



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



Desarrollo de un Banco de Pruebas para Articulaciones Elásticas

MEMORIA PRESENTADA POR:

Jesús Benet Cabo

Máster Universitario en Ingeniería Mecatrónica

DIRECTOR:

Ranko Zotovic Stanisic

Septiembre, 2017

Agradezco al servicio técnico del foro de la web de International Rectifier y a Óscar Bodoque Moreno la ayuda prestada para la realización de este Trabajo Fin de Máster.

ÍNDICE GENERAL

Documento I: Memoria.....	13
1. Introducción: objetivos y datos de partida.....	14
1.1 Objetivo.....	14
1.2 Motor empleado.....	14
1.3 Bases teóricas para el control de motores de corriente continua.....	15
1.3.1 Esquema de control.....	15
1.3.2 Diagrama de bloques y función de transferencia.....	17
1.3.3 Reducción del orden del sistema.....	19
1.3.4 Control por modulación de ancho de pulso.....	19
1.4 Reductor empleado.....	20
2. Diseño mecánico.....	24
2.1 Introducción: bases para el diseño.....	24
2.2 Fijación del sistema.....	24
2.2.1 Estructura de sustentación del motor.....	24
2.2.2 Fijación del harmonic drive.....	27
2.3 Transmisión de movimiento y colocación de sensores.....	29
2.3.1 Determinación de los sensores empleados.....	29
2.3.1.1 Encoders.....	30
2.3.1.2 Acelerómetro.....	34
2.3.1.3 Giróscopo.....	37
2.3.2 Acoplamiento para ejes.....	37
2.3.3 Eganche a wave generator.....	39
2.3.4 Eganche a flexspline.....	40
2.3.5 Eganche a cabezal de lectura para encoder.....	43
2.4. Ensamblaje completo.....	44
3. Fabricación de las piezas.....	45
3.1 Introducción: resumen del proceso de fabricación.....	45
3.2 Elección del material y pedido.....	46
3.3 Simulación del mecanizado.....	47
3.3.1 Máquina fresadora de referencia.....	48
3.3.2 Generación de programas CNC mediante simulador.....	51
3.3.2.1 Base de la estructura.....	53

3.3.2.2 Enganche delantero.....	55
3.3.2.3 Enganche trasero.....	57
3.3.2.4 Base del enganche a circular spline.....	59
3.3.2.5 Placa de enganche a circular spline.....	61
3.3.2.6 Enganche a wave generator.....	63
3.3.2.7 Disco del enganche a flexspline.....	64
3.3.2.8 Eje del enganche a flexspline.....	67
3.4 Imágenes del montaje real.....	68
4. Diseño de la electrónica de potencia.....	69
4.1 Introducción.....	69
4.2 Componentes del circuito de potencia.....	69
4.2.1 Driver.....	70
4.2.1.1 Introducción, explicación de pines y fundamentos de funcionamiento.....	70
4.2.1.2 Circuito bootstrap.....	72
4.2.1.3 Estudio del circuito ejemplo de la web de International Rectifier.....	74
4.2.2 Transistores MOSFET.....	75
4.2.3 Radiadores para transistores.....	77
4.2.4 Diodo ultrarrápido.....	78
4.2.5 Circuito negador.....	78
4.2.6 Sensor de corriente.....	80
4.2.7 Fuente de tensión continua.....	85
4.3 Elementos del laboratorio para realizar pruebas al circuito.....	86
4.3.1 Fuente de tensión continua regulable.....	87
4.3.2 Generador de ondas.....	88
4.3.3 Osciloscopio.....	88
4.4 Circuito de potencia, pruebas y resultados obtenidos.....	90
4.4.1 Pruebas mediante transistores IRFI4212H.....	90
4.4.2 Pruebas mediante transistores BUZ11.....	94
5. Conclusiones y tareas futuras.....	98
Documento II: Cálculos.....	100
1. Cálculos para el motor.....	101
2. Cálculos de tornillería.....	101

2.1	Análisis de momentos torsores.....	101
2.2	Pesos de los elementos.....	102
2.3	Cálculo de tornillos.....	102
2.3.1	Obtención de los esfuerzos en los tornillos.....	105
2.3.1.1	Tornillos del enganche delantero.....	105
2.3.1.2	Tornillos del enganche trasero.....	106
2.3.1.3	Tornillos del enganche a wave generator.....	107
2.3.1.4	Tornillos del enganche a circular spline.....	107
2.3.1.5	Tornillos del enganche a flexspline.....	109
2.3.2	Comprobación a cortante.....	110
2.3.3	Comprobación a aplastamiento.....	110
3.	Cálculos para sensores.....	110
3.1	Encoder.....	110
3.2	Acelerómetro.....	111
3.3	Giróscopo.....	112
4.	Cálculo del acoplamiento de ejes.....	113
5.	Cálculo de la velocidad de corte de mecanizado.....	113
6.	Cálculos del circuito de potencia.....	114
6.1	Influencia de los tiempos de respuesta según frecuencia.....	114
6.2	Cálculo del condensador bootstrap.....	116
6.3	Cálculo de la potencia disipada por el driver	118
6.4	Cálculo de potencia disipada en los transistores.....	120
6.4.1	IRFI4212H en condiciones de máxima exigencia.....	122
6.4.2	IRFI4212H en condiciones de prueba.....	122
6.4.3	BUZ11 en condiciones de máxima exigencia.....	123
6.4.4	BUZ11 en condiciones de prueba.....	124
Documento III: Anexos.....		126
Anexo 1: Programas CNC generados.....		127
1.	Base de la estructura.....	127
2.	Enganche delantero.....	128
3.	Enganche trasero.....	130
4.	Base del enganche a circular spline.....	135
5.	Placa de enganche a circular spline.....	137
6.	Enganche a wave generator.....	139

7. Disco del enganche a flexspline.....	143
8. Eje del enganche a flexspline.....	145
Documento IV: Presupuesto.....	147
1. Presupuesto de material empleado.....	148
2. Presupuesto de licencias de software.....	149
3. Presupuesto por horas trabajadas.....	150
4. Resumen y precio total.....	150
Documento V: Fuentes y Bibliografía	152
Documento VI: Planos.....	155
Plano 1: Harmonic drive.	
Plano 2: Piezas de la estructura.	
Plano 3: Estructura.	
Plano 4: Fijación del motor.	
Plano 5: Enganche a circular spline.	
Plano 6: Fijación del circular spline.	
Plano 7: Enganche a wave generator.	
Plano 8: Fijación del wave generator.	
Plano 9: Enganche a flexspline.	
Plano 10: Fijación del flexspline.	
Plano 11: Montaje acelerómetro y giróscopo.	
Plano 12: Enganche a cabezal de lectura.	
Plano 13: Ensamblaje completo.	
Plano 14: Circuito de potencia con transistores IRFI4212H.	
Plano 15: Circuito de potencia con transistores BUZ11.	

ÍNDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Figuras.

Documento I: Memoria

1. Introducción: objetivos y datos de partida.

Figura 1.1 Esquema de control de nuestro banco de pruebas.....	14
Figura 1.2 Aspecto del motor a emplear.....	15
Figura 1.3 Esquema del circuito interno de un motor CC.....	16
Figura 1.4 Diagrama de bloques de control para motor CC.....	18
Figura 1.5 Ejemplo de onda PWM.....	20
Figura 1.6 Esquema de funcionamiento de un harmonic drive.....	22
Figura 1.7 Peculiaridad de nuestro harmonic drive.....	22
Figura 1.8 Wave generator.....	23
Figura 1.9 Circular spline + flexspline.....	23
Figura 1.10 Diente de engranaje.....	23

2. Diseño mecánico.

Figura 2.1 Base de la estructura.....	25
Figura 2.2 Eganche delantero.....	25
Figura 2.3 Eganche trasero.....	26
Figura 2.4 Estructura completa.....	26
Figura 2.5 Fijación del motor a la estructura.....	27
Figura 2.6 Base del enganche a circular spline.....	27
Figura 2.7 Placa de enganche del enganche a circular spline.....	28
Figura 2.8 Enganche a circular spline.....	28
Figura 2.9 Fijación del circular spline.....	29
Figura 2.10 Funcionamiento de un encoder óptico.....	30
Figura 2.11 Disco y canales de un encoder incremental.....	31
Figura 2.12 Encoder absoluto de código gray.....	31
Figura 2.13 Radio óptico.....	32
Figura 2.14 Encoder a la entrada.....	33
Figura 2.15 Componentes normal y tangencial de la aceleración.....	35
Figura 2.16 Ejes de medida del acelerómetro.....	36
Figura 2.17 Eje de medida del giróscopo.....	37
Figura 2.18 Aspecto del acoplamiento para ejes.....	39

Figura 2.19 Enganche a wave generator.....	39
Figura 2.20 Fijación de la pieza al wave generator.....	40
Figura 2.21 Eje del enganche a flexspline.....	40
Figura 2.22 Disco del enganche a flexspline.....	41
Figura 2.23 Disco del enganche a flexspline, cara anterior.....	41
Figura 2.24 Enganche a flexspline.....	42
Figura 2.25 Fijación de la pieza de enganche al flexspline.....	42
Figura 2.26 Propuesta de montaje para acelerómetro y giróscopo.....	43
Figura 2.27 Enganche a cabezal de lectura.....	43
Figura 2.28 Fijación del cabezal de lectura a su pieza de enganche.....	44
Figura 2.29 Ensamblaje completo (1)	44
Figura 2.30 Ensamblaje completo (2)	45
Figura 2.31 Ensamblaje completo (3)	45
3. Fabricación de las piezas.	
Figura 3.1 Aspecto de la máquina fresadora.....	48
Figura 3.2 Pantalla y teclado de control CNC.....	48
Figura 3.3 0 máquina y 0 pieza.....	50
Figura 3.4 Ejes de coordenadas en nuestra fresadora.....	51
Figura 3.5 Trayectorias de la herramienta en el roscado de la base de la estructura.....	54
Figura 3.6 Base de la estructura antes y después del roscado.....	55
Figura 3.7 Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche delantero.....	56
Figura 3.8 Enganche delantero antes y después del mecanizado.....	57
Figura 3.9 Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche trasero.....	58
Figura 3.10 Enganche trasero antes y después del mecanizado.....	59
Figura 3.11 Trayectoria de la herramienta en el roscado de la base del enganche a circular spline.....	60
Figura 3.12 Base del enganche a circular spline, antes y después del mecanizado.....	60
Figura 3.13 Trayectorias de la herramienta para las operaciones de la placa de enganche al circular spline.....	62
Figura 3.14 Placa de enganche al circular spline antes y después del mecanizado.....	62

Figura 3.15 Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche a wave generator.....	63
Figura 3.16 Enganche a wave generator antes y después del mecanizado.....	64
Figura 3.17 Trayectorias de la herramienta para las operaciones del disco de enganche a flexspline.....	65
Figura 3.18 Disco del enganche a flexspline antes y después del mecanizado.....	66
Figura 3.19 Trayectoria de la herramienta para la operación para del eje del enganche a flexspline.....	67
Figura 3.20 Eje del enganche a flexspline antes y después del mecanizado.....	67
Figura 3.21 Montaje real en la parte de entrada de la articulación.....	68
Figura 3.22 Montaje real en la parte de salida de la articulación.....	69
4. Diseño de la electrónica de potencia.	
Figura 4.1 Pines y conexión típica del driver IR2110.....	70
Figura 4.2 Representación de los tiempos de respuesta.....	72
Figura 4.3 Circuito bootstrap.....	73
Figura 4.4 Circuito ejemplo de la web de International Rectifier.....	74
Figura 4.5 Formas de onda en el circuito ejemplo.....	75
Figura 4.6 Esquemático del interior del IRFI4212H.....	76
Figura 4.7 Radiador para transistores.....	78
Figura 4.8 Circuito negador con transistor BJT.....	79
Figura 4.9 Esquema de pines del CD4069UB.....	80
Figura 4.10 Sensor de efecto Hall de lazo cerrado.....	81
Figura 4.11 Inductor saturable.....	81
Figura 4.12 Lazo cerrado en sensor de compuerta de flujo.....	82
Figura 4.13 Conexiones en el sensor de corriente.....	83
Figura 4.14 Variación del rango de medida del sensor de corriente según la tensión de referencia.....	83
Figura 4.15 Medidas obtenidas en la calibración del sensor de corriente.....	85
Figura 4.16 Fuente de tensión continua.....	86
Figura 4.17 Fuente de tensión regulable.....	87
Figura 4.18 Generador de onda.....	88

Figura 4.19 Pantalla del osciloscopio.....	89
Figura 4.20 Panel de mandos del osciloscopio.....	89
Figura 4.21 Esquemático del circuito de potencia con transistores IRFI4212H.....	91
Figura 4.22 Circuito de potencia con transistores IRFI4212H montado en placa board.....	91
Figura 4.23 Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 100 kHz.....	92
Figura 4.24 Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 100 kHz y máximo ancho de pulso.....	93
Figura 4.25 Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 500 kHz.....	93
Figura 4.26 Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 1 MHz.....	94
Figura 4.27 Esquemático del circuito de potencia con transistores BUZ11.....	95
Figura 4.28 Circuito de potencia con transistores BUZ11 montado en placa board.....	95
Figura 4.29 Ondas de entrada al driver con BUZ11, 100 kHz.....	96
Figura 4.30 Ondas de entrada al driver con BUZ11, 200 kHz.....	97
Figura 4.31 Ondas de entrada al driver con BUZ11, 500 kHz.....	97
Figura 4.32 Ondas de entrada al driver con BUZ11, 500 kHz y máximo ancho de pulso.....	98

Documento II: Cálculos.

2. Cálculos de tornillería.

Figura 2.1 Peso del motor sobre la estructura.....	105
Figura 2.2 Fuerzas sobre el tornillo en el enganche delantero.....	106
Figura 2.3 Diagrama de sólido libre del circular spline.....	108
Figura 2.4 Fuerzas en el tornillo del circular spline.....	109

6. Cálculos del circuito de potencia.

Figura 6.1 Formas de onda de tensión y corriente típicas para MOSFET.....	120
---	-----

Tablas.

Documento I: Memoria.

2. Diseño Mecánico.

Tabla 2.1 Elección de encoder a la salida.....	34
--	----

4. Diseño de la electrónica de potencia.

Tabla 4.1 Medidas obtenidas en la calibración del sensor de corriente.....	84
Tabla 4.2 Rangos de ancho de pulso usando IRFI4212H.....	92
Tabla 4.3 Rangos de ancho de pulso usando BUZ11.....	96

Documento II: Cálculos.

2. Cálculos de tornillería.

Tabla 2.1 Dimensiones normalizadas en milímetros para roscas métricas.....	103
Tabla 2.2 Propiedades mecánicas según clase de material del tornillo.....	103
Tabla 2.3 Comprobación a cortante de los tornillos.....	110
Tabla 2.4 Comprobación a aplastamiento del material de las piezas.	110

6. Cálculos del circuito de potencia.

Tabla 6.1 Rango de ancho de pulso según frecuencia con IRFI4212H.	115
Tabla 6.2 Rango de ancho de pulso según frecuencia con BUZ11.....	115
Tabla 6.3 Capacitancia bootstrap mínima según frecuencia.....	118
Tabla 6.4 Características de los transistores para cálculos térmicos..	122
Tabla 6.5 Potencia disipada con IRFI4212H en máxima exigencia.....	122
Tabla 6.6 Potencia disipada con IRFI4212H en condiciones de prueba.....	123
Tabla 6.7 Potencia disipada con BUZ11 en máxima exigencia.....	124
Tabla 6.8 Potencia disipada con BUZ11 en condiciones de prueba....	124

Documento IV: Presupuesto.

1. Presupuesto del material empleado.

Tabla 1.1. Costes por elementos de partida.....	148
Tabla 1.2. Costes de los elementos del diseño mecánico.....	148
Tabla 1.3. Costes de los sensores empleados.....	148
Tabla 1.4. Costes de los elementos del circuito de potencia.....	149
Tabla 1.5. Costes del uso de los elementos de laboratorio.....	149

2. Presupuesto de licencias de software.

Tabla 2.1. Costes por uso de licencias de software.....	149
---	-----

3. Presupuesto por horas trabajadas.

Tabla 3.1. Coste del mecanizado de las piezas.....	150
Tabla 3.2. Costes por trabajo del ingeniero.....	150

4. Resumen y precio total.

Tabla 4.1. Coste total del material empleado.....	150
Tabla 4.2. Coste total por horas trabajadas.....	150
Tabla 4.3. Precio final.....	150

DOCUMENTO I: MEMORIA

1 INTRODUCCIÓN: OBJETIVO Y DATOS DE PARTIDA

1.1 Objetivo.

El objetivo de este trabajo es realizar el diseño mecánico y de la electrónica de potencia necesarios para poder implementar y controlar una articulación elástica formada por un conjunto motor – reductor, con la instalación de varios sensores para que el control sea realimentado. Para ello partimos de un motor de corriente continua y un engranaje reductor tipo harmonic drive, los cuales deben ser puestos en marcha con una serie de elementos como son microcontrolador, PC y circuitos acondicionadores. Será objetivo alcanzar elevadas frecuencias de onda de hasta 1 MHz, para experimentos en futuros trabajos. La programación y el control de esta articulación no será objeto de este trabajo.

A continuación se muestra el esquema de control al que se pretende llegar:

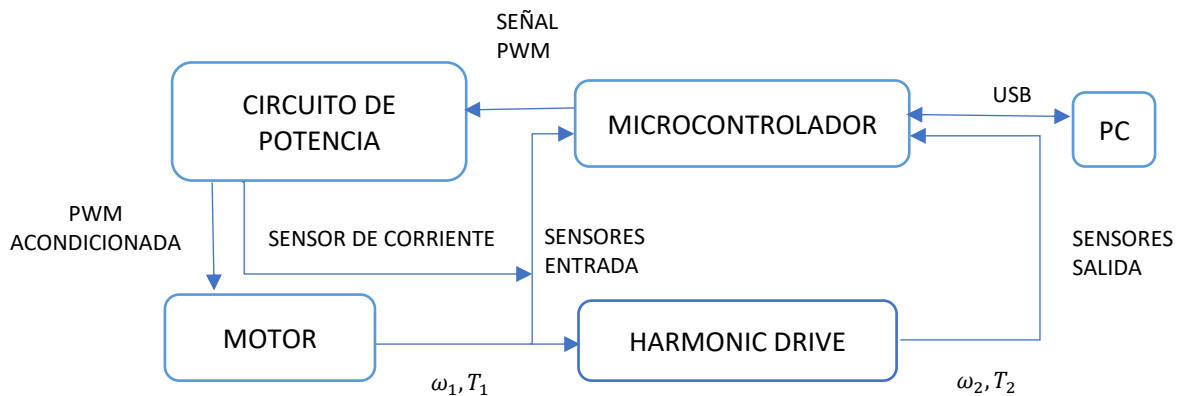


Figura 1.1. Esquema de control del banco de pruebas.

Mediante el PC y el software correspondiente se programa una señal tipo PWM en el microcontrolador, la cual pasará por un circuito de potencia consistente en un puente en H de transistores que elevará la magnitud de la señal para aprovechar las prestaciones del motor. Esta señal PWM acondicionada provocará la excitación del motor y el movimiento de entrada al sistema con velocidad angular y par ω_1 y T_1 , que al pasar por el reductor se convertirán en ω_2 y T_2 . Tanto a la entrada como a la salida del sistema tendremos instalados sensores que informarán sobre el movimiento conectándose al microcontrolador, dando lugar a un control realimentado.

Con este sistema se pretenden realizar distintas trayectorias probando diferentes niveles de posición, velocidad y aceleración. Son previsible ciclos de arranque/parada y giro en ambos sentidos.

1.2 Motor empleado.

Se trata de un motor modelo *Maxon* DC RE 65 Ø 65 mm, Graphite Brushes, 250 Watt, número 353301. Este motor se encargará de producir el par motriz necesario en la articulación.

Los pros del empleo de un motor de corriente continua son:

- Suavidad en el movimiento.

- Elevada eficiencia.
- Alcance de elevadas velocidades.



Figura 1.2 Aspecto del motor a emplear.

Como contras podríamos destacar:

- Elevado coste.
- Complejidad en el control.
- Escobillas: peligrosidad de chispazos y coste de mantenimiento.

Las características fundamentales de nuestro motor, extraídas del catálogo, se citan a continuación:

- Conmutación mediante escobillas de grafito.
- Imán permanente en el estator.
- Voltaje nominal: 70 V.
- Velocidad en vacío: 2690 rpm.
- Corriente en vacío: 125 mA.
- Velocidad nominal: 2470 rpm.
- Par nominal: 0.888 Nm.
- Corriente nominal: 3.74 A.
- Masa: 2100 g.

1.3 Bases teóricas para el control de motores de corriente continua.

El comportamiento de un motor de CC se puede describir mediante ecuaciones diferenciales, a las que se puede aplicar la transformada de Laplace para obtener el diagrama de bloques de control y la función de transferencia, para compactar el modelo del motor.

1.3.1 Esquema de control.

La figura 1.3 muestra el esquema del circuito de un motor CC controlado mediante la tensión introducida en la armadura.

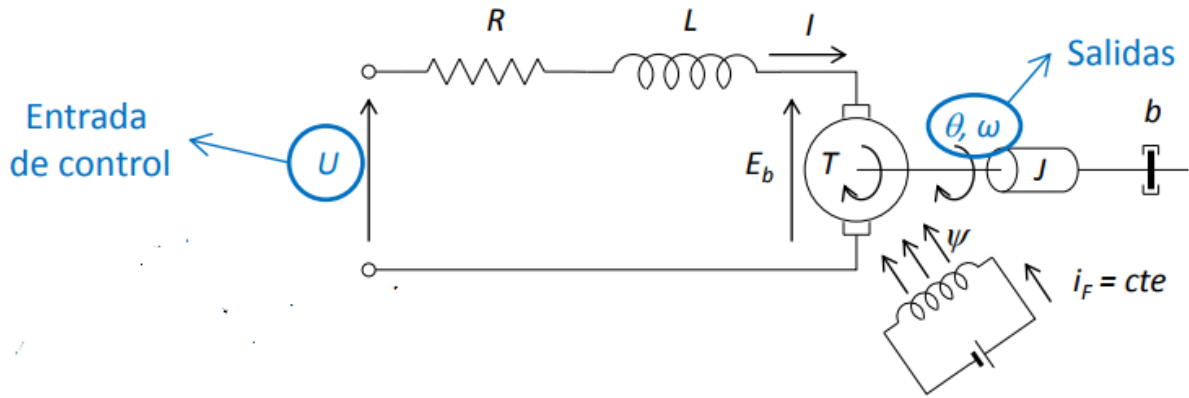


Figura 1.3. Esquema del circuito interno de un motor CC.

- $U(t)$: voltaje introducido por la armadura.
- R : resistencia en el terminal de la armadura.
- L : inductancia en el terminal de la armadura.
- $I(t)$: intensidad por la armadura.
- $E_b(t)$: fuerza contraelectromotriz.
- i_F : corriente de campo magnético.
- Ψ : flujo magnético en el imán permanente.
- $T(t)$: par desarrollado por el motor.
- $\theta(t)$: desplazamiento angular del eje.
- $\omega(t)$: velocidad angular del eje.
- J : momento de inercia del motor más la carga externa respecto al eje del motor.
- b : coeficiente de fricción viscosa del motor más carga externa respecto al eje del motor.

La entrada de control es la tensión que introducimos desde fuera a los terminales del motor y la salida las variables que queremos controlar, que son el desplazamiento angular y la velocidad angular del eje. Esta tensión da lugar a la aparición de corriente en el devanado, que al interactuar con el campo magnético del imán permanente provoca el giro del rotor a una velocidad determinada. Aplicando la ley de Kirchoff para la malla formada por el circuito del motor, teniendo en cuenta las tensiones que intervienen que son la introducida por los bornes del motor, las caídas de tensión en resistencia e inductancia y la fuerza contraelectromotriz, obtenemos la siguiente ecuación diferencial:

$$U(t) = R \cdot I(t) + L \cdot \frac{dI}{dt} + E_b(t)$$

La fuerza contraelectromotriz es una fuerza contraria al movimiento que aparece debido al giro del devanado del rotor que corta con las líneas de fuerza del campo magnético. La fuerza contraelectromotriz será directamente proporcional a la velocidad de giro del motor, con lo que tenemos la siguiente ecuación:

$$E_b(t) = K_b \cdot \omega(t)$$

Siendo K_b la constante contraelectromotriz.

El par generado por el motor será proporcional al flujo magnético y a la intensidad que circula por la armadura. Por su parte el flujo magnético es proporcional a la corriente de campo:

$$T(t) = K_I \cdot \Psi \cdot I(t) \rightarrow K_I \cdot K_f \cdot i_f \cdot I(t) = K_m \cdot I(t)$$

Siendo K_m la constante de par del motor.

Además el par generado por el motor se puede obtener como la suma de los pares resistentes que debe vencer, que son el par de inercia, el par de carga respecto al eje del motor y el par de fricción:

$$T(t) = J \cdot \frac{d\omega}{dt}(t) + T_{carga}(t) + T_{fr}(t)$$

El par de fricción puede considerarse como la suma de tres componentes:

$$T_{fr}(t) = T_{fc} + T_{fv}(t) + T_{fs}$$

- T_{fc} : par de fricción seca o de Coulomb, de valor constante.
- $T_{fv}(t)$: par de fricción viscosa, que es proporcional a la velocidad según el coeficiente de fricción viscosa.

$$T_{fv} = b \cdot \omega(t)$$

- T_{fs} : par de fricción estática que será necesario vencer para iniciar el movimiento del motor, es también de valor constante.

Definiremos el factor par de carga como la suma de los pares de fricción constantes y el par de la carga visto por el eje del motor.

$$T_c(t) = T_{carga}(t) + T_{fc} + T_{fs} \rightarrow T(t) = J \cdot \frac{d\omega}{dt}(t) + b \cdot \omega(t) + T_c(t)$$

El par de carga ejercerá el papel de perturbación en el sistema de control.

1.3.2 Diagrama de bloques y función de transferencia.

Aplicando la transformada de Laplace a las ecuaciones obtenidas, obtenemos expresiones de distintas partes del motor para su representación en diagrama de bloques.

$$T(t) = K_m \cdot I(t) \rightarrow T(s) = K_m \cdot I(s) \rightarrow \frac{T(s)}{I(s)} = K_m$$

$$E_b(t) = K_b \cdot \omega(t) \rightarrow E_b(s) = K_b \cdot \omega(s)$$

$$U(t) = R \cdot I(t) + L \cdot \frac{dI}{dt} + E_b(t) \rightarrow U(s) = R \cdot I(s) + L \cdot s \cdot I(s) + E_b(s)$$

$$I(s) = \frac{U(s) - E_b(s)}{L \cdot s + R}$$

$$T(t) = J \cdot \frac{d\omega}{dt}(t) + b \cdot \omega(t) + T_c(t) \rightarrow T(s) = J \cdot s \cdot \omega(s) + b \cdot \omega(s) + T_c(s)$$

$$\omega(s) = \frac{T(s) - T_c(s)}{J \cdot s + b}$$

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \rightarrow \omega(s) = s \cdot \theta(s) \rightarrow \theta(s) = \frac{\omega(s)}{s}$$

Ahora podemos configurar un diagrama de bloques de control:

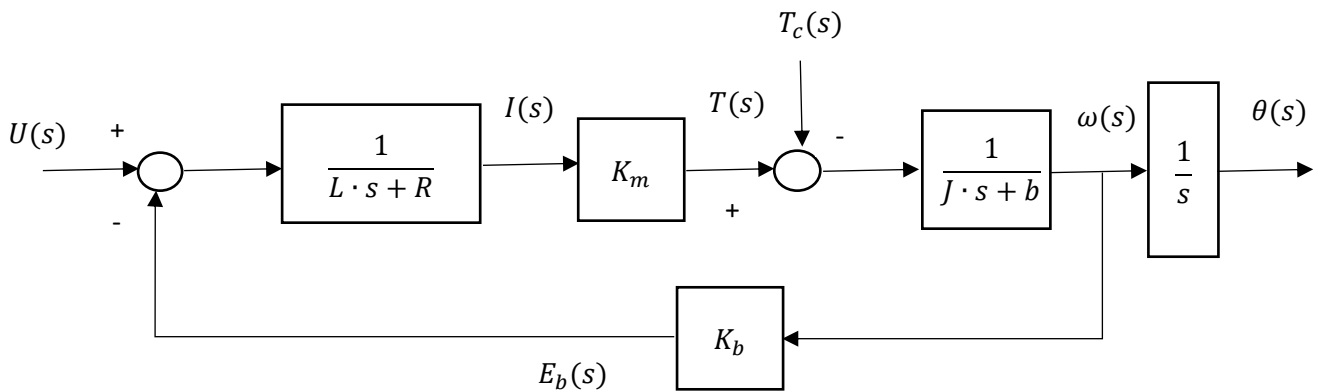


Figura 1.4. Diagrama de bloques de control para motor CC.

La función de transferencia es una expresión matemática que mediante un cociente relaciona la entrada y la salida del modelo de un sistema. Para control del motor CC tenemos como entradas la tensión en la armadura y el par de carga y como salidas la posición y velocidad angular en el eje. Obtendremos la función de transferencia para la velocidad angular y directamente obtendremos la de la posición pues es la integral de la velocidad, lo que en Laplace se traduce en dividir por el factor s .

$$\omega(s) = \frac{T(s) - T_c(s)}{J \cdot s + b} \rightarrow \omega(s) \cdot (J \cdot s + b) + T_c(s) = K_m \cdot \frac{U(s) - E_b(s)}{L \cdot s + R}$$

$$[\omega(s) \cdot (J \cdot s + b) + T_c(s)] \cdot (L \cdot s + R) = K_m \cdot (U(s) - K_b \cdot \omega(s))$$

$$\omega(s) \cdot (J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + T_c(s) \cdot (L \cdot s + R) = K_m \cdot U(s) - K_m \cdot K_b \cdot \omega(s)$$

$$\omega(s) \cdot [(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b] = K_m \cdot U(s) - T_c(s) \cdot (L \cdot s + R)$$

$$\omega(s) = \frac{K_m \cdot U(s) - T_c(s) \cdot (L \cdot s + R)}{(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b}$$

Con esta expresión tenemos la relación entre la velocidad angular y las dos entradas del sistema, siendo el resto de términos constantes que se deben hallar a partir de la hoja de características del motor que proporciona el fabricante. Como era de esperar, al analizar la expresión obtenida deducimos que se produce un aumento en la velocidad al aumentar la tensión de entrada, ya que se encuentra en el numerador con signo positivo, y al contrario ocurre con el par de carga,

que también se sitúa en el numerador pero con signo negativo. Para una visión más clara, vamos a obtener por separado los factores que multiplican a cada una de las entradas.

$$\omega(s) = \frac{K_m}{(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b} \cdot U(s) - \frac{L \cdot s + R}{(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b} \cdot T_c(s)$$

Para la posición angular:

$$\theta(s) = \frac{\omega(s)}{s}$$

$$\theta(s) = \frac{K_m}{s \cdot [(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b]} \cdot U(s) - \frac{L \cdot s + R}{s \cdot [(J \cdot s + b) \cdot (L \cdot s + R) + K_m \cdot K_b]} \cdot T_c(s)$$

1.3.3 Reducción del orden del sistema.

Podemos simplificar la función de transferencia del motor de CC cuando la constante de tiempo eléctrica es mucho mayor que la constante de tiempo mecánica.

La constante de tiempo eléctrica, se define como el cociente entre la inductancia y la resistencia de la armadura, y puede deducirse que se trata de una magnitud de tiempo.

$$\tau_e = \frac{L}{R}$$

Por su parte la constante de tiempo mecánica es el cociente entre el momento de inercia y el coeficiente de fricción viscosa.

$$\tau_m = \frac{J}{b}$$

Normalmente la constante de tiempo eléctrica toma valores entre 1 y 100 ms, mientras que la mecánica suele ir de 100 ms hasta varios minutos, con lo cual influye más en la dinámica del sistema lo que nos lleva a poder despreciar la constante de tiempo eléctrica y así simplificar la función de transferencia, reduciendo su orden.

$$\tau_m \gg \tau_e \rightarrow \tau_e \approx 0 \rightarrow \frac{L}{R} \approx 0$$

$$\frac{1}{L \cdot s + R} = \frac{1}{\left(\frac{L}{R} \cdot s + 1\right) \cdot R} = \frac{1}{R} \rightarrow L \cdot s + R = R$$

$$\omega(s) = \frac{K_m}{(J \cdot s + b) \cdot R + K_m \cdot K_b} \cdot U(s) - \frac{R}{(J \cdot s + b) \cdot R + K_m \cdot K_b} \cdot T_c(s)$$

Hemos reducido la función de transferencia de orden 2 a orden 1, pues antes teníamos un factor multiplicado por s^2 en el denominador, es decir tenemos dos polos o raíces del denominador. Al simplificar nos quedamos con una sola raíz en el denominador.

En el apartado 1 de los cálculos son obtenidas las constantes de tiempo de nuestro motor para comprobar si sería factible hacer esta simplificación con él.

1.3.4 Control por modulación de ancho de pulso.

El uso de microcontroladores para ejercer el control de motores, implica que la tensión que introducimos en la armadura del motor deba ser de tipo digital. La forma de controlar esta

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Elasticidad.
- Elevado coste.

Puesto que este tipo de engranaje no resulta convencional, a continuación se realizará una breve descripción del funcionamiento de un harmonic drive (HD).

El HD se compone básicamente de tres partes diferenciables: wave generator, flexspline y circular spline.

- Wave generator: se encarga de introducir el movimiento de entrada y consiste en un disco ovalado con un rodamiento de bolas especialmente diseñado.
- Flexspline: es una pieza flexible cuya forma se adapta a la del wave generator y cuenta con un engranaje externo. Se encarga de transmitir el movimiento de salida.
- Circular spline: es un anillo circular fijo con engranaje interior, que encajará con los dientes externos del flexspline.

El wave generator se inserta dentro del flexspline, adoptando este último su forma elíptica. La rotación del wave generator y el engrane entre flexspline y circular spline provocarán el movimiento de salida característico en el que el flexspline girará en sentido contrario al movimiento de entrada con velocidad reducida y par elevado. El engranaje del circular spline suele contar con dos dientes más que su homólogo, lo que provoca que a cada vuelta completa del wave generator, el flexspline habrá avanzado en sentido contrario dos dientes del circular spline. El factor de reducción del harmonic drive está determinada por esta diferencia de dientes entre engranajes y el número total de dientes del flexspline.

$$Z = N_c - N_f \quad i = \frac{N_f}{Z}$$

- N_c : número de dientes en el circular spline.
- N_f : número de dientes en el flexspline.
- i : relación de reducción.

Conocemos el factor de reducción de nuestro HD, equivalente a 160. La figura 1.3 muestra la composición y funcionamiento de un HD.

El HD en concreto que se usa en este proyecto, tiene la peculiaridad de que el movimiento de salida se sitúa en un anillo concéntrico al circular spline, siguiendo el esquema que se muestra en la figura 1.6. Las figuras 1.8, 1.9 y 1.10 muestran el aspecto del HD que emplearemos en este banco de pruebas. Las dimensiones del HD han sido medidas en un laboratorio de metrología y quedan reflejadas en plano 1.

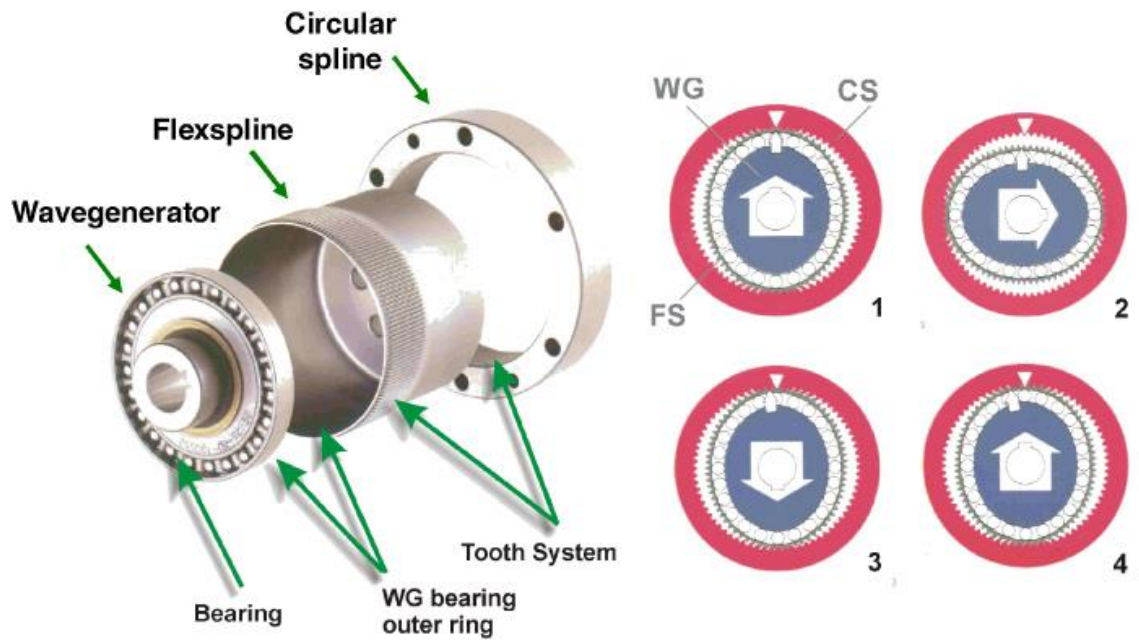


Figura 1.6. Esquema de funcionamiento de un harmonic drive.

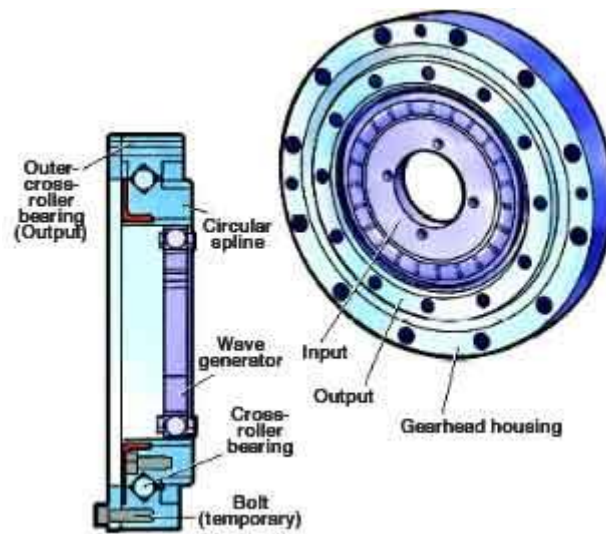


Figura 1.7. Peculiaridad de nuestro harmonic drive.



Figura 1.8. Wave generator.



Figura 1.9. Circular spline + flexspline.

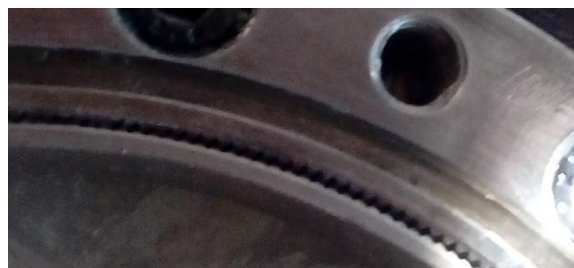


Figura 1.10. Dientes de engranaje.

2 DISEÑO MECÁNICO

2.1 Introducción: bases para el diseño.

Los objetivos que se persiguen básicamente son 3:

- Fijación del sistema: queremos tener el motor y el HD apoyados en una superficie plana (mesa del laboratorio) en una posición fija a partir de la cual empezar a trabajar.
- Transmisión del movimiento: el movimiento del motor debe ser transmitido al harmonic drive hasta la salida.
- Colocación de sensores: debemos colocar sensores que servirán para la medir los parámetros de movimiento del sistema y así implementar un control realimentado.

Todas las piezas del diseño mecánico, excepto el enganche a cabezal de lectura que se realiza por impresión 3D (apartado 2.3.5), son de aluminio mecanizado cuyas características serán explicadas en posteriores apartados.

2.2 Fijación del sistema.

2.2.1 Estructura de sustentación del motor.

Se ha diseñado una estructura que mantiene al motor fijo y a una altura determinada de tal forma que su eje de movimiento se sitúa a la misma altura y por tanto coincide con el del HD, facilitando así la posterior transmisión de movimiento. La estructura se compone de tres piezas distintas, que se describirán en los siguientes apartados:

- Base.
- Enganche delantero.
- Enganche trasero.

- **Base.**

Se trata de una pieza rectangular la cual estará en contacto con la superficie de trabajo y nos servirá para dar estabilidad a la estructura. Se empleará esta pieza por duplicado para apoyar también el motor y así ayudar a soportar su peso. La pieza cuenta con unos orificios roscados destinados a la unión mediante tornillos con otras piezas de la estructura. Para más detalles ver el plano 2.

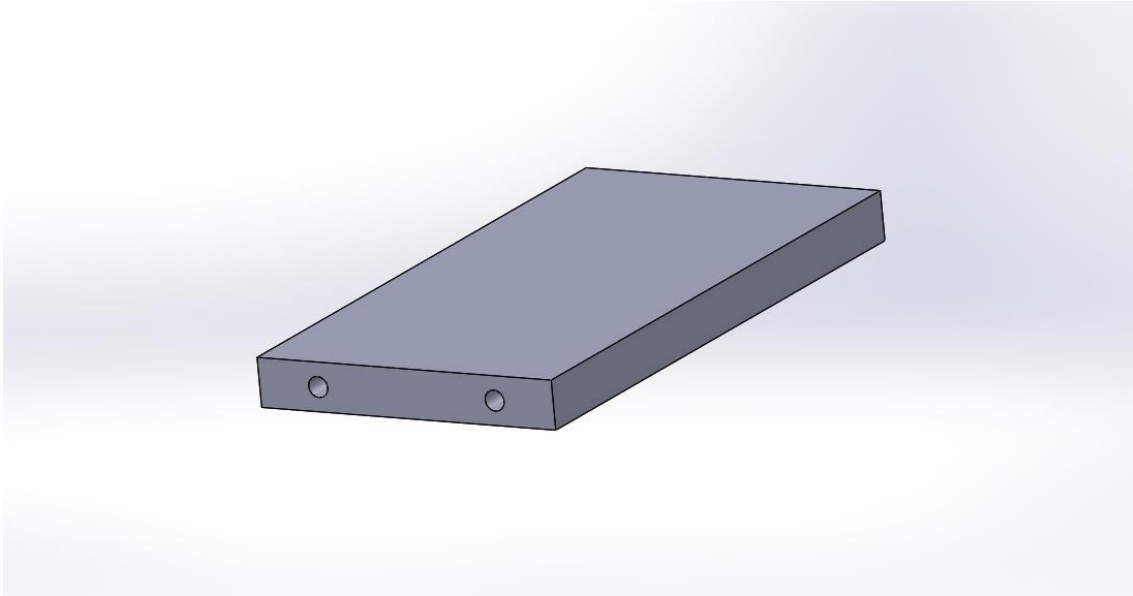


Figura 2.1. Base de la estructura.

- **Enganche delantero.**

Esta pieza servirá para fijar la cara delantera del motor, entendiéndose por cara delantera en la que está situado el eje de rotación de salida. Emplearemos los orificios roscados con los que cuenta el motor para realizar la unión mediante tornillos. El hueco en forma de semicírculo central está destinado a favorecer la salida del anillo saliente y el eje del motor. Cuenta también con 4 orificios para tornillos de unión con la base de la estructura. Ver plano 2 para más detalles.

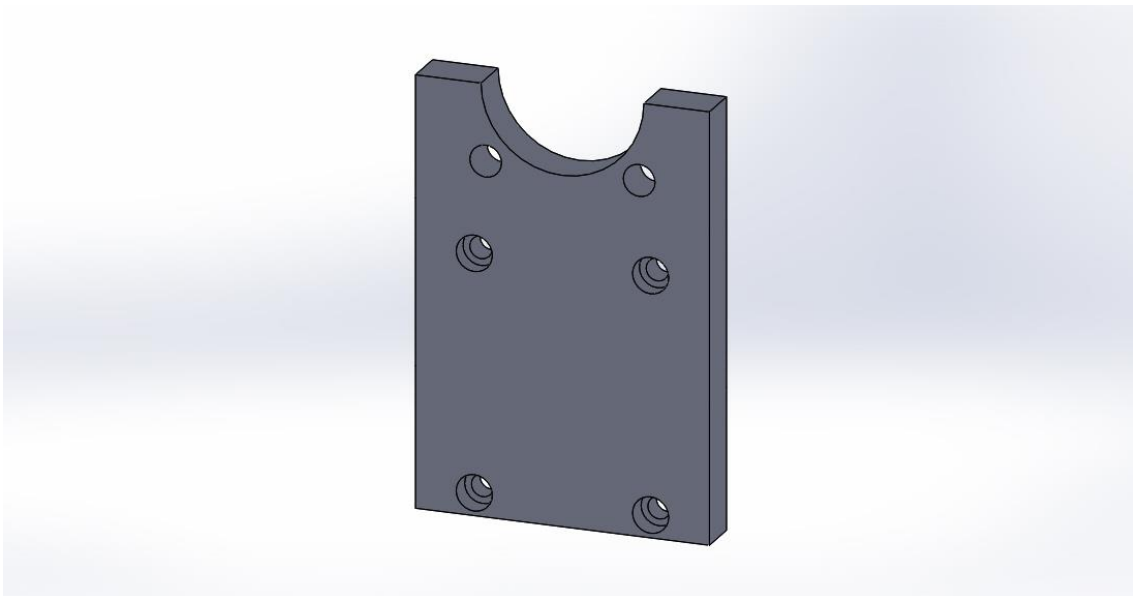


Figura 2.2. Enganche delantero.

- **Enganche trasero.**

Al igual que con la pieza anterior, se le practicarán orificios para unir a la cara trasera del motor y también para unir a las bases, además del espacio central para facilitar la colocación de las zonas salientes. Puesto que los orificios del motor en esta cara no están claramente definidos, se han prologando en 15°. Para más detalles ver plano 2.

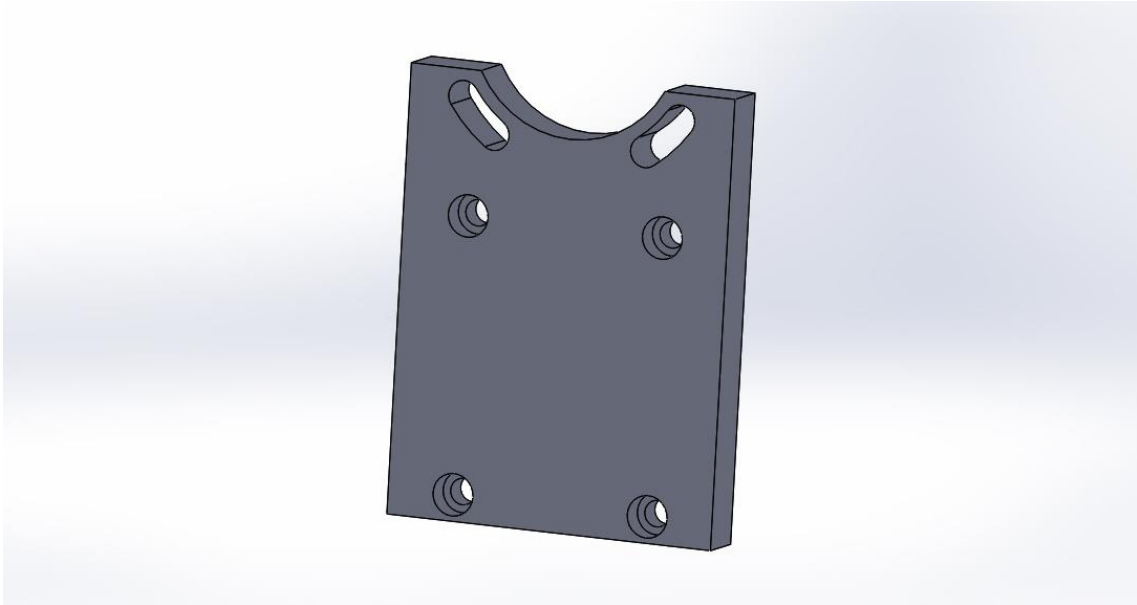


Figura 2.3. Enganche trasero.

- **Estructura completa.**

Mediante la unión de todas estas piezas queda conformada la estructura. Empleando los tornillos adecuados podremos fijar el motor en la posición deseada, así como los elementos de la estructura entre sí. Para más detalles ver plano 3.

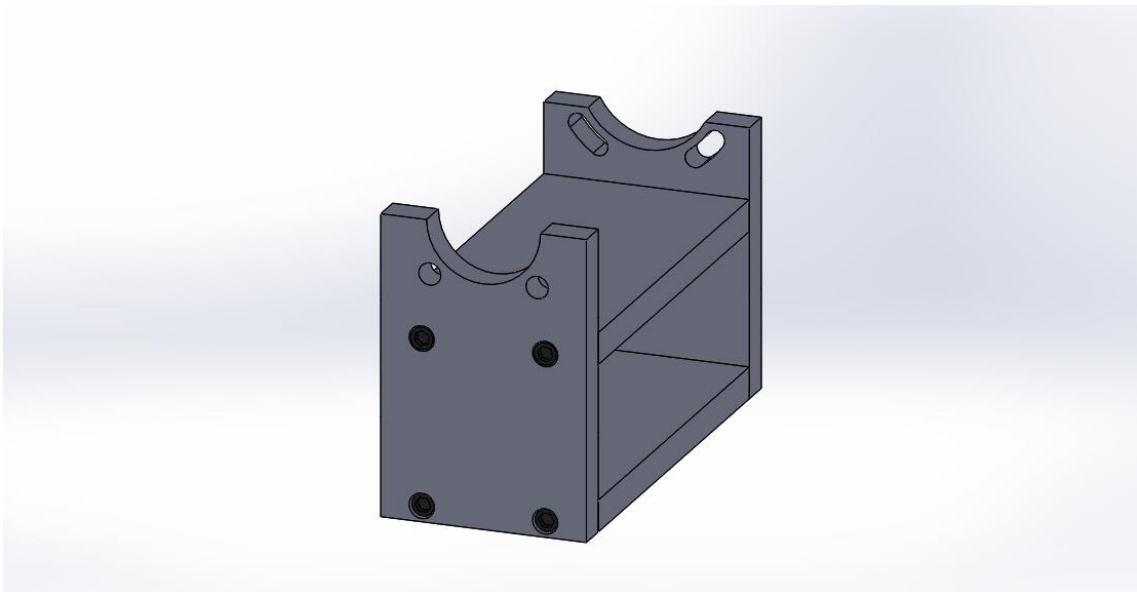


Figura 2.4. Estructura completa.

