi-puentes H, para posicionar el par magnético del motor en un polo estable, al igual que sucede en motores paso a paso. Esta metodología de control combinada con la lectura continua del *encoder* magnético del dispositivo, representa un control sencillo, seguro y de baja precisión, dado que el número de pasos por vuelta en eje motor es igual al número de polos estables del dispositivo.

La figura 2.5 presenta un ejemplo con las tres señales de control utilizadas para la manipulación de un motor sin escobillas con tres pares devanados y seis polos magnéticos estables.

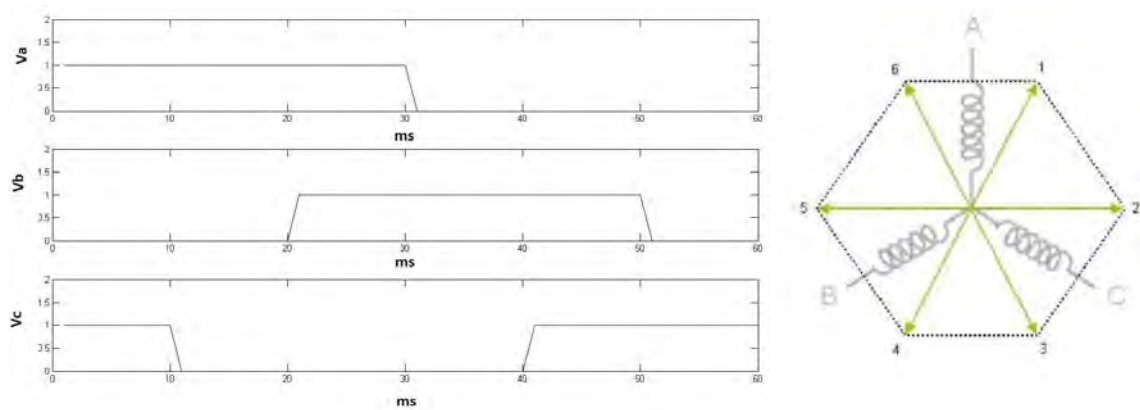


Figura 2.5: Izquierda: Señales generadas para el control por conmutación. Derecha: polos magnéticos estables en un motor con tres pares devanados.

La utilización de este método introduce una gran distorsión armónica debido a la variabilidad de las señales de control utilizadas, lo que se traduce en la aparición de mucha vibración en el sistema, ya que el rotor es posicionado bruscamente en cada polo magnético estable, sin ningún movimiento controlado de transición entre éstos, por lo que en función de la aplicación en la que vaya a usarse un motor sin escobillas, podrá o no implementarse.

2.2.1.2. Control sinusoidal

El método más intuitivo para controlar de manera precisa y limpia motores sin escobillas es la utilización de señales sinusoidales con desfases iguales al ángulo entre los devanados del estátor (control homólogo al *micro-stepping* utilizado en motores paso a paso). De este modo, siguiendo el ejemplo de un motor con seis polos magnéticos estables y tres pares de devanados como el mostrado en la figura 2.4, las señales utilizadas para el movimiento del motor serían las siguientes:

$$V_a = 1/2 \cdot V_o \cdot \sin(2\pi f_e t)$$

$$V_b = 1/2 \cdot V_o \cdot \sin(2\pi f_e t - 2\pi/3)$$

$$V_c = 1/2 \cdot V_o \cdot \sin(2\pi f_e t - 4\pi/3)$$

Donde V_o es la tensión nominal con la que se alimenta el motor, f_e es la frecuencia de trabajo de las señales utilizadas y t el instante de tiempo evaluado.

Este método precisa del uso de un conversor digital-analógico (DAC), así se generarían tres senos desfasados 120° que alimentarían las bases de los transistores que componen los semi-puentes H. De este modo, en cada instante de tiempo se conseguiría un desfase idóneo para rotar el par magnético en el sentido requerido (figura 2.6), con una frecuencia de rotación en eje motor de f_e/N donde N es el número total de pares devanados existentes en el motor.

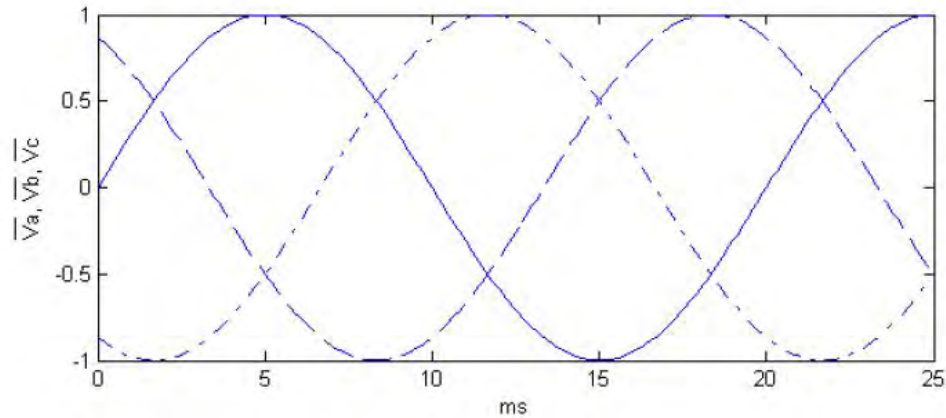


Figura 2.6: Señales generadas para el control sinusoidal.

2.2.1.3. Control SPWM (*Sine Pulse Width Modulation*)

Con el objetivo de optimizar los diseños electrónicos o reducir costes, en muchas ocasiones no es adecuado el uso de convertidores DAC, por lo que las señales analógicas utilizadas en el control sinusoidal pueden ser emuladas a través de la variación del ciclo de trabajo de señales PWM (*Pulse Width Modulation*) (señales cuadradas de amplitud fija cuyo ciclo de trabajo codifica la información requerida). Este tipo de señales puede ser generado por cualquier sistema digital basado en *timers* o sistema electrónico basado en conmutadores, evitando el uso de señales analógicas.

Para el control de motores *brushless*, este método propone el uso de un conjunto de N señales PWM (donde N es el número de pares devanados que posee el motor en cuestión) cuyo ciclo de trabajo es modificado siguiendo una función sinusoidal. De este modo, la tensión media que observa el motor en cada uno de sus pares devanados es igual a la senoide utilizada para la modulación de la señal de control. Para la generación de esta modulación se define el ciclo de trabajo máximo (100 %) como una señal continua correspondiente al máximo de la señal sinusoidal, y el ciclo de trabajo mínimo (0 %) como la ausencia de señal correspondiente al mínimo de la señal sinusoidal. De este modo se genera una transición del ciclo de trabajo entre el 0 % y el 100 % siguiendo una regla sinusoidal, emulando el control expuesto en el punto anterior.

La siguiente expresión muestra la transformación entre la variación sinusoidal (con posibles ciclos negativos) y la variación deseada del ciclo de trabajo (siempre positiva).

$$T_{up}(t) = T \cdot (\cos(t) + 1)/2$$

Donde T_{up} es el tiempo en que la señal PWM está activada, T es el periodo de la señal PWM y t es el tiempo en que la señal es evaluada.

Considerando la limitación que supone la resolución de los *timers* utilizados para generar las señales de control, este método puede modificarse utilizando señales «lineales» para el control de la modulación de las señales PWM. Siendo las más comunes, señales triangulares, que presentan incrementos constantes y homogéneos. De este modo, la variación en el ciclo de trabajo de las señales PWM puede corresponder con divisores enteros del *timer* utilizado, aumentando la precisión y optimizando el control del motor, obteniendo más precisión en el movimiento cuanto mayor sea el número de muestras utilizadas para evaluar la función de modulación y mayor sea la resolución del *timer*. Por ello, este último tipo de señales han sido seleccionadas, junto a esta metodología, para el control de los motores involucrados en este trabajo (sección 4.4).

La figura 2.7 muestra un periodo de las señales más comúnmente usadas en esta metodología. Aquí puede observarse cómo la señal triangular, a diferencia de la señal sinusoidal, presenta incrementos homogéneos del ciclo de trabajo, óptimos para la emulación de «pasos de motor» en motores *brushless*, como se muestra en la sección 4.4.

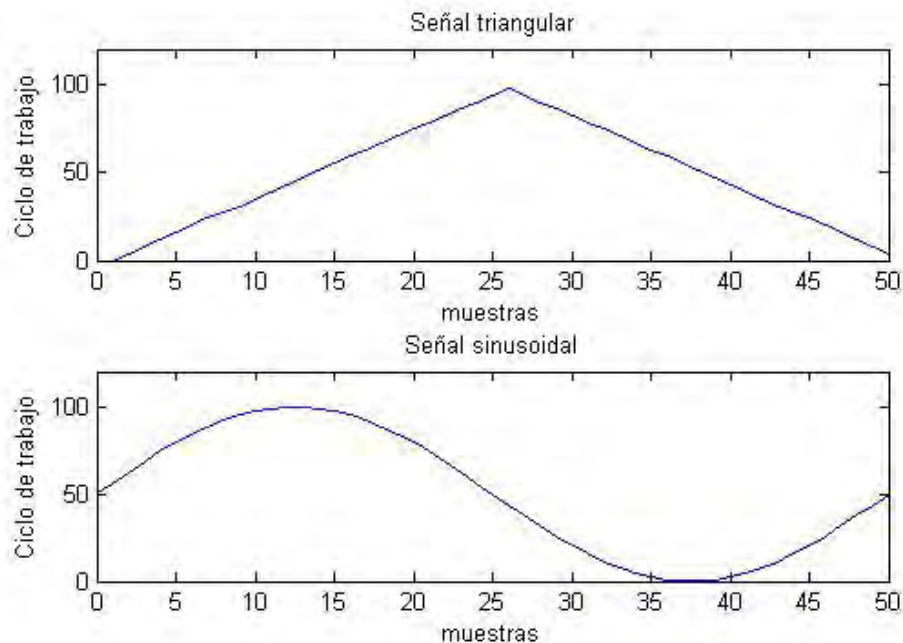


Figura 2.7: Señales utilizadas para la modulación del ciclo de trabajo.

Este método puede generarse de manera sencilla con un microcontrolador que posea un mínimo de N canales en sus *timers*, evitando el uso de señales sinusoidales analógicas. No obstante la utilización de señales PWM genera armónicos indeseados (múltiplos enteros de la frecuencia fundamental) que pueden introducir comportamientos no óptimos del motor, por esta razón existen otros métodos como el *Space Vector PWM* o el control PWM con inyección de tercer armónico que optimizan el espectro utilizado y mejoran el rendimiento del sistema completo.

La figura 2.8 muestra una de las señales utilizadas para controlar un semi-puente H siguiendo la filosofía SPWM. Esta figura representa cuatro periodos de una señal de 20KHz cuyo ciclo de trabajo es modificado de manera lineal a través de una función triangular de 1KHz similar a la mostrada en la figura 2.7. Por otro lado, esta figura muestra la señal triangular moduladora utilizada para modificar el ciclo de trabajo de la señal SPWM utilizada en el control de los motores.

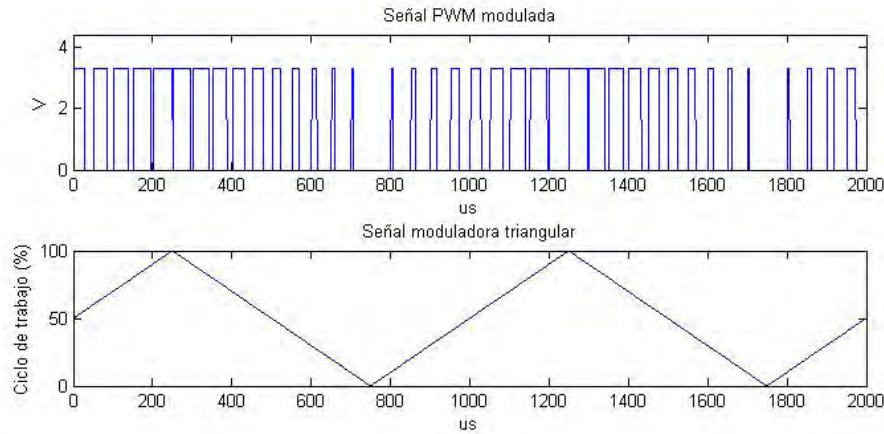


Figura 2.8: Arriba: representación temporal de la variación del ciclo de trabajo de una señal de control siguiendo la técnica SPWM. Abajo: espectro de potencia de la señal de control analizada.

2.2.1.4. Control PWM con inyección de tercer armónico

Con el objetivo de aumentar la potencia del armónico principal, manteniendo intacto el margen dinámico de la tensión del bus, este método propone la inserción de un tercer armónico a la función de modulación del ciclo de trabajo de la señal PWM utilizada. Este tercer armónico tiene la propiedad fundamental de anularse en los pares devanados del motor, no introduciendo distorsión armónica alguna. Por otro lado, este armónico es mínimo cuando el armónico fundamental es máximo, lo que favorece el aumento de potencia de éste.

La siguiente expresión será pues la función utilizada para la modulación del ciclo de trabajo de la señal PWM de control.

$$V_e = 1/V_{emax} \cdot (\sin(2\pi f_e t) + m_3 \sin(2\pi 3f_e t))$$

Donde V_{emax} es el factor de normalización de la señal utilizada, f_e es la frecuencia fundamental de la señal y m_3 es el factor de modulación del tercer armónico. Esta última constante especifica la cantidad de potencia que representa el tercer armónico respecto al total de la señal.

La figura 2.9 presenta la señal de modulación del ciclo de trabajo. En esta puede distinguirse el armónico fundamental (señal verde), el tercer armónico (señal azul), así como la suma de ambos (señal roja continua) y el valor normalizado de ésta (señal roja rayada).

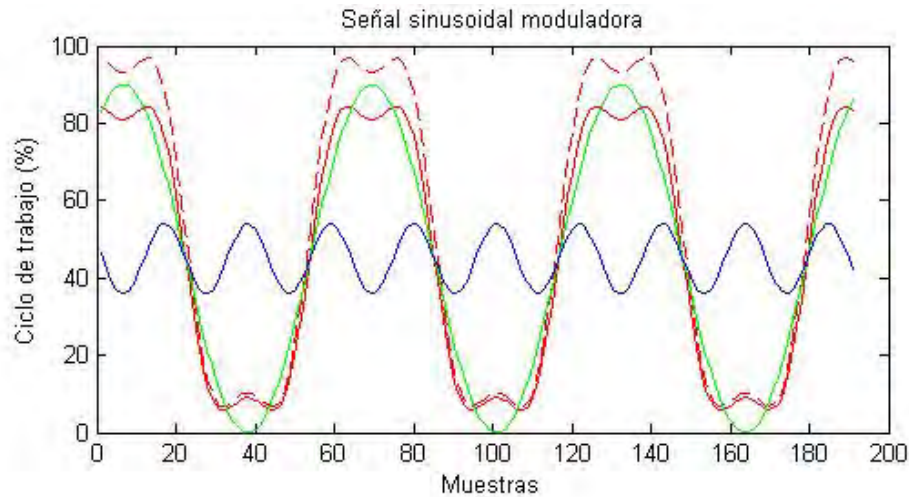


Figura 2.9: Señales protagonistas de la modulación del ciclo de trabajo de la señal de control en el método de PWM con inyección de tercer armónico.

Realizando un estudio frecuencial de una señal de control de 50Hz de frecuencia fundamental, resultante de la utilización de este método (figura 2.10), puede observarse cómo para un valor de m_3 igual a $1/5$ la potencia del armónico fundamental es máxima, y por tanto, el aprovechamiento de la tensión de bus es óptimo. Por otro lado, cuando m_3 es 0 los resultados frecuenciales corresponden a los obtenidos en el caso de SPWM.

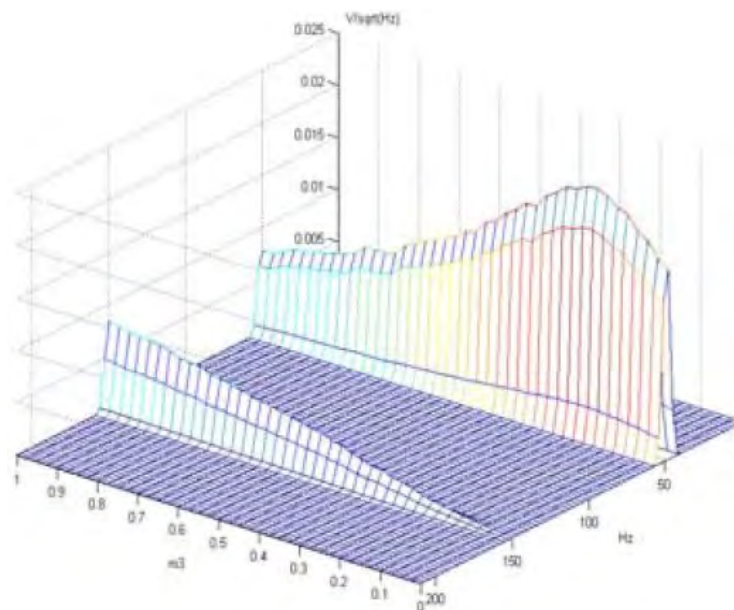


Figura 2.10: Análisis frecuencial con barrido de m_3 de la señal moduladora en el método de PWM con inyección de tercer armónico.

En resumen, este método introduce una mejora sustancial en cuanto a aprovechamiento de la tensión de bus y optimización de la distorsión armónica se refiere. No obstante, para conseguir resultados aceptables, se requiere una alta capacidad computacional, así como la utilización de un sistema digital que posea la suficiente resolución en los *timers* utilizados para la generación de las señales PWM. Por lo que su uso, en muchos casos no es posible o simplemente necesario.

2.2.1.5. Control SVPWM (*Space Vector PWM*)

Ésta supone una de las técnicas más complejas computacionalmente hablando. Habitualmente, este método es utilizado junto al SPWM con inyección de tercer armónico para controlar en lazo abierto con la mayor precisión posible un motor *brushless*, optimizando la tensión de bus y manteniendo intacto el margen dinámico. Esta metodología propone la lectura continua de la corriente que fluye por cada uno de los terminales del motor obteniendo las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{bus} \cdot \sin(2\pi f_e t) \\ I_b &= I_{bus} \cdot \sin(2\pi f_e t - 2\pi/3) \\ I_c &= I_{bus} \cdot \sin(2\pi f_e t - 4\pi/3) \end{aligned}$$

Donde I_{bus} es la corriente que consume el motor en el instante t , f_e es la frecuencia de trabajo del motor e I_a, I_b, I_c son las componentes de la corriente para cada par devanado del motor.

Tras esto, se estima mediante una transformada de *Clarke*[10] la composición ortogonal de todas ellas, y se realiza una transformación hacia un sistema rotacional, centrado en el nodo común de todos los devanados, mediante el método de *Park*. Esta transformación permite estimar las componentes en fase y cuadratura del sistema y hallar de manera homóloga las tensiones que intervienen en éste:

$$\begin{pmatrix} V_o \\ V_d \\ V_Q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} & -\frac{\sqrt{2}}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix}$$

Tras este cálculo se puede sintetizar el vector de orientación del motor $v = (V, \theta)$ (figura 2.11) dentro de la circunferencia de radio $2/3 V_{bus} \cdot \cos(\pi/6) = V_{bus}/\sqrt{3}$, mediante el uso de métodos como el de *Van Der Broek* que minimizan la frecuencia de conmutación de los semiconductores, consiguiendo la posición exacta del motor en lazo abierto (pudiéndose apoyar en la información cedida por el *encoder*) y optimizando la tensión de bus del mismo modo que hacía la técnica SPWM con inyección de tercer armónico.

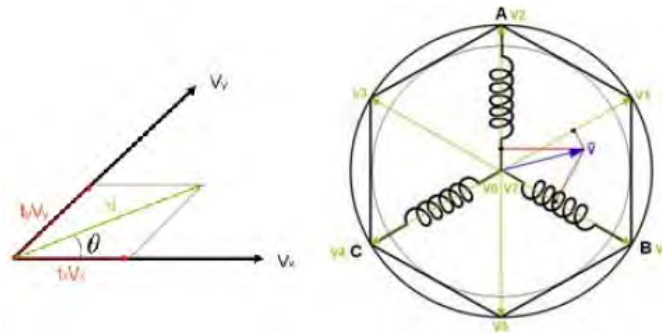


Figura 2.11: Resultado de la composición vectorial de tensiones en la técnica SVPWM. Izquierda: composición del vector $v = (V, \theta)$ sintetizado mediante la técnica de *Van Der Broek*. Derecha: orientación del vector en el sistema motor.

Del mismo modo que ocurría en el método SPWM con inyección de tercer armónico, esta técnica facilita un aprovechamiento óptimo de la tensión de bus y un control de alta precisión de la orientación del motor. No obstante el método SVPWM requiere un constante calculo transformado de muchas variables, lo que consume una gran cantidad de recursos y limita el uso de esta técnica a sistemas capaces de soportar una electrónica de control de altas prestaciones donde los recursos no estén limitados.

2.3. Motores seleccionados

Los motores seleccionados (apéndice D) para formar parte de la propuesta Hispano-Suiza para el proyecto DESI, han sido desarrollados por la empresa suiza *Faulhaber* específicamente para los dos prototipos del posicionador desarrollados hasta la fecha. Estos son motores *brushless* de 4mm de diámetro con reductora planetaria de 1:1024 y sistema electrónico incorporado que posee un *encoder* digital de tres bits que informa de la posición del motor, y un *encoder* digital en cuadratura que puede ser utilizado para analizar la velocidad del rotor. Estos motores han sido diseñados con un eje modificado para interactuar directamente con la mecánica del posicionador. La tabla 2.1 presenta las principales características de estos dispositivos.

Característica	Valor
Voltaje nominal	3V
Resistencia de terminal	9.1 Ω
Inductancia de terminal	127 μ H
Potencia	0.48W
Eficiencia	58.2 %
Velocidad sin carga	30800 rpm
Consumo sin carga	0.2A
Constante de velocidad	10965rpm/V
Máximo par	0.282 mNm

Cuadro 2.1: Principales características del motor *brushless* de 4mm utilizado.

La figura 2.12 presenta la estructura interna del motor utilizado.

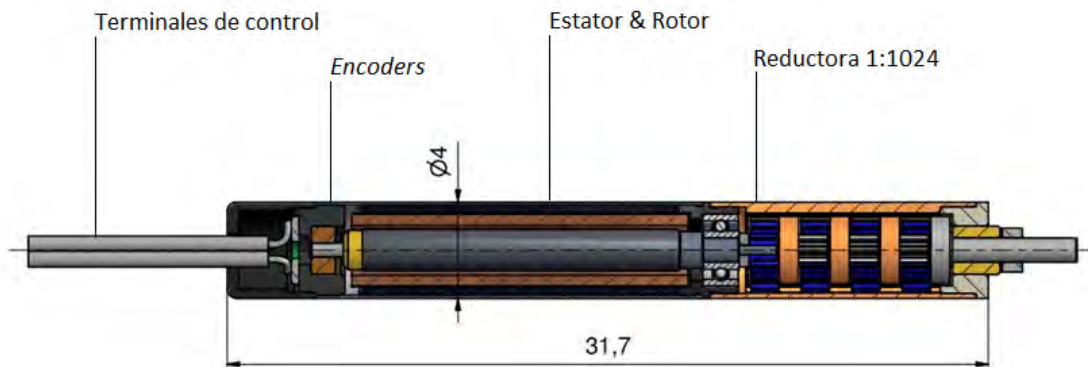


Figura 2.12: Estructura interna del motor *brushless* de 4mm utilizado.

Es importante destacar que éstos son motores diseñados específicamente para el prototipo Hispano-Suizo, por lo que muchas de sus características principales aun tienen que ser definidas mediante las pruebas a realizar con el posicionador

2.4. Conclusiones

Con el objetivo de reducir el diseño planteado para el proyecto BigBOSS, se decidió incorporar motores *brushless* al prototipo para el proyecto DESI. Estos motores cumplen todas las especificaciones requeridas para el prototipo y debido a su estructura interna sin escobillas, pueden ser diseñados en una dimensión inferior a los 6mm. No obstante el control de este tipo de motores es mucho más complejo que el existente para motores de corriente continua o paso a paso (utilizados en el prototipo de 12mm para BigBOSS). En la actualidad existen multitud de metodologías de control que requieren un compromiso entre precisión y optimización de recursos (tensión de bus) y presentan diferentes niveles de dificultad en su implementación. De este modo, y atendiendo a las necesidades del proyecto, en cuanto a limitación de recursos espaciales y de consumo de potencia se refiere, ha sido seleccionada la técnica de control SPWM (*Sine Pulse Width Modulation*) con el objetivo de controlar cada uno de los motores involucrados en el prototipo, con la mayor precisión posible, minimizando vibración, distorsión armónica y optimizando la capacidad de cómputo con la que cuenta el sistema procesador seleccionado para la electrónica de control del prototipo desarrollado (sección 4.1).

Capítulo 3

Diseños preliminares

Entre las dificultades se esconde una oportunidad.

Albert Einstein

Resumen: en este capítulo se citan los principios y características fundamentales del sistema de control realizado en este trabajo. Por otro lado, se exponen los componentes que han sido barajados para formar parte del diseño.

3.1. Planteamiento del diseño

A través del prototipo electrónico diseñado para el posicionador de BigBOSS [1][4], se pretendía desarrollar un sistema de control de ultra-bajo consumo que minimizase la disipación térmica en el plano focal del telescopio e impidiese la aparición de aberraciones y distorsiones ópticas en las imágenes obtenidas por éste. Tras muchos planteamientos de diseño, se optó por desarrollar un sistema individual que controlase a cada uno de los posicionadores de la placa focal y estuviese instalado dentro del chasis del propio robot, personalizando el control de cada uno. No obstante, debido al planteamiento del diseño para el actuador de 12mm (sensores de temperatura, *drivers* de altas prestaciones, potenciómetros digitales, reguladores de tensión...), la fabricación de este sistema de control en sus dimensiones definitivas, no fue posible.

Con la necesidad de reducción de dimensiones en el prototipo para el proyecto DESI, la superficie en la que debía instalarse la electrónica, dentro del chasis del robot, fue reducida drásticamente. Esta reducción limitó la superficie de diseño a un área inferior a 7x3x20mm, lo que obligó a replantear el sistema y focalizar el diseño a una electrónica funcional, simple y de ultra-bajo consumo, que centrase su potencial en la algoritmia interna de su metodología de control y alerta de fallos. De este modo, el diseño presentado en este trabajo, libera a la electrónica de componentes de altas prestaciones, como *drivers* encargados del control de bajo nivel de los motores, y explota toda la potencialidad del microcontrolador embebido en el dispositivo, que asume en este diseño el control íntegro del posicionador.

3.2. Descripción del sistema

El sistema diseñado puede definirse como un gestor de comandos, focalizado en cinco tareas fundamentales:

- **Gestionar la comunicación:** de este modo, la electrónica de control recibe de los nodos superiores de comunicación, los comandos de gestión encargados de manipular el posicionador, los procesa y actúa en consecuencia, remitiendo la información necesaria para la gestión del actuador.
- **Mover el posicionador:** ésta es la función principal del sistema electrónico, que en primer lugar, ha de controlar cada uno de los motores que intervienen en el movimiento del posicionador ejecutando los algoritmos de interpolación presentados en la sección 5.4.3, y por otro lado, gestionar la información generada por los *encoders* de cada motor utilizándola como *feedback* para el control de los motores y la gestión de fallos.
- **Controlar la posición de cada eje:** paralelamente a la gestión del movimiento, el sistema ha de controlar la posición de cada eje sirviéndose de la información generada por los *encoders* de los motores, contrastando ésta con los datos cedidos por los nodos superiores de comunicación y la información generada por los *timers* internos del microcontrolador.
- **Controlar la modulación de corriente:** otra de las funciones principales del sistema de control es la manipulación del consumo y el par generado por los motores. Esta manipulación se realiza mediante la técnica de modulación de corriente presentada en la sección 5.4.3. Esta propiedad permite aumentar el par generado por los motores en momentos de funcionamiento inesperado (arranque en frío...) y reducir su consumo cuando el sistema lo requiera.
- **Alertar al nodo superior de posibles fallos:** finalmente, una de las propiedades fundamentales de este sistema es la gestión de fallos y errores del posicionador. Un fallo o mal funcionamiento en el movimiento del robot puede generar una colisión fatal con los vecinos de la placa focal. Por ello, el sistema diseñado ha de monitorizar constantemente el correcto movimiento de cada motor, alertando al sistema central de algún comportamiento inesperado, o desactivando en última instancia el posicionador, con el objetivo principal de prevenir daños graves en el sistema.

Éste sistema está basado en un microcontrolador de 32 bits de altas prestaciones, encargado del procesamiento del flujo de datos que interviene en el control del actuador, controlando las comunicaciones y manejando los motores. Por otro lado, con el objetivo de manipular los motores presentados para este prototipo, se ha utilizado un sistema de puentes H mosfet encargados de entregar la suficiente corriente a los motores sin comprometer la electrónica previa. Finalmente, el diseño presentado cuenta con una puerta AND de alta velocidad capaz de modular la tensión de control de los puentes, manipulando así directamente el consumo de los motores y el par que éstos generan (sección 4.4). La figura 3.1 presenta un esquema general del funcionamiento del sistema diseñado.

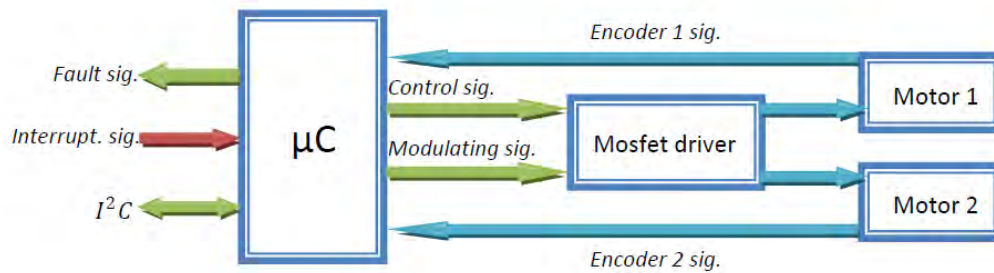


Figura 3.1: Estructura general de funcionamiento del sistema electrónico de control desarrollado.

En la figura 3.1 pueden distinguirse dos flujos de comunicación independientes, uno externo desde el microcontrolador a los nodos superiores y otro interno que forma un lazo de control cerrado desde éste a los dos motores del posicionador. En primer lugar, el sistema se comunica con el exterior por medio de una interfaz I^2C *fast+* (interfaz USB en los prototipos desarrollados hasta la fecha). El microcontrolador seleccionado para el diseño es capaz de auto-configurarse como Maestro o Esclavo de una comunicación serie I^2C , permitiendo el flujo de información bidireccional. Por otro lado, la comunicación con el exterior cuenta con dos señales de interrupción hardware; una generada por el sistema de control del posicionador para alertar de un fallo grave a los nodos superiores de comunicación, y otra generada por estos nodos con el objetivo de despertar al sistema de control del modo *deep sleep* antes de cada nueva recepción de comandos. Por otro lado, el lazo de comunicación interno cuenta con dos señales dirigidas al control de los motores; una señal de control SPWM (sección 2.2.1.3) y una señal PWM de alta frecuencia encargada de la modulación de corriente. Finalmente el lazo de control es cerrado desde los motores al microcontrolador con la información generada por los *encoders* del posicionador.

3.3. Estudio de componentes

3.3.1. Microcontrolador

Debido a la potencia y características del integrado seleccionado para el prototipo de BigBOSS, el microcontrolador LPC11U14 (Cortex M0 de 32 bits¹) ha sido seleccionado de nuevo para formar parte en la electrónica de control del robot de 10.4mm. Este dispositivo cuenta con ciertas características vestigiales que no han sido utilizadas en el nuevo diseño (comunicación SPI...) no obstante, su micro-consumo, la resolución y número de sus *timers*, su comunicación I^2C *fast+* y la dimensión presente en algunos de sus encapsulados, lo hacen idóneo para formar parte de la electrónica desarrollada en este trabajo.

¹Es importante destacar la importancia de un microcontrolador con un set de instrucciones de 32 bits, dado que en la aplicación desarrollada se llevan a cabo multitud de operaciones que requieren una alta resolución, debido a que en ellas intervienen funciones trigonométricas y la acumulación de errores en este entorno provocaría una falta de precisión en el posicionamiento grave.

3.3.2. Puentes H mosfet

Durante la etapa de diseño se barajó la posibilidad de integrar en la electrónica componentes de altas prestaciones que realizasen un control íntegro de los motores, manipulando la modulación de corriente, alertando de posibles fallos de sobretemperatura y realizando una manipulación a bajo nivel de la modulación SPWM utilizada en el control del posicionador. No obstante, en el diseño final estos dispositivos fueron rápidamente descartados, dado que aun cumpliendo todas las especificaciones requeridas, no presentaban las dimensiones apropiadas para ser integrados en el chasis de 7x3x20mm. Sin embargo, todos los semi-puentes o puentes completos barajados para formar parte de la electrónica cuentan con cierta lógica integrada encargada de manejar los tiempos de subida y bajada de las señales de control, adaptando estas a los transistores mosfet incorporados e impidiendo así posibles cortocircuitos. La tabla 3.1 presenta los diferentes dispositivos barajados para formar parte de la electrónica.

	DRV8839	ADP3623	BD6221
Fabricante	<i>Texas Instruments</i>	<i>Analog Devices</i>	<i>ROHM</i>
Tipo	Puente-H	Puente-H	Puente-H
Tensión de entrada	1.8-7V	3.3V	0-15V
Tensión de salida	0-11V	4.5-18V	6-15V
Corriente máxima	1.8A	4A	1A
Consumo mínimo	120nA	1.2mA	10 μ A
Control independiente	Sí	Sí	No
Habilitación independiente	Sí	No	No
Protección fallos	Sí	Sí	Sí
Dimensión mínima	3.1x2.1mm	3.1x5.05mm	5x6.2mm

Cuadro 3.1: puentes H barajados para formar parte de la electrónica de control.

Finalmente, debido a sus dimensiones, su equivalencia con los niveles de tensión utilizados en el sistema y la capacidad de controlar de manera independiente los semi-puentes H integrados en su encapsulado, el integrado DRV8839 de *Texas Instruments* fue seleccionado para formar parte de la electrónica final.

3.3.3. Puerta lógica AND

Los puentes H utilizados en el diseño cuentan con pines de habilitación independientes para cada una de sus salidas, por lo que es posible realizar un control de corriente por medio de una modulación PWM. No obstante los *timers* con los que cuenta el microcontrolador seleccionado no son suficientes, por lo que si se quiere realizar una modulación PWM individualizada a cada motor, ha de dividirse la señal del único *timer* que resta. Esta división se realiza a través de un integrado que posea un mínimo de dos puertas AND, que serán excitadas con la señal del *timer* y una señal de control. No obstante la modulación PWM ha de realizarse a muy alta frecuencia para no afectar a la señal SPWM utilizada en el control de los motores, por lo que la puerta AND seleccionada ha de poder conmutar a esta frecuencia sin introducir ruido ni distorsión adicional. De este modo una única puerta AND ha sido estudiada y seleccionada finalmente debido a su dimensión y su frecuencia de conmutación:

SN74AUP2G08	
Fabricante	<i>Texas Instruments</i>
Tensión de entrada	3.3V
Tensión de alimentación	0.8-3.6V
Capacidad de entrada	1.5pF
Ruido	<10%VCC
Consumo mínimo	900nA
Tiempo de subida	5.9ns
Dimensión mínima	1.45x1.05mm

Cuadro 3.2: puerta AND seleccionada para formar parte de la electrónica de control.

3.4. Presupuesto

Es importante destacar que la placa focal definitiva contará con 5070 unidades de control similares a las desarrolladas en este trabajo. De este modo, un factor importante a tener en cuenta es el coste de cada unidad. Por ello, durante la fase de selección de componentes se ha prestado atención a este dato, descartando componentes de alto coste.

Por otro lado, con el objetivo de presentar un diseño competente ante el tribunal evaluador de Berkeley, se han creado tres presupuestos diferentes (tablas 3.3, 3.4 y 3.5) en los que se recoge un coste aproximado de los componentes en las diferentes fases del proyecto; el primero de ellos recoge los costes aproximados del prototipo de evaluación preliminar, el segundo muestra los costes para los componentes del prototipo definitivo y el tercero muestra un posible coste definitivo de los componentes del sistema de control final.

3.4.1. Prototipo de evaluación

PROTOTIPO DE EVALUACIÓN			
Componente	Cantidad	Coste/unidad (€)	Total (€)
Resistencias	20	0.03	0.6
Condensadores cerámicos	14	0.06	0.84
Condensadores electrolíticos	1	0.4	0.4
Cristal	1	2.2	1.2
LPC11U14	1	2.2	1.81
DRV8839	3	1.62	4.86
SN74AUP2G08	1	0.66	0.66
Jumper	1	0.36	0.36
Conectores de 8 pines	3	0.65	1.95
Conectores de 4 pines	1	0.6	0.6
Conectores de 2 pines	1	0.45	0.45
Conector USB	1	1.2	1.2
TOTAL:			17.13

Cuadro 3.3: Presupuesto para el prototipo de evaluación.

3.4.2. Modelo definitivo (una unidad)

SISTEMA DEFINITIVO			
Componente	Cantidad	Coste/unidad (€)	Total (€)
Resistencias	20	0.03	0.6
Condensadores cerámicos	14	0.06	0.85
Condensadores electrolíticos	1	0.4	0.4
Cristal	1	2	2
LPC11U14	1	2.2	2.2
DRV8839	3	1.62	4.86
SN74AUP2G08	1	0.66	0.66
Conectores de 8 pines	2	0.65	1.3
Conectores de 6 pines	1	0.6	0.6
TOTAL:			13.47

Cuadro 3.4: Presupuesto para el sistema definitivo (una unidad).

