



eupla



Universidad
Zaragoza

**ESCUELA UNIVERSITARIA POLITÉCNICA
DE LA ALMUNIA DE DOÑA GODINA (ZARAGOZA)**

MEMORIA

**Banco de ensayos para regulador de
motor brushless**

Brushless controller test bench

424.16.25

Autor: Daniel Suñén Angós

Director: Jesús García Millán

Fecha: 29-11-2016

INDICE DE CONTENIDO

1. RESUMEN	1
2. ABSTRACT	2
3. INTRODUCCIÓN	3
3.1. MOTIVACIÓN	3
3.2. OBJETIVOS	3
4. MARCO TEÓRICO	5
4.1. MOTOR BRUSHLESS	5
4.1.1. <i>Construcción y principios de funcionamiento</i>	5
4.1.1.1. Estator	6
4.1.1.2. Rotor	7
4.1.1.3. Curva característica	8
4.1.2. <i>Principio de funcionamiento</i>	9
4.2. ESTRATEGIAS DE CONTROL	12
4.2.1. <i>Comutación trapezoidal</i>	12
4.2.1.1. Inversor trifásico	13
4.2.1.1.1. Control a 180°	15
4.2.1.1.2. Control a 120°	16
4.2.1.2. <i>Comutación sinusoidal</i>	17
4.2.1.3. <i>Comutación vectorial</i>	19
4.3. SENsoRES	22
4.3.1.1. Sensores Hall	22
4.3.1.2. Encoder	23
4.3.1.2.1. Encoder Absoluto	24
4.3.1.2.1.1. Encoder de salida sinusoidal	24
4.3.1.2.1.2. Encoder de Comutación UVW	26
4.3.1.2.2. Encoder Incremental	27
4.4. COMUNICACIÓN CAN Bus	28
4.4.1. <i>Capa física</i>	29
4.4.1.1. Buses	29
4.4.1.2. Terminadores	30
4.4.1.3. Transceptor	30
4.4.1.4. Controlador	30
4.4.2. <i>Capa de Enlace de Datos</i>	31

4.4.3. <i>Trama de CAN Bus</i>	32
4.4.3.1. Trama de datos	33
4.4.3.2. Trama remota	34
4.4.3.3. Trama de error	34
4.4.3.4. Trama de saturación	34
4.4.4. <i>Protocolo CANopen</i>	34
4.4.4.1. Modelo del nodo CANopen	35
4.4.4.2. Modelo de comunicación	36
4.4.4.2.1. Process Data Object (PDO)	36
4.4.4.2.2. Service Data Object (SDO)	37
5. DESARROLLO	39
5.1. <i>DISEÑO</i>	39
5.1.1. <i>Diseño eléctrico</i>	39
5.1.1.1. Motor	39
5.1.1.2. Regulador	42
5.1.1.3. Diseño de un esquema preliminar	44
5.1.1.3.1. Diseño de la etapa de alimentación	44
5.1.1.3.2. Diseño de la etapa de control	49
5.1.1.3.2.1. Selección de componentes	50
5.1.1.3.3. Diseño de la etapa de potencia.	53
5.1.1.4. Diseño electrónico definitivo	54
5.1.2. <i>Diseño mecánico</i>	55
5.1.2.1. Diseño de la estructura.	57
5.1.2.2. Diseño del módulo de frenado	58
5.1.2.2.1. Anclaje pinza de freno	58
5.1.2.2.2. Acoplamiento disco de freno	59
5.1.3. <i>Diseño de interfaz mediante LabView</i>	60
5.1.3.1. Lectura de TPDOs	61
5.2. <i>CALIBRACIÓN DEL SISTEMA</i>	65
5.2.1. <i>Calibración del sensor</i>	65
5.2.2. <i>Determinación de Offset</i>	69
5.2.2.1. Método estático	69
5.2.2.2. Método dinámico	70
5.3. <i>PARAMETRIZACIÓN DEL REGULADOR</i>	81
5.3.1. <i>Configuración de motor</i>	81
5.3.2. <i>Configuración de acelerador</i>	82
5.3.3. <i>Configuración de encoder</i>	82
5.3.4. <i>Configuración de contactores</i>	83
5.3.5. <i>Configuración de los parámetros de velocidad</i>	84

5.3.6. <i>Configuración de la sonda de temperatura</i> _____	85
5.3.7. <i>Configuración del control de batería</i> _____	86
5.3.8. <i>Configuración de entradas/salidas.</i> _____	87
5.3.9. <i>Configuración de PDOs</i> _____	87
5.4. OPTIMIZACIÓN DEL CONTROL _____	88
6. CONCLUSIONES _____	94
6.1. TRABAJOS FUTUROS _____	95
7. BIBLIOGRAFÍA _____	96
7.1. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS _____	96
7.2. BIBLIOGRAFÍA(OTRAS FUENTES CONSULTADAS) _____	97

INDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1: Unidades funcionales de un motor Brushless (Fuente: ARES Pro)	6
Ilustración 2: Posibles topologías para un estator de motor Brushless (Fuente: e-radiocontrol.com)	6
Ilustración 3: Tipos de rotor. Outrunner(izqda) y Inrunner(dcha) (Fuente: electricaltechnology.org)	7
Ilustración 4: Curva característica genérica de un motor Brushless(Juan Miguel García Haro, 2011)	8
Ilustración 5: Motor Brushless frente a motor con escobillas	9
Ilustración 6: Reacciones debidas a los campos magnéticos en un motor Brushless (Roland Büchi, 2012)	10
Ilustración 7: Esquema del giro de un motor Brushless en función de la alimentación (Roland Büchi, 2012)	11
Ilustración 8: Diagrama de bloques de un controlador trapezoidal con lazo cerrado de corriente (Roger Juanpere Tolrà, 2006)	12
Ilustración 9: Ejemplo de cálculo del vector de corrientes del estátor y espacio de posibles direcciones de dicho vector (Roger Juanpere Tolrà, 2006)	13

Ilustración 10: Inversor trifásico de tensión realizado con IGBTs (Eduard Ballester y Robert Piqué, 2011)	14
Ilustración 11: Relación de señales de puerta y tensión conducida en un inversor trifásico con control a 180º (Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia UTP, 2008)	15
Ilustración 12: Relación de señales de puerta y tensión conducida en un inversor trifásico con control a 120º (Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia UTP, 2008)	16
Ilustración 13: Diagrama de bloques de un sistema de control por conmutación sinusoidal (Roger Juanpere Tolrà, 2006)	18
Ilustración 14: Relación entre Par Motor y Velocidad angular en el control mediante conmutación sinusoidal (Roger Juanpere Tolrà, 2006)	19
Ilustración 15: Representación del espacio vectorial estático de las bobinas y efecto de las Transformadas de Clarke y Park (Carlos Montes, 2006)	20
Ilustración 16: Diagrama de bloques del Control Vectorial de Campo Orientado (Roger Juanpere Tolrà, 2006)	21
Ilustración 17: Excitación a 180º de un Motor Brushless realimentado por Sensores Hall (Alejandro José Gazulla, 2014)	22
Ilustración 18: Diagrama de puente de sensores GMR en encoder magnético (Infineon TLE5309D)	23
Ilustración 19: Ejemplo de señal de encoder sinusoidal (Infineon TLE5309D)	25
Ilustración 20: Ejemplo de señales en un encoder UVW (Sevcon)	26
Ilustración 21: Ajuste de Offset en un encoder de conmutación UVW. La señal sinusoidal corresponde con la salida de la bobina actuando como generador, la salida de onda cuadrada se corresponde con una de las fases del sensor (Quantum Devices Inc)	27
Ilustración 22: Representación gráfica de las señales A, B y Z de un encoder incremental (SILGE ELECTRÓNICA)	27
Ilustración 23: Topología CAN Bus	28
Ilustración 24: Modelo OSI	29
Ilustración 25: Voltaje de las líneas CAN High y Low en buses de baja y alta velocidad	29

Ilustración 26: Manguera empleada en CAN Bus	30
Ilustración 27: Conexión de los nodos CAN según la norma ISO 11898	31
Ilustración 28: Trama de datos en un mensaje CAN	33
Ilustración 29: CANopen y el modelo OSI	34
Ilustración 30: Modelo del nodo CANopen	35
Ilustración 31: Estructura de un mensaje SDO	37
Ilustración 32: Motor <i>Heinzmann PMS150</i> (Izqda) y Encoder <i>RLS RMB29AC</i> (Dcha) (Imágenes extraídas de sus correspondientes datasheet)	41
Ilustración 33: Diagrama de bloques del sistema de control del motor y sus lazos otros subsistemas dentro de la aplicación final. (La sección perteneciente al banco de ensayos aparece delimitada por un rectángulo morado)	41
Ilustración 34: Sevcon Gen4 Size 6 (Imagen del fabricante)	44
Ilustración 35: Diagrama de bloques de la etapa de alimentación	46
Ilustración 36: Esquema de la etapa de alimentación	48
Ilustración 37: Captura de osciloscopio tomada en la salida de la fuente de alimentación	48
Ilustración 38: Potenciómetro 0-5KΩ de <i>Domino</i>	52
Ilustración 39: Adaptador <i>USB-to-CAN</i> de <i>IXXAT</i>	53
Ilustración 40: Esquema electrónico preliminar	54
Ilustración 41: Diapositiva de EUPLA Racing Team referente a la estandarización de los cables que interactúan con el subsistema de tracción	55
Ilustración 42: Tabla para el cálculo de chavetas. Norma DIN 6885	59
Ilustración 43: Imagen del diseño en <i>Autodesk Inventor</i>	60
Ilustración 44: Inicialización de la comunicación	61
Ilustración 45: Cierre de la comunicación	61
Ilustración 46: TPDO 1	62
Ilustración 47: TPDO 2	62
Ilustración 48: TPDO 3	63
Ilustración 49: TPDO 4	63
Ilustración 50: TPDO 5	63