- **Fijación del motor.**

El motor queda fijado a la estructura empleando tornillos y arandelas tal como se ve en la figura 2.5. Cabe recalcar las ventajas de unir las piezas de la estructura mediante tornillos en comparación con la soldadura, ya que en caso de que por tolerancias de fabricación el motor no encajara bien en ésta, podemos aflojar las uniones, dando cabida al motor y luego reapretándolas para obtener una buena fijación, además evitamos las tensiones residuales y los posibles cambios dimensionales que conllevaría la soldadura. Otra opción hubiera sido

mecanizar la estructura a partir de un solo tocho de aluminio, lo cual hubiera resultado más caro por cantidad de material y tiempo de mecanizado. Ver plano 4 para más información.

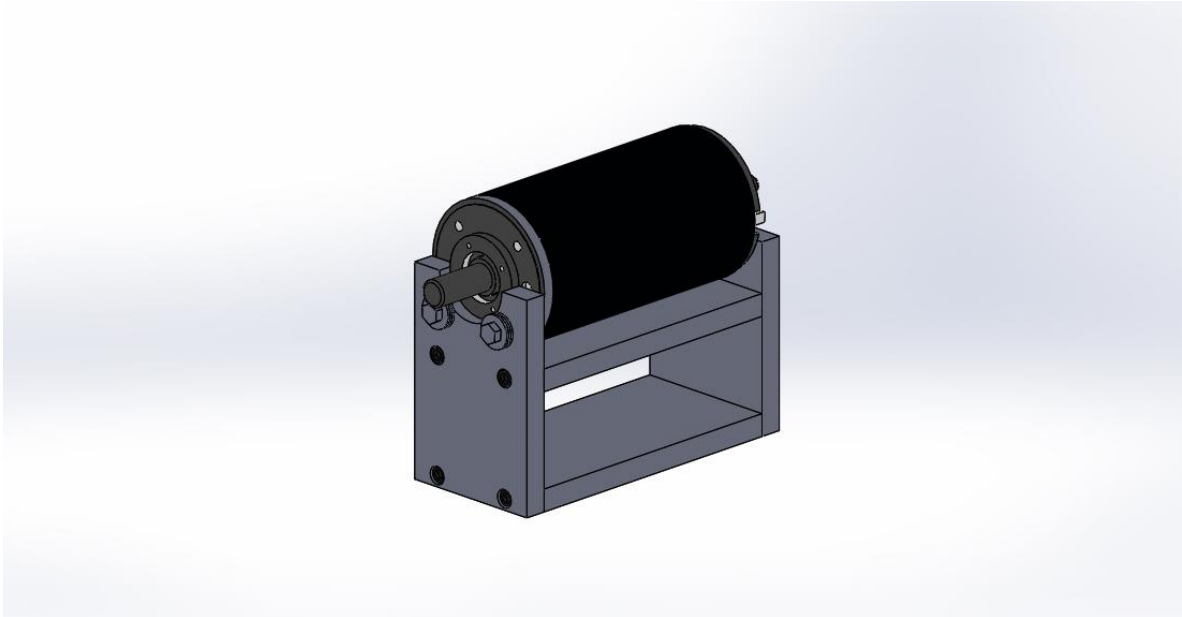


Figura 2.5. Fijación del motor a la estructura.

2.2.2 Fijación del harmonic drive.

Se ha diseñado una pieza para enganchar al HD mediante tornillos. Esta pieza cumplirá la función hacer coincidir el eje del HD con el del motor y fijar su posición de manera estable. Puesto que esta pieza va enganchada a la parte fija, la denominaremos enganche a circular spline. El enganche a circular spline se puede considerar la unión de otras dos piezas:

- Base: Es una pieza rectangular en contacto con la superficie de trabajo y sobre la que se apoya el HD otorgándole estabilidad.
- Enganche: Pieza rectangular con orificios diseñada para ser unida al circular spline.

Ambas piezas se unirán entre sí mediante tornillos como ocurría en la estructura de sustentación. Para más información ver plano 5.

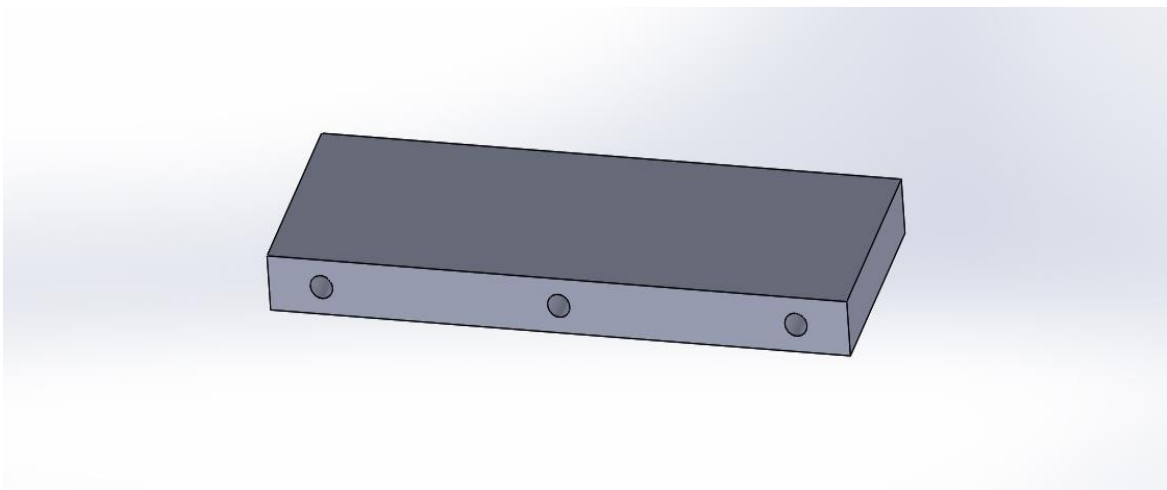


Figura 2.6. Base del enganche a circular spline.

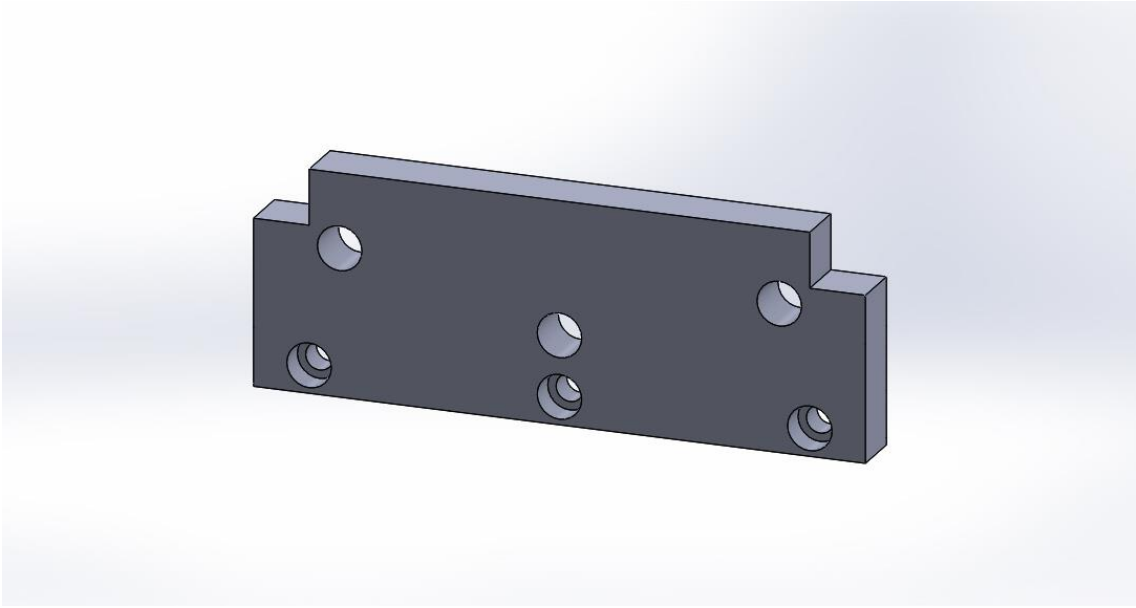


Figura 2.7. Placa de enganche del enganche a circular spline.

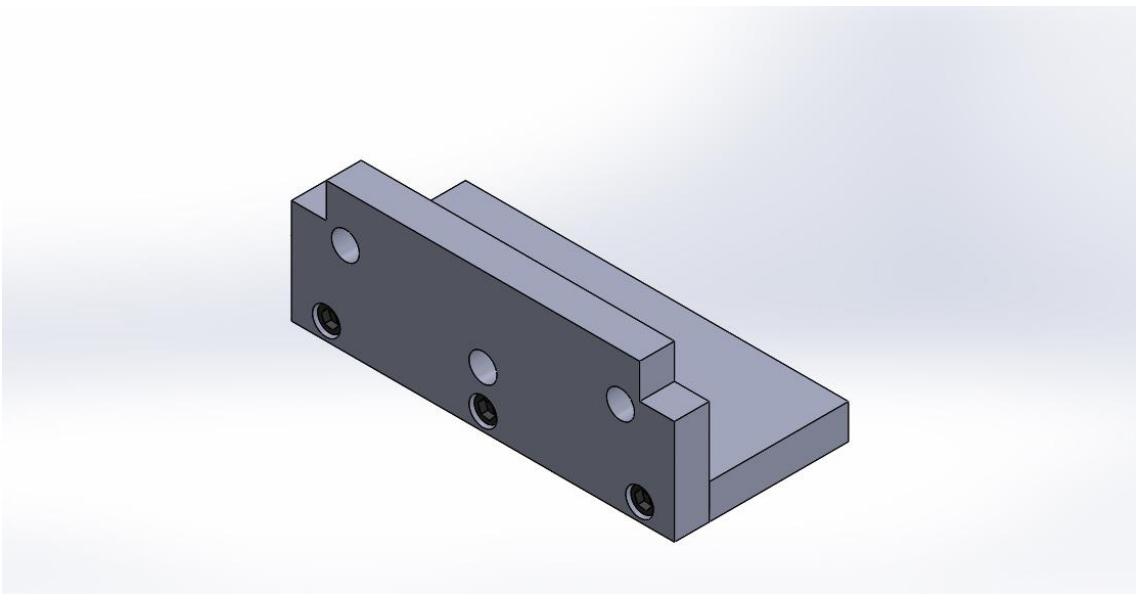


Figura 2.8. Enganche a circular spline.

La siguiente imagen representa la fijación del HD empleando tornillos y la pieza recientemente descrita. Ver plano 6 para más información.

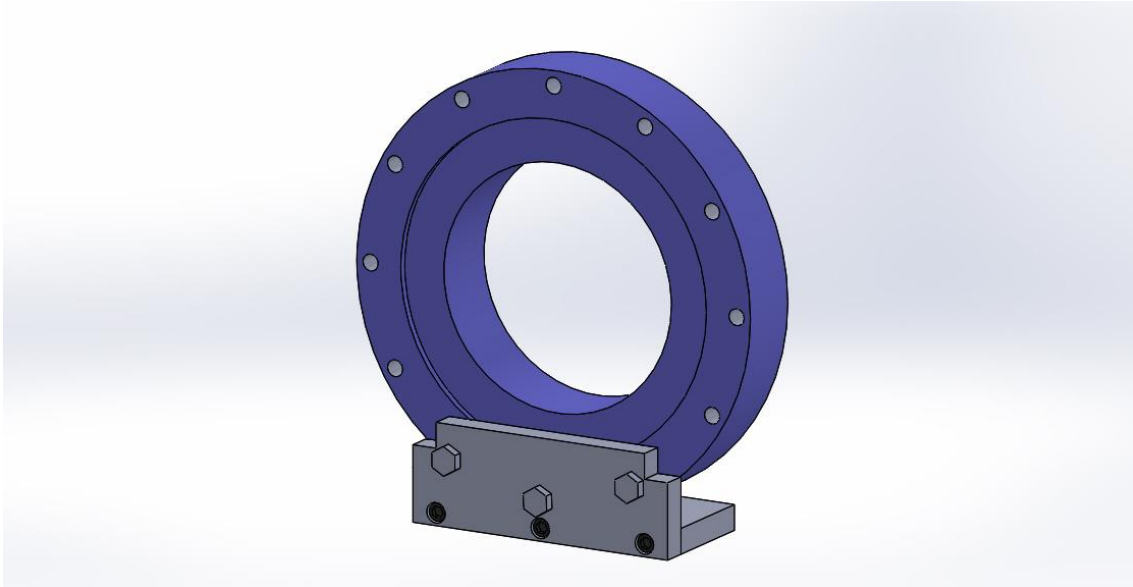


Figura 2.9. Fijación del circular spline.

2.3. Transmisión de movimiento y colocación de sensores.

Se hace necesario el diseño de ciertas piezas para que el movimiento generado por el motor llegue al HD y además se puedan colocar en el sistema una serie de sensores que nos permitan leer los datos de movimiento tanto a la entrada como a la salida.

2.3.1 Determinación de los sensores empleados.

Para poder realizar un control realimentado conociendo los datos del movimiento en nuestro sistema, se hace necesaria la instalación de sensores que se comunicarán con el microcontrolador. La existencia de estos sensores influirá en la forma del diseño mecánico por lo que es primordial conocer de antemano cuáles se van a usar y en que zona estarán colocados, ya que tenemos dos zonas principales de medida:

- Entrada: movimiento anterior a la fase de reducción y que nos da la velocidad y par existentes en el eje del motor y el wave generator.
- Salida: movimiento tras la fase de reducción que nos da el par y la velocidad en el flexspline.

En este banco de pruebas necesitamos medir los parámetros de desplazamiento angular y posición angular. Tenemos varios tipos de sensores para elegir a la hora de medir movimiento angular:

- Encoders.
- Resolvers.
- Sensor de ángulo inductivo RVDT.
- Giróscopo.
- Acelerómetro.

En este proyecto nos centraremos en tres, que son los que usaremos: encoder, acelerómetro y giróscopo.

2.3.1.1 Encoders.

Los encoders son adecuados para medir posición y velocidad angular, y según su principio de funcionamiento se dividen en magnéticos y ópticos. Los más habituales son los ópticos, mientras que los magnéticos suelen estar más reservados para usos en entornos extremos. Para nuestro proyecto emplearemos encoders ópticos.

Un encoder óptico consta de un disco ranurado el cual gira solidario al eje del que queremos medir su movimiento, un diodo led que emite luz y uno o varios fotorreceptores al otro lado del disco que detectan la luz, dando una señal digital de nivel alto cuando la luz traspasa el disco y de nivel bajo cuando no. Tanto el diodo como el fotorreceptor permanecen estáticos mientras el disco gira.

Dentro de los encoders ópticos, según la forma de codificar la posición del disco podemos diferenciar entre incrementales y absolutos.

- En los encoders incrementales tenemos una serie de ranuras equidistantes que provocan un pulso cada vez que son atravesadas por la luz. La onda cuadrada obtenida completará un ciclo de 360° eléctrico por cada par ranura-opacidad recorrido. Se puede saber la posición angular absoluta tomando como referencia una señal índice aislada de las demás, que realiza un ciclo por vuelta completa del disco, contando los pulsos obtenidos desde el paso por ella. También es posible saber el sentido de giro usando una salida extra con detectores situados a una distancia de media ranura, con lo que obtendremos una señal desfasada 90° y según cuál de los dos canales (A o B) se anticipe. Usualmente si A se adelanta a B, el sentido de rotación es horario visto del lado de los receptores. Cuando un encoder óptico incremental cuenta con información de las tres señales: A, B e I (índice), se dice que es de 3 canales.

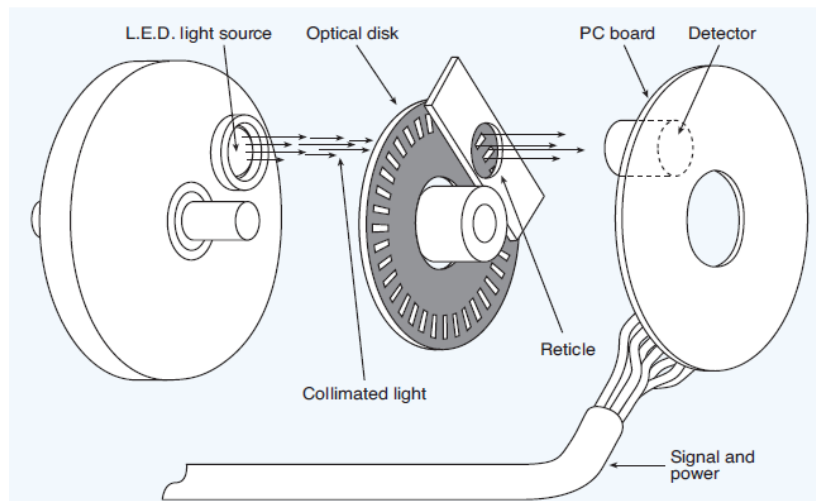


Figura 2.10. Funcionamiento de un encoder óptico

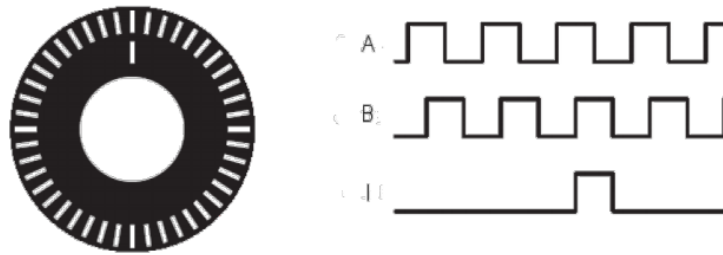


Figura 2.11. Disco y canales de un encoder incremental

- Los encoders absolutos generan un código único para cada posición angular en la que se encuentran, contando con la ventaja de que puede saberse dónde se encuentran desde el instante 0. Cada canal de un encoder absoluto es uno de los bits que definen la posición. Se dice que un encoder absoluto es multivuelgas cuando además cuenta el número revoluciones dadas a partir de un instante.

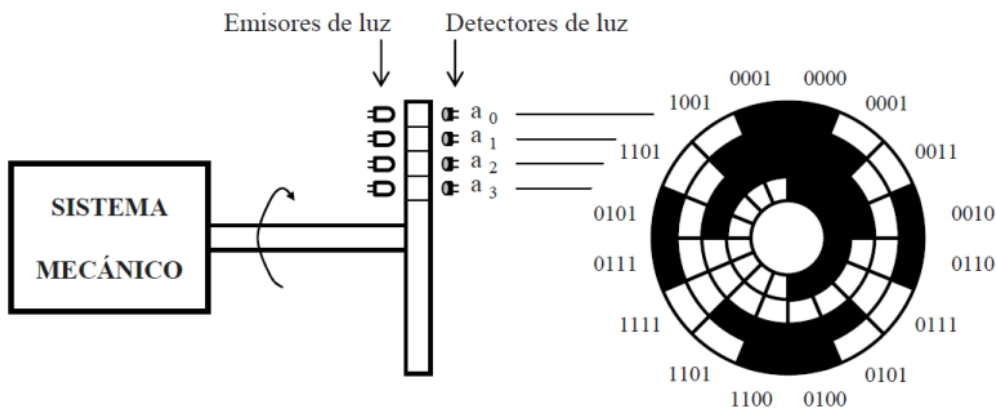


Figura 2.12. Encoder absoluto de código gray

Para el banco de pruebas que nos atañe emplearemos encoders incrementales, debido a su coste más reducido y a su mayor disponibilidad en el mercado. Elegiremos por separado disco de encoder y cabezal de lectura, teniendo en cuenta los siguientes parámetros:

- Resolución: la resolución se mide en cuentas por revolución (CPR), siendo este número equivalente al número pares ranura + opacidad en una vuelta completa del disco. Cada cuenta es un ciclo eléctrico en la onda cuadrada de la señal. La resolución suele variar entre las 50 y 2048 CPR. Para nuestro proyecto admitiremos resoluciones a partir de los 360 CPR, como queda justificado en los cálculos.
- Temperatura de trabajo: nuestro encoder debe soportar la temperatura de trabajo, siendo en nuestro caso la temperatura ambiente no tendremos problemas pues la gran mayoría suele aguantar entre -10°C y 85°C .
- Número de canales: optaremos por encoders de 3 canales: A, B e I.
- Tipo de señal de salida: nuestro encoder debe ser de salida digital, estando los de señal analógica reservados para motores de alta gama.
- Frecuencia máxima admisible: los encoders incrementales tienen una frecuencia máxima admisible para la onda cuadrada generada, a partir de la cual las mediciones empiezan a ser imprecisas. Que esta frecuencia no sea sobrepasada dependerá

obviamente de la velocidad máxima de giro del motor. Que los encoders elegidos cumplen a frecuencia queda justificado en los cálculos.

- Diámetro del eje de montaje: cada disco de encoder está preparado para ser montado en un diámetro concreto de eje.

- Material del disco de encoder: tenemos disponibles discos de película plástica, vidrio y metal, cada uno se caracteriza por ofrecer unas propiedades de temperatura de trabajo y resolución. Los de película plástica ofrecen mayor resolución que los de metal pero inferior temperatura máxima de operación. Los de vidrio se caracterizan por combinar las ventajas de los anteriores. En principio cualquiera de estos materiales podría ser válido en nuestra elección.

- Radio óptico (Rop): es la distancia desde el centro del disco hasta la mitad de las ranuras.

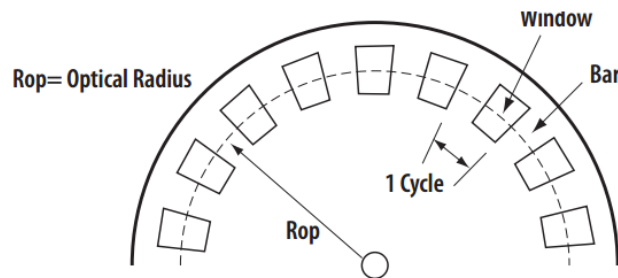


Figura 2.13. Radio óptico.

Escogeremos encoders del fabricante *Broadcom Limited*. Al nombrar sus productos distinguiremos entre el nombre del producto y su extensión. La extensión consiste en una letra que indica la resolución y dos números que nos dicen el diámetro de eje. Por ejemplo, *HEDS-5120 H11*.

- *HEDS-5120*: nombre principal, nos indica que es una clase de disco de encoder.

- *H11*: extensión, H=400 CPR y 11= 4mm de diámetro.

Además, la cuarta letra del nombre principal cuando hablamos de un disco de encoder nos indica el material del disco, de manera que *S* se emplea para metal, *M* para película de plástico y *G* para vidrio.

• **Encoder a la entrada.**

Para la medición del movimiento a la entrada del sistema, el motor cuenta con un encoder de serie modelo *HEDS-5540 A13*, que incorpora disco y cabezal de lectura y está situado en la parte trasera del motor, como se aprecian en la imagen.

Las principales características de este encoder son:

- Canales: 3.

- Resolución: 500 CPR.

- Rango de temperatura de operación: -40 a 85 °C.

- Velocidad máxima admisible (mecánica): 30 000 rpm.
- Frecuencia máxima: 100 kHz (ver cálculos apartado 3.1).
- Diámetro de eje: 8 mm.

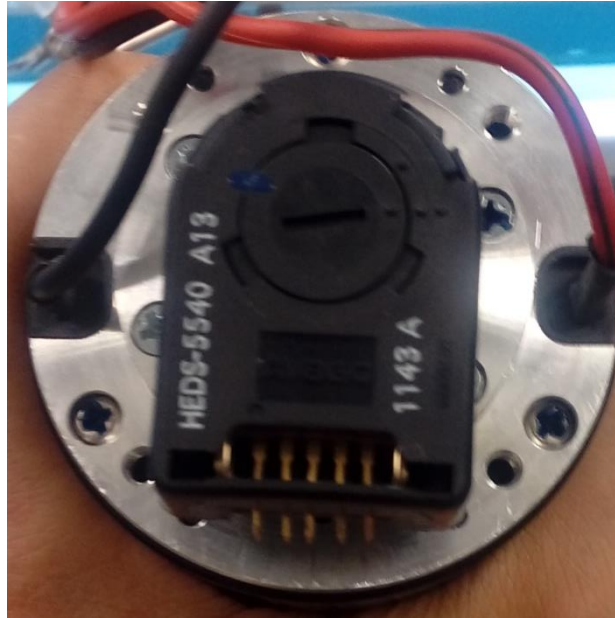


Figura 2.14. Encoder a la entrada

- **Encoder a la salida.**

En esta ocasión deberemos elegir la combinación de disco de encoder y cabezal de lectura que mejor se acople a nuestro proyecto. Nuestro proveedor (*Farnell*), ofrece varios discos de encoder que cumplen nuestros requisitos:

- *HEDS-5140 A06, A11, A12, A13 y A14.*
- *HEDS-6140 B09, B13, J06.*
- *HEDM-6140 T12.*

Además de antemano ya contamos con los discos *HEDS-5140 A11* y *HEDS-6140 B09*, con lo cual tienen preferencia a la hora de ser seleccionados.

Los posibles cabezales de lectura que pueden combinarse con cada uno de estos discos, son:

- *HEDS 5140 con cabezal HEDS-9140.*
- *HEDS-6140 con cabezal HEDS-9040.*
- *HEDM-6140 con cabezal HEDS-9040.*

Dentro de estos cabezales, nuestro proveedor ofrece los siguientes:

- *HEDS-9040 B00, J00, T00.*
- *HEDS-9140 A00, I00.*

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

De antemano tenemos el *HEDS-9140 A00*, lo que le da ventaja a la hora de ser elegido.

La letra de la extensión debe coincidir en ambos elementos. A continuación se muestran las posibles combinaciones. Para ahorrarnos combinaciones los discos en los que solo varía el diámetro de eje (las dos cifras de la extensión) se han tomado dentro de un solo grupo, ya que las diferencias de precio entre ellos son irrelevantes:

	Resolución (CPR)	Rop (mm)	Precio (€)
<i>HEDS-5140 Axx con cabezal HEDS-9140 A00</i>	500	11	41,05

	Resolución (CPR)	Rop (mm)	Precio (€)
<i>HEDS-6140 Bxx con cabezal HEDS-9040 B00</i>	1000	23,36	59,56

	Resolución (CPR)	Rop (mm)	Precio (€)
<i>HEDS-6140 J06 con cabezal HEDS-9040 J00</i>	1024	23,36	58,6

	Resolución (CPR)	Rop (mm)	Precio (€)
<i>HEDM-6140 T12 con cabezal HEDS-9040 T00</i>	2000	23,36	57,91

Tabla 2.1. Elección de encoder a la salida.

Puesto que la combinación *HEDS-5140 Axx* con cabezal *HEDS-9140 A00* ya la tenemos disponible, su precio real será de 0 €, lo que la posiciona como la mejor opción por economía. Por tanto la elección final de encoder para la salida es disco *HEDS-5140 A11* con cabezal *HEDS-9140 A00*. Las características de este conjunto son las siguientes:

- Canales: 3.
- Resolución: 500 CPR.
- Rango de temperatura de operación: -40 a 100 °C.
- Velocidad máxima admisible (mecánica): 30 000 rpm.
- Frecuencia máxima admisible: 100 kHz (ver cálculos apartado 3.1).
- Diámetro de eje: 4 mm.
- Material del disco: metal.
- Radio óptico: 11 mm.

2.3.1.2 Acelerómetro.

El acelerómetro es un sensor empleado para medir aceleraciones lineales, sacando un voltaje de salida en función de la aceleración medida. Existen acelerómetros para uno, dos o tres ejes coordinados. Aunque en nuestro sistema sólo tenemos movimientos de rotación, empleando

datos de aceleraciones lineales y mediante cálculos podremos obtener la velocidad y aceleración angular del sistema.

Con el acelerómetro realizando un movimiento circular solidario al sistema, podremos hallar la aceleración normal y tangencial en cada momento.

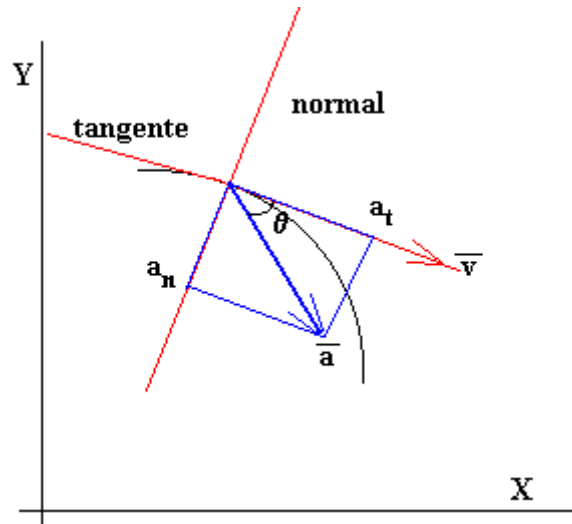


Figura 2.15. Componentes normal y tangencial de la aceleración.

Las expresiones que definen estas componentes de aceleración son:

$$a_t = R \cdot \alpha \quad a_n = \omega^2 \cdot R$$

- R: radio de curvatura de la trayectoria descrita, en nuestro caso será la distancia del acelerómetro al centro de rotación y dependerá del montaje.
- ω : velocidad angular.
- α : aceleración angular.

Necesitaremos un acelerómetro de mínimo dos ejes que nos permitan obtener estas dos componentes de la aceleración. El rango de medida de los acelerómetros normalmente viene dado en unidades g, equivalentes a la aceleración de la gravedad. Tendremos que tener en cuenta la posición en que coloquemos el acelerómetro, pues la aceleración de la gravedad quedará reflejada en la medición de los ejes. Cuando situamos un eje del acelerómetro alineado con dirección de la gravedad, el valor de voltaje de salida de este eje decimos que es el nivel cero g del acelerómetro, es decir el voltaje de salida equivalente a una aceleración de un g.

Existen diferentes tecnologías empleadas para la medición de las aceleraciones:

- Acelerómetros piezoeléctricos.
- Acelerómetros de efecto hall.
- Acelerómetros de condensador.

Siendo el acelerómetro que tenemos dispuesto para usar en este proyecto de tipo condensador. En los acelerómetros tipo condensador una masa de prueba se sitúa entre las placas de un condensador en el interior del sensor. Al experimentar una aceleración, el movimiento de la

masa provoca un cambio en la capacidad de este condensador, que es medida y traducida en forma de voltaje a la salida del sensor.

En concreto el acelerómetro con el que contamos para este proyecto es el LIS332AR, cuyas características principales son:

- Encapsulado LGA-16, dimensiones de 3x3x1 mm.
- Tres ejes.
- Rango de medición de $\pm 2 g$.
- Rango de temperatura de operación de -40 a 85 °C.
- Masa de 30 miligramos.

No entraremos en detalle de las características eléctricas del sensor pues no es objeto de este trabajo realizar el circuito integrado del acelerómetro, sino tan sólo realizar una propuesta de montaje en el sistema que nos permita medir los parámetros deseados adecuadamente. La figura 2.16 muestra la disposición de los ejes de nuestro chip. Podemos ver que el eje Z es perpendicular al plano donde se efectúa la soldadura del sensor a la placa de circuito integrado, mientras que los ejes X e Y definen un plano paralelo a este mismo. El objetivo en el montaje será situar al eje Z del sensor paralelo al eje de rotación del sistema y fijado a alguna parte del mismo, de forma que el acelerómetro describa en el plano XY un movimiento circular de rotación en el cual uno de los ejes coincida con el eje tangencial del movimiento, por ejemplo el X, siendo el eje Y coincidente con el eje radial. De esta forma podemos conocer la aceleración radial y tangencial en cada momento.

Cabe mencionar que a la entrada del sistema, debido a las elevadas velocidades que puede alcanzar el motor de hasta 2700 rpm y que necesitamos un cableado para comunicarnos con el microcontrolador, el montaje parece a priori irrealizable por el enrollamiento de cables y habría que estudiar otro tipo de soluciones como comunicaciones inalámbricas, que no entraremos a estudiar en este trabajo. El mismo problema tendremos con el giróscopo descrito en el apartado 2.3.1.3, es por esto que en el presente proyecto sólo nos ocuparemos de dar una propuesta de montaje de estos dos sensores a la salida del sistema y no a la entrada. En el apartado 3.2 de los cálculos pueden verse los correspondientes al acelerómetro.

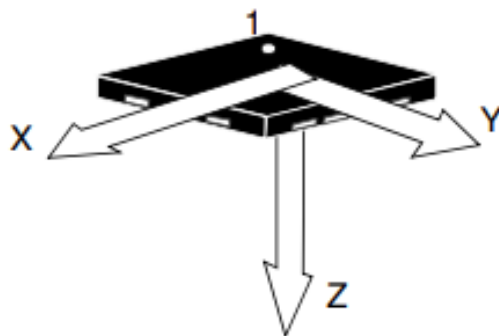


Figura 2.16. Ejes de medida del acelerómetro.

2.3.1.3 Giróscopo.

El sensor giróscopo es un sensor empleado para medir velocidades angulares. Los hay para 1, 2 y 3 ejes. Su modo de funcionamiento se basa en la piezoelectricidad, habiendo en el interior del sensor una pequeña masa de prueba en continua vibración. Al verse sometida a una velocidad angular la masa cambia su sentido de vibración en base a los efectos de Coriolis, dando lugar a impulsos eléctricos que se traducirán en un voltaje de salida en el sensor proporcional a la velocidad angular. El rango de medida suele expresarse en grados por segundo ($^{\circ}/s$) o por sus siglas en inglés *dps*.

El giróscopo con el que contamos para incluir en nuestro banco de pruebas es el LY3100ALH. Sus características principales son:

- Encapsulado LGA-10, dimensiones de 3x5x1 mm.
- 1 eje.
- Rango de medida de ± 1000 *dps*.
- Ancho de banda de 140 Hz.
- Rango de temperatura de operación de -40 a 85 $^{\circ}C$.

No mencionamos las características eléctricas pues no es objeto de este trabajo el diseño del circuito para giróscopo, sino realizar una propuesta de montaje. El giróscopo nos servirá para medir la velocidad angular en nuestro banco de pruebas, al igual que hacemos con el encoder. Para una lectura adecuada, debemos asegurarnos en el montaje que el eje de medida del sensor coincide o es paralelo con el eje de rotación del sistema. En la figura 2.17 podemos observar que el eje de rotación del sensor es perpendicular al plano de la superficie de la placa de circuito integrado, fijándonos en la posición de los pines de soldadura. Es por ello que la forma adecuada de montaje sería con el giróscopo realizando un movimiento circular en el plano perpendicular a su eje de medida variando su orientación a la par que lo hace la rotación de nuestra articulación elástica. Sólo se considera factible el montaje en la salida del sistema por las razones mencionadas al final del apartado 2.3.1.2. En el apartado 3.3 de los cálculos pueden verse los correspondientes al giróscopo.

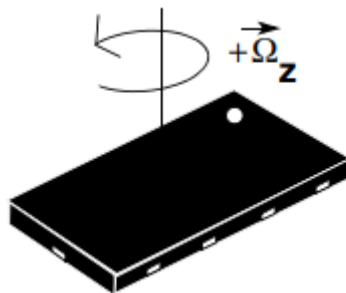


Figura 2.17. Eje de medida del giróscopo.

2.3.2 Acoplamiento para ejes.

Para transmitir el movimiento del motor hasta el wave generator, debemos contemplar una pieza intermedia que sirva de acople entre el eje del motor y la pieza que irá enganchada al wave generator. Existen acoplamientos comerciales que nos permiten transmitir el movimiento entre dos ejes y que consisten en dos orificios, uno en cada extremo y ajustables mediante tornillos de ajuste o abrazaderas.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

A la hora de seleccionar un acoplamiento adecuado debemos tener en cuenta los siguientes factores:

- Rigidez torsional: este factor mide cuanto par hace falta para provocar cierta deformación angular en el sistema. En nuestro caso requerimos alta rigidez torsional pues de ello depende el que las medidas de posición a la entrada realizadas por el encoder y las reales sean lo más ajustadas posibles, más teniendo en cuenta que se probarán distintas trayectorias provocando continuas aceleraciones y deceleraciones.
- Par pico: indica la máxima cantidad de par que puede aguantar el acoplamiento sin ver comprometida su vida útil. Es definido por el fabricante como el máximo par inverso que puede aplicarse durante al menos un millón de ciclos sin mermar el buen desempeño del acoplamiento.
- Desalineamiento de ejes: la existencia de un desalineamiento entre los ejes del acoplamiento, ya sea radial, angular o axial, puede provocar que la vida útil se vea mermada antes de lo previsto o con niveles de par menores al pico.
- Método de fijación: el acoplamiento puede ser fijado a los ejes mediante tornillos de sujeción, presionando sobre huecos o superficies planas mecanizadas en los ejes. Otro método es mediante abrazaderas.
- Temperatura de trabajo: los acoplamientos están diseñados para un cierto rango de temperatura. Además los cambios termales pueden acentuar posibles desalineamientos. En nuestro caso al trabajar a temperatura ambiente no tendremos mayores problemas.

Finalmente se ha optado por el siguiente acoplamiento: *Flex-k Stainless Steel Bellows Coupling with Clump Hubs*, del fabricante *Huco*. Dentro de este modelo tenemos distintas opciones, de la cual elegiremos la más conveniente teniendo en cuenta el diámetro del eje del motor que son 12 mm, en este caso la opción 555.25.

Las principales propiedades de este acoplamiento son:

- Acoplamiento de circunvoluciones de acero inoxidable, agujeros pasantes y sujeción mediante abrazaderas.
- Longitud: 42 mm.
- Diámetro máximo de agujero: 12.7 mm.
- Rango de temperatura: -30 a 120 °C.
- Par pico: 2 Nm.
- Máxima compensación angular: 2°.
- Máxima compensación radial: 0.25 mm.
- Rigidez torsional: 1050 Nm/rad.



Figura 2.18. Aspecto del acoplamiento para ejes.

Puesto que la compensación radial y angular es baja para este acoplamiento, deberemos ser cuidadosos en la fabricación de las piezas. Posibles desalineaciones por encima de las permitidas en el montaje final deberán ser compensadas lo máximo posible. En el apartado 4 de los cálculos justificamos que el acoplamiento elegido cumple a par pico.

2.3.3 Enganche a wave generator.

El enganche a wave generator es la pieza que va unida al eje del motor a través del acoplamiento de ejes, mientras que por el otro lado va unida al wave generator, transmitiéndole el movimiento desde el eje del motor. Consta de orificios para unir al wave generator mediante tornillos. Ver plano 7 para más detalles. La figura 2.20 muestra la fijación al wave generator de la pieza recientemente descrita. Ver plano 8 para más información.

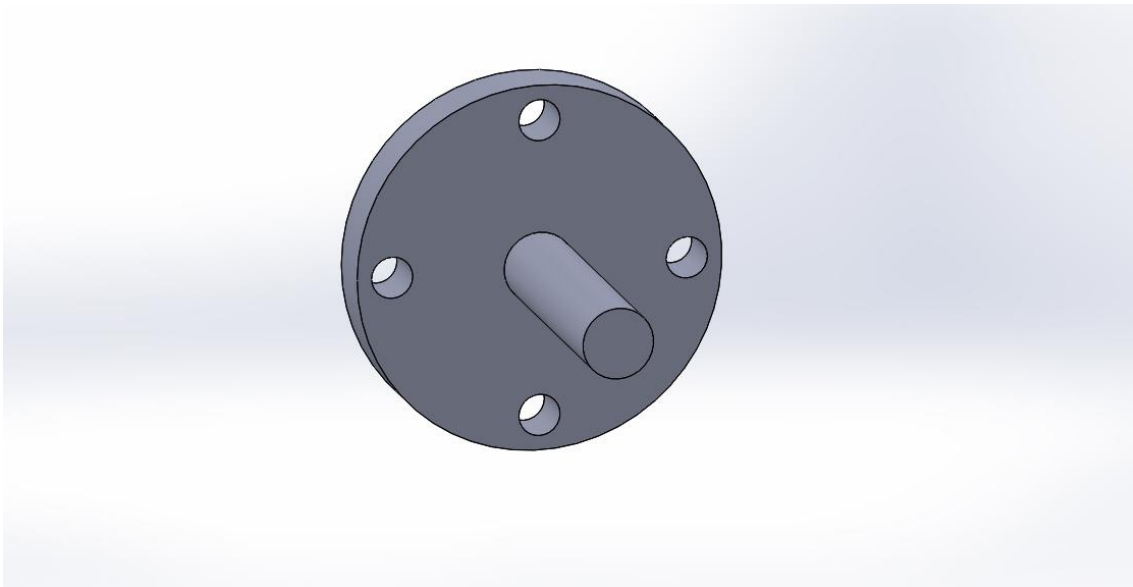


Figura 2.19. Enganche a wave generator.

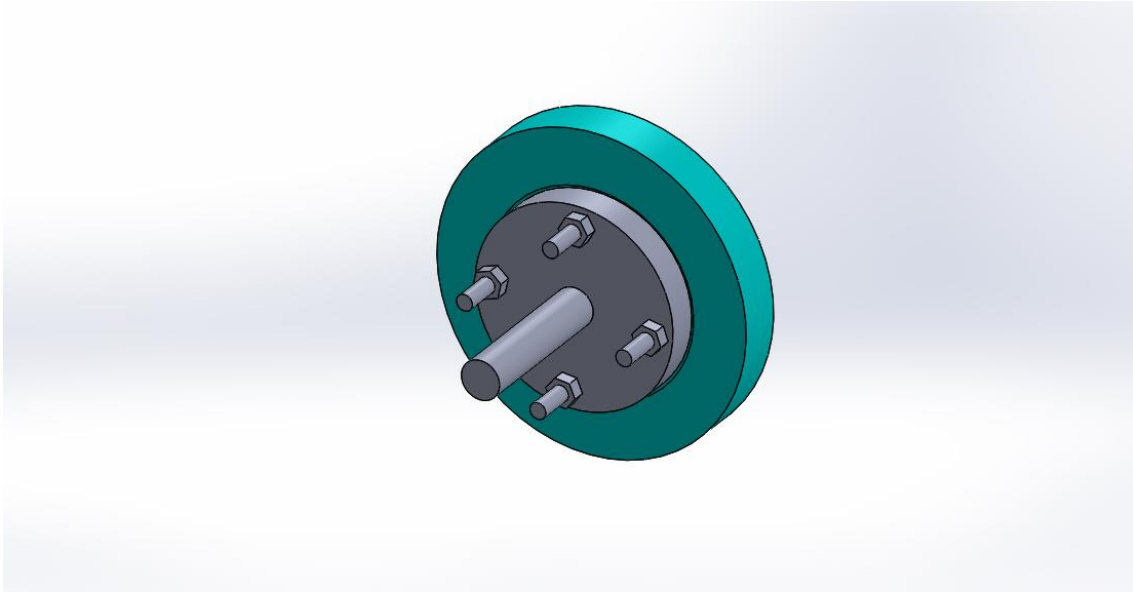


Figura 2.20. Fijación de la pieza al wave generator.

2.3.4 Enganche a flexspline.

Esta pieza se conecta a la salida del HD y en ella colocaremos los sensores necesarios para medir el movimiento en esta zona. Esta pieza se realizará a partir de un disco y un eje, que serán unidos mediante un ajuste a presión.

- Disco: es un disco con orificios para atornillar al flexspline. En su parte trasera cuenta con un rebaje de espesor en vistas a evitar efectos indeseados de rozamientos en el montaje final. El orificio en su parte central está destinado a alojar el eje.
- Eje: el eje está pensado para colocar en él el disco de encoder. Ver plano 9 para más detalles.

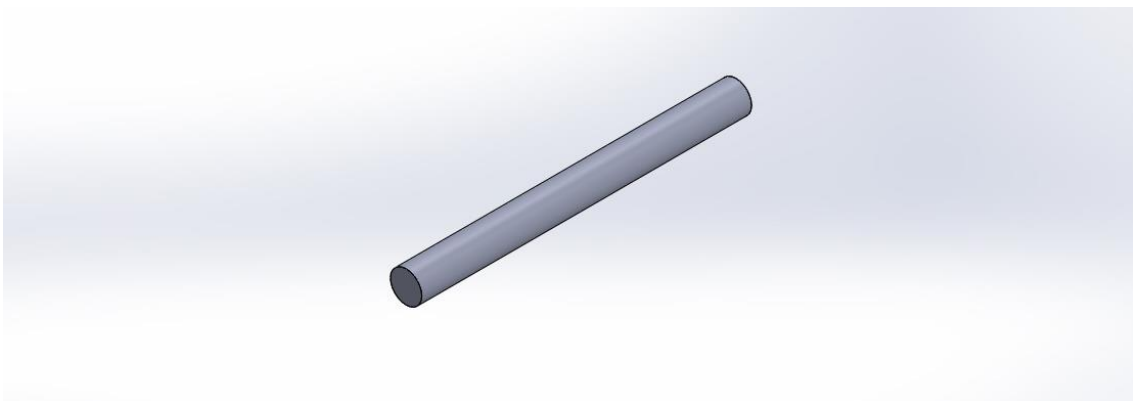


Figura 2.21. Eje del enganche a flexspline.

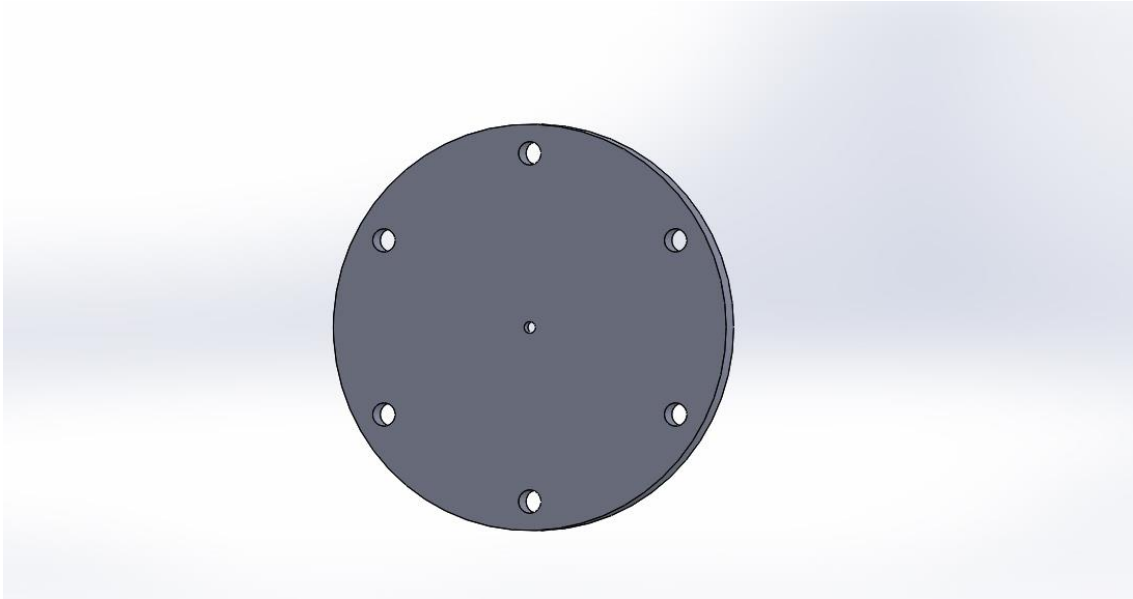


Figura 2.22. Disco del enganche a flexspline.

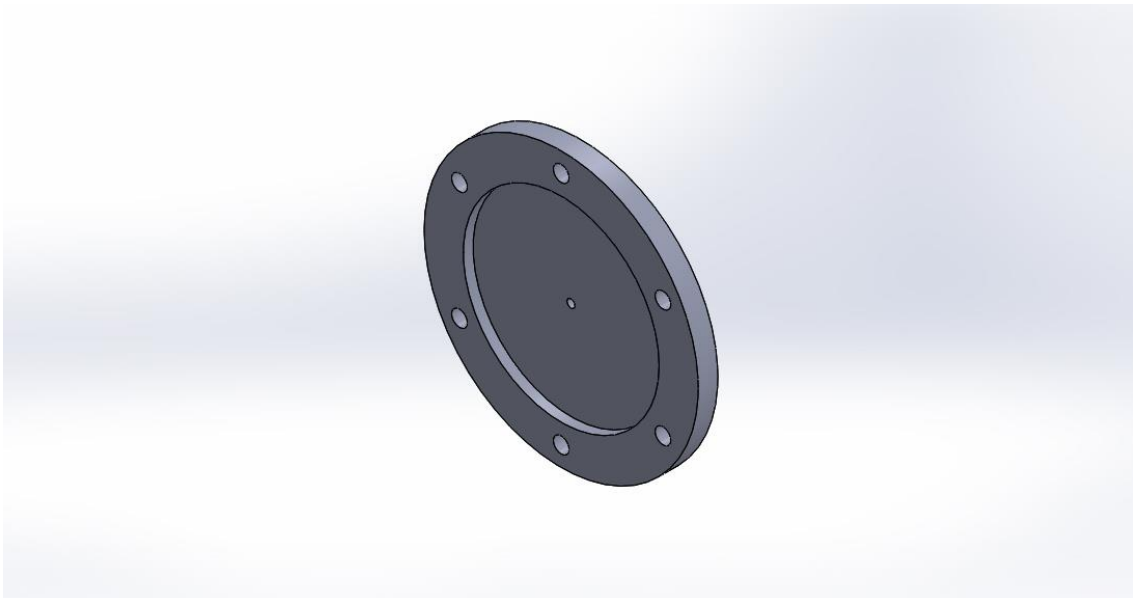


Figura 2.23. Disco del enganche a flexspline, cara anterior.