3.4.3. Modelo definitivo (5070 unidades)

SISTEMA DEFINITIVO			
Componente	Cantidad	Coste/unidad (€)	Total (€)
Resistencias	101400	0.009	912.6
Condensadores cerámicos	70980	0.009	638.82
Condensadores electrolíticos	5070	0.1	507
Cristal	5070	1.21	6134
LPC11U14	5070	1.81	9176
DRV8839	15210	0.56	8517.6
SN74AUP2G08	5070	0.23	1166.1
Conectores de 8 pines	10140	0.2	2028
Conectores de 6 pines	5070	0.2	1014
TOTAL:			30094.12

Cuadro 3.5: Presupuesto para el sistema definitivo (5070 unidades).

3.5. Conclusiones

La electrónica de control para el posicionador del proyecto DESI recoge el relevo del desarrollo llevado a cabo para el proyecto BigBOSS, sintetizando el concepto inicial en un modelo funcional y simple que cumpla los objetivos fundamentales del proyecto Hispano-Suizo. Este modelo ve reducida su complejidad respecto a su predecesor, sintetizando toda la carga de control electrónico en la algoritmia del microcontrolador embebido. Los costes de fabricación del sistema definitivo se han estudiado durante la realización de este Trabajo de Fin de Máster, llegando a la conclusión de que la carga económica final del sistema de control desarrollado es despreciable en un proyecto de esta envergadura, atendiendo a los costes presupuestados para él.

Capítulo 4

Diseño hardware

Lo verdadero es siempre sencillo, pero solemos llegar a ello por el camino más complicado.

George Sand.

Resumen: en este capítulo se presentan los componentes finalmente seleccionados, mostrando sus principales características así como su uso dentro del sistema, se detalla el prototipo de la electrónica desarrollado, y se exponen las principales características del control hardware del posicionador.

4.1. Componentes seleccionados

4.1.1. Microcontrolador LPC11U14 de *NXP*

Al igual que en el prototipo desarrollado para BigBOSS, en el diseño para DESI se ha optado por usar el LPC11U14 de NXP debido a sus características en cuanto a consumo, memoria flash interna, capacidad de cálculo, sistemas de comunicación y dimensiones se refiere. Por un lado este microcontrolador es compatible con el modo rápido del protocolo I^2C , pudiéndose adaptar al diseño de comunicaciones que el grupo HCTLab planteó para el proyecto BigBOSS [4][11] y retomó para DESI. Por otro lado, este microcontrolador es uno de los pocos dispositivos de 32 bits del mercado que presenta encapsulados compatibles con el diseño planteado. Además, el número y resolución de los *timers* que posee le hace óptimo para la implementación de los algoritmos de control planteados en este trabajo. Finalmente, la integración de todos los controladores internos de USB lo hacen perfecto para su utilización en los prototipos de prueba, dado que de este modo, éstos podrán ser controlados directamente desde el PC, sin la utilización de dispositivos intermedios de adaptación, lo que ha agilizado la fase de prototipado y ha generado una electrónica estándar capaz de ser controlada desde cualquier sistema operativo.

El LPC11U14 es un computador ARM *Cortex-M0* de 32 bits capaz de realizar tareas muy complejas con reducidos recursos, el cual destaca por las siguientes características:

- Memoria RAM de 6kB.
- Memoria ROM para boot de 16kB.
- Programación mediante ISP¹ (*In-System Programming*).
- Interfaz JTAG.
- 40 puertos GPIO (*General Purpose Input Output*).
- Ocho puertos ADC (*Analog Digital Converter*).
- Un WWDT (*Windowed WatchDog Timer*).
- Comunicación directa mediante USB² (*Universal Serial Bus*).
- PLL especial que permite trabajar al CPU hasta su máxima frecuencia.
- Cuatro *timers* de propósito general con 5 señales de captura y 13 señales de salida.

Una de las principales características de este microcontrolador es la existencia de 4 *timers* diferenciados. Éstos permiten generar interrupciones hardware, realizar una temporización de ciertos procesos que requieran su ejecución bajo condiciones de «tiempo real» y finalmente generar hasta un total de 13 señales diferentes PWM perfectas para el control de motores sin escobilla bajo metodologías como las elegidas para este trabajo (SPWM con modulación PWM de corriente).

4.1.1.1. Encapsulados

Como se ha explicado en este capítulo, los circuitos integrados seleccionados han de poder adquirirse en diferentes encapsulados. Éstos han de ajustarse a las dimensiones de los diferentes prototipos, pudiendo entrar en las restricciones mínimas del prototipo final ($< 8 \times 8 \text{mm}$). En este caso, el LPC11U14 puede encontrarse en cuatro tipos de encapsulados diferentes, todos dentro de las limitaciones de superficie:

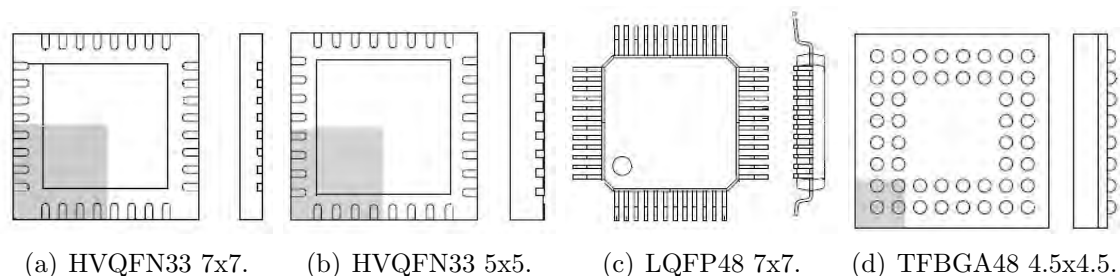


Figura 4.1: Encapsulados del microcontrolador LPC11U14 (mm).

El encapsulado que se ha utilizado para los prototipos previos al diseño final es el LQFP48 de 49mm^2 con 48 pines y 0.5 mm entre cada uno, dado que éste facilita mucho el soldado manual y las labores de prototipado. No obstante, se ha optado por el

¹ Esta característica nos permitirá programar el micro una vez esté integrado en el sistema

² Esto evitará el uso de interfaces extra en los prototipos de evaluación

modelo BGA para formar parte del diseño final, dado que sus dimensiones permiten entrar dentro de los 8 mm del PCB dejando espacio para el rutado, considerando que este último prototipo lo soldará una entidad ajena al HCTLab.

4.1.1.2. Alimentación y consumo

Uno de los criterios de selección de este microcontrolador ha sido su bajo consumo. El LPC11U14 presenta un consumo de aproximadamente 2 mA en modo activo (consumo muy inferior al presente en microcontroladores similares). Por otro lado, este micro presenta cinco modos de funcionamiento: *Active mode*, *Sleep mode*, *Deep Sleep mode*, *Power Down mode* y *Deep Power Down mode*. Estos modos permiten reducir aun más el consumo en momentos en los que no se requiera un nivel de procesamiento muy elevado.

Modo	Alimentación	Frecuencia del reloj	Consumo
Active mode	3.3 V	$\left\{ \begin{array}{l} 12MHz \\ 50MHz \end{array} \right.$	2.2000 mA
Sleep mode	3.3 V	12 MHz	1.0000 mA
Deep Sleep mode	3.3 V	12 MHz	0.3600 mA
Power Down mode	3.3 V	12 MHz	0.0020 mA
Deep Power Down mode	3.3 V	12 MHz	0.0002 mA

Cuadro 4.1: Consumo medio ejecutando un *While(1)* desde la flash a 25 °C y 3.3 V.

En esta aplicación se ha configurado la frecuencia del reloj a 12 MHz, para mantener un compromiso entre consumo y velocidad de cálculo, utilizando una tensión de alimentación de 3.3 V. Por un lado, se ha utilizado el modo Active para realizar el procesamiento de datos y el movimiento de los motores. Por otro, se usa el modo Sleep para mantenerse a la espera de recibir nuevos comandos. Por lo que en ningún momento se superarán los 2.4 mA de consumo en el microcontrolador a temperatura ambiente.

4.1.2. Puentes H DRV8839 de *Texas Instruments*

La principal característica que ha hecho de este integrado el elegido para formar parte de la electrónica de control de los posicionadores de DESI es su capacidad de controlar individualmente cada una de las dos salidas, a través de una manipulación individualizada de sus dos semi-puentes H (figura 4.2). Por otro lado, este dispositivo es capaz de habilitar sus salidas de manera independiente, lo que facilita un control más detallado de la potencia consumida. Además, el DRV8839 puede realizar una conmutación de sus salidas de hasta 250KHz lo que permite reducir el error en el control de los motores tras la modulación PWM de corriente. Finalmente, este dispositivo es uno de los pocos integrados del mercado que presenta tan reducidas dimensiones en comparación con integrados con similares características en cuanto a corriente de salida, frecuencia de conmutación y disipación térmica se refiere. Además de estas propiedades, este dispositivo destaca por las siguientes cualidades:

- Corriente máxima de salida de hasta 1.8 A³.
- Alimentación de lógica y salida de motores separada (protección adicional).
- Existencia de un modo de sueño de ahorro de energía.
- Baja resistencia en los transistores mosfet (280mΩ).
- Encapsulado de 2x3mm.

La figura 4.2 muestra el detalle del interior de este dispositivo. En ella es posible observar dos semi-puentes H diferenciados, cuya alimentación es independiente de la utilizada para hacer funcionar la lógica interna. Por otro lado, en esta figura es posible observar la independencia tanto de las señales de habilitación de las salidas, como de las señales de control para cada uno de los semi-puentes.

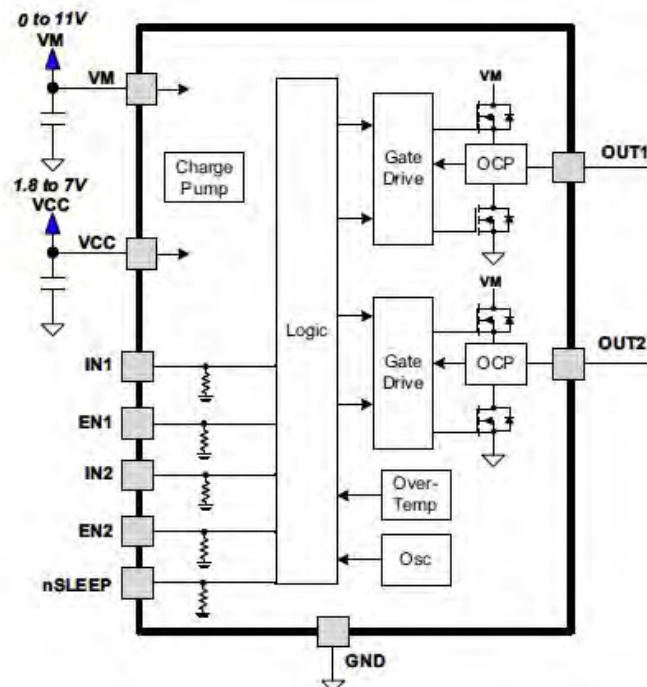


Figura 4.2: Arquitectura interna del integrado DRV8839 de *Texas Instruments*.

Debido a la independencia en la alimentación de la lógica y los semi-puentes H, un pico de corriente en los motores causado por un hipotético fallo mecánico no remite a la lógica interna del dispositivo. Por otro lado el control individual de sus dos salidas permite usar tres integrados en el sistema completo (seis semi-puentes H) utilizando tres semi-puentes para controlar cada motor. Finalmente, la existencia de señales de habilitación de las salidas permite generar una modulación PWM (sección 4.4.3) que controle el consumo de los motores, creando una de las características básicas del sistema desarrollado.

Por otro lado, es importante destacar las características de temporización, en cuanto a tiempos de propagación se refiere. El *driver* seleccionado presenta unos tiempos

³Esta cualidad es especialmente importante, dado que los motores utilizados consumen un máximo de 250mA y serán manejados por tres semi-puentes .

de propagación reducidos, lo que permite que la señal de entrada y salida sean lo más parecidas posible. De este modo, es posible controlar a mayor frecuencia los motores, sin introducir distorsiones adicionales. Lo que facilita un movimiento más rápido de los motores. La figura 4.3 y la tabla 4.2 muestran estos valores.

Dato	Característica	Valor máximo
t_1	Habilitación de salida	120ns
t_2	Deshabilitación de salida	120ns
t_3	Tiempo de propagación	120ns
t_4	Tiempo de propagación	120ns
t_5	Subida de la salida	150ns
t_6	Bajada de la salida	150ns

Cuadro 4.2: Valores de temporización para el integrado DRV8839.

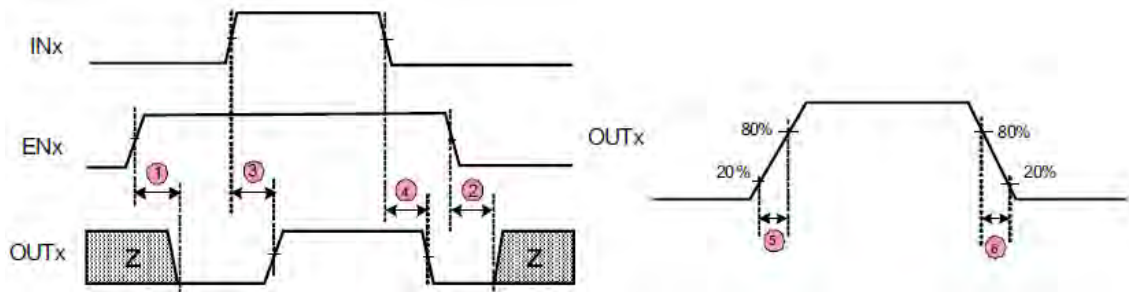


Figura 4.3: Puntos clave de la temporización del DRV8839.

Siguiendo los datos mostrados en la figura 4.3 es posible concluir que este integrado puede conmutar hasta una frecuencia máxima de 1.5 MHz. No obstante el fabricante recomienda un máximo de 250KHz con el objetivo de minimizar el posible ruido y distorsiones generadas.

Otra cualidad que hace destacar a este dispositivo es la baja disipación térmica que introduce. La existencia de ruido térmico en el plano focal del telescopio introduce distorsiones inaceptables en las imágenes capturadas, debido a esto, el diseño para la electrónica de control de los posicionadores ha de plantearse desde el punto de vista del micro-consumo. El driver DRV8839 incluye cuatro transistores mosfet de baja resistencia que conforman sus dos semi-puentes H. Lo que, finalmente, minimiza la disipación térmica del dispositivo, siguiendo la expresión:

$$P_{TOT} = R_{DS(ON)} \cdot (I_{OUT(RMS)})^2$$

No obstante, el integrado cuenta con un sistema de protección ante sobrecarga/-temperatura, que desconecta las salidas cuando estas variables superan un límite aceptable.

Finalmente el DRV8839 cuenta con *pull-downs* internos en todas sus entradas lógicas, lo que reduce el número de componentes pasivos que habrá que introducir en el diseño final, minimizando la superficie de diseño y ahorrando costes finales.

4.1.2.1. Encapsulados

El DRV8839 se comercializa en un único encapsulado *WSON* de 3.1 x 2.1mm, lo que lo hace compatible con el diseño de reducidas dimensiones que ha de llevarse a cabo. La figura 4.4 muestra los detalles de este encapsulado.

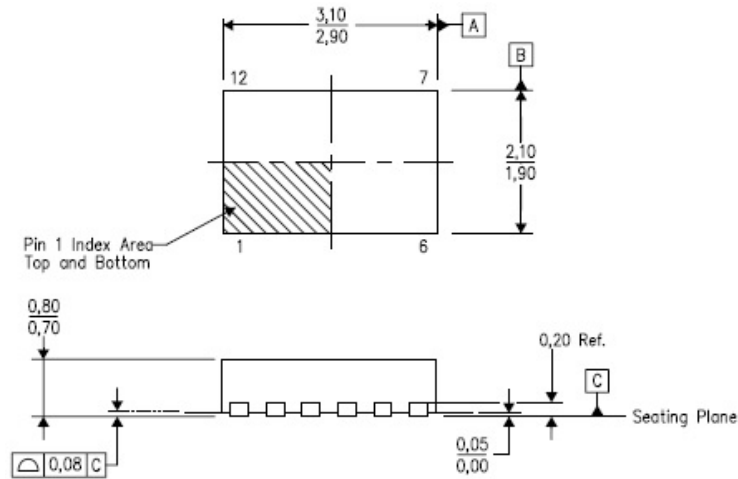


Figura 4.4: Encapsulado.

4.1.2.2. Alimentación y consumo

Uno de los factores clave en la selección del integrado DRV8839 para formar parte de la electrónica de control fue su reducido consumo y su capacidad para trabajar en un modo de sueño. Este integrado presenta dos consumos de potencia diferenciados, uno en la electrónica interna de control (lógica de control) y otro en la electrónica de potencia (semi-puentes H). No obstante, en el diseño planteado, la alimentación para la electrónica de control y la alimentación de los motores es común, por lo que los pines VCC y VM del DRV8839 estarán conectados a la misma línea de 3.3V, y el consumo, por tanto, será la suma de ambos. Las tablas 4.3 y 4.4 muestran los valores de consumo típico de este integrado.

Electrónica de control (VCC)		
Modo	PWM	Consumo
Activo	No	300 μ A
Activo	50KHz	0.7mA
Sleep	No	5nA

Cuadro 4.3: Consumo típico para la electrónica de control del DRV8839.

Electrónica de potencia (VM)		
Modo	PWM	Consumo
Activo	No	40 μ A
Activo	50KHz	0.8mA
Sleep	No	30nA

Cuadro 4.4: Consumo típico para la electrónica de potencia del DRV8839.

4.1.3. Puerta AND SN74AUP2G08 de *Texas Instruments*

El SN74AUP2G08 ha sido seleccionado principalmente por sus características en cuanto a consumo, frecuencia de conmutación y capacidad parásita de entrada se refiere. Este dispositivo ha sido utilizado para realizar una modulación PWM de la señal SPWM utilizada, controlando la potencia consumida por el motor y, por consiguiente, el par que éste genera. Por tanto, el objetivo principal tenido en cuenta para la elección de este dispositivo ha sido la minimización de distorsión en la señal moduladora, y por ello, la existencia de una capacidad parásita mínima y un ancho de banda útil suficiente. Por otro lado, este integrado destaca por las siguientes propiedades:

- Mínimo consumo estático y dinámico a 3.3V(tensión de trabajo del sistema).
- Baja capacidad de entrada (1.5pF).
- Bajo ruido (<10 % de VCC).
- Compatible con señales de 3.3V.
- t_{pd} = 5.9ns a 3.3V.
- Existente en encapsulado *Nano Star* de *Texas Instruments* (1x1.5mm).

La baja capacidad parásita que presentan las entradas de este dispositivo permite minimizar el tiempo de propagación entrada-salida, reduciendo ruido y acercando el sistema a un modelo ideal en el que la modulación PWM se realizase por software en el microcontrolador. La figura 4.5 presenta la relación entrada-salida de una señal cuadrada de 3.3V a 25MHz.

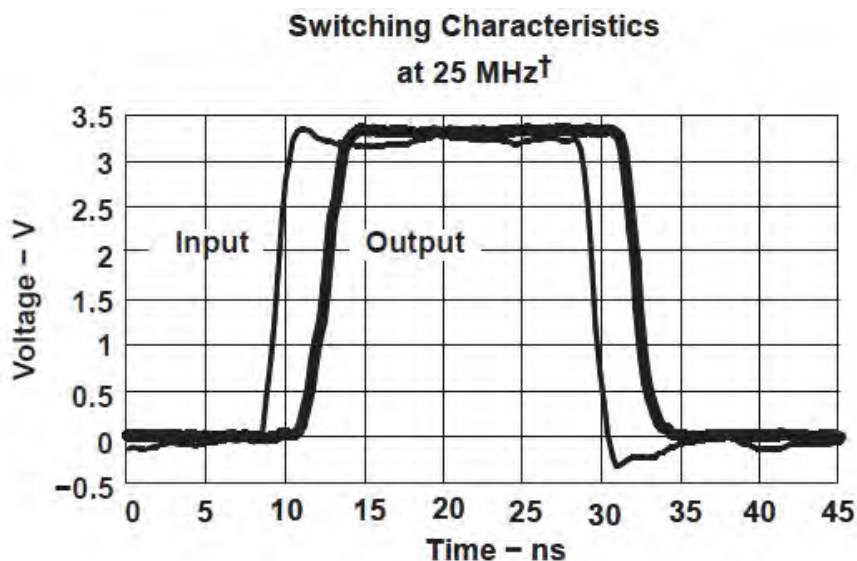


Figura 4.5: Características de conmutación del integrado SN74AUP2G08.

4.1.3.1. Encapsulados

Este integrado puede obtenerse en diferentes encapsulados que facilitan las fases de prototipado, por lo que ha sido sencillo utilizarlo en los diseños fabricados en el laboratorio. No obstante, el SN74AUP2G08 se fabrica en encapsulados especialmente diseñados para aplicaciones restringidas en dimensiones. Por lo que este dispositivo es idóneo para ser usado en este entorno. La figura 4.6 presenta los diferentes encapsulados en los que puede encontrarse el integrado analizado.

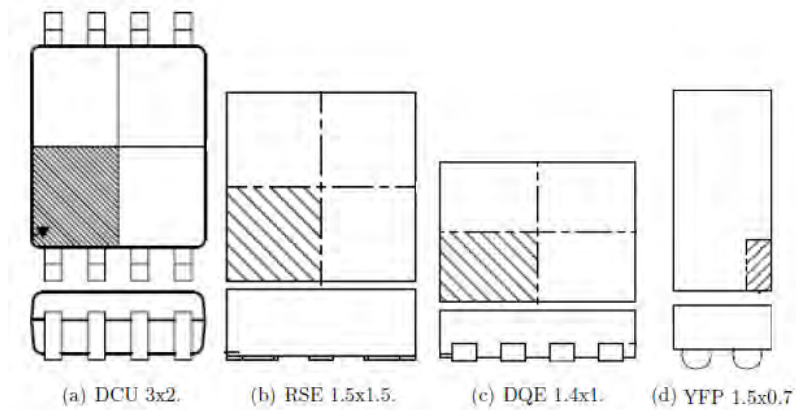


Figura 4.6: Encapsulados de la puerta AND SN74AUP2G08 (mm).

El encapsulado DCU ha sido utilizado en la fabricación del prototipo de prueba mostrado en la sección 4.2.1, debido a su fácil manejo. Por otro lado, el modelo YFP será el candidato perfecto para integrar el sistema definitivo que irá encapsulado en el chasis del posicionador.

4.1.3.2. Alimentación y consumo

Al igual que el resto de los componentes seleccionados el SN74AUP2G08 ha sido elegido por sus reducido consumo. La tabla 4.5 presenta los datos de consumo de este integrado.

Modo	Consumo
$V_i = \text{GND}$	$0.9\mu\text{A}$
$V_i = \text{VCC}$	$40\mu\text{A}$

Cuadro 4.5: Consumo típico del integrado SN74AUP2G08.

Los datos presentados en la tabla 4.5 han sido obtenidos del fabricante, y corresponden a momentos en los que el integrado no recibe excitación, o recibe una excitación continua. No obstante, en ningún momento se excitará la puerta con una señal continua, por lo que el consumo del integrado será siempre inferior al mostrado en la tabla.

4.2. Prototipo desarrollado

Durante las labores de investigación llevadas a cabo en el grupo HCTLab, se ha podido desarrollar un modelo de prueba con el objetivo de llevar a cabo un set completo de tests que caractericen el posicionador de 10.4mm desarrollado para el proyecto DESI. Esta electrónica será la misma que la planteada para el modelo definitivo, no obstante sus dimensiones son mayores y los integrados que la componen han sido seleccionados en sus encapsulados de mayor tamaño, para poder ser ensamblados en el laboratorio de forma manual.

4.2.1. Modelo V.1

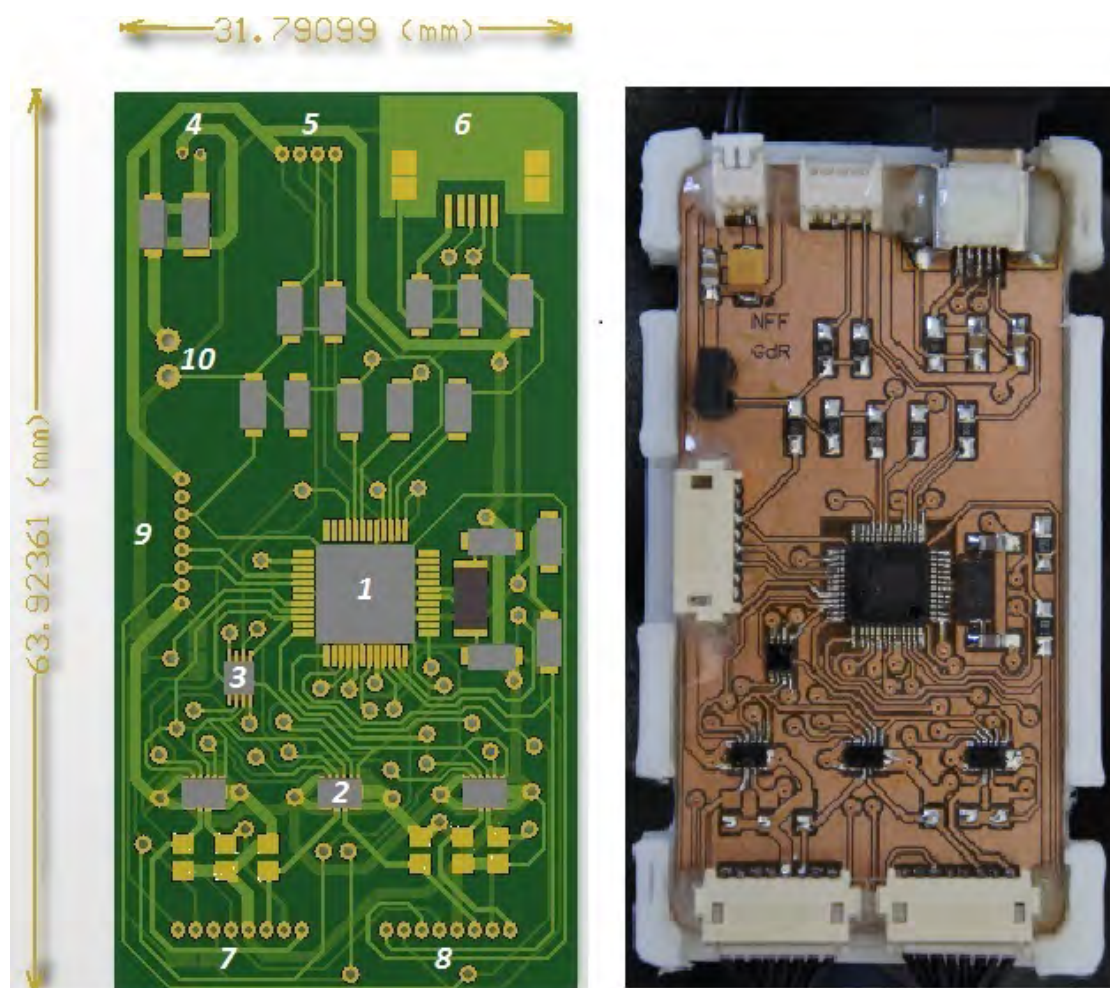


Figura 4.7: Izquierda: Modelo tridimensional del sistema de control desarrollado. Derecha: prototipo electrónico fabricado.

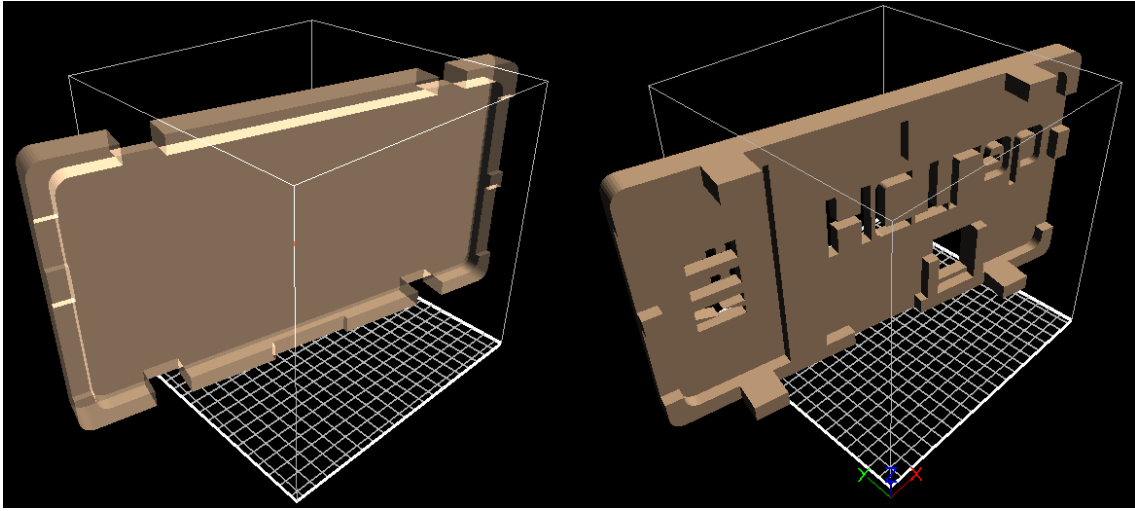
La figura 4.7 muestra el modelo tridimensional del prototipo diseñado y la electrónica fabricada siguiendo este modelo. Este diseño ha sido utilizado para la implementación y prueba de todos los algoritmos de control del posicionador (sección 5.4), los test de consumo de los componentes (sección 4.3) y las pruebas de caracterización (capítulo 6) tanto de los motores individualmente como del posicionador de 10.4mm. En él, se han integrado los componentes mencionados en secciones anteriores en sus

encapsulados de mayor tamaño, del mismo modo se han utilizado resistencias integrando pull-ups, pull-downs y terminales de líneas de transmisión, y condensadores cerámicos instalados para reducir el rizado en la alimentación de los integrados, eliminar picos de tensión y proporcionar caminos alternativos a las corrientes de retorno, todos ellos con el estándar 0805. Por otro lado, en este modelo pueden destacarse los siguientes elementos:

1. **Microcontrolador:** integrado en su encapsulado LQFP48, instalado en el centro del dispositivo para facilitar el enrutamiento con el resto de componentes.
2. **Puentes H:** estos tres integrados en sus encapsulados WSON, poseen los seis semi-puentes H encargados del control de los motores. Se encuentran instalados entre el microcontrolador y los conectores de motor, minimizando la longitud de las pistas y los saltos de capas, con el objetivo de reducir ruido.
3. **Puerta AND:** integrado en su encapsulado DCU. Al igual que los dispositivos DRV8839, este componente ha sido instalado entre el microcontrolador y los puentes H, con el objetivo de minimizar el ruido debido a las señales de alta frecuencia que intervienen en la modulación PWM de las señales de control de los motores.
4. **Conector de alimentación:** conector con dos pines: VCC y GND, encargado de alimentar con 3.3V todos los integrados de la electrónica.
5. **Conector de comunicación:** conector con 4 pines; GND, SLEEP, SDA y SLC, encargado de enlazar la comunicación I^2C y llevar al microcontrolador la interrupción hardware de control de ahorro energético.
6. **Conector mini USB:** conector encargado de enlazar la comunicación USB con la que se controlará la electrónica desde la aplicación desarrollada para ordenador.
7. **Conector de motor 1:** conector con 8 pines; H3, H2, H1, VCC, GND, Out3, Out2 y Out1. Éste enlaza las salidas de tres semi-puentes H con el motor 1 y recoge las señales de los *encoders* con la información de la posición del mismo.
8. **Conector de motor 2:** conector con 8 pines; H3, H2, H1, VCC, GND, Out3, Out2 y Out1. Éste enlaza las salidas de tres semi-puentes H con el motor 2 y recoge las señales de los *encoders* con la información de la posición del mismo.
9. **Conector de programación:** conector con 8 pines; VCC, TMS, TCLK, TDO, TDI, RST, NC y GND, que enlaza las señales del protocolo JTAG con el microcontrolador con el objetivo de programar la memoria flash interna de éste.
10. **Jumper de medida:** conector utilizado para medir la corriente que circula a los motores, pudiendo diferenciar así el consumo de la electrónica desarrollada, con el que presenta el actuador.

Con el objetivo de proteger la electrónica de su uso continuado en el laboratorio, impidiendo la oxidación del cobre que compone el PCB, y la posible rotura de sus

soldaduras, durante la etapa de fabricación se ha diseñado una carcasa exterior, subdividida en dos piezas, a través de la impresión tridimensional de material plástico. Este proceso ha sido realizado con una impresora 3D *Open Source* Prusa III. La figura 4.8 muestra el modelo tridimensional diseñado para la tapa superior e inferior.



(a) Modelo tridimensional diseñado.



(b) Carcasa fabricada por inyección plástica.

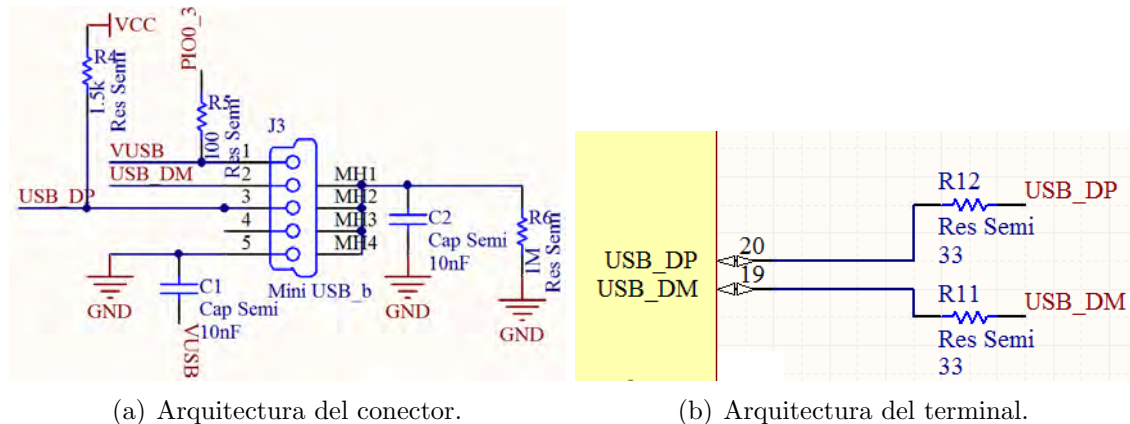
Figura 4.8: Carcasa utilizada para proteger la electrónica de control.

4.2.1.1. Conectividad

El prototipo electrónico fabricado durante este trabajo cuenta con cuatro puertos de conexión externa; un puerto USB, un puerto I^2C que incluye la señal de interrupción física y dos puertos para conectar directamente el posicionador.

En primer lugar, con el objetivo de realizar la caracterización de los posicionadores a testear, facilitando su manejo y constituyendo una interfaz simple y estándar, en el prototipo fabricado se ha incluido un puerto de comunicación USB. Éste sirve de enlace con el ordenador maestro y, mediante una interfaz de usuario diseñada para el prototipo del proyecto BigBOSS y adaptada a este sistema (sección 5.3), controlar íntegramente el posicionador. La figura 4.9 muestra el diseño realizado para la

electrónica de control del proyecto DESI. Éste utiliza en primer lugar una resistencia de $1\text{M}\Omega$ (R6) en paralelo a un condensador cerámico de 10nF (C2) como protección electrostática, por otro lado, como condensador de desacoplo se ha incluido un condensador cerámico de 10nF (C1) con el objetivo de proteger al sistema de posibles picos de tensión indeseados. Finalmente, la línea VBUS se ha conectado al *reset* del sistema a través de una resistencia de 100Ω (R5) y la línea USB_{DP} a VCC a través de una resistencia de $1.5\text{K}\Omega$ (R4) a modo de pull-up como indica el estándar.



(a) Arquitectura del conector.

(b) Arquitectura del terminal.

Figura 4.9: Arquitectura diseñada para establecer la comunicación USB.

El microcontrolador usado cuenta directamente con un puerto USB, que incluye un *driver* interno, un PLL específico para adaptar la frecuencia base utilizada, y una zona de memoria reservada a esta comunicación. De este modo, no ha sido necesaria la introducción de integrados específicos para adaptar la comunicación USB a el estándar UART. La figura 4.10 muestra los pines utilizados para establecer la comunicación USB, y como el microcontrolador LPC11u14 adapta ésta a través de un *driver* específico al bus *AHB-lite* utilizado por el núcleo ARM para comunicarse con sus distintos periféricos.

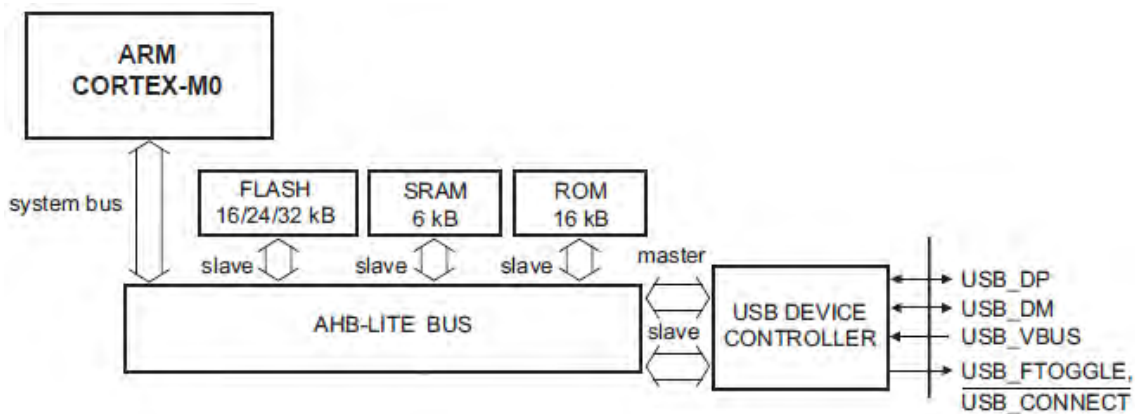


Figura 4.10: Adaptación interna del protocolo USB por parte del microcontrolador.

En segundo lugar, en este prototipo ha sido instalada una interfaz I^2C con el objetivo de poder ser controlado en un futuro mediante el sistema definitivo que irá instalado en el telescopio. Este estándar facilita una comunicación serie de alta velocidad mediante el uso de dos únicas líneas de transmisión. Para ello es necesaria la instalación de un pull-up en cada una. De este modo, en el modelo fabricado se han utilizado dos resistencias de $1.5\text{K}\Omega$. Por otro lado, el conector que incluye la comunicación

serie I^2C , posee una línea reservada como interrupción hardware que será utilizada para despertar al microcontrolador tras periodos de inactividad, ahorrando energía y minimizando la disipación térmica en la placa focal. Esta línea ha sido conectada al sistema de *timers* del microcontrolador. La figura 4.11 muestra la arquitectura diseñada para el modelo estudiado.

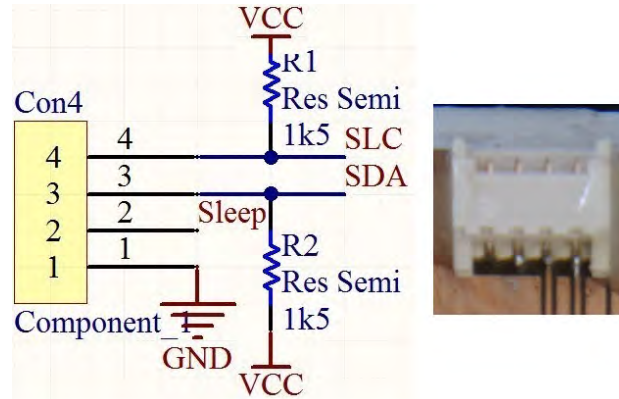


Figura 4.11: Arquitectura diseñada para establecer la comunicación I^2C .

Finalmente, la electrónica diseñada cuenta con dos conectores para establecer la comunicación necesaria con cada uno de los motores. Cada uno de estos conectores, además de incluir las tres señales de control de los motores *brushless*, también poseen, por un lado, la alimentación de 3.3V necesaria para hacer funcionar los *encoders* internos de cada motor, y por otro, las tres señales que estos sistemas digitales facilitan para conocer la posición del robot. Es importante destacar que las salidas de los sistemas de codificación están diseñadas en *colector abierto*, por lo que han sido instalados sendos pull-ups para poder ser interpretadas. La figura 4.12 muestra el orden en que estas señales han sido configuradas en los conectores.

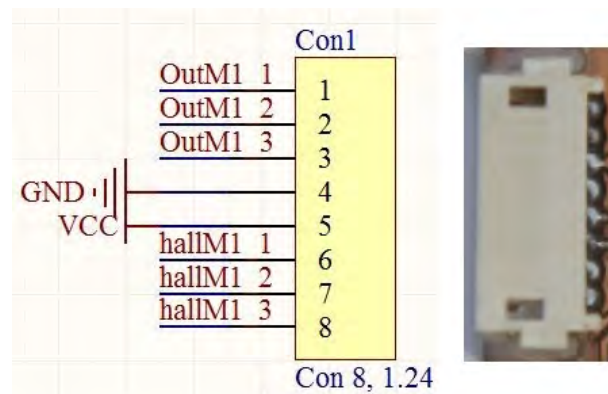


Figura 4.12: Arquitectura diseñada para establecer la comunicación con los motores.

Con el objetivo de adaptar el formato de salida de los terminales del motor (cinta plana de 12 pines), al conector instalado en la electrónica, se ha diseñado un circuito impreso de enlace. Adicionalmente, este componente permite alejar la electrónica de prototipado del robot, reduciendo las tensiones que puedan aparecer en los frágiles cables de los motores. Es importante destacar que el prototipo final irá encapsulado en el chasis del robot, por lo que la tensión en los terminales del robot será siempre constante y no supondrá ningún peligro.

4.2.1.2. Programación y comunicación

La programación del sistema de control fabricado se lleva a cabo mediante un puerto de comunicación JTAG. Este protocolo es utilizado habitualmente por los fabricantes de ciertos integrados de altas prestaciones (microcontroladores, FPGAs, memorias...) con el objetivo de ejecutar el código interno línea a línea, estudiando posibles fallos de memoria y comprobando el funcionamiento de un cierto sistema que cuente con este tipo de integrados. No obstante, en ciertas ocasiones este medio de comunicación también es utilizado para re-programar memorias y específicamente memorias flash contenidas en microcontroladores, con el objetivo de programar este tipo de integrados de altas prestaciones. Habitualmente este protocolo cuenta con cinco líneas: TDS, TCLK, TDIX, TDO y RST, y está basado en el flujo de paquetes serie con el dispositivo.

Para la programación del sistema de control fabricado, ha sido utilizada una electrónica de adaptación (*LPC link*) desarrollada por el fabricante del microcontrolador LPC1114, NXP. Esta electrónica forma parte de la placa de prototipado *LPCxpresso* del mismo fabricante (placa utilizada para estudiar los primeros prototipos a desarrollar en la electrónica de BigBOSS), y cuenta con los componentes encargados de adaptar la comunicación serie USB procedente del ordenador maestro, al protocolo JTAG, generando la alimentación con la que se hará funcionar el microcontrolador en la fase de programación. La figura 4.13 muestra esta electrónica y la conexión con el sistema de control fabricado.

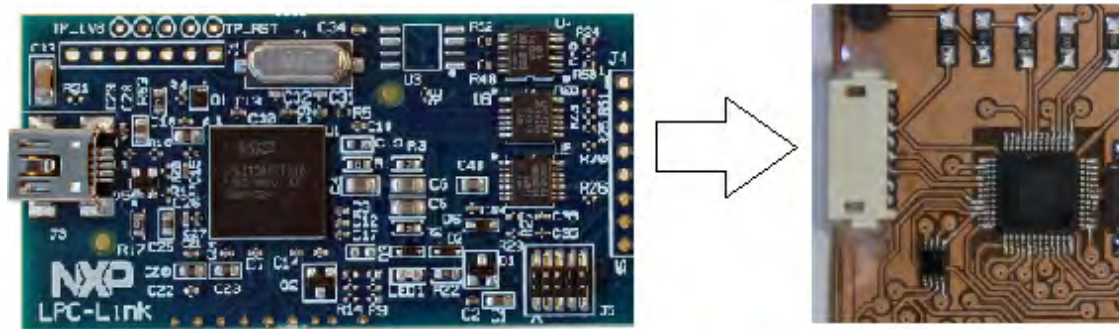


Figura 4.13: Programador LPCxpresso y conexión con la electrónica diseñada.

Por otro lado, el microcontrolador seleccionado puede ser programado «*on line*» mediante ISP (*In Serial Programmer*). Este protocolo, permite re-programar el dispositivo a través del puerto UART o USB una vez ha sido instalado en la aplicación final. La programación vía ISP aun no ha sido probada en el prototipo desarrollado, no obstante, proporciona una gran ventaja y versatilidad al diseño, dado que permite re-programar a cada uno de los 5070 posicionadores, sin la necesidad de ser desinstalados de la placa focal, adaptando el sistema a posibles modificaciones futuras. La figura 4.14 presenta el diagrama de flujo de programación del sistema mediante ISP.

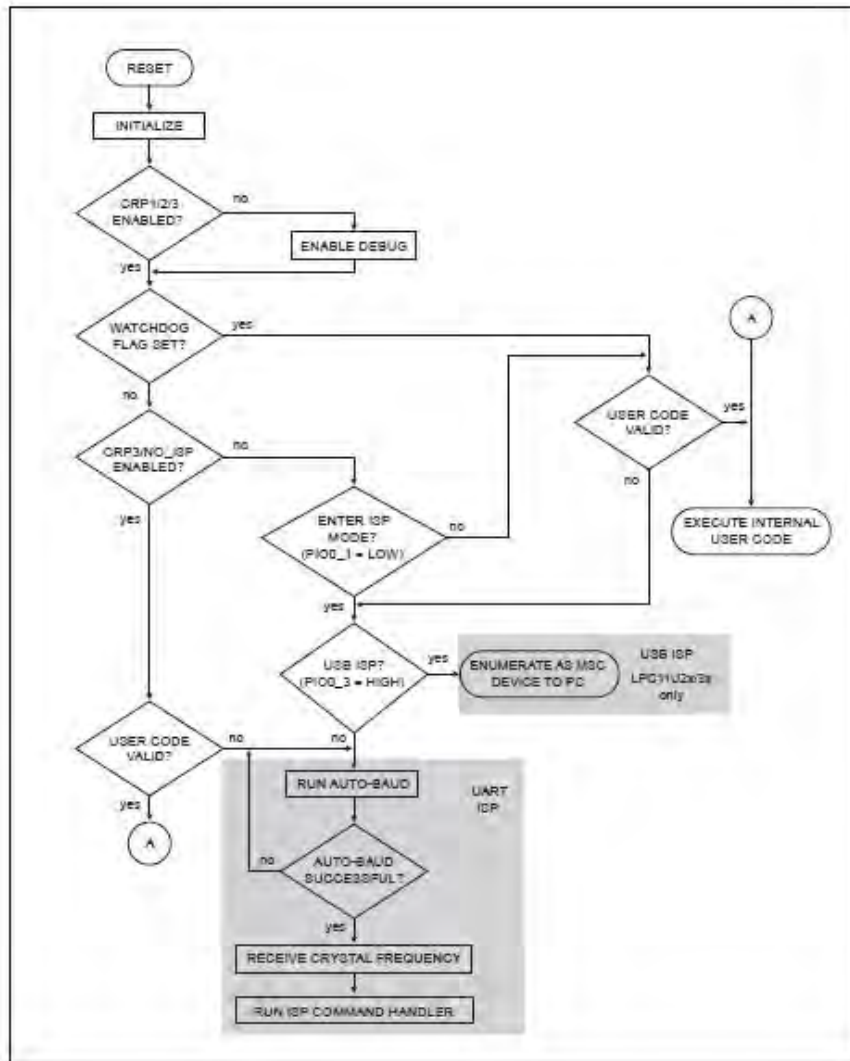


Figura 4.14: Diagrama de flujo ISP.

4.3. Alimentación y consumo total

Una de las mayores ventajas del sistema diseñado es la existencia de una única alimentación de 3.3V, tanto para todos los componentes de la electrónica, como para los *encoders* y los motores propiamente dichos. Por un lado, este nivel de tensión disminuye el consumo en la mayoría de los integrados y lo hace compatible con los sistemas de comunicación diseñados para el telescopio, por otro el uso de la misma alimentación tanto para los motores como para la electrónica, evita la instalación de reguladores lineales o fuentes de alimentación conmutadas dentro de la misma, reduciendo su coste y especialmente su tamaño.

Considerando los datos de consumo presentados sobre los componentes que integran el modelo, y teniendo en cuenta que tanto el microcontrolador como los puentes H cuentan con modos específicos de *microconsumo*, el prototipo desarrollado presenta buenos resultados sobre el papel y en la práctica. De este modo, el sistema puede subdividirse en tres periodos de funcionamiento: periodo de espera de comandos (en el que el sistema de control permanecerá dormido a la espera de directivas procedentes del sistema maestro), periodo de lectura de comandos y tratamiento de

datos (que comenzará tras la activación de una interrupción hardware de «wake up» y la recepción del comando desde el sistema maestro), y periodo de manejo de motores (en el que se posicionará el robot y se volverá a estar a la espera de comandos). En el primer modo, el microcontrolador estará en su modo *deep sleep* esperando la llegada de una interrupción hardware que le alerte de la próxima recepción de comandos, y tanto la puerta AND como los puentes H permanecerán latentes. En el segundo modo, el microcontrolador habrá despertado tras la recepción de la interrupción hardware, lo que le llevará a su modo activo, no obstante los puentes H y la puerta AND seguirán en latencia. Finalmente, en el último modo tanto el microcontrolador como los puentes H y la puerta AND estarán activados y el consumo presentará su máximo valor. La tabla 4.6 muestra los datos de consumo de corriente teórico de los componentes de manera aislada, la tabla 4.7 presenta los datos teóricos de consumo de corriente global de la electrónica, en último lugar, la tabla 4.8 muestra los datos de consumo de potencia globales del posicionador, tanto teóricos como experimentales.

Es preciso destacar que durante el trabajo realizado para la caracterización del posicionador de 10.4mm, no se ha utilizado el modo de espera de comandos, por lo que durante el manejo del sistema el microcontrolador ha permanecido constantemente activo.

Componente	Activo	Durmiendo
LPC11U14	2	0.36
DRV8839	1.5	0.000035
SN74AUP2G08	0.02	0.0009

Cuadro 4.6: Consumo de corriente teórico individual de los componentes (mA).

Moviendo	Procesando comandos	Espera de comandos
3.52	2.0009	0.3609

Cuadro 4.7: Consumo de corriente teórico global de la electrónica (mA).

Teórico				
Modo	Motor 1	Motor 2	Electrónica	Total
Moviendo	660	660	11.6	1331.6
Procesando comandos	0.000	0.000	6.6	6.6
Espera de comandos	0.000	0.000	1.19	1.19
Experimental				
Modo	Motor 1	Motor 2	Electrónica	Total
Moviendo	577.5	577.5	30	1180
Procesando comandos	0.000	0.000	25	25
Espera de comandos	0.000	0.000	-	-

Cuadro 4.8: Consumo de potencia global del posicionador (mW) con los motores al 100 % de su capacidad.

Es importante destacar el peso del consumo de los *encoders* magnéticos de los motores, siendo éste de 6mA cada uno. De este modo, el consumo total experimental de la electrónica diseñada sería de 18mA en su fase activa y 8mA durante la espera de comandos y su procesamiento.

4.4. Funcionamiento

Como se ha comentado en la sección 2.2.1.3, la filosofía escogida para controlar el posicionador ha sido el control SPWM con modulación triangular, basado en la variación del ciclo de trabajo de una señal PWM de 3.3V de amplitud, siguiendo una regla triangular. Para esta aplicación se ha escogido una función triangular como regla de modulación del ciclo de trabajo, dado que el principal objetivo del sistema es conseguir una alta precisión y repetitividad, y la modulación triangular proporciona una variación lineal, ideal para representar cada «paso» de motor, y poder emular así las prestaciones de un sistema «paso a paso».

Durante el proceso de caracterización del posicionador y la propia electrónica, se han desarrollado diferentes metodologías de control orientadas a obtener los mejores resultados en cuanto a precisión, control de par y tiempo de posicionamiento. Para ello se han desarrollado dos técnicas de control fundamentales, una de ellas que cuenta con la información recibida de los codificadores de los motores como medio para comprobar la existencia de fallos, y otra que la utiliza para cerrar un lazo de control de posición. No obstante, ambas metodologías comparten la filosofía fundamental de control de motores SPWM y los métodos básicos de manipulación de *timers* e interrupciones software (sección 5.4).

4.4.1. Control en lazo abierto

Mediante este modo, cada paso de motor es emulado a través del avance en una muestra de la señal triangular que modula la señal SPWM, por tanto, estos incrementos han de ser iguales para lograr que todos los pasos de motor tengan la misma repercusión, y conseguir así un manejo homogéneo del posicionador. Para ello habrá que buscar el periodo final preciso de la señal SPWM final que al ser dividido entre un número total de pasos (muestras de la señal triangular moduladora) conlleve incrementos iguales. De este modo, habrá que mantener un compromiso estricto entre el número total de muestras en un periodo de la señal triangular moduladora (número de pasos por vuelta en eje motor) y la frecuencia de la señal SPWM. Por tanto, considerando el periodo de la señal SPWM utilizada en esta aplicación tiene un equivalente a 1200 cuentas del *timer* encargado de generarla, siguiendo esta filosofía, el número total de pasos por eje motor será de 109. Por otro lado, dado que la reductora de los motores tiene una relación de reducción de 1:1024, se obtendrán 111616 pasos por vuelta en eje reductora. De este modo, y atendiendo a la arquitectura interna del posicionador, el motor uno poseerá 365000 pasos y el motor dos 185000.

La figura 4.15 muestra un periodo de la señal triangular moduladora seleccionada, el eje de abscisas presenta las cuentas del *timer* encargado de generar la señal SPWM (1200 corresponden a un periodo de esta señal), y el eje de ordenadas las muestras de la señal triangular. Atendiendo al número de cuentas máximo del *timer* y a las 109 muestras por periodo de la señal, cada incremento en una muestra de la señal triangular corresponde a un incremento de 22 cuentas del *timer*, siendo todos los incrementos y decrementos idénticos. De este modo, si se desea modificar la velocidad de rotación de los motores, únicamente hay que variar el periodo de la señal

triangular moduladora, no tocando en ningún caso el periodo de la señal SPWM definido por las 1200 cuentas del *timer*, ni el número de muestras de la señal triangular moduladora.

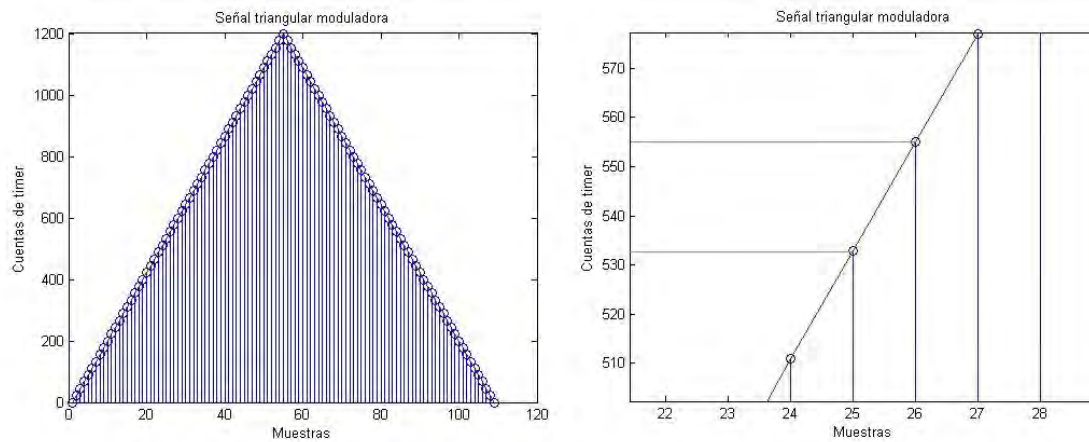


Figura 4.15: Señal triangular moduladora y detalle de distancia entre muestras.

Finalmente, en este modo de funcionamiento la información generada por los *encoders* de cada motor, únicamente es utilizada para conocer el correcto funcionamiento de los motores, comprobando mediante una interrupción software el tránsito correcto de los estados del *encoder*, y alertando de un fallo mecánico o parada inesperada a los nodos superiores de comunicación en caso de ser necesario, como se plantea en la sección 5.4.2

4.4.2. Control en lazo cerrado

Mediante éste método se hace mover cada motor mediante señales SPWM moduladas a través de señales triangulares, hasta alcanzar una variación en la tabla de estados del *encoder* hall instalado en cada uno, hecho que será traducido en un «paso» de motor. Debido a la arquitectura interna de los motores utilizados, cada uno posee tres sensores hall en su interior, pudiendo diferenciar seis estados diferentes en una sola vuelta del eje motor. Por ello, a través de este método se obtendrán seis pasos por vuelta en eje motor, lo que corresponde a 6144 pasos por vuelta de eje reductora, considerando un factor de reducción 1:1024. Este dato pone de manifiesto la menor resolución que se obtiene al utilizar esta técnica, no obstante, debido a que cada paso es definido como una variación en la tabla de estados de los *encoders*, este método es altamente estable y la probabilidad de pérdida de pasos por factores mecánicos es prácticamente nula.

Por otro lado, al igual que en la metodología de lazo abierto, en este método también es utilizado el sistema de seguridad hall para la prevención de daños en el actuador (sección 5.4.2), lo que hace de esta técnica, una metodología de control del posicionador, altamente segura y estable.

Finalmente, cabe destacar que el número de muestras de la señal triangular moduladora y el periodo de la señal SPWM utilizada para el control de los motores, no afectan al tamaño de paso en este método, dado que éste es únicamente definido por

la variación hardware en la señal procedente de los *encoders* de cada motor, por lo que la velocidad de rotación del motor, no limitará la precisión del actuador.

4.4.3. Modulación PWM de corriente

Independientemente al método de control utilizado para manipular el posicionador, con el objetivo de modular la corriente que circula por los motores y en consecuencia, el par que éstos generan, el microcontrolador genera una señal PWM de alta frecuencia que modula la señal SPWM para el control de los motores. La variación del ciclo de trabajo de la señal PWM moduladora, determinará la tensión media que el motor vea, y por tanto la corriente que circule por éste. La figura 4.16 muestra el diagrama de flujo para el control implementado en la electrónica.

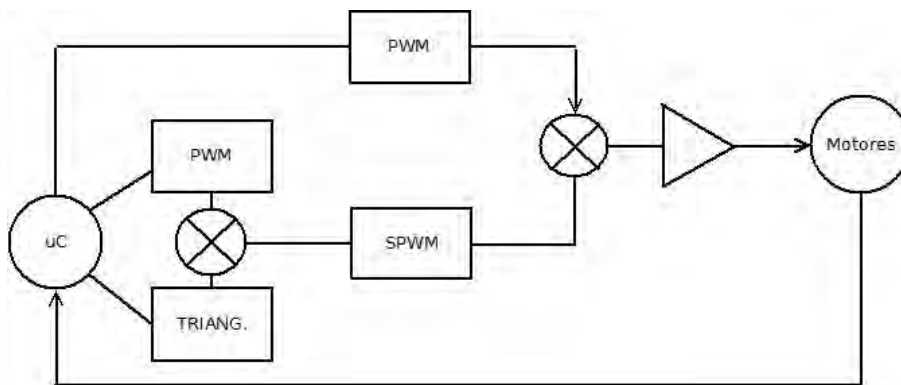
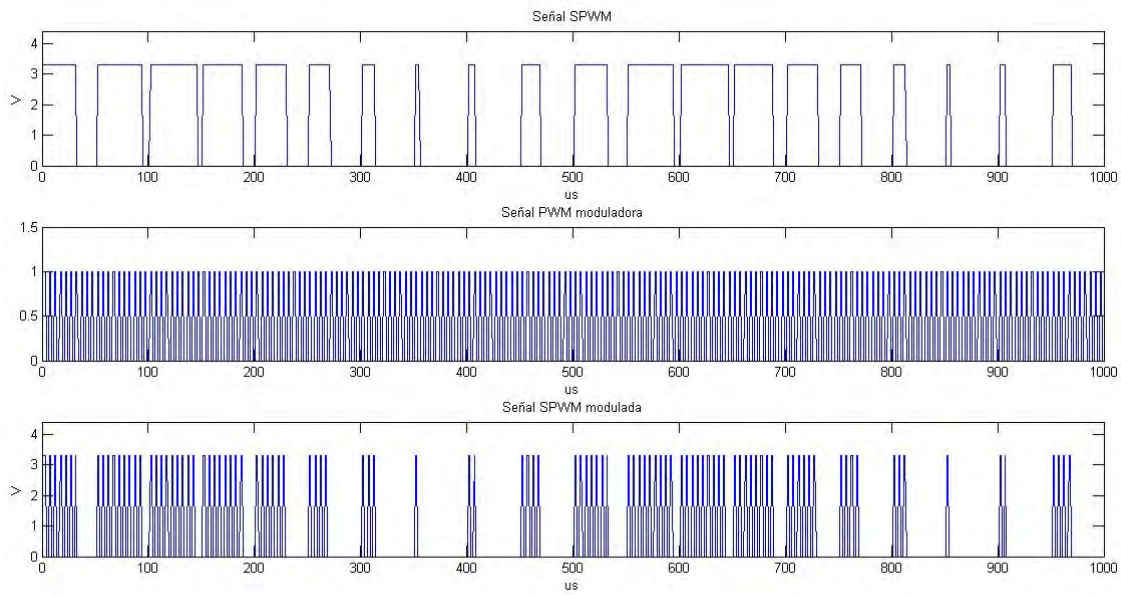


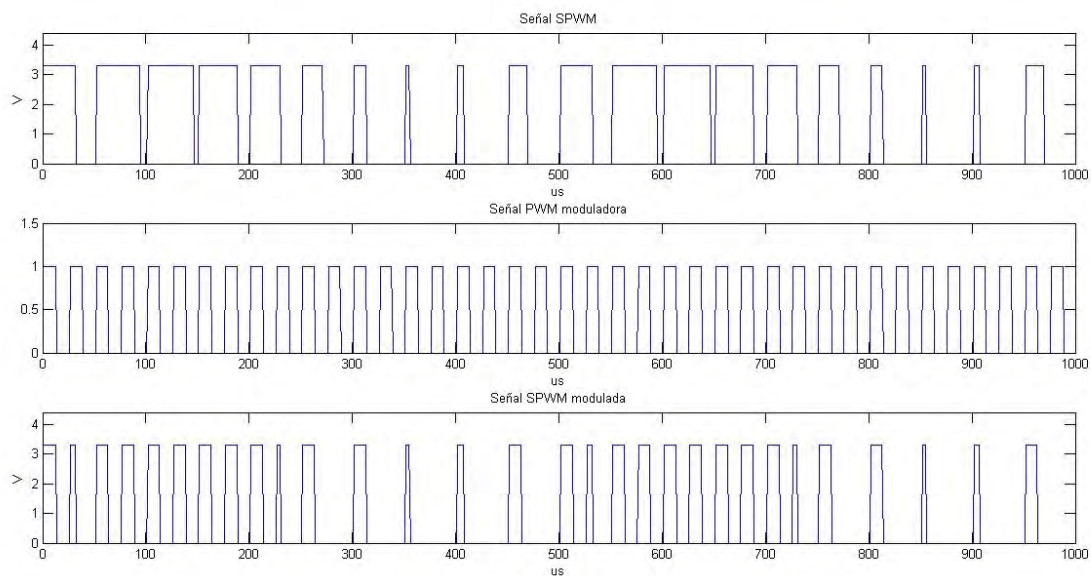
Figura 4.16: Diagrama de flujo para el control de los motores.

La frecuencia de variación del ciclo de trabajo de la señal SPWM determinará la velocidad de rotación del motor, de este modo una frecuencia de modulación triangular alta conseguirá velocidades de rotación elevadas. Por otro lado, la frecuencia de modulación PWM para el control del par de los motores ha de ser lo suficientemente elevada como para no comprometer el correcto funcionamiento de la señal SPWM. De este modo, la frecuencia de modulación PWM ha de ser por lo menos 10 veces superior a la usada en la señal SPWM (cada periodo de la señal SPWM tendrá que contener por lo menos 20 periodos de la señal PWM moduladora). No obstante los integrados utilizados para llevar a cabo el control del posicionador tienen un ancho de banda limitado, por lo que si se quiere controlar el par generado por los motores, de manera precisa, sin afectar el correcto funcionamiento del sistema, hay que limitar la frecuencia máxima de variación del ciclo de trabajo de la señal SPWM. De este modo, existirá un compromiso restringido entre velocidad de posicionado y prestaciones del sistema de control.

La figura 4.17.a muestra una señal SPWM modulada correctamente a una frecuencia 10 veces superior a su frecuencia base. En esta figura es posible observar como la modulación PWM, para el control del par generado por el motor, no afecta a la modulación original SPWM. Por otro lado, la figura 4.17.b muestra una señal SPWM modulada incorrectamente a una frecuencia 2 veces superior a su frecuencia base. Es posible observar como esta modulación afecta a la señal SPWM original, introduciendo cierta distorsión y errores en el ciclo de trabajo de la señal SPWM. En el ejemplo presentado, ambas señales moduladoras muestran un ciclo de trabajo del 50 %, lo que significa que los motores generarán la mitad del torque máximo.



(a) Señal PWM modulada correctamente.



(b) Señal PWM modulada incorrectamente.

Figura 4.17: Modulaciones PWM con para el control de potencia de la señal SPWM.

4.4.4. Control de velocidad

A diferencia de los motores de corriente continua, en los que la velocidad de rotación depende directamente de la tensión aplicada, la manipulación de la velocidad en los motores sin escobillas es más compleja. El funcionamiento de estos motores está basado en la conmutación de sus pares bobinados, por lo que la tensión de trabajo no será el único parámetro que influirá en la velocidad de rotación de estos dispositivos. Como se ha expuesto en este capítulo, la filosofía de control más comúnmente utilizada para el manejo del posicionador es la SPWM con modulación triangular en lazo abierto. De este modo, la variación del ciclo de trabajo de cero al máximo

y vuelta a cero, de las señales PWM utilizadas, corresponderá a una vuelta en eje motor. Por tanto, los parámetros que influirán en la velocidad de rotación de los motores serán los siguientes:

- **Periodo de la señal SPWM:** éste es el periodo principal de la señal que verán los motores, y depende directamente de la capacidad que el microcontrolador utilizado tenga para generar las interrupciones necesarias que crearán las señales PWM.
- **Periodo de la señal triangular:** éste periodo depende directamente del número de muestras que ésta posea y de la velocidad con la que el microcontrolador las evalúe y modifique el ciclo de trabajo de la señal SPWM. De esta manera este parámetro representa el valor más influyente en la velocidad de rotación de los motores.
- **Velocidad de evaluación de las muestras:** esta velocidad depende directamente de la frecuencia de trabajo del microcontrolador y la cantidad de código ha evaluar en el proceso.
- **Tensión nominal:** a diferencia de los motores de continua, en los que la velocidad crece linealmente con la tensión aplicada, en los motores sin escobillas, la tensión únicamente marca el par aplicado y el límite superior de velocidad de los motores (rpm/V).

4.4.5. Control de posición Hall

Como se ha explicado en esta sección, cada uno de los dos motores integrados en el posicionador posee tres sensores digitales hall, formando un *encoder* capaz de diferenciar seis posiciones diferentes en una vuelta del eje motor. Las señales generadas por éstos, serán utilizadas tanto para definir los «pasos motor», como para controlar la posible existencia de fallos mecánicos en el sistema.

La figura 4.18 muestra la variación de las tres señales generadas por el *encoder* de un motor en la realización de dos vueltas en eje motor.

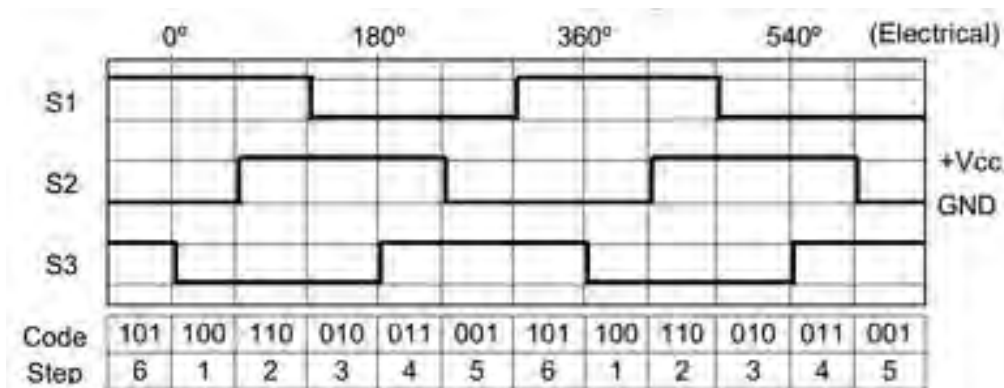


Figura 4.18: Señales generadas por el *encoder* hall de un único motor.

En esta figura, es posible observar la relación entre el código generado por el *encoder* y el ángulo de giro del motor, considerando el código 100 como referencia de 0°.

Es importante destacar como la frecuencia de las señales mostradas en la figura 4.18 está proporcionalmente relacionada con la velocidad de giro del motor, por lo que la frecuencia a la que estas señales serán evaluadas a través de interrupciones software, tendrá que ser lo suficientemente alta como para no omitir ningún estado del *encoder*. De este modo, la frecuencia de disparo del *timer* encargado de la lectura de estas señales será configurada a través de la velocidad máxima del motor instalado en el posicionador.

4.5. Conclusiones

El diseño y fabricación del prototipo presentado en esta sección, ha permitido la prueba de todas las filosofías de control presentadas en este trabajo, protegiendo el actuador y permitiendo la realización de un completo set de pruebas con el objetivo de caracterizar el robot de 10.4mm presentado por el grupo Hispano-Suizo para el proyecto DESI. Tras un amplio conjunto de experimentos, el método de control del posicionador en lazo abierto, ha sido escogido como metodología principal de control para manipular el robot, debido a su alta precisión y a su capacidad en la prevención y alerta de fallos.

Capítulo 5

Diseño software

La locura radica en comportarse siempre de la misma manera y esperar resultados diferentes.

Albert Einstein.

Resumen: en este capítulo se exponen las modificaciones realizadas en la interfaz gráfica para BigBOSS. Por otro lado, se presentan todos los pormenores de los algoritmos embarcados en el firmware del sistema de control diseñado.

5.1. Descripción del sistema de control software

El sistema de control diseñado para el manejo de los posicionadores puede definirse como un gestor de comandos. Por tanto, el sistema software implicado en el control puede dividirse en dos grandes bloques: el software maestro y el firmware embarcado en el microcontrolador, o software esclavo. En primer lugar, en la aplicación final, el software maestro irá instalado en el ordenador encargado del control del telescopio. Las principales tareas de este sistema serán el posicionamiento de los actuadores, el control y manejo de fallos y la calibración del sistema completo. Este software se centrará en el envío de comandos de gestión a cada uno de los 5070 posicionadores a través de una red de comunicación I^2C en forma de árbol [11]. Con el objetivo de emular el funcionamiento real del sistema final y llevar a cabo las labores de caracterización del posicionador testado de forma sencilla y automática, para el diseño llevado a cabo en el proyecto BigBOSS se desarrolló una interfaz gráfica de usuario capaz de manipular un único posicionador. De este modo, durante el trabajo recogido en este documento se ha modificado esta interfaz, adaptándola a las características fundamentales del posicionador de 10.4mm, y facilitando la ejecución automática del conjunto de tests recogidos en la sección 6.5. Por otro lado, con el objetivo de recibir y procesar los comandos enviados por el software maestro, se ha desarrollado un código esclavo, embarcado en el microcontrolador utilizado en el diseño electrónico. Este código representa la parte más importante del trabajo desarrollado en este TFM, y es el encargado de llevar a cabo las labores de control de los motores *brushless* descritas en secciones anteriores, así como de ejecutar los algoritmos de control que permiten manipular con seguridad y velocidad óptimas el

posicionador.

La figura 5.1 muestra el diagrama de flujo genérico de la interoperatividad del sistema maestro-esclavo diseñado.

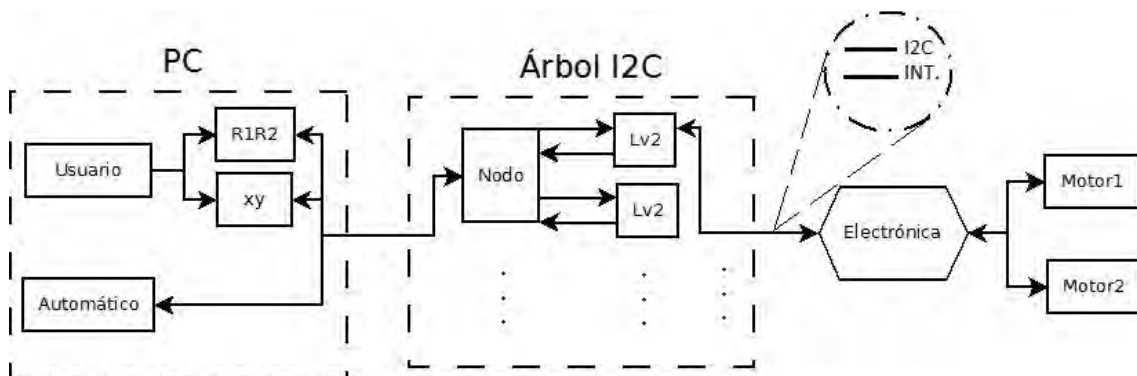


Figura 5.1: Diagrama de flujo para el control genérico software.

Esta figura representa el diagrama general de funcionamiento que será implementado en la aplicación final, en ella es posible observar el árbol I^2C y el bus principal de comunicaciones compuesto por la alimentación general, la línea serie del protocolo y una línea dedicada a interrupciones hardware. Sin embargo, en el desarrollo de este trabajo, con el objetivo de agilizar el proceso, se ha utilizado únicamente un bus de comunicación USB que permite caracterizar un único posicionador, de este modo, el árbol I^2C ha sido sustituido por un único bus de comunicación USB, obviando la interrupción hardware para la optimización del consumo.

5.2. Especificaciones y modos de funcionamiento

Durante el desarrollo del proyecto, debido a la necesidad de ser testado de la manera más similar posible a la aplicación final, han sido diseñados distintos métodos de posicionado para facilitar la comprensión al usuario, aumentando la utilidad de la herramienta. Por esta razón, el software diseñado puede dividirse en tres modos de posicionado en función de su nivel de abstracción. No obstante, el objetivo final de éstos no es otro que mover el robot a una posición absoluta, en pasos de los ejes R1 y R2.

- **Manejo en (R1,R2):** éste es el método de más bajo nivel, en el cual el usuario puede mover el robot seleccionando directamente la posición absoluta del eje R1 (entre 0 y 368640 pasos) y del R2 (entre 0 y 84480 pasos). Este modo permite manejar el robot directamente sin ningún nivel de abstracción manipulando el movimiento real de los dos motores. Por ello, está reservado para los ingenieros más próximos al proyecto, con el objetivo de realizar los test más básicos en los que se estudia la posible pérdida de pasos y el error en cada uno de los ejes.
- **Manejo en (x,y):** a la hora de realizar los test de mayor relevancia en la Universidad de Berkeley, fue diseñado un método de posicionado por eje cartesiano. Este método, supone el centro de un eje cartesiano bidimensional en

el centroide frontal del posicionador. Con este centro como referencia, se realizan todos los movimientos vectorialmente según coordenadas (x,y) . Este modo de posicionamiento será el integrado en el sistema definitivo, siendo los pasos en R1 y R2 transparentes para el astrónomo que configure el software de la unidad central.