Mediante tornillos fijaremos esta pieza al flexspline, tal como muestra la figura 2.25. Más información en el plano 10.

Aunque no será objeto de este proyecto diseñar las placas de circuito integrado para acelerómetro y giróscopo, se deja como propuesta de montaje el unirlos a la superficie del disco de enganche a flexspline mediante tornillos, situándose en el plano adecuado para la medida de parámetros, como se muestra en la figura 2.26. A la hora del montaje habrá que asegurar que los ejes X e Y del acelerómetro coincidan con las direcciones radial y tangencial del movimiento circular. Más detalles en plano 11.

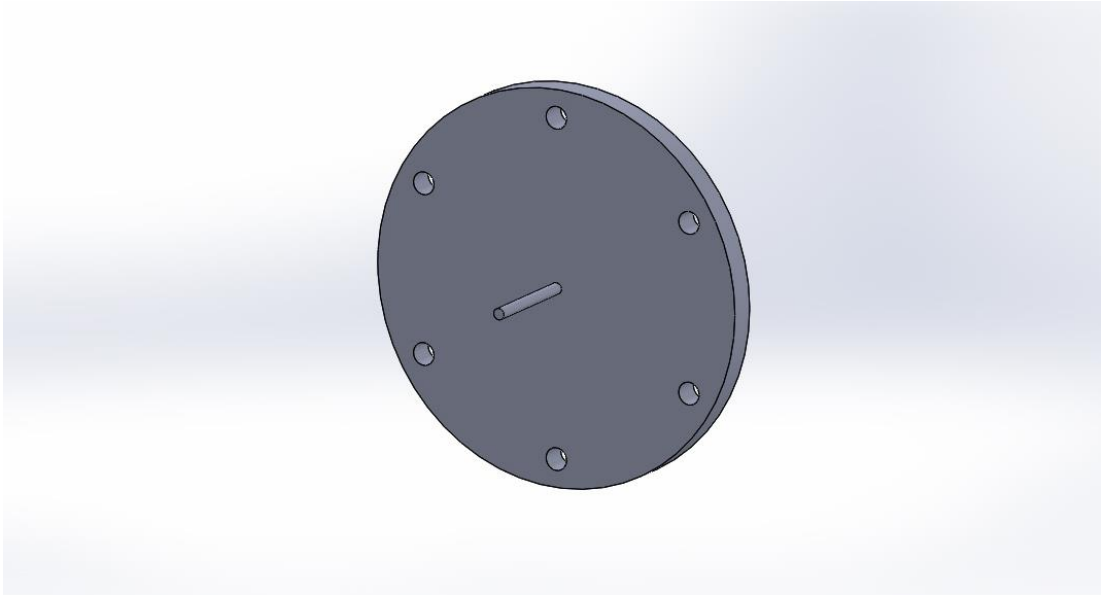


Figura 2.24. Enganche a flexspline.

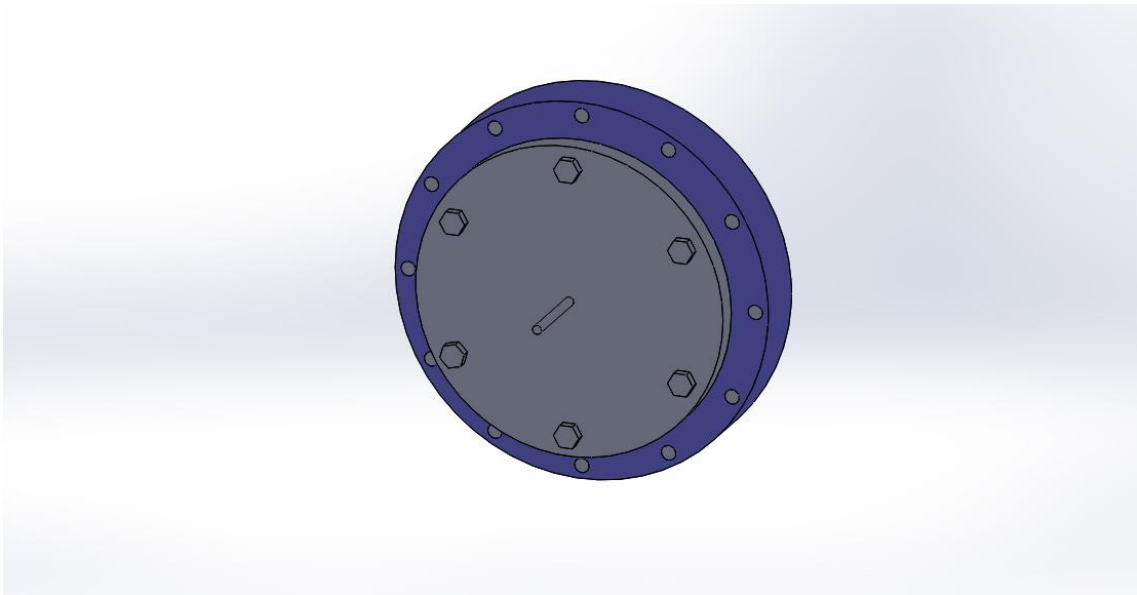


Figura 2.25. Fijación de la pieza de enganche al flexpline.

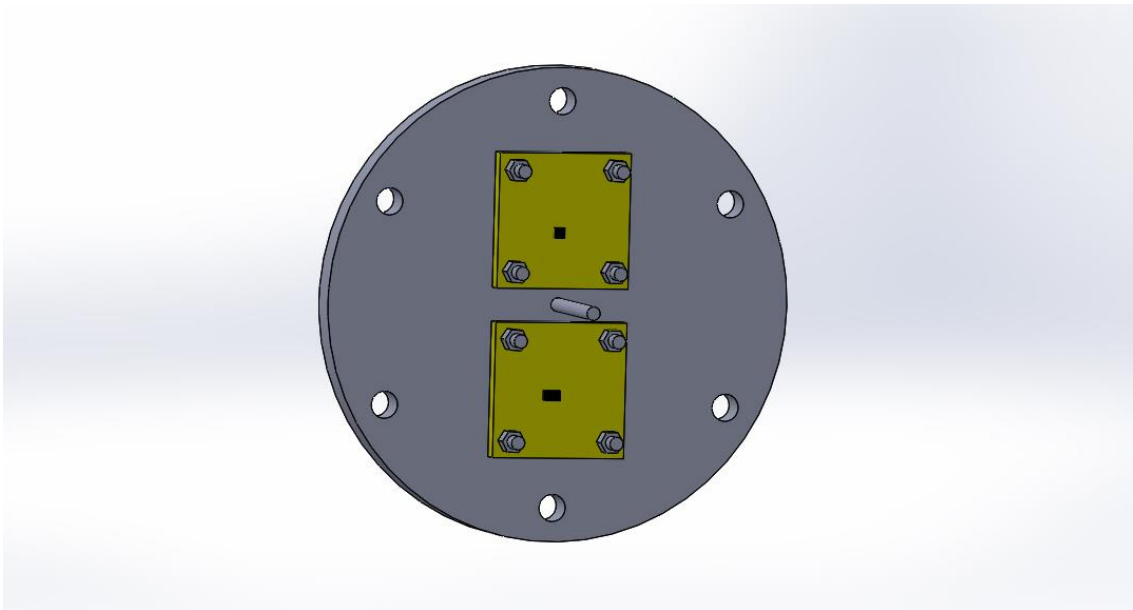


Figura 2.26. Propuesta de montaje para acelerómetro y giróscopo.

2.3.5 Enganche a cabezal de lectura para encoder.

Con el disco de encoder montado en el eje del enganche a flexspline, necesitamos tener el cabezal de lectura en la posición correcta para una adecuada lectura, tal como está indicado en la hoja de características del cabezal. Para ello nos valemos de una pieza con ranuras para tornillos que nos permitirán regular la altura a la se sitúa el cabezal. Esta pieza será fabricada mediante impresión 3D y se muestra en la figura 2.27 y su unión al cabezal en la 2.28. Para más información sobre esta pieza ver plano 12.

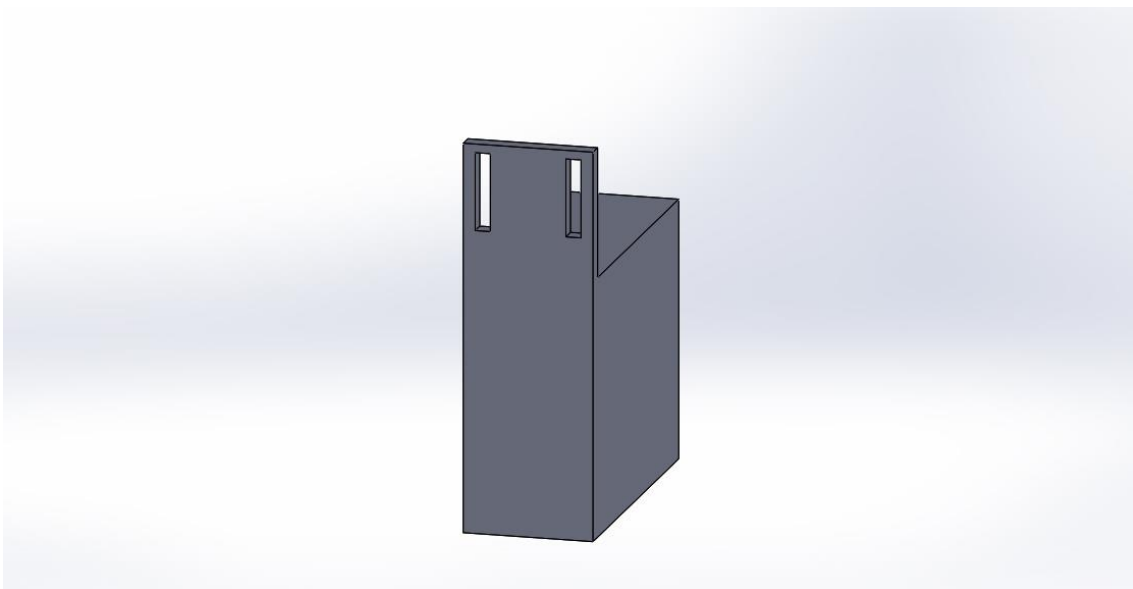


Figura 2.27. Enganche a cabezal de lectura

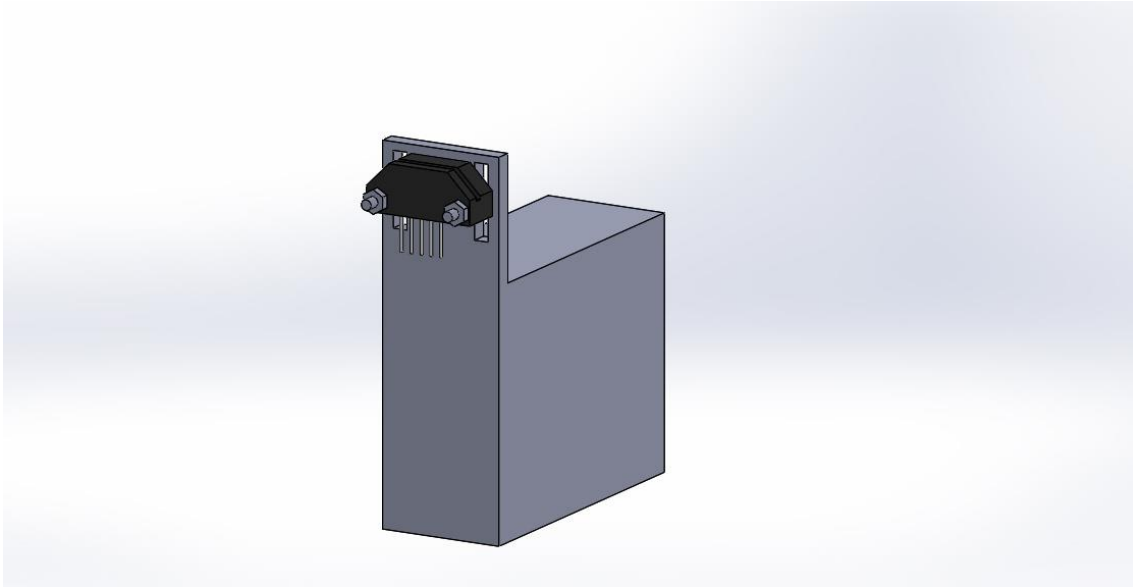


Figura 2.28. Fijación del cabezal de lectura a su pieza de enganche.

2.4 Ensamblaje completo.

Tras haber definido el diseño de todas las piezas, su montaje y la colocación de los sensores, el ensamblaje completo montado sobre una superficie de trabajo que representa la mesa de laboratorio, queda tal como se muestra en las posteriores figuras. Ver plano 13 para más detalles.

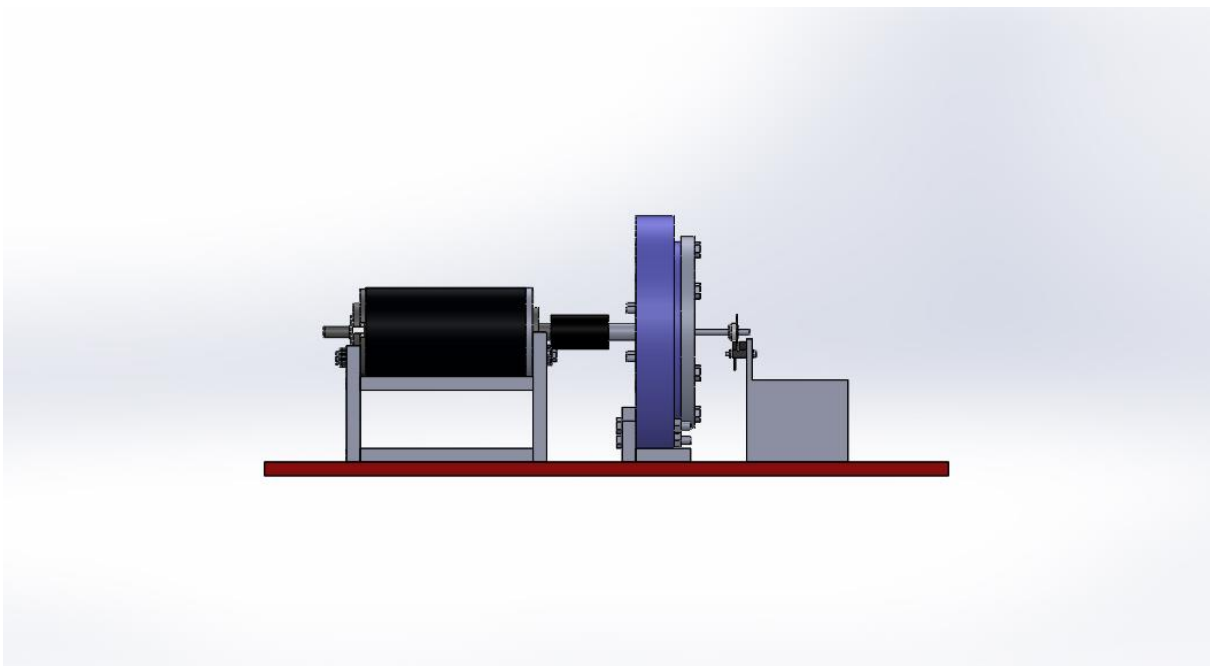


Figura 2.29. Ensamblaje completo (1).

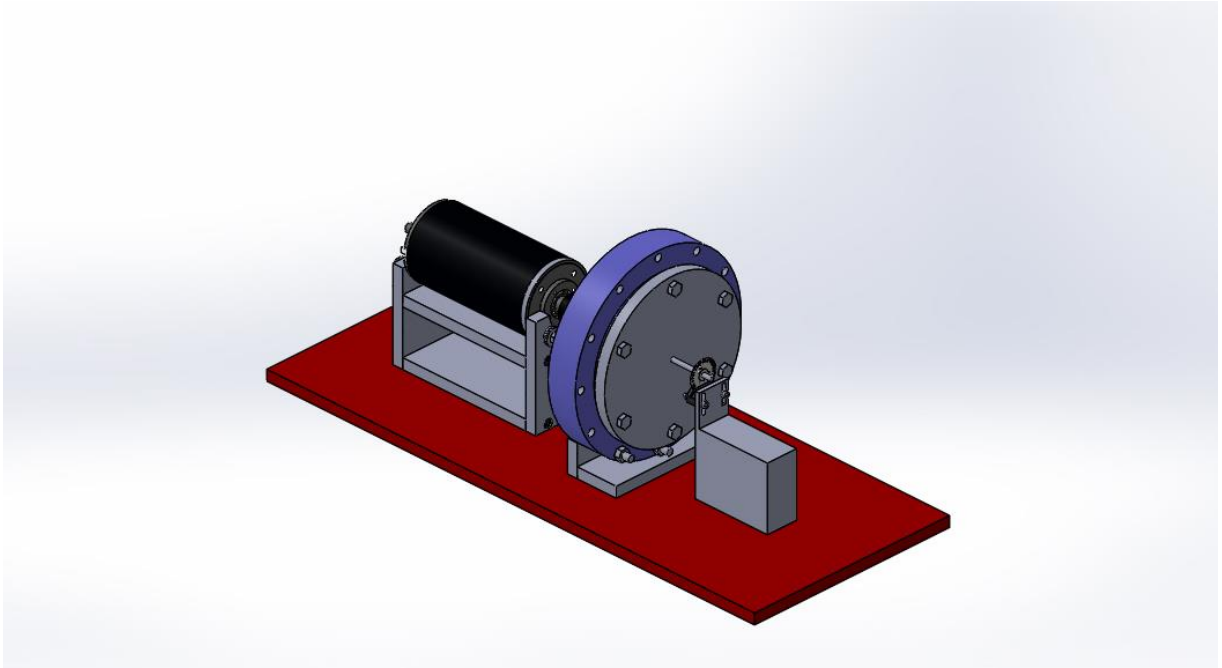


Figura 2.30. Ensamblaje completo (2).

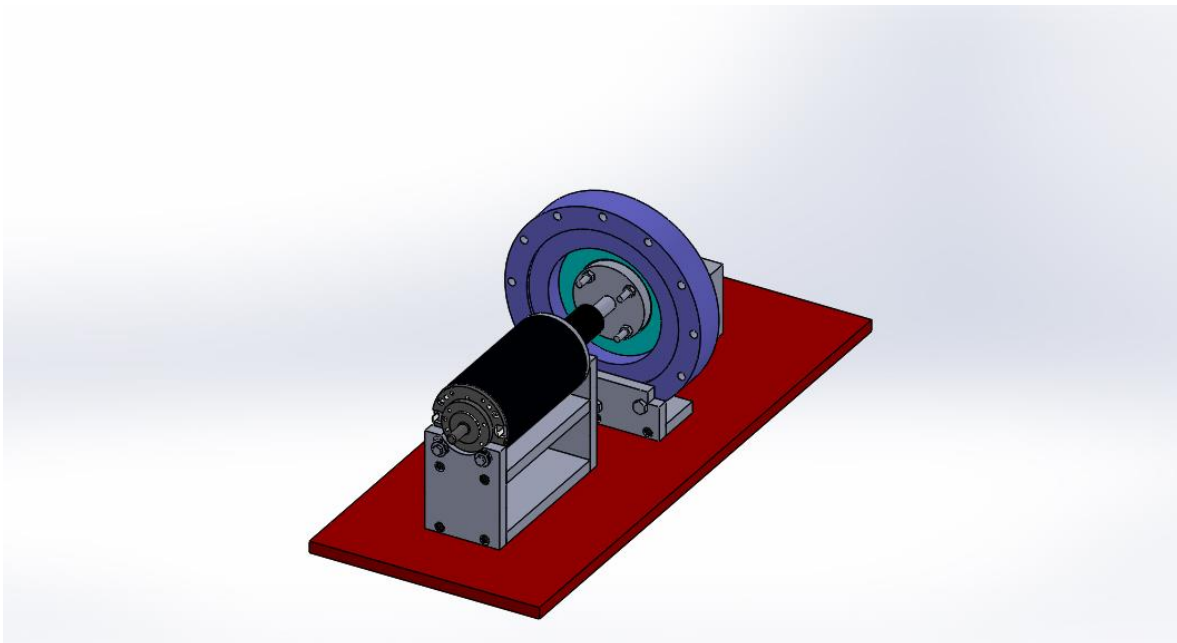


Figura 2.31. Ensamblaje completo (3).

3 FABRICACIÓN DE LAS PIEZAS

3.1 Introducción: resumen del proceso de fabricación.

Podemos resumir el proceso de fabricación de las piezas necesarias en tres pasos:

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- 1 pedido del material: encargaremos el material necesario y adecuado a partir del cual obtener las piezas.
- 2 mecanizado: facilitaremos el material pedido a un taller de mecanizado para obtener las piezas.
- 3 uniones: se realizarán las uniones necesarias a partir de las piezas mecanizadas para obtener las piezas finales.

Esto es válido para todas las piezas excepto el enganche a cabezal de lectura que se ha fabricado mediante impresión 3D.

3.2 Elección del material y pedido.

A partir de los cálculos hemos determinado el límite de fluencia mínimo necesario:

$$f_y \geq 14,324 \text{ N/mm}^2$$

Buscamos un material que cumpla estos requisitos:

- Buenas propiedades mecánicas, con límite de fluencia cumpliendo la condición indicada.
- Bajo coste.
- Ligero.
- Fácil de mecanizar.

Optamos por aluminio. Nuestro proveedor de material nos ofrece planchas rectangulares y redondos de aluminio de variados tamaños. Seguidamente se detalla una lista con el material necesario para cada pieza por separado:

- Base de la estructura: 2 planchas de 10x65x126.3 mm.
- Enganche delantero: una plancha de 10x65x85 mm.
- Enganche trasero: una plancha de 10x65x95 mm.
- Base del enganche a circular spline: una plancha de 10x40x110 mm.
- Placa de enganche a circular spline: una plancha de 10x40x110 mm.
- Disco del enganche a wave generator: un redondo de $\varnothing=62$ mm y l(largo)=60 mm.
- Eje del enganche a flexspline: un redondo de $\varnothing=4$ mm y l=40 mm.
- Disco del enganche a flexspline: un redondo de $\varnothing=140$ mm y l=10 mm.

El material que hemos elegido para las planchas de entre los que nos propone nuestro proveedor es el aluminio *Alumec-79* mientras que para los redondos aleación de aluminio *6082*.

Propiedades del *Alumec-79*:

- Aleación con 4.3% de Zinc.
- Límite de fluencia: 390 – 420 N/mm^2 .
- Dureza de Brinell: 150 HB.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Peso específico: 2.8 g/cm^3 .
- Temperatura de fusión: 475-630 °C.
- Mecanización: las altas velocidades de corte reducen los tiempos de mecanizado y se obtienen superficies de buena calidad.
- Soldabilidad: buen comportamiento, se puede soldar mediante los métodos TIG y MIG.

Propiedades del aluminio 6082:

- Aleación con 0.7-1.3% de Silicio y 0.6-1.2% de Magnesio.
- Límite de fluencia: 130 N/mm^2 .
- Dureza de Brinell: 70 HB.
- Peso específico: 2.7 g/cm^3 .
- Temperatura de fusión: 570-660 °C.
- Mecanización: regular fragmentación de la viruta.
- Soldabilidad: muy buena a la llama o por resistencia eléctrica, buena al arco bajo gas argón y braseado.

El material que nos ha ofrecido nuestro proveedor para abastecernos es el siguiente:

- Plancha de 10x65x500, *Alumec-79*. De esta plancha obtenemos las bases de la estructura, enganche delantero y enganche trasero.
- Plancha de 10x40x500, *Alumec-79*. De esta plancha obtenemos la base y la placa de enganche al circular spline.
- 2 redondos de $\varnothing=12 \text{ mm}$ y $l=1500 \text{ mm}$, *6082*. De este redondo obtenemos el eje del enganche a flexspline.
- Redondo de $\varnothing=65 \text{ mm}$ y $l=100 \text{ mm}$, *6082*. De este redondo obtendremos el enganche a wave generator.
- Redondo de $\varnothing=140 \text{ mm}$ y $l=10 \text{ mm}$, *6082*. De este redondo obtendremos el disco del enganche e flexspline.

La tolerancia de corte en todos los casos es de $\pm 2 \text{ mm}$.

- Material para la pieza de impresión 3D.

Mención aparte merece el enganche a cabezal de lectura, el cual se ha impreso en material ABS (Acrlonitrilo Butadieno Estireno), que es un plástico muy resistente al impacto, soporta bien las temperaturas extremas teniendo un elevado punto de fusión y se puede mecanizar con facilidad. Es un material muy empleado en la industria de la automoción y en ocasiones en la doméstica.

3.3 Simulación del mecanizado.

Este apartado consistirá en reproducir mediante software el proceso de mecanizado de las piezas empleando CNC (Control Numérico por Computador). Para ello supondremos una máquina de este tipo con la que se realizaría el mecanizado, en nuestro caso una fresadora de

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

3 ejes, y posteriormente emplearemos un software que simulará este proceso de mecanizado y generará los programas de control numérico los cuales habría que introducir en la máquina herramienta.

3.3.1 Máquina fresadora de referencia.

Como ejemplo de máquina fresadora de 3 ejes tomaremos la *EMCO PC MILL 125*. Se trata de un centro de mecanizado CNC con tambor de herramientas con almacén para 10 herramientas distintas y con movimiento en los tres ejes. El control numérico está basado en un PC montado en la propia máquina.



Figura 3.1. Aspecto de la máquina fresadora.

La figura 3.2 muestra el aspecto de los teclados de control numérico de esta máquina.

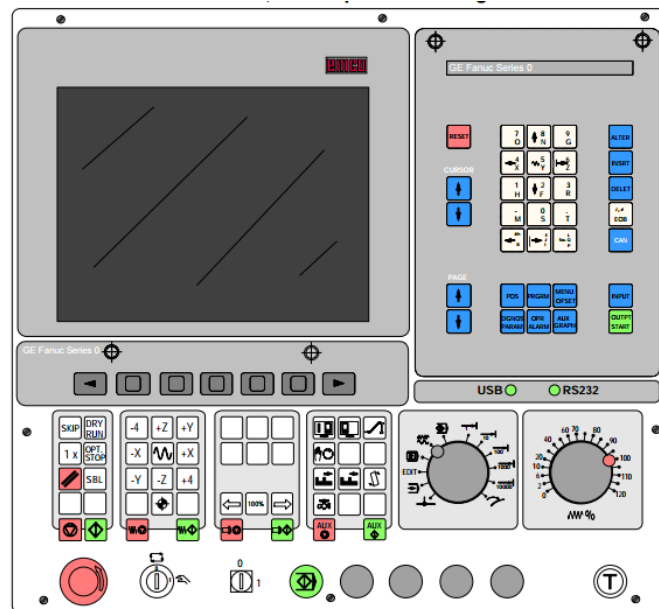


Figura 3.2. Pantalla y teclado de control CNC.

Podemos distinguir entre las siguientes zonas:

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Teclado de edición: situado en la parte superior derecha, incluye teclado numérico y alfabético y teclas para moverse y editar los programas de control numérico.
- Teclas de software: una fila de teclas situada justo debajo de la pantalla, permite seleccionar las opciones que aparecen en la pantalla justo encima de cada tecla.
- Teclado de control de la máquina: comprende el resto de teclas y mandos de la parte inferior. Con este teclado podemos activar o desactivar diferentes mecanismos y funciones de la máquina (mordazas de sujeción, tambor de herramientas, refrigerante...), mover la herramienta manualmente, seleccionar el modo de funcionamiento y la cantidad de avance manual con la rueda de selección de modo y con la rueda de selección de velocidades (derecha) seleccionar el tanto por ciento de velocidad con la que se ejecuta el programa respecto de la programada. Abajo del todo tenemos los mandos de seguridad con seta de emergencia situada a la izquierda.
- Teclado de PC: además contamos con un teclado de PC abatible en la parte inferior con el que podremos realizar la mayoría de las funciones descritas.

Los mecanizados se ejecutarán a través de programas CNC, empleando el lenguaje de programación según la norma DIN 66025. Según esta norma los programas CNC se componen de bloques y los bloques a su vez se componen de palabras. Cada palabra consiste en una dirección (letra mayúscula) y un número. El primer bloque de cada programa consistirá en indicar el número de programa en el que estamos, mediante la dirección O (ejemplo O0625). A partir de aquí en cada bloque será obligatorio indicar el número de bloque mediante la dirección N (ejemplo N0030). Ejemplos de distintas direcciones:

- O: número de programa.
- N: número de bloque.
- X, Y, Z: coordenadas absolutas.
- U, V, W: coordenadas incrementales.
- F: velocidad de avance.
- S: velocidad angular de husillo.
- T: selección de herramienta.
- G: comandos de funciones.
- M: funciones adicionales.

Dentro de la dirección de funciones básicas (G), podemos nombrar algunas de las más importantes:

- G00: avance rápido.
- G01: interpolación lineal.
- G02, G03: interpolación circular horario o antihorario.
- G17, G18, G19: selección de plano de trabajo XY, XZ o YZ.
- G20, G21: medidas en pulgadas o milímetros.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- G81: taladrado.
- G90, G91: programación en valor absoluto o incremental.
- G94, G95: avance del husillo en mm/min o mm/rev.

Ejemplo de funciones adicionales:

- M00: parada de programa.
- M02: fin de programa.
- M06: cambio de herramienta.
- M08, M09: refrigerante ON o OFF.
- M30: fin de programa.

Ejemplo de bloque CNC:

```
N0030 G01 X40 Y20 Z140 F120 S750
```

- N0030: bloque número 30.
- G01: movimiento lineal.
- X40 Y20 Z140: coordenadas absolutas del punto de destino.
- F120: velocidad de avance de 120 mm/min.
- S750: velocidad de giro del husillo de 750 rpm.

Los bloques se ejecutarán secuencialmente y el número de bloque ejecutado siempre será mayor al ejecutado anteriormente. Usualmente se deja una diferencia de 10 entre números de bloque para tener margen de modificación del programa sin necesidad de cambiar todos los números de bloque. Además indicar que las coordenadas de los puntos tienen origen en el punto 0 de la máquina (M en figura 3.3) dado por el fabricante o en el punto 0 pieza (W en figura 3.3) determinado manualmente. En la figura 3.3 se observa esta distinción y en la 3.4 la dirección de los 3 ejes según nuestra máquina. Durante el proceso de mecanizado se suele tomar como referencia el 0 pieza.

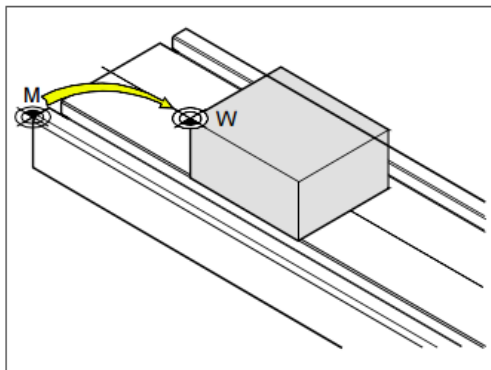


Figura 3.3. 0 máquina y 0 pieza.

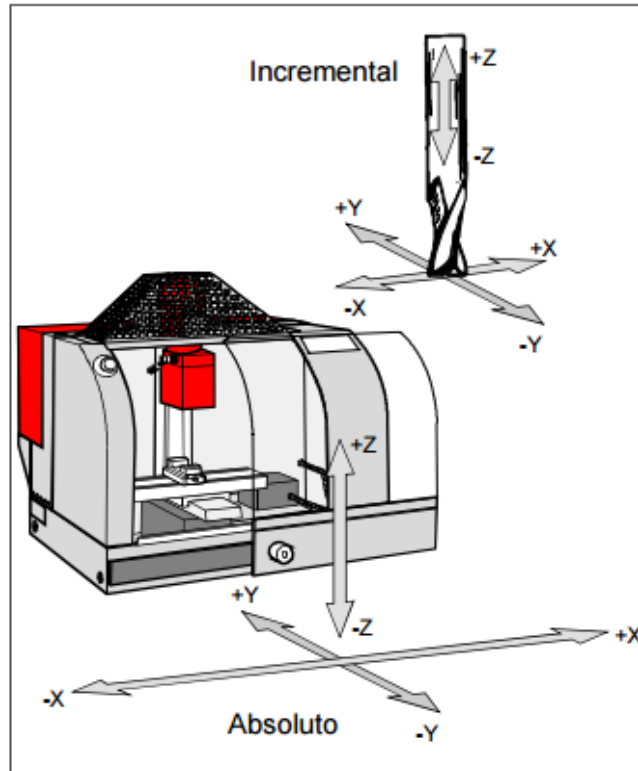


Figura 3.4. Ejes de coordenadas en nuestra fresadora.

3.3.2 Generación de programas CNC mediante simulador.

Para la generación de los programas CNC que posteriormente se empleen en el mecanizado, hemos usado el programa NX. NX es un programa de CAD/CAM con el cual podemos simular mecanizado de piezas previamente diseñadas, generando las distintas operaciones necesarias para llegar de la pieza en bruto a la pieza final.

Los pasos a seguir a la hora de generar las operaciones de mecanizado son:

1. Definir la geometría: debemos especificar el sistema de coordenadas pieza y la distancia de seguridad.

- Sistema de coordenadas de la pieza: origen del sistema de coordenadas para el mecanizado y dirección de los ejes, que deben coincidir con los definidos por el fabricante de la máquina (figura 3.4). Además puesto que el origen debe posteriormente calcularse manualmente con la máquina, deberá situarse en un lugar habilitado para ello, normalmente una esquina en la cara superior.

- Distancia de seguridad: define los límites dentro de los que se podrá mover la herramienta, en nuestro caso la definiremos siempre como un plano paralelo a la cara superior de la pieza (definida por el plano XM, YM) y a una distancia de 30 mm.

2. Definir pieza en bruto: es la pieza inicial a partir de la cual realizamos el mecanizado. Debemos definir sus dimensiones previamente a generar las operaciones. También definiremos el material, en nuestro caso aluminio.

3. Definir herramientas: seleccionar las herramientas que serán empleadas durante el proceso. NX ofrece una gran variedad, nosotros sólo emplearemos fresa plana, taladros convencionales

y un taladro roscador. Cada herramienta irá asociada con un número para referirse a ella en el programa de CN, correspondiendo cada uno a un hueco en el tambor de herramientas. Las 9 herramientas empleadas, su nombre en la simulación y número, son:

- Fresa plana diámetro 5 mm: nombre PLANA_D5, número 1.
- Fresa plana de diámetro 8 mm: nombre PLANA_D8, número 2.
- Fresa plana de diámetro 20 mm: nombre PLANA_D20, número 3.
- Taladro de diámetro 3.98 mm: nombre TALADRO_D3.98, número 4.
- Taladro de diámetro 5 mm: nombre TALADRO_D5, número 5.
- Taladro de diámetro 6 mm: nombre TALADRO_D6, número 6.
- Taladro de diámetro 7 mm: nombre TALADRO_D7, número 7.
- Taladro de diámetro 8 mm: nombre TALADRO_D8, número 8.
- Fresa roscadora de diámetro 2 mm y paso 0.7 mm: nombre ROSCADORA, número 9.

4. Definir operaciones: tenemos disponibles también gran cantidad de operaciones para realizar en nuestras piezas, siendo en nuestro proyecto únicamente necesarias el fresado por contorno de cavidades y el taladrado. Además al definir operaciones tendremos que especificar una serie de parámetros:

- Método: para el fresado de cavidades podemos elegir entre desbaste, semiacabado o acabado. Por ahorrar pasadas ya que son operaciones sencillas, elegiremos acabado directamente en todos los casos de fresado de cavidades.
- Área de corte: especificaremos que zona queremos cortar en cada operación.
- Seleccionar herramienta: de entre las herramientas creadas, seleccionar la adecuada para la operación en concreto.
- Eje de la herramienta: en todos los casos el eje de la herramienta será el eje +ZM (eje Z del definido al definir el 0 pieza, que coincidirá siempre con el eje Z de la fresadora en la figura 3.4).
- Patrón de corte: seleccionaremos siempre seguir la pieza.
- Distancia máxima: indica la distancia vertical entre pasadas. A menos distancia más pasadas, dependerá de la longitud de la herramienta. En nuestras operaciones la distancia entre pasadas será de 5 mm. Al tener todas nuestras piezas un espesor de 10 mm, el número de pasadas para el fresado de cavidades será 2 (en caso de que el corte comprenda todo el espesor).
- Velocidades de corte y avance. A continuación se indica el valor de velocidades que emplearemos en todas la operaciones de mecanizado. Ver en cálculos, apartado 5, la justificación de la velocidad de avance escogida:
 - Velocidad de corte o giro de husillo: 1750 rpm.
 - Velocidad de avance: 250 mm/min.
 - Velocidad de aproximación: 250 mm/min.

5. Verificar la trayectoria de la herramienta: *NX* dispone de un visualizador de animaciones de mecanizado para cerciorar que la pieza se mecaniza correctamente.

6. Postprocesar: en este último paso generamos el programa CN, indicando previamente que trabajamos con una fresadora de 3 ejes y que queremos el programa en unidades métricas.

Antes de empezar a generar las operaciones, tendremos que tener en cuenta los límites del espacio de trabajo de nuestra máquina, ya estos pueden delimitar las operaciones que pueden hacer de una vez u obligarnos a determinar la posición de un origen 0 pieza que facilite el hacer todas las operaciones de una vez. Los siguientes límites indican la máxima distancia alcanzable a partir del 0 máquina:

- Eje X: 185 mm.
- Eje Y: 125 mm.
- Eje Z: 100 mm.

En principio todas nuestras piezas entran en el rango excepto el disco del enganche a flexspline y la base de la estructura. Para el primero podremos definir un origen tal que se pueda mecanizar de una sola vez como veremos más adelante, mientras que para la segunda habría que emplear otra máquina que tuviera mayor rango en el eje Z o hacer el taladrado manualmente.

En adelante se explicará la simulación del mecanizado pieza por pieza. Las piezas en bruto que así lo requieran se suponen obtenidas a partir de cortes manuales de las planchas suministradas. Los programas de CN generados para cada pieza pueden verse en los anexos.

3.3.2.1 Base de la estructura.

Como pieza en bruto partimos de una plancha rectangular cuyas dimensiones son las de la propia pieza. Esta pieza en bruto la suponemos obtenida a partir de un corte en una de las planchas proporcionadas y descrita en el apartado 3.2.

Las operaciones a realizar son dos roscados, uno en cada una de las caras de la estructura. Puesto que el eje de los agujeros debe coincidir con el Z de la máquina, la base tendrá que orientarse en posición vertical a la hora de mecanizar, con el problema de que su lado largo es de 126.3 mm, excediendo el límite de 100 mm de la máquina. Habría que emplear otra máquina o hacer los taladros manualmente, no obstante se realizará la simulación igualmente.

En las imágenes de ésta y las posteriores piezas, el sistema de referencia XM, YM, ZM es el empleado como referencia por la máquina para mecanizar, decimos que el sistema de referencia de la pieza, cuyo eje ZM coincidirá siempre con el de la herramienta.

- Operación 1: ROSCADO.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: fresado de rosca.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: ROSCADORA.
 - Área de corte: agujeros roscados.
 - Pieza en bruto: bloque de 10x65x126.3 mm.

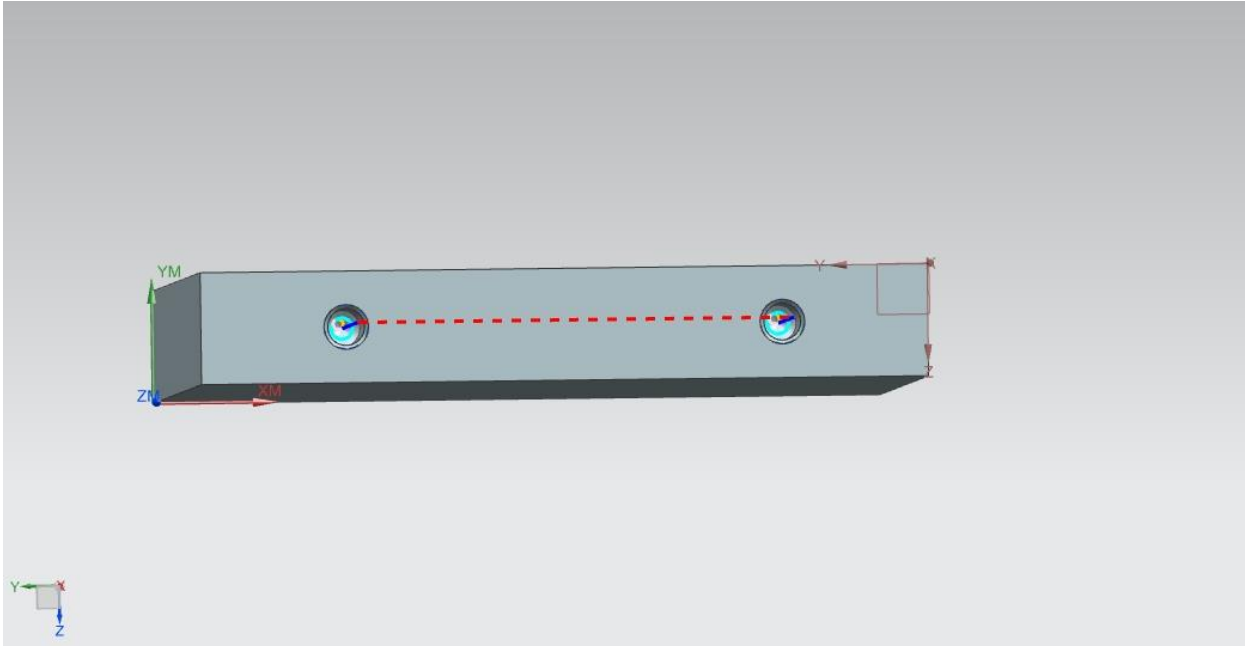


Figura 3.5. Trayectorias de la herramienta en el roscado de la base de la estructura.

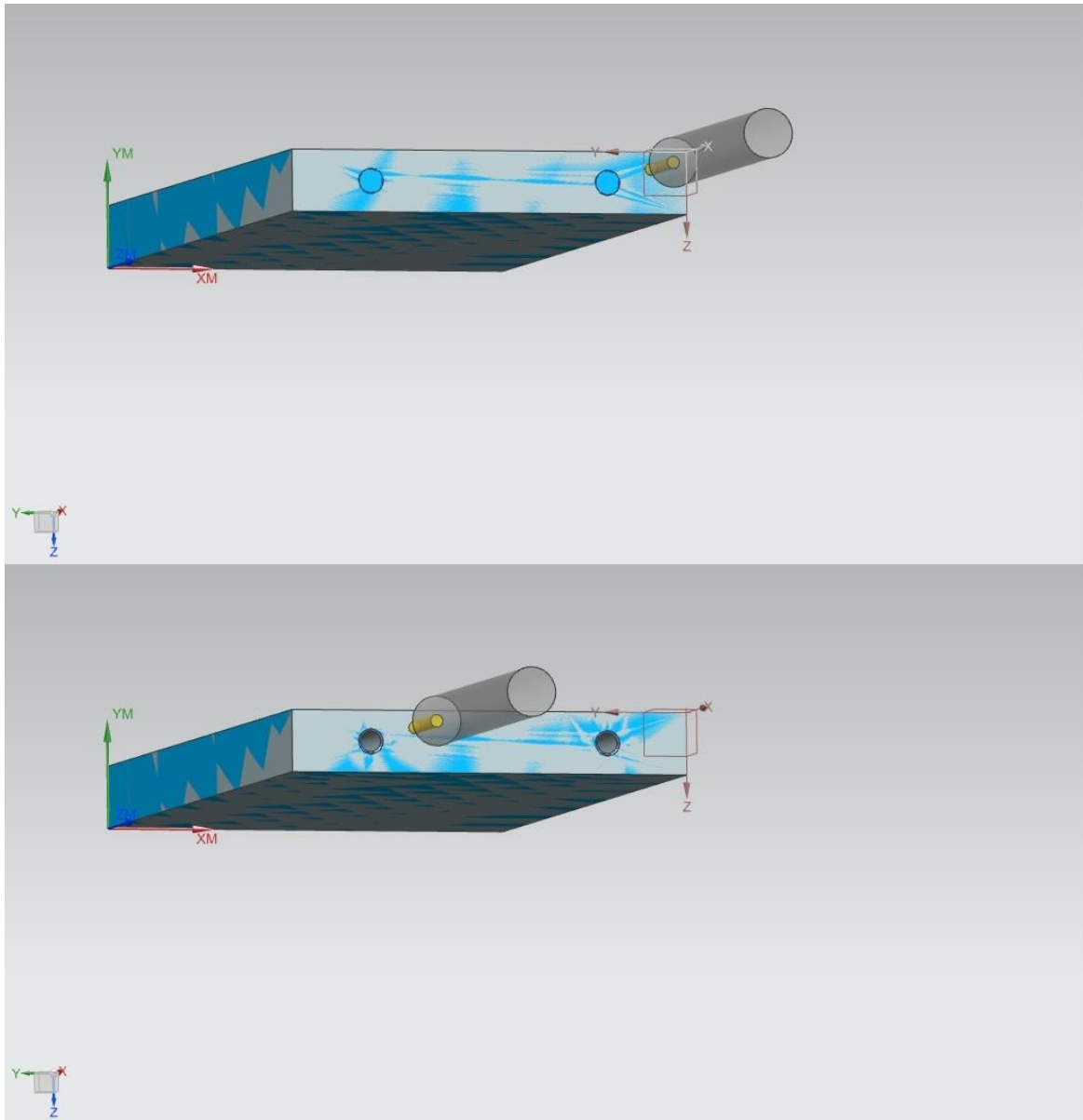


Figura 3.6. Base de la estructura antes y después del roscado.

Una vez realizado el roscado en una de las caras, hay que detener la máquina, darle la vuelta a la pieza y volver a realizar el proceso para roscar los orificios de la otra cara.

3.3.2.2 Enganche delantero.

Realizaremos un fresado de cavidades y tres operaciones de taladrado.

- Operación 1: CAVIDADES.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D8.
 - Área de corte: corte circular para alojar los salientes del motor.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Pieza en bruto: bloque de 10x65x95 mm.

- Operación 2: TALADRADO_1.

- Tipo: agujereado.

- Subtipo: taladrado.

- Método: taladro.

- Herramienta: PLANA_D8.

- Área de corte: agujeros para alojar la cabeza de tornillos de unión a la base.

- Operación 3: TALADRADO_2.

- Tipo: agujereado.

- Subtipo: taladrado.

- Método: taladro.

- Herramienta: TALADRO_D5.

- Área de corte: agujeros pasantes para tornillos de unión a la base.

- Operación 4: TALADRADO_3.

- Tipo: agujereado.

- Subtipo: taladrado.

- Método: taladro.

- Herramienta: TALADRO_D7.

- Área de corte: agujero para los tornillos de unión con el motor.

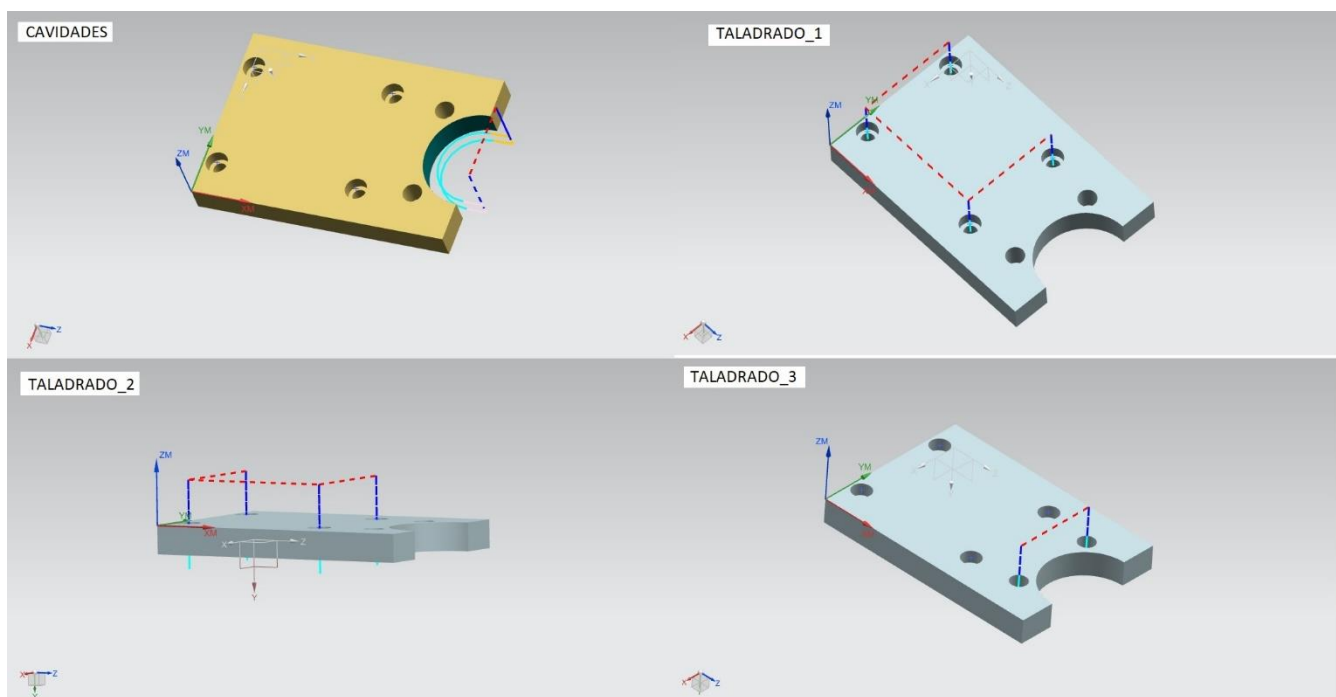


Figura 3.7. Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche delantero.

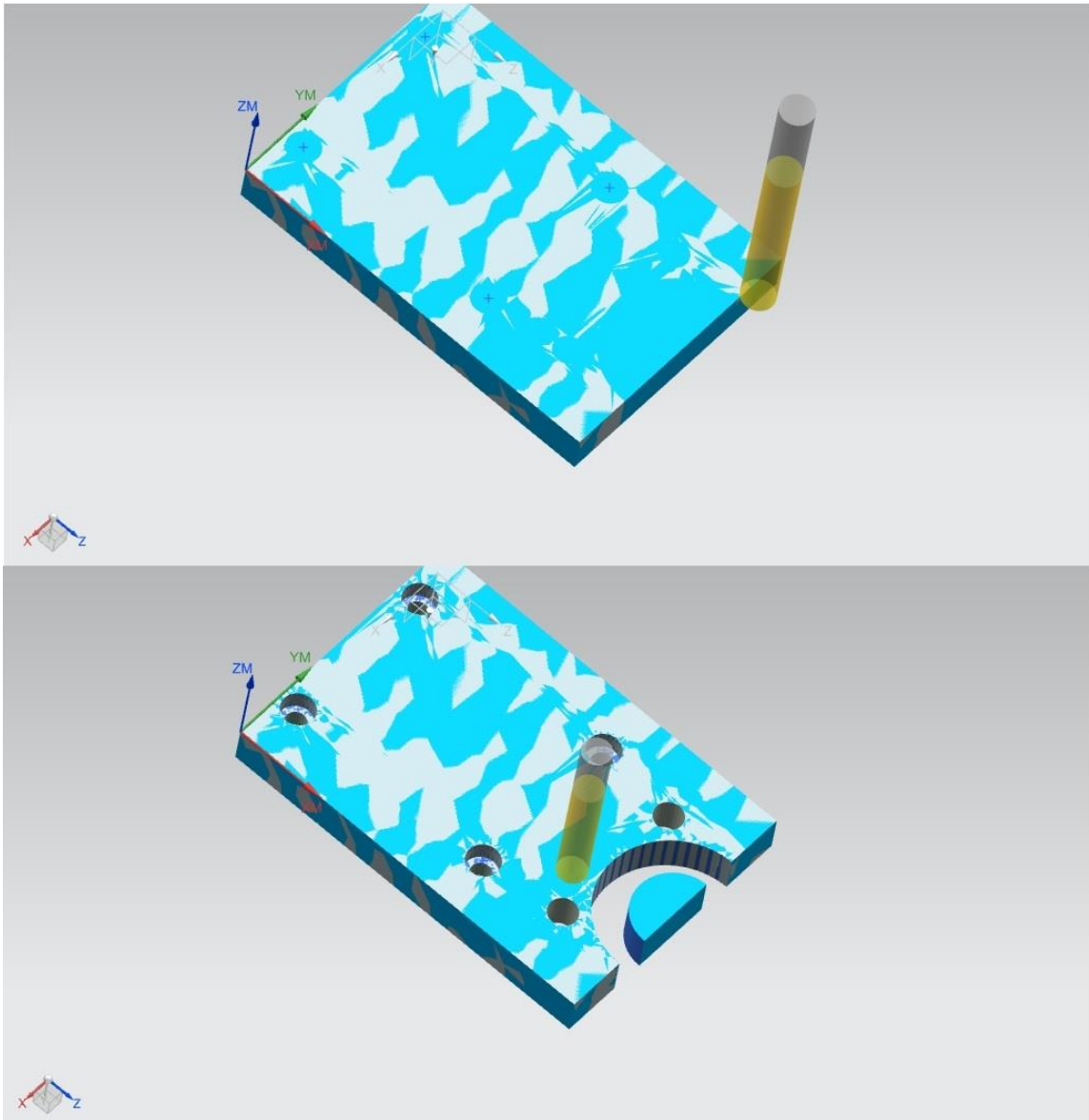


Figura 3.8. Enganche delantero antes y después del mecanizado.

3.3.2.3 Enganche trasero.

En esta ocasión tendremos que realizar dos fresados de cavidades y dos taladrados para obtener la pieza deseada.

- Operación 1: CAVIDADES_1.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D8.
 - Área de corte: corte circular para alojar los salientes del motor.
 - Pieza en bruto: bloque de 10x65x85 mm.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Operación 2: CAVIDADES_2.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D5.
 - Área de corte: cavidades para los tornillos de unión al motor.
- Operación 3: TALADRADO_1.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: PLANA_D8.
 - Área de corte: orificio para alojar la cabeza de los tornillos de unión a la base.
- Operación 4: TALADRADO_2.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: PLANA_D5.
 - Área de corte: orificios pasantes para los tornillos de unión a la base.

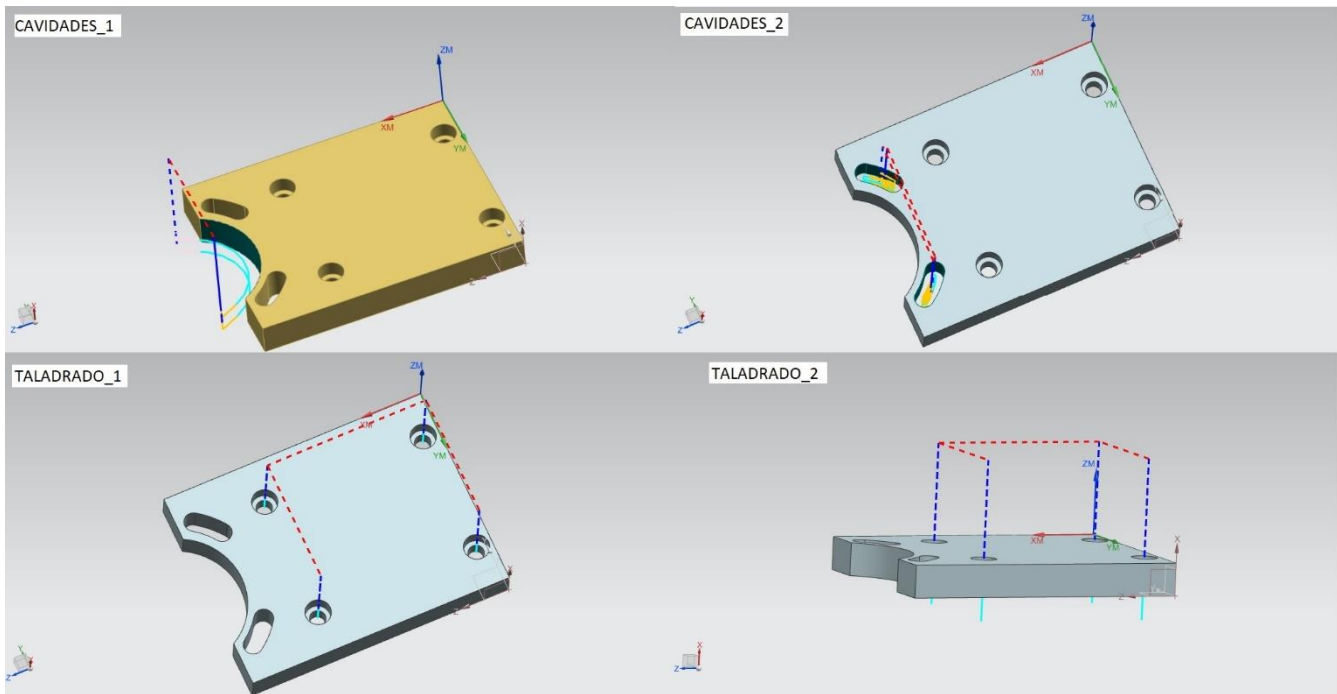


Figura 3.9. Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche trasero.

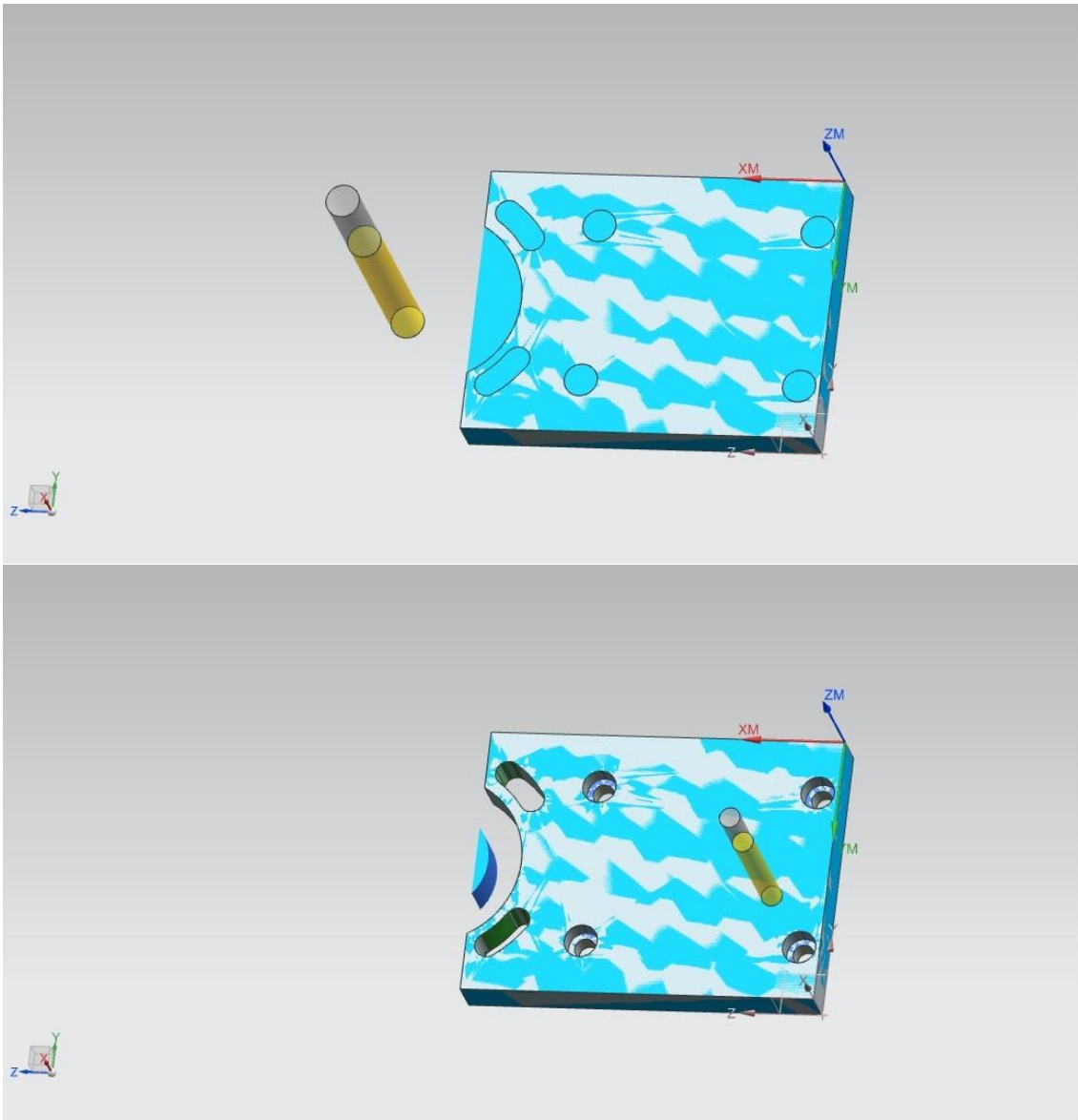


Figura 3.10. Enganche trasero antes y después del mecanizado.

3.3.2.4 Base del enganche a circular spline.

- Operación 1: ROSCADO.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: fresado de rosca.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: ROSCADORA.
 - Área de corte: agujeros roscados.
 - Pieza en bruto: bloque de 10x40x110 mm.

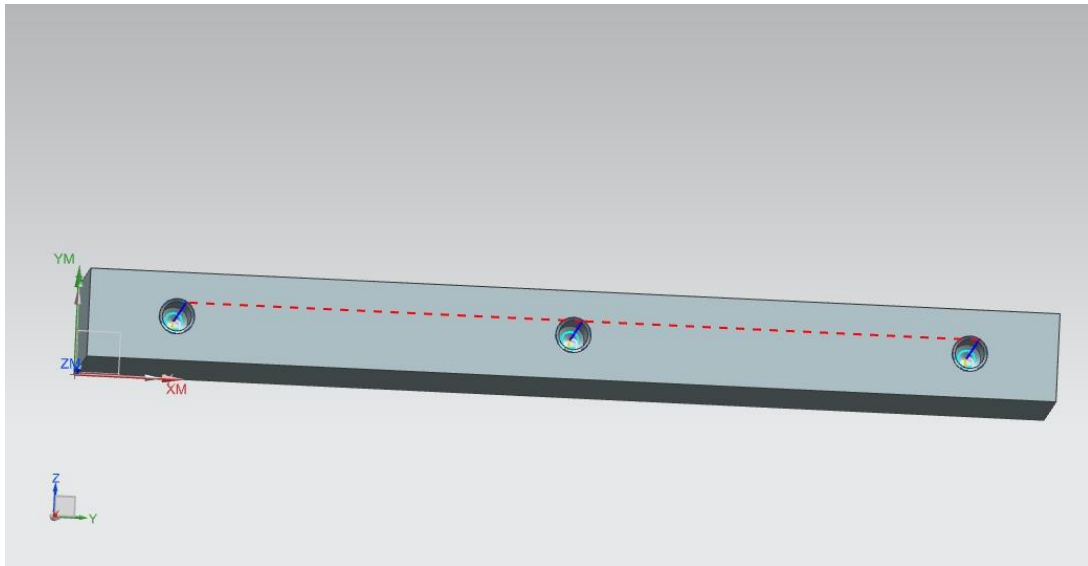


Figura 3.11. Trayectoria de la herramienta en el roscado de la base del enganche a circular spline.

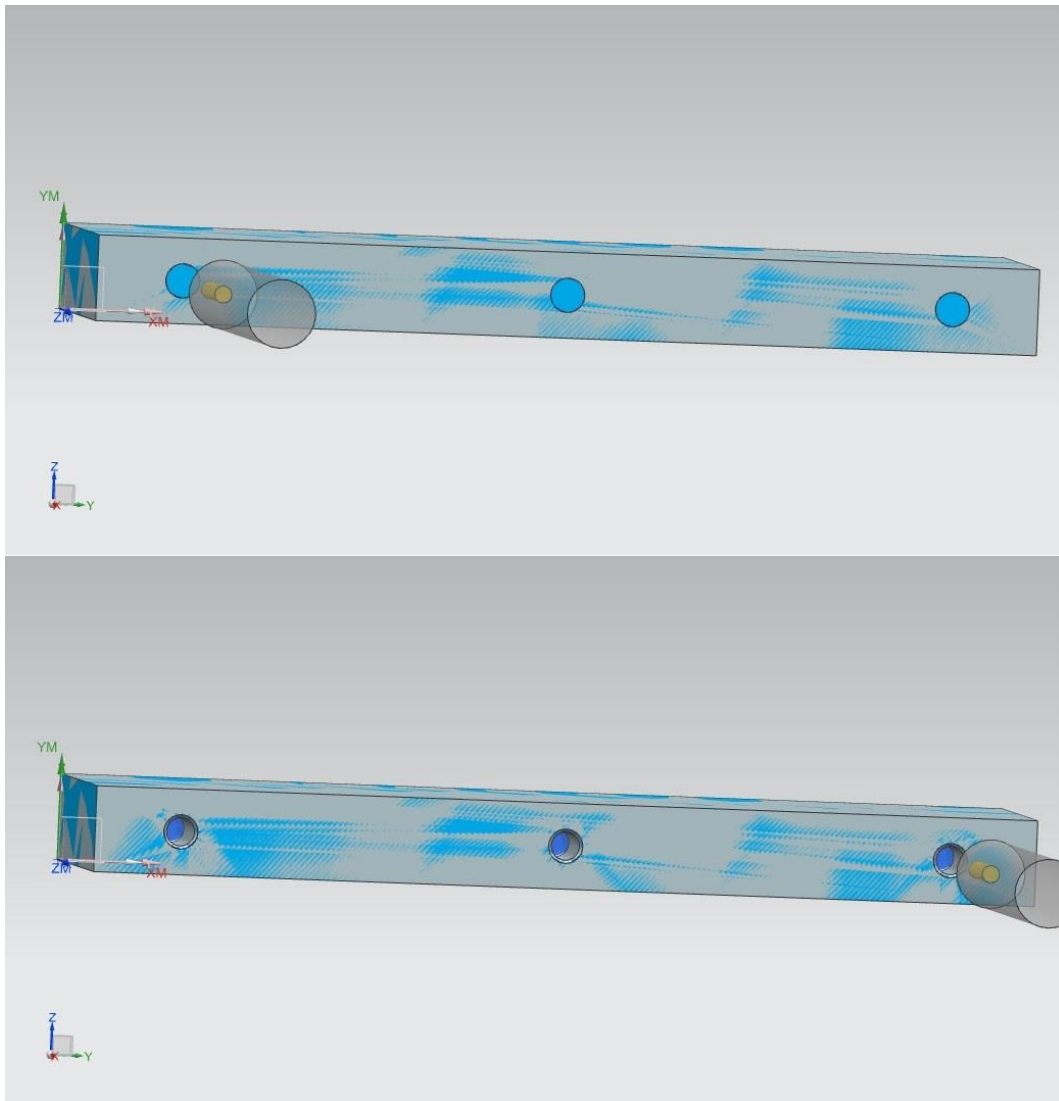


Figura 3.12. Base del enganche a circular spline, antes y después del mecanizado.

Al igual que ocurría con la base de la estructura, una vez realizado el roscado de una cara, hay que detener la máquina y repetir la operación para la otra cara.

3.3.2.5 Placa de enganche a circular spline.

- Operación 1: CAVIDADES.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: semiacabado.
 - Herramienta: PLANA_D5.
 - Área de corte: cortes en las esquinas superiores de la pieza.
- Operación 2: TALADRADO_1.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: TALADRO_D8.
 - Área de corte: orificios para tornillos de unión al circular spline.
- Operación 3: TALADRADO_2.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: PLANA_D8.
 - Área de corte: agujeros para alojar la cabeza de los tornillos de unión a la base.
- Operación 4: TALADRADO_3.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: TALADRO_D5.
 - Área de corte: orificios para tornillos de unión a la base

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

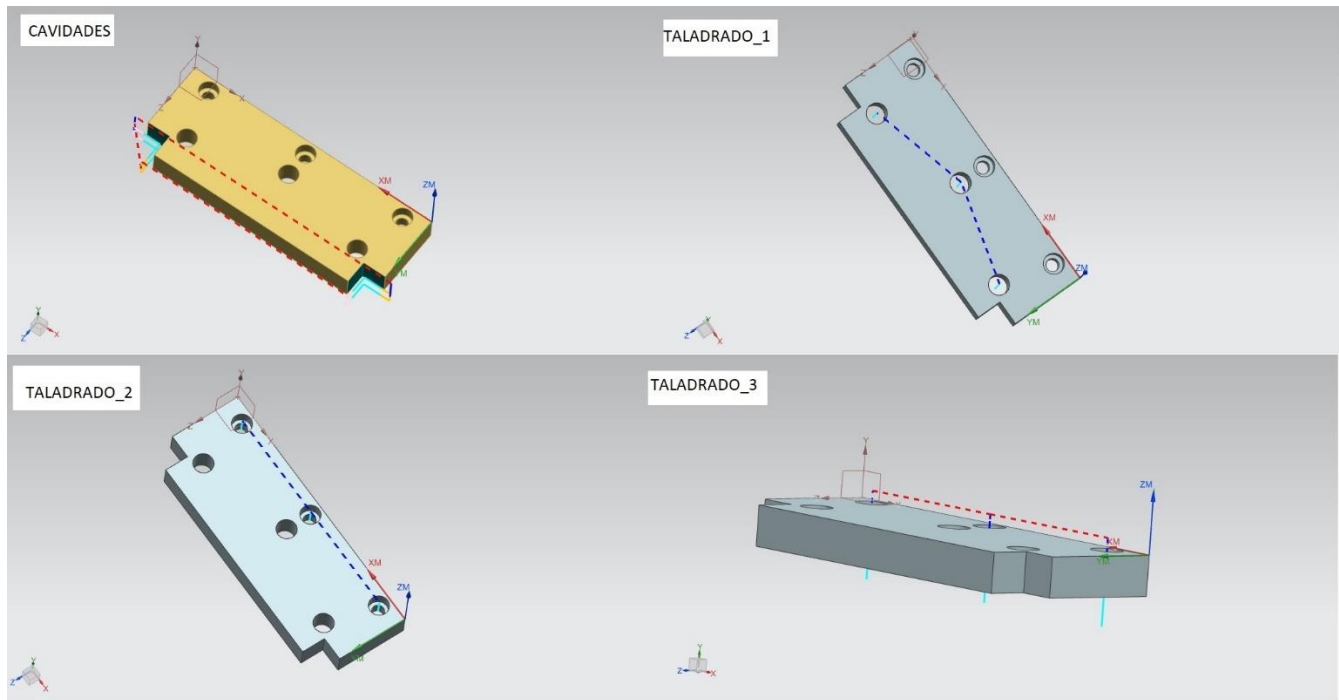


Figura 3.13. Trayectorias de la herramienta para las operaciones de la placa de enganche a circular spline.

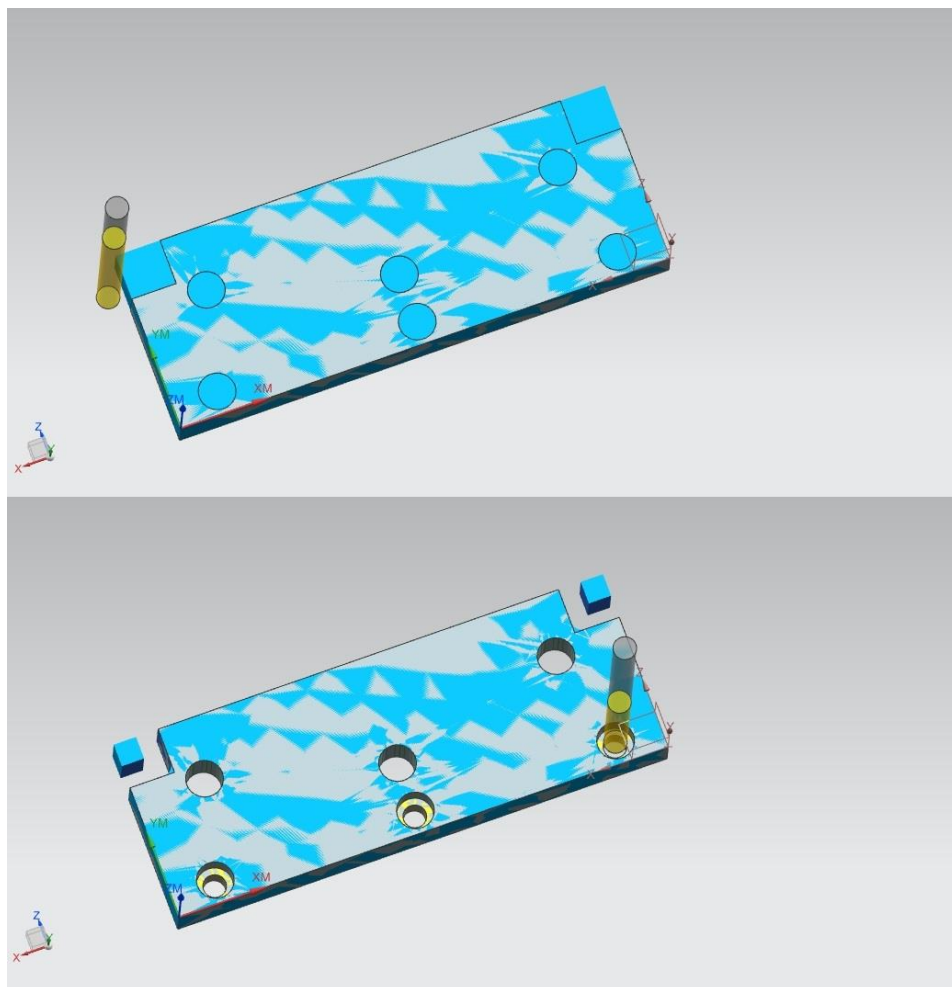


Figura 3.14. Placa de enganche al circular spline antes y después del mecanizado.

3.3.2.6 Enganche a wave generator.

- Operación 1: CAVIDADES.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D20.
 - Área de corte: bordes del cilindro.
 - Pieza en bruto: cilindro de $d=65$ mm y $l=60$ mm.
- Operación 2: taladrado.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: TALADRO_D7.
 - Área de corte: agujeros.

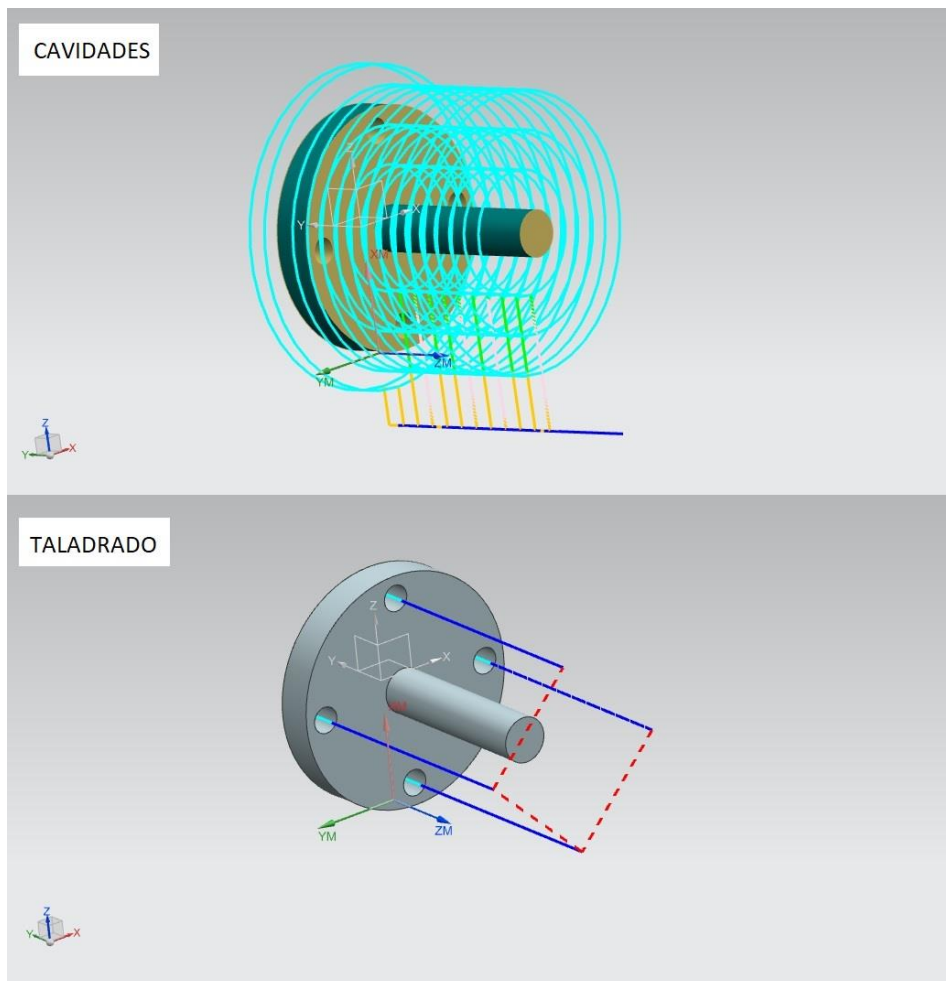


Figura 3.15. Trayectorias de la herramienta para las operaciones del enganche a wave generator.

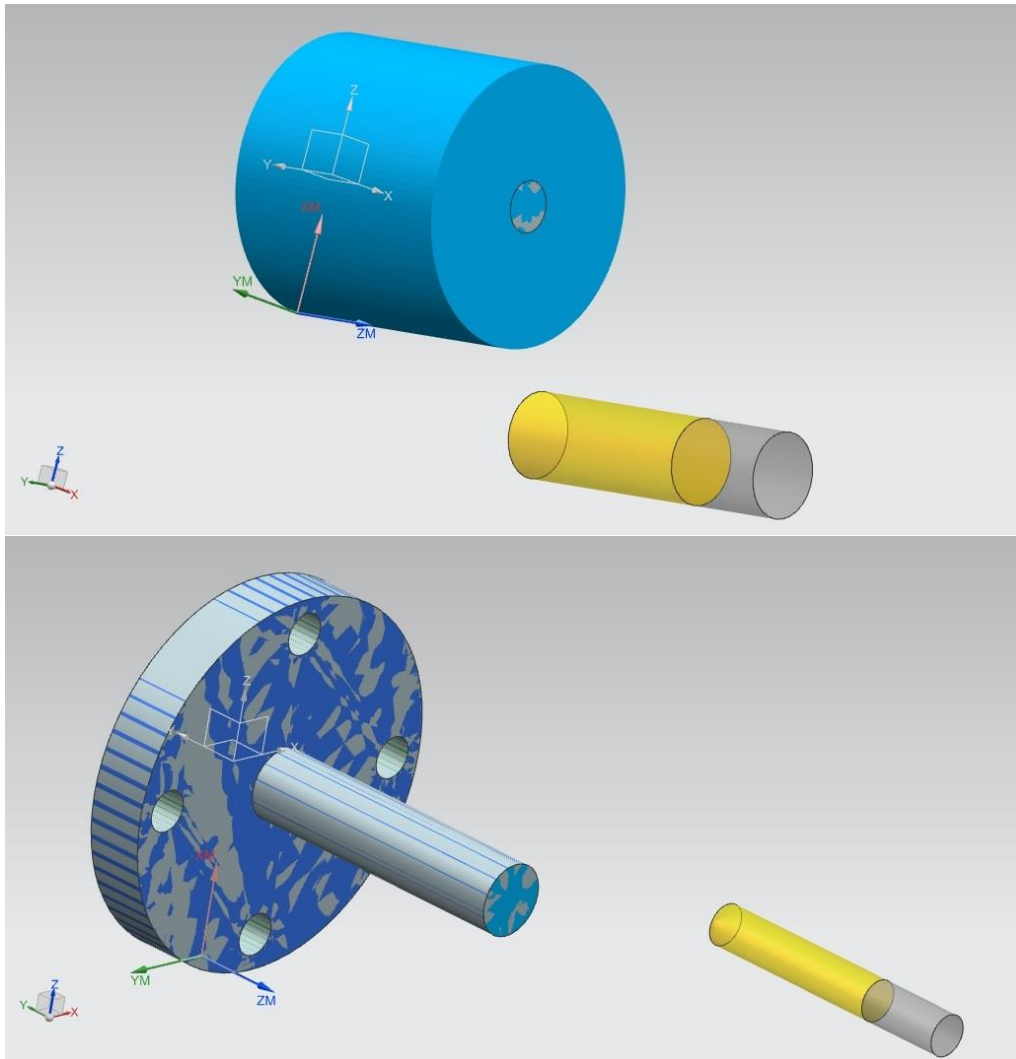


Figura 3.16. Enganche a wave generator antes y después del mecanizado.

3.3.2.7 Disco del enganche a flexspline.

- Operación 1: CAVIDADES.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D20.
 - Área de corte: círculo interior.
 - Pieza en bruto: cilindro de $d=140$ mm y $l=10$ mm.
- Operación 2: TALADRADO_1.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: TALADRO_D8.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Área de corte: agujeros exteriores.

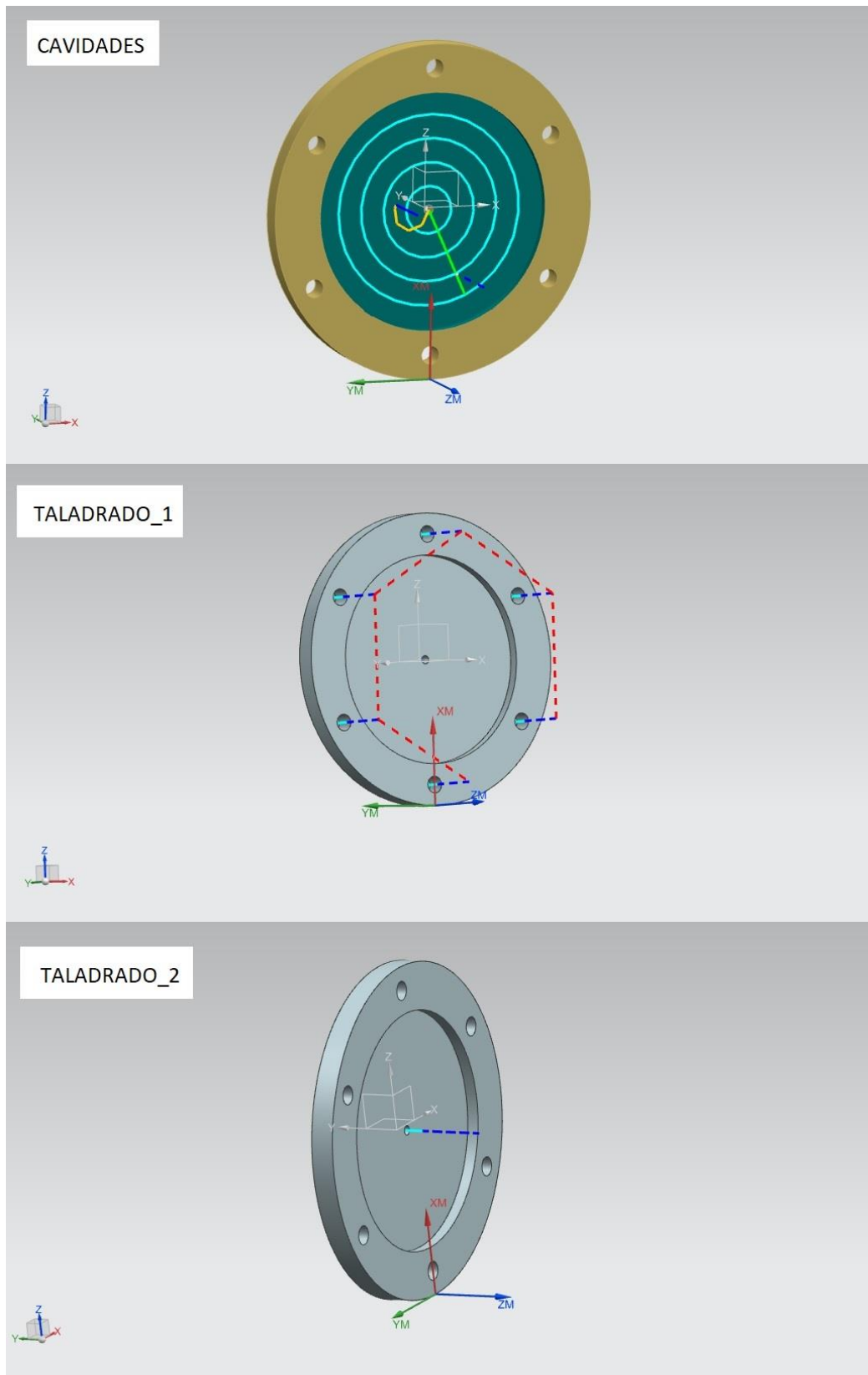


Figura 3.17. Trayectorias de la herramienta para las operaciones del disco del enganche a flexspline.

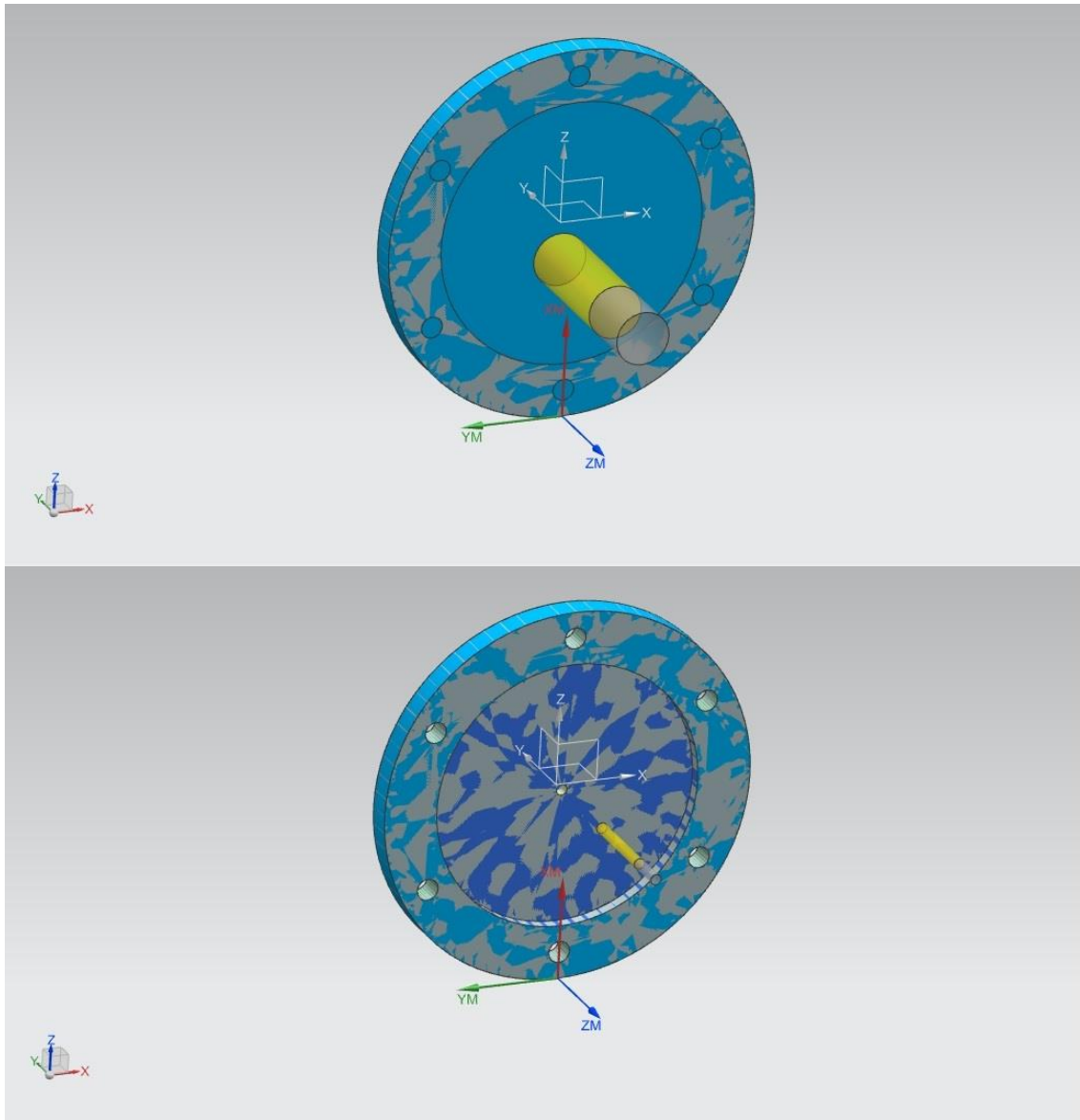


Figura 3.18. Disco del enganche a flexpline antes y después del mecanizado.

- Operación 2: TALADRADO_2.
 - Tipo: agujereado.
 - Subtipo: taladrado.
 - Método: taladro.
 - Herramienta: TALADRO_D3.98.
 - Área de corte: agujero interior.

En el caso de esta pieza ha habido que ser cuidadosos a la hora de elegir el sistema de referencia de la pieza puesto que la distancia entre bordes de la pieza en el eje YM es de 140 mm, mayor a los 125 mm a los que está limitada la máquina. Al escoger este sistema de referencia de la pieza, la distancia entre máxima entre centros de agujero en el eje YM que tendrá que recorrer la máquina se ha calculado como 103.93 mm, dentro del rango.

3.3.2.8 Eje del enganche a flexspline.

- Operación 1: REDUCCIÓN.
 - Tipo: fresado de contorno.
 - Subtipo: fresado de cavidades.
 - Método: acabado.
 - Herramienta: PLANA_D8.
 - Área de corte: borde del eje.
 - Pieza en bruto: cilindro de $d=12$ mm y $l=45$ mm.

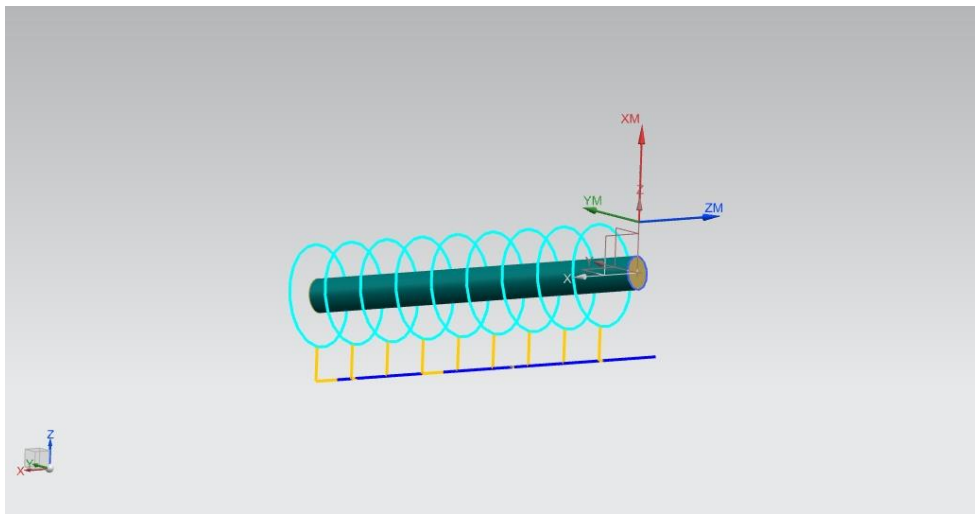


Figura 3.19. Trayectoria de la herramienta para la operación del eje del enganche a flexspline.

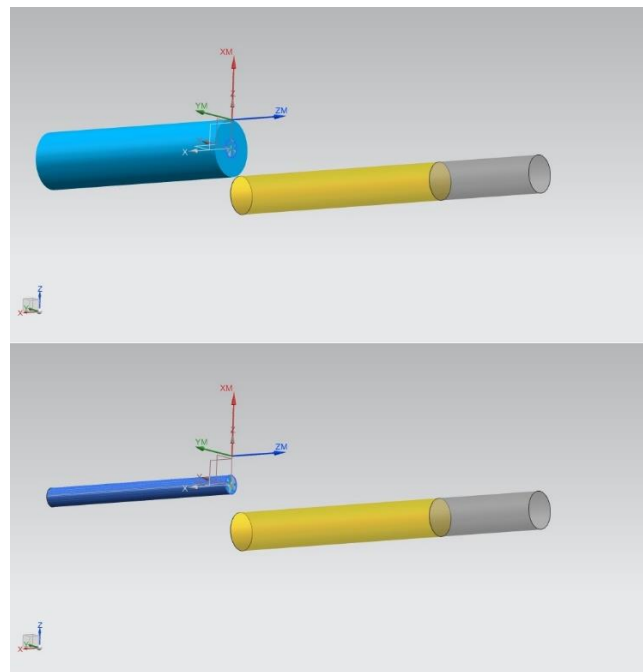


Figura 3.20. Eje del enganche a flexspline antes y después del mecanizado.

Ver en anexos los programas CN generados.

3.4 Imágenes del montaje real.

Tras el mecanizado y unión de las piezas tendremos nuestra articulación flexible lista para funcionar. En la figura 3.21 puede observarse el montaje para la zona de entrada del movimiento: el motor fijado a la estructura, con el acoplamiento comercial en su eje que a su vez está unido al wave generator a través del eje de su pieza de enganche.

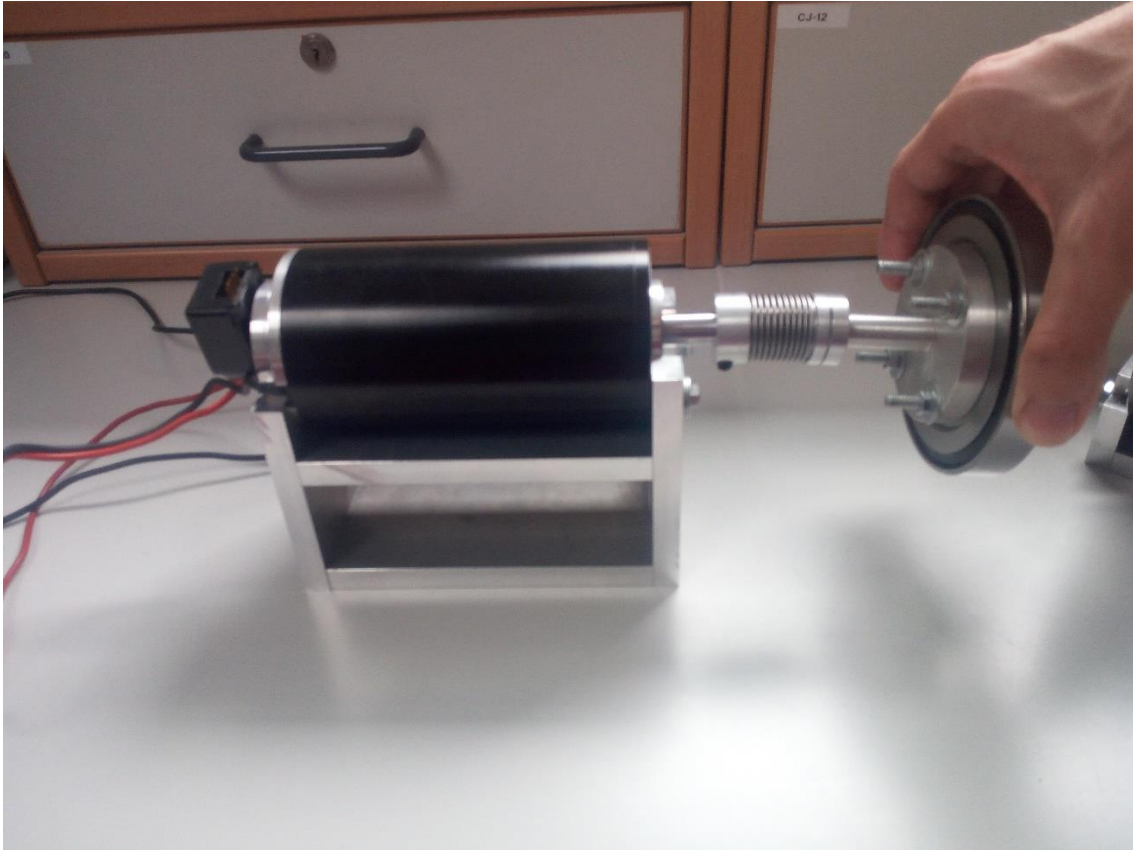


Figura 3.21. Montaje real en la parte de entrada de la articulación.

En la figura 3.22 vemos en primer plano al circular spline fijado a su pieza de enganche así como el flexspline. Vemos también el enganche a cabezal de lectura. Este montaje descrito representa el sistema de salida de la articulación.

Queda pendiente introducir el wave generator en el interior del hueco del flexspline, para ello habrá que seguir el documento para el montaje proporcionado por el fabricante. También queda por montar el encoder a la salida.

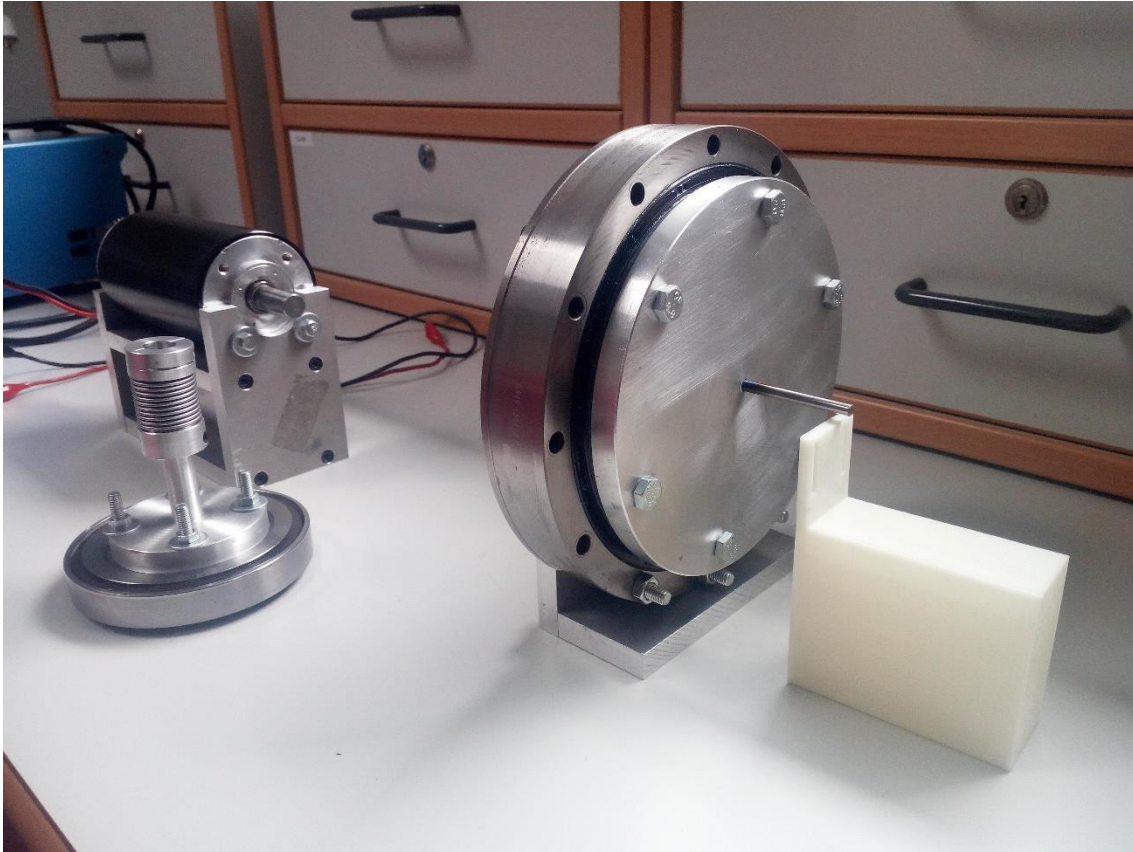


Figura 3.22. Montaje real en la parte de salida de la articulación.