Cabe destacar la realización de varios algoritmos de transformación capaces de realizar las conversiones entre coordenadas cartesianas (x,y) y vectores de pasos $(R1,R2)$, gracias a los cuales es posible alternar entre los modos «R1R2» y «xy» indiferentemente, sin que esto afecte al correcto funcionamiento del posicionador.

- **Interoperatividad y modo automático:** con el objetivo de aunar los dos modos de funcionamiento y realizar diferentes pruebas mediante el *set up* óptico, desarrollado en la EPS (sección 6.2), se ha implementado un modo automático de prueba que interopera ente la rutina de prueba desarrollada por el LNBL y el software de control diseñado en este proyecto. Este modo es una rutina automática capaz de mover tanto en modo $(R1,R2)$ como en modo (x,y) , siguiendo las órdenes del software de prueba de Berkeley.

5.2.1. Transformaciones angulares

Con el objetivo de controlar de la manera más intuitiva cada uno de los posicionadores, los comandos que ordenarán mover al robot lo harán habitualmente mediante coordenadas cartesianas «xy», considerando el centroide del posicionador como origen de referencia. De este modo, y teniendo en cuenta que la electrónica de control únicamente maneja el actuador a través de pasos de motor, se ha definido un sistema transformado capaz de moverse entre estos dos dominios minimizando el error de transformación.

Con el objetivo de homegeneizar el sistema desarrollado, el proceso de transformación se lleva a cabo en el software maestro, de modo que la electrónica únicamente recibe coordenadas angulares. No obstante la ejecución de este proceso en el microcontrolador carece de dificultad.

5.2.1.1. Transformada xy-R1R2

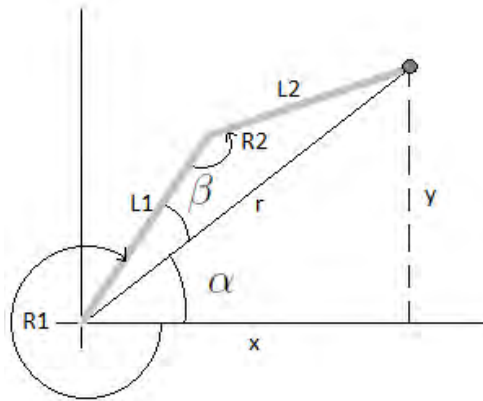
A continuación se exponen las configuraciones geométricas para cada uno de los posibles casos. En estas figuras (x,y) representan las coordenadas cartesianas a mover, L_1 y L_2 los brazos posicionadores de los ejes uno y dos, r la distancia del cabezal de fibra al origen de coordenadas (centroide del robot) y (R_1,R_2) las coordenadas en ángulos de cada eje de la posición (x,y) requerida ¹. Por otro lado todas estas transformadas suponen el semi-eje positivo x como la dirección del posicionador con $R_1=\text{Min}$ y $R_2=\text{Max}$.

Por otro lado, la transformada presentada se divide en cuatro expresiones correspondientes a cada uno de los cuadrantes del plano cartesiano. Esto es así debido a

¹La transformación de ángulos a pasos se realiza mediante una relación lineal simple, no obstante este proceso requiere un redondeo, lo que introducirá a lo sumo medio paso de error en el eje motor.

las restricciones mecánicas que supone un sentido único de giro de cada eje. De este modo únicamente existirá una única combinación de los dos ejes para posicionar el cabezal de fibra en un punto determinado, optimizando el tiempo de posicionado.

1º Cuadrante ($x > 0$ $y > 0$)



$$r = \sqrt{x^2 + y^2}$$

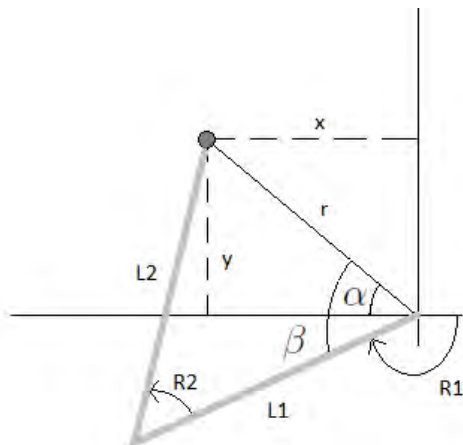
$$\beta = \arccos\left(\frac{L_1^2 + r^2 - L_2^2}{2L_1r}\right)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right)$$

$$R_1 = 360 - \alpha - \beta$$

$$R_2 = \arccos\left(\frac{L_1^2 + L_2^2 - r}{2L_1L_2}\right)$$

2º Cuadrante ($x < 0$ $y > 0$)



$$r = \sqrt{x^2 + y^2}$$

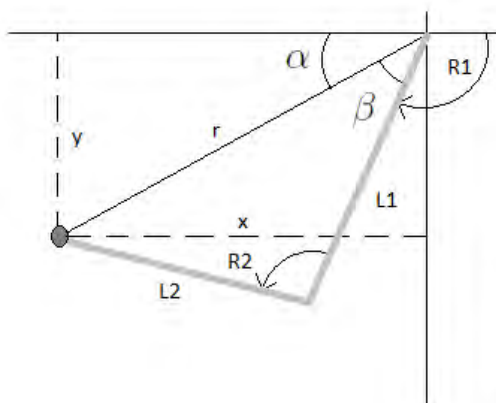
$$\beta = \arccos\left(\frac{L_1^2 + r^2 - L_2^2}{2L_1r}\right)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right)$$

$$R_1 = 180 + \alpha - \beta$$

$$R_2 = \arccos\left(\frac{L_1^2 + L_2^2 - r}{2L_1L_2}\right)$$

3º Cuadrante ($x < 0$ $y < 0$)



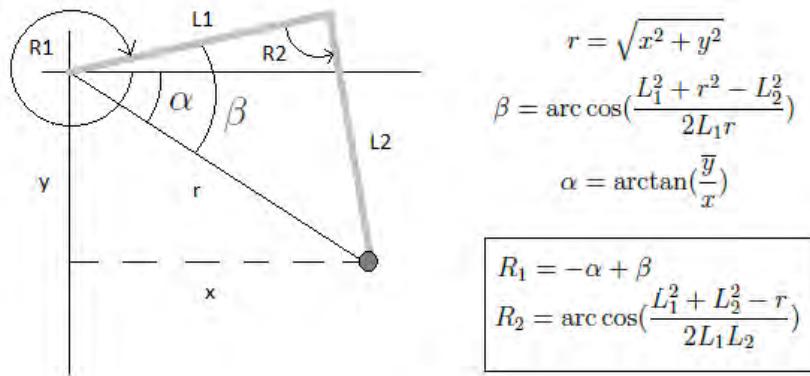
$$r = \sqrt{x^2 + y^2}$$

$$\beta = \arccos\left(\frac{L_1^2 + r^2 - L_2^2}{2L_1r}\right)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{y}{x}\right)$$

$$R_1 = 180 - \alpha - \beta$$

$$R_2 = \arccos\left(\frac{L_1^2 + L_2^2 - r}{2L_1L_2}\right)$$

4º Cuadrante ($x > 0$ $y < 0$)

Para lograr una aproximación óptima de esta transformación, es necesaria la calibración del robot de manera periódica, con el objetivo de obtener las longitudes de los brazos posicionadores L_1 y L_2 . En la aplicación final, esta calibración se realizará de manera periódica mediante una cámara CCD instalada debidamente en el telescopio. No obstante, para la realización de los tests de caracterización del posicionador desarrollado, esta calibración se realiza de manera autónoma previamente a cada test (sección 6.4).

Por otro lado, es importante tener en cuenta los puntos ciegos del posicionador. Debido a los procesos mecánicos de fabricación, es posible la existencia de cierto error respecto a los valores ideales de los brazos posicionadores, de este modo, existen dos superficies del *patrol disk* que nunca podrán ser evaluadas. La primera corresponde a un círculo central que cumple $x^2 + y^2 < (\overline{L}_1 - \overline{L}_2)^2$. La segunda corresponde a un círculo exterior al *patrol disk* que cumple $x^2 + y^2 > (\overline{L}_1 + \overline{L}_2)^2$. La figura 6.8 muestra estas restricciones geométricas.

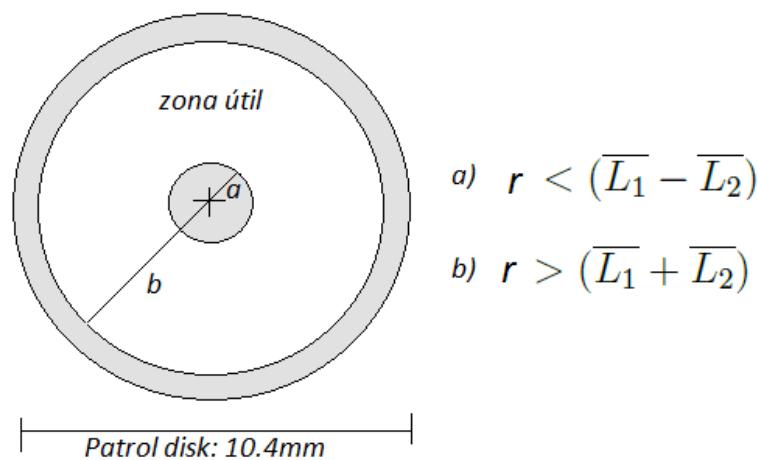


Figura 5.2: Restricciones geométricas en el posicionado del *patrol disk*.

5.3. Software maestro, interfaz de usuario

Con el objetivo de realizar de manera sencilla y ágil el proceso de caracterización del posicionador, para el prototipo desarrollado en 2013 para el proyecto BigBOSS se implementó una interfaz gráfica de usuario que permitía al ingeniero manipular el robot en los tres modos de funcionamiento previamente descritos. Esta interfaz cumplía todos los requisitos que le permitían emular la unidad maestra que será instalada en el telescopio, viéndose restringida su acción al control íntegro de un único posicionador.

Para adaptar el programa desarrollado al control del prototipo de 10.4mm, se han implementado ciertas modificaciones que facilitan el control íntegro a bajo nivel del actuador. Estas modificaciones han permitido manipular el posicionador en los dos modos descritos en la sección 4.4, adaptando los parámetros de funcionamiento a las características generales del robot (número total de pasos, características mecánicas...). La figura 5.3 muestra el aspecto de la interfaz modificada.

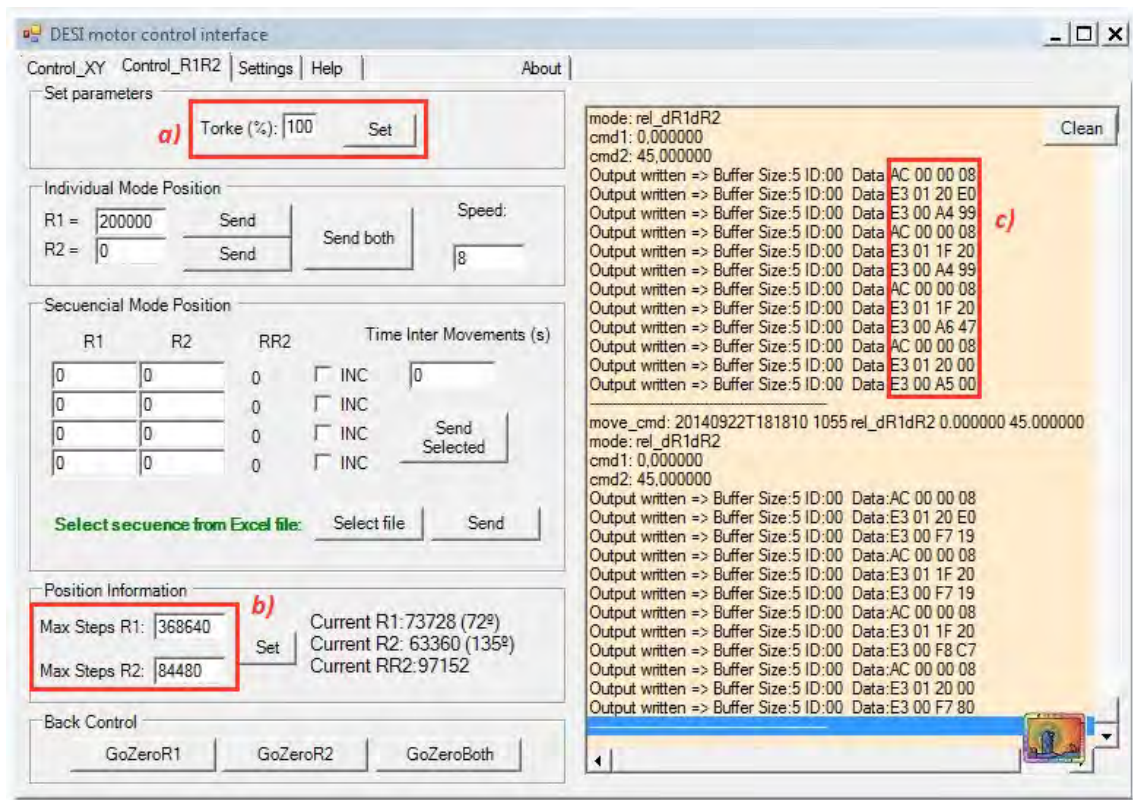


Figura 5.3: Interfaz gráfica modificada.

En esta figura pueden destacarse tres modificaciones fundamentales:

- a) **Control directo del consumo de corriente:** esta modificación permite manipular directamente el consumo de corriente en el actuador, siendo 100% la ausencia de modulación de corriente PWM y 0% la modulación con una señal con ciclo de trabajo nulo. Esta característica permite controlar de manera directa e intuitiva el consumo, siendo el microcontrolador el encargado de realizar las tareas de bajo nivel.

- b) **Modificación del número máximo de pasos:** debido al aumento de precisión del actuador, el número de pasos máximos para los dos motores ha aumentado significativamente, lo que influye directamente en la transformación de ángulos a pasos realizada en los procesos de transformación expuestos en este capítulo. Por otro lado, estos parámetros son de vital importancia para los procesos de seguridad que lleva a cabo la interfaz de usuario, en los que son bloqueadas las órdenes de movimiento que comanden el posicionado del robot a puntos prohibidos.
- c) **Modificación del protocolo USB:** las versiones anteriores del posicionador, consideraban un máximo de 65535 pasos, lo que corresponde a dos bytes de datos. De este modo, los comandos utilizados en versiones previas de la interfaz de usuario utilizaban tres bytes (uno para la cabecera y dos para datos). Con el aumento de precisión y el consiguiente aumento de los valores máximos posibles a mover, los comandos utilizados en el protocolo USB han sido modificados para utilizar cuatro bytes (uno para la cabecera y tres para datos) lo que permite comandos de posición con datos de un valor igual o inferior a 16777215.
- d) **Modificación del algoritmo de reducción de histéresis:** debido a las significativas modificaciones mecánicas que han sido realizadas respecto a versiones anteriores del posicionador, el algoritmo de histéresis desarrollado para minimizar el error de posicionado ha sido adaptado a los nuevos parámetros físicos.

5.3.1. Adaptación de los algoritmos de Histéresis

Debido a las características tanto de los materiales utilizados como de la mecánica interna del actuador, y teniendo en cuenta la influencia inductiva de los dos ejes posicionadores, uno de los parámetros de error característicos del diseño llevado a cabo en el posicionador θ - θ es la existencia de cierta histéresis mecánica. Esta realidad genera nubes de puntos (en vez de un unico objetivo repetitivo) esparcidas en cajas de $50\mu\text{m}$ de lado (*backlash* residual) para el prototipo de 10.4mm. Así la posición de estas nubes de puntos alrededor del objetivo deseado dependen directamente del origen utilizado para realizar el movimiento. Con el propósito de minimizar este tipo de error, maximizando la repetitividad del sistema, se ha desarrollado un algoritmo empírico basado en las características mecánicas del actuador. Este algoritmo se ha implementado en la interfaz de usuario, es único de cada prototipo y sus parámetros fundamentales dependen de las características mecánicas del actuador donde será implementado.

Para comprender el funcionamiento de este proceso se debe destacar la existencia de dos muelles que regulan el movimiento de sendos ejes, estos muelles dotan de mayor robustez al diseño y maximizan su repetitividad. De este modo, el movimiento del eje R1 es apoyado por el muelle instalado en este eje, mientras que el movimiento del eje R2 es apoyado por el muelle instalado en este otro eje, e indirectamente por el muelle del eje R1. De este modo, y debido a que ambos muelles trabajan en paralelo, la inducción sobre R2 introduce cierto error que depende de manera directa del sentido de giro de los motores (error de histéresis). Por ello, el algoritmo diseñado²

² Este algoritmo ha sido diseñado teóricamente por Justo Sánchez, ingeniero del Instituto de

para minimizar estos errores se ha basado en forzar un movimiento contra estos dos muelles antes de llegar a la posición deseada, así, el mecanismo se verá «suavizado» y el movimiento final siempre se realizará a favor de los muelles. Por supuesto, existen multitud de combinaciones posibles de este algoritmo, no obstante de manera experimental se halló sobre el robot de BigBOSS la necesidad de tres movimientos previos antes de alcanzar el objetivo, para desacoplar la influencia del muelle R1 sobre el R2. Estos movimientos han sido configurados empíricamente basándose en los parámetros fundamentales del actuador y el control electrónico, en cuanto a número de pasos por vuelta en eje motor, razón de reducción y *backlash* de los motores se refiere, y estan fundamentados en el siguiente proceso:

- Comprimir el muelle R1 manteniendo desacoplado el muelle R2.
- Comprimir el muelle R2 manteniendo el mismo R1.
- Descomprimir los muelles R1 y R2 a la misma velocidad.

Por otro lado, hay que tener en cuenta la distancia al objetivo final, dado que a distancias muy pequeñas, los movimientos previos estándar del algoritmo pueden empeorar el resultado, por ello este algoritmo se divide en dos tipos de movimientos que dependen directamente de la distancia al objetivo final. Considerando el error de *backlash* o histéresis estándar del posicionador ($50\mu\text{m}$), estos movimientos pueden dividirse en dos tipos, aquellos mayores a $50\mu\text{m}$ y aquellos menores.

La tabla 5.1 muestra los movimientos realizados (en pasos) en este proceso para movimientos mayores que el *backlash* residual estándar. Éstos están basados en movimientos de $25\mu\text{m}$ dentro de la caja de error, considerando 110 pasos por eje motor, una relación de reducción de 1024 y un *backlash* residual de $50\mu\text{m}$.

Movimiento	$R1_{offset}$	$R2_{offset}$	RR2
1º Apuntado	+223.93	-102.64	+0
2º Apuntado	-223.93	-102.64	-205.27
3º Apuntado	-223.93	+326.57	+223.93

Cuadro 5.1: Algoritmo de reducción de histéresis para movimientos mayores a $50\mu\text{m}$.

La tabla 5.2 muestra los movimientos realizados (en pasos) en este proceso para movimientos menores que el *backlash* residual estándar. Éstos están basados en movimientos de $10\mu\text{m}$ dentro de la caja de error, considerando 110 pasos por eje motor, una relación de reducción de 1024 y un *backlash* residual de $50\mu\text{m}$.

Movimiento	$R1_{offset}$	$R2_{offset}$	RR2
1º Apuntado	+74.64	-34.21	+0
2º Apuntado	-74.64	-34.21	-68.42
3º Apuntado	-74.64	+108.86	+74.64

Cuadro 5.2: Algoritmo de reducción de histéresis para movimientos menores a $50\mu\text{m}$.

La figura 5.4 muestra el diagrama de estados general para la ejecución del algoritmo, en ella puede apreciarse cómo para optimizar el resultado, el algoritmo es repetido dos veces (número obtenido de manera empírica para los prototipos testados). Estas repeticiones consideran la distancia final al objetivo, de este modo, para distancias inferiores al *backlash* residual ($50\mu\text{m}$) se ejecutarán los movimientos cortos, ejecutándose los largos cuando el movimiento sea mayor a este valor.

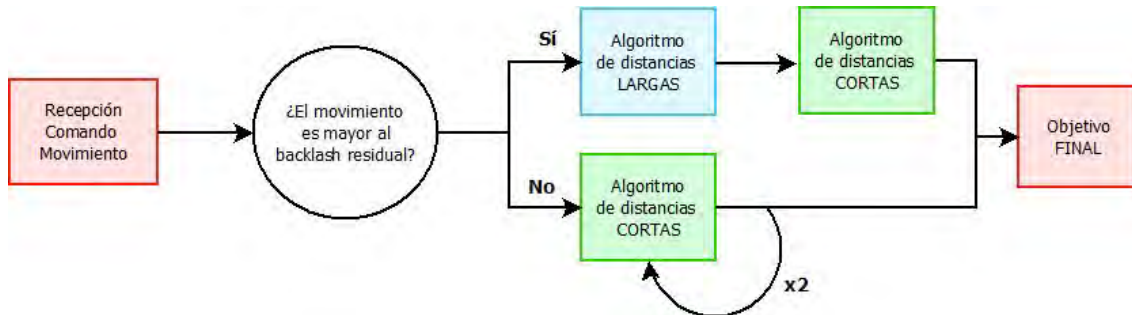


Figura 5.4: Diagrama general de ejecución del algoritmo reductor de histéresis.

En la sección 6.5.2.2 se expone la influencia de este fenómeno y los resultados obtenidos tras la aplicación de los diferentes algoritmos de reducción de histéresis.

5.4. Software esclavo, código embarcado

Como se ha expuesto en secciones anteriores, el objetivo principal del diseño llevado a cabo en este trabajo, ha sido la simplificación de la electrónica, y la emulación a través de software de todas las características del control de bajo nivel, que en prototipos previos poseían los integrados de altas prestaciones. Para ello se ha optado por la utilización de un microcontrolador de 32 bits capaz de soportar las operaciones requeridas a una frecuencia lo suficientemente elevada que no limite las funciones básicas de control, permitiendo la ejecución de múltiples *timers* generando interrupciones software muy próximas. Esto ha permitido implementar un conjunto de algoritmos que forman las bases más importantes del diseño. Entre los más destacables se encuentran, el algoritmo de interpolación de movimiento, el sistema de protección frente a fallos mecánicos y el algoritmo de modulación de velocidad.

5.4.1. Esquema general

El firmware embarcado en la electrónica puede definirse como un gestor de comandos (sección 4.2.1) encargado de recibir las órdenes de control de los nodos superiores de comunicación, procesarlas, y actuar en consecuencia. Para ello el firmware desarrollado, es capaz de atender la comunicación USB (I^2C en el prototipo definitivo), procesar los datos recibidos, ejecutar el conjunto de algoritmos de control expuestos en esta sección, controlando a bajo nivel el robot, y enviar la información necesaria a la unidad maestra. La figura 5.5 muestra el diagrama general de funcionamiento del firmware embarcado en la electrónica.

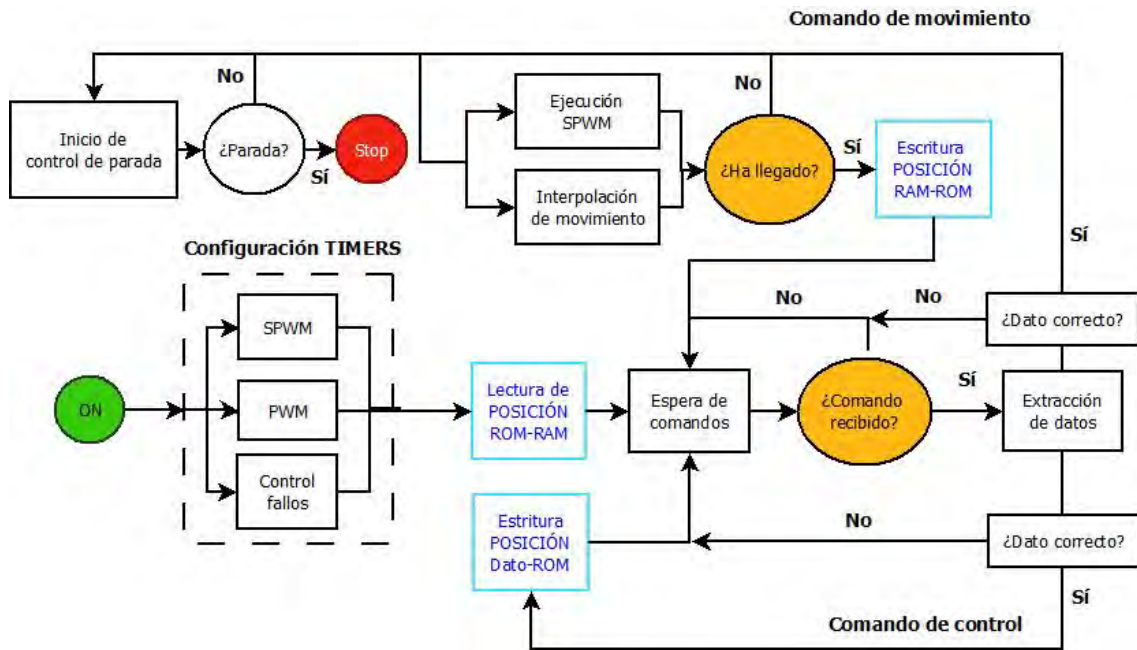


Figura 5.5: Diagrama general de funcionamiento del firmware.

Atendiendo al funcionamiento del firmware pueden distinguirse las siguientes propiedades:

- Confirmación interna de comando correcto:** debido a la arquitectura interna del posicionador desarrollado, existen dos límites físicos para cada eje de movimiento. Esto limita el movimiento que puede realizarse sin dañar el posicionador, por lo que se necesita un control riguroso de los comandos de posicionado que son enviados a la electrónica de control. De este modo, y debido a que la electrónica puede mover el robot indefinidamente, cada comando de posicionado es revisado antes de mover el actuador, comprobando si la posición a mover se encuentra dentro de los límites permitidos en función de la posición real que en ese momento tenga el sistema (R1,RR2).
- Control interno de posición:** con el objetivo de poseer una cuenta real de la posición de ambos ejes, el sistema desarrollado guarda ésta en la memoria ROM interna del microcontrolador. No obstante, con el objetivo de proteger el sistema frente a la pérdida de posición en presencia de cortes eléctricos o problemas mecánicos. La unidad central (en este caso la interfaz de usuario) envía periódicamente la posición que ella considera correcta. Tras este envío, el firmware comprueba la correspondencia de ambos valores, alertando al usuario en presencia de un error.
- Control constante del movimiento:** como medida adicional de protección frente a fallos, el sistema desarrollado ejecuta de manera constante, en segundo plano, un algoritmo de control de movimiento, pudiendo percibir la existencia de hipotéticos fallos mecánicos que bloqueen el sistema. Este tipo de fallos pueden darse por malas condiciones en los engranajes, o incluso por haber colisionado contra un tope físico en alguno de los ejes tras haber perdido la cuenta real de la posición. De este modo, este sistema permite mover el posicionador con seguridad, creando un mecanismo robusto frente a fallos.

5.4.1.1. Set de comandos utilizados

Los comandos utilizados para la comunicación entre la unidad maestra y la electrónica de control, han sido definidos de forma temporal para caracterizar el posicionador, reduciendo el set de mensajes respecto a prototipos anteriores de la electrónica, con el objetivo de simplificar al máximo el funcionamiento interno del sistema de control. Estos mensajes poseen cuatro bytes entre los que se pueden diferenciar tres bytes de datos y un byte de cabecera. La figura 5.6 muestra su configuración.

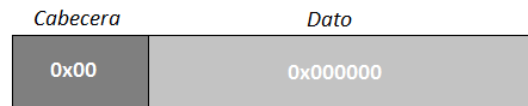


Figura 5.6: Configuración de los comandos utilizados.

En función de la cabecera los comandos utilizados pueden dividirse en los siguientes:

- **Comando de movimiento (cabecera «E»):** estos comandos poseen la información con la posición en pasos a mover para ambos motores. El envío de una posición al robot se realiza mediante la transferencia de dos de estos mensajes, reconociéndose el primero de ellos como los pasos del eje R1 y el segundo como los pasos del eje R2.
- **Comando de velocidad (cabecera «AC»):** en el diseño realizado, la velocidad que ha sido configurada de forma preliminar para realizar el proceso de prueba del posicionador, ha sido definida de 1 a 10, correspondiendo el último valor a la velocidad más elevada. Este tipo de comandos es enviado por la unidad maestra antes de enviar las directivas de posicionado, configurando de esta manera la velocidad del siguiente movimiento.
- **Comando de posición (cabecera «CC»):** este comando es utilizado por la unidad maestra para indicar la posición real del robot a la electrónica. Para ello, la unidad central envía dos de estas directrices, siendo la primera la posición del eje R1 y la segunda la posición del eje R2.
- **Comando de alerta de fallo (cabecera «F»):** este comando es enviado por la electrónica a la unidad central tras la detección de un posible error mecánico, y la consiguiente detención del posicionado. En la fase actual del diseño, esta acción únicamente alerta al usuario a través de la interfaz gráfica del posible error mecánico.

5.4.1.2. Sistema de Timers

Una de las características más destacables, que hacen de éste, un diseño robusto y altamente estable en comparación con los prototipos desarrollados para BigBOSS, es la utilización de los *timers* internos del microcontrolador para generar todas las señales que intervienen en el proceso de control de los motores. Estos dispositivos son sistemas basados en registros y divisiones precisas del reloj principal, y facilitan todos

los procesos relacionados con la temporización (utilización de reloj real, generación de señales PWM, generación de interrupciones software temporizadas...).

El microcontrolador incluido en el sistema posee dos *timers* (16 y 32 bits) con dos canales y cuatro contadores cada uno, capaces de capturar cinco señales y generar 13. El funcionamiento de estos sistemas se basa en la constante evaluación de un conjunto de registros básicos y la posterior generación de eventos registrados en estas posiciones de memoria. En función de la utilidad de los registros, estos pueden dividirse en *registros de control* y registros de *temporización*. Los registros de control guardan datos fundamentales para la configuración del sistema de *timers* (momentos en los que se reseteará el sistema, activación y desactivación de salidas, lanzamiento de eventos o interrupciones, etc...). Por otro lado, los registros de temporización guardan el valor de ciertos contadores encargados de la manipulación básica de todo el sistema. Entre los registros más destacados se encuentran los siguientes:

■ **Registros de temporización:**

- **TC (Timer Counter):** éste es el registro principal para la temporización del sistema y será incrementado cada vez que el PC alcance el valor guardado en el registro PR. Los registros de control MRx evaluarán de manera constante esta posición de memoria, y una vez alcanzado el valor que en ellos se guarde, el sistema realizará una determinada acción.
- **PR (Prescale Register):** este registro almacena el valor de división del *timer*, el registro TC será incrementado cuando PC alcance el valor guardado en él.
- **PC (Prescale Counter):** éste es un contador de 16 o 32 bits que será incrementado con un periodo predeterminado, formando la base de la temporización del sistema. Este registro es evaluado y controlado a través del bus principal del reloj del sistema.

■ **Registros de control:**

- **IR (Interrupt Register):** este registro almacena el valor de la interrupción o interrupciones que han sido ejecutadas tras alcanzar TC el valor requerido.
- **TCR (Timer Control Register):** este registro almacena un valor correspondiente a la acción a realizar por cada uno de los timers cuando sus interrupciones principales sean ejecutadas.
- **MCR (Match Control Register):** este registro controla las interrupciones que serán generadas y el reseteo o no de los correspondientes registros de *temporización* y *control*.
- **MCx (Match Register):** estos registros (cuatro para cada canal en los dos *timers*) son los encargados de generar las interrupciones, analizando constantemente el valor del registro TC.

La figura 5.7 muestra el diagrama de flujo genérico del control de la temporización para el microcontrolador LPC11U14 de NXP, en ella pueden distinguirse todos los process mencionados anteriormente.

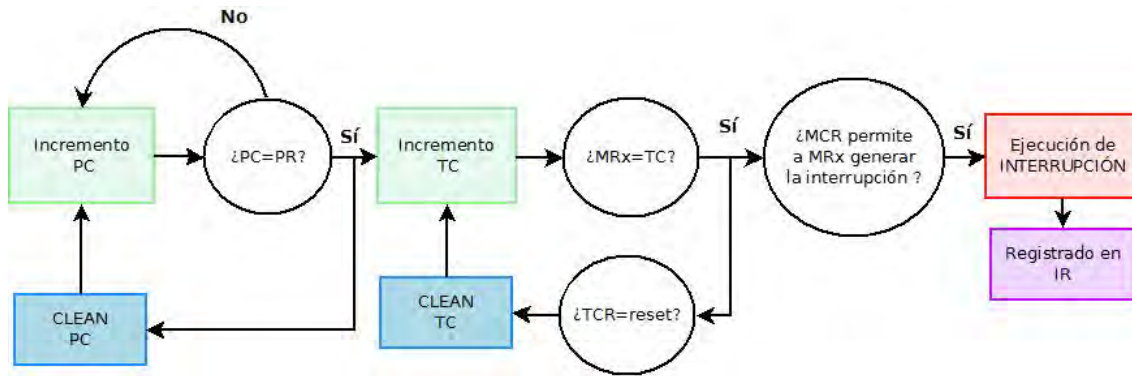


Figura 5.7: Diagrama de flujo de la temporización del sistema.

Esta temporización será mas precisa cuanto mayor sea el valor del *Prescale* (en este caso 16 o 32 bits) y su velocidad dependerá tanto de este valor como de la frecuencia de reloj con la que haya sido configurado el sistema. De este modo, las interrupciones software que son generadas cuando cada uno de los registros MRx permitido alcanza el valor guardado en TC, pueden ejecutar acciones específicas programadas por el usuario y controladas mediante la evaluación del registro IR (posición de memoria que registra la ejecución de alguna interrupción), o controlar acciones de carácter interno como la generación de señales PWM cuyo ciclo de trabajo y frecuencia vienen dictadas por la configuración de los registros anteriormente descritos.

Con el objetivo de generar las señales PWM necesarias para el control de los motores instalados en el posicionador, el sistema de *timers* del microcontrolador cuenta con ciertos registros que permiten configurar determinados pines del microcontrolador como salidas PWM. El registro de configuración principal es el *PWMC*, cuyo valor determina qué contador MRx del *timer* será utilizado para la generación de este tipo de señales. Para ello, el sistema configura un contador como referencia de frecuencia (sincronismo), el cual reseteará el resto de contadores dedicados a la generación PWM del *timer* implicado. Por otro lado, cada uno de los contadores MRx, utilizados para este fin, dictarán el ciclo de trabajo de la señal, estando ésta activada a partir del momento en el que su contador MRx asignado alcance cierto valor, volviendo a «cero» según marque el contador MRx configurado como referencia de sincronización. La figura 5.8 muestra un ejemplo de generación PWM utilizando interrupciones a través de los *timers* del microcontrolador. En ella son presentadas tres señales asignadas a los contadores MR0, MR1 y MR2, siendo la primera la referencia de sincronización (100 cuentas), y el resto dos señales PWM generadas con la frecuencia marcada por MR0 y el ciclo de trabajo dictado por sus contadores asignados (41 y 65 cuentas respectivamente).

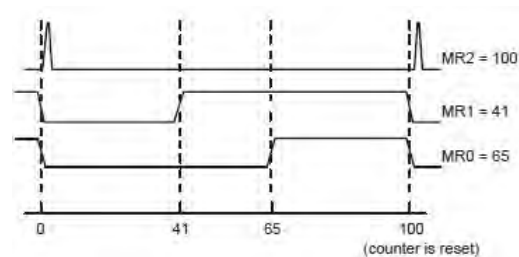


Figura 5.8: Señales PWM generadas a través del sistema de *timers*.

De este modo, y según las necesidades de cada aplicación, la utilización de los diferentes *timers*, sus canales y los registros MRx de cada uno ha sido distribuida de la siguiente manera:

- **TIMER0_16:** canal 0 del *timer* de 16 bits.
 - **MR0:** señal SPWM 1 del motor 2.
 - **MR1:** señal SPWM 2 del motor 2.
 - **MR2:** señal SPWM 3 del motor 2.
 - **MR3:** señal de sincronismo para el control del motor 2.
- **TIMER1_16:** canal 1 del *timer* de 16 bits
 - **MR0:** control de fallos.
- **TIMER0_32:** canal 0 del *timer* de 32 bits.
 - **MR0:** señal SPWM 1 del motor 1.
 - **MR1:** señal SPWM 2 del motor 1.
 - **MR2:** señal SPWM 3 del motor 1.
 - **MR3:** señal de sincronismo para el control del motor 1.
- **TIMER1_32:** canal 1 del *timer* de 32 bits.
 - **MR0:** señal PWM para la modulación de corriente.
 - **MR3:** señal de sincronismo.

Atendiendo a las características del sistema de *timers* descritas anteriormente, y considerando los canales utilizados en la aplicación desarrollada; los contadores MR3 de los canales cero de cada *timer* han sido utilizados como referencia de sincronismo. Éstos pueden ser configurados hasta una frecuencia mitad de la frecuencia base del microcontrolador (12MHz comúnmente). No obstante, en la metodología de control utilizada (lazo abierto), la modificación del ciclo de trabajo de cada señal es llevada a cabo a través de la variación del límite de cuenta de los contadores MRx asignados a cada una, por lo que cuanto mayor sean éstos, mayor será la resolución del movimiento, y por lo tanto la precisión del posicionador. De este modo, dado que el valor del límite de cuenta de los contadores MRX, asignados a cada señal PWM generada, está limitado directamente por el valor del contador MRx de sincronismo, la frecuencia máxima de las señales PWM generadas estará limitada directamente por la resolución que se desee alcanzar.

Por otro lado, el canal «uno» del *timer* «cero», ha sido utilizado para lanzar periódicamente interrupciones software que ejecuten el código de control y prevención de fallos (sección 5.4.2), lo que permitirá ejecutar en segundo plano de manera automática el proceso de identificación de parada inesperada.