4 DISEÑO DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

4.1 Introducción.

El diseño electrónico en este trabajo se limitará a diseñar, poner en marcha y testear el circuito de potencia necesario para acondicionar la señal del microcontrolador, que es de 0 a 5 V, a el rango de 0 a 70 V aproximadamente que es donde puede trabajar el motor y así aprovechar en la medida de lo posible todas sus capacidades. Como suele ser habitual en el control de motores eléctricos, emplearemos una señal PWM (Pulse Width Modulation o Modulación por Ancho de Pulso, ver apartado 1.3.4), que en el que la señal de control final será variada mediante la programación del microcontrolador. En este trabajo nos limitaremos a usar un generador de onda que nos permitirá variar el ciclo de trabajo o ancho de pulso. En cuanto a la frecuencia de trabajo, el objetivo es llegar hasta 1 MHz, para realizar experimentos a elevadas frecuencias en futuros trabajos.

El circuito llevará incorporado un sensor de corriente del cual tomaremos datos para nuestro banco de pruebas.

4.2 Componentes del circuito de potencia.

En este apartado iremos describiendo los elementos principales que componen nuestro circuito de potencia, que son:

- Driver para transistores MOSFET.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Transistores MOSFET canal N.
- Radiadores para transistores.
- Diodo ultrarrápido.
- Circuito negador.
- Sensor de corriente.
- Fuente de tensión continua.

Además también contaremos con la presencia de resistencias y condensadores a los que no dedicaremos un apartado por considerar que son elementos electrónicos básicos que no requieren mayor explicación en el presente trabajo.

4.2.1 Driver.

4.2.1.1 Introducción, explicación de los pines y fundamentos de funcionamiento.

El driver IR2110 es un circuito integrado comercial diseñado para encargarse de la conmutación de transistores MOSFET o IGBT, los primeros en nuestro caso, para aplicaciones de puentes en H. La figura 4.1, sacada de la hoja de características, muestra los pines que conforman este dispositivo así como la conexión típica de éstos en medio puente en H.

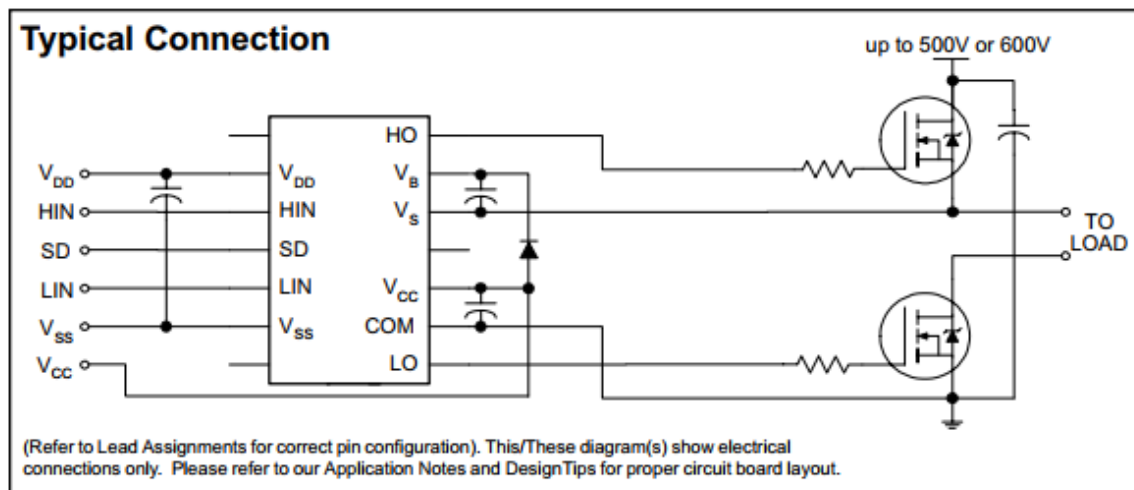


Figura 4.1. Pines y conexión típica del IR2110.

Este dispositivo viene montado en un encapsulado PDIP de 14 pines donde podemos distinguir entre el lado de entrada, formado por los pines V_{DD} , V_{SS} , HIN, LIN y SD, que será por donde introduciremos nuestras señales PWM de entrada desde microcontrolador o generador de funciones, y el lado de salida formado por los pines HO, LO, V_B , V_D , V_{CC} y COM, generando por estos pines las señales PWM que se encargarán de activar y desactivar los transistores. A continuación, describiremos la función de cada uno de los pines que componen este circuito integrado:

- V_{DD} : voltaje de alimentación del lado de entrada.
- HIN: pin de entrada de señal PWM para controlar la salida HO. El nivel alto y bajo deberá ser lo más próximo posible a V_{DD} y V_{SS} respectivamente, para ser detectados como tales.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- SD: pin lógico de apagado, si se introduce una señal de nivel alto, las salidas HO y LO quedan desactivadas.
- LIN: pin de entrada de señal PWM que controla la salida LO. El nivel alto y bajo deberá ser lo más próximo posible a V_{DD} y V_{SS} respectivamente.
- V_{DD} : tensión de alimentación para el lado de entrada.
- V_{SS} : tensión de referencia para el lado de entrada del dispositivo, normalmente se conecta a tierra.
- V_B : tensión flotante de lado alto, que deberá ser mayor que la tensión V_S en grado suficiente como para generar la tensión compuerta-surtidor (V_{GS}) que active al transistor. Que esta diferencia de tensión V_{BS} sea de valor suficiente es tarea del circuito bootstrap que será explicado con más detalle más adelante, pero que podemos adelantar que consiste en el diodo situado entre V_{CC} y V_B más el condensador entre V_B y V_S .
- HO: pin de salida para la activación del transistor de lado alto. La onda seguirá la forma que le vaya marcando por el pin HIN, teniendo en cuenta los tiempos de retraso o delay. Será diferente en magnitud respecto a la que entra por HIN, puesto que alternará entre los valores de V_S y V_B .
- V_S : es la referencia flotante de la tensión V_B , es decir que cuando queramos encender el transistor de lado alto, la diferencia con V_B , es decir V_{BS} , debe tener un valor definido, como se ha mencionado al explicar el pin V_B . Este valor de V_{BS} vendrá definido por la tensión V_{CC} . El valor de V_S varía entre COM (cuando HIN está a nivel bajo y LIN a nivel alto) y el voltaje entrante por el drenador del transistor de nivel alto (cuando HIN está a nivel alto y LIN a nivel bajo), estando preparado el dispositivo para aguantar hasta 500 V.
- LO: pin de salida para la activación del transistor de lado bajo. La onda irá siguiendo el patrón de la PWM de entrada por el pin LIN y alternará entre los valores de V_{CC} y COM.
- COM: pin de referencia para el lado de salida del dispositivo así como para la tensión V_{CC} . Es recomendable que este pin y V_{SS} estén a un potencial lo más similar posible. Lo recomendable es dejar ambos conectados a tierra.

Los valores recomendados para un correcto funcionamiento son:

- V_B : entre $V_S + 10$ y $V_S + 20$.
- V_S : a un máximo de 500 V.
- V_{HO} : entre V_S y V_B .
- V_{CC} : entre 10 y 20 V.
- V_{LO} : entre 0 y V_{CC} .
- V_{DD} : entre $V_{SS} + 3$ y $V_{SS} + 20$.
- V_{SS} : entre -5 y 5 V.
- V_{IN} (tensión en los pines de entrada): entre V_{SS} y V_{DD} .

- T_A (temperatura ambiente de trabajo): entre -40 y 125 °C.

El seguimiento que hacen las ondas salida a las de entrada, se ve retrasado por los tiempos de respuesta del driver así como por lo que tarda en subir y bajar, de manera que podemos definir los tiempos que intervienen en el seguimiento de onda:

- t_{on} : tiempo que transcurre en un flanco de subida desde que la onda de entrada llega al 50% de su valor máximo hasta que la de salida llega al 10% de su valor máximo.

- t_{off} : tiempo que transcurre en un flanco de bajada desde que la onda de entrada alcanza el 50% de su valor máximo hasta que la de salida alcanza el 90% de su valor máximo.

- t_r : tiempo que transcurre en un flanco de subida mientras la onda de salida va del 10% al 90% de su valor máximo.

- t_f : tiempo que transcurre en un flanco de bajada mientras la onda de salida va del 90% al 10% de su valor máximo.

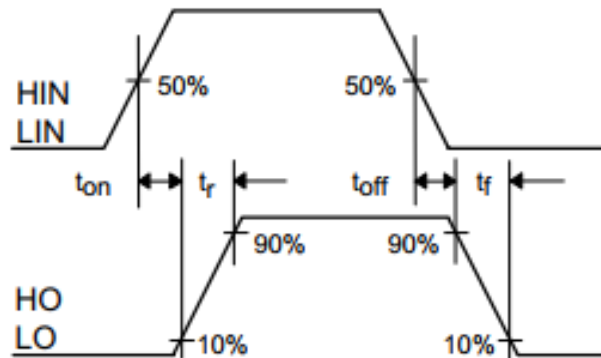


Figura 4.2. Representación de los tiempos de respuesta.

4.2.1.2 Circuito bootstrap.

Como se acaba de mencionar en el apartado 4.2.1.1, las tensiones V_{DD} y V_{SS} serán las referencias para determinar las tensiones umbrales de nivel alto y nivel bajo en la lógica del lado de entrada, con lo cual la señal PWM que sea introducida tanto por el pin HIN como LIN deben ser PWM de nivel bajo cercano a V_{SS} y nivel alto cercano a V_{DD} (siendo los voltajes umbral en la práctica algo mayor a V_{SS} para lógica 0 o nivel bajo y algo menor a V_{DD} para lógica 1 o nivel alto). Lo habitual en microcontroladores y generadores de onda es un nivel alto de 5 V.

Por su parte las tensiones V_{CC} y COM serán las que se tomarán como referencia para el voltaje umbral de nivel alto y nivel bajo respectivamente, en el lado de salida. El valor de V_{CC} será el valor de tensión que generaremos en las compuertas de los transistores para activarlos, siendo necesaria una tensión entre 10 y 20 V habitualmente para transistores MOSFET.

Para la activación del transistor de nivel bajo, la salida LO irá variando su valor entre 0 y V_{CC} , activando al transistor cuyo surtidor (S) está conectado a tierra. Para el transistor de nivel alto, necesitaremos una tensión en la compuerta (G) V_{CC} voltios mayor que en S, así que por la salida HO debe llegar a producirse un voltaje igual a $V_S + V_{CC}$. Siendo V_B el valor que alcanza la tensión por la salida HO cuando estamos en nivel alto y queremos activar el transistor, la condición que se debe cumplir es:

$$V_S + V_{CC} = V_B \rightarrow V_B - V_S = V_{CC} \rightarrow V_{BS} = V_{CC}$$

La forma de lograr que se cumpla esta condición es mediante el uso del llamado circuito bootstrap.

La tensión de S, en estado de saturación o encendido, la consideraremos igual a la tensión que se está introduciendo por su drenador (D), despreciando la caída de tensión V_{DS} . Esta tensión introducida por D será la que necesitará la carga, en nuestro caso la tensión nominal del motor.

$$V_{DS} \approx 0 \rightarrow V_S = V_D$$

Podemos mantener la tensión V_{BS} en un valor lo más cercano posible a V_{CC} gracias al empleo del circuito bootstrap, que consiste en conectar un diodo entre los pines V_{CC} y V_B y un condensador entre V_B y V_S , como se aprecia en la figura 4.3.

El condensador bootstrap se carga a una tensión igual a V_{CC} a través del diodo. Una vez activo el transistor de lado alto, la tensión V_S para a ser igual a V_D , y el condensador cargado a V_{CC} voltios mantendrá la condición deseada de $V_{BS} = V_{CC}$, pudiendo generar por la salida HO la tensión flotante adecuada para la activación del transistor MOSFET. Es importante que la variación de la tensión VBS sea lo mínima posible, procurando que se mantenga en el margen adecuado que garantice la activación del transistor

El uso de un circuito bootstrap para la conmutación de los transistores, tiene la ventaja de ser simple y de bajo coste, pero el inconveniente de que necesitamos cierto tiempo para la carga del condensador.

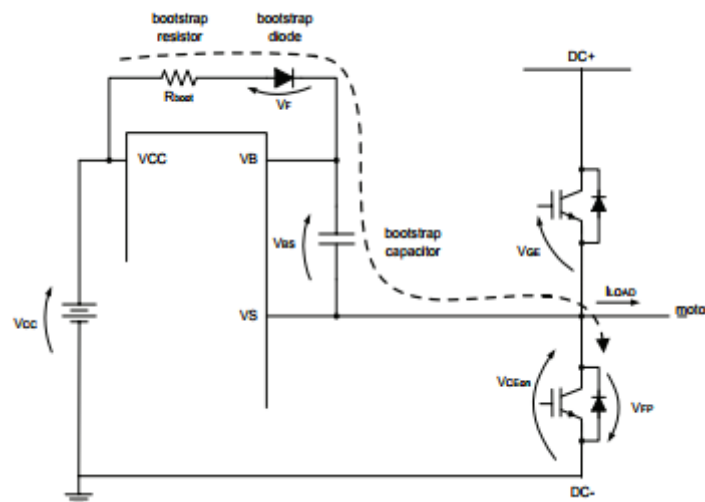


Figura 4.3. Circuito bootstrap.

Para la carga del capacitor Bootstrap es necesario que la salida LO esté en nivel alto mientras que la HO está en nivel bajo. En ese estado el condensador irá cargándose hasta casi la tensión V_{CC} (pues hay que tener en cuenta la caída de tensión en diodo bootstrap así como la de conmutación en el lado bajo). La frecuencia de trabajo y el ancho de pulso determinarán el tiempo que tiene el condensador bootstrap para cargarse. Por su parte el diodo bootstrap debe ser ultrarrápido ($t_{reacción} < 100 \text{ ns}$) para minimizar la carga que desde el condensador bootstrap pueda llegar al pin V_{CC} y dañar nuestro integrado.

Un dato interesante para tener en cuenta es que la corriente de pérdidas del condensador puede hacer disminuir la tensión V_{BS} de su valor deseado. Esta corriente solo es relevante si usamos un condensador electrolítico y puede ser desestimada si usamos de otro tipo como cerámicos. Una solución adecuada para eliminar esta corriente de pérdidas es usar un condensador electrolítico y en paralelo un pequeño condensador cerámico. El cerámico actúa limitando la variación de la tensión V_{BS} , manteniéndola en el rango deseado.

4.2.1.3 Estudio del circuito de ejemplo de la web de *International Rectifier*.

En la web de la compañía *International Rectifier*, responsable de la fabricación del IR2110, contamos con un ejemplo de simulación de un puente en H de transistores MOSFET empleando dicho driver y que será tomado como referencia para diseñar el circuito de potencia para nuestro motor, encontrándose disponible en el siguiente enlace web:

https://design.infineon.com/tinademo/tina.php?path=EXAMPLESROOT%7CINFINEON%7CAppliations%7CIndustrial%7CPower%7C&file=power_IR2110_HB_OptiMOS.tsc

Como podemos observar en este circuito, mostrado también en la figura 4.4, se emplea un driver para los dos transistores (alto y bajo) de mitad izquierda del puente y otro para los de la mitad derecha. Podemos observar la colocación de una pequeña resistencia en la G de los transistores con el fin de limitar la corriente y una resistencia más grande entre G y S para asegurar que el nivel de voltaje es el suficiente cuando se requiera activarlos.

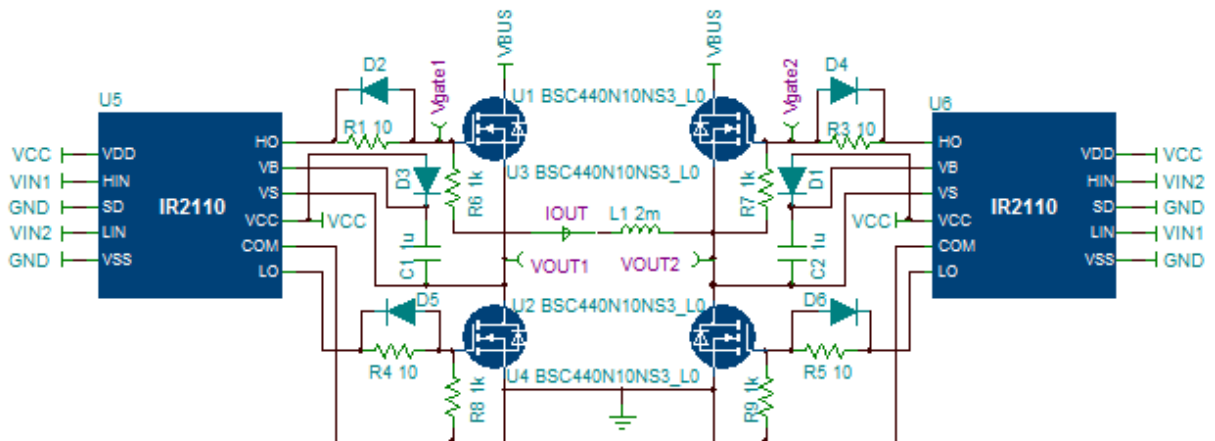


Figura 4.4. Circuito ejemplo de la web de *International Rectifier*.

La señal VIN1 se emplea para el MOSFET de lado alto izquierdo y el de lado bajo derecho, provocando con esta señal que la corriente se desplace por la carga de izquierda a derecha lo que en la práctica al conectar el motor supondrá el giro en un determinado sentido. Con la señal VIN2, que activa el lado alto de la parte derecha y el bajo de la parte izquierda, estaremos induciendo una corriente en sentido contrario a la anterior, es de decir de derecha a izquierda, lo que para el motor significará también el giro en el sentido contrario. En un puente en H convencional, cuando activamos los dos transistores para obtener corriente en un sentido determinado, los otros dos permanecerán apagados hasta que la onda termine su ciclo completo. Sin embargo, cuando estamos usando el driver IR2110 esto no ocurre así. Observemos la figura 4.5 que nos da las formas de onda de ciertas partes del circuito mostrado en la figura 4.4.

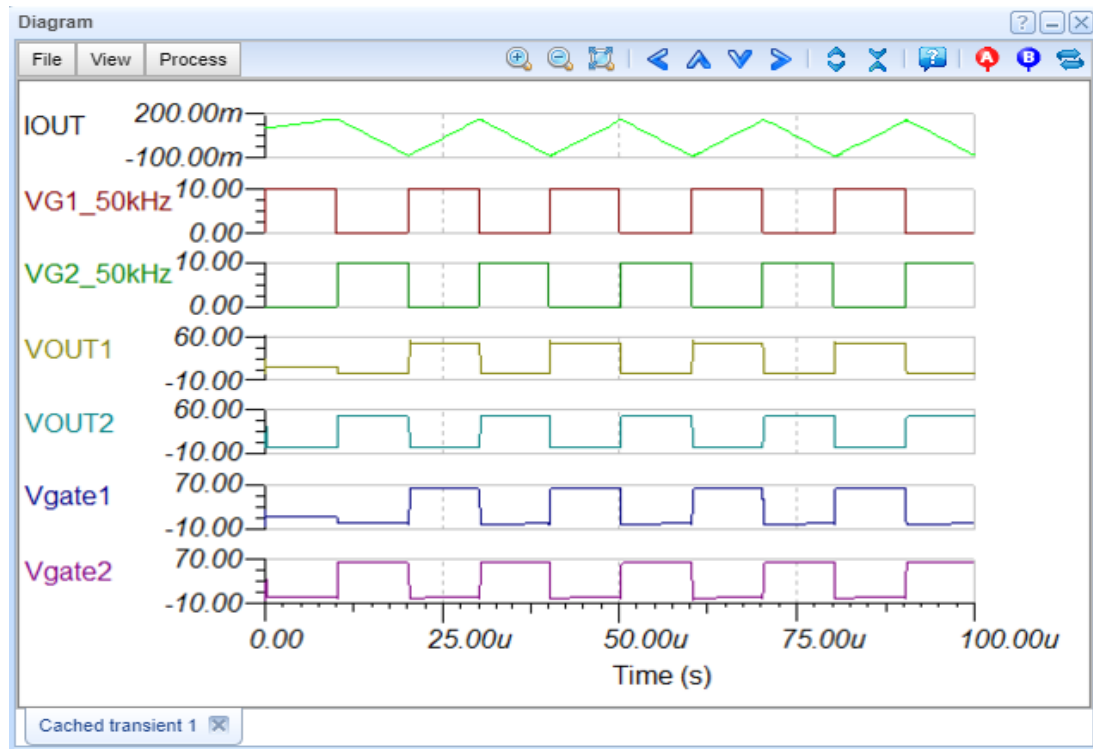


Figura 4.5. Formas de onda en el circuito ejemplo.

Podemos ver que la tensión que entra a la G del transistor de lado alto izquierdo (Vgate1) y su homóloga del lado derecho (Vgate2) están en contrafase. Estas tensiones están siguiendo la forma de VIN1 y VIN2 respectivamente, lo que significa que VIN1 y VIN2 están en contrafase, esto es necesario para la carga del capacitor bootstrap. Que estas señales estén en contrafase significa que en un ciclo completo de la onda VIN1 con un determinado ciclo de trabajo, habrá un tramo en que estarán activados los transistores de VIN1, circulando la corriente en un sentido, y en el tramo restante en que VIN1 es 0, se activarán los otros dos, que forzarán la corriente en el sentido contrario. Así vemos que la tensión por la carga IOU aumenta cuando Vgate1 está en nivel alto, y se reduce con la misma fuerza cuando Vgate1 está en nivel bajo, debido a la inmediata activación de Vgate2, que provoca al final del ciclo de la onda que la intensidad llegue hasta valores negativos cambiando el sentido de circulación. De todo esto podemos deducir que si queremos que por la carga circule una intensidad nula, el ancho de pulso de la señal PWM de entrada deberá ser del 50%. Del 50 al 100% la corriente fluirá en un sentido, siendo de mayor cuanto más cercano al 100%, y del 50 al 0% en el contrario, siendo de mayor la corriente en ese sentido cuanto más cercano al 0%. Al conectar el motor esto se traducirá en que al 50% del ancho de pulso el motor permanecerá en reposo y si aumentamos el ancho de pulso girará en un sentido, si en cambio lo reducimos girará en el sentido opuesto.

Será importante tener en cuenta que frecuencias elevadas y anchos de pulso cercanos a cualquiera de los límites (0 o 100%) disminuirán el tiempo de carga del condensador bootstrap, lo que desactivará el transistor de lado alto y limitará el funcionamiento del circuito.

4.2.2 Transistores MOSFET.

Para nuestro circuito de potencia emplearemos transistores MOSFET de canal N. Queremos que los transistores sean lo más rápidos posible para poder trabajar a elevadas frecuencias y deberán estar protegidos de corrientes de surtidor a drenador con diodos de protección ultrarrápidos

debido a los bandazos de tensión que se producen en las bobinas de los motores eléctricos. Realizaremos pruebas con dos tipos distintos: IRFI4212H y BUZ11.

- Opción 1: IRFI4212H.

IRFI4212H es un integrado comercial consistente en dos transistores MOSFET de canal N unidos en forma de medio puente en H, como se observa en la figura 4.6.

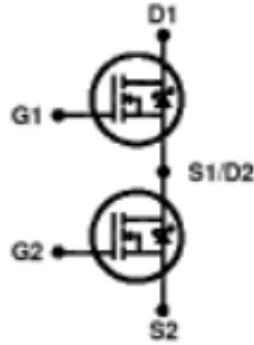


Figura 4.6. Esquemático del interior del IRFI4212H.

De esta manera en nuestro circuito de potencia emplearemos un IR2110 para cada uno de los medio-puentes en H. Las características principales de los MOSFET que forman este integrado son:

- Encapsulado TO-220 de 5 pines.
- Soporta V_{DS} de hasta 100 V.
- La V_{GS} puede operar entre -20 y 20 V, con umbral de disparo entre 3 y 5 V, viéndose reducido el umbral al aumentar la temperatura dentro del transistor.
- Temperatura de la unión interna (T_j) y temperatura de almacenamiento entre -55 y 150 °C.
- Resistencias térmicas:

$$R_{ja} = 65 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad R_{jc} = 7.1 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

- $R_{DS(on)}$ en condiciones de $V_{GS} = 15 \text{ V}$, como será nuestro caso, se sitúa entre 60 mΩ a 25°C de T_j y 110 mΩ a 125°C de T_j .
- Tiempos de respuesta muy rápidos:

$$t_{d(on)} = 4.7 \text{ ns} \quad t_r = 8.3 \text{ ns} \quad t_{d(off)} = 9.5 \text{ ns} \quad t_f = 4.3 \text{ ns}$$

- Diodo Zener interno de protección: máxima corriente continua de 11 A, suficiente para nuestro caso pues la corriente nominal del motor son 3.74 A. Máxima corriente pulsante de 44 A y tiempo de recuperación en inversa de 54 ns. La existencia de esta protección interna nos eximirá de la necesidad de colocar diodos de protección externos al transistor en nuestro circuito de potencia.

Para información más detallada consultar la hoja de características.

- Opción 2: BUZ11.

El BUZ11 es un MOSFET de canal N de elevada frecuencia de conmutación y con diodo Zener interno de protección. Sus principales características eléctricas son:

- Encapsulado TO-220.
- Soporta V_{DS} hasta 50 V. No podremos llegar a los 70 V de tensión nominal del motor.
- Soporta V_{GS} de -20 a 20 V.
- Umbral de disparo de V_{GS} de 3 V.
- Temperatura de trabajo de -65 a 175 °C.
- Máxima T_j de 175 °C.
- Resistencias térmicas:

$$R_{ja} = 62.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad R_{jc} = 1.67 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

- $R_{DS(on)}$ de 30 mΩ.

- Tiempos de respuesta:

$$t_{d(on)} = 40 \text{ ns} \quad t_r = 200 \text{ ns} \quad t_{d(off)} = 220 \text{ ns} \quad t_f = 110 \text{ ns}$$

- Diodo Zener interno de protección: aguanta hasta 33 A de corriente continua de S a D y 60 A pulsante. Tiempo de recuperación de 75 ns.

De comparar ambos transistores, podemos ver mejores prestaciones para nuestro circuito del IRFI4212H, en primer lugar porque aguantará sobradamente los 70 V de tensión nominal del motor mientras que en BUZ11 tendremos que limitarla a 50 V. Además los tiempos de respuesta de IRFI4212H son bastante menores, lo que a la hora de trabajar con frecuencias de hasta 1 MHz nos aportará una gran ventaja (ver apartado 6.1 de los cálculos). No obstante el BUZ11 presenta a priori mejores características térmicas, pues aguanta más temperatura en la unión y sus resistencias térmicas son más bajas.

4.2.3 Radiadores para transistores.

Disponemos de unos radiadores FK 225 SA L 1, que son radiadores para encapsulados TO-220 que nos servirá para proteger al transistor en las pruebas y en futuros montajes y así fuera requerido. De la hoja de características, la resistencia térmica del radiador al ambiente es:

$$R_{ra} = 9.9 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

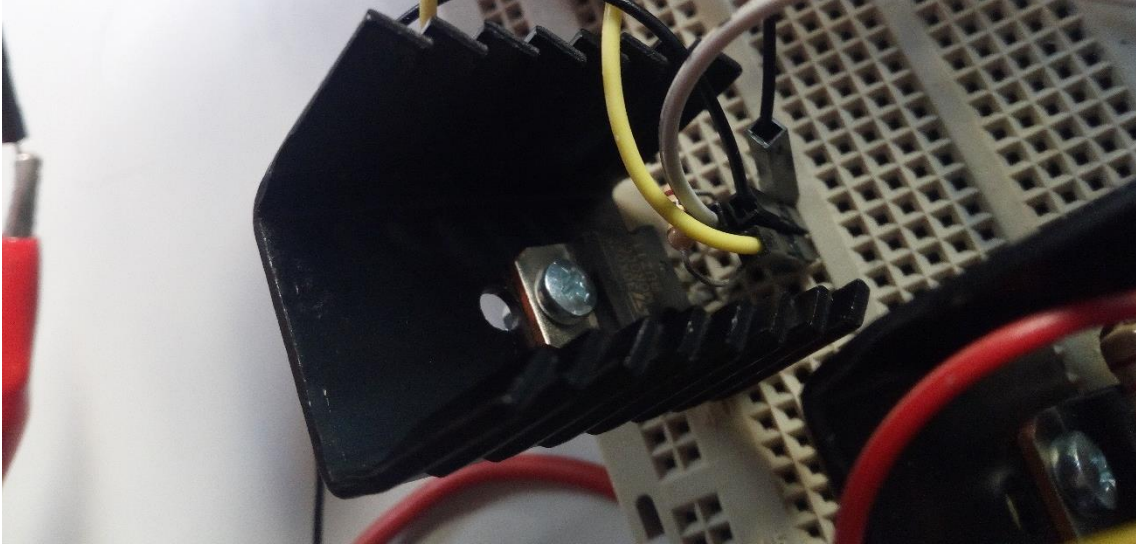


Figura 4.7. Radiador para transistores.

4.2.4 Diodo ultrarrápido.

Lo emplearemos como diodo bootstrap. Hemos escogido el diodo BYV28-200 por tener un tiempo de respuesta muy bajo, como es requerido por un circuito bootstrap, y además capaz de soportar la tensión inversa que llegará por el pin V_B . A continuación se detallan sus características principales:

- Voltaje inverso máxima de 200 V.
- Corriente inversa continua máxima de 3.5 A.
- Rango de temperatura de trabajo de -55 a 175 °C.
- Tensión en sentido propio de 1.1 V.
- Tiempo de recuperación en inversa de 30 ns.
- Corriente inversa en situación de voltaje inverso máximo de 1 μ A.

4.2.5 Circuito negador.

Puesto que para el correcto funcionamiento del driver necesitamos introducir dos señales PWM en contrafase, para las pruebas que realizaremos con generador de onda será necesario pasar la señal por un circuito negador para obtener la señal inversa.

- Opción 1: mediante transistor BJT.
Como primera opción, realizaremos probaremos un circuito negador mediante resistencias y transistor BJT NPN. Por la base del transistor BJT se introducirá la señal PWM que queremos invertir, pasando a través de una resistencia R9 que limitará la corriente por la base. Cuando la PWM de entrada se encuentre en nivel bajo, el transistor estará apagado y no conducirá corriente por el colector. La ausencia de corriente por el colector significará una caída de tensión nula en la resistencia R10, por lo que justo después de la resistencia tendremos el mismo voltaje que es introducido por el colector. Puesto que la onda del generador tiene un nivel alto de 5 V, alimentaremos el colector con este mismo valor de tensión. Cuando la PWM de entrada de la base esté en nivel alto se producirá una pequeña corriente de base que activará el

transistor, haciendo pasar por el colector una corriente mucho mayor, dada por el factor de ganancia h_{fe} .

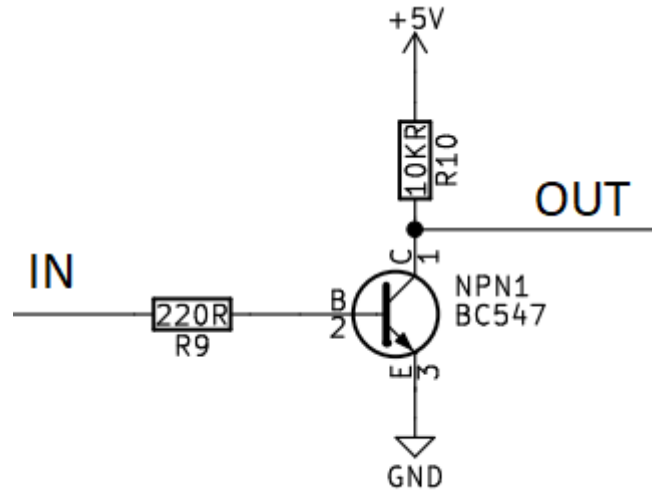


Figura 4.8. Circuito negador con transistor BJT.

El paso de esta más elevada corriente de colector por una resistencia de muy alto valor como es R10, provocará una caída de tensión de prácticamente el 100% de la tensión que estamos introduciendo por el colector con lo que tendremos 0 V a la salida. De esta manera por el colector estaremos sacando la PWM inversa que entra por la base.

Las características principales del transistor BJT NPN empleado, el BC547, se enumeran a continuación:

- V_{CB} máxima de 50 V.
- V_{CE} máxima de 45 V.
- V_{EB} máxima de 6 V.
- I_C máxima de de 100 mA.
- T_j máxima de 150 °C.
- Ganancia h_{fe} que puede ir de 420 a 800.

- Opción 2: integrado CD4069UB.

Este integrado consiste en una serie puertas lógicas NOT inversoras, un pin de alimentación V_{DD} y un pin de referencia V_{SS} para conectar a tierra, tal como se muestra en la figura 4.7. Las tensiones umbrales de nivel alto quedan definidas por los pines V_{DD} y V_{SS} . Puesto que trabajaremos con PWM de 0 a 5 V, introduciremos 5 V por el pin V_{DD} y el pin V_{SS} irá conectado a tierra. Por el pin 1 introduciremos nuestra señal PWM que saldrá invertida por el pin2. El resto de puertas inversoras estarán sin conectar pues sólo necesitamos una.

El encapsulado es PDIP 14 pines, de la hoja de características obtenemos los tiempos de respuesta:

$$t_{d(on)} = t_{d(off)} = 55 \text{ ns} \quad t_r = t_f = 100 \text{ ns}$$

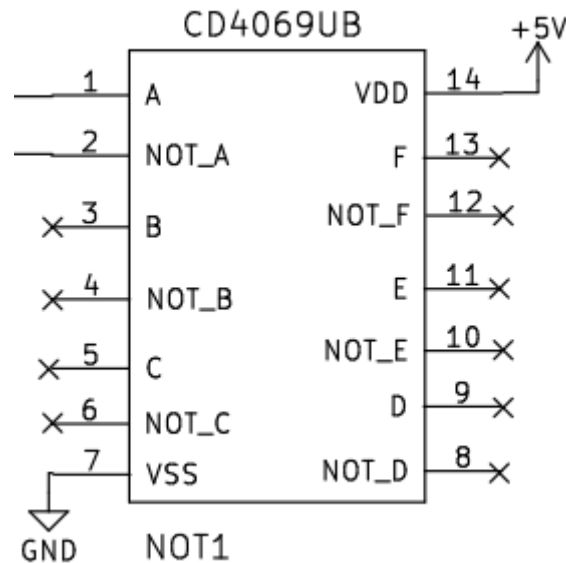


Figura 4.9. Esquema de pines del CD4069UB.

- Elección final.

Tras testear ambos circuitos negadores, hemos podido observar a través del osciloscopio y a altas frecuencias a partir 200 kHz, una mejor respuesta del CD4069UB. En estas frecuencias al circuito con transistor BJT le cuesta más tiempo alcanzar el valor final en los flancos de subida, pudiéndose apreciar de forma perceptible una forma circular convergente en la onda hasta llegar a los 5 V de valor final. Cuando aumentamos la frecuencia hasta 1 MHz, se queda a mitad camino de llegar al valor final, lo que en la práctica significa la no carga del condensador bootstrap, obteniendo una mejor respuesta (más rápida) con el CD4069U. Puesto que queremos elevadas frecuencias, CD4069U será entonces nuestra elección a la hora de montar el circuito.

4.2.6 Sensor de corriente.

En este apartado describiremos las características del sensor de corriente que emplearemos en el circuito de potencia y además lo probaremos y obtendremos la recta de medida para dentro del rango de valores que nos hace falta.

Nuestro sensor es el CASR 6-NP, del fabricante LEM. Este sensor emplea la tecnología de compuerta de flujo (fluxgate) para transformar la corriente en su circuito primario en un voltaje de salida. El diseño de un sensor de compuerta de flujo es similar a uno de efecto Hall de lazo cerrado, explicado a continuación.

Los sensores de corriente de efecto Hall emplean el campo magnético creado por un conductor de corriente para concentrarlo en un núcleo magnético que envuelve al conductor, el cual tiene un corte que se deja para colocar un generador hall (ver figura 4.10) que mide la densidad de flujo y genera un voltaje de salida proporcional a la corriente inicial, que llamaremos voltaje de hall. Hasta aquí es un sensor de lazo abierto, pero decimos sensor es de lazo cerrado cuando este voltaje de hall se emplea para crear una corriente de compensación en una bobina secundaria, creando entonces un flujo de la misma amplitud pero opuesto al primario, siendo el flujo total nulo. Trabajar con flujo total nulo aporta las ventajas de eliminar el desvío de la

medida por efectos de la temperatura y además gracias a que la bobina secundaria actúa como transformador de corriente incrementamos el ancho de banda del sensor y reducimos sus tiempos de respuesta. En la figura 4.10 puede verse el esquema de diseño de este tipo de sensor, donde I_p es la corriente en el primario que queremos medir, I_s la corriente en el secundario y R_m la resistencia de medida que transforma la corriente en el secundario en el voltaje de salida V_m , proporcional a la corriente en el primario.

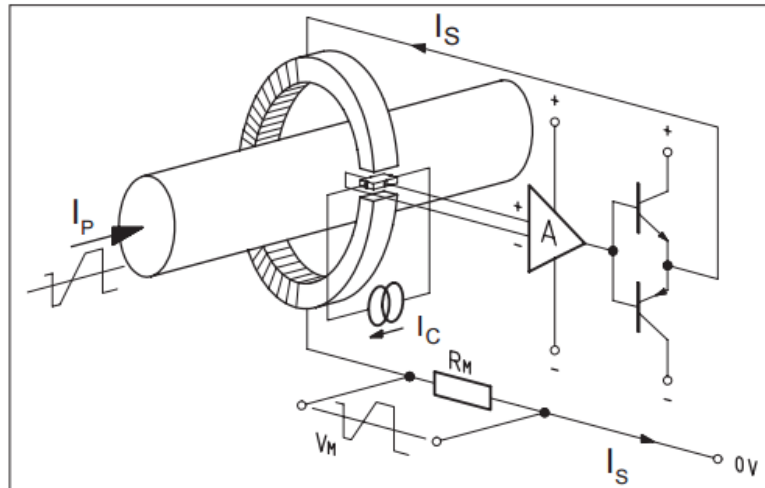


Figura 4.10. Sensor de efecto hall de lazo cerrado.

La principal diferencia entre el sensor de efecto hall de lazo cerrado y el de compuerta de flujo es la forma de detectar el campo magnético en el espacio vacío del núcleo magnético. Mientras que en uno se emplea un generador hall, el otro un así llamado “inductor saturable”, lo que supone hacer cambios en la electrónica del sensor. Ese inductor saturable es un pequeño núcleo magnético envuelto por un bobinado, el cual varía el valor de su inductancia según lo hace la densidad de flujo. En resumen cualquier cambio en el flujo magnético externo afecta a la inductancia del inductor saturable. El otro factor que afecta a la inductancia es la corriente inyectada en la bobina que rodea al inductor saturable, que provoca un campo magnético adicional que también afecta a la inducción del elemento. En la figura 2 se puede observar el principio de funcionamiento del sensor de compuerta de flujo, donde B_{ext} es el campo magnético creado por la corriente en el primario, B_{si} el campo dentro del inductor saturable creado por la corriente inyectada en el bobinado del inductor, I_{si} .

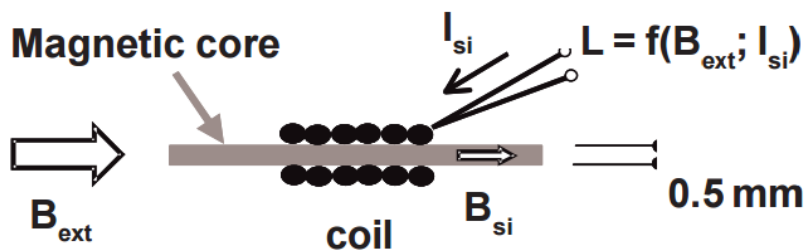


Figura 4.11. Inductor saturable.

En conclusión, cambios en el flujo magnético provocan cambios en la inducción, que serán detectados por la electrónica del sensor. Usando el principio de lazo cerrado, cambios en la inductancia creados por la corriente en el primario son detectados y compensados inyectando

corriente I_{si} que devolverá la inductancia a su valor de referencia. Este proceso queda reflejado en la figura 4.12.

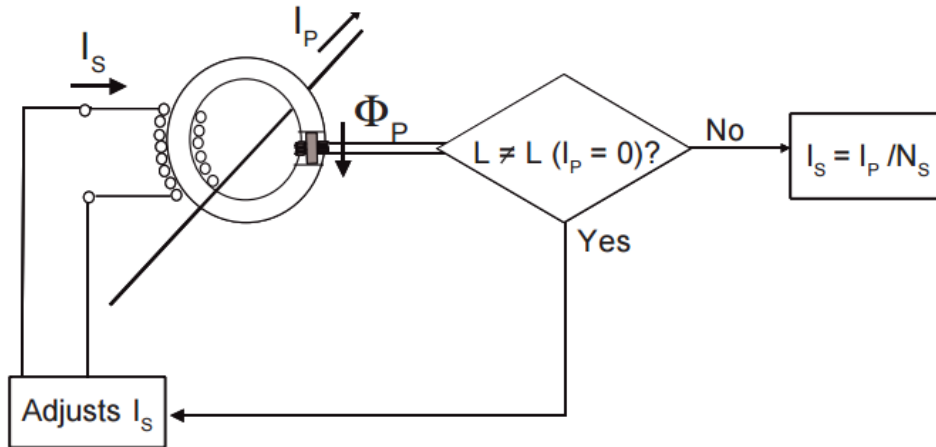


Figura 4.12. Lazo cerrado en sensor de compuerta de flujo.

De esta forma la corriente en el secundario queda proporcional a la del primario, según el número de vueltas en el secundario.

Gracias al empleo de esta tecnología podemos enumerar las distintas ventajas del sensor de corriente que vamos a emplear:

- Muy bajo coeficiente de cambio por temperatura.
- Muy buena inmunidad a cambios bruscos de señal dV/dt .
- Diseño compacto apto para ser montado en placa de circuito integrado.
- Rango de medida aumentable para medidas unipolares.

Las características eléctricas principales de nuestro sensor son:

- Carcasa de plástico aislante.
- Corriente nominal en el primario (I_{pn}): 6 A.
- Rango de medida: -20 a 20 A.
- Número de vueltas en el primario (N_p): 1, 2 o 3.
- Tensión de alimentación (U_c): 5 V.
- Voltaje de referencia interno (V_{ref}): 2.5 V.
- Voltaje de referencia externo (V_{ref}): de 0 a 4 V.
- Voltaje de salida (V_{out}): de 0.375 a 4.625 V.
- Voltaje de salida de referencia ($I_p=0$): V_{ref} .
- Sensibilidad teórica (G_{th}): 104.2 mV/A.
- Tiempo de respuesta (t_r): 3 μs .
- Temperatura ambiente máxima admisible: 85 °C.

Los pines 1, 2 y 3 del sensor corresponden a la entrada de corriente que queremos medir (I_p), siendo 8, 9 y 10 los correspondientes a la salida. Los pines 11, 12, 13 y 14 corresponden respectivamente a la tensión de referencia (V_{ref}), tensión de salida (V_{out}), tierra (GND) y tensión de alimentación (U_c).

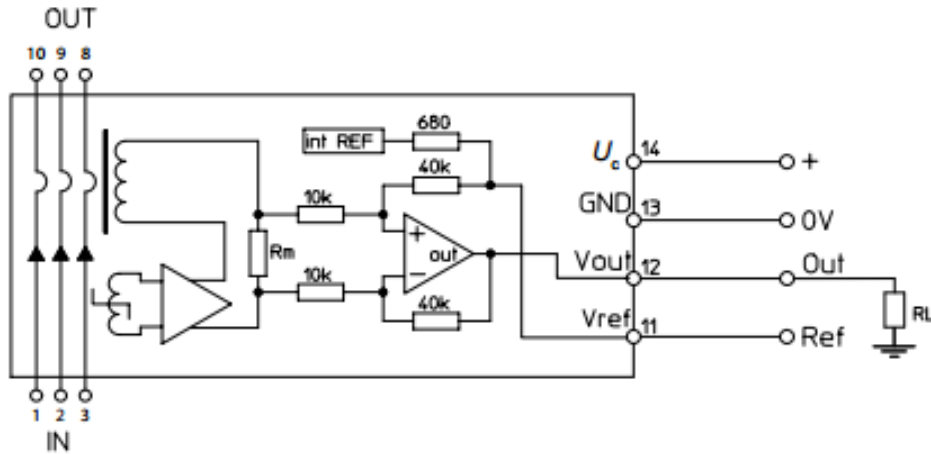


Figura 4.13. Conexiones en el sensor de corriente.

El pin de tensión de referencia se emplea para variar el rango de medida de nuestro sensor, tal como se ilustra en la figura 4.14.

Si dejamos el pin de referencia desconectado sin aplicar tensión, éste toma su valor interno por defecto que de 2.5 V, lo que corresponde a un rango de medida entre -20 y 20 A. Los límites del rango de medida en nuestro proyecto vendrán dados por la corriente nominal del motor, en nuestro caso 3.74 A, como mediremos en ambos sentidos, ± 3.74 A. Por ello el rango de corriente con la referencia interna de 2.5 V nos es suficiente, por lo que trabajaremos con el pin de tensión de referencia desconectado.

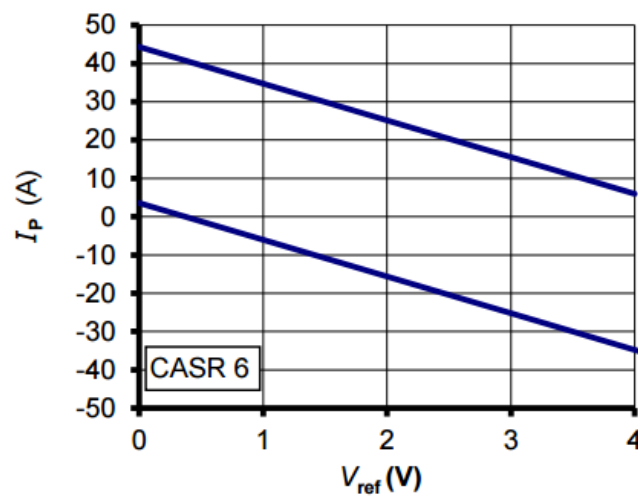


Figura 4.14. Variación del rango de medida del sensor de corriente según la tensión de referencia.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

Se ha medido la salida del sensor para un rango de -5 a 5 A, ya que son los límites de la fuente de alimentación que estamos empleando y son suficientes pues abarcan el rango en el que vamos a trabajar. Los resultados son visibles en la tabla 4.1 y en la figura 4.15.

Podemos comprobar que para una entrada de 0 A la salida es igual al voltaje de referencia, 2.5 V y que la pendiente de la recta es de aproximadamente 104 mV/A, lo que corresponde a la hoja de características dada por el fabricante. Por eso daremos por válidas estas medidas y el sensor queda calibrado para posteriores montajes.

Es posible modificar el número de vueltas en el primario (N_p) y por tanto la sensibilidad del sensor, ya que el voltaje de salida es proporcional a N_p . Esto se consigue realizando una serie de conexiones en los pines de entrada y salida. En nuestro caso el número de vueltas en el primario es 1 y por tanto la sensibilidad la dada en la hoja de características.

Ip (A)	Vout (V)
-5	1,995
-4,5	2,042
-4	2,097
-3,5	2,145
-3	2,192
-2,5	2,243
-2	2,296
-1,5	2,345
-1	2,397
-0,5	2,448
0	2,5
0,5	2,552
1	2,604
1,5	2,656
2	2,706
2,5	2,76
3	2,81
3,5	2,861
4	2,908
4,5	2,964
5	3,006

Tabla 4.1. Medidas obtenidas en la calibración del sensor de corriente

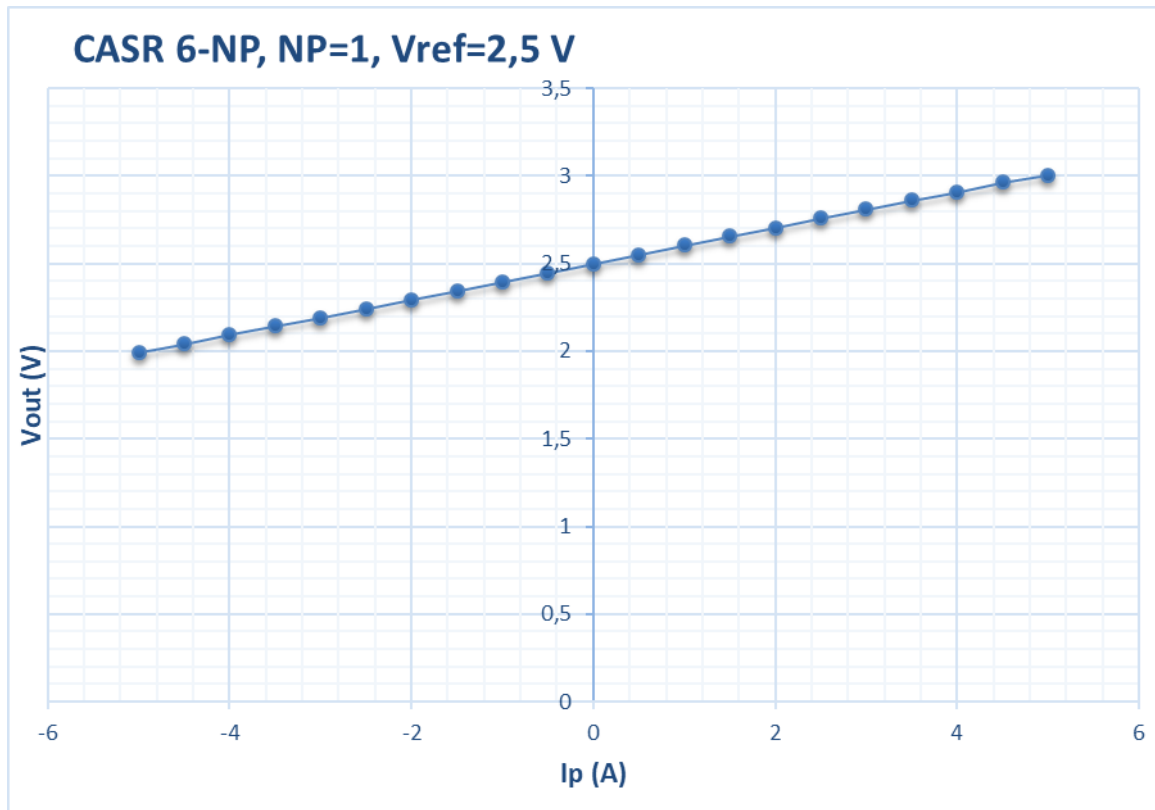


Figura 4.15. Medidas obtenidas en la calibración del sensor de corriente.

4.2.7 Fuente de tensión continua.

Emplearemos dos fuentes de tensión modelo QS20.36 de 36 V conectadas en serie que nos darán los 72 V que introduciremos por el D de los MOSFET de nivel alto. Aunque la tensión nominal del motor es de 70V, supondremos que teniendo en cuenta la caída de tensión de los transistores en conducción no se llegará a sobrepasar esta tensión nominal. La figura 4.16 muestra el aspecto de la fuente.

En la parte de abajo tenemos los terminales de entrada que irán conectados a la red de corriente alterna, L para la fase, N para el neutro y el de tierra. En la parte de arriba tenemos los terminales de salida, dos por cada polo (positivo y negativo). En la esquina superior derecha tenemos el relé que supervisa que la tensión de salida sea la adecuada. Cuando la tensión de salida es la adecuada el relé se cierra y activa el led verde DC-OK, indicando un correcto funcionamiento de la fuente. Justo debajo del led DC-OK, tenemos un led rojo que nos advertirá de sobrecargas en el aparato.

Para conectar dos de estas fuentes, A y B, en serie, tendremos que conectar los pines de entrada de ambas a la red de CA. Conectaremos el positivo de la fuente A al positivo de la carga y el negativo de la fuente A al positivo de la fuente B. El negativo de fuente B irá a tierra que a su vez va al negativo de la carga.

Las características de operación principales de esta fuente de tensión son:

- Voltaje de salida de 36 V.
- Corriente de salida continua máxima de 13.3 A.
- Potencia de salida continua de hasta 480 W.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Voltaje de entrada AC de 120 a 240 V.
- Frecuencia de entrada de 50 o 60 Hz.
- Corriente máxima de entrada en alterna de 4.56 A a 120 V y 2.48 a 230 V.
- Temperatura ambiente de operación de -25 a 70 °C.



Figura 4.16. Fuente de tensión continua.

4.3 Elementos de laboratorio para realizar pruebas al circuito.

En el laboratorio dispondremos de los siguientes elementos, que nos servirán para realizar pruebas e ir tomando datos al circuito:

- Fuente de tensión continua regulable.
- Osciloscopio.
- Generador de ondas.

4.3.1 Fuente de tensión continua regulable.

Para nuestro circuito necesitaremos tensiones de 5 V para alimentar el lado de entrada del driver y otros elementos como el circuito negador y el sensor de corriente. También tendremos que tener 15 V para la V_{CC} .

Estas tensiones las obtendremos a partir de una fuente de tensión regulable modelo GPC-3030DQ, que puede verse en la figura 4.17. Esta fuente de tensión tiene dos salidas de tensión continua regulable de hasta 30 V, que pueden configurarse en serie (suma de tensiones), paralelo (suma de potencias) o de forma independiente. Además cada una estas salidas cuenta con regulación para la limitación de la corriente máxima hasta 3 A. Contamos con una salida extra no regulable de 5 V. Los leds rojos nos advertirán en caso de estar sobrepasando la corriente máxima y bloquearán la tensión protegiendo el circuito y a la propia fuente.



Figura 4.17. Fuente de tensión regulable.

Emplearemos una de las salidas regulables para V_{CC} y la fija de 5 V para V_{DD} y los otros elementos del circuito que lo requieran. La otra salida regulable puede emplearse para probar el circuito a tensiones inferiores a los 70 V.

Una alternativa interesante a usar las dos fuentes fijas en serie, es conectar en serie una fija con la regulable, pues aunque no lleguemos a 70 V nos quedamos muy cerca ($36+30=66$ V) y contamos con la ventaja de tener la protección de la fuente regulable en caso de sobrecorriente, aunque limitada a 3 A.

4.3.2 Generador de ondas.

Para generar la onda de entrada al driver, nos valdremos del generador modelo GF-232 representado en la figura 4.18. Con las teclas situada abajo a la izquierda podemos seleccionar el rango de frecuencias de la onda, pudiendo elegir entre 6 rangos distintos dentro del límite de 2 Hz a 2 MHz. Una vez seleccionado el rango de frecuencia, con la rueda superior nos iremos moviendo dentro de todo ese rango, ajustando la frecuencia exacta que queramos, que quedará representada en el display situado justo a la derecha. En la parte derecha tenemos las teclas que nos servirán para seleccionar el tipo de onda: cuadrada de 0 a -5V, de 0 a 5V o de -2.5 a 2.5 V, así como triangulares o diente de sierra. En el caso de usemos la salida de 50 ohm, podemos variar la amplitud y el nivel de continua. Para nuestro circuito emplearemos onda cuadrada de 0 a 5 V, salida TTL. El ancho de pulso lo podremos variar mediante la rueda TTL SYM.



4.18. Generador de onda.

4.3.3 Osciloscopio.

El osciloscopio nos permitirá visualizar las formas de onda de la tensión en las distintas partes del circuito, pudiendo verificar si las tensiones de entrada y salida al driver son correctas y la variación de su ancho de pulso, pudiendo detectar el efecto de la variación del ancho de pulso en el comportamiento del motor.

El osciloscopio empleado es modelo TDS 1002. Este osciloscopio tiene lectura para dos canales y desde su cuadro de mandos podremos regular la visualización de las ondas variando los voltios por división en el eje vertical, o los segundos por división en el eje horizontal. También podremos ajustar el nivel de disparo para que la onda se mantenga estática y la podamos leer con claridad. La posición vertical de las ondas también puede ser modificada, lo que nos permitirá poner una separada de la otra, para que no se solapan y se puedan visualizar bien. Por último una opción que nos resultará de gran ayuda a la hora de medir tiempos, tanto de ciclo de onda como de ancho de pulso, es el uso de cursores verticales, los cuales situaremos entre los puntos que queramos medir y nos dará el tiempo que hay entre uno y otro.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

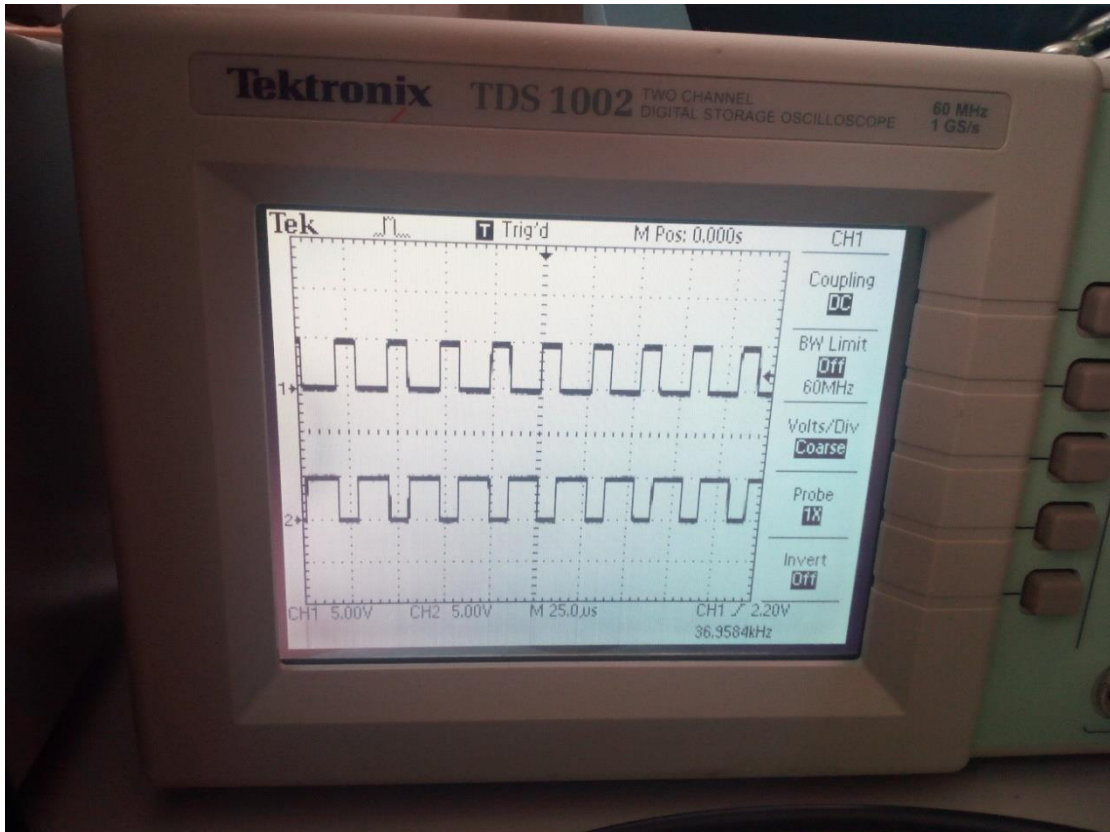


Figura 4.19. Pantalla del osciloscopio.



Figura 4.20. Panel de mandos del osciloscopio.

4.4 Circuito de potencia, pruebas y resultados obtenidos.

A partir de los elementos descritos se ha elaborado el esquemático del circuito de potencia necesario para controlar nuestro motor, basándonos en el circuito ejemplo de *International Rectifier* explicado en el apartado 4.2.1.3. Como condensador bootstrap hemos escogido condensadores cerámicos de 100 nF, siendo capacidad más que suficiente para los rangos de frecuencia que usaremos, como queda reflejado en el apartado 6.2 de los cálculos. El resto de condensadores del circuito son electrolíticos de 1 μF .

Debido a la necesidad de un tiempo de carga para el condensador bootstrap, a elevadas frecuencias el máximo y mínimo ancho de pulso al que el sistema funcionará correctamente se verá limitado, esta limitación será más acentuada conforma más elevada sea la frecuencia.

En los posteriores apartados se realizarán pruebas al circuito a distintas frecuencias y mediante los cursores del osciloscopio mediremos el ancho de pulso mínimo y máximo posible. Recordemos que éste no es un control PWM convencional en el que a mayor ancho de pulso mayor tensión y por tanto velocidad, sino que para un ancho de pulso de entrada del 50 %, la tensión será nula y por tanto la velocidad, conforme el ancho de pulso se aumenta hasta el 100 % mayor es la tensión (y velocidad), sin embargo si se reduce hasta el 0 % irá siendo menor (porque es mayor en ancho de pulso la señal inversa que entra por las otras dos entradas del driver, ver apartado 4.2.1.3). Cuanto más cercana esté la señal al 100 % o al 0% menos tiempo tendrá el condensador bootstrap para cargarse y activar el transistor de lado alto.

Nuestro objetivo es llegar a 1 MHz. Según los resultados del apartado 6.4 de los cálculos, en condiciones de máxima exigencia del circuito por parte del motor, necesitaremos un radiador para poder funcionar con el IRFI4212H, mientras con el BUZ11 ni siquiera con radiador podemos trabajar a esta frecuencia. Debido a estos resultados, en las pruebas reduciremos la tensión 20 V y trabajaremos en vacío, lo que nos hará disminuir la potencia disipada en los transistores. En estas condiciones de prueba, la potencia disipada por el IRFI4212H queda menor a la máxima disipable cuando estamos a 1 MHz. Con el BUZ11 en condiciones de prueba y empleando los radiadores de los que disponemos no será suficiente para llegar a un 1 MHz (apartado 6.4.4 de los cálculos), por lo que nos limitaremos a llegar a los 500 kHz.

Las condiciones de prueba de han definido en el apartado 6.4 de los cálculos y son:

$$I_{DSmax} = 2.5 A \quad V_{DS} = 20 V$$

4.4.1 Pruebas mediante transistores IRFI4212H.

La figura 4.21 muestra el esquemático del circuito usando transistores IRFI4212H, que puede visualizarse más claramente en el plano 14. En la figura 4.22 se aprecia este mismo circuito montado en placa board para realizar las pruebas.

Hemos tomado datos para frecuencias de 100, 200 y 500 kHz. En la práctica al someterlos a 1 MHz, a los pocos segundos de introducir esta frecuencia ha habido un aumento de la corriente mayor de la prevista de 2.5 A, lo que ha activado las protecciones de la fuente regulable que estamos empleando y ha reducido la tensión de 20 V introducida por los drenadores de lado alto hasta niveles muy bajos, imposibilitando la realización de la prueba.

En la tabla 4.2 podemos ver los resultados de ancho de pulso mínimo y máximo para las frecuencias dadas.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

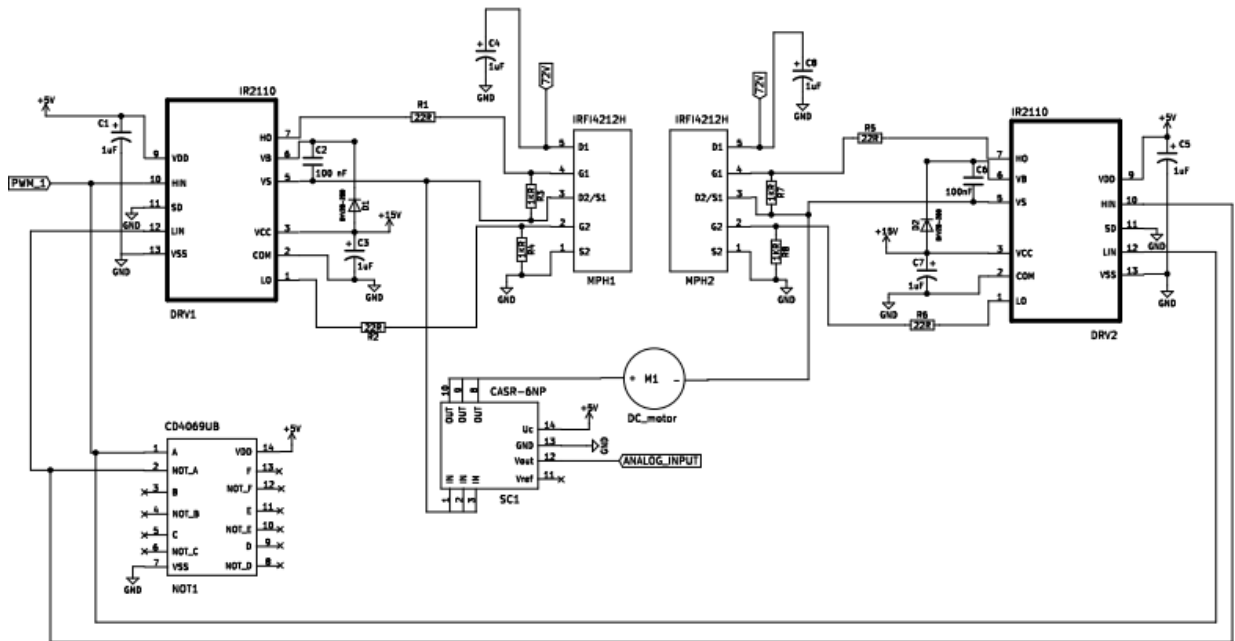


Figura 4.21. Esquemático del circuito de potencia con transistores IRFI4212H.

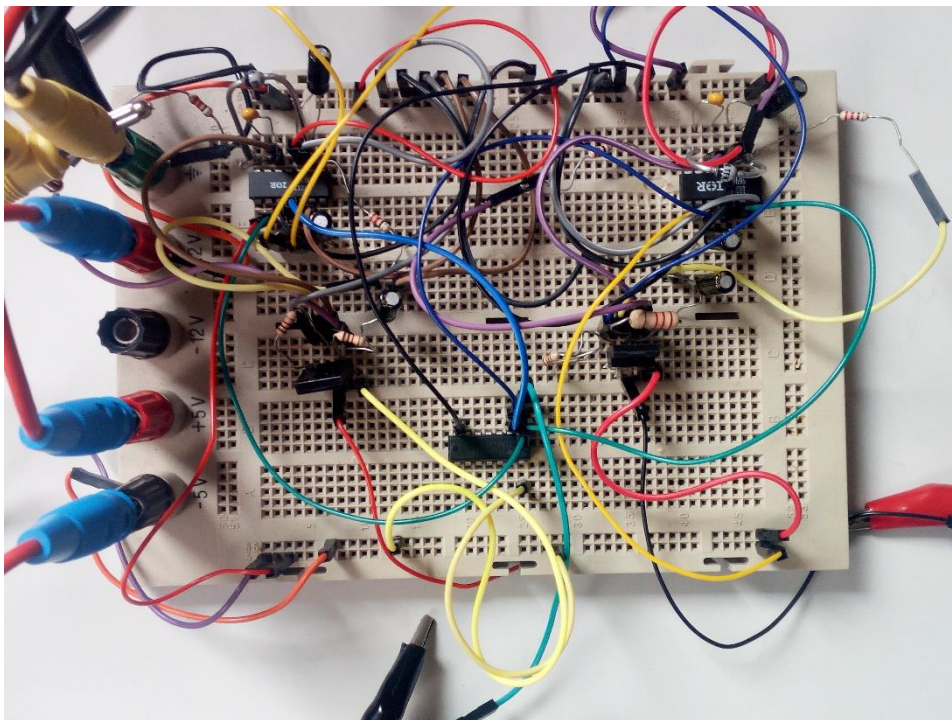


Figura 4.22. Circuito de potencia con transistores IRFI4212H montado en placa board.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

IRFI 4212H, condensador bootstrap: 100 nF						
	f (kHz)	T (us)	APmax(us)	APmax(%)	APmin(us)	APmin(%)
	100	10	8,3	83	1	10
	200	5	4	80	0,9	18
	500	2	1,4	70	0,7	35

Tabla 4.2. Rangos de ancho de pulso usando IRFI4212H.

Podemos observar como a mayor frecuencia se va limitando el ancho de pulso posible, siendo sólo posible a 500 kHz entre el 35 y el 70%. Comparándolo con los resultados obtenidos en el apartado 6.1 de los cálculos vemos que en la práctica el rango de anchos de pulso es algo más limitado, probablemente debido al tiempo de carga necesario para el condensador bootstrap.

En las figuras 4.23, 4.24, 4.25 y 4.26 se muestra el aspecto de las ondas desde el osciloscopio a distintas frecuencias. En la 4.26 se ha tomado una foto de las ondas a 1 MHz instantes antes de que bajara la tensión. Observar el deterioro de la onda respecto a una cuadrada ideal al aumentar la frecuencia, además del pequeño pero visible desfase a 1 MHz entre las ondas inversas.

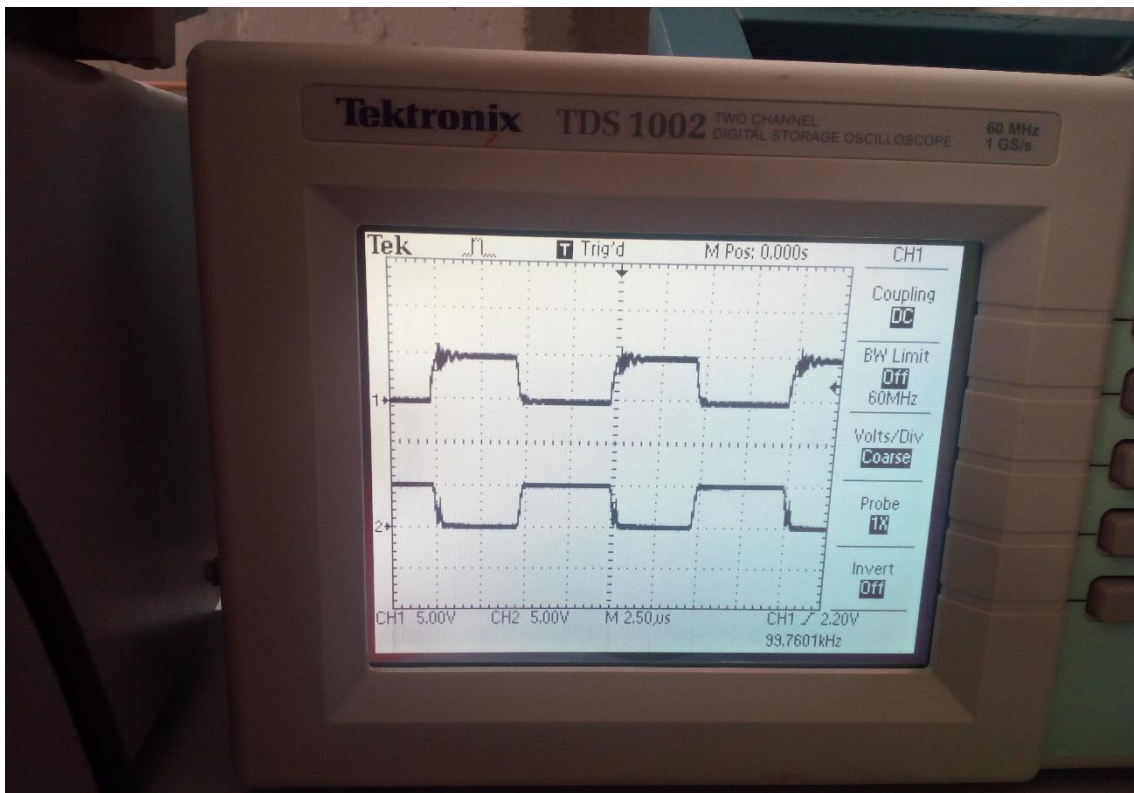


Figura 4.23. Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 100 kHz.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

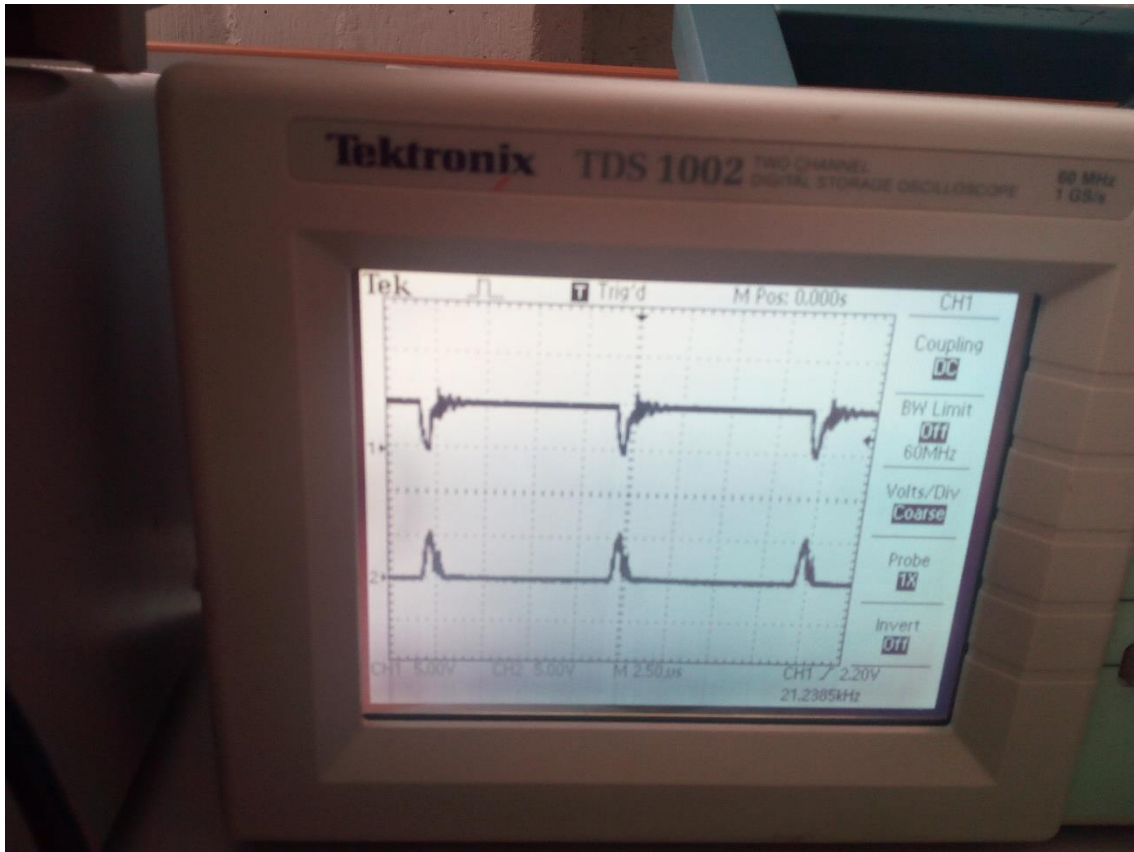


Figura 4.24. Ondas de entrada al driver con IRF4212H, 100 kHz y máximo ancho de pulso.

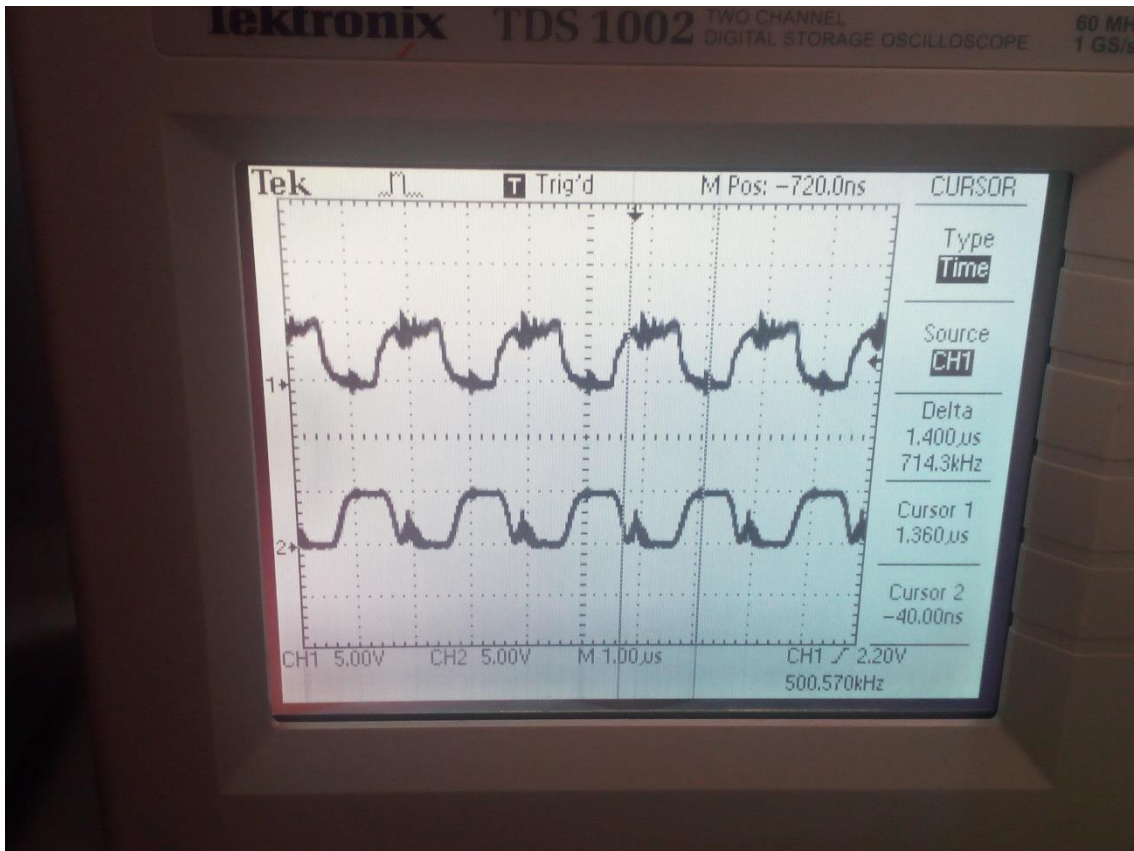


Figura 4.25. Ondas de entrada al driver con IRF4212H, 500 kHz.

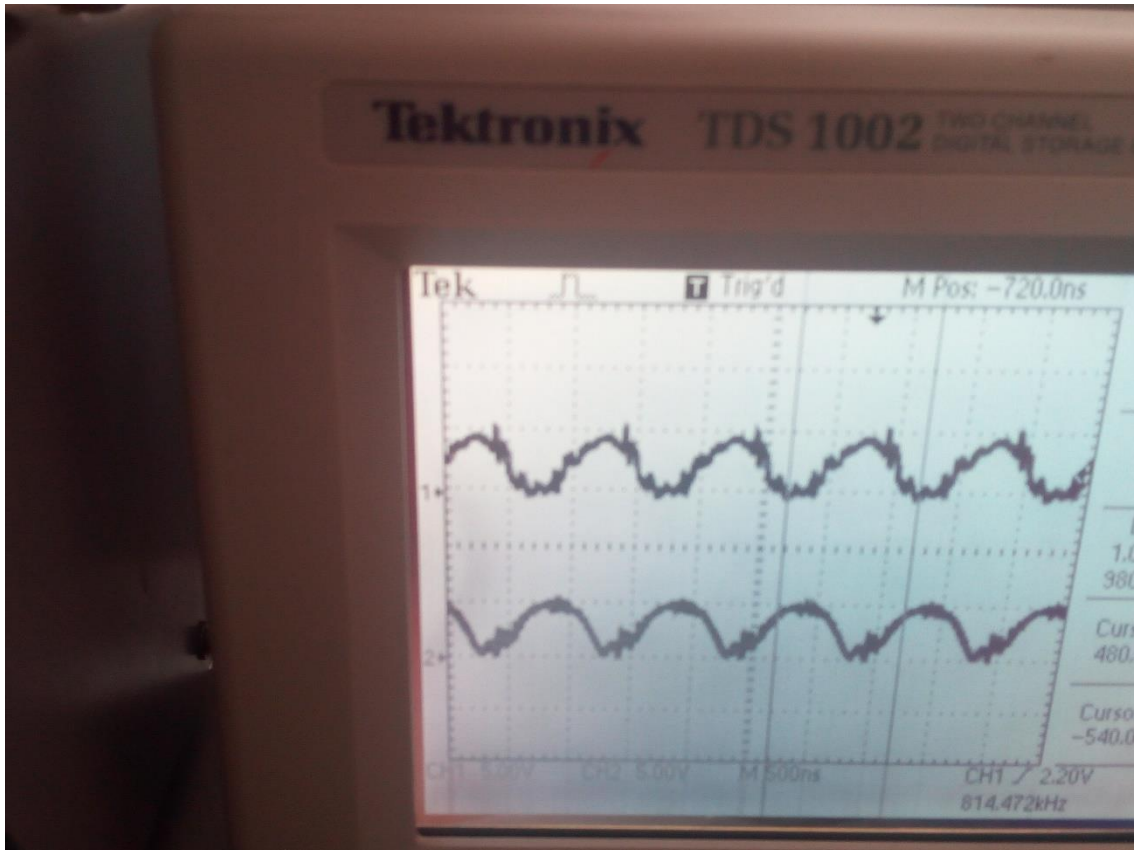


Figura 4.26. Ondas de entrada al driver con IRFI4212H, 1 MHz.

4.4.2 Pruebas mediante transistores BUZ11.

La figura 4.27 muestra el esquemático del circuito usando transistores BUZ11, que puede visualizarse más claramente en el plano 15. En la figura 4.28 se aprecia este mismo circuito montado en placa board para realizar las pruebas, donde podemos ver los transistores instalados en radiadores

Se han podido tomar datos para 100, 200 y 500 KHz. Se ha desestimado realizar la prueba a 1 MHz debido a que no contamos con radiadores capaces de disipar la potencia de pérdidas generada. Teniendo en cuenta además que según el apartado 6.1 de los cálculos con este transistor a 1 MHz no le da tiempo a realizar el seguimiento de las ondas y que en condiciones de máxima exigencia ni siquiera con radiador podríamos disipar la potencia de pérdidas (6.4.3 cálculos), las posibilidades de poder funcionar correctamente a 1 MHz con este transistor son muy bajas.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

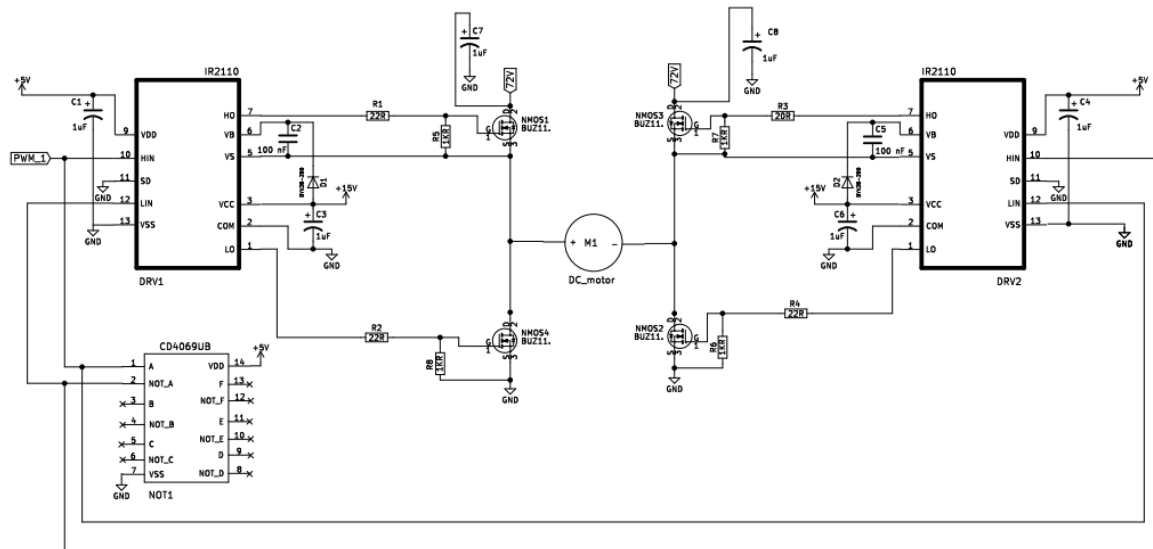


Figura 4.27. Esquemático del circuito de potencia con transistores BUZ11.

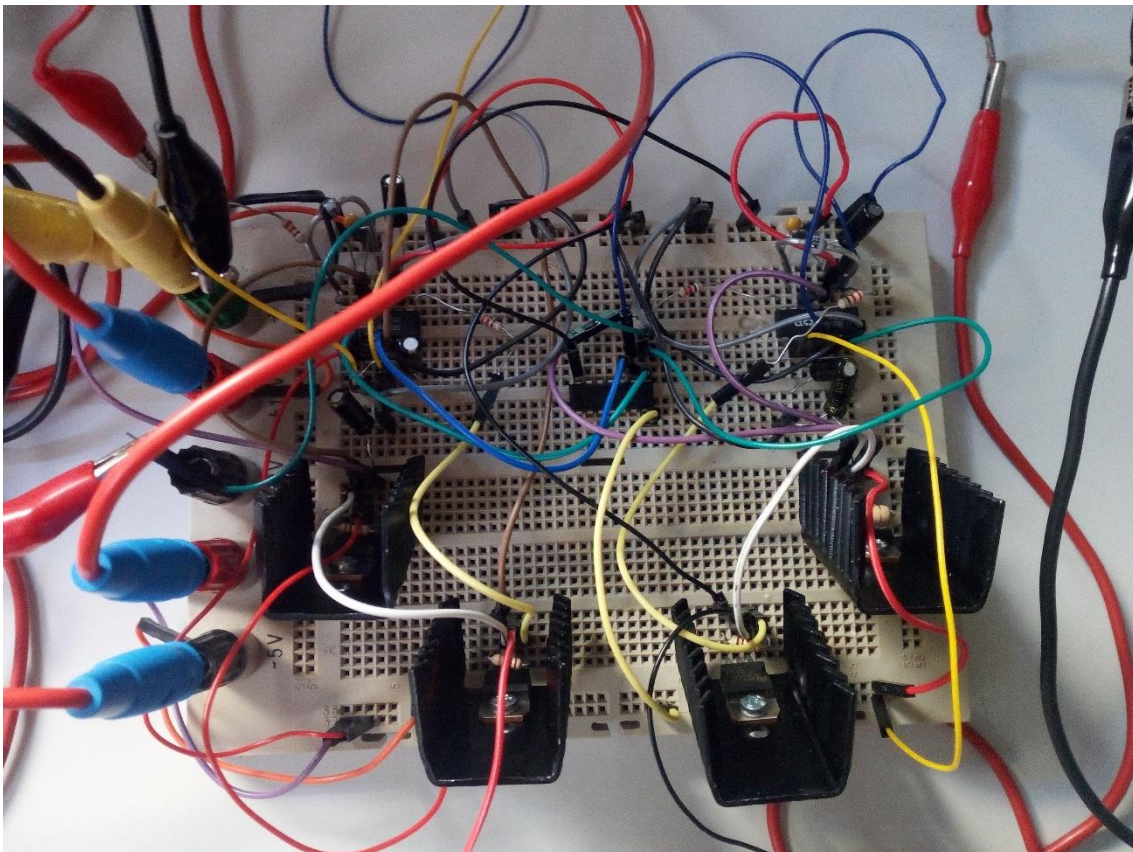


Figura 4.28. Circuito de potencia con transistores BUZ11 montado en placa board.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

BUZ11, condensador bootstrap: 100 nF						
f (kHz)	T (us)	APmax(us)	APmax(%)	APmin(us)	APmin(%)	
100	10	9,8	98	1,2	12	
200	5	4,1	82	0,9	18	
500	2	1,52	76	0,36	18	

Tabla 4.3. Rangos de ancho de pulso usando BUZ11

Observamos una reducción el ancho al aumentar la frecuencia, menos perceptible en el mínimo donde no ha variado en porcentaje de 200 a 500 kHz. Los resultados son incluso mejores a los obtenidos con el IRFI4212 H a 500 kHz. El ancho de pulso mínimo es bastante mejor que el calculado teóricamente a 500 kHz en el apartado 6.1 de los cálculos.

En las figuras 4.29, 4.30, 4.31 y 4.32 podemos observar de la pantalla del osciloscopio las ondas de entrada al driver. Vemos que conforme aumenta la frecuencia más se aleja la onda de ser una cuadrada ideal adquiriendo formas cada vez más redondeadas y con señales de ruido eléctrico.

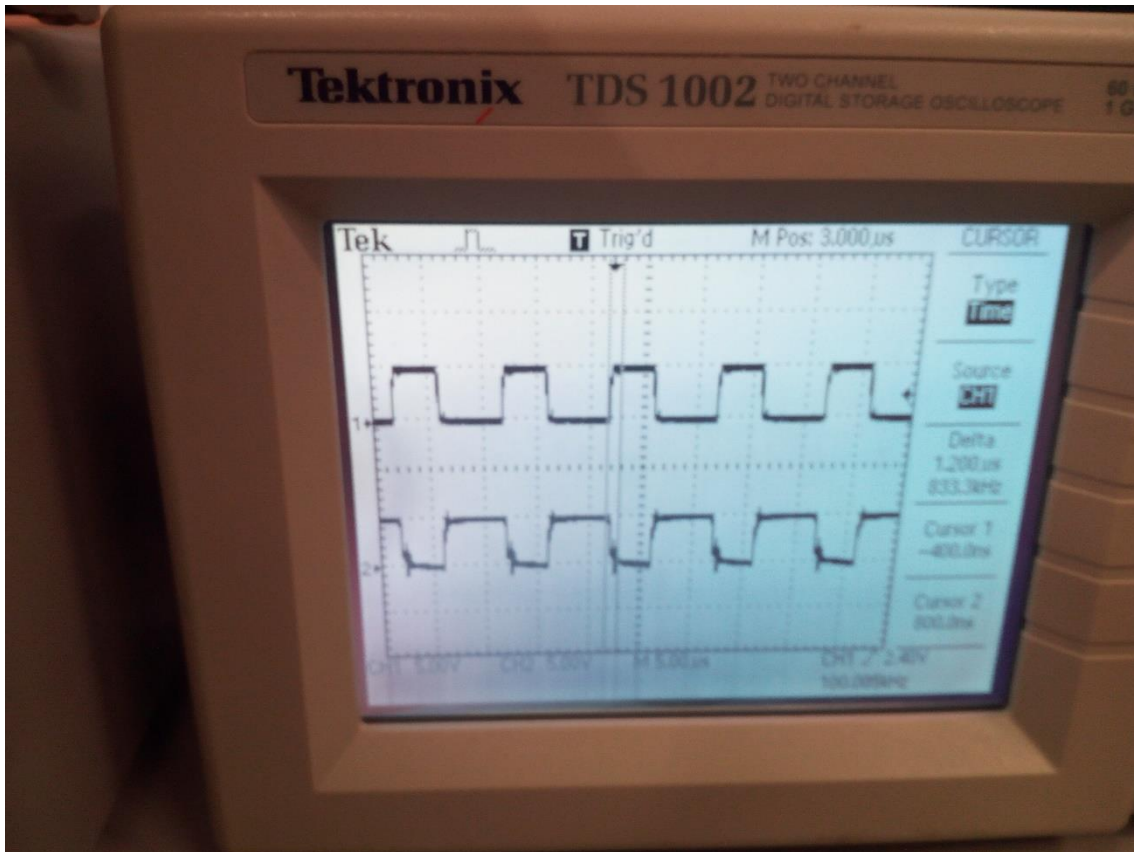


Figura 4.29. Ondas de entrada al driver con BUZ11, 100 kHz.

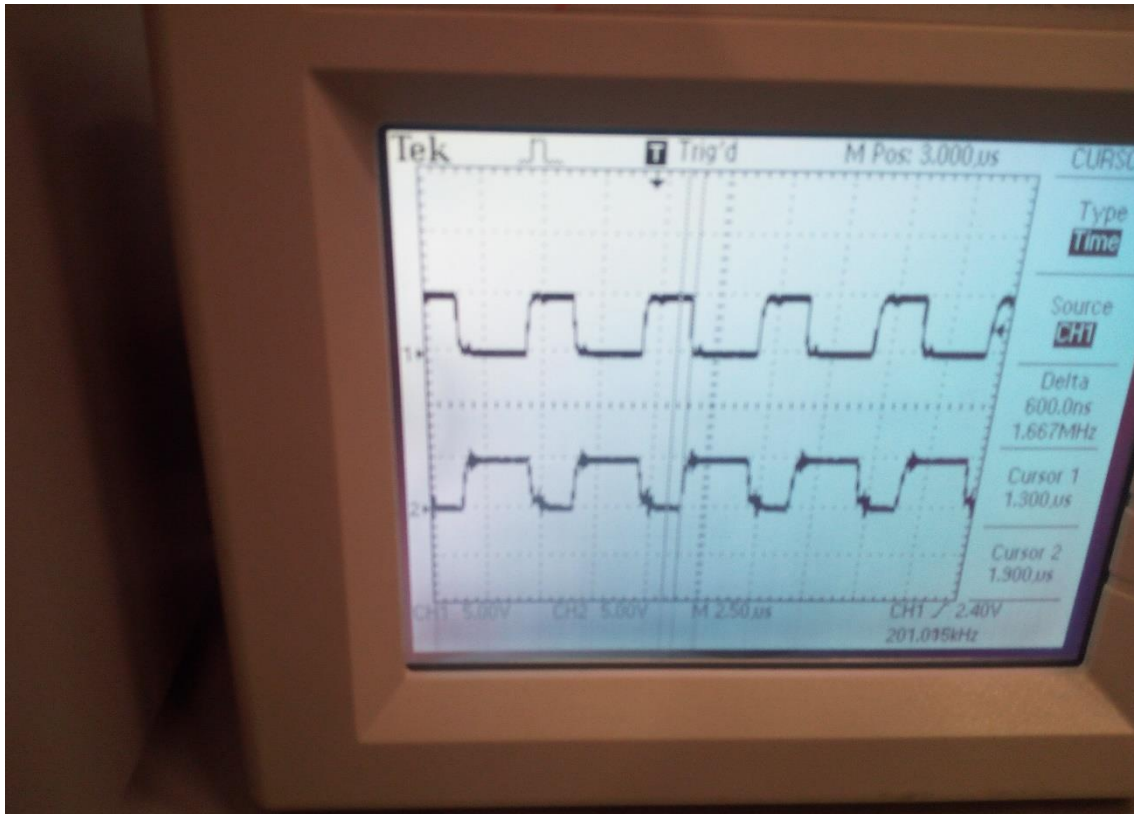


Figura 4.30. Ondas de entrada al driver con BUZ11, 200 kHz.

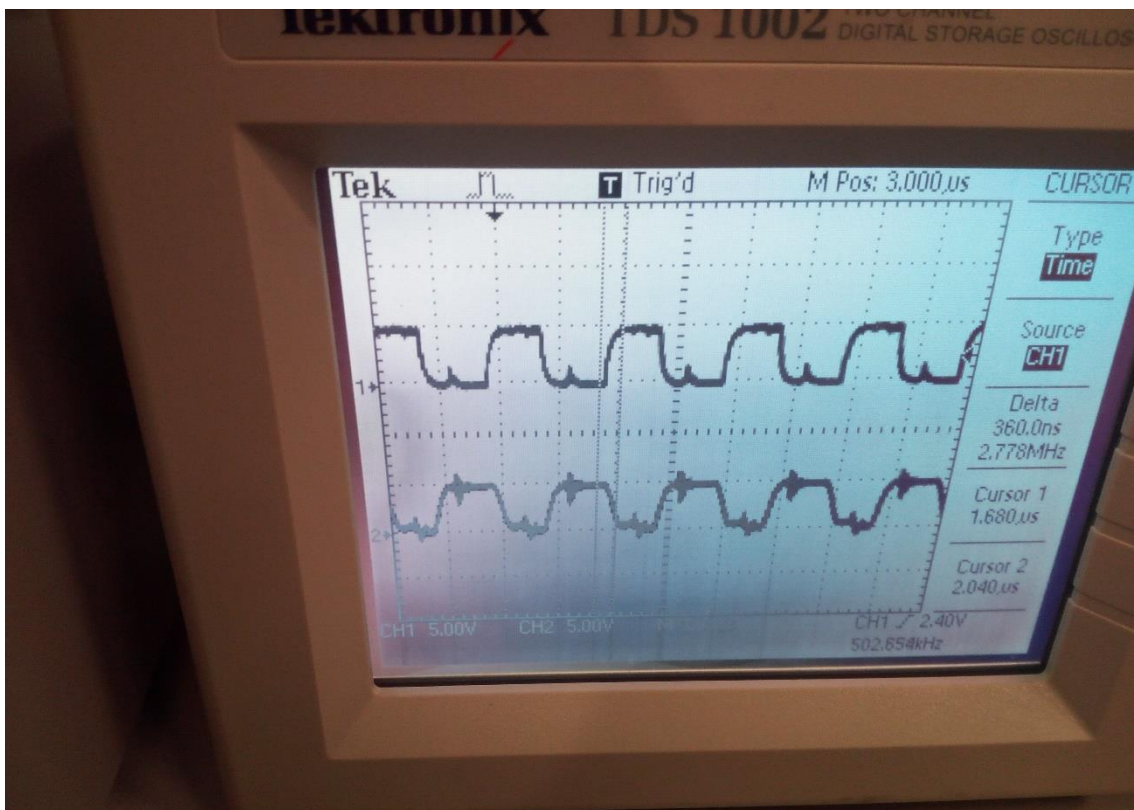


Figura 4.31. Ondas de entrada al driver con BUZ11, 500 kHz.