Finalmente, y del mismo modo que las señales de control de los motores, el canal «uno» del *timer* «uno», ha sido utilizado para generar la señal PWM que modulará la corriente consumida en los motores, manipulando así el par que éstos generen (sección 4.4.3).

5.4.2. Identificación de parada inesperada

La colisión entre dos posicionadores vecinos, o el mal funcionamiento de la mecánica interna del robot pueden bloquear el movimiento de los motores. En este caso, si se continua induciendo movimiento en ellos, el mecanismo interno puede romperse. Por este motivo, es imprescindible un método que asegure el bloqueo del sistema ante este tipo de situaciones. Para ello, las señales proporcionadas por el *encoder* de cada motor son utilizadas para informar al sistema de control si los motores están moviéndose correctamente. Para ello, son leídas periódicamente mediante el lanzamiento de una interrupción software dedicada a tal caso, tras la lectura el sistema se mantiene a la espera de una variación en el estado del *encoder*, durante un tiempo denominado *ventana de seguridad*. De esta manera, si transcurrida la ventana, el estado del *encoder* no ha variado teniendo en cuenta el sentido de giro del motor y su velocidad, el posicionador se detiene y la electrónica informa al nodo superior de la existencia de cierto fallo en el movimiento del robot. La figura 5.9 muestra el diagrama de funcionamiento de este sistema y un ejemplo temporal de buen funcionamiento del mismo.

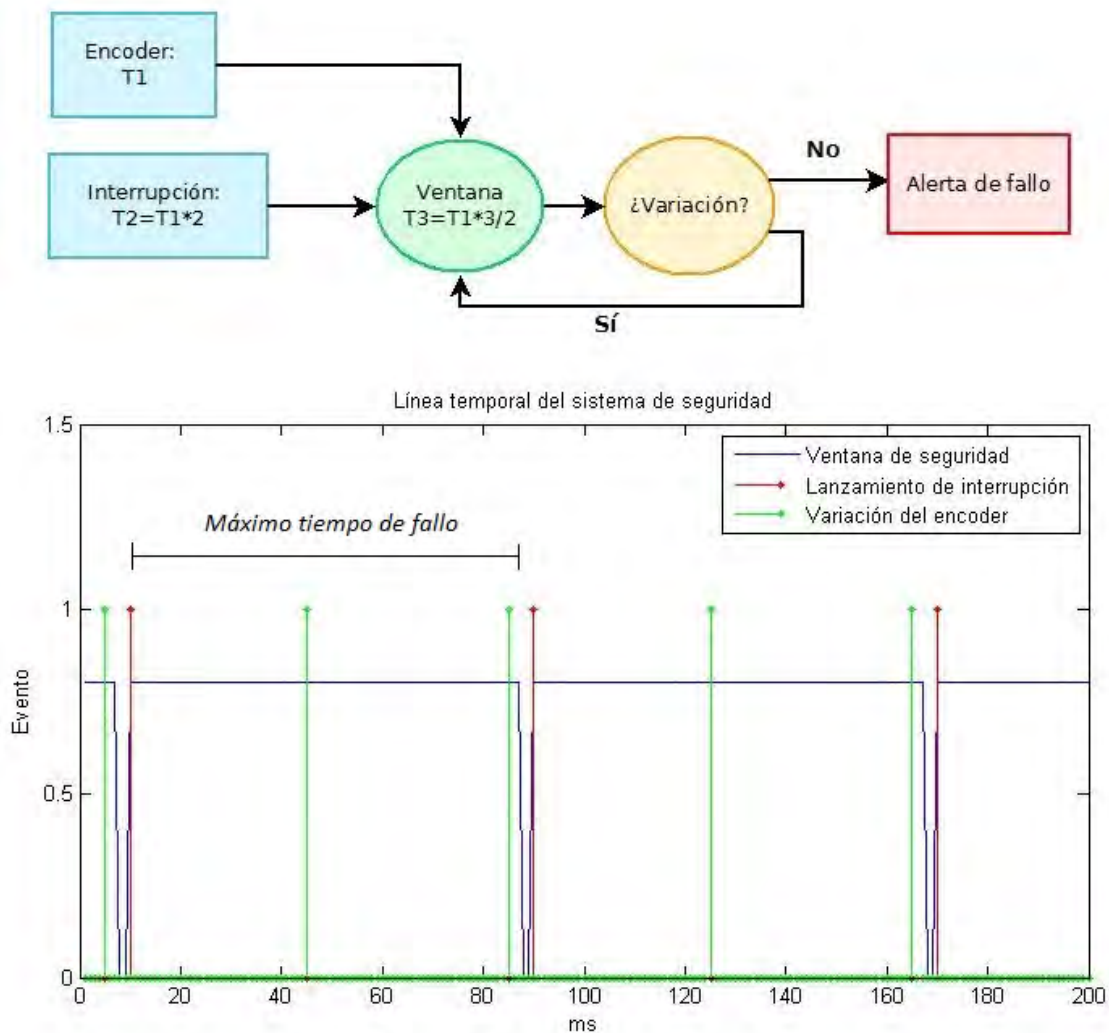


Figura 5.9: Arriba: diagrama de funcionamiento del sistema de seguridad contra fallos mecánicos. Debajo: línea temporal del sistema de seguridad.

La ventana de seguridad definida en este método depende directamente de la velo-

cidad de rotación del posicionador y de la frecuencia de generación de la interrupción dedicada al control de fallos. De este modo, a mayor velocidad de rotación, la frecuencia a la que habrá que lanzar la interrupción será mayor y la ventana de seguridad menor. Así la lectura del estado del *encoder* de cada motor, lanzada por la interrupción, no se saltará ningún estado en la tabla de estados del *encoder*, y evitará la generación de falsos positivos. Como ejemplo, y considerando los seis estados que pueden generar los *encoders* de los motores, si la velocidad de rotación de un motor es de 1000rpm, se generarán 6000 estados del *encoder* en un minuto, lo que corresponde a 100 estados por segundo, por ello el *timer* tendrá que ser lanzado cada menos de 10 milisegundos y la ventana de seguridad definirse por debajo de este valor.

Existen dos posibles escenarios comunes en los que la mala configuración de los parámetros del sistema puede causar falsos positivos u omisión de verdaderos fallos:

- **Ventana de seguridad muy pequeña:** un escenario común en el que es probable la generación de falsos positivos, es aquel en el que se ha configurado la ventana de seguridad por debajo del valor de cambio de estado de los sensores hall. En esta ocasión el sistema de seguridad no reconocerá variación alguna en el movimiento del motor evaluado durante toda la ventana de seguridad, lo que será evaluado como un fallo mecánico y se lanzará un falso positivo.
- **Periodo de interrupción muy elevado:** en esta ocasión, los sensores hall variarán su estado varias veces entre una evaluación y otra, lo que ocasionará que el sistema se mantenga a la espera del siguiente estado deseado. Esta prolongada espera, será evaluada como un fallo mecánico, lo que significará el lanzamiento de un falso positivo.

La figura 5.9 muestra un ejemplo temporal del correcto funcionamiento de este sistema, en él puede verse como tanto el valor del periodo de lanzamiento de la interrupción software, como la duración de la ventana temporal, son funciones del periodo de variación del *encoder*, el cual dependerá de la velocidad de rotación del motor. Siendo el primero el doble del valor del periodo de variación del estado del *encoder*, y el segundo tres cuartas partes de éste. No obstante, con el objetivo de simplificar los cálculos a realizar y minimizar la reconfiguración en tiempo real de los *timers*, es posible configurar la duración de la ventana, con el valor de la velocidad más lenta, evitando de este modo falsos positivos. Sin embargo, esta suposición aumenta el tiempo en el que el motor podrá moverse contra un fallo mecánico, lo que podría dañar el sistema.

5.4.3. Algoritmos de interpolación de movimientos

Como se ha expuesto en secciones anteriores, debido al diseño mecánico del posicionador $\theta - \theta$, éste posee un acoplamiento intrínseco de sus ejes posicionadores, lo que hace que un movimiento en el eje principal R1 se traduzca en un movimiento inducido en el eje posicionador R2, por lo que los movimientos reales habrán de ser traducidos al dominio (R1,RR2) donde RR2 es el movimiento propio de R2 más la inducción ocasionada por el eje R1. De este modo, se genera una superficie segura de

movimiento definida por los límites físicos de los ejes R1 y R2 (figura 2.1), que introduce una característica fundamental y peligrosa del diseño: una pendiente positiva. Esta característica impide de manera radical el movimiento serializado e independiente de los ejes posicionadores, dado que éste podría ocasionar una violación de la superficie segura de movimiento, y por tanto una rotura del dispositivo. De este modo, la única solución posible para solventar este problema es la interpolación de movimiento, proceso mediante el cual se entrelaza el envío de pasos a cada motor, lo que genera movimientos diagonales en la superficie segura de movimiento, impidiendo la violación de los límites de ésta. Las figuras 5.10 y 5.11 muestran ejemplos de situaciones en las que los ejes se encuentran totalmente desacoplados y en las que éstos presentan cierto acoplamiento.

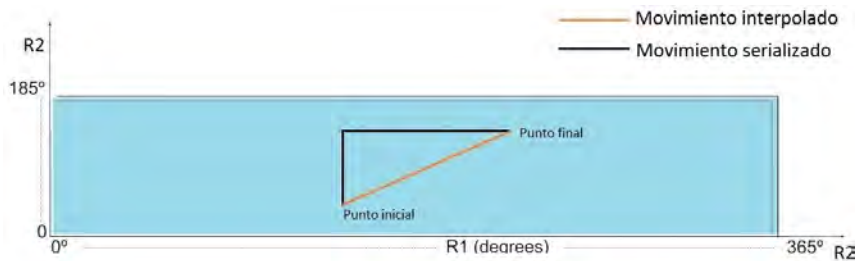


Figura 5.10: Superficie segura de movimiento para robots $\theta - \theta$ desacoplados.

La figura 5.10 muestra un ejemplo de la superficie segura de movimiento para posicionadores en los que sus ejes se encuentren totalmente desacoplados, aquí puede distinguirse cómo el movimiento de un punto inicial a uno final en este tipo de posicionadores puede realizarse de manera serializada o independiente, obteniendo mejores resultados, en cuanto a tiempo de posicionado se refiere, a través de la interpolación de movimientos. No obstante, el posicionado serializado no introduce ningún riesgo en cuanto a violación de los límites de movimiento se refiere.

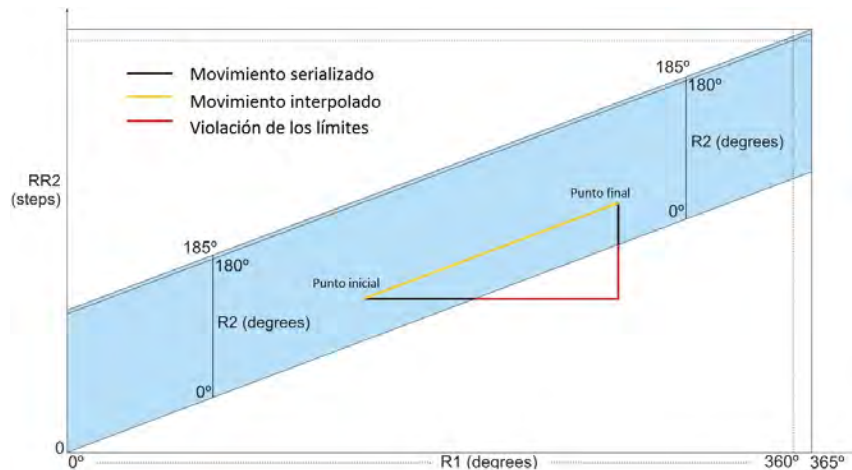


Figura 5.11: Superficie segura de movimiento para robots $\theta - \theta$ acoplados.

La figura 5.10 muestra un ejemplo de superficie segura de movimiento para posicionadores que presentan cierto acoplo entre sus ejes. En este tipo de posicionadores el control serializado de su movimiento puede ocasionar violaciones peligrosas de la superficie segura de movimiento (como muestra la figura 5.11). Por lo que la única metodología posible que asegure la prevención de fallos y optimice la velocidad de posicionado es la interpolación de movimiento.

Para evitar el supuesto presentado en la figura 5.11, durante el desarrollo del sistema de control expuesto en este trabajo, ha sido implementado un algoritmo de interpolación de movimiento que es ejecutado en cada posicionado. Este algoritmo permite mover de manera síncrona el posicionador, lo que se traduce en una finalización del movimiento, de los dos motores implicados en el posicionador, en el mismo instante, gracias al entrelazamiento de pasos del eje que ha de moverse más, entre los pasos del eje cuyo movimiento será menor. Este proceso permite realizar una transición diagonal dentro de la superficie segura de movimiento, optimizando el tiempo de posicionado y generando un control robusto, seguro y veloz del actuador.

Para realizar la interpolación de movimiento el algoritmo desarrollado, en primer lugar, detecta cual es el eje que moverá más pasos. Durante el posicionado, este eje moverá un paso de motor en cada iteración del algoritmo. Por otro lado, el eje cuyo número total de pasos en el movimiento a realizar es menor, moverá δ_i pasos (valor dado por las expresiones mostradas en la figura 5.12, donde i es la iteración ejecutada). Esta variable tomará valor «1» o «0», representando la interpolación de pasos propiamente dicha.

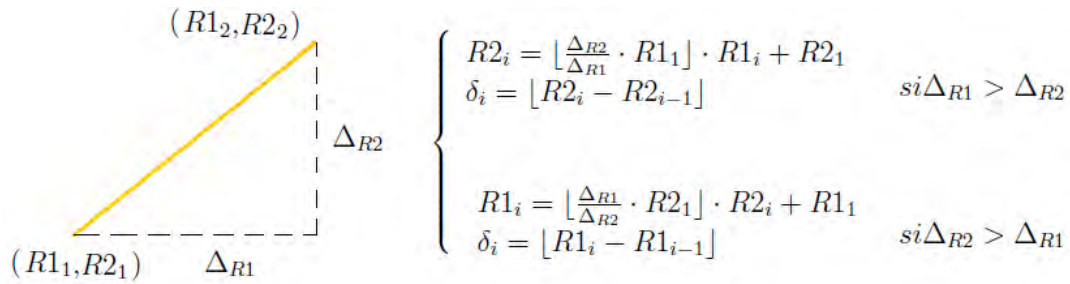


Figura 5.12: Expresión del paso interpolado.

En las expresiones anteriores $R1_i$ y $R2_i$ es la posición real de cada eje, en la que se encuentra el actuador, en la iteración i .

Debido al redondeo entero que es realizado en este algoritmo, es posible la aparición de errores de un único paso en el eje interpolado durante el movimiento. No obstante, este error es despreciable, dada la resolución de cada paso en eje motor. Para comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo diseñado, se ha desarrollado un programa de *Matlab* capaz de simular el movimiento de los motores, interpolando pasos de la manera deseada y estudiando el posible error en el movimiento. La figura 5.13 muestra una simulación del primer supuesto, en el que se parte de la posición (5,10) y se pretende mover el robot al punto (20,15). En esta simulación es posible observar como la interpolación se ha realizado intercalando un paso del eje R2 por cada dos pasos del eje R1. De este modo ambos ejes finalizan su movimiento con un único paso de diferencia³, respetando los límites físicos de la mecánica.

En contraposición, la figura 5.14 muestra una simulación del segundo supuesto, en el que el número de pasos totales ha mover en R2 es mayor al de R1. En él, se parte del punto (10,5) y se mueve el posicionador al objetivo (15,30), intercalándose un paso del eje R1 entre cuatro del eje R2.

³El caso ideal en el que ambos ejes acabasen su movimiento exactamente en el mismo instante solo es posible paralelizando el proceso, método que únicamente puede ser realizado con varios núcleos de procesamiento

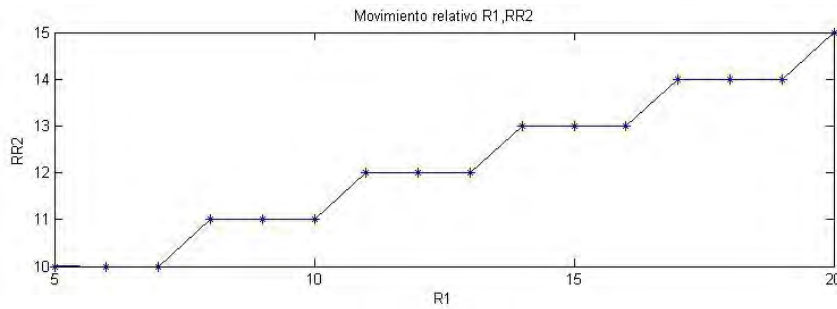


Figura 5.13: Ejemplo de movimiento de interpolación en el supuesto $\Delta_{R1} > \Delta_{R2}$.

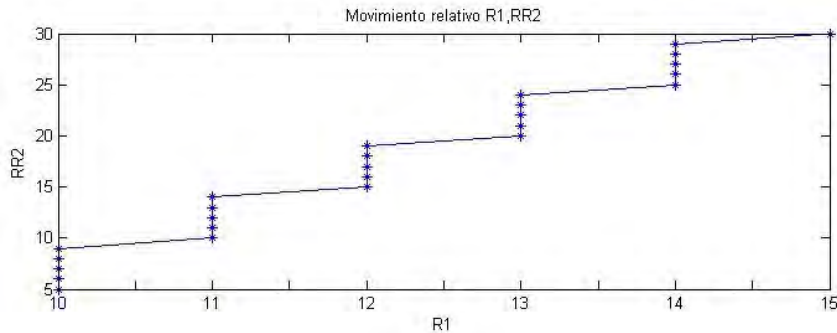


Figura 5.14: Ejemplo de movimiento de interpolación en el supuesto $\Delta_{R2} > \Delta_{R1}$.

En los dos ejemplos anteriores el máximo movimiento que se realiza en un único eje es de cuatro pasos. Por otro lado, hay que tener en cuenta la razón de reducción de los motores utilizados; en el caso del posicionador de 10.4mm, éstos poseen una reducción de 1:1024, por lo que el hipotético avance máximo contra un límite físico en los casos presentados anteriormente es de $4/1024$ pasos, error despreciable.

Finalmente cabe destacar que este algoritmo ejecuta varias líneas de código previas al envío de un único paso a cada motor. Esto reduce la velocidad máxima del sistema y ralentiza los procesos de control del posicionador. No obstante, actualmente se está trabajando en la optimización de los procesos llevados a cabo en este algoritmo, reduciendo el peso computacional del mismo, con el objetivo principal de maximizar la velocidad de posicionado.

5.4.4. Procesos de optimización de consumo

Otro punto característico del sistema desarrollado es la manipulación a bajo nivel del consumo de potencia. Por un lado, durante el posicionado del cabezal de fibra, el control del consumo de potencia es realizado a través de la modulación PWM de las señales SPWM dedicadas al control de los motores (sección 4.4.3), esta modulación será utilizada para manipular en tiempo real el par generado por el posicionador, controlando el consumo y manipulando la eficiencia del robot. Por otro lado, con el objetivo de reducir al mínimo el consumo de la electrónica en periodos de no movimiento del posicionador, todos los componentes utilizados han sido seleccionado con modos de sueño que minimizan su consumo (sección 4.1). De este modo y considerando el envío de interrupciones hardware por los nodos superiores de comunicación, dedicadas al control de potencia, se ha implementado un lazo de control capaz de

manipular los modos de habilitación y sueño de los componentes que conforman la electrónica. La figura 5.15 muestra este lazo de control, en ella puede observarse como la unidad central de control despierta a todos los posicionadores antes del envío de los comandos de control.

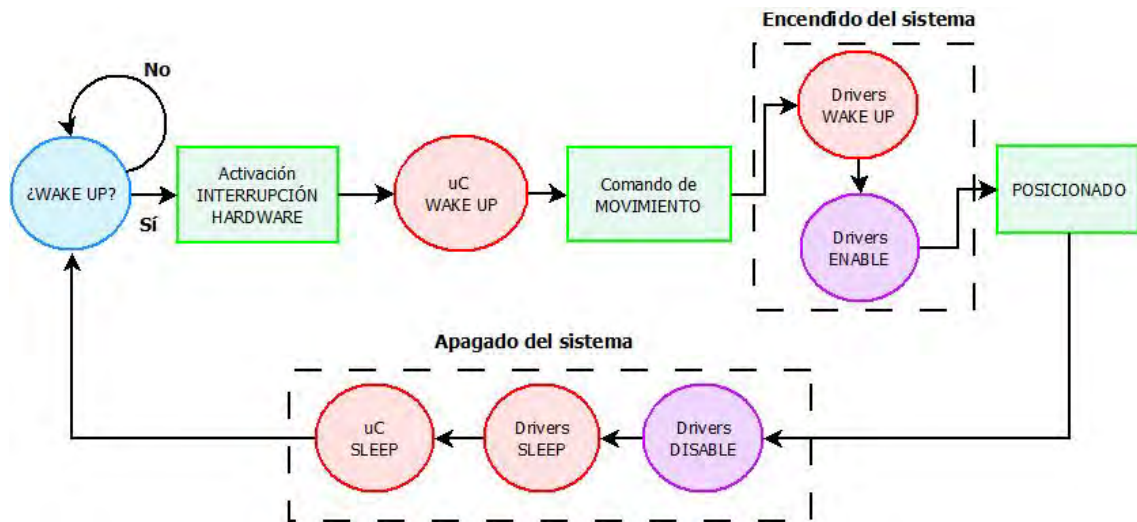


Figura 5.15: Proceso de control de potencia.

En el estado actual del proyecto, al no existir aun nodos de comunicación, el microcontrolador no es puesto en modo de ahorro energético, no obstante el resto de componentes siguen este lazo de control.

5.4.5. Control de velocidad

Otra de las propiedades principales que caracterizan el control electrónico desarrollado, es la modulación de la velocidad de posicionado. Por un lado, ésta será utilizada para seguir las órdenes ejecutadas en los algoritmos de prevención de colisiones desarrollados en [5]. Por otro, la modulación de velocidad en los límites de todos los movimientos minimizará el error de backlash introducido por la inercia del sistema mecánico, optimizando los resultados en cuanto a precisión y repetitividad se refiere. Esto, optimizará a su vez la velocidad media de posicionado, aspecto clave en este tipo de aplicaciones donde el tiempo consumido para mover el cabezal de fibra marcará el número total de observaciones que puedan llevarse a cabo a lo largo de una noche.

5.4.5.1. Procesos de aceleración/deceleración

Una de las propiedades básicas que han sido caracterizadas en el posicionador de 10.4mm para el proyecto DESI, es el backlash del sistema mecánico. Debido a las propiedades físicas del posicionador, el error de posicionado aumenta con la velocidad a causa de la inercia mecánica del sistema. No obstante, este error puede ser reducido introduciendo modificaciones en la velocidad, al comienzo y al final de cada movimiento, pudiendo así seguir obteniendo buenos resultados en cuanto a velocidad media de posicionado se refiere. Estas modificaciones son realizadas a través de

rampas de aceleración y deceleración en los límites del movimiento, de este modo, al comienzo de cada posicionado se ejecuta un proceso de aceleración en el que se parte de velocidad nula y se llega a la velocidad máxima deseada en un determinado tiempo (proceso que se realiza de manera análoga en la deceleración del movimiento). Para obtener el tiempo en el que se alcanzará la velocidad máxima deseada o se finalizará el movimiento, se ha optado por desarrollar un proceso que diseñará la rampa de aceleración/deceleración en función de la longitud total del movimiento. Es preciso destacar que cada movimiento está compuesto por la interpolación de pasos de los dos motores, por lo que los procesos de modulación de velocidad deberán afectar de igual modo a ambos dispositivos, teniendo en cuenta la longitud total del movimiento y la longitud individual que tendrá que mover cada motor.

Con el objetivo de simplificar este proceso⁴ se ha optado por reducir la complejidad de la modulación de velocidad, diseñando rampas de aceleración/deceleración del 20% del movimiento total del eje que mueve menos pasos (dato obtenido empíricamente que depende de las propiedades físicas del actuador). De este modo, estas rampas están atadas a la longitud de movimiento del eje interpolador expuesto anteriormente, no obstante, dado que ambos ejes finalizan su movimiento en el mismo instante, el 20% del movimiento de cualquiera de los dos coincidirá en el mismo instante. La figura 5.16 muestra un ejemplo de rampas de velocidad en las que se pretende mover R1 150 pasos y R2 100.

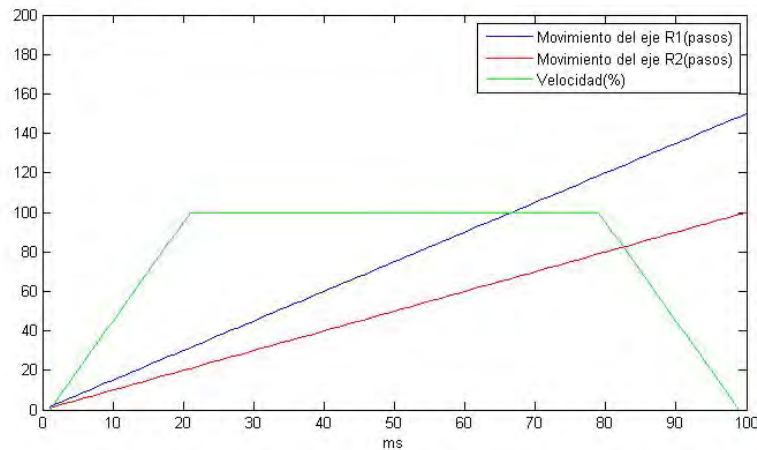


Figura 5.16: Ejemplo de rampas de aceleración y deceleración.

5.4.5.2. Control de velocidad en tiempo real

Por otro lado, a parte de considerar las especificaciones internas de control y los algoritmos descritos en este capítulo, es preciso observar el proyecto en su conjunto y estandarizar el sistema de control diseñado con el objetivo de hacer posible la interoperatividad de los distintos componentes que coexisten en el plano focal del telescopio. Por este motivo, durante el proceso de desarrollo las entidades colaboradoras del EPFL en Lausanne desarrollaron un algoritmo de prevención de colisiones, que hará posible la coexistencia de los 5070 posicionadores moviéndose simultáneamente en la placa focal del telescopio, evitando colisiones entre unidades vecinas.

⁴El proceso de modulación de velocidad es uno de los principales sistemas pendientes, que tendrán que ser evaluados en el trabajo futuro.

Este algoritmo tiene en cuenta el control dinámico de la velocidad de los diferentes posicionadores, con el objetivo de repartir prioritariamente el tiempo de posicionado a los diferentes robots. De este modo será necesario informar a cada posicionador no solo del punto en el que quiere colocarse cada fibra, si no de el tiempo en el que este posicionado tendrá que ser realizado. Por esta razón, el sistema de control electrónico diseñado en este trabajo, es capaz de recibir y procesar comandos de tiempo, transformando éstos en directrices de configuración de velocidad, a través de la modificación de los parámetros generales de configuración del sistema (frecuencia de la señal triangular moduladora, frecuencia de la señal SPWM...) y considerando la longitud total a mover por ambos ejes.

5.5. Conclusiones

Tras analizar los resultados obtenidos con la versión anterior del posicionador, se decidió minimizar la electrónica dotando de mayor peso a la algoritmia de control embarcada en el microcontrolador. Así, el sistema de control desarrollado en este trabajo cuenta con una electrónica básica que cumple las características de control fundamentales, conformando un sistema simple, estándar, robusto y funcional para el control de los robots. Por otro lado, este sistema cuenta con un conjunto muy amplio de algoritmos de control que han sido expuestos en este capítulo, los cuales son capaces de manipular el posicionador a muy bajo nivel, llegando a detalles que los integrados hardware de altas prestaciones de prototipos anteriores no podían soportar. Estos algoritmos han sido diseñados con el objetivo de optimizar el proceso de posicionado del cabezal de fibra en el plano focal del telescopio, minimizando el consumo de potencia, maximizando la precisión y la repetitividad conseguidas y controlando de manera constante la hipotética existencia de fallos mecánicos, con el objetivo de asegurar el correcto funcionamiento del posicionador, protegiendo a éste de posibles roturas y aumentando de manera significativa su vida total útil. Por otro lado, el set de algoritmos de control desarrollados en esta aplicación, han sido llevados a cabo en todo momento bajo el conocimiento de las entidades colaboradoras, con el objetivo de que todas las unidades que en algún momento interactuarán en el plano focal con los dispositivos diseñados, aprovechen todas las prestaciones desarrolladas en este trabajo, optimizando el sistema en su totalidad.

Capítulo 6

Integración, pruebas y resultados

La verdadera ciencia enseña, sobre todo, a dudar y a ser ignorante.

Ernest Rutherford.

Resumen: en este capítulo se presenta el banco de pruebas óptico diseñado para la caracterización del posicionador, así como el conjunto de tests orientados a la prueba tanto del actuador, como de los motores diseñados explícitamente para este proyecto. Presentando a su vez los resultados en cuanto a backlash e histéresis del posicionador se refiere.

6.1. Laboratorio y centro de pruebas

El objetivo principal de las labores de investigación, cuyos frutos han sido recogidos en este Trabajo de Fin de Máster, ha sido la caracterización detallada del posicionador de 10.4mm desarrollado para el proyecto DESI por el grupo Hispano-Suizo. Para ello y como paso intermedio e imprescindible, ha sido desarrollada la interfaz gráfica de usuario, la electrónica y los algoritmos de control. Estos medios han permitido realizar en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la UAM, un conjunto de tests de comportamiento con el objetivo de estudiar en detalle todas las características mecánicas y electrónicas del actuador en su totalidad. Por un lado, durante el proceso de prueba, han sido caracterizados los motores de 4mm que formarán parte de los modelos definitivos. Éstos han sido fabricados explícitamente para el posicionador de 10.4mm, por lo que su caracterización junto con éste ha permitido generar gran cantidad de información útil al fabricante de los mismos, en cuanto a backlash, consumo y ruido magnético se refiere, habiendo sido caracterizados durante este proceso para aplicaciones futuras. Por otro lado, la cesión de un espacio dedicado a la caracterización del posicionador en la UAM ha permitido el desarrollo de un banco óptico de pruebas que permitirá automatizar la caracterización de los prototipos fabricados hasta la fecha, a través de un software desarrollado en Berkeley, sirviendo a su vez de base de pruebas estándar para el testado de los 5070 posicionadores definitivos que irán embarcados en el telescopio.

6.2. Descripción del Banco Óptico implementado

Con el objetivo de agilizar y automatizar todos los tests llevados a cabo durante el proceso de caracterización del posicionador, ha sido construido un banco de pruebas óptico de alta precisión, basado en una cámara CCD para aplicaciones astronómicas que analizará cada movimiento del posicionador, a través de un software de automatización desarrollado por el LNBL. Por un lado, el elemento principal de este *set up* lo constituye una mesa óptica de granito sobre la que se instalarán el resto de componentes. Esta mesa tiene como principal objetivo la reducción de vibraciones procedentes del entorno y la estabilización general de todo el sistema ¹. Por otro lado, con el fin de sostener el posicionador y permitir una manipulación precisa de la posición de éste, se han introducido un conjunto de manipuladores micrométricos de alta precisión que conforman un sistema con tres grados de libertad. Finalmente, el elemento principal del banco de pruebas es una cámara CCD *Santa Bárbara* diseñada para aplicaciones astronómicas, sobre la que se ha montado un objetivo 80-200 de Cannon. Esta cámara es gobernada por USB a través de un PC y permitirá la ejecución de procesos automáticos de testado que faciliten la caracterización del actuador. La figura 6.1 muestra una imagen lateral del banco óptico implementado.

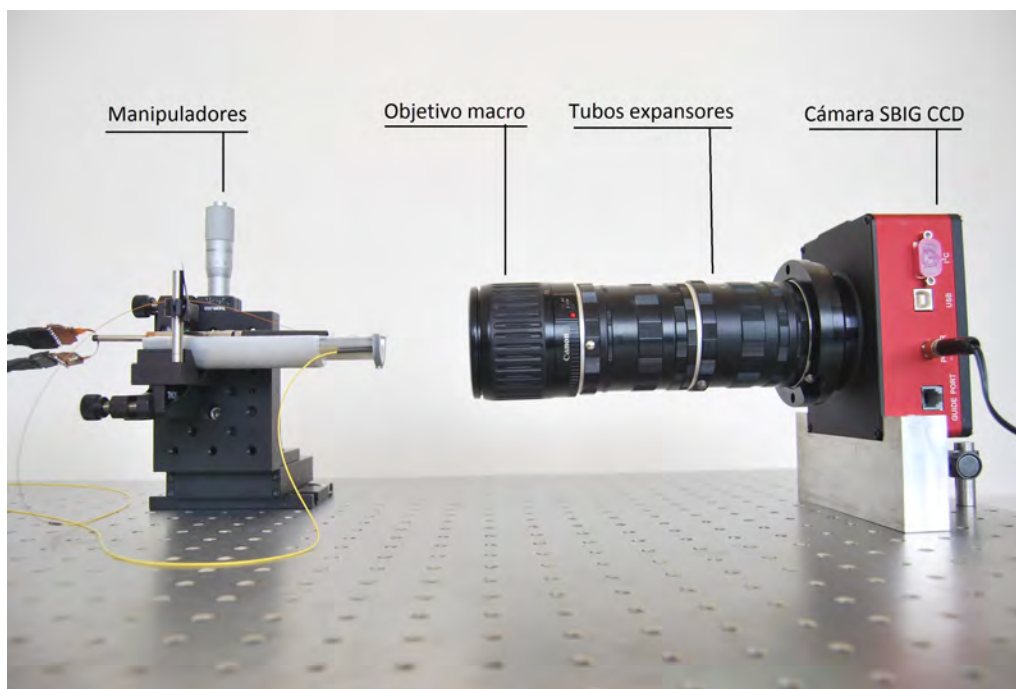


Figura 6.1: Imagen lateral del banco óptico diseñado.

En esta figura pueden distinguirse todos los elementos anteriormente mencionados, a la izquierda de la misma el posicionador instalado en el manipulador micrométrico a través de una pieza de aluminio diseñada explícitamente para tal caso, y a la derecha la cámara CCD SBIG con un objetivo macro 80-100 de Nikon (configuración previa a la definitiva) y dos tubos extensores, todo ello montado en el banco óptico a través de otra pieza metálica fabricada para esta aplicación.

¹En un caso ideal, el *set up* debería haber sido instalado a nivel del suelo, con el objetivo de minimizar los movimientos causados por la estructura del edificio, no obstante éste ha sido instalado en un primer piso debido a la posibilidad de dedicar un espacio únicamente a esta aplicación.

6.2.1. Cámara CCD

El elemento principal que compone el banco de pruebas y en torno al que gira todo el funcionamiento del sistema de automatización es la cámara CCD utilizada para analizar la posición del actuador. Para esta aplicación y con el objetivo de tener un control preciso a bajo nivel del funcionamiento del dispositivo, se ha escogido una cámara CCD Santa Bárbara STF-8300, específica para aplicaciones astronómicas. Este dispositivo puede ser controlado mediante el bus serie I^2C o a través de USB, configurando todas las características necesarias para adaptarlo a la aplicación desarrollada. Por otro lado, esta cámara permite el uso de sus librerías de control, y la interoperatividad de estas con programas como Matlab. De este modo, es posible manipular en detalle la cámara a través de los códigos desarrollados para llevar a cabo el proceso de automatización de pruebas. La figura 6.2 muestra una imagen frontal de la cámara CCD utilizada.

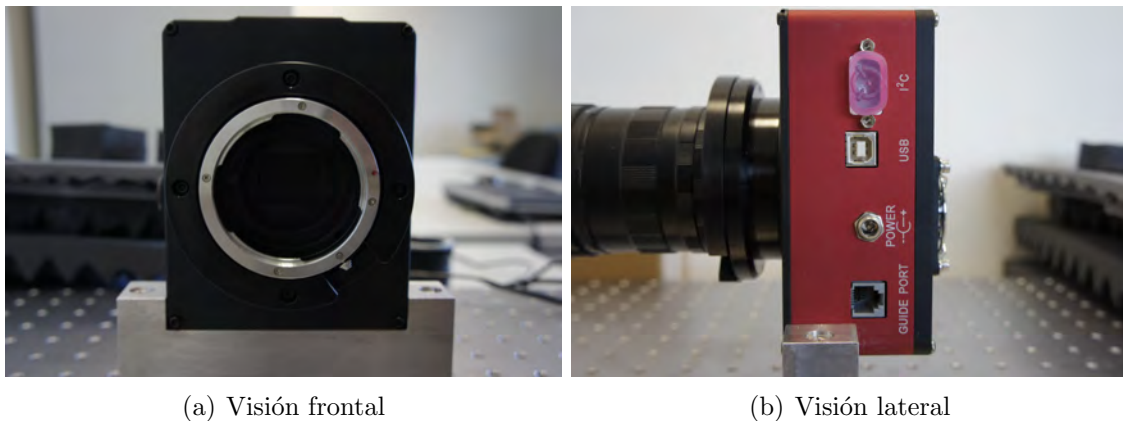


Figura 6.2: Cámara SBIG CCD STF-8300.

Las fibras ópticas implicadas en el banco de pruebas serán retroiluminadas por medio de sendos LEDs rojos. A su vez, el entorno en el que se tomarán las imágenes será totalmente oscuro, pudiéndose potenciar este efecto a través de filtros ópticos paso banda rojos. De este modo, el entorno generado en el banco óptico es muy similar al presente en la observación astronómica, lo que permitirá tratar los puntos discretos que representan las fibras ópticas como si fuesen estrellas. Ambiente óptimo para la utilización de la cámara seleccionada.

Por otro lado, esta cámara posee varias características que la hacen destacar:

- **Sensor CCD KAF-8300C 8.3Mpx:** óptimo para maximizar la precisión.
- **Imagen monocolor:** ideal para el procesamiento discreto de puntos.
- **Pre-procesamiento interno de imagen:** minimización de ruido.
- **Disipador térmico con ventilador:** permite largos periodos de prueba.
- **Interfaz USB, I^2C y stánar GUIDE:** compatible con el uso vía PC.
- **Disparador mecánico interno (*Even iluminator*):** capaz de no variar la cantidad de luz en el proceso de disparo.

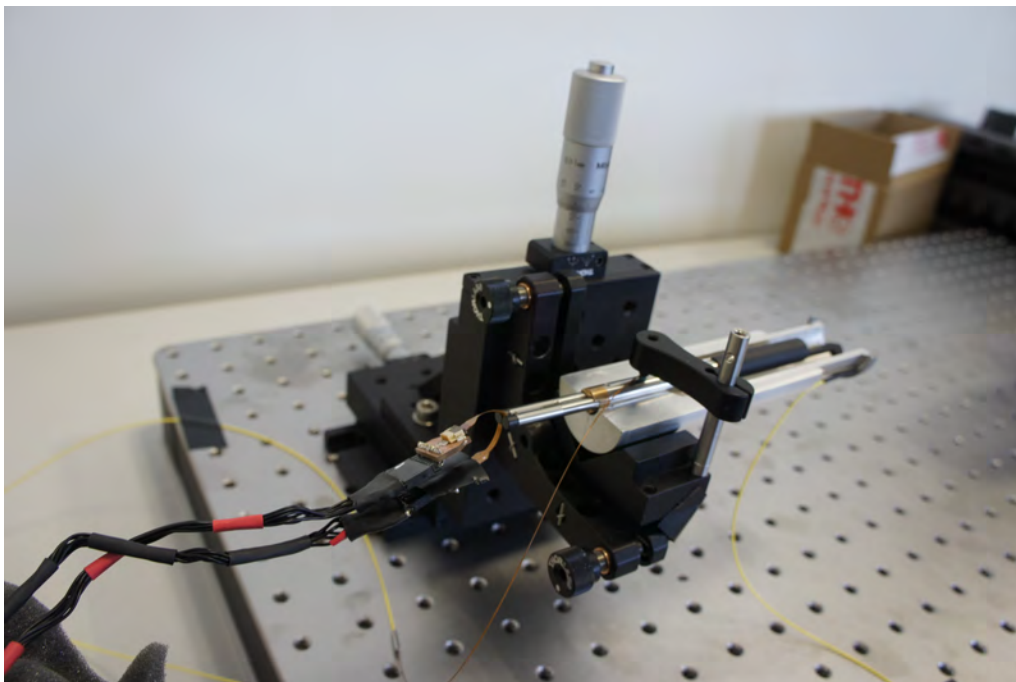
6.2.2. Manipuladores micrométricos

Estos dispositivos son comúnmente utilizados en óptica, no obstante han sido de gran utilidad en el banco de pruebas elaborado. Debido a las restricciones físicas de movimiento de la cámara y a la limitación del enfoque de los objetivos utilizados, en esta aplicación es imprescindible el uso de cierto dispositivo que permita la manipulación de la posición del actuador. Por un lado, este proceso es importante para colocar el posicionador dentro del campo de visión de la cámara, permitiendo enfocar a esta únicamente la superficie del cabezal tanto de la fibra a posicionar como de la de referencia. Por otro lado, en el proceso de calibración del *set up* es importante caracterizar los mm/px que la cámara es capaz de captar, dado que esta variable determinará el resultado de todos los test. Para ello es necesario el posicionamiento de alta precisión manual de la fibra dinámica, proceso que se realiza a través de estos manipuladores micrométricos. La figura 6.3 muestra los tres grados de libertad existentes en este sistema.



(a) Manipulador horizontal

(b) Manipulador vertical

(c) Manipulador de *tilt*

(d) Sistema de sustentación del posicionador

Figura 6.3: Sistema de manipuladores micrométricos utilizado.

6.2.3. Otros componentes

Con el objetivo de servir de enlace, por un lado entre el posicionador y el sistema de manipuladores micrométricos, y por otro entre la cámara CCD y la mesa óptica, durante el diseño del banco de pruebas se fabricaron dos componentes de aluminio a medida. Éstos han servido para minimizar las vibraciones ocasionadas por el movimiento del robot y la obturación de la cámara. De este modo, todos los errores por deriva de posición que pudiesen presentar los componentes de manera individual fueron eliminados.

6.2.3.1. Soporte del posicionador

El sistema de automatización de pruebas se basa en el estudio de la posición relativa de la fibra óptica movida por el robot, respecto a la posición estática de una fibra de referencia. Durante el planteamiento del diseño del banco de pruebas, esta fibra fue anclada al banco óptico a través de un soporte individual. Esto ocasionaba que las vibraciones y errores de posición tanto del actuador como de la propia fibra de referencia fuesen independientes. Así se observó cómo existía cierta deriva constante en la posición de la fibra, causada por las vibraciones generadas por el posicionador y transmitidas a través de los manipuladores micrométricos. Por esta razón, se decidió fabricar una pieza que sirviese de soporte al posicionador disipando las vibraciones que éste pudiese ocasionar, y sirviendo a su vez de superficie de anclaje para la fibra de referencia. Esta pieza logró solidarizar los errores de posición de la fibra de referencia y el posicionador, eliminando las derivas individuales de cada uno. La figura 6.4 muestra una imagen frontal de esta pieza.

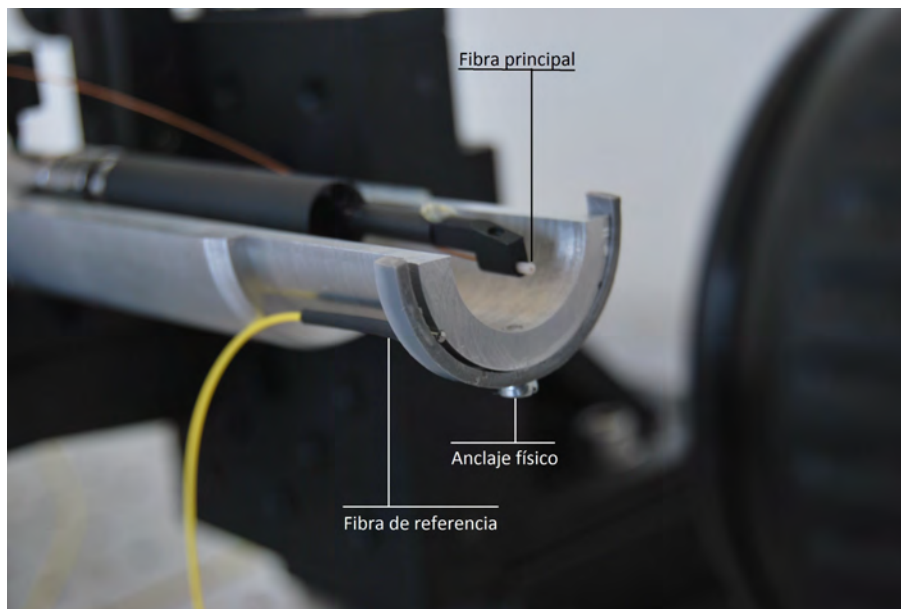


Figura 6.4: Soporte para el posicionador.

Es importante destacar que la pieza de aluminio está en continuo contacto con el posicionador, lo que facilita una buena disipación térmica. Este hecho permite realizar tests de larga duración maximizando el par de los motores sin comprometer el posicionador.

6.2.3.2. Soporte de la cámara

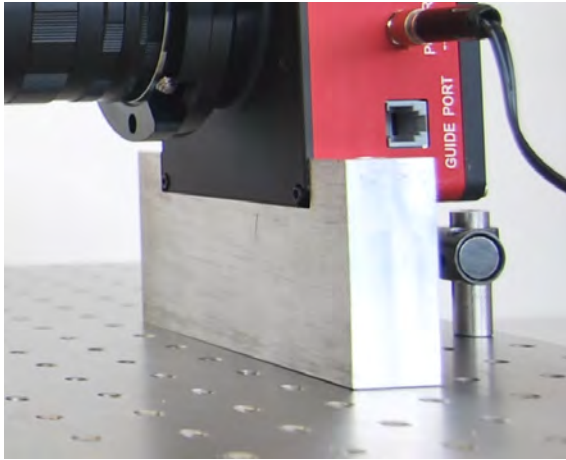


Figura 6.5: Soporte para la cámara CCD.

el posicionador debido a que éste y el existente en la cámara son solidarios. La figura 6.5 muestra el detalle de esta última pieza.

Finalmente, el último elemento que conforma el banco de pruebas es un soporte de aluminio instalado entre la cámara y la mesa óptica. Éste permite anclar fijamente la cámara, minimizando sus vibraciones en el proceso de obturación. Por otro lado, una vez más el hecho de anclar todos los elementos a la mesa a través de piezas de aluminio, ha permitido solidarizar todas las vibraciones que aparezcan dentro y fuera del banco de pruebas. Así la cámara no percibirá el ruido producido por

6.3. Metodología de testado

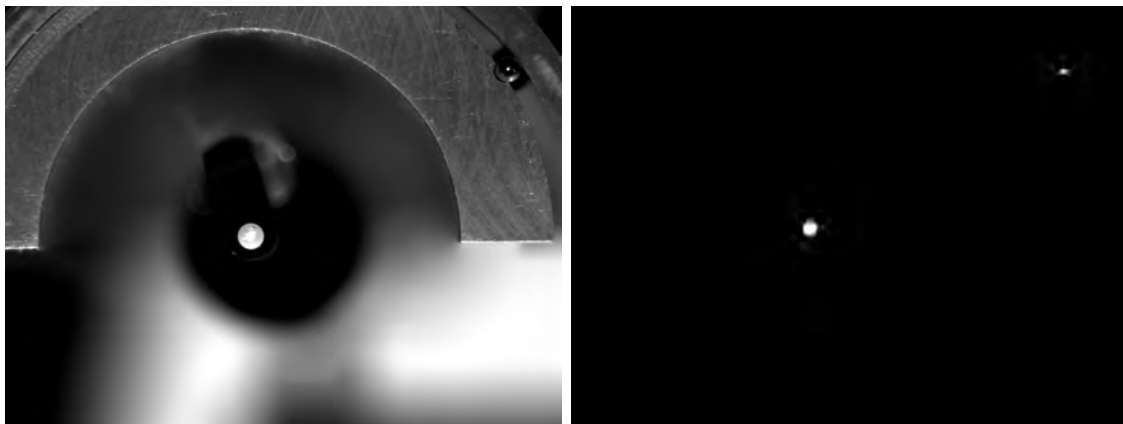
Con el objetivo de obtener los mejores resultados en los tests realizados con el actuador, y poder ejecutar correctamente el código de automatización que implementará los experimentos diseñados sobre el banco óptico, ha de seguirse minuciosamente una metodología de prueba. Este proceso ha sido desarrollada a través de multitud de experiencias, siendo depurado en el proceso, lo que ha estandarizado el método de prueba que se desarrollará con el resto de posicionadores que utilicen el banco óptico diseñado, sirviendo de guía para el testado de prototipos y unidades posteriores por parte de futuros ingenieros. El proceso sigue los siguientes pasos:

1. **Preparación del entorno de trabajo:** el primer paso a dar durante el testado del actuador es el acondicionamiento del entorno. El programa de automatización de pruebas necesita conocer con exactitud la posición de los dos puntos luminosos que representan la fibra dinámica del posicionador y la fibra estática de referencia retroiluminadas mediante luz LED roja. En el proceso de búsqueda y posprocesamiento de estos puntos es imprescindible que el resto de la imagen sea completamente negra, hecho que se conseguirá por un lado, ajustando la saturación de la cámara², y por otro acondicionando el entorno para reducir al mínimo la luz exterior. Este último proceso puede conseguirse introduciendo un filtro interferencial rojo (frecuencia utilizada para retro-iluminar las fibras), o intentando mantener un entorno totalmente oscuro³. Para ello actualmente se está desarrollando una carcasa opaca que permita trabajar al

²El programa de automatización diseñado satura la imagen de manera automática, no obstante este paso es imprescindible de no realizarse de este modo

³La combinación de ambos procesos es la opción óptima

usuario en un entorno luminoso sin afectar el proceso de prueba. La figura 6.6 muestra una comparación entre una imagen tomada en ausencia de ruido lumínico y una cuyo entorno era completamente oscuro.



(a) Imagen con ruido lumínico.

(b) Imagen limpia.

Figura 6.6: Comparativa de imágenes tomadas con la cámara CCD. Izquierda: imagen en presencia de ruido lumínico. Derecha: imagen en ausencia de ruido lumínico.

En estas figuras es posible observar cómo la ausencia de ruido lumínico permite identificar las fibras retro-iluminadas, como puntos blancos sobre fondo negro, tras haber realizado un proceso de post-saturación de la imagen.

2. **Calibración de la cámara CCD:** el segundo paso a realizar es la calibración y enfoque de la cámara CCD utilizada. Debido a que en el banco de pruebas desarrollado la cámara está anclada de manera estática a la mesa óptica, ésta no puede desplazarse para realizar la calibración. Por otro lado, el enfoque manual mediante la manipulación del objetivo, no es recomendable, dado que la superficie a enfocar es muy pequeña (cabezal de la fibra) y esta calibración es vital para la obtención de buenos resultados. Por ello, el enfoque de la cámara se realizará a través de los manipuladores micrométricos horizontales.
3. **Calibración de la resolución del sistema:** éste es el paso más importante en la preparación del sistema de testado. Durante este proceso se ha de mover manualmente el posicionador una distancia conocida (1cm normalmente) mediante los manipuladores micrométricos, tomando una imagen de la posición inicial y final. Tras esto, se analizarán las imágenes mediante un programa especializado (normalmente MIRA, programa utilizado para el análisis de imágenes astronómicas⁴), anotando la posición en píxeles de cada punto. Este proceso permitirá al usuario conocer el tamaño del píxel (mm/px) y poder introducir este dato en el software de automatización, como variable principal de calibración.
4. **Calibración del actuador:** el cuarto paso a realizar es la calibración de los brazos posicionadores del actuador. Este proceso se realiza de manera automática como sub-tarea del software de automatización, para ello se ordena al posicionador realizar un círculo completo con el brazo L2 extendido y otro

⁴Debido al carácter discreto de las imágenes analizadas (puntos luminosos sobre fondo negro), estas pueden ser analizadas como imágenes del cielo nocturno

con él retraído. El análisis posterior de los resultados permitirá conocer los valores reales de L1 y L2, parámetros imprescindibles para la realización de las transformadas angulares por parte de la interfaz gráfica de usuario (sección 5.2.1.1).

5. **Ejecución del set de pruebas:** tras la calibración del sistema completo se procede a la ejecución del software de automatización, que será el encargado de realizar los tests diseñados con antelación.
6. **Análisis de los resultados:** una vez finalizado el test, el software de automatización genera una tabla *Excel* con todos los datos de interés (posiciones de los puntos analizados tras cada movimiento, errores...), esta habrá de ser analizada mediante un código diseñado para tal caso que permita realizar los estudios correspondientes en lo que a precisión, repetitividad e histéresis se refiere. Caracterizando finalmente las propiedades intrínsecas del actuador testado.

6.4. Software de automatización

Con el objetivo de agilizar el proceso de prueba y permitir la realización de tests de larga duración, que facilitasen información útil del comportamiento del robot mediante estadísticas lo suficientemente completas, durante el año 2013 el LNBL desarrolló un software de automatización dedicado a la caracterización del prototipo que ellos mismos habían fabricado. Tras el desarrollo del prototipo para BigBOSS por parte del equipo español y el diseño de su electrónica de control durante el PFC [1], se adaptó este código para la comunicación automática con la interfaz gráfica de usuario implementada. Esto facilitó el proceso de prueba con los prototipos desarrollados por el grupo español en un principio, e hispano-suizo actualmente.

Tras un conjunto de modificaciones realizadas sobre el código fuente original, con el objetivo de adaptarlo de la mejor manera posible a la interfaz gráfica de usuario modificada para el prototipo del proyecto DESI, el esquema funcional del software de automatización puede representarse con el diagrama de flujo de la figura 6.7.

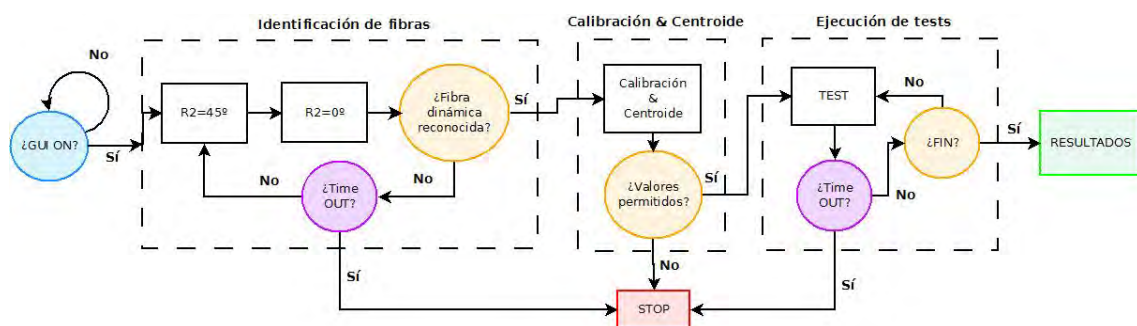


Figura 6.7: Diagrama de flujo del software de automatización.

Como se puede observar en esta figura, la ejecución de este código presenta las siguientes partes diferenciadas:

- Reconocimiento de la fibra dinámica:** mediante este proceso, el sistema identifica cada uno de los dos spots luminosos encontrados en la imagen tomada por la cámara, especificando cual es la fibra de referencia y cual es la fibra dinámica que posicionará el robot. Para ello ordena mover repetidas veces de forma periódica al posicionador, tomando una imagen tras cada movimiento, y estudiando en consecuencia cual es la fibra movida y cual ha sido la estática. Es importante destacar que durante este proceso, la existencia de cualquier ruido lumínico o falsa fibra, ocasionará la identificación de más de dos puntos luminosos, confundiendo al sistema y forzando la parada del proceso de prueba.
- Calibración de los brazos L1 & L2:** mediante esta fase, el sistema halla un valor muy preciso de la longitud de los brazos posicionadores L1 (gobernado por el eje R1) y L2 (gobernado por el eje R2), valores que serán imprescindibles para realizar los procesos de transformación angular xy-R1R2, permitiendo el control del robot de forma cartesiana (éstandar para los tests definidos por Berkeley). Para ello, el sistema manda al posicionador realizar movimientos relativos de corta duración, extendiendo el brazo R2 y retrayéndolo en repetidas ocasiones.
- Búsqueda del centroide:** tras la calibración de los brazos y la asignación del rango de cada fibra, el sistema busca el centroide del posicionador, con el objetivo de obtener un eje cartesiano de referencia a partir del cual comandar al sistema. Este proceso se realiza por medio del posicionamiento del robot en una circunferencia completa con el brazo L2 extendido, y con él retraído, tras esto y conociendo la longitud de ambos brazos se procede a definir el centroide del actuador. La figura 6.8 muestra un ejemplo de la circunferencia descrita por el posicionador en este proceso.

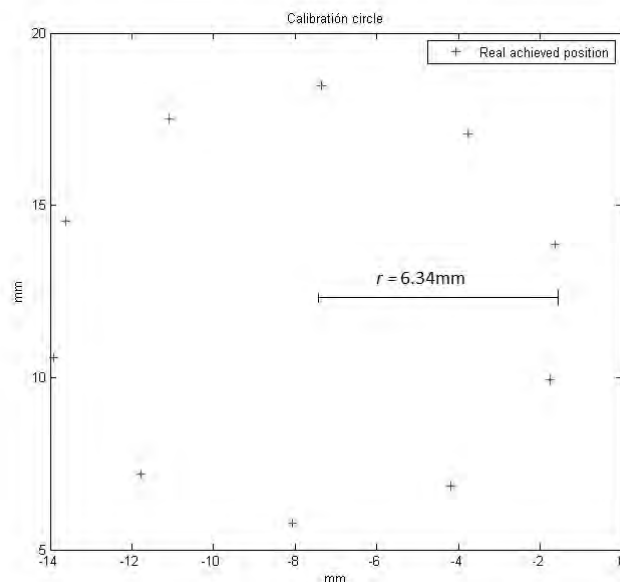


Figura 6.8: Circunferencia descrita para la búsqueda del centroide del posicionador.

En esta figura puede observarse como el centroide aun no ha sido calibrado, por lo que las posiciones de los puntos obtenidos no tienen un valor cartesiano centrado en (0,0). Por otro lado para la realización de este test los brazos del posicionador fueron calibrados en $L1=3.031\text{mm}$ y $L2=3.309\text{mm}$, la suma de

lo cual corresponde al radio de la circunferencia descrita, dado que ésta fue realizada con ambos brazos completamente extendidos.

- **Ejecución de los tests:** tras los procesos de calibración se procede a la ejecución de los tests programados de manera independiente mediante una lista de posiciones y comandos guardados en un fichero de texto.

6.4.1. Tests implementados

En la fase actual del proyecto, el dato más importante a conocer en el posicionador desarrollado, es su precisión. Para ello, durante el proceso de prueba se han realizado dos tipos de tests para caracterizar esta variable fundamental. Por un lado, un test de *grid*, mediante el cual se ordena al actuador recorrer todo el *Patrol Disk* por medio del posicionamiento del cabezal de fibra en un *grid* cuyas filas y columnas se definen en el programa de automatización. Por otro, un test de posiciones aleatorias, en el que se ordena al robot moverse a posiciones aleatorias entre las cuales el actuador ha de dirigirse al punto (0,0).

Con el objetivo de caracterizar de la manera más precisa posible el posicionador, el tests de *grid* ha sido fundamentalmente el más utilizado durante la fase de pruebas. Éste es posible configurarlo con una densidad de puntos lo suficientemente elevada como para estudiar casi la totalidad de la superficie de posicionado del actuador. Mediante este tipo de experimentos, el robot es posicionado en el punto (0,0) entre cada envío del *grid*, de este modo es posible estudiar la histéresis del sistema. Para conocer el error de posicionado mediante este proceso, el sistema estudia la diferencia de posición entre el punto teórico comandado y la posición real alcanzada por el robot, utilizando en todo momento la fibra de referencia como origen de coordenadas para obtener posiciones absolutas en toda la superficie del *grid*. La figura 6.9 muestra un ejemplo de un resultado preliminar tras la ejecución de este tipo de test.

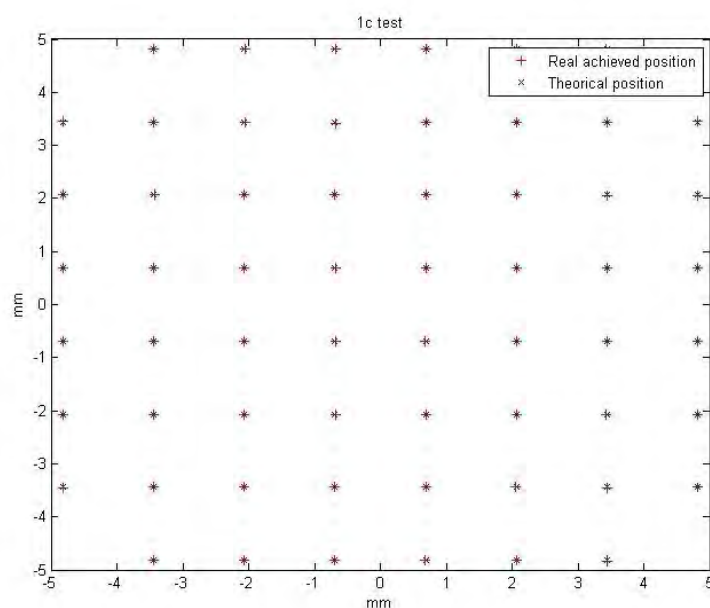


Figura 6.9: Ejemplo del resultado tras la ejecución de un test de *grid*.

Finalmente, una de las características más importantes del software de automatización utilizado, es el uso de iteraciones de apuntado que, estudiando el error entre la posición teórica y la realmente alcanzada, ordenan al posicionador moverse ese mismo valor. Para conseguir mejores resultados, el sistema ejecuta hasta cinco iteraciones de este algoritmo, colocando de manera muy precisa el cabezal de fibra. Este proceso es muy similar al que será utilizado en el telescopio tras cada apuntado masivo, no obstante siguiendo las especificaciones de Berkeley, únicamente tres de estas iteraciones han de ser necesarias para alcanzar los requerimientos en cuanto a error máximo y RMS se refiere.

6.5. Experimentos realizados

El conjunto de tests que ha permitido caracterizar el posicionador, puede dividirse en dos grupos diferenciados; por un lado todos los test orientados a caracterizar las propiedades mecánicas del posicionador propiamente dicho (precisión ,repetitividad, histéresis, ...) a través del banco de pruebas expuesto en este capítulo, y por otro lado, el conjunto de experimentos que han permitido caracterizar los motores fabricados exclusivamente para esta aplicación, los cuales no han requerido de un espacio de pruebas específico.

6.5.1. Estudio de los motores utilizados

Los motores instalados en el posicionador, han sido fabricados exclusivamente para esta aplicación por la empresa suiza *Faulhaber*. De este modo, y debido a las necesidades en cuanto a tiempo se refiere, muchas de las características principales de los motores así como de las propiedades de coexistencia con otros dispositivos, no han sido testadas por el fabricante. Por esto, una de las principales labores recogidas en este Trabajo de Fin de Máster, ha sido la caracterización detallada de las propiedades que no habían sido especificadas de fábrica (consumo, *backlash*, ruido electromagnético,...).

6.5.1.1. Consumo

El consumo de todos los dispositivos que forman parte del posicionador es uno de los principales datos que caracterizan el sistema desarrollado. Los motores, son los dispositivos que mayor consumo de potencia presentan de todo el diseño, y debido a que en la aplicación final coexistirán más de 10000 unidades en el plano focal del telescopio, esta variable se transformará en un ruido térmico nada despreciable, sobre las imágenes captadas.

Cuando se habla de motores de las dimensiones que han sido manejadas en este proyecto (4mm de diámetro) hay que tener en cuenta las propiedades físicas de los materiales que los componen, éstas obligarán al dispositivo a consumir mayor potencia durante el arranque de los mismos, cuando éstos no han sido utilizados durante un largo periodo de tiempo (arranque en frío). De este modo, cuando los posicionadores lleven un tiempo considerable funcionando, el par de los motores puede

reducirse, dado que la temperatura del sistema ha subido y éstos pueden trabajar con menor consumo de corriente. Por esta razón, fue implementada la manipulación directa del par de los motores mediante modulación PWM de las señales SPWM que gobiernan el actuador. Así, podría ser modificado el consumo del sistema en tiempo real, reduciéndolo cuando no sea realmente necesario y minimizando de este modo el ruido térmico en el plano focal del telescopio.

Con el objetivo de testar la respuesta en cuanto a funcionamiento y a consumo de corriente se refiere, para diferentes motores, éstos han sido sometidos a distintos ciclos de trabajo de las señales moduladoras (variable que controla directamente el par de los motores, y por consiguiente el consumo de corriente que éstos presentan). De este modo ha sido posible estudiar los rangos permitidos para las señales moduladoras de corriente y la respuesta de los motores dentro de éstos. Para ello, se ha variado el *duty cycle* de la señal moduladora, del 1 % al 50 %, estudiando el mínimo par necesario para mover el motor. Por otro lado, con el objetivo de conocer la existencia de movimiento en el eje motor (muy difícil de identificar en el eje reductora, debido a su relación de reducción), se ha leído de manera constante la salida de los sensores hall embarcados en los motores. La tabla 6.1 muestra los resultados tras la realización de esta prueba a los motores 1 y 4.

Motor	Comienzo (no regular)	Rangos de ciclo de trabajo	
		Fallos de movimiento	Comienzo (regular)
M1	16	24-30	32
M4	14	-	27

Cuadro 6.1: Resultados de comportamiento tras la realización de los test de par.

En esta tabla puede observarse cómo para obtener un movimiento óptimo, los motores han de ser alimentados con un mínimo del 32 % de su ciclo de trabajo, dado que a partir de este valor no existen fallos de movimiento, evitando la pérdida de pasos en su uso.

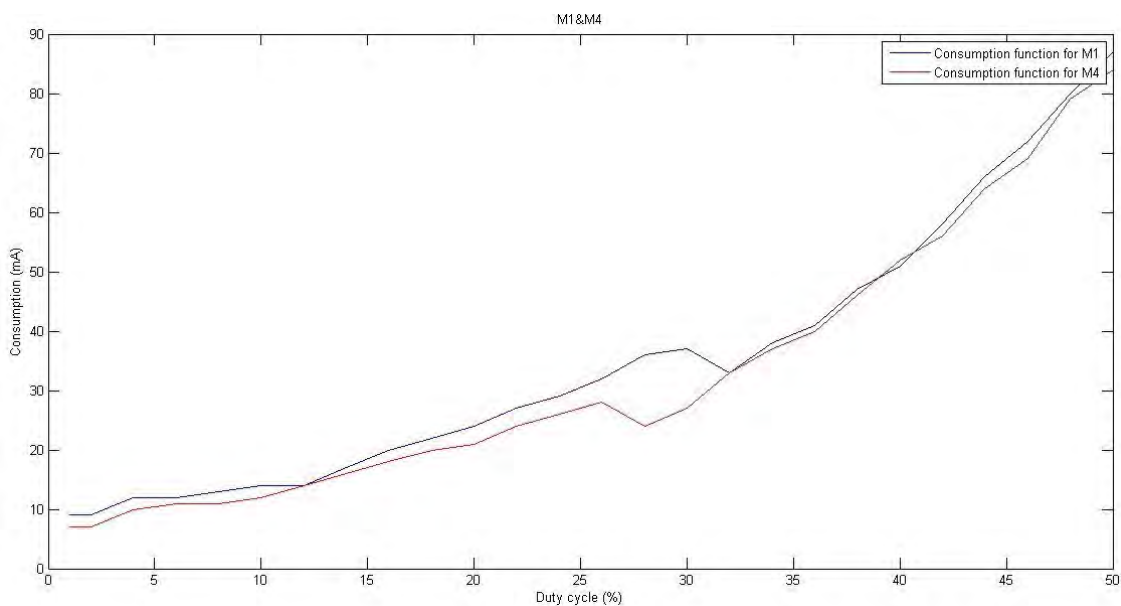


Figura 6.10: Respuesta de los motores a la variación del ciclo de trabajo en la modulación de corriente.

La figura 6.10 muestra el resultado gráfico de este experimento. En ella puede observarse una vez más como a partir del 30 % del ciclo de trabajo de la señal moduladora (lo que corresponde al 30 % del par máximo aplicable), los motores presentan un comportamiento lineal en cuanto a consumo se refiere.

Finalmente, otro dato a tener en cuenta en la caracterización de los motores es el consumo dinámico de éstos. Esta variable informa del consumo del dispositivo en función de la velocidad de su rotor. Para ello, se ha hecho mover cada uno de los motores testados de 0 a $2 \cdot 10^4$ rpm, a máximo par, estudiando su consumo. Esta última prueba ha sido realizada en colaboración con la Escuela Politécnica Federal de Lausanne (EPFL), y sus departamentos colaboradores en el proyecto. La figura 6.11 muestra los resultados obtenidos para los seis motores testados.

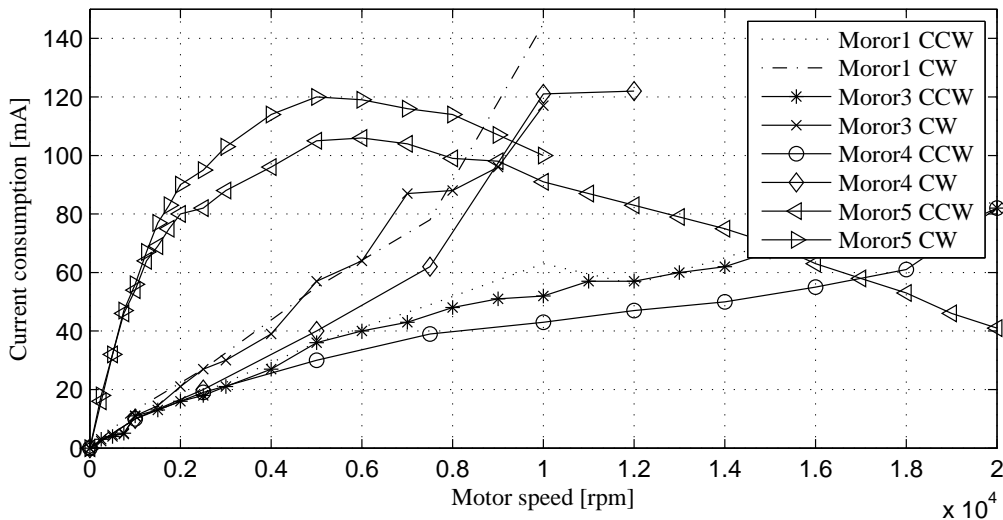


Figura 6.11: Representación del consumo dinámico de los seis motores testados.

Este experimento se realizó moviendo los motores en el sentido de las agujas del reloj (CW) y en contra de éste (CCW). Atendiendo al análisis de las gráficas obtenidas, y considerando el resultado en cuanto a repetitividad y *backlash* se refiere (sección 6.5.1.2), se puede observar como el motor 5 presenta un comportamiento totalmente diferente al resto, no mostrando signos de linealidad, lo que probablemente sea ocasionado por un fallo en su mecánica interna.

6.5.1.2. *Backlash*

Otro de los datos imprescindibles para la caracterización de los motores, y consecuentemente la caracterización del posicionador es el *backlash* o repetitividad. Este dato informa de la precisión del paso de los motores, su funcionamiento interno, y finalmente, la capacidad de éstos de repetir una misma posición a lo largo del tiempo. Con el objetivo de estudiar esta variable de manera lineal (debido a la dificultad que acarrea la observación del eje reductora por medios ópticos), durante la fase de prueba se desarrolló en colaboración con la EPFL un *set up* óptico basado en la reflexión de un haz láser contra un espejo alojado en el eje del motor. De este modo, fue posible la observación lineal del movimiento del motor, estudiando la reflexión del láser contra una pared blanca alojada lo suficientemente lejos. La figura 6.12 muestra el esquema general de la metodología de pruebas implementada.

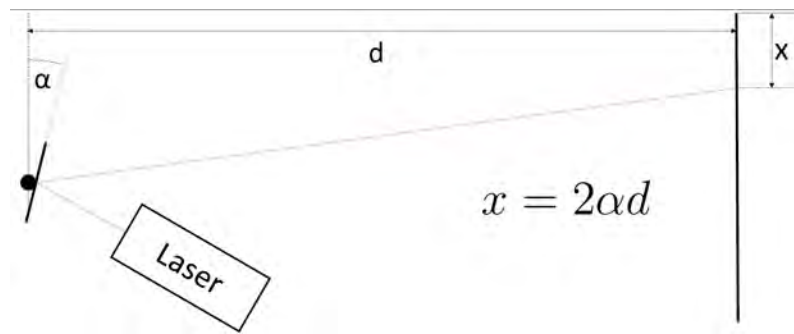


Figura 6.12: Sistema de pruebas láser para la repetitividad de los motores.

Tras la implementación de esta metodología, se definió un test a llevar a cabo para caracterizar la repetitividad de los motores testados. Este test consta de los siguientes pasos:

1. Mover el motor +X pasos.
2. Mover el motor -X pasos.
3. Guardar la posición alcanzada como el punto de referencia.
4. Mover el motor -X pasos.
5. Mover el motor X pasos.
6. Guardar la posición alcanzada y vuelta a «1».

De este modo se ha podido estudiar los procesos de inercia de los dispositivos, observando la relación entre sentido de giro, velocidad y error. Finalmente, la tabla 6.2 muestra los resultados de repetitividad y backlash para los seis motores analizados a través de esta metodología. En ella pueden distinguirse tres resultados, repetitividad negativa (resultados obtenidos en el punto «3» del algoritmo), repetitividad positiva (resultados obtenidos en el punto «6» del algoritmo, y *backlash* diferencia entre el máximo y el mínimo resultado en el error de repetitividad.

Motor	Repetitividad -	Repetitividad +	Backlash
M1	0.076	0.288	0.043
M2	0.229	0.161	-0.006
M3	0.136	0.034	0.741
M4	0.212	0.212	0.928
M5	0.042	0.042	3.151
M6	0.424	0.068	0.430

Cuadro 6.2: Resultados de repetitividad y *backlash* para los motores analizados (μm).

Estos test se realizaron a 1000rpm y con $X = 500$ pasos. Y gracias a ellos, como puede observarse en esta tabla, se pudo comprobar el mal funcionamiento del motor 5. No obstante, el prosicionador desarrollado para el proyecto DESI cuenta con engranajes internos que reducen estos valores en un factor importante.

6.5.1.3. Ruido electromagnético

El último factor importante a tener en cuenta para la caracterización de los motores utilizados en el proyecto, es el ruido electromagnético que éstos emiten. Según el diseño planteado por la empresa AVS para el robot, los motores se encuentran instalados en éste de manera que mantienen un contacto físico constante. De este modo, es importante considerar que este tipo de motores posee gran cantidad de componentes magnéticos en su interior (imanes que servirán de disparadores para los sensores hall digitales, electro-imanes que forman parte del estátor del propio motor,...), y que éstos son capaces de radiar su campo hasta una distancia considerable. Así, es probable que los componentes magnéticos de un motor, interfieran en la detección de los sensores hall del motor contiguo, e incluso en el funcionamiento interno del movimiento de éste. Por ello, durante la fase de pruebas ha sido imprescindible realizar una caracterización precisa del campo magnético próximo radiado por cada uno de los motores. Para ello, se ha hecho mover cada uno de los motores testados, leyendo el campo magnético próximo a éstos a través de un sensor hall analógico A1321EUA- de *AllegroT*. La figura 6.13 muestra los resultados preliminares de esta lectura, realizados con el sensor a 1mm del motor en movimiento.