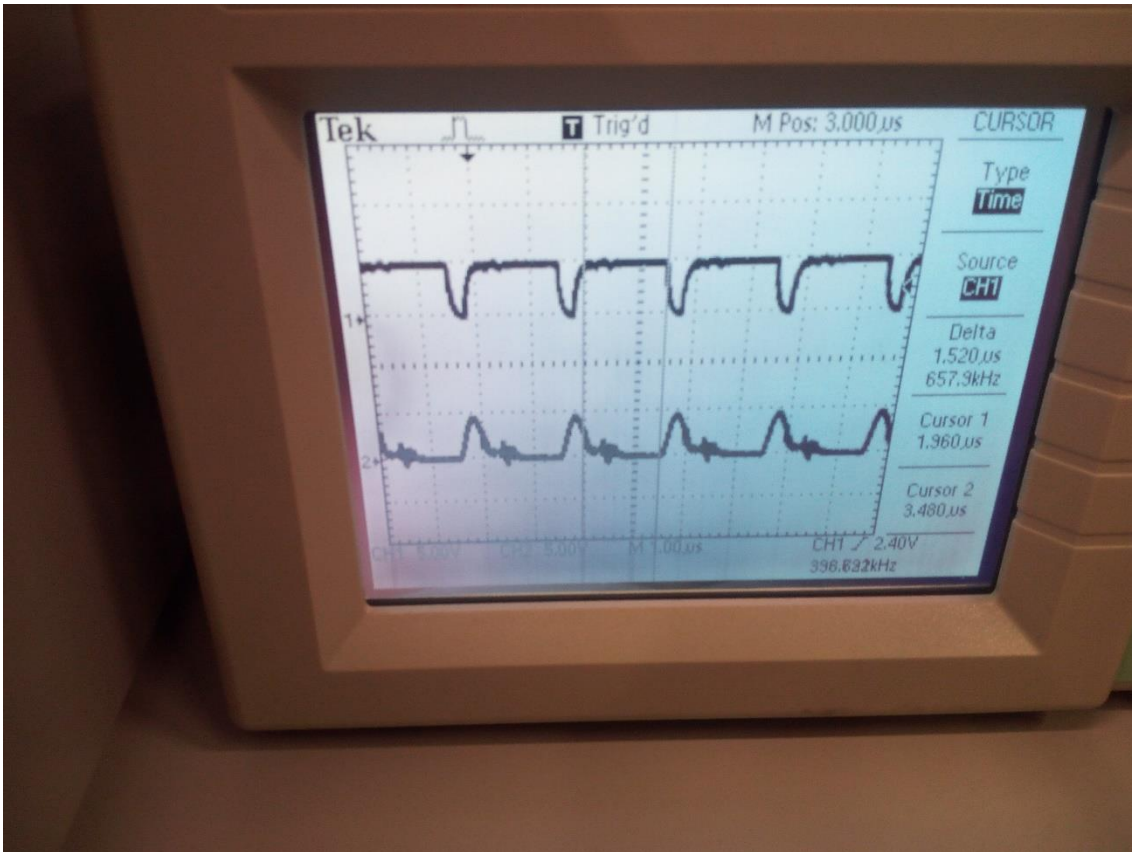


Figura 4.32. Ondas de entrada al driver con BUZ11, 500 kHz y máximo ancho de pulso.

5 CONCLUSIONES Y FUTURAS TAREAS.

En cuanto al diseño mecánico, sobre todo en lo referente a la estructura de sustentación del motor, hemos aprendido que realizar las uniones con tornillos resulta más eficiente que mediante soldadura, no sólo por evitar tensiones residuales y desajustes de la tolerancia, sino además porque nos da la ventaja de aflojar la estructura para asegurarnos que el motor encaja dentro y luego reapretarla para fijar bien la posición.

Con el uso del driver IR2110 hemos podido experimentar con la tecnología bootstrap para el uso con tensiones flotantes para activar transistores. Este método es simple y de bajo coste, pero tiene el inconveniente de que necesita un tiempo para la carga del condensador, reduciendo sustancialmente el rango de ancho de pulso empleable en altas frecuencias, siendo nuestro objetivo llegar a poder trabajar a 1 MHz, podrían verse otras alternativas que permitieran un ancho de pulso mayor para futuros trabajos.

Después de realizar las pruebas y cálculos del circuito de potencia a elevadas frecuencias, podemos decir que el tiempo de respuesta del transistor será un factor determinante, en primer lugar y como parece más obvio, al tener un mejor tiempo de respuesta las ondas tendrán tiempo suficiente para llegar a sus valores finales alto y bajo para un correcto funcionamiento del circuito. En segundo lugar, unos tiempos de conmutación menores reducirán también sustancialmente la potencia disipada. La mayor rapidez de respuesta del IRFI4212H lo hace

mucho más factible de emplear en nuestro circuito. Aún a pesar de que tengan rápidos tiempos de respuesta, a elevadas frecuencias será siempre importante trabajar con disipadores térmicos en los transistores, pues un leve aumento de la corriente prevista supone un aumento considerable en la potencia disipada pudiendo provocar daños irreparables.

Algunas tareas que quedan pendientes para poder implementar la articulación elástica de este trabajo son:

- Montaje del harmonic drive: introducir el wave generator en el hueco del flexspline, para ello habrá que engrasar y seguir las instrucciones del fabricante.
- Testear el circuito a 1 MHz usando los radiadores adecuados. Buscar posibles alternativas al driver IR2110 para poder trabajar a 1 MHz y testearlas.
- Fabricación de placas de circuito integrado: para acondicionar las señales de los sensores al microcontrolador y para el circuito de potencia.
- Montaje de sensores: montar el encoder a la salida, el acelerómetro y el giróscopo.
- Programación: una vez completado el diseño mecánico y electrónico, podremos controlar nuestra articulación elástica con el uso de PC y microcontrolador.

DOCUMENTO II: CÁLCULOS

1 CÁLCULOS PARA EL MOTOR.

Calcularemos las constantes de tiempo y el coeficiente de fricción viscosa a partir de los datos de la tabla de características.

Tal como viene explicado en el apartado 1.3.3 de la memoria, las constantes de tiempo eléctrica y mecánica vienen dado por las expresiones:

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad \tau_m = \frac{J}{b}$$

Tomamos como criterio para justificar la reducción del orden del sistema el siguiente:

$$\frac{\tau_m}{\tau_e} \geq 100$$

El significado de cada factor puede consultarse en apartado 1.3.1 de la memoria. De la hoja de características del motor, tenemos que:

$$L = 0.644 \text{ mH} \quad R = 1.41 \Omega \quad \tau_m = 3.13 \text{ ms} \quad J = 1340 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$$

$$\tau_e = \frac{0.644 \cdot 10^{-3}}{1.41} = 0.457 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 0.457 \text{ ms}$$

$$\frac{\tau_m}{\tau_e} = \frac{3.13}{0.457} = 6.85$$

Con lo cual en nuestro caso no se cumple la condición de reducción del orden.

A partir de la constante de tiempo mecánica podemos obtener el coeficiente de fricción viscosa que nos servirá para hallar el par de fricción viscosa.

$$b = \frac{J}{\tau_m} \quad J = \frac{1340}{1000} \cdot 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 = 1.34 \cdot 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$b = \frac{1.34 \cdot 10^{-4}}{3.13 \cdot 10^{-3}} = 0.0428 \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\text{s}}$$

2 CÁLCULOS DE TORNILLERÍA.

Para el diseño mecánico se han calculado los distintos tornillos que se emplean en cada una de las piezas. Estos tornillos se ven sometidos a distintos esfuerzos los cuales habrá que comprobar que son capaces de soportar. En nuestro proyecto el diámetro de los tornillos deberá ajustarse al escogido en el diseño según las dimensiones de los orificios de motor, HD u orificios roscados en las piezas, y deberemos determinar la clase que soporte los esfuerzos dados. En nuestro sistema los esfuerzos que vamos a encontrarnos son básicamente los provocados por el momento torsor y por el peso de los elementos.

2.1 Análisis de los momentos torsores.

Para analizar los momentos torsores supondremos que el sistema no trabaja en vacío, sino que existe un par resistente externo igual al par motriz que se provoca, existiendo entonces un

momento de reacción que inducirá esfuerzos en las distintas partes del sistema que habrá que tener en cuenta.

En primer lugar, el par motriz nominal del motor, de su hoja de características:

$$T_{m1} = 0.888 \text{ N} \cdot \text{m}$$

El factor de reducción de nuestro HD:

$$i = 160$$

Por tanto, a la salida del HD tendremos un par de:

$$T_{m2} = 160 \cdot 0.888 = 142.08 \text{ N} \cdot \text{m}$$

Que será igual al par resistente externo que supondremos aplicado.

$$T_{res} = T_{m2} = 142.08 \text{ N} \cdot \text{m}$$

A partir de la velocidad nominal del motor y el factor de reducción también podemos obtener la velocidad a la salida del HD:

$$\omega_n = 2470 \text{ rpm} = \frac{2470 \cdot 2 \cdot \pi \text{ rad}}{60 \text{ s}} = 258.66 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{sal} = \frac{\omega_n}{i} = \frac{258.66}{160} = 1.62 \text{ rad/s}$$

2.2 Pesos de los elementos.

Para algunos cálculos habrá que tener en cuenta el peso tanto del motor como del HD.

Peso del motor:

$$m_{mot} = 2.12 \text{ kg} \quad W_{mot} = 2.12 \cdot 9.81 = 20.8 \text{ N}$$

Peso del HD:

$$m_{HD} = 3.32 \text{ kg} \quad W_{HD} = 3.32 \cdot 9.81 = 32.57 \text{ N}$$

2.3 Cálculo de tornillos.

Empleamos tornillos métricos, cuyas dimensiones normalizadas y clases se muestran en la tabla 2.1. Podemos distinguir entre series de paso grueso o paso fino, para nuestra aplicación escogeremos siempre paso grueso. La tabla 2.2 nos muestra el límite elástico, el límite de fluencia y el límite de rotura a la tracción según la clase de tornillo, así como los diámetros disponibles para cada clase.

Para la tabla 2.1:

- d → diámetro nominal
- p → paso o distancia entre filetes
- A_t → área transversal de tracción
- A_r → área transversal para el diámetro menor

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

NOMINAL MAJOR DIAMETER d	COARSE-PITCH SERIES			FINE-PITCH SERIES		
	PITCH p	TENSILE-STRESS AREA A_t	MINOR-DIAMETER AREA A_r	PITCH p	TENSILE-STRESS AREA A_t	MINOR-DIAMETER AREA A_r
1.6	0.35	1.27	1.07			
2	0.40	2.07	1.79			
2.5	0.45	3.39	2.98			
3	0.5	5.03	4.47			
3.5	0.6	6.78	6.00			
4	0.7	8.78	7.75			
5	0.8	14.2	12.7			
6	1	20.1	17.9			
8	1.25	36.6	32.8	1	39.2	36.0
10	1.5	58.0	52.3	1.25	61.2	56.3
12	1.75	84.3	76.3	1.25	92.1	86.0
14	2	115	104	1.5	125	116
16	2	157	144	1.5	167	157
20	2.5	245	225	1.5	272	259
24	3	353	324	2	384	365
30	3.5	561	519	2	621	596
36	4	817	759	2	915	884
42	4.5	1120	1050	2	1260	1230
48	5	1470	1380	2	1670	1630
56	5.5	2030	1910	2	2300	2250
64	6	2680	2520	2	3030	2980
72	6	3460	3280	2	3860	3800
80	6	4340	4140	1.5	4850	4800
90	6	5590	5360	2	6100	6020
100	6	6990	6740	2	7560	7470
110				2	9180	9080

Tabla 2.1. Dimensiones normalizadas en milímetros para roscas métricas.








PROPERTY CLASS	SIZE RANGE, INCLUSIVE	MINIMUM PROOF STRENGTH, MPa	MINIMUM TENSILE STRENGTH, MPa	MINIMUM YIELD STRENGTH, MPa	MATERIAL	HEAD MARKING
4.6	M5-M36	225	400	240	Low or medium carbon	
4.8	M1.6-M16	310	420	340	Low or medium carbon	
5.8	M5-M24	380	520	420	Low or medium carbon	
8.8	M16-M36	600	830	660	Medium carbon, Q&T	
9.8	M1.6-M16	650	900	720	Medium carbon, Q&T	
10.9	M5-M36	830	1040	940	Low-carbon martensite, Q&T	
12.9	M1.6-M36	970	1220	1100	Alloy, Q&T	

Tabla 2.2. Propiedades mecánicas según clase de material del tornillo.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

El diámetro y paso de los tornillos ya vienen dados en principio por las condiciones de diseño, por lo que vamos a calcular la clase de éstos.

Vistos los esfuerzos que soportan, habrá que comprobar que los tornillos resisten el esfuerzo cortante y se deberá cumplir la siguiente condición:

$$0.577 \cdot S_y \geq N_s \cdot S_Q$$

Donde:

- S_y → límite de fluencia del tornillo, según clase
- N_s → factor de seguridad
- S_Q → tensión cortante en el tornillo

El factor de seguridad se tomará de 2.

$$N_s = 2$$

La tensión cortante se obtiene de la ecuación:

$$S_Q = \frac{Q}{A_Q}$$

- Q → resultante de fuerzas en el plano cortante
- A_Q → área de cortante en el tornillo

El área de cortante en el tornillo se puede tomar igual al área del diámetro menor del tornillo, obtenida de la tabla 2.1.

$$A_Q = A_r$$

Sustituyendo llegamos a la expresión:

$$S_y \geq \frac{2 \cdot Q}{0.577 \cdot A_r} = 3.47 \cdot \frac{Q}{A_r}$$

Además del tornillo habrá que comprobar que el material de la pieza es lo bastante resistente para estos esfuerzos, lo que se realizará mediante la comprobación a aplastamiento basada en el Código Técnico de la Edificación (CTE):

$$f_y \geq N_s \cdot \frac{Q}{d \cdot t}$$

Donde:

- f_y → límite a fluencia del material de las piezas
- d → diámetro del agujero
- t → espesor de la pieza en la zona de unión
- N_s → factor de seguridad

El material de nuestras piezas es aluminio pero sin especificar el tipo en principio. Calcularemos el límite de fluencia mínimo necesario para el material y de ahí escogeremos el tipo de aluminio que nos pueda servir en función de características mecánicas y rentabilidad. Sustituyendo el factor de seguridad en 2:

$$f_y \geq \frac{2 \cdot Q}{d \cdot t}$$

Existen otras comprobaciones cuando los tornillos están sometidos a tracción, no siendo éste el caso de nuestro proyecto, se omitirán dichas comprobaciones.

2.3.1 Obtención de los esfuerzos en los tornillos.

Seguidamente veremos los esfuerzos en los tornillos que forman el diseño mecánico. Nos referiremos siempre a los tornillos que unen las piezas a los elementos que soportan esfuerzos de torsión, es decir el motor y el HD. Los tornillos empleados para unir piezas entre sí no están sometidos a esfuerzos a tener en cuenta para los cálculos.

2.3.1.1 Tornillos del enganche delantero.

Las características de estos tornillos son:

$$M5 \times 0.8 \rightarrow d = 5 \text{ mm} \quad p = 0.8 \text{ mm} \quad A_t = 14.2 \text{ mm}^2 \quad A_r = 12.7 \text{ mm}^2$$

Estos tornillos se ven sometidos al momento torsor a la salida del motor así como al peso del motor. Aplicando la ecuación de equilibrio de momentos torsores, hallamos el momento interno de reacción.

$$\sum \bar{T} = 0 \rightarrow T_m - T_R = 0 \rightarrow T_R = T_m = 0.888 \text{ N} \cdot \text{m}$$

De aquí obtenemos la fuerza tangencial a la que se ven sometidos los tornillos:

$$F_t = \frac{T_R}{r} \quad r = 24 \text{ mm} \quad F_t = \frac{0.888}{0.024} = 37 \text{ N}$$

Si esta fuerza se reparte por igual entre los dos tornillos:

$$F_{t-tor} = \frac{F_t}{n} = \frac{37}{2} = 18.5 \text{ N}$$

Para hallar la influencia del peso del motor, lo modelamos como viga biapoyada, con el peso como carga puntual aplicada en el centro:

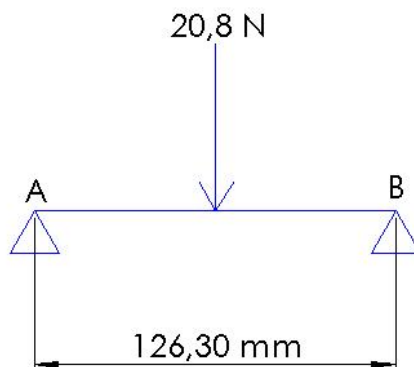


Figura 2.1. Peso del motor sobre la estructura.

Aplicando el equilibrio de fuerzas verticales y de momentos:

$$\sum \bar{F}_y = 0 \rightarrow R_{Ay} - 20.8 + R_{By} = 0 \rightarrow R_{By} = 20.8 - R_{Ay}$$

$$\sum \bar{M}_B = 0 \rightarrow R_{Ay} \cdot \frac{126.3}{1000} - 20.8 \cdot \frac{126.3}{2 \cdot 1000} = 0 \rightarrow R_{Ay} = \frac{20.8}{2} = 10.4 \text{ N}$$

$$R_{By} = 20.8 - 10.4 = 10.4 \text{ N}$$

Siendo R_{Ay} y R_{By} equivalente a la fuerza que ejerce el peso del motor en los tornillos tanto delanteros como traseros. Si la fuerza se reparte por igual entre los dos tornillos del enganche delantero:

$$R_{W-tor} = \frac{R_W}{n} = \frac{10.4}{2} = 5.2 \text{ N}$$

De los dos tornillos, tomamos el caso de aquel cuya fuerza tangencial tenga una componente vertical hacia abajo, pues la fuerza total resultante será mayor y tendremos el caso más desfavorable. Las fuerzas sobre el tornillo quedan como se muestra en la figura 2.2.

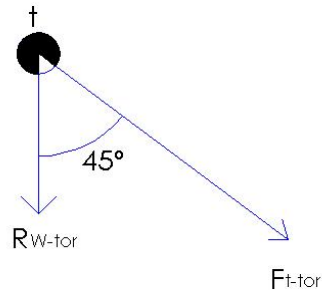


Figura 2.2. Fuerzas sobre el tornillo en el enganche delantero.

Calculamos la fuerza total resultante sobre el tornillo:

$$F_{T-tor-x} = F_{t-tor} \cdot \text{sen}45 = 18.5 \cdot \text{sen}45 = 13.08 \text{ N}$$

$$F_{T-tor-y} = R_{W-tor} + F_{t-tor} \cdot \text{cos}45 = 5.2 + 18.5 \cdot \text{cos}45 = 18.28 \text{ N}$$

$$F_{T-tor} = \sqrt{13.08^2 + 18.28^2} = 22.48 \text{ N} = Q$$

2.3.1.2 Tornillos del enganche trasero.

Las características de estos tornillos son:

$$M4 \times 0.7 \rightarrow d = 4 \text{ mm} \quad p = 0.7 \text{ mm} \quad A_t = 8.78 \text{ mm}^2 \quad A_r = 7.75 \text{ mm}^2$$

Estos tornillos se ven sometidos al momento torsor a la salida del motor, aplicando la ecuación de equilibrio para momentos torsores obtenemos el par interno de reacción.

$$\sum \bar{T} = 0 \rightarrow T_m - T_R = 0 \rightarrow T_R = T_m = 0.888 \text{ N} \cdot \text{m}$$

De aquí obtenemos la fuerza tangencial a la que se ven sometidos los tornillos:

$$F_t = \frac{T_R}{r} \quad r = 26.5 \text{ mm} \quad F_t = \frac{0.888}{0.0265} = 33.51 \text{ N}$$

Si esta fuerza se reparte por igual entre los dos tornillos:

$$F_{t-tor} = \frac{F_t}{n} = \frac{33.51}{2} = 16.75 \text{ N}$$

La fuerza que ejerce el peso sobre el tornillo será igual que en el enganche delantero:

$$R_{W-tor} = 5.2 \text{ N}$$

Como antes, escogemos el tornillo más desfavorable y calculamos la fuerza resultante total:

$$F_{T-tor-x} = F_{t-tor} \cdot \text{sen}42 = 11.21 \text{ N}$$

$$F_{T-tor-y} = R_{W-tor} + F_{t-tor} \cdot \text{cos}42 = 5.2 + 12.45 = 17.65 \text{ N}$$

$$F_{T-tor} = \sqrt{11.21^2 + 17.65^2} = 20.91 \text{ N} = Q$$

2.3.1.3 Tornillos del enganche a wave generator.

Las características de estos tornillos son:

$$M5 \times 0.8 \rightarrow d = 5 \text{ mm} \quad p = 0.8 \text{ mm} \quad A_t = 14.2 \text{ mm}^2 \quad A_r = 12.7 \text{ mm}^2$$

Estos tornillos únicamente se ven sometidos al esfuerzo del momento torsor a la entrada del HD. Aplicando la ecuación de equilibrio de momentos torsores hallamos el momento interno de reacción:

$$\sum \bar{T} = 0 \rightarrow T_m - T_R = 0 \rightarrow T_R = T_m = 0.888 \text{ N} \cdot \text{m}$$

De aquí obtenemos la fuerza tangencial a la que se ven sometidos los tornillos:

$$F_t = \frac{T_R}{r} \quad r = 25.05 \text{ mm} \quad F_t = \frac{0.888}{0.02505} = 35.45 \text{ N}$$

Si esta fuerza se reparte por igual entre cada uno de los 4 tornillos:

$$F_{t-tor} = \frac{F_t}{n} = \frac{35.45}{4} = 8.86 \text{ N} = Q$$

Que será la fuerza cortante total aplicada por tornillo.

2.3.1.4 Tornillos del enganche a circular spline.

Para la sujeción del circular spline contamos con tres tornillos cuyas características son:

$$M6 \times 1 \rightarrow d = 6 \text{ mm} \quad p = 1 \text{ mm} \quad A_t = 20.1 \text{ mm}^2 \quad A_r = 17.9 \text{ mm}^2$$

Y la clase la tendremos que determinar a partir de los esfuerzos a los que se ven sometidos. Para hallar estos esfuerzos, dibujamos el diagrama de sólido libre (DSL) del circular spline, con los tornillos t1, t2 y t3 como se muestra en la figura 2.3.

En la entrada al HD tenemos aplicado el par motor y a la salida el par resistente externo que recordemos es mayor debido al factor de reducción. Teniendo en cuenta que en un harmonic drive el sentido de giro en la salida cambia respecto al que es en la entrada, resultará que este par resistente tiene el mismo sentido que el par motor. Con la ecuación de equilibrio de momentos torsores, hallamos el torsor de reacción al cual se ve sometido:

$$\sum \bar{T} = 0 \rightarrow T_m + T_r - T_R = 0 \rightarrow T_R = T_m + T_r = 0.888 + 142.08 = 142.97 \text{ N} \cdot \text{m}$$

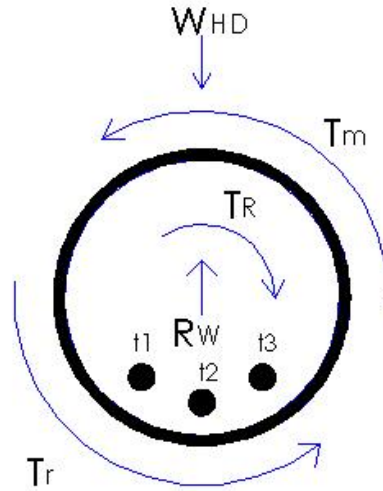


Figura 2.3. Diagrama de sólido libre del circular spline.

Por tanto, la fuerza tangencial debida al torsor que soportarán los pernos es:

$$F_t = \frac{T_R}{r} \quad r = 79.03 \text{ mm} = 0.079 \text{ m} \quad F_t = \frac{142.97}{0.079} = 1809.75 \text{ N}$$

Considerando que se reparte por igual en los tres tornillos:

$$F_{t-tor} = \frac{F_t}{n} = \frac{1809.75}{3} = 603.25 \text{ N}$$

El peso del HD está soportado por la base que se apoya directamente en el suelo, no obstante por seguridad supondremos que los tornillos absorben esa fuerza. Aplicando la ecuación de equilibrio para fuerzas en el eje vertical:

$$\sum \vec{F}_y = 0 \rightarrow W_{HD} - R_W = 0 \rightarrow R_W = W_{HD} = 32.57 \text{ N}$$

Considerando que reparte por igual entre los 3 tornillos:

$$R_{W-tor} = \frac{R_W}{n} = \frac{32.57}{3} = 10.86 \text{ N}$$

Por lo tanto tendremos tornillos sometidos a esfuerzo cortante debido al peso del HD y al momento torsor. La dirección de la fuerza tangencial es distinta según el tornillo que analicemos, siendo el caso más desfavorable el del tornillo t1, en el cual esta fuerza tangencial tiene una componente vertical hacia abajo que se sumará a la fuerza provocada por el peso, obteniendo la resultante mayor de los tres casos, como se ilustra en la figura 2.4. Se comprobará este tornillo más desfavorable a cortante y como es lógico si este cumple los demás también, pues emplearemos el mismo diámetro y clase para los tres.

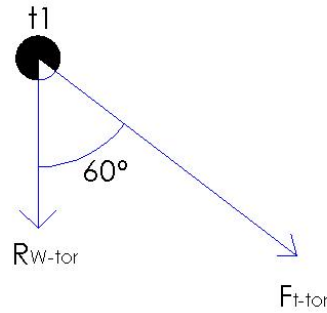


Figura 2.4. Fuerzas en el tornillo del circular spline.

La componente horizontal de la fuerza total resultante será:

$$F_{T-tor-x} = F_{t-tor} \cdot \text{sen}60 = 603.25 \cdot \text{sen}60 = 522.43 \text{ N}$$

La componente vertical de la fuerza total resultante:

$$F_{T-tor-y} = F_{t-tor} \cdot \text{cos}60 + R_{W-tor} = 603.25 \cdot \text{cos}60 + 10.86 = 312.49 \text{ N}$$

El valor de la fuerza total resultante en el tornillo:

$$F_{T-tor} = \sqrt{522.43^2 + 312.49^2} = 608.76 \text{ N} = Q$$

2.3.1.5 Tornillos del enganche a flexspline.

En el disco que engancha al flexspline tenemos 6 tornillos cuyas características son:

$$M6 \times 1 \rightarrow d = 6 \text{ mm} \quad p = 1 \text{ mm} \quad A_t = 20.1 \text{ mm}^2 \quad A_r = 17.9 \text{ mm}^2$$

Los esfuerzos en este caso son los mismos que para el circular spline, obteniendo un par torsor y una fuerza debida al peso de:

$$T_R = 142.97 \text{ N} \cdot \text{m} \quad R_W = 32.57 \text{ N}$$

La fuerza tangencial debida al torsor que soportarán los pernos es:

$$F_t = \frac{T_R}{r} \quad r = 60 \text{ mm} = 0.06 \text{ m} \quad F_t = \frac{142.97}{0.06} = 2382.83 \text{ N}$$

Considerando que se reparte por igual en los seis tornillos:

$$F_{t-tor} = \frac{F_t}{n} = \frac{2382.83}{6} = 397.14 \text{ N}$$

Y la fuerza en cada tornillo debida al peso:

$$R_{W-tor} = \frac{R_W}{n} = \frac{32.57}{6} = 5.43 \text{ N}$$

Al estar la pieza en movimiento, la resultante más desfavorable se dará en el momento en que la fuerza tangencial sea completamente vertical hacia abajo, sumándose directamente a la fuerza del peso.

$$F_{T-tor} = F_{t-tor} + R_{W-tor} = 397.14 + 5.43 = 402.57 \text{ N} = Q$$

2.3.2 Comprobación a cortante.

Recordemos la condición a cortante a partir de la cual hallaremos el límite a fluencia mínimo del tornillo y por lo tanto su clase:

$$S_y \geq 3.47 \cdot \frac{Q}{A_r}$$

	Comprobación a cortante				
	Q [N]	Ar [mm ²]	(3.47*Q)/Ar [Mpa]	Clase	Sy (Mpa)
Enganche delantero	22,48	12,7	6,14	4.6	240
Enganche trasero	20,91	7,75	9,36	4.8	340
Enganche a wave generator	8,86	12,7	2,42	4.6	340
Enganche a circular spline	608,76	17,9	118,01	4.6	240
Enganche a flexspline	402,57	17,9	78,04	4.6	240

Tabla 2.3. Comprobación a cortante de los tornillos.

2.3.3 Comprobación a aplastamiento.

Recordemos la condición que se debe cumplir y que definirá la tensión mínima a fluencia del material para cada pieza:

$$f_y \geq \frac{2 \cdot Q}{d \cdot t}$$

	Comprobación a aplastamiento			
	Q [N]	d [mm]	t [mm]	(2*Q)/(d*t) [Mpa]
Enganche delantero	22,48	7	10	0,642
Enganche trasero	20,91	6	10	0,697
Enganche a wave generator	8,86	7	10	0,253
Enganche a circular spline	608,76	8,5	10	14,324
Enganche a flexspline	402,57	8	10	10,064

Tabla 2.4. Comprobación a aplastamiento del material de las piezas.

Tomando el valor máximo como general para todas las piezas, se extrae la condición que deberá cumplir el material:

$$f_y \geq 14,324 \text{ N/mm}^2$$

3 CÁLCULOS PARA SENSORES.

3.1 Encoder.

A la hora de elegir encoder, debemos tener en cuenta el error mínimo de posición que deseamos tener, lo que nos dará la resolución mínima que debemos escoger. Tomando un error mínimo de 1°, tenemos:

$$CPR_{min} = \frac{360}{1} = 360$$

Luego la condición que buscamos es:

$$CPR \geq 360$$

Además deberemos calcular la frecuencia eléctrica a la que podrá trabajar el encoder, que deberá ser menor que la máxima dada en la hoja de datos. La podemos obtener a partir de la velocidad máxima del motor en vacío y la resolución de encoder. Comprobaremos tanto para la entrada como para la salida.

$$\omega_{e-max} = 2690 \text{ rpm} \quad \omega_{s-max} = \frac{2690}{160} = 16.81 \text{ rpm}$$
$$f = \frac{\omega_{max}}{60} \cdot CPR$$

Tanto a la entrada como a la salida tenemos estas condiciones:

$$CPR = 500 \quad f_{max} = 100 \text{ kHz}$$

En la entrada:

$$f_{min} = \frac{2690}{60} \cdot 500 = 22416.67 \text{ Hz} < 100 \text{ kHz}$$

Si cumple en la entrada en la salida obviamente también:

$$f_{min} = \frac{16.81}{60} \cdot 500 = 140.1 \text{ Hz} < 100 \text{ kHz}$$

Quedan verificados los encoders elegidos.

3.2 Acelerómetro.

Vamos a calcular cual debe ser la distancia mínima del sensor al centro de rotación de la articulación, a partir del rango de medida y de la máxima aceleración normal alcanzable, tanto para entrada como para la salida. El cálculo no será realizado para la aceleración tangencial pues desconocemos la aceleración angular máxima alcanzable por el motor. Recordemos la expresión mencionada en el apartado 2.3.1.2 de la memoria:

$$a_n = \omega^2 \cdot R$$

De la hoja de características del motor, obtenemos la velocidad máxima sin carga:

$$\omega_0 = 2690 \text{ rpm}$$

El rango de medición del sensor recordemos es:

$$\pm 2g = \pm 2 \cdot 9.81 = \pm 19.62 \text{ m/s}^2$$

La condición a cumplir será:

$$a_{nmax} \leq 19.62 \text{ m/s}^2$$

Tenemos que tener en cuenta el radio mínimo y máximo posible debido a las limitaciones geométricas. Puesto que los sensores están instalados en la superficie del disco del enganche a flexspline, el radio mínimo vendrá limitado por el eje de 4 mm (ver plano 9) más si suponemos que la masa de pruebas se sitúa justo en el centro del encapsulado del sensor, tenemos:

$$R_{min} = 2 + 1.5 = 3.5 \text{ mm}$$

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

El radio máximo por razones geométricas vendrá delimitado por la cabeza de los tornillos en la superficie de la pieza. Teniendo en cuenta que la circunferencia que define el centro de los tornillos tiene un radio de 60 mm y la distancia entre puntas del hexágono en tornillo DIN 933 de métrica 6 es de 11.05 mm (ver planos 9 y 10):

$$R_{max} = 60 - \frac{11.05}{2} = 54.47 \text{ mm}$$

Con lo cual ya tenemos el rango de R según las características geométricas. Este rango es para salida, mientras que para la entrada no se ha propuesto un montaje debido a las razones aludida en el apartado 2.3.1.2 de la memoria.

Las velocidades máximas a la entrada y salida del motor serán respectivamente:

$$\omega_{e-max} = \frac{2690}{60} \cdot 2 \cdot \pi = 281.7 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad \omega_{s-max} = \frac{281.7}{160} = 1.76 \text{ rad/s}$$

A la entrada del sistema:

$$a_{nmax} = 281.7^2 \cdot R_e \leq 19.62 \rightarrow R_e \leq \frac{19.62}{281.7^2} = 2.47 \cdot 10^{-4} \text{ m} = 0.247 \text{ mm}$$

Lo que nos dice este resultado es que si a la entrada pretendemos medir todo el rango de aceleraciones normales posibles, tendremos que instalar el sensor justo en el centro de rotación del motor, lo que será una importante dificultad añadida a la ya mencionada en la memoria a la hora de colocar el sensor en la entrada de la articulación.

A la salida de la articulación:

$$a_{nmax} = 1.76^2 \cdot R_e \leq 19.62 \rightarrow R_e \leq \frac{19.62}{1.76^2} = 6.33 \text{ m} = 6330 \text{ mm}$$

Con lo cual no tendremos problemas a la hora de instalar el acelerómetro en la salida y medir todo el rango de aceleraciones normales, pudiendo realizar el montaje con cualquier valor de R dentro de los límites geométricos calculados.

3.3 Giróscopo.

Comprobaremos si el rango de velocidad de giro de nuestro giróscopo es mayor que la velocidad máxima en el eje de medición, tanto a la entrada como a la salida.

$$\omega_{giroscopo} \geq \omega_{max}$$

Las velocidades máximas en dps a la entrada y salida del motor son respectivamente:

$$\omega_{e-max} = \frac{2690}{60} \cdot 360 = 16140 \text{ dps} \quad \omega_{s-max} = \frac{16.81}{60} \cdot 360 = 100.86 \text{ dps}$$

De la hoja de características del sensor:

$$\omega_{giroscopo} = 1000 \text{ dps} < 16140 \text{ dps} \rightarrow \text{no cumple}$$

$$\omega_{giroscopo} = 1000 \text{ dps} > 100.86 \text{ dps}$$

Tenemos que nuestro giróscopo es válido para la salida pero no para la entrada del sistema. A las dificultades presentes para instalar giróscopo en la entrada se añade la necesidad de encontrar uno de rango mucho mayor.

4 CÁLCULO DEL ACOPLAMIENTO DE EJES.

Debemos comprobar que el momento torsor que es capaz de aguantar esta pieza sin que haya deslizamiento entre las partes es mayor al par a la salida del motor.

La condición requerida es:

$$T_{peak} \geq N_s \cdot T_R$$

Siendo N_s el factor de servicio que para cargas de arranque/parada como será en nuestra aplicación, se toma 2. Siendo $T_R = 0.888 N \cdot m$, comprobamos que la condición requerida se cumple:

$$T_{peak} \geq 2 \cdot 0.888 = 1.78 N \cdot m$$

De la hoja de características podemos ver que el momento máximo soportado (Peak torque) para la referencia 555.25 es:

$$T_{peak} = 2 N \cdot m > 1.78 N \cdot m$$

Queda verificado nuestro acoplamiento.

5 CÁLCULO DE LA VELOCIDAD DE CORTE DE MECANIZADO.

Para calcular la velocidad de corte necesaria nos valemos de la siguiente fórmula:

$$V \left(\frac{mm}{min} \right) \leq C_x \cdot N_{lab} \cdot \omega (rpm)$$

- V : velocidad de corte.

- C_x : carga de la viruta. Es un factor que nos ayuda a determinar la máxima velocidad de corte sin que la herramienta se caliente en exceso, y varía según el material y el diámetro de la herramienta. Para aluminio y herramientas entre 4 y 8 mm de diámetro se puede tomar $C_x = 0.15$ y para 2 mm (fresa roscadora) tomaremos $C_x = 0.05$

- N_{lab} : número de labios de la herramienta. Suponemos todas las herramientas de un labio, excepto la fresa roscadora que será de 4 labios.

- ω : velocidad de giro del husillo, en este caso 1750 rpm.

Para todas las herramientas excepto fresa roscadora, tenemos:

$$V \leq 0.15 \cdot 1 \cdot 1750 = 262.5 \text{ mm/min}$$

Para la fresa roscadora:

$$V \leq 0.05 \cdot 4 \cdot 1750 = 350 \text{ mm/min}$$

Tomaremos para todos los casos:

$$V = 250 \text{ mm/min}$$

6 CÁLCULOS DEL CIRCUITO DE POTENCIA.

6.1 Influencia de los tiempos de respuesta según frecuencia.

A partir de los tiempos de respuesta de los diferentes componentes por los que va pasando la onda (driver, inversor y transistor) queremos saber la anchura de pulso mínima y máxima que nos permitirá llegar por completo al valor alto y bajo respectivamente.

La onda pasará en primer lugar por el circuito inversor, cuyos tiempos de respuesta son:

$$t_{d(on)} = t_{d(off)} = 55 \text{ ns} \quad t_r = t_f = 100 \text{ ns}$$

Tras ello, pasará por el driver, con tiempos de respuesta de:

$$t_{d(on)} = 120 \text{ ns} \quad t_r = 25 \text{ ns} \quad t_{d(off)} = 94 \text{ ns} \quad t_f = 17 \text{ ns}$$

Por último antes de llegar a la carga, pasará por el transistor. Haremos los cálculos para los dos transistores:

- Para el IR4212H tenemos:

$$t_{d(on)} = 4.7 \text{ ns} \quad t_r = 9.5 \text{ ns} \quad t_{d(off)} = 8.3 \text{ ns} \quad t_f = 4.3 \text{ ns}$$

Llamaremos $t_{on,carga}$ y $t_{off,carga}$ a los tiempos de respuesta totales de subida y bajada respectivamente desde la señal de entrada hasta la carga.

$$t_{on,carga} = 55 + 100 + 120 + 25 + 4.7 + 9.5 = 314.2 \text{ ns}$$

$$t_{off,carga} = 55 + 100 + 94 + 17 + 8.3 + 4.3 = 278.6 \text{ ns}$$

El tiempo $t_{on,carga}$ es el tiempo que transcurre desde que la PWM generada pasa a nivel bajo, hasta que por la carga hay un nivel alto procedente de la onda invertida, con lo cual este tiempo nos dice el mínimo tiempo que la onda principal generada debe estar el nivel bajo. Luego obtenemos la expresión para el ancho de pulso máximo a partir de $t_{on,carga}$:

$$AP_{max} = T - t_{on,carga}$$

El tiempo $t_{off,carga}$ nos dice el mínimo tiempo que debe permanecer la onda principal, tras un flanco de subida, en nivel alto para que en la carga llegue un nivel bajo procedente de la señal invertida. Por la tanto a partir de $t_{off,carga}$ obtenemos el ancho de pulso mínimo en la onda principal:

$$AP_{min} = t_{off,carga}$$

A partir de estas condiciones podemos calcular el tanto por ciento de ancho de pulso mínimo y máximo posible para los rangos de frecuencia con los que podríamos trabajar.

$$AP(\%) = \frac{AP}{T} \cdot 100$$

Habrà una frecuencia límite a la que los anchos de pulso mínimo y máximo se solapan. Esto se dará cuando el período de la onda sea igual al total de tiempos de respuesta.

$$T_{lim} = t_{on,carga} + t_{off,carga} = 314.2 + 278.6 = 592.8 \text{ ns} = \frac{1}{f_{lim}}$$

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

$$f_{lim} = \frac{1}{592.8 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz} = \frac{1}{592.8 \cdot 10^{-3}} \text{ MHz} = 1.69 \text{ MHz}$$

En la tabla 6.1 podemos ver el resultado de calcular el ancho de pulso mínimo y máximo para distintas frecuencias, sabiendo que a partir de 1.7 MHz se solapan con lo que ya no es conveniente trabajar a frecuencias mayores.

f (kHz)	T (ns)	AP_min (%)	AP_max (%)
50	20000,00	1,39	98,4
100	10000,00	2,78	96,9
200	5000,00	5,57	93,7
500	2000,00	13,92	84,3
1000	1000,00	27,83	68,6
1500	666,67	41,75	52,9
1600	625,00	44,53	49,7

Tabla 6.1 Rango de ancho de pulso según frecuencia con IRFI4212H.

A partir de 500 kHz podemos notar una reducción sustancial del ancho de pulso permitido. Al llegar a 1 Mhz, la frecuencia deseada en este trabajo, el rango ya se ha reducido del 30 al 70 %.

- Para el BUZ11:

$$t_{d(on)} = 40 \text{ ns} \quad t_r = 200 \text{ ns} \quad t_{d(off)} = 220 \text{ ns} \quad t_f = 110 \text{ ns}$$

$$t_{on,carga} = 55 + 100 + 120 + 25 + 40 + 200 = 540 \text{ ns}$$

$$t_{off,carga} = 55 + 100 + 94 + 17 + 220 + 110 = 596 \text{ ns}$$

Calculamos la frecuencia límite:

$$T_{lim} = t_{on,carga} + t_{off,carga} = 540 + 596 = 1136 \text{ ns} = \frac{1}{f_{lim}}$$

$$f_{lim} = \frac{1}{1136 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz} = \frac{1}{1136 \cdot 10^{-3}} \text{ MHz} = 0.88 \text{ MHz}$$

Con el BUZ11 ni siquiera llegamos a un 1 MHz sin que se solapen los tiempos de respuesta, lo que lo deja en mal lugar a la hora de ser elegido en el montaje final. La tabla 6.2 muestra el rango de anchos de pulso según frecuencia:

f (kHz)	T (ns)	AP_min (%)	AP_max (%)
50	20000,00	2,98	97,3
100	10000,00	5,96	94,6
200	5000,00	11,92	89,2
500	2000,00	29,80	73
1000	1000,00	59,60	46

Tabla 6.2 Rango de ancho de pulso según frecuencia con BUZ11.

Estos resultados no deben tomarse al pie de la letra sino de forma orientativa, debido principalmente a estos motivos:

- Los tiempos de respuesta son variables en la práctica: en estos cálculos hemos tomado los valores catalogados como típicos, pudiendo variar en la práctica según las

condiciones. Para algunos dispositivos como el circuito negador vienen también dados los valores máximo de tiempo de respuesta que son el doble que los típicos, con lo que si hubiéramos cogido los máximos el rango de ancho de pulso habría salido más limitado.

- Valores umbral: aunque la señal no llegue a su valor final, mientras traspase el voltaje umbral necesario para cada elemento, la señal llegará adecuadamente hasta la carga, lo que en la práctica supondrá un aumento del rango del ancho de pulso.
- Control con microcontrolador: a la hora de usar el microcontrolador podremos prescindir del tiempo de respuesta del circuito inversor, pues podremos generar dos ondas PWM en perfecta contrafase a través de dos pines de salida, lo que aumentará el rango de ancho de pulso posible.

Cabe recordar también que existe otro factor como es el tiempo de carga necesario para el condensador bootstrap que puede limitar en la práctica todavía más el rango de ancho de pulso, sobre todo en frecuencias elevadas. En el apartado 4.4 de la memoria quedan reflejados los resultados prácticos de rango de ancho de pulso a distintas frecuencias.

6.2 Cálculo del condensador bootstrap.

El fabricante nos da la fórmula para obtener el valor mínimo del condensador bootstrap (nota de aplicación AN-978), que dependerá de los siguientes factores:

- Voltaje de compuerta requerido para activar el transistor.
- Corriente de pérdidas en estático en la circuitería interior de nivel alto.
- Corrientes del circuito interno encargado de subir la señal de nivel bajo a alto.
- Corriente de pérdidas de G a S del transistor.
- Corriente de pérdidas del condensador bootstrap. Este factor lo podemos anular de la ecuación al emplear un condensador cerámico.

$$C \geq \frac{2 \cdot (2 \cdot Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls})}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{min}}$$

- Q_g : carga en G del transistor de lado alto.
- $I_{qbs(max)}$: máxima corriente en estático debida a V_{BS} .
- V_f : caída de tensión en el diodo bootstrap en polarización directa.
- V_{LS} : caída de tensión en el MOSFET de lado bajo.
- V_{min} : voltaje mínimo entre los pines V_B y V_S .
- Q_{ls} : carga requerida para el cambio de nivel bajo a nivel alto.
- f : frecuencia de operación.

De las condiciones de nuestro circuito, tenemos:

$$V_{CC} = 15 V$$

De la hoja de datos del transistor IRFI4212H:

$$Q_g = 18 \text{ nC}$$

De la hoja de datos del diodo:

$$V_f = 1.1 \text{ V}$$

De la hoja de datos del driver IR2110:

$$I_{qbs(\max)} = 230 \text{ }\mu\text{A}$$

Según la nota de aplicación AN-978:

$$Q_{ls} = 5 \text{ nC}$$

Calcularemos la caída de tensión en el transistor de lado bajo a partir de la corriente nominal del motor y la resistencia en conducción entre D y S ($R_{DS(on)}$), del IRFI4212H.

$$V_{LS} = R_{DS(on)} \cdot I_{DS} = 0.06 \cdot 3.73 = 0.224 \text{ V}$$

La tensión mínima entre V_B y V_S la obtendremos según la fórmula dada en la nota de diseño DT04-04.

$$\Delta V_{BS} \leq V_{CC} - V_F - V_{GS(\min)} - V_{DS(\min)} = V_{\min}$$

Tomaremos $V_{GS(\min)}$ como la tensión mínima que activa el sistema de bloqueo por bajo voltaje en V_{BS} en flanco negativo, y que viene dada en la hoja de características del driver:

$$V_{GS(\min)} = V_{BS(UV)-} = 8.2 \text{ V}$$

Supondremos:

$$V_{DS(\min)} = V_{LS} = 0.224 \text{ V}$$

Despejando la mínima tensión entre V_B y V_S :

$$\Delta V_{BS} \leq 15 - 1.1 - 8.2 - 0.224 = 5.47 \text{ V} = V_{\min}$$

La fórmula de la capacitancia bootstrap queda:

$$C \geq \frac{2 \cdot \left(2 \cdot 18 \cdot 10^{-9} + \frac{230 \cdot 10^{-6}}{f} + 5 \cdot 10^{-9} \right)}{15 - 1.1 - 0.224 - 5.47} = \frac{82 \cdot 10^{-9} + \frac{460 \cdot 10^{-6}}{f}}{8.21} \text{ F}$$

Multiplicando por 10^9 obtenemos la capacitancia en nanofaradios:

$$C \geq \frac{82 + \frac{460000}{f}}{8.21} \text{ nF} = \frac{82 \cdot f + 460000}{8.21} = \frac{82 \cdot f + 460000}{8.21 \cdot f} = 9.99 + \frac{56029.23}{f} \text{ nF}$$

La siguiente tabla muestra la capacidad mínima del condensador bootstrap en función de la frecuencia:

f (kHz)	C (nF)
0,05	1130,57
0,1	570,28
0,5	122,05
1	66,02
5	21,20
10	15,59
20	12,79
50	11,11
75	10,74
100	10,55
150	10,36
200	10,27
300	10,18
500	10,10
750	10,06
1000	10,05

Tabla 6.3 Capacitancia bootstrap mínima según frecuencia.

Conforme aumenta la frecuencia el factor de la ecuación dividido por esta tiene menos peso, experimentando mínimas variaciones la capacitancia mínima a partir de 75 kHz, manteniéndose muy próxima a los 10 nF. Podemos concluir que con el condensador de 100 nF tenemos capacidad de sobra para los rangos de frecuencia en los que nos vamos a manejar, que serán a partir de 100 kHz y hasta un 1 MHz.

6.3 Cálculo de la potencia disipada por el driver.

En este apartado obtendremos la expresión de la potencia total disipada por el driver en función de la frecuencia de operación, y obtendremos la frecuencia máxima de operación sin que la potencia máxima permitida sea sobrepasada. Las expresiones han sido obtenidas de la nota de aplicación AN-978 de International Rectifier.

La disipación de potencia puede ser un factor determinante a la hora de determinar la máxima frecuencia a la que es posible trabajar. Esta disipación de potencia puede dividirse para el lado alto y el lado bajo, y en cada uno de éstos en estática y dinámica.

- Pérdidas estáticas del lado bajo.

Son producidas por las corrientes estáticas de los voltajes de lado bajo V_{DD} , V_{CC} y V_S . En una aplicación típica de 15 V suelen tomarse de 4 mW.

- Pérdidas dinámicas de lado bajo.

Se deben en primer lugar a la descarga de la G de los transistores, por la fórmula:

$$P_G = 2 \cdot Q_G \cdot f$$

Multiplicamos por dos teniendo en cuenta que estamos activando dos transistores, lado alto y lado bajo. El montaje de resistencias en las G de los transistores reducirá la potencia disipada P_G proporcionalmente al valor de éstas, dependiendo también de la resistencia interna del driver, de la cual no tenemos datos.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

El segundo factor son las pérdidas dinámicas por la conmutación del circuito CMOS interno, dadas por la fórmula:

$$P_{CMOS} = V_{CC} \cdot Q_{CMOS} \cdot f$$

La carga CMOS suele tomarse entre 5 y 30 nC.

- Pérdidas estáticas de lado alto.

Provocadas en mayor medida por las corrientes estáticas en la etapa de cambio de nivel. Depende del valor de V_S y del ciclo de trabajo y siendo conservadores pueden tomar con un valor de 2 mW.

- Pérdidas dinámicas de lado alto.

Hay que tener en cuenta las pérdidas producidas en el circuito interno de cambio de nivel así como la debida a la carga interna C_{b-sub} (ver nota de aplicación AN-978) cada vez que V_S oscila del voltaje de nivel alto a COM.

$$P_{D,SW(HV)} = V_R \cdot Q \cdot f$$

El valor de carga en esta fórmula suele tomarse 7 nC. V_R es el voltaje de nivel alto (el que se conecta al D del MOSFET de nivel alto).