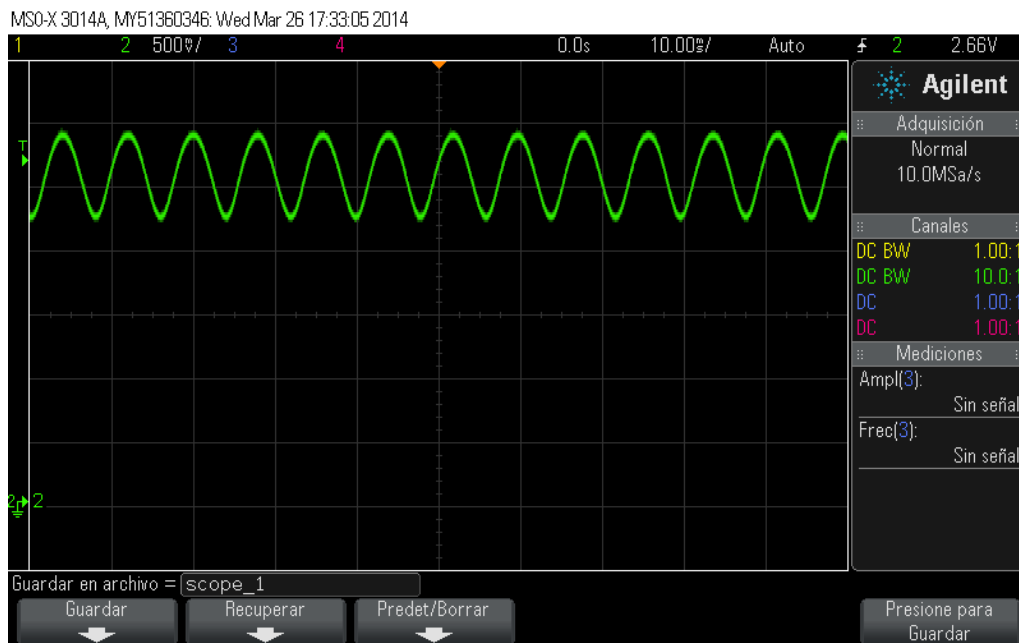


Figura 6.13: Lectura preliminar del campo magnético próximo radiado por un motor.

En esta figura es posible observar una señal sinusoidal con $0.7V_{p-p}$ y 125Hz de frecuencia, que coincide exactamente con la señal utilizada para controlar el motor, y corresponde a 170G de flujo magnético (siguiendo las especificaciones del fabricante del sensor hall). Lo que significa que el proceso de radiación de campo por parte del motor, lo lleva a cabo la inducción de los devanados de éste durante el movimiento.

Tras esta lectura se procedió a insertar un elemento μ metal de $70\mu\text{m}$ de espesor que rodease la parte trasera del motor (zona más propensa a emitir radiación), con el objetivo de comprobar la eficiencia de este tipo de materiales en la reducción del campo magnético próximo al motor. La figura 6.14 muestra los resultados tras haber introducido una y dos capas de este material magnéticamente impermeable.

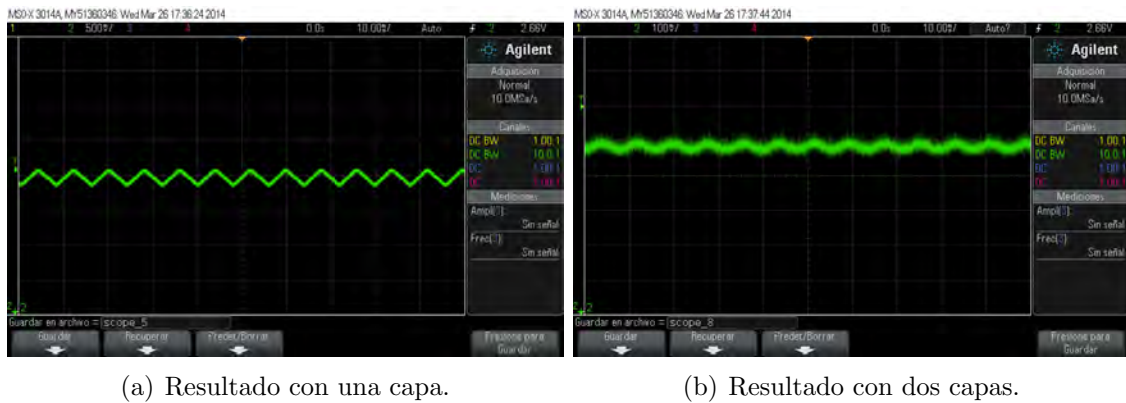


Figura 6.14: Lectura del campo magnético próximo tras la introducción del μ metal.

Tras la introducción de estos materiales, se pudo demostrar cómo ésta realmente influía en la reducción del campo magnético radiado por los motores. No obstante, el verdadero dato que pone de manifiesto la influencia del campo magnético radiado en las proximidades de un motor en funcionamiento, es la inducción de corriente eléctrica en un motor cercano. Para estudiar este fenómeno, se movió de forma constante un motor, teniendo otro estático distanciado 1mm de él, leyendo los terminales de los devanados de este último motor. Los resultados mostraron la existencia de ciertos picos de tensión en los devanados del motor estático, coincidentes en frecuencia con la señal de mayor frecuencia utilizada en el sistema: la señal PWM moduladora de corriente. La figura 6.15 muestra los resultados de esta lectura y su comparación con la señal PWM utilizada para modular la corriente en los motores.

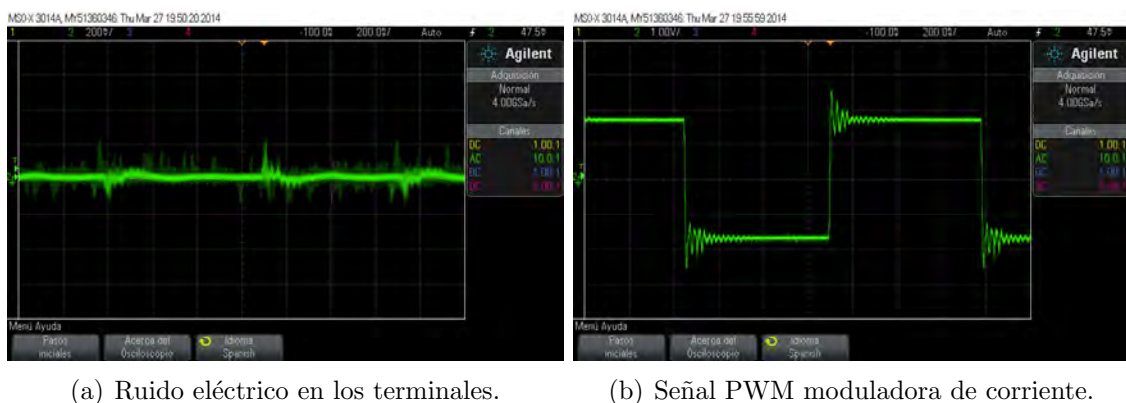


Figura 6.15: Resultados de ruido eléctrico existente en los terminales del motor estático próximo.

Finalmente, como última fase para comprobar si realmente el campo magnético radiado por un motor en movimiento influye, ya sea en el movimiento de un motor cercano, o en la detección de sus sensores hall, se instalaron dos motores en contacto directo sin material μ metal que los separase y se movieron a la misma velocidad y sentidos opuestos. Tras esto, se analizaron las cuentas del *encoder* hall de uno de los motores, a través de un analizador de señal digital, y se comprobaron éstas con las cuentas teóricas que deberían haberse ocasionado con la longitud del movimiento definida para el motor en cuestión. La figura 6.16 muestra las señales analizadas con el contador digital.

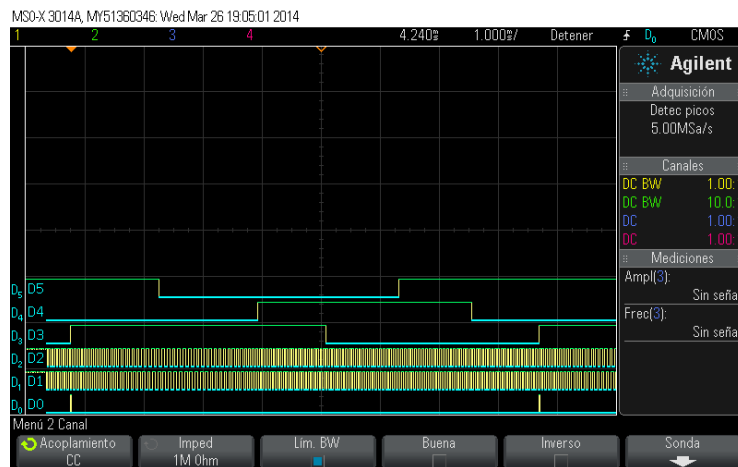


Figura 6.16: Señales generadas por el sistema codificador de uno de los motores.

Tras el análisis de los resultados, pudo demostrarse cómo, aun existiendo cierto campo radiado en las proximidades de un motor en movimiento, éste no influye en el correcto funcionamiento de los motores instalados en sus proximidades.

6.5.2. Estudio del posicionador

Una vez testados los motores y caracterizadas todas las variables que pudiesen influir de algún modo en el funcionamiento interno del posicionador, se ejecutaron el conjunto de tests descritos en la sección 6.4.1. Éstos han otorgado una cantidad suficiente de datos estadísticamente hablando, como para caracterizar el posicionador desarrollado para el proyecto DESI, fundamentalmente a través de información en cuanto a la precisión e histéresis se refiere.

6.5.2.1. Pruebas de precisión

Con el objetivo de caracterizar la precisión del posicionador se ha utilizado principalmente el test de *grid*, definiéndose una maya de 8x8 puntos y hasta 5 iteraciones de apuntado para cada uno. De este modo en cada test ejecutado se ha posicionado el robot 320 veces con un tiempo medio por movimiento de 20 segundos y 5 segundos de procesamiento, lo que ha generado tests de más de dos horas de duración total. Estos experimentos han permitido general las suficientes estadísticas como para caracterizar la precisión del posicionador, y por otro lado, han permitido generar el suficiente stress al mecanismo como para estudiar la respuesta de éste ante situaciones tan extremas.

Como dato básico para caracterizar el posicionador, se han utilizado tres parámetros: el error RMS, el error mínimo y el porcentaje de puntos por debajo de cierto error. Estos datos han sido escogidos debido a las exigencias de Berkeley por conocerlos. No obstante, el principal objetivo del proyecto es minimizar el tiempo de posicionado y reapuntado, para poder maximizar así el tiempo de exposición y por tanto los periodos de observación útiles del telescopio. De este modo, el dato exigido por la dirección del proyecto ha sido el posicionado de más del 80 % de los puntos con un

error inferior a $5\mu\text{m}$ en la tercera iteración del algoritmo de reapuntado.

Para obtener un conjunto de datos estadísticamente fiables, se ha ejecutado el test varias veces. Las Tablas 6.3 y 6.4 muestran el valor medio de los datos obtenidos tras la ejecución de este tipo de test en ausencia del algoritmo de reducción de histéresis.

	Requerido	Conseguido
Primera iteración	100 % $<100\mu\text{m}$	100 % $<100\mu\text{m}$
Última iteración	$MAX_{err} <10\mu\text{m}$ $RMS_{err} <5\mu\text{m}$	$MAX_{err}=9.767956\mu\text{m}$ $RMS_{err}=3.587521\mu\text{m}$

Cuadro 6.3: Especificaciones y valores conseguidos

	$<5\mu\text{m}$	$<2\mu\text{m}$	$<1\mu\text{m}$	RMS	Max	Min
No Iter.	1.8 %	0 %	0 %	$138.1\mu\text{m}$	$342.2\mu\text{m}$	$3.4\mu\text{m}$
1° Iter.	20.0 %	5.5 %	1.8 %	$19.9\mu\text{m}$	$88.1\mu\text{m}$	$0.5\mu\text{m}$
2° Iter.	60.7 %	25.0 %	14.3 %	$11.1\mu\text{m}$	$62.6\mu\text{m}$	$0.4\mu\text{m}$
3° Iter.	82.1 %	37.5 %	10.7 %	$3.9\mu\text{m}$	$10.6\mu\text{m}$	$0.3\mu\text{m}$
4° Iter.	82.1 %	30.4 %	12.5 %	$3.8\mu\text{m}$	$10.4\mu\text{m}$	$0.5\mu\text{m}$
5° Iter.	83.9 %	42.9 %	25.0 %	$3.6\mu\text{m}$	$9.8\mu\text{m}$	$0.2\mu\text{m}$

Cuadro 6.4: Resultados generales.

A la vista de estos resultados puede destacarse cómo el objetivo principal de conseguir el 80 % de los puntos por debajo de $5\mu\text{m}$ con la tercera iteración del algoritmo de apuntado, se ha conseguido. Por otro lado, otro dato destacable tras el análisis de los resultados es el error máximo y el dato RMS. Por un lado, el error máximo con la tercera iteración es de $10.6\mu\text{m}$, y el error RMS de $3.9\mu\text{m}$. Estos resultados preliminares son de gran importancia, dado que tras la aplicación del algoritmo de reducción de histéresis en prototipos anteriores del posicionador, éstos fueron reducidos en un factor 3, lo que situaría a este posicionador en el sistema con mayor precisión para esta aplicación entre los construidos hasta la fecha.

Por otro lado, estudiando las curvas de error para las diferentes iteraciones del algoritmo de apuntado, es posible observar la gran mejoría que introducen en el error hasta la tercera iteración. No obstante tras ésta, la eficiencia del algoritmo se ve reducida, siendo prácticamente iguales los resultados con respecto a la cuarta y quinta iteraciones. Para comprender este efecto es preciso exponer el funcionamiento del algoritmo de apuntado; tras cada movimiento el sistema software estudia el error entre la posición realmente alcanzada por el robot y el punto teórico objetivo. Este error es utilizado como realimentación del algoritmo de reapuntado con el objetivo de calcular los pasos que el robot ha de moverse para alcanzar realmente el punto teórico. De este modo, a medida que avanzan las iteraciones de este algoritmo, el objetivo teórico se encontrará mas cerca de la posición realmente alcanzada por el robot. Así llegado cierto umbral, la distancia a corregir es tan pequeña que los errores de histéresis y los procesos de inercia mecánica son mayores, por lo que el algoritmo deja de ser eficiente. La figura 6.17 muestra un ejemplo de curvas de error conseguidas ejecutando el test de *grid* sin algoritmo de reducción de histéresis.

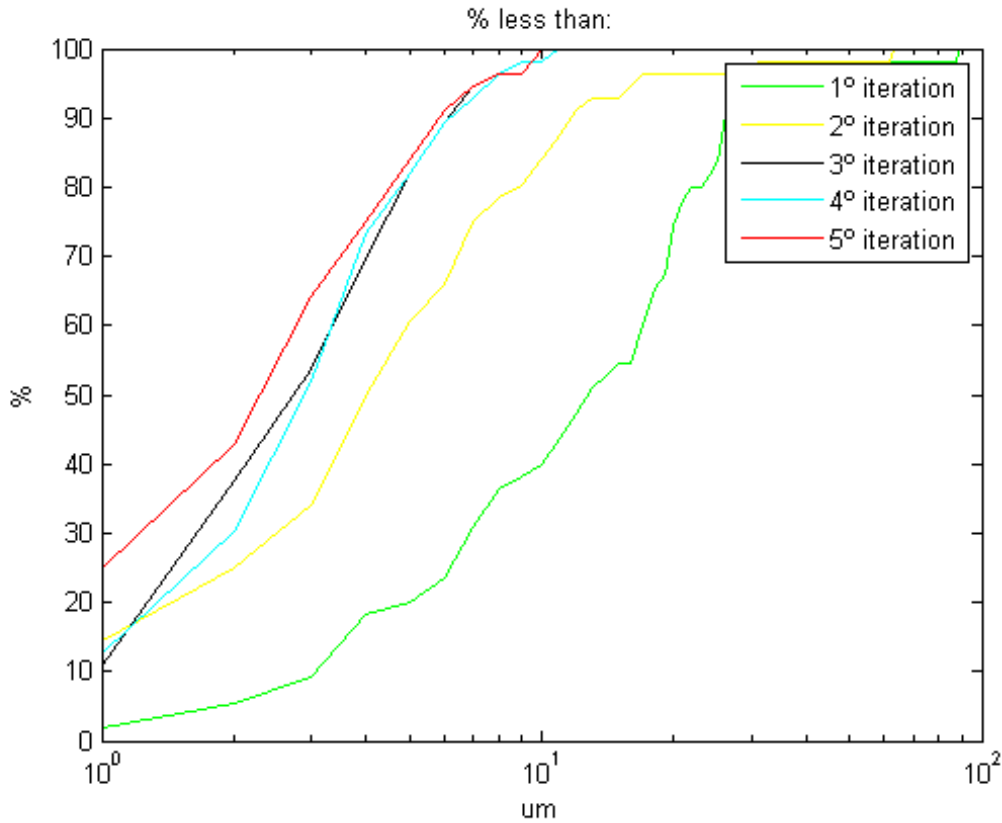


Figura 6.17: Curvas de error para ejecuciones sin reducción de histéresis.

La figura 6.18 muestra los errores de los puntos realmente alcanzados con cada una de las iteraciones del algoritmo. En ella es posible observar cierta envolvente ondulatoria causada por la acumulación de error en las transiciones entre las diferentes columnas del *grid*. Esto es producido debido a que en los tests desarrollados, el posicionador pasa del punto inferior de una columna, al superior de la siguiente. No obstante, este error es rápidamente corregido tras la primera iteración del algoritmo de reapuntado.

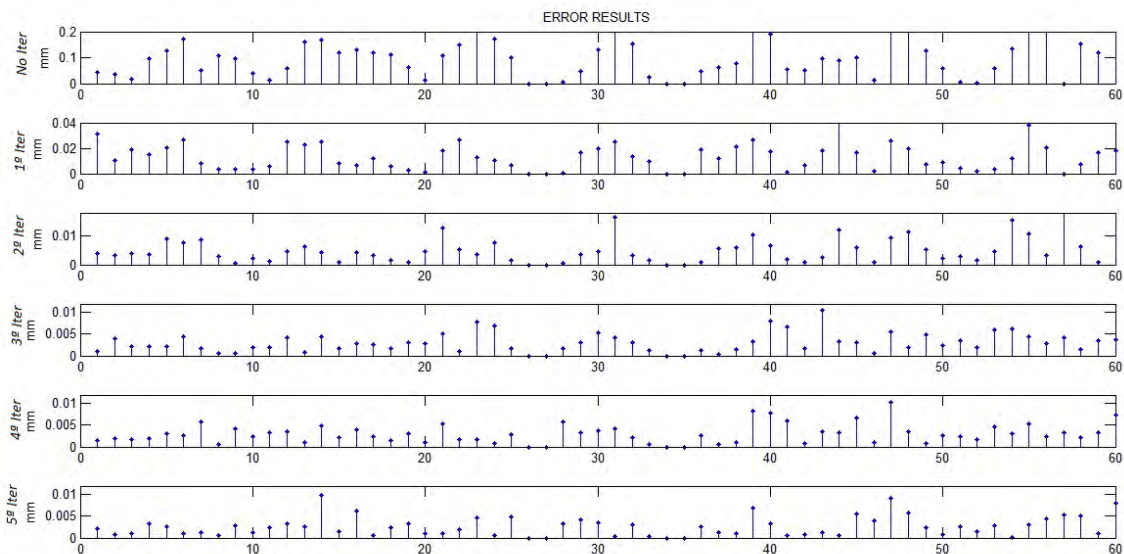


Figura 6.18: Muestra general de los errores obtenidos en un tests de *grid* completo.

6.5.2.2. Estudio de la histéresis del sistema

Como se ha expuesto en secciones anteriores, una de las características mecánicas más representativas del sistema testado es la histéresis mecánica. Esta introduce cierto error en función del sentido de giro de los motores al intentar alcanzar cierta posición. En primer lugar, con el objetivo de identificar este proceso cualitativamente hablando, se ha desarrollado el experimento recogido en la figura 6.19. En él, se manda mover el posicionador de un punto inicial «A» a uno final «B», regresando a «A» para finalizar el test. Como era de esperar, los resultados recogidos con el experimento presentan cierto error de histéresis entre los caminos de ida y de vuelta. Este error es traducido en dos líneas paralelas que representan el camino de «A-B» y «B-C», en cuyos movimientos, el posicionador ha de moverse en una única dirección.

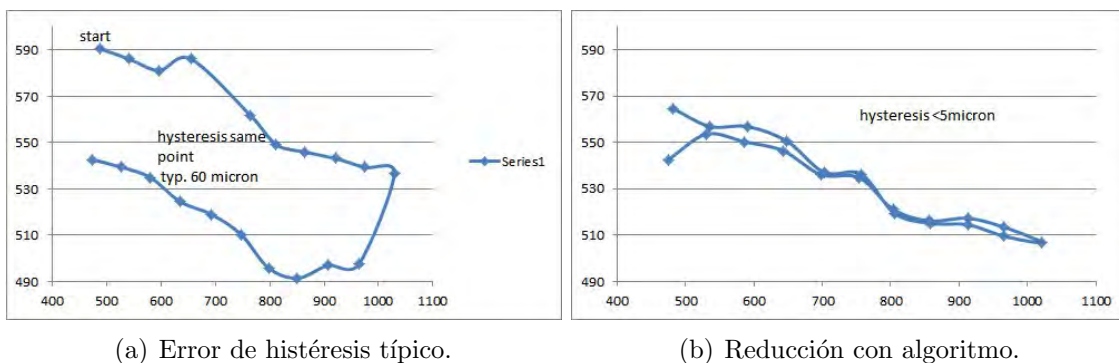


Figura 6.19: Ejemplos cuantitativos de la histéresis del sistema.

En esta figura puede observarse cómo el sistema presenta un error típico de histéresis de $60\mu\text{m}$, el cual es reducido en un factor 10 tras la aplicación de los algoritmos desarrollados durante este trabajo.

6.5.2.3. Deducción de calibraciones mecánicas

Uno de los objetivos principales de la caracterización del posicionador desarrollado, ha sido la deducción de las calibraciones que éste tiene que sufrir para ajustar los parámetros de precisión al máximo. De este modo, tras el proceso de pruebas, se pudo destacar la existencia de ciertos patrones mecánicos de error, que ponían de manifiesto la necesidad de un ajuste preciso de los parámetros fundamentales del prototipo del posicionador testado en el laboratorio.

- Patrón mecánico en el cuarto cuadrante:** el primer patrón destacable tras el análisis de muchos resultados con el banco óptico diseñado, es la existencia de un cierto error repetitivo en todos los puntos existentes en el primer, segundo y tercer cuadrantes. Estos puntos presentan un error real mayor que el teórico para el eje R1 y uno menor para el eje R2. No obstante en el cuarto cuadrante, el error es totalmente el opuesto. La figura 6.20 muestra los resultados del posicionado en ausencia de iteraciones de apuntado. En ella, pueden distinguirse los puntos teóricos y las posiciones realmente alcanzadas por el actuador. Es fácil diferenciar el mayor error en el último cuadrante.

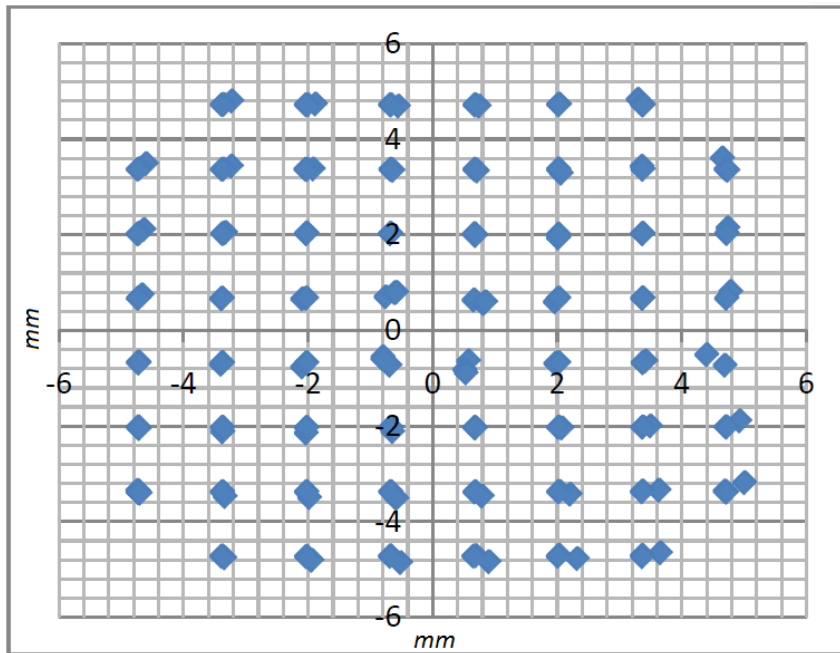


Figura 6.20: Resultados de un test de *grid* en ausencia de iteraciones de re-apuntado.

Por otro lado, si se muestran todos los puntos cuyo error es mayor a $240\mu\text{m}$ en ausencia de re-apuntados, la gran mayoría de ellos caen en el cuarto cuadrante. La figura 6.21 muestra este claro patrón que indica un funcionamiento especial del último cuadrante.

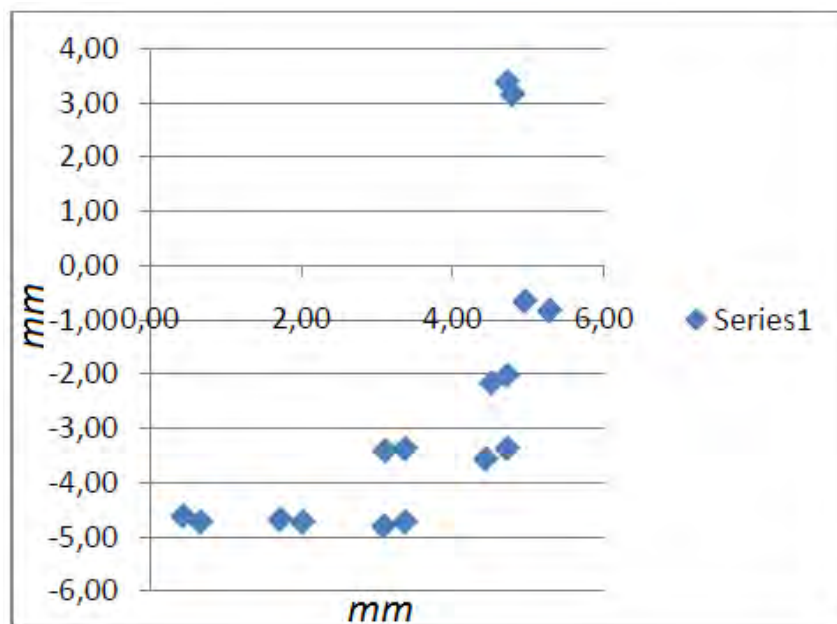


Figura 6.21: Errores con más de $240\mu\text{m}$ de error sin iteraciones de re-apuntado.

Tras obtener estos resultados y analizar la mecánica interna del robot, pudo deducirse cómo el cuarto cuadrante es la zona en el que el muelle de R1 está menos tensado, y el muelle de R2 presenta la máxima tensión (99° y 147°). Por ello, y considerando que todas las posiciones alcanzadas por R2 presentan un error positivo respecto a la coordenada R2 teórica, y que todas las posiciones alcanzadas por R1 presentan un error negativo respecto a la coordenada

R1 teórica, pudo deducirse que el prototipo testado necesitaba un ajuste más preciso de sus dos muelles principales, reduciendo la tensión del muelle R2 y aumentando la correspondiente al muelle R1.

- Patrón con la distancia al centro:** Por otro lado, otra de las propiedades que destacan al realizar un análisis profundo de los resultados obtenidos tras realizar los tests de *grid* es la existencia de cierto patrón de error que depende del radio de posicionado (distancia al centroide del posicionador). La figura 6.22 muestra los resultados en función de la distancia al centroide del posicionador. En ella puede observarse cómo el error aumenta a medida que es incrementado el radio de posicionado, esto puede ser debido a los procesos de tensión mecánica de los muelles internos. No obstante, los objetivos utilizados en el laboratorio presentan cierta distorsión en sus bordes, dado que éstos no son telecéntricos, por lo que el patrón presentado en esta figura puede ser causado por aberraciones ópticas del banco de pruebas.

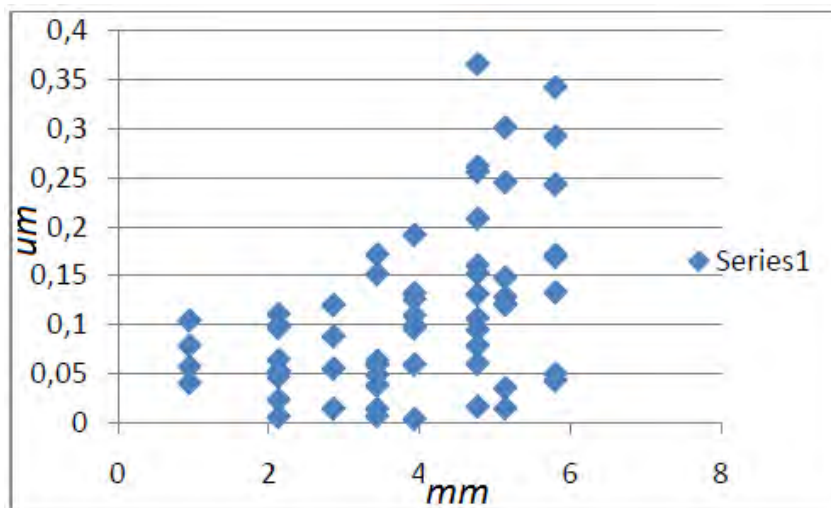


Figura 6.22: Errores obtenidos en función de la distancia al centroide.

- Existencia de un error de fabricación:** Tras analizar un conjunto lo suficientemente denso de puntos siguiendo la filosofía del test de *grid*, se ha podido comprobar, cómo el prototipo testado presenta un error mecánico cercano al centroide del posicionador. Este error puede ser debido a un fallo de fabricación en uno de los piñones que forman parte del sistema reductor del posicionador⁵. Por esta razón, en la zona localizada, los puntos que aquí son posicionados lo hacen con un error mayor de $200\mu\text{m}$, siendo éste invariable frente al uso del algoritmo de re-apuntado. La figura 6.23 muestra los errores de todos los puntos alcanzados durante el test, así como los obtenidos tras los diferentes re-apuntados. En ella se puede observar cómo los movimientos 26, 27, 33 y 34 del grid (correspondientes a los cuatro puntos más próximos al centroide del posicionador) presentan este error invariable. Por otro lado, la figura 6.24 muestra el grid completo realizado durante este test. En él puede observarse el error citado en los puntos más próximos al centroide del posicionador.

⁵Este dato fue advertido por los fabricantes del posicionador. No obstante, la superficie exacta a la que afectaba el error se desconocía, por lo que la labor de búsqueda de ésta se realizó durante el testado del robot.

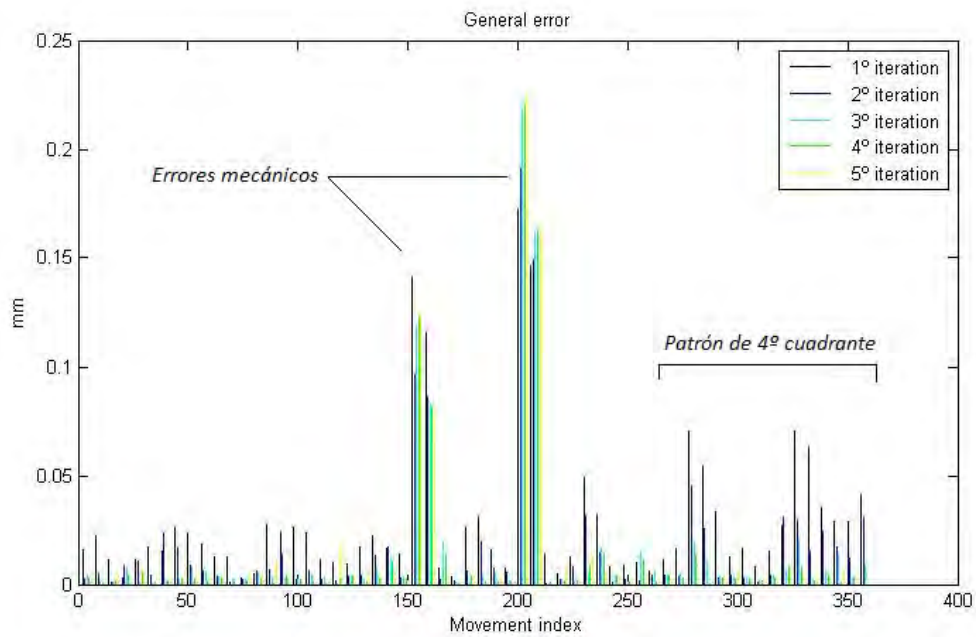


Figura 6.23: Listado de errores de todos los movimientos alcanzados en el *grid*.

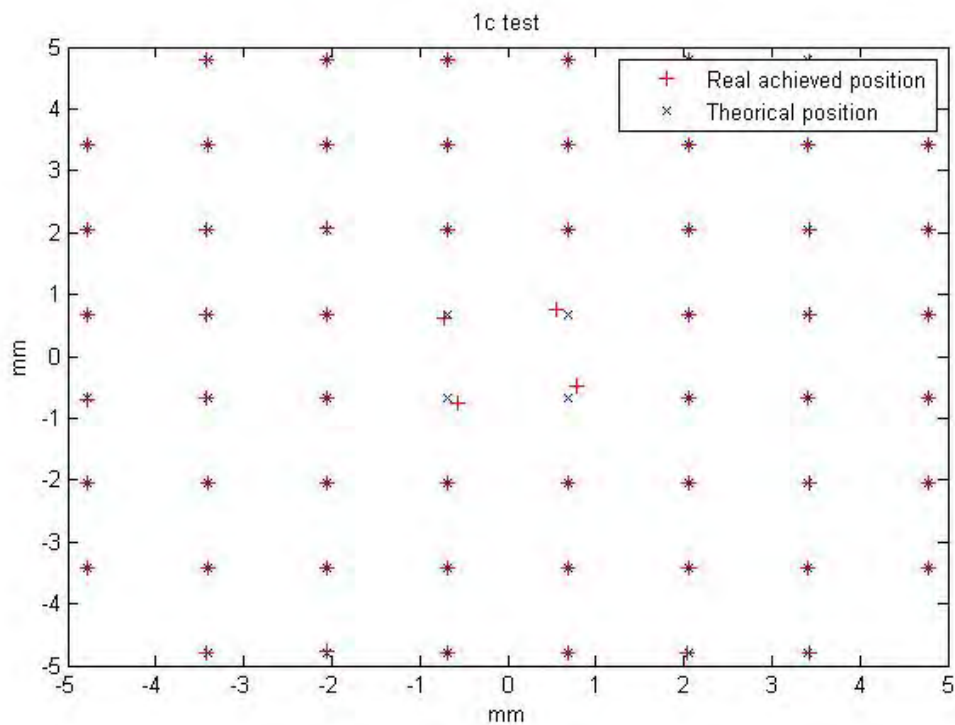


Figura 6.24: Puntos analizados tras la realización de un test de *grid*.

A parte del patrón de fallo mecánico identificable en las cercanías del origen de coordenadas, en la figura 6.23 puede identificarse el aumento del error de precisión en el cuarto cuadrante (puntos con mayor índice de la gráfica presentada). Constatándose una vez más la necesidad de re-calibración mecánica de los muelles internos en el prototipo testado.

El análisis de estos patrones ha facilitado información de gran utilidad para la optimización del diseño en prototipos futuros. Por otro lado, este proceso ha dotado de una considerable experiencia al grupo de investigación involucrado en el proyecto, facilitando la comprensión de la arquitectura interna del posicionador, así como de su comportamiento en situaciones de estrés adversas.

6.6. Conclusiones

El proceso de prueba llevado a cabo tanto con el posicionador, como con los motores instalados en él, ha permitido caracterizar de manera precisa todas las variables fundamentales del actuador fabricado por el grupo hispano-suizo, demostrando el buen funcionamiento de este prototipo, y la óptima eficiencia del sistema electrónico de control desarrollado, poniendo de manifiesto una vez más que el prototipo desarrollado para el proyecto DESI es una propuesta sólida para formar parte del proyecto internacional.

Por otro lado, la experiencia acumulada por todo el grupo de investigación durante el proceso de diseño y elaboración de los algoritmos de control, así como durante el periodo de prueba del posicionador, ha generado el conocimiento necesario como para hacer del banco de pruebas óptico desarrollado, una de las bases de testado de los prototipos que definitivamente formarán parte del telescopio, independientemente de si finalmente la propuesta hispano-suiza es elegida como protagonista del proyecto. De este modo, se ha conseguido generar un sistema de prueba estándar que permita caracterizar cualquier posicionador de fibra óptica siga o no la filosofía $\theta - \theta$.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajo futuro

A veces creo que hay vida en otros planetas, y a veces creo que no. En cualquiera de los dos casos la conclusión es asombrosa.

Carl Sagan.

Resumen: este capítulo concluye el trabajo exponiendo las conclusiones obtenidas tras la realización del mismo y citando el trabajo futuro que puede realizarse para mejorar el sistema propuesto. Por otro lado se presentan los objetivos cumplidos respecto al trabajo futuro planteado en la electrónica de control del proyecto BigBOSS

7.1. Conclusiones

La realización de las labores de investigación recogidas en este Trabajo Final de Máster en cuanto al diseño del sistema de control y testado del prototipo de 10.4mm se refiere, han dotado de una gran experiencia al grupo de investigación involucrado en el proyecto, en todo lo relacionado con los procesos de diseño y fabricación de sistemas de precisión de altas prestaciones. Por otro lado, este trabajo ha permitido compartir experiencias y conocimientos fundamentales en cuanto a técnicas de desarrollo hardware y diseño de algoritmos de control software, a través de la colaboración con grupos de investigación de prestigio a nivel europeo como el *Laboratory of Robotic Systems (LSRO)* y el *Laboratoire d'Astrophysique* de la *École Polytechnique Fédérale de Lausanne*. Estas relaciones han formado enlaces de trabajo sólidos que permitirán la colaboración futura en proyectos del ámbito de la robótica de precisión y el control electrónico.

Por otro lado, el trabajo llevado a cabo ha permitido fabricar un prototipo de control electrónico estable y robusto que podrá ser utilizado como referencia en trabajos futuros relacionados con el análisis espectroscópico del cielo profundo a través de telescopios. Para facilitar esta labor, todos los avances y conclusiones recogidas con este proyecto han sido plasmadas en una publicación en la revista *Astronomics & Astrophysics* (publicación de referencia en el mundo de la astrofísica). Hecho que permitirá extender el conocimiento en esta materia.

Es posible destacar que el sistema desarrollado puede finalmente no ser el elegido íntegramente para formar parte del proyecto final, no obstante los resultados obtenidos con él han demostrado su alta eficiencia y fiabilidad, lo que lo ha hecho propicio para formar la base del desarrollo que llevará a cabo la entidad finalmente elegida. Así, de un modo u otro, el trabajo realizado formará una parte importante del sistema de control de los 5070 posicionadores que constituirán el entorno de observación del telescopio designado para el proyecto DESI.

7.2. Trabajo futuro

Antes de hablar del trabajo futuro a realizar tras los desarrollos llevados a cabo en este proyecto, es importante destacar aquellos aspectos del trabajo futuro planteados tras el desarrollo del sistema de control llevado a cabo para el prototipo fabricado en el proyecto BigBOSS. En él, se implementó un sistema de control complejo que permitía manipular el posicionador de 12mm a través de motores paso a paso, no obstante ciertos aspectos como el aumento de precisión, la implementación de un sistema de control hardware de posición o el desarrollo de un protocolo de alerta de parada inesperada, quedaron pendientes. De este modo, uno de los objetivos principales del diseño implementado para el control del posicionador del proyecto DESI, fue desde el primer momento, la implementación de estos aspectos. Hecho que se ha llevado a cabo íntegramente con el prototipo construido. Sin embargo, es importante destacar que éste es un proyecto en continua evolución, por lo que aun quedan ciertos aspectos en los que el grupo de investigación involucrado en el proyecto sigue trabajando:

- **Fabricación del diseño definitivo:** éste es sin duda uno de los objetivos a corto plazo más urgentes. La fabricación del sistema de control electrónico presentado en este proyecto ha cumplido de manera óptima todos los objetivos, con el fin de caracterizar el posicionador probado. Este desarrollo ha sido optimizado únicamente con el fin de variar el *lay-out* para el sistema definitivo y los encapsulados de los integrados que lo necesiten. No obstante, para demostrar la robustez y compatibilidad del robot, la electrónica de control ha de ser integrada en el chasis del éste. Este paso permitirá fabricar un demostrador con un conjunto de actuadores, que faciliten por un lado la ejecución y prueba de los algoritmos de prevención de colisiones (que actualmente han sido únicamente simulados) y por otro, la integración de éstos en uno de los pétalos de la placa focal fabricados para el telescopio. Este proceso permitira simular con gran precisión la situación final en la que se encontrarán los posicionadores una vez embarcados en el telescopio.
- **Adaptación de los algoritmos de modulación de velocidad:** uno de los campos en los que más han estado trabajando las entidades colaboradoras suizas, ha sido el desarrollo de algoritmos de modulación de velocidad. Estos algoritmos, como se ha expuesto en este trabajo, permitirán hacer compatible el control electrónico con el sistema de prevención de colisiones entre unidades vecinas. Sin embargo, únicamente han sido probados sobre prototipos electrónicos temporales, por lo que el siguiente paso ha de ser la integración

de todos los algoritmos, definidos por los diferentes grupos de investigación, en la electrónica definitiva que irá embarcada en el posicionador.

- **Adaptación al sistema de comunicación I^2C :** finalmente, como se expuso en [4], y como ha sido presentado en este trabajo; el sistema de comunicación definitivo consistirá en un árbol I^2C entre la unidad central de proceso y cada uno de los posicionadores. La filosofía teórica de este sistema fue definida en [11], no obstante actualmente se está trabajando en la implementación de un sistema de prototipado que permita la comunicación con un *cluster* de actuadores. Para ello, durante el desarrollo de la electrónica de control presentada en este trabajo, se ha preparado el sistema para la comunicación serie. Sin embargo, debido a las necesidades del proyecto este tipo de comunicación no ha sido aun probada. Por lo que el último punto a tener en cuenta en los próximos avances del proyecto es la integración completa del sistema de comunicación serie I^2C en el prototipo desarrollado.

Éste es un proyecto internacional en continua evolución, por lo que las especificaciones generales de todos los diseños están sujetas a constantes variaciones, que los adapten a las nuevas condiciones marcadas por la dirección. Esto hace que el trabajo a realizar en los próximos años sea una labor dinámica en la que el aprendizaje, el aumento de conocimiento y la creación de relaciones de investigación primen sobre otros aspectos menos importantes.

La utopía está en el horizonte. Camino dos pasos, ella se aleja dos pasos y el horizonte se corre diez pasos más allá. ¿Entonces para que sirve la utopía? Para eso, sirve para caminar.

Eduardo Galeano.

Bibliografía

El secreto de inventar es mirar algo en tu mente, luego encontrar donde se esconde en el mundo.

Anónimo.

- [1] N. Fahim, “Electrónica de control de un mini-robot para el posicionamiento micrométrico de una fibra óptica en el plano focal de un telescopio,” *PFC, Escuela Politécnica Superior*, June 2013.
- [2] D. Schlegel *et al.*, “The Baryon Oscillation Spectroscopic Survey: Precision measurements of the absolute cosmic distance scale,” 2009.
- [3] D. J. Schlegel *et al.*, “BigBOSS: The Ground-Based Stage IV Dark Energy Experiment,” 2009.
- [4] N. Fahim, G. Glez-de Rivera, A. de Castro, J. Garrido, J. Sanchez, and F. Prada, “Mechatronics for micrometric optical fiber positioning in a telescope focal plane,” *Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS)*, 2013.
- [5] D. Schelgel *et al.*, “The BigBOSS Experiment,” 2011.
- [6] L. Makarem, J.-P. Kneib, D. Gillet, H. Bleuler, M. Bouri, P. Hörler, L. Jenni, F. Prada, and J. Sánchez, “Collision-free motion planning for fiber positioner robots: discretization of velocity profiles,” 2014.
- [7] Z. Zhou, M. Sholl, C. Schenk, J. Silber, C. Bebek, and C. Zhai, “The measuring apparatus research for BigBOSS fiber-positioner,” 2012.
- [8] H. Hu *et al.*, “New type optical fiber positioning unit device for LAMOST,” pp. 548–555, 2003.
- [9] A. M. Moore, P. R. Gillingham, J. S. Griesbach, and M. Akiyama, “Spine development for the echidna fiber positioner,” 2003.
- [10] A. T. Ficapal, “Algoritmos de modulación para motores brushless Comparativa entre SPWM, SPWM con inyección del tercer armónico y SVPWM,” *Ingenia-CAT - Motion control department*.
- [11] R. Juanpere, “Algoritmos de conmutación para motores brushless,” *Ingenia-CAT S.L*, 2006.
- [12] J. C. Murillas, “Sistema de comunicación para la gestión remota de un elevado número de Mini-Robots de posicionamiento en un entorno reducido,” *PFC, Escuela Politécnica Superior*, June 2013.

Parte II

Apéndices

Apéndice A

Esquemáticos diseñados

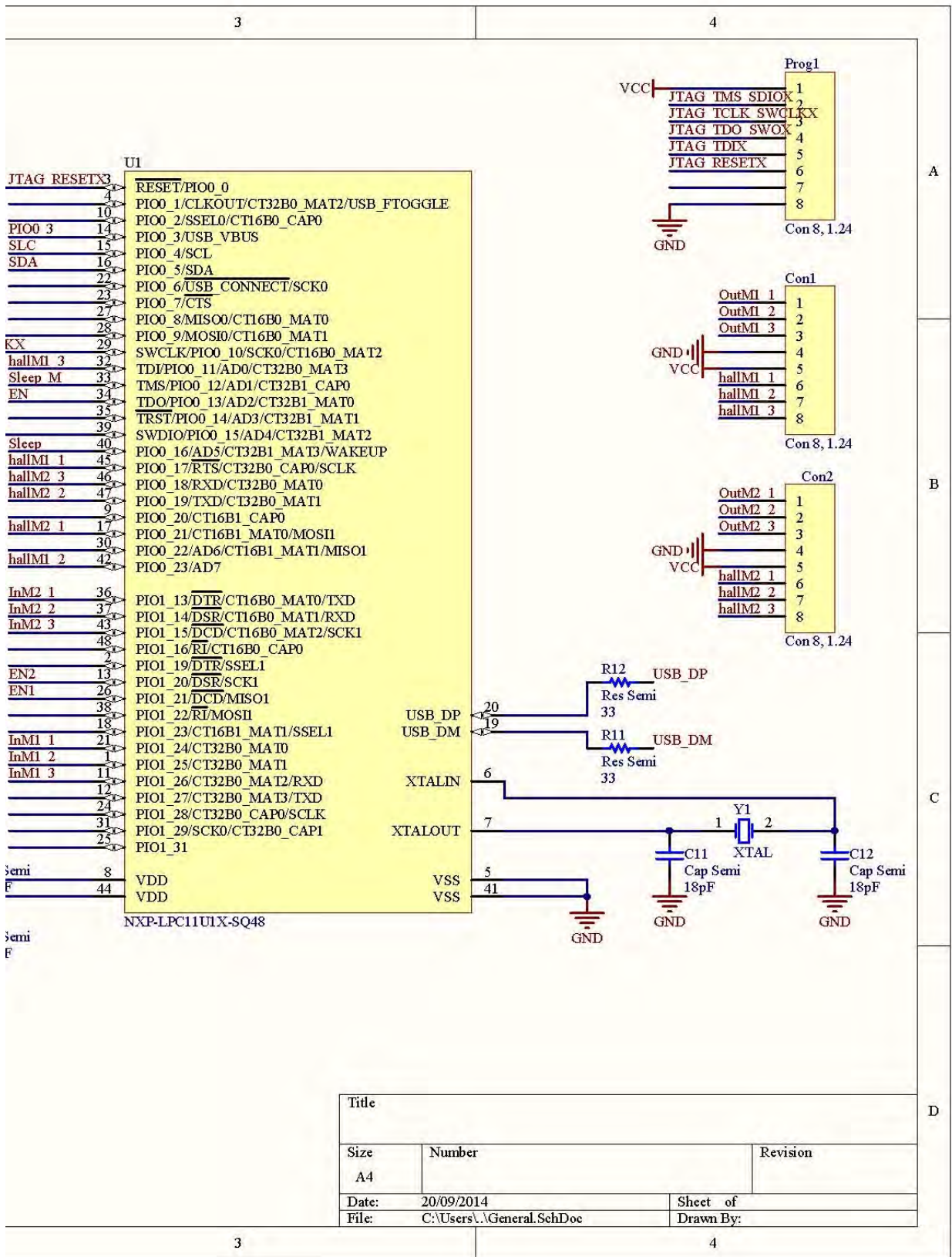


Figura A.1: Esquema electrónico del prototipo diseñado (1º parte)

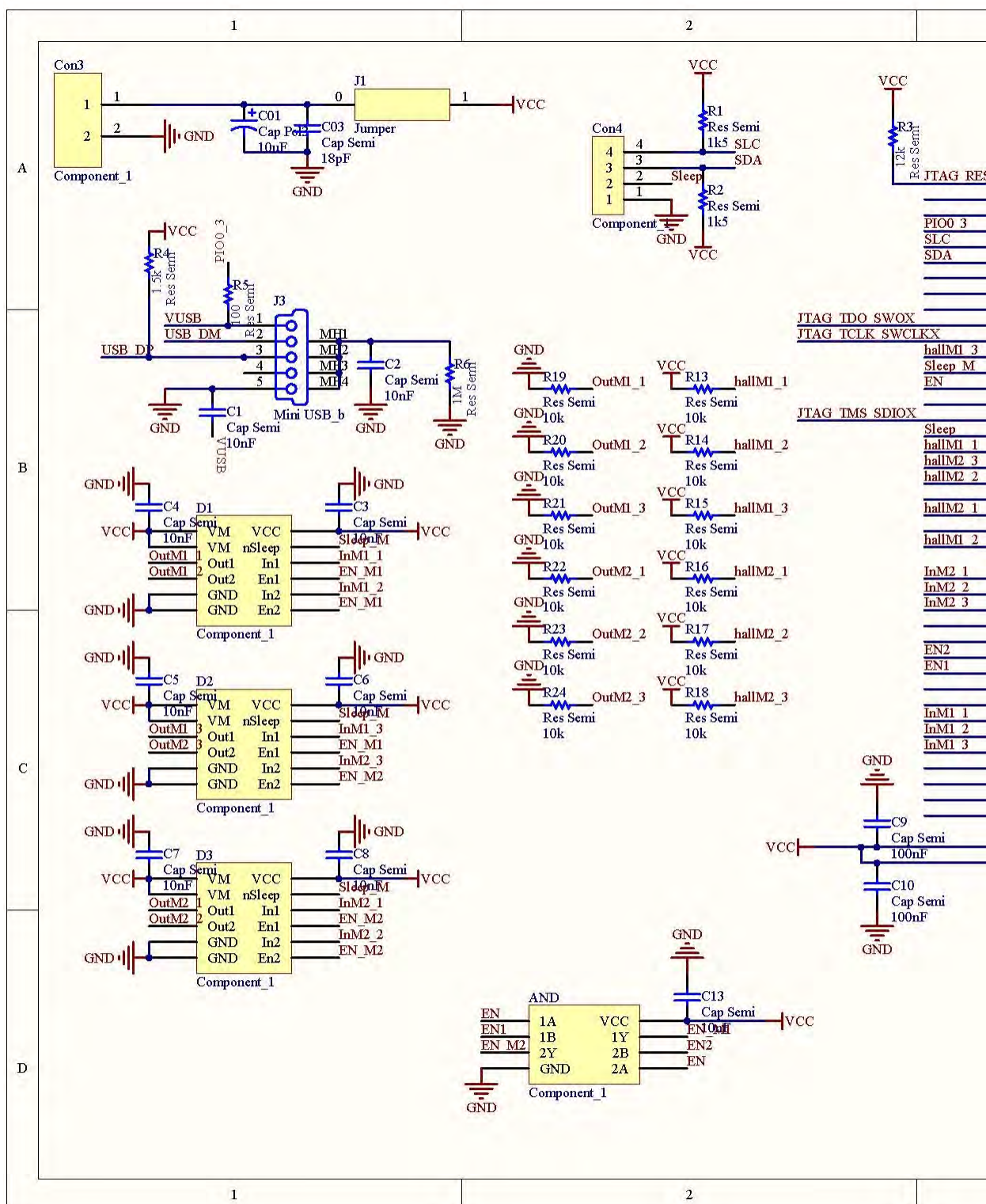


Figura A.2: Esquema electrónico del prototipo diseñado (2º parte)

Apéndice B

Arquitectura del microcontrolador

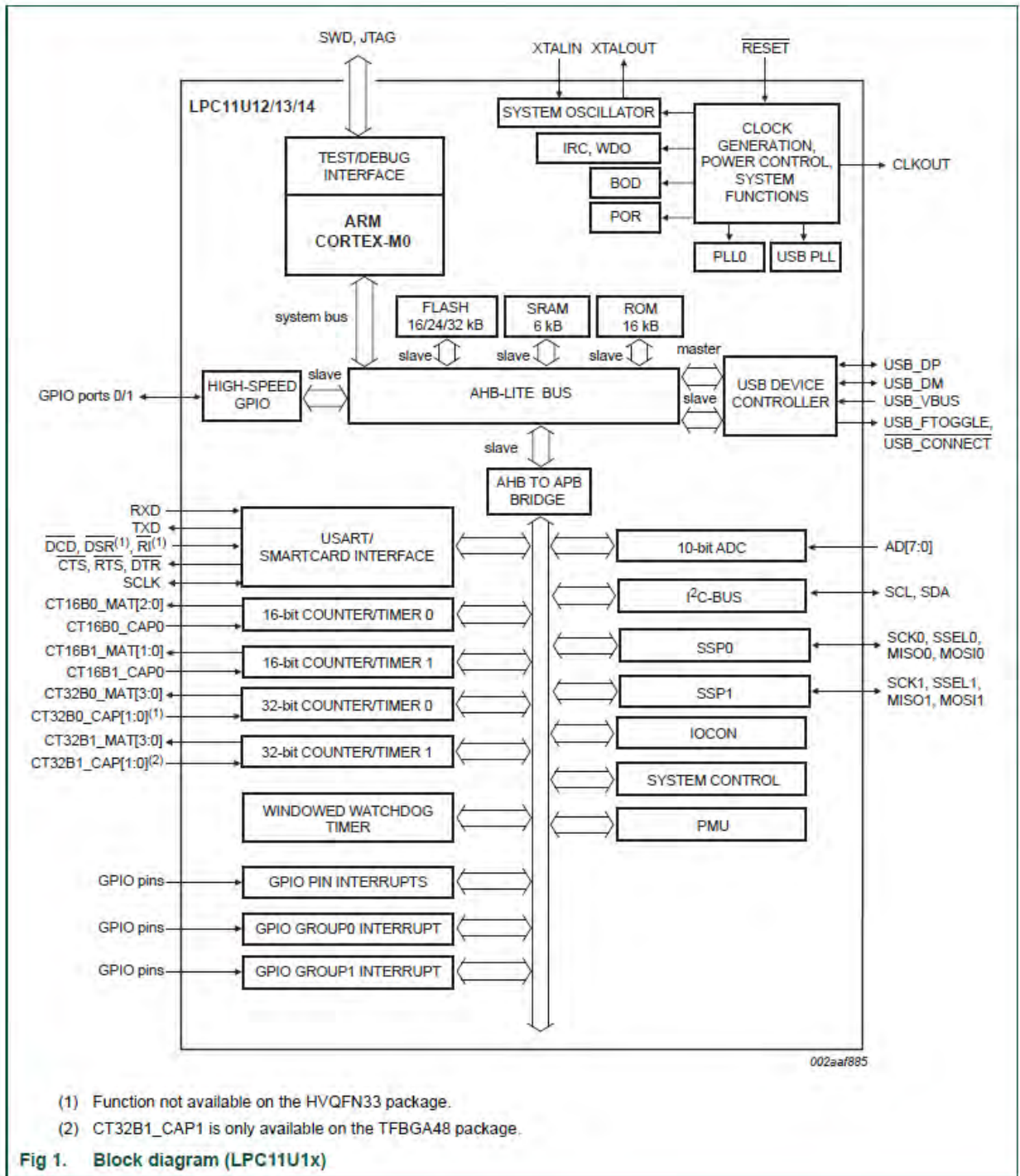


Figura B.1: Arquitectura interna del microcontrolador LPC11U14

Apéndice C

Diagrama de timers

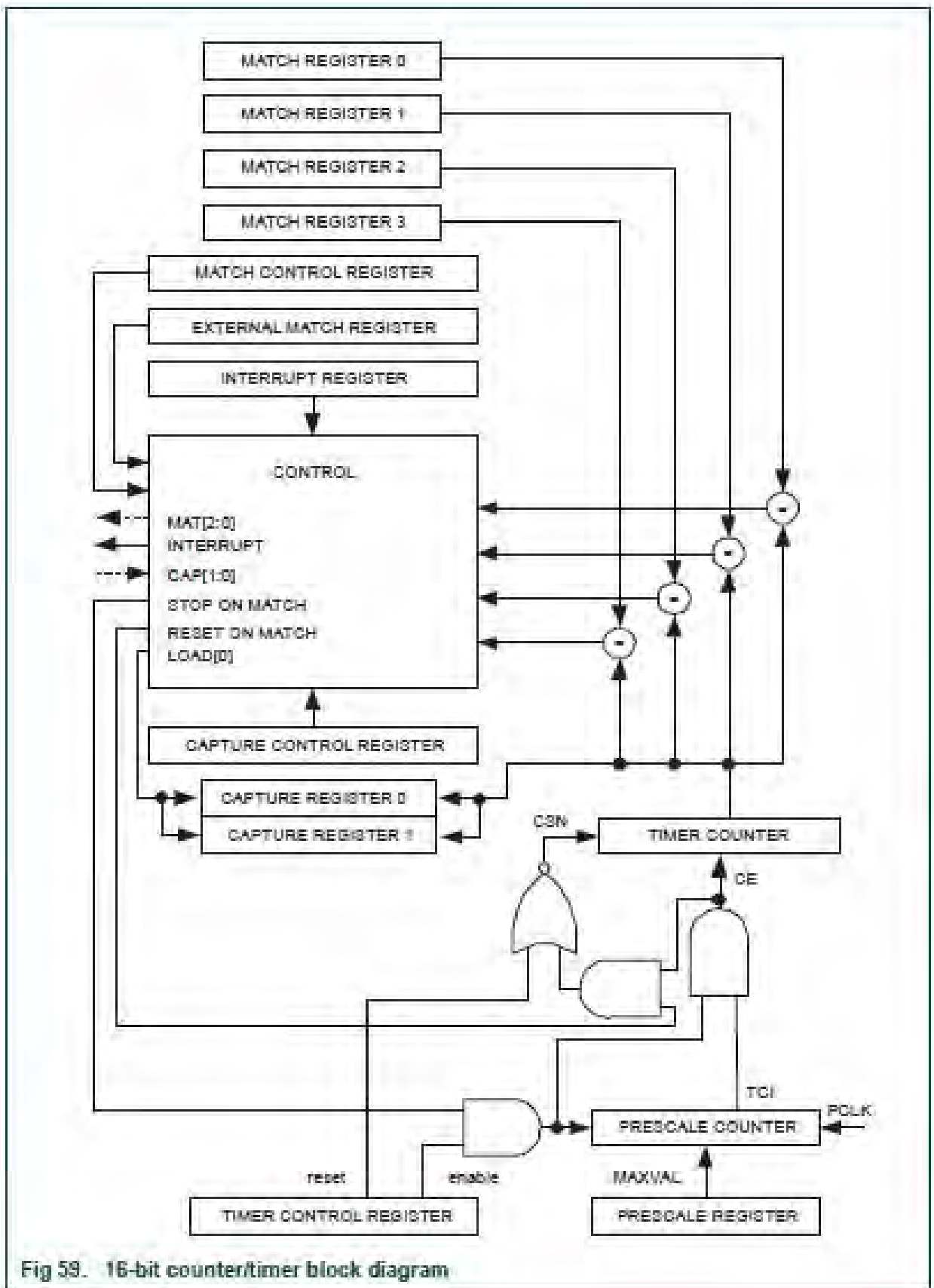


Figura C.1: Diagrama de configuración de los *timers* internos del microcontrolador.

Apéndice D

Motores Faulhaber 4mm



BLM 0420

		003B	
1	Nominal voltage	UN	3.0 V
2	Terminal resistance, phase to phase	R	9.10 Ω
3	Output power ¹⁾	P2max	0.48 W
4	Efficiency	Etamax	58.2 %
5	No-load speed	no	30'800 rpm
6	No-load current	Io	0.020 A
7	Stall torque	MH	0.28 mNm
8	Friction torque	Co	0.010 mNm
9	Viscous damping factor	Cv	2.47E-07 mNm/rpm
10	Speed constant	kn	10965 rpm/V
11	Back-EMF constant	kE	0.091 mV/rpm
12	Torque constant	kM	0.87 mNm/A
13	Current constant	kl	1.148 A/mNm
14	Slope of n-M curve	$\Delta n/\Delta M$	114588 rpm/mNm
15	Terminal inductance, phase to phase	L	127 μ H
16	Mechanical time constant	Tau m	TBD ms
17	Rotor inertia	J	TBD gcm ²
18	Angular acceleration	Alphamax	TBD 1000 rad/s ²
19	Thermal resistances	Rth1 / Rth2	42.6 126.00 K/W
20	Thermal time constants	Tauw1/Tauw2	TBD s
21	Operating temperature range		°C
	- motor		-20 ... +100
	- coil, max. permissible		+125
22	Shaft bearings	TBD	
23	Shaft load max.		
	- radial at TBD / TBD rpm (TBD mm from mounting flange)	TBD	N
	- axial at TBD / TBD rpm (push-on only)	TBD	N
	- axial at standstill (push-on only)	TBD	N
24	Shaft play		
	- radial	≤ TBD	mm
	- axial	= TBD	mm
25	Housing material	stainless steel	
26	Weight		TBD g
27	Direction of rotation	electronically reversible	
Recommended values - mathematically independent of each other			
28	Speed up to ²⁾	nemax	TBD rpm
29	Torque up to ^{1) 2)}	Memax	0.23 mNm
30	Current up to ^{1) 2)}	Iemax	0.282 A

1) at 20'000 rpm

2) thermal resistance Rth2 by 55% reduced

Note: theoretical

Version 1.2 - B0420-003

LFE / 20.12.13

Figura D.1: Hoja de datos preliminar.

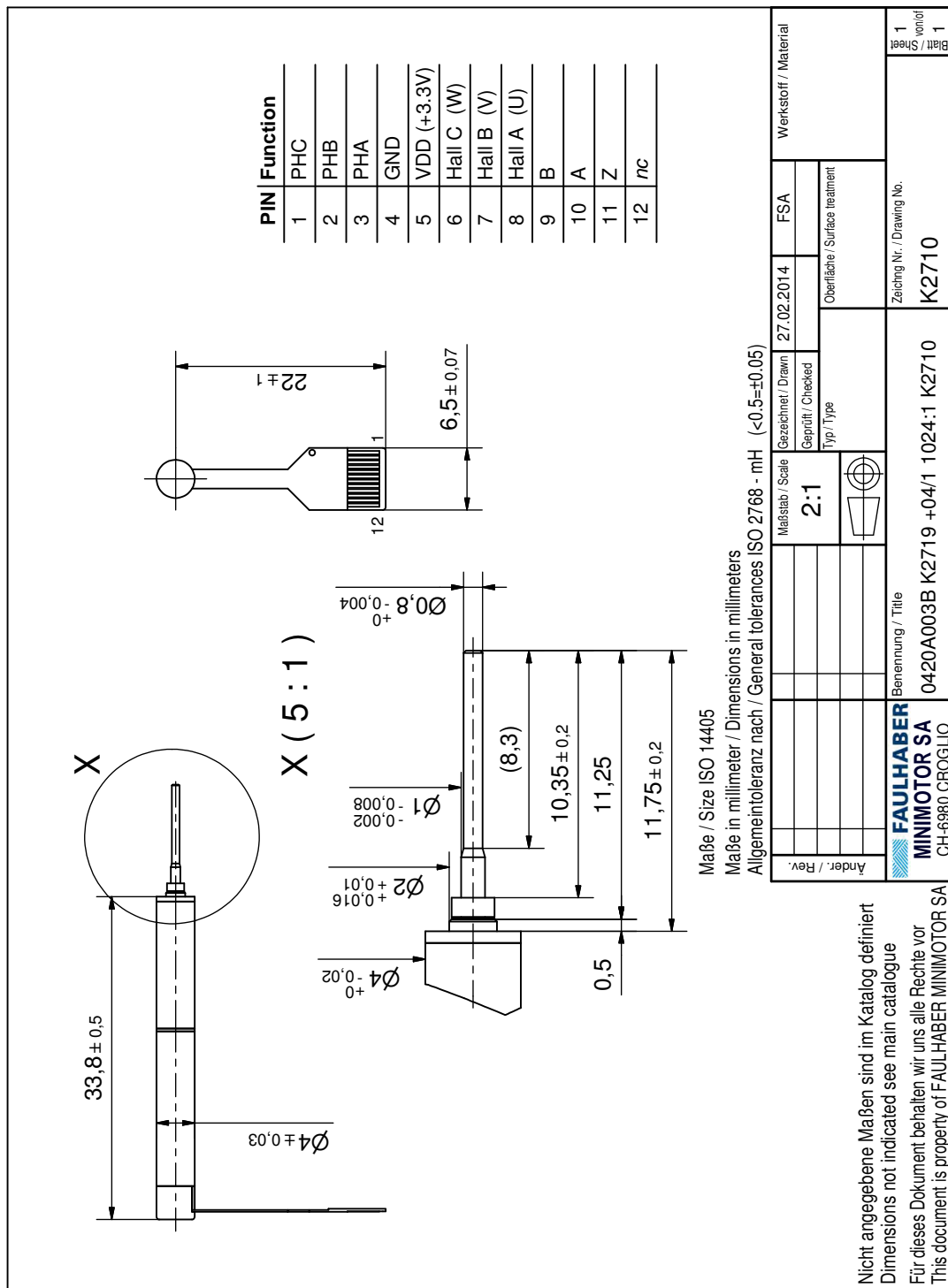


Figura D.2: Esquema general de la mecánica exterior.

Apéndice E

Algoritmos de transformación


```

/*****
/*
/*      ALGORITMO DE TRASFORMACIÓN R1R2 en xy      */
/*
/*      in:  R1 y R2 (grados)                      */
/*      out: x e y (mm)                            */
/*
/*****

double [] R1R2enxy(double R1, double R2)
{
    double R1d, R2d, alpha = 0, beta = 0, r = 0, x=0, y=0;
    double [] xy = { 0, 0 };

    R1    = Math.Round(R1, 3);
    R2    = Math.Round(R2, 3);
    R1d   = R1*2*Math.PI / 360;
    R2d   = R2*2*Math.PI / 360;
    r     = Math.Sqrt(Math.Pow(L1, 2)+Math.Pow(L2, 2) -2*L1*L2*Math.Cos(R2d)
    );
    beta  = Math.Asin(L2*Math.Sin(R2d)/r);
    alpha = R1_d+beta;

    if (alpha >= 2*Math.PI)
        alpha = alpha - 2*Math.PI;

    if (Math.Pow(L1, 2)+Math.Pow(L2, 2) == 2*L1*L2*Math.Cos(R2d)) {
        x = 0;
        y = 0;
    }

    else {
        x = r*Math.Cos(alpha);
        y = -r*Math.Sin(alpha);
    }

    xy[0] = x;
    xy[1] = y;
    return xy;
}

```

```

/*****
/*
/*      ALGORITMO DE TRASFORMACIÓN xy en R1R2      */
/*
/*      in:  x e y      (mm)                        */
/*      out: R1 y R2   (pasos)                      */
/*
/*
/*****

int [] xy_en_R1R2(double x1, double y1)
{
    int [] R1R2 = {0,0 };
    double alpha=0,beta=0,r=0,R1=0,R2=0,R1_intermedio=0,R2_intermedio=0;

    r = Math.Sqrt(Math.Pow(x1,2)+Math.Pow(y1,2));
    if (r<=L1+L2&& r>=L1-L2)
    {
        if (x1==0&&y1==0){
            R1 = 0;
            R2 = 0;
        }
        else
        {
            alpha = Math.Atan(Math.Abs(y1)/Math.Abs(x1));
            beta = Math.Acos((Math.Pow(L1,2)+Math.Pow(r,2)-Math.Pow(L2,2))
                /(2*L1*r));
            R2 = Math.Acos((Math.Pow(L1,2)-Math.Pow(r,2)+Math.Pow(L2,2))
                /(2*L1*L2));
            if (x1>=0&&y1>=0){ //1º CUADRANTE
                R1=(2*Math.PI)-beta-alpha;
            }
            else if (x1<0&&y1>=0){ //2º CUADRANTE
                R1 = Math.PI+alpha-beta;
            }
            else if (x1<0&&y1<0){ //3º CUADRANTE
                R1 = Math.PI-alpha-beta;
            }
            else if (x1>=0&&y1<0){ //4º CUADRANTE
                R1 = alpha-beta;
            }
        }
    }
    else{
        R1 = 100000;
        R2 = 100000;
    }

    R1 = R1*360/(2*Math.PI);
    R2 = R2*360/(2*Math.PI);
    if (R1<0) R1 = 360+R1;
    R1_intermedio = Math.Round((R1*27520/360),0);
    R2_intermedio = Math.Round((R2*5120/180),0);
    R1R2[0] = Convert.ToInt32(R1_intermedio);
    R1R2[1] = Convert.ToInt32(R2_intermedio);
    return R1R2;
}

```

Apéndice F

Algoritmos de interpolación


```

/*******/
/*
/*      ALGORITMO DE INTERPOLACIÓN
/*
/*      in:  R1 y R2 (grados)
/*      out: x e y (mm)
/*
/*******/

void Camino_mas_corto(uint32_t pos_R1, uint32_t pos_RR2){

    volatile uint32_t y=0,x=0,y1=0,x1=0,x2=0,y2=0,contador_y=0,contador_x
        =0,help=0,Ax2=0,Ay=0,entero=0,mov1=0,mov2=0;
    double Ax_double=0,Ay_double=0,double_1=0,double_2=0;

    //Calculamos Ay y Ax
    Ay = pos_RR2-PASOS_M2;
    Ax2 = pos_R1-PASOS_M1;
    Ay_double=abs(Ay);
    Ax_double=abs(Ax2);

    //comienzo y fin
    x1=PASOS_M1;
    y1=PASOS_M2;
    x2=pos_R1;
    y2=pos_RR2;
    x=x1;
    y=y1;
    contador_y=PASOS_M2;
    contador_x=PASOS_M1;

    //para energizar
    GPIOSetBitValue(1,21,ON);
    GPIOSetBitValue(1,20,ON);

    DECELERACION=0;
    ACELERACION=1;

    //movemos motores
    if(abs(Ay)<=abs(Ax2)){
        if(x1>x2){
            // x1 <—> x2
            help=x1;
            x1=x2;
            x2=help;
        }
        for(x=x1+1;x<=x2;x++){
            if(Ay!=0){
                double_1=(Ay_double/Ax_double);
                double_2=(x-x1);
                entero =double_2*double_1;
                y= entero + y1;
                entero=y-contador_y;
            }
        }
    }
}

```

```

        mov2=1;
        contador_y=y;
    }
    if (Ax2!=0){
        mov1=1;
    }
    if (abs(GOALM2-PASOS_M2)<0.2*Ay_double || abs(
GOALM1-PASOS_M1)<0.2*Ax_double)
    DECELERACION=1; //deceleración
        if (abs(GOALM2-PASOS_M2)<0.8*Ay_double
|| abs(GOALM1-PASOS_M1)<0.8*
Ax_double) ACELERACION=0; //
    aceleración
    Mover(mov1*1,mov2*abs(entero)); //nuevo
    mov1=0;
    mov2=0;
}
}
    if (abs(Ay)>abs(Ax2)){
    if (y1>y2){
        help = y1;
        y1=y2;
        y2=help;
    }
    for (y=y1+1;y<=y2;y++){
        if (Ax2!=0){
            double_1=(Ax_double/Ay_double);
            double_2=(y-y1);
            entero =double_2*double_1;
            x=entero+x1;
            entero = x-contador_x;
            mov1=1;
            contador_x=x;
        }
        if (Ay!=0){
            mov2=1; //nuevo
        }
        if (abs(GOALM2-PASOS_M2)<0.2*Ay_double || abs(GOALM1-
PASOS_M1)<0.2*Ax_double) DECELERACION=1; //
            deceleración
        if (abs(GOALM2-PASOS_M2)<0.8*Ay_double || abs(GOALM1-
PASOS_M1)<0.8*Ax_double) ACELERACION=0; //
            aceleración
        Mover(mov1*abs(entero),mov2*1); //nuevo
        mov1=0;
        mov2=0;
    }
}
if (PASOS_M1!=pos_R1 || PASOS_M2!=pos_RR2){Mover(PASOS_M1-pos_R1,
PASOS_M2-pos_RR2);}

DECELERACION=0;
ACELERACION=1;
Ax=Ax_principal;
Ax_double=Ax_principal;
//para desenergizar
GPIOSetBitValue(1,21,OFF);
GPIOSetBitValue(1,20,OFF);
}

```

Apéndice G

Trasferencia tecnológica



INSTITUTO DE FÍSICA TEÓRICA UAM/CSIC

Dr. Francisco Prada
Instituto de Física Teórica UAM/CSIC
Universidad Autónoma de Madrid
C/ Nicolás Cabrera 13-15
Cantoblanco, 28049 Madrid

A QUIEN CORRESPONDA, certifico que

El Trabajo Fin de Máster realizado por D. Nasib Fahim Fernández en la Escuela Politécnica Superior de la UAM, dirigido por el profesor Guillermo González de Rivera Peces, titulado “Diseño electrónico y algoritmos de control para micro-posicionadores de fibra óptica en instrumentación astrofísica” ha servido como diseño de la solución propuesta por el grupo español que participa en el proyecto DESI – Dark Energy Spectroscopic Instrument - como respuesta al problema presentado para el control electrónico de cada uno de los micro-robots que se van a encargar del posicionado micrométrico del conjunto de las fibras ópticas situadas en el plano focal de un telescopio.

Tras la realización de varios prototipos, el modelo actual ya ha superado la mayoría de las pruebas a las que ha sido sometido tanto en el laboratorio del grupo de investigación de la EPS donde se está desarrollando, como en el Lawrence National Berkeley Laboratory por el grupo de investigación que lidera el proyecto. Por lo tanto, se puede considerar que se ha realizado una contribución tecnológica relevante a un proyecto internacional de primer nivel. Una vez superadas todas las pruebas, se va a participar en la construcción de los los 5000 robots que componen el conjunto de posicionadores del plano focal.

El proyecto DESI está liderado por el Lawrence National Berkeley Laboratory y forman parte varias instituciones de EEUU y diferentes grupos de investigación de China, Francia, Corea, España, Suiza y Reino Unido. El objetivo del proyecto es la creación del mayor mapa del universo para el estudio de la naturaleza de la energía oscura.

Y para que así conste y a petición del interesado, expido el presente certificado en Madrid, a 22 de Septiembre de 2014.

Francisco Prada
Profesor CEI Universidad Autónoma de Madrid,
Investigador Científico CSIC,
Instituto de Física Teórica UAM/CSIC.