De la hoja de características del driver IR2110, teniendo en cuenta que los modelos que empleamos para nuestro circuito están montados en una envoltura 14 PDIP:

$$P_{Dmax} = 1.6 W$$

La potencia de pérdidas estática de lado bajo será:

$$P_{D,q(LV)} = 0.004 W$$

La potencia de pérdidas dinámica de lado bajo:

$$P_{D,SW(LV)} = P_G + P_{CMOS}$$

$$P_G = 2 \cdot Q_G \cdot f = 2 \cdot 18 \cdot 10^{-9} \cdot f = 36 \cdot 10^{-9} \cdot f$$

$$P_{CMOS} = V_{CC} \cdot Q_{CMOS} \cdot f = 15 \cdot 30 \cdot 10^{-9} \cdot f = 4.5 \cdot 10^{-7} \cdot f$$

$$P_{D,SW(LV)} = 36 \cdot 10^{-9} \cdot f + 4.5 \cdot 10^{-7} \cdot f = 4.86 \cdot 10^{-7} \cdot f$$

La potencia de pérdidas estática de lado alto:

$$P_{D,q(HV)} = 0.002 W$$

La potencia de pérdidas dinámica de lado alto:

$$P_{D,SW(HV)} = V_R \cdot Q \cdot f = 72 \cdot 7 \cdot 10^{-9} \cdot f = 5.04 \cdot 10^{-7} \cdot f$$

La potencia total disipada:

$$P_D = 0.004 + 4.86 \cdot 10^{-7} \cdot f + 0.002 + 5.04 \cdot 10^{-7} \cdot f = 0.006 + 9.9 \cdot 10^{-7} \cdot f$$

La condición que se debe cumplir es:

$$P_D \leq P_{Dmax} \rightarrow 0.006 + 9.9 \cdot 10^{-7} \cdot f \leq 1.6 \rightarrow f \leq \frac{1.6 - 0.006}{9.9 \cdot 10^{-7}} = 1610101 Hz \approx 1.6 MHz$$

Con lo cual en teoría podemos trabajar con nuestro driver con frecuencias de hasta 1.6 MHz sin quemarlo.

6.4 Cálculo de potencia disipada en los transistores.

A partir de las formas de onda de la tensión y corriente en el MOSFET, podemos obtener la potencia disipada.

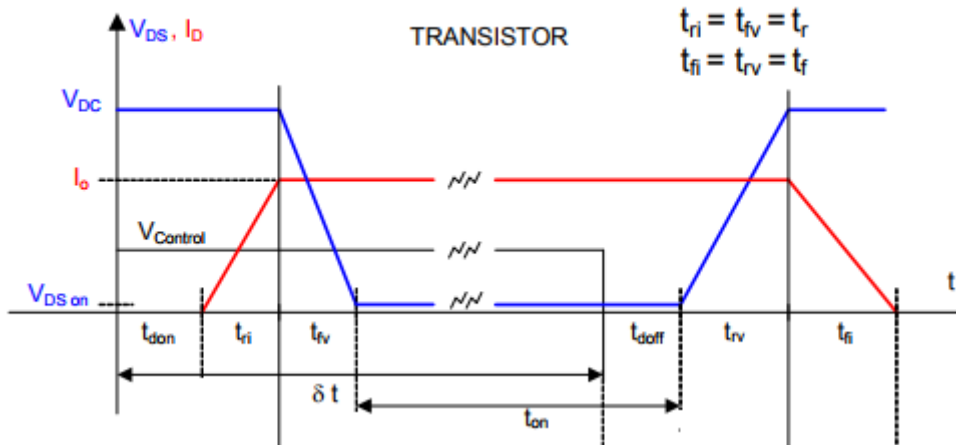


Figura 6.1 Formas de onda de tensión y corriente típicas para MOSFET.

Podemos distinguir entre potencia en conducción y en conmutación. La suma de ambas dará la potencia disipada total.

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \cdot R_{ds(on)} \cdot I_{DS}^2 \cdot (\delta \cdot T - t_{d(on)} - 2 \cdot t_r + t_{d(off)})$$

$$P_{conm} = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{2 \cdot t_r \cdot V_{DS} \cdot I_{DS}}{2} + \frac{2 \cdot t_f \cdot V_{DS} \cdot I_{DS}}{2} \right) = \frac{V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_r + t_f)}{T}$$

El parámetro δ representa el tanto por uno de ancho de pulso. Aunque en el apartado 6.1 se ha calculado el ancho de pulso máximo según frecuencia, no disponemos en principio de ningún limitador que nos prevenga de un momento dado de llevar ancho de pulso más allá de esos límites, por lo que habrá que ponerse en el caso más desfavorable en el que el ancho de pulso es del 100 % y por tanto:

$$\delta = 1$$

A la hora de definir la tensión en el drenador y la corriente por el transistor, distinguiremos entre condiciones de máxima exigencia, que serán para el montaje final de la articulación, y condiciones de prueba, con las que mediremos el rango de ancho pulso y usaremos los radiadores que tenemos disponibles (ver apartado 4.4 de la memoria), por lo que si queremos poder probar altas frecuencias y no tenemos los radiadores necesarios, deberán atenuarse en lo posible las condiciones de máxima exigencia.

Las condiciones de máxima exigencia vendrán dadas por los parámetros nominales del motor:

$$I_{DS} = 3.74 \text{ A} \quad V_{DS} = 72 \text{ V}$$

Aunque recordemos que el BUZ11 sólo soporta 50 V en su drenador, con lo que la tensión máxima será de $V_{DS} = 50 \text{ V}$.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

En las pruebas emplearemos una tensión de 20 V y trabajaremos en vacío. En la práctica se ha medido en el indicador de la fuente regulable como la corriente aumenta al aumentar la frecuencia, llegando a 2.28 A a 500 kHz. Estimaremos para las pruebas una corriente de 2.5 A.

$$I_{DS} = 2.5 \text{ A} \quad V_{DS} = 20 \text{ V}$$

Por su parte los tiempos de respuesta los obtendremos de las hojas de características de los transistores.

La potencia total disipada en el MOSFET será la suma de las pérdidas de conmutación y conducción.

$$P_{D(MOS)} = P_{cond} + P_{conm}$$

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot R_{ds(on)} \cdot I_{DS}^2 \cdot (T - t_{d(on)} - 2 \cdot t_r + t_{d(off)}) + \frac{V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_r + t_f)}{T}$$

Una vez obtenida la potencia disipada según las condiciones que estemos calculando, deberemos comprobar si esa potencia es o no superior a la potencia máxima disipable sin radiador a través de la fórmula:

$$P_{Dmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{th(ja)}}$$

- T_{jmax} : temperatura máxima admisible en la unión semiconductor interior del transistor, dada en la hoja de características.
- T_a : temperatura ambiente, supondremos 40 °C como caso más desfavorable.
- $R_{th(ja)}$: resistencia térmica entre la unión semiconductor y el ambiente, dada en la hoja de características.

En caso de que la potencia máxima disipable sea menor que la disipada, habrá que calcular el radiador necesario empleando la siguiente fórmula:

$$T_a + P_D \cdot (R_{jc} + R_{cr} + R_{ra}) \leq T_{jmax}$$

- R_{jc} : resistencia térmica entre la unión semiconductor y en encapsulado del transistor, viene dada en la hoja de características.
- R_{cr} : resistencia térmica entre en encapsulado y el radiador, tomaremos el valor genérico de 1 °C/W.
- R_{ra} : resistencia térmica entre el radiador y el ambiente, este es el factor que debemos calcular para poder elegir radiador.

Despejando de la ecuación la resistencia de radiador a ambiente:

$$R_{ra} \leq \frac{T_{jmax} - T_a}{P_D} - R_{jc} - R_{cr} = \frac{T_{jmax} - 40}{P_D} - R_{jc} - 1$$

Características transistores								
	tdon (ns)	tr (ns)	tdoff (ns)	tf (ns)	Rdson (Ω)	Tjmax (°C)	Rja (°C/W)	Rjc (°C/W)
IRFI4212H	4,7	9,5	8,3	4,3	0,11	150	65	7,1
BUZ11	40	200	220	110	0,0543	175	62,5	1,67

Tabla 6.4 Características de los transistores para cálculos térmicos.

La resistencia $R_{DS(on)}$ se ha tomado según las gráficas de las hojas de características, para la máxima temperatura de la unión que haya datos.

6.4.1 IRFI4212H en condiciones de máxima exigencia.

La potencia máxima disipable es:

$$P_{Dmax} = \frac{150 - 40}{65} = 1.69 \text{ W}$$

Obtenemos la potencia disipada:

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot 0.11 \cdot 3.74^2 \cdot (T - 4.7 - 2 \cdot 9.5 + 8.3) + \frac{72 \cdot 3.74 \cdot (9.5 + 4.3)}{T}$$

$$P_D = \frac{1.54 \cdot (T - 15.4)}{T} + \frac{3716.1}{T} = \frac{1.54 \cdot T - 23.72 + 3716.1}{T} = \frac{1.54 \cdot T + 3692.4}{T}$$

Multiplicamos el periodo por mil para expresarlo en microsegundos:

$$P_D = \frac{1540 \cdot T + 3692.4}{1000 \cdot T}$$

Potencia disipada IRFI4212H en máxima exigencia		
f (kHz)	T (us)	PD (W)
10	100	1,58
50	20	1,72
100	10	1,91
200	5	2,28
500	2	3,39
1000	1	5,23

Tabla 6.5 Potencia disipada con IRFI4212H en máxima exigencia.

Podemos observar como a 50 kHz ya hemos pasado la potencia máxima disipable y será necesario el uso de radiador. Puesto que queremos llegar a poder trabajar a 1 MHz en estas condiciones, vamos a calcular el radiador necesario:

$$R_{ra} \leq \frac{150 - 40}{5.232} - 7.1 - 1 = 12.92 \text{ °C/W}$$

El radiador que disponemos puede valer para soportar las condiciones de máxima exigencia del circuito usando IRFI4212H, pues su resistencia térmica es $R_{ra} = 9.9 \text{ °C/W}$.

6.4.2 IRFI4212H en condiciones de prueba.

La potencia máxima disipable es:

$$P_{Dmax} = 1.69 \text{ W}$$

Obtenemos la potencia disipada:

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot 0.11 \cdot 2.5^2 \cdot (T - 4.7 - 2 \cdot 9.5 + 8.3) + \frac{20 \cdot 2.5 \cdot (9.5 + 4.3)}{T}$$

$$P_D = \frac{0.685 \cdot (T - 15.4)}{T} + \frac{690}{T} = \frac{0.685 \cdot T - 10.55 + 690}{T} = \frac{0.247 \cdot T + 679.45}{T}$$

Multiplicamos el periodo por mil para expresarlo en microsegundos:

$$P_D = \frac{685 \cdot T + 679.45}{1000 \cdot T}$$

Potencia disipada IRFI4212H en pruebas		
f (kHz)	T (us)	PD (W)
10	100	0,69
50	20	0,72
100	10	0,75
200	5	0,82
500	2	1,02
1000	1	1,36

Tabla 6.6 Potencia disipada con IRFI4212H en condiciones de prueba.

Vemos que para 1 MHz los transistores ya estamos cerca de la potencia máxima disipable aunque no llega. En la práctica al someterlos a 1 MHz y sin disipadores la corriente demandada ha aumentado a más de lo previsto, como se explica en el apartado 4.4.1 de la memoria.

6.4.3 BUZ11 en condiciones de máxima exigencia.

La potencia máxima disipable es:

$$P_{Dmax} = \frac{175 - 40}{62.5} = 2.16 \text{ W}$$

Obtenemos la potencia disipada:

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot 0.11 \cdot 3.74^2 \cdot (T - 40 - 2 \cdot 200 + 220) + \frac{50 \cdot 3.74 \cdot (200 + 110)}{T}$$

$$P_D = \frac{1.54 \cdot (T - 220)}{T} + \frac{57970}{T} = \frac{1.54 \cdot T - 338.8 + 57970}{T} = \frac{1.54 \cdot T + 57631.2}{T}$$

Multiplicamos el periodo por mil para expresarlo en microsegundos:

$$P_D = \frac{1540 \cdot T + 57631.2}{1000 \cdot T}$$

A frecuencias de 50 kHz ya hemos sobrepasado la potencia máxima disipable, por lo que si queremos llegar a 1 MHz con estos transistores será imprescindible el uso de radiador.

Potencia disipada BUZ11 en máxima exigenci		
f (kHz)	T (us)	PD (W)
10	100	2,12
50	20	4,42
100	10	7,30
200	5	13,07
500	2	30,36
1000	1	59,17

Tabla 6.7 Potencia disipada con BUZ11 en máxima exigencia.

$$R_{ra} \leq \frac{175 - 40}{59.17} - 1.67 - 1 = -0.39^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Un valor negativo de resistencia de radiador-ambiente nos dice que aún usando un radiador no será posible emplear este transistor a 1 MHz, cuestión que añadida a los tiempos de respuesta vista el apartado 6.1, lo hace un transistor inadecuado para tan elevada frecuencia.

6.4.4 BUZ11 en condiciones de prueba.

La potencia máxima disipable es:

$$P_{Dmax} = 2.16 \text{ W}$$

Obtenemos la potencia disipada:

$$P_D = \frac{1}{T} \cdot 0.11 \cdot 2.5^2 \cdot (T - 40 - 2 \cdot 200 + 220) + \frac{20 \cdot 2.5 \cdot (200 + 110)}{T}$$

$$P_D = \frac{0.687 \cdot (T - 220)}{T} + \frac{15500}{T} = \frac{0.687 \cdot T - 151.14 + 15500}{T} = \frac{0.687 \cdot T + 15348.9}{T}$$

Multiplicamos el periodo por mil para expresarlo en microsegundos:

$$P_D = \frac{687 \cdot T + 15348.9}{1000 \cdot T}$$

Potencia disipada BUZ11 en pruebas		
f (kHz)	T (us)	PD (W)
10	100	0,84
50	20	1,45
100	10	2,22
200	5	3,76
500	2	8,36
1000	1	16,04

Tabla 6.8 Potencia disipada con BUZ11 en condiciones de prueba.

Para realizar las pruebas con transistor BUZ11 contamos con radiadores disipadores de potencia descritos en apartado 4.2.3 de la memoria.

$$R_{ra} = 9.9^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Sustituyendo en la fórmula de cálculo de radiadores:

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

$$9.9 \leq \frac{175 - 40}{P_D} - 1.67 - 1 = 12.57 \cdot P_D \leq 135 \rightarrow P_D \leq \frac{135}{12.57} = 10.74 \text{ W} < 16.04 \text{ W}$$

Este radiador resulta insuficiente para probar el BUZ11 a 1 MHz, por lo que habría que buscar uno con menor resistencia térmica para hacer la prueba. Si podremos realizar las pruebas hasta 500 kHz.

DOCUMENTO III: ANEXOS

Anexo 1: Programas CNC generados.

1 Base de la estructura.

O0001

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T09 M06

N0040 G00 G90 X52. Y5. S1750 M03

N0050 G43 Z156.3 H09

N0060 G01 Z114.1452 F250. M08

N0070 X52.0847 Y5.1238

N0080 X52.1968 Y5.4572 Z114.1839

N0090 X52.0344 Y5.7797 Z114.2226

N0100 X51.7008 Y5.9181 Z114.2613

N0110 X51.3765 Y5.7818 Z114.3

N0120 X51.0071 Y5.274 Z114.37

N0130 X51.0357 Y4.6381 Z114.44

N0140 X51.4326 Y4.1404 Z114.51

N0150 X52.0462 Y3.971 Z114.58

N0160 X52.6422 Y4.1947 Z114.65

N0170 X52.9929 Y4.726 Z114.72

N0180 X52.9643 Y5.3619 Z114.79

N0190 X52.5674 Y5.8596 Z114.86

N0200 X51.9538 Y6.029 Z114.93

N0210 X51.3765 Y5.7818 Z115.

N0220 X51.1715 Y5.496 Z115.0387

N0230 X51.2322 Y5.14 Z115.0774

N0240 X51.5104 Y4.9099 Z115.1161

N0250 X51.8604 Y4.945 Z115.1548

N0260 X52. Y5.

N0270 G00 Z156.3

N0280 X13.

N0290 G01 Z114.1452

N0300 X13.0847 Y5.1238

N0310 X13.1968 Y5.4572 Z114.1839

N0320 X13.0344 Y5.7797 Z114.2226

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0330 X12.7008 Y5.9181 Z114.2613

N0340 X12.3765 Y5.7818 Z114.3

N0350 X12.0071 Y5.274 Z114.37

N0360 X12.0357 Y4.6381 Z114.44

N0370 X12.4326 Y4.1404 Z114.51

N0380 X13.0462 Y3.971 Z114.58

N0390 X13.6422 Y4.1947 Z114.65

N0400 X13.9929 Y4.726 Z114.72

N0410 X13.9643 Y5.3619 Z114.79

N0420 X13.5674 Y5.8596 Z114.86

N0430 X12.9538 Y6.029 Z114.93

N0440 X12.3765 Y5.7818 Z115.

N0450 X12.1715 Y5.496 Z115.0387

N0460 X12.2322 Y5.14 Z115.0774

N0470 X12.5104 Y4.9099 Z115.1161

N0480 X12.8604 Y4.945 Z115.1548

N0490 X13. Y5.

N0500 G00 Z156.3

N0510 M02

2 Enganche delantero.

O0002

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T02 M06

N0040 T05

N0050 G00 G90 X102.3806 Y46.5421 S1750 M03

N0060 G43 Z15. H02

N0070 G01 Z-2. F250. M08

N0080 Z-5.

N0090 X95.0229 Y46.5001

N0100 X95. Y46.5

N0110 G03 Y18.5 I0.0 J-14.

N0120 G01 X95.0229 Y18.4999

N0130 X102.3824 Y18.4579

N0140 Z-2.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0150 G00 Z15.

N0160 X102.3849 Y46.5421

N0170 G01 Z-7.

N0180 Z-10.

N0190 X95.0229 Y46.5001

N0200 G02 X95. Y46.5 I-.0229 J3.9999

N0210 G03 Y18.5 IO.0 J-14.

N0220 G02 X95.0229 Y18.4999 IO.0 J-4.

N0230 G01 X102.3867 Y18.4579

N0240 Z-7.

N0250 G00 Z15.

N0260 G00 X57.4086 Y52. S1750 M03

N0270 Z15.

N0280 G81 X57.4086 Y52. Z-5. R2.5 F250.

N0290 X57.6023 Y13.

N0300 X4.9393

N0310 X4.93 Y52.0747

N0320 G80

N0330 G91 G28 Z0.0

N0340 T05 M06

N0350 T07

N0360 G00 G90 X57.4086 Y52. S1750 M03

N0370 G43 Z15. H05

N0380 G81 X57.4086 Y52. Z-16.0022 R-2.5 F250.

N0390 X57.6023 Y13.

N0400 X4.9393

N0410 X4.93 Y52.0747

N0420 G80

N0430 G91 G28 Z0.0

N0440 T07 M06

N0450 T02

N0460 G00 G90 X78.0294 Y49.4706 S1750 M03

N0470 G43 Z15. H07

N0480 G81 X78.0294 Y49.4706 Z-14.603 R2.5 F250.

N0490 Y15.5294

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0500 G80

N0510 M02

3 Enganche trasero.

O0003

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T02 M06

N0040 T01

N0050 G00 G90 X93. Y50.7745 S1750 M03

N0060 G43 Z30. H02

N0070 G01 Z-2. F250. M08

N0080 Z-5.

N0090 X86.9159 Y47.4549

N0100 G02 X86.9048 Y47.4488 I-1.9159 J3.5113

N0110 G03 Y17.5512 I8.0952 J-14.9488

N0120 G02 X86.9159 Y17.5451 I-1.9048 J-3.5174

N0130 G01 X93. Y14.2255

N0140 Z-2.

N0150 G00 Z30.

N0160 Y50.7745

N0170 G01 Z-7.

N0180 Z-10.

N0190 X86.9159 Y47.4549

N0200 G02 X86.9048 Y47.4488 I-1.9159 J3.5113

N0210 G03 Y17.5512 I8.0952 J-14.9488

N0220 G02 X86.9159 Y17.5451 I-1.9048 J-3.5174

N0230 G01 X93. Y14.2255

N0240 Z-7.

N0250 G00 Z30.

N0260 G91 G28 Z0.0

N0270 T01 M06

N0280 T02

N0290 G00 G90 X74.9064 Y13.8955 S2737 M03

N0300 G43 Z30. H01

N0310 G01 Z3. F250.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0320 X75.0079 Y13.7746 Z2.9577
N0330 X75.9081 Y12.8743 Z2.6166
N0340 X75.0079 Y13.7746 Z2.2754
N0350 X73.6131 Y15.4367 Z1.694
N0360 X72.8829 Y16.4796 Z1.3529
N0370 X72.7821 Y16.6236 Z1.3058
N0380 X72.7755 Y16.8832 Z1.2362
N0390 X72.9623 Y17.181 Z1.142
N0400 X73.2791 Y17.2962 Z1.0517
N0410 X73.6012 Y17.1972 Z.9614
N0420 X74.4186 Y16.0298 Z.5795
N0430 X76.1667 Y13.9977 Z-.1387
N0440 X78.1144 Y12.1561 Z-.857
N0450 X79.1031 Y11.3922 Z-1.1917
N0460 X78.1144 Y12.1561 Z-1.5265
N0470 X76.1667 Y13.9977 Z-2.2447
N0480 X74.4186 Y16.0298 Z-2.963
N0490 X73.6012 Y17.1972 Z-3.3448
N0500 X73.2791 Y17.2962 Z-3.4351
N0510 X72.9623 Y17.181 Z-3.5254
N0520 X72.7755 Y16.8832 Z-3.6196
N0530 X72.7821 Y16.6236 Z-3.6892
N0540 X72.8829 Y16.4796 Z-3.7363
N0550 X73.6131 Y15.4367 Z-4.0775
N0560 X75.0079 Y13.7746 Z-4.6589
N0570 X75.9081 Y12.8743 Z-5.
N0580 G03 X79.5134 Y9.8491 I19.0919 J19.0919
N0590 X80.087 Y10.6682 I.2868 J.4096
N0600 G02 X73.702 Y17.0532 I14.913 J21.298
N0610 G03 X72.8829 Y16.4796 I-.4096 J-.2868
N0620 X75.9081 Y12.8743 I22.1171 J15.4866
N0630 G01 Z-2.
N0640 G00 Z30.
N0650 X76.9554 Y52.0817
N0660 G01 Z3.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0670 X76.8084 Y51.9583 Z2.9486
N0680 X75.9081 Y51.0581 Z2.6074
N0690 X76.8084 Y51.9583 Z2.2663
N0700 X78.4705 Y53.353 Z1.6849
N0710 X79.6574 Y54.1841 Z1.2967
N0720 X80.1303 Y54.0883 Z1.1674
N0730 X80.3172 Y53.7905 Z1.0732
N0740 X80.231 Y53.365 Z.9568
N0750 X79.0636 Y52.5475 Z.575
N0760 X77.0315 Y50.7995 Z-.1433
N0770 X75.1899 Y48.8518 Z-.8615
N0780 X74.4261 Y47.8631 Z-1.1963
N0790 X75.1899 Y48.8518 Z-1.531
N0800 X77.0315 Y50.7995 Z-2.2493
N0810 X79.0636 Y52.5475 Z-2.9675
N0820 X80.231 Y53.365 Z-3.3494
N0830 X80.3172 Y53.7905 Z-3.4657
N0840 X80.1303 Y54.0883 Z-3.5599
N0850 X79.6574 Y54.1841 Z-3.6892
N0860 X78.4705 Y53.353 Z-4.0775
N0870 X76.8084 Y51.9583 Z-4.6589
N0880 X75.9081 Y51.0581 Z-5.
N0890 G03 X72.8829 Y47.4527 I19.0919 J-19.0919
N0900 X73.702 Y46.8792 I.4096 J-.2868
N0910 G02 X80.087 Y53.2641 I21.298 J-14.913
N0920 G03 X79.5134 Y54.0833 I-.2868 J.4096
N0930 X75.9081 Y51.0581 I15.4866 J-22.1171
N0940 G01 Z-2.
N0950 G00 Z30.
N0960 X76.9554 Y52.0817
N0970 G01 Z-2.
N0980 X76.8084 Y51.9583 Z-2.0514
N0990 X75.9081 Y51.0581 Z-2.3926
N1000 X76.8084 Y51.9583 Z-2.7337
N1010 X78.4705 Y53.353 Z-3.3151

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N1020 X79.6574 Y54.1841 Z-3.7033
N1030 X80.1303 Y54.0883 Z-3.8326
N1040 X80.3172 Y53.7905 Z-3.9268
N1050 X80.231 Y53.365 Z-4.0432
N1060 X79.0636 Y52.5475 Z-4.425
N1070 X77.0315 Y50.7995 Z-5.1433
N1080 X75.1899 Y48.8518 Z-5.8615
N1090 X74.4261 Y47.8631 Z-6.1963
N1100 X75.1899 Y48.8518 Z-6.531
N1110 X77.0315 Y50.7995 Z-7.2493
N1120 X79.0636 Y52.5475 Z-7.9675
N1130 X80.231 Y53.365 Z-8.3494
N1140 X80.3172 Y53.7905 Z-8.4657
N1150 X80.1303 Y54.0883 Z-8.5599
N1160 X79.6574 Y54.1841 Z-8.6892
N1170 X78.4705 Y53.353 Z-9.0775
N1180 X76.8084 Y51.9583 Z-9.6589
N1190 X75.9081 Y51.0581 Z-10.
N1200 G03 X72.8829 Y47.4527 I19.0919 J-19.0919
N1210 X73.702 Y46.8792 I.4096 J-.2868
N1220 G02 X80.087 Y53.2641 I21.298 J-14.913
N1230 G03 X79.5134 Y54.0833 I-.2868 J.4096
N1240 X75.9081 Y51.0581 I15.4866 J-22.1171
N1250 G01 Z-7.
N1260 G00 Z30.
N1270 X74.9064 Y13.8955
N1280 G01 Z-2.
N1290 X75.0079 Y13.7746 Z-2.0423
N1300 X75.9081 Y12.8743 Z-2.3834
N1310 X75.0079 Y13.7746 Z-2.7246
N1320 X73.6131 Y15.4367 Z-3.306
N1330 X72.8829 Y16.4796 Z-3.6471
N1340 X72.7821 Y16.6236 Z-3.6942
N1350 X72.7755 Y16.8832 Z-3.7638
N1360 X72.9623 Y17.181 Z-3.858

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N1370 X73.2791 Y17.2962 Z-3.9483
N1380 X73.6012 Y17.1972 Z-4.0386
N1390 X74.4186 Y16.0298 Z-4.4205
N1400 X76.1667 Y13.9977 Z-5.1387
N1410 X78.1144 Y12.1561 Z-5.857
N1420 X79.1031 Y11.3922 Z-6.1917
N1430 X78.1144 Y12.1561 Z-6.5265
N1440 X76.1667 Y13.9977 Z-7.2447
N1450 X74.4186 Y16.0298 Z-7.963
N1460 X73.6012 Y17.1972 Z-8.3448
N1470 X73.2791 Y17.2962 Z-8.4351
N1480 X72.9623 Y17.181 Z-8.5254
N1490 X72.7755 Y16.8832 Z-8.6196
N1500 X72.7821 Y16.6236 Z-8.6892
N1510 X72.8829 Y16.4796 Z-8.7363
N1520 X73.6131 Y15.4367 Z-9.0775
N1530 X75.0079 Y13.7746 Z-9.6589
N1540 X75.9081 Y12.8743 Z-10.
N1550 G03 X79.5134 Y9.8491 I19.0919 J19.0919
N1560 X80.087 Y10.6682 I.2868 J.4096
N1570 G02 X73.702 Y17.0532 I14.913 J21.298
N1580 G03 X72.8829 Y16.4796 I-.4096 J-.2868
N1590 X75.9081 Y12.8743 I22.1171 J15.4866
N1600 G01 Z-7.
N1610 G00 Z30.
N1620 G91 G28 Z0.0
N1630 T02 M06
N1640 T05
N1650 G00 G90 X57.5 Y52. S1750 M03
N1660 G43 Z30. H02
N1670 G81 X57.5 Y52. Z-5. R2.5 F250.
N1680 Y13.
N1690 X5.
N1700 Y52.
N1710 G80

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N1720 G91 G28 Z0.0

N1730 T05 M06

N1740 T02

N1750 G00 G90 X57.5 Y52. S1750 M03

N1760 G43 Z30. H05

N1770 G81 X57.5 Y52. Z-19.0022 R-2.5 F250.

N1780 Y13.

N1790 X5.

N1800 Y52.

N1810 G80

N1820 M02

4 Base del enganche a circular spline.

O0004

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T09 M06

N0040 G00 G90 X10. Y5. S1750 M03

N0050 G43 Z70. H09

N0060 G01 Z27.8452 F250. M08

N0070 X9.9153 Y4.8762

N0080 X9.8032 Y4.5428 Z27.8839

N0090 X9.9656 Y4.2203 Z27.9226

N0100 X10.2992 Y4.0819 Z27.9613

N0110 X10.6235 Y4.2182 Z28.

N0120 X10.9929 Y4.726 Z28.07

N0130 X10.9643 Y5.3619 Z28.14

N0140 X10.5674 Y5.8596 Z28.21

N0150 X9.9538 Y6.029 Z28.28

N0160 X9.3578 Y5.8053 Z28.35

N0170 X9.0071 Y5.274 Z28.42

N0180 X9.0357 Y4.6381 Z28.49

N0190 X9.4326 Y4.1404 Z28.56

N0200 X10.0462 Y3.971 Z28.63

N0210 X10.6235 Y4.2182 Z28.7

N0220 X10.8285 Y4.504 Z28.7387

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0230 X10.7678 Y4.86 Z28.7774

N0240 X10.4896 Y5.0901 Z28.8161

N0250 X10.1396 Y5.055 Z28.8548

N0260 X10. Y5.

N0270 G00 Z70.

N0280 X55.

N0290 G01 Z27.8452

N0300 X54.9153 Y4.8762

N0310 X54.8032 Y4.5428 Z27.8839

N0320 X54.9656 Y4.2203 Z27.9226

N0330 X55.2992 Y4.0819 Z27.9613

N0340 X55.6235 Y4.2182 Z28.

N0350 X55.9929 Y4.726 Z28.07

N0360 X55.9643 Y5.3619 Z28.14

N0370 X55.5674 Y5.8596 Z28.21

N0380 X54.9538 Y6.029 Z28.28

N0390 X54.3578 Y5.8053 Z28.35

N0400 X54.0071 Y5.274 Z28.42

N0410 X54.0357 Y4.6381 Z28.49

N0420 X54.4326 Y4.1404 Z28.56

N0430 X55.0462 Y3.971 Z28.63

N0440 X55.6235 Y4.2182 Z28.7

N0450 X55.8285 Y4.504 Z28.7387

N0460 X55.7678 Y4.86 Z28.7774

N0470 X55.4896 Y5.0901 Z28.8161

N0480 X55.1396 Y5.055 Z28.8548

N0490 X55. Y5.

N0500 G00 Z70.

N0510 X100.

N0520 G01 Z27.8452

N0530 X99.9153 Y4.8762

N0540 X99.8032 Y4.5428 Z27.8839

N0550 X99.9656 Y4.2203 Z27.9226

N0560 X100.2992 Y4.0819 Z27.9613

N0570 X100.6235 Y4.2182 Z28.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0580 X100.9929 Y4.726 Z28.07

N0590 X100.9643 Y5.3619 Z28.14

N0600 X100.5674 Y5.8596 Z28.21

N0610 X99.9538 Y6.029 Z28.28

N0620 X99.3578 Y5.8053 Z28.35

N0630 X99.0071 Y5.274 Z28.42

N0640 X99.0357 Y4.6381 Z28.49

N0650 X99.4326 Y4.1404 Z28.56

N0660 X100.0462 Y3.971 Z28.63

N0670 X100.6235 Y4.2182 Z28.7

N0680 X100.8285 Y4.504 Z28.7387

N0690 X100.7678 Y4.86 Z28.7774

N0700 X100.4896 Y5.0901 Z28.8161

N0710 X100.1396 Y5.055 Z28.8548

N0720 X100. Y5.

N0730 G00 Z70.

N0740 M02

5 Placa de enganche a circular spline.

O0005

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T01 M06

N0040 T08

N0050 G00 G90 X-4.3699 Y32.4828 S1750 M03

N0060 G43 Z-2. H01

N0070 G01 Z-5. F250. M08

N0080 X-.0098 Y32.5

N0090 X0.0

N0100 X7.5

N0110 Y40.

N0120 Y40.0097

N0130 X7.517 Y44.3837

N0140 Z-2.

N0150 G00 X102.4829 Y44.357

N0160 G01 Z-5.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0170 X102.5 Y40.0098

N0180 Y40.

N0190 Y32.5

N0200 X110.

N0210 X110.0097

N0220 X114.3848 Y32.483

N0230 Z-2.

N0240 G00 X102.4829 Y44.3613

N0250 Z-7.

N0260 G01 Z-10.

N0270 X102.5 Y40.0098

N0280 Y40.

N0290 Y32.5

N0300 X110.

N0310 X110.0097

N0320 X114.3885 Y32.4829

N0330 Z-7.

N0340 G00 Z3.

N0350 X-4.3742 Y32.4828

N0360 G01 Z-7.

N0370 Z-10.

N0380 X-.0098 Y32.5

N0390 X0.0

N0400 X7.5

N0410 Y40.

N0420 Y40.0097

N0430 X7.5171 Y44.3875

N0440 Z-7.

N0450 G91 G28 Z0.0

N0460 T08 M06

N0470 T02

N0480 G00 G90 X94.515 Y26.558 S1750 M03

N0490 G43 Z2.5 H08

N0500 G81 Z-16.9034 R2.5 F250.

N0510 X55. Y15.97

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0520 X15.485 Y26.558

N0530 G80

N0540 G91 G28 Z0.0

N0550 T02 M06

N0560 T00

N0570 G00 G90 X10. Y5. S1750 M03

N0580 G43 Z2.5 H02

N0590 G81 Z-5. R2.5 F250.

N0600 X55.

N0610 X100.

N0620 G80

N0630 G91 G28 Z0.0

N0640 T00 M06

N0650 T01

N0660 G00 G90 X10. Y5. S1750 M03

N0670 G43 Z-2.5 H00

N0680 G81 Z-18.5022 R-2.5 F250.

N0690 X55.

N0700 G81 X100. Y5. Z-18.5022 R-2.5

N0710 G80

N0720 M02

6 Enganche a wave generator.

O0006

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T03 M06

N0040 T07

N0050 G00 G90 X-18.5542 Y0.0 S684 M03

N0060 G43 Z80. H03

N0070 G01 Z58. F250. M08

N0080 Z55.

N0090 X-3.5

N0100 G02 I36. J0.0

N0110 G01 X6.5

N0120 G02 I26. J0.0

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0130 G01 X16.5

N0140 G02 I16. J0.0

N0150 G01 X-18.5542

N0160 Z58.

N0170 G00 Z80.

N0180 G01 Z53.

N0190 Z50.

N0200 X-3.5

N0210 G02 I36. J0.0

N0220 G01 X6.5

N0230 G02 I26. J0.0

N0240 G01 X16.5

N0250 G02 I16. J0.0

N0260 G01 X-18.5542

N0270 Z53.

N0280 G00 Z80.

N0290 G01 Z48.

N0300 Z45.

N0310 X-3.5

N0320 G02 I36. J0.0

N0330 G01 X6.5

N0340 G02 I26. J0.0

N0350 G01 X16.5

N0360 G02 I16. J0.0

N0370 G01 X-18.5542

N0380 Z48.

N0390 G00 Z80.

N0400 G01 Z43.

N0410 Z40.

N0420 X-3.5

N0430 G02 I36. J0.0

N0440 G01 X6.5

N0450 G02 I26. J0.0

N0460 G01 X16.5

N0470 G02 I16. J0.0

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0480 G01 X-18.5542

N0490 Z43.

N0500 G00 Z80.

N0510 G01 Z38.

N0520 Z35.

N0530 X-3.5

N0540 G02 I36. J0.0

N0550 G01 X6.5

N0560 G02 I26. J0.0

N0570 G01 X16.5

N0580 G02 I16. J0.0

N0590 G01 X-18.5542

N0600 Z38.

N0610 G00 Z80.

N0620 G01 Z33.

N0630 Z30.

N0640 X-3.5

N0650 G02 I36. J0.0

N0660 G01 X6.5

N0670 G02 I26. J0.0

N0680 G01 X16.5

N0690 G02 I16. J0.0

N0700 G01 X-18.5542

N0710 Z33.

N0720 G00 Z80.

N0730 G01 Z28.

N0740 Z25.

N0750 X-3.5

N0760 G02 I36. J0.0

N0770 G01 X6.5

N0780 G02 I26. J0.0

N0790 G01 X16.5

N0800 G02 I16. J0.0

N0810 G01 X-18.5542

N0820 Z28.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0830 G00 Z80.

N0840 G01 Z23.

N0850 Z20.

N0860 X-3.5

N0870 G02 I36. J0.0

N0880 G01 X6.5

N0890 G02 I26. J0.0

N0900 G01 X16.5

N0910 G02 I16. J0.0

N0920 G01 X-18.5542

N0930 Z23.

N0940 G00 Z80.

N0950 G01 Z18.

N0960 Z15.

N0970 X-3.5

N0980 G02 I36. J0.0

N0990 G01 X6.5

N1000 G02 I26. J0.0

N1010 G01 X16.5

N1020 G02 I16. J0.0

N1030 G01 X-18.5542

N1040 Z18.

N1050 G00 Z80.

N1060 G01 Z13.

N1070 Z10.

N1080 X-3.5

N1090 G02 I36. J0.0

N1100 G01 X6.5

N1110 G02 I26. J0.0

N1120 G01 X16.5

N1130 G02 I16. J0.0

N1140 G01 X-18.5542

N1150 Z13.

N1160 G00 Z80.

N1170 G01 Z8.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N1180 Z5.

N1190 X-8.5

N1200 G02 I41. J0.0

N1210 G01 X-18.5542

N1220 Z8.

N1230 G00 Z80.

N1240 G01 Z3.

N1250 Z0.0

N1260 X-8.5

N1270 G02 I41. J0.0

N1280 G01 X-18.5542

N1290 Z3.

N1300 G00 Z80.

N1310 G91 G28 Z0.0

N1320 T07 M06

N1330 T03

N1340 G00 G90 X57.55 Y0.0 S1750 M03

N1350 G43 Z80. H07

N1360 G81 X57.55 Y0.0 Z-4.603 R12.5 F250.

N1370 X32.5 Y25.05

N1380 X7.45 Y0.0

N1390 X32.5 Y-25.05

N1400 G80

N1410 M02

7 Disco del enganche a flexspline.

O0007

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T03 M06

N0040 T08

N0050 G00 G90 X74.0841 Y17.4592 S589 M03

N0060 G43 Z30. H03

N0070 G01 Z3. F250. M08

N0080 X72.1431 Y17.8975 Z2.4667

N0090 X70.1503 Y17.8695 Z1.9333

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0100 X68.2121 Y17.405 Z1.4
N0110 X66.4231 Y16.5267 Z.8667
N0120 X64.8703 Y15.2774 Z.3333
N0130 X63.6294 Y13.7178 Z-.2
N0140 X62.7608 Y11.9241 Z-.7333
N0150 X62.3069 Y9.9835 Z-1.2667
N0160 X62.2897 Y7.9906 Z-1.8
N0170 X62.7101 Y6.0424 Z-2.3333
N0180 X63.5476 Y4.2339 Z-2.8667
N0190 X64.7614 Y2.6532 Z-3.4
N0200 X66.2923 Y1.3772 Z-3.9333
N0210 X68.0659 Y.4682 Z-4.4667
N0220 X70. Y0.0 Z-5.
N0230 X60.9229 Y-4.196
N0240 G03 I9.0771 J4.196
N0250 G01 X51.8458 Y-8.3921
N0260 G03 I18.1542 J8.3921
N0270 G01 X42.7688 Y-12.5881
N0280 G03 I27.2312 J12.5881
N0290 G01 X33.6917 Y-16.7841
N0300 G03 I36.3083 J16.7841
N0310 G01 X42.7688 Y-12.5881
N0320 Z-2.
N0330 G00 Z30.
N0340 G91 G28 Z0.0
N0350 T08 M06
N0360 T04
N0370 G00 G90 X10. Y0.0 S1750 M03
N0380 G43 Z30. H08
N0390 G81 X10. Y0.0 Z-14.9034 R2.5 F250.
N0400 X40. Y51.96
N0410 X100.
N0420 X130. Y0.0
N0430 X100. Y-51.96
N0440 X40.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0450 G80

N0460 G91 G28 Z0.0

N0470 T04 M06

N0480 T03

N0490 G00 G90 X70. Y0.0 S1750 M03

N0500 G43 Z30. H04

N0510 G81 X70. Y0.0 Z-10.6957 R2.5 F250.

N0520 G80

N0530 M02

8 Eje del enganche a flexspline.

O0008

N0010 G40 G17 G90 G71

N0020 G91 G28 Z0.0

N0030 T02 M06

N0040 G00 G90 X-16.0588 Y0.0 S1750 M03

N0050 G43 Z3. H02

N0060 G01 Z-2. F250. M08

N0070 Z-5.

N0080 X-12.

N0090 G02 I6. J0.0

N0100 G01 X-16.0588

N0110 Z-2.

N0120 G00 Z3.

N0130 G01 Z-7.

N0140 Z-10.

N0150 X-12.

N0160 G02 I6. J0.0

N0170 G01 X-16.0588

N0180 Z-7.

N0190 G00 Z3.

N0200 G01 Z-12.

N0210 Z-15.

N0220 X-12.

N0230 G02 I6. J0.0

N0240 G01 X-16.0588

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

N0250 Z-12.

N0260 G00 Z3.

N0270 G01 Z-17.

N0280 Z-20.

N0290 X-12.

N0300 G02 I6. J0.0

N0310 G01 X-16.0588

N0320 Z-17.

N0330 G00 Z3.

N0340 G01 Z-22.

N0350 Z-25.

N0360 X-12.

N0370 G02 I6. J0.0

N0380 G01 X-16.0588

N0390 Z-22.

N0400 G00 Z3.

N0410 G01 Z-27.

N0420 Z-30.

N0430 X-12.

DOCUMENTO IV: PRESUPUESTO

1. Presupuesto de material empleado.

Las siguientes tablas enumeran el coste del material empleado durante la realización del trabajo, separando entre elementos de partida, elementos del diseño mecánico, sensores, elementos del circuito de potencia y elementos del laboratorio.

En cada tabla tendremos una columna para indicar en que apartado de la memoria aparece dicho elemento, si es que aparece, por si el lector quiere obtener información más detallada del mismo.

Elementos de partida	Apartado memoria	Cantidad	Precio unitario (€)	Total elemento (€)
Motor DC	1.2	1	722,64	722,64
Harmonic Drive	1.4	1	824,32	824,32
			Total (€)=	1546,96

Tabla 1.1. Costes elementos de partida.

Elementos del diseño mecánico	Apartado memoria	Cantidad	Precio unitario (€)	Coste elemento (€)
Plancha de aluminio 10 x 65 x 500 mm	3.2	1	15	15
Plancha de aluminio 10 x 40 x 500 mm	3.2	1	12	12
Redondo de aluminio d=12 mm l=1500 mm	3.2	2	3	6
Redondo de aluminio d=65 mm l=100 mm	3.2	1	11	11
Redondo de aluminio d=140 mm l=10 mm	3.2	2	11	22
Pieza de ABS enganche a cabezal de lectura	2.3.5	1	7	7
Pack de tornillo cabeza hexagonal		1	5,5	5,5
Pack de tuercas hexagonales		1	3,8	3,8
Pack de arandelas		1	3,5	3,5
Pack de tornillos allen		1	2,7	2,7
Acoplamiento para ejes	2.3.2	1	93	93
			Total (€)=	181,5

Tabla 1.2. Costes de los elementos del diseño mecánico.

Sensores	Apartado memoria	Cantidad	Precio unitario (€)	Coste elemento (€)
Encoder a la entrada	2.3.1.1	1	40,95	40,95
Encoder a la salida	2.3.1.1	1	41,05	41,05
Acelerómetro	2.3.1.2	1	3,8	3,8
Giróscopo	2.3.1.3	1	6,26	6,26
Sensor de corriente	4.2.6	1	14,98	14,98
			Total (€)=	107,04

Tabla 1.3. Costes de los sensores empleados.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

Elementos del circuito de potencia	Apartado memoria	Cantidad	Precio unitario (€)	Cote elemento (€)
Driver IR2110	4.2.1	10	2,25	22,5
Transistor IRFI4212H	4.2.2	6	2,22	13,32
Transistor BUZ11	4.2.2	10	1,07	10,7
Resistencia simple		20	0,3	6
Condensador electrolítico		10	0,1	1
Condensador cerámico		10	0,2	2
Pack de 20 cables para placa board		1	5,4	5,4
Placa board con bornes		1	30,54	30,54
Transistor BJT	4.2.5	5	0,1	0,5
Circuito negador	4.2.5	5	0,45	2,25
Radiador para transistor	4.2.3	4	0,9	3,6
Diodo ultrarrápido	4.2.4	5	1,2	6
Fuente de tensión continua	4.2.7	2	314,14	628,28
			Total (€)=	732,09

Tabla 1.4. Costes de los elementos del circuito de potencia.

Para el cálculo de los costes del uso de los elementos de laboratorio, hemos estimado la vida útil de los mismos en 5 años. Tomando como referencia las horas laborales totales del año 2016 estimada en 1769 con jornada completa de 40 horas semanales, la vida útil en horas será:

$$Vida_{util}(h) = 1769 \cdot 5 = 8845 h$$

El precio por hora de uso se obtendrá dividiendo el precio total entre la vida útil en horas, y multiplicando por las horas estimadas de uso en el presente trabajo, tendremos el coste de elemento:

$$Precio_{elemento} = \frac{Precio}{Vida_{util}(h)} \cdot horas_{uso}$$

Elementos del laboratorio	Apartado memoria	Precio (€)	Horas de uso	Coste elemento (€)
Fuente de tensión continua regulable	4.3.1	622,3	100	7,04
Generador de ondas	4.3.2	580,8	100	6,57
Osciloscopio	4.3.3	545,62	100	6,17
			Total (€) =	19,77

Tabla 1.5. Costes del uso de los elementos de laboratorio.

2. Presupuesto de licencias de software.

Para los costes por licencias de software se ha procedido de manera muy parecida a los elementos de laboratorio, calculando el precio por hora de una licencia anual y multiplicándolo por las horas estimadas de uso del programa durante la realización del trabajo.

$$Precio_{elemento} = \frac{Precio_{licencia(anual)}}{1769} \cdot horas_{uso}$$

Software	Licencia anual (€)	Horas de uso	Coste (€)
Solidworks 16-17 versión educacional	950	200	107,41
NX 10	603	150	51,13
		Total (€) =	158,54

Tabla 2.1. Costes por uso de licencias de software.

3. Presupuesto por horas trabajadas.

Tendremos en cuenta el trabajo de mecanizado de piezas de aluminio realizado por un experto cuyo sueldo estimamos en 7€ la hora.

	Horas	Total (€)
Mecanizado de las piezas	15	105

Tabla 3.1. Coste del mecanizado de las piezas.

En cuanto al sueldo del ingeniero dedicado a la realización del presente trabajo, supondremos que es un ingeniero recién titulado con un sueldo de 750 € al mes. Separamos el trabajo entre el dedicado a la parte de diseño mecánico y el dedicado a la electrónica de potencia.

Trabajo del ingeniero recién titulado	Meses trabajados	Coste (€)
Diseño mecánico	2	1500
Diseño de la electrónica de potencia	2	1500
	Total (€) =	3000

Tabla 3.2. Costes por trabajo del ingeniero.

4. Resumen y precio total.

A continuación se detalla el precio total por cada una de las tres secciones y el precio total completo.

Material empleado	Coste (€)
Elementos de partida	1546,96
Elementos del diseño mecánico	181,5
Sensores	107,04
Elementos del circuito de potencia	732,09
Elementos del laboratorio	19,77
Total (€)	2587,36

Tabla 4.1. Coste total del material empleado.

El coste total por uso de software está detallado en la tabla 2.1.

Horas trabajadas	Coste (€)
Mecanizado de las piezas	105
Trabajo del ingeniero	3000
Total (€) =	3105

Tabla 4.2. Coste total por horas trabajadas.

	Coste (€)
Material empleado	2587,36
Software	158,54
Horas trabajadas	3105
Total (€) =	5850,90

Tabla 4.3. Precio final.

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

El precio total es: cinco mil ochocientos cincuenta con nueve euros.

DOCUMENTO V: FUENTES Y BIBLIOGRAFÍA

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- Libros consultados.
 - “Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos (10ª edición)”. Robert L. Boylestad, Louis Nashelky. Editorial Pearson.
 - “Mecanismos y Dinámica de Maquinaria (2ª edición)”. Hamilton H. Mabie, Charles F. Reinholtz. Editorial Limusa Wiley.
- Apuntes de las asignaturas del Máster de Mecatrónica.
 - Electrónica e Instrumentación.
 - Electrónica de potencia.
 - Robótica.
 - Sistemas de Medición y Actuación.
 - Modelado y Control de Máquinas Eléctricas.
- Documentos informativos de los fabricantes.
 - “Motion Control Encoders in Electrical Motor Systems”. Avago Technologies. Documento disponible en www.broadcom.com/products/motion-control-encoders.
 - “The Designer’s Guide to Precision Shaft Couplings”. Huco. Documento disponible en www.huco.com/design-guide/overview.
 - Notas de Aplicación AN-937, AN-978, AN-1092, AN-1123 y DT4-04. International Rectifier. Documentos disponibles en www.irf.com/application-notes.
 - “Isolated Current and Voltage Transducers Calculations”. LEM. Documento disponible en www.lem.com/hq/en/content/view/28/104/.
- Enlaces web consultados.
 - <https://developer.android.com/things/sdk/pio/pwm.html> (Figura 1.5 de la memoria).
 - <http://carpenterswoodworking.com/wp-content/uploads/2015/01/Harmonic-Drive.jpg> (Figura 1.6 de la memoria).
 - <http://www.perezcamps.com/es/a-que-velocidad-puedo-cortar-esto-en-mi-cnc> 8343 (apartado 5 de los cálculos).

DESARROLLO DE UN BANCO DE PRUEBAS PARA ARTICULACIONES ELÁSTICAS

- <https://elandroidelibre.lespanol.com/2016/07/giroscopio-movil-android.html>
(apartado 2.3.1.3 de la memoria).

DOCUMENTO VI: PLANOS