Ilustración 51: Panel frontal (valores simulados)	64
Ilustración 52: Toma de medidas para calibración estática del encoder	66
Ilustración 53: Representación "XY" de la salida analógica sinusoidal del encoder durante la calibración estática	67
Ilustración 54: Programa de regresión a la elipse extraído de la <i>Comunidad Matlab</i> y adaptado para nuestra aplicación	68
Ilustración 55: Conexión utilizada para la determinación estática del offset	69
Ilustración 56: Montaje utilizado para la medición dinámica de Offset	71
Ilustración 57: Desfase Rotor-Encoder en los distintos rangos de velocidad	72
Ilustración 58: Desfase entre la salida del encoder y el sensor de paso por cero, a lo largo del rango de velocidades estudiado	73
Ilustración 59: Envío de Offset mediante SDO	74
Ilustración 60: Diseño electrónico de los circuitos de los encoders a ensayar. De arriba a abajo: AMS AS5115, Infineon TLE5009 e Infineon TLE5309D	77
Ilustración 61: Diseño de los circuitos impresos para el ensayo de los encoders. De izquierda a derecha: AMS AS5115, Infineon TLE5009 e Infineon TLE5309D	78
Ilustración 62: Extracto de la programación empleada para configurar el sensor AM4096	79
Ilustración 63: Resultados de los ensayos efectuados sobre los encoders RLS	80
Ilustración 64: Resultados de los ensayos efectuados sobre los sensores de AMS e Infineon	81
Ilustración 65: Curva característica del motor <i>Heinzmann PMS150</i>	84
Ilustración 66: Configuración de TPDOs	88
Ilustración 67: Imagen del vehículo conectado al terminal de parametrización	88
Ilustración 68: Evolución de la curva de par a lo largo del proceso de optimización. En amarillo se representa la curva actual (en cada iteración) y en azul, la nueva curva que se está programando	89
Ilustración 69: Telemetría de gymkana realizada en Motorland	90
Ilustración 70: Detalles de la gráfica mostrada en la <i>Ilustración 69</i>	90
Ilustración 71: Detalles de la gráfica mostrada en la <i>Ilustración 70</i>	91

Ilustración 72: Telemetría de prueba en karting. Medidas tomadas tras el reajuste de offset 92

Ilustración 73: Detalle de la gráfica mostrada en la Ilustración 72 92

Ilustración 74: Telemetría de los Entrenamientos Libres 1 93

INDICE DE TABLAS

Tabla 1: Estados de conducción en el control 180º.....	15
Tabla 2: Estados de conducción a 120º	17
Tabla 3: Ejemplo de máscara de un buffer CAN Bus	32
Tabla 4: Posibles configuraciones COB-ID de un SDO	38
Tabla 5: Características motor Heinzmann PMS 150	40
Tabla 6: Comparación de características de <i>Sevcon Gen4 Size 6</i> y <i>DMC SuperSigma2 Size 4</i>	43
Tabla 7: Características eléctricas del regulador <i>Sevcon Gen4 Size 6</i>	45
Tabla 8: Comparación posible mecánica del banco de ensayos	56
Tabla 9: Comparación de sensores de posición angular.....	76

1. RESUMEN

En el presente trabajo fin de grado se realizará un exhaustivo estudio sobre el control de los motores Brushless.

El caso que ocupa está estrechamente relacionado con el proyecto Motostudent, en el que se está diseñando una motocicleta eléctrica para competir en el circuito de velocidad de Motorland, lo que condicionará el trabajo en varios aspectos. Dicha motocicleta se propulsará con un motor de la tipología ya nombrada.

Una de las primeras imposiciones es el uso de un controlador comercial de carácter industrial, debido a los plazos y requisitos de la competición en la que se está desarrollando el proyecto. Por ello, en primer lugar se realizará una etapa de inmersión en las tecnologías que nos estamos moviendo, para lograr un nivel de conocimiento en la materia que nos permita tomar decisiones y sacar conclusiones con la mayor certidumbre posible.

Tras conocer a la perfección los principales aspectos de los motores de corriente continua sin escobillas o Brushless (cómo son más comúnmente conocidos), se podrá realizar con determinación la elección correcta del controlador a comprar para el motor que tenemos que gobernar.

Una vez elegido, se diseñará un entorno físico que nos permita sacar el máximo rendimiento a las distintas pruebas a realizar, es decir, del banco de ensayos.

Cuando se haya terminado el proceso de fabricación del banco, se procederá a realizar una serie de pruebas en las que se evaluará el efecto que produce sobre el comportamiento del motor, la variación de los distintos parámetros que intervienen en dicho control.

Finalmente, buscaremos lograr la parametrización óptima del regulador para su entorno de trabajo definitivo. Es decir, buscaremos sacar el máximo rendimiento del motor para la competición.

Palabras clave: Brushless, Control vectorial, Sevcon, CANbus, Encoder Sin/Cos.

2. ABSTRACT

In this final project, an exhaustive investigation of the brushless motor's control is going to be carried out.

This Project is closely related to the Motostudent International Competition, in which an electric motorcycle is being designed and developed to compete on the Motorland Speed Circuit. Therefore, its regulations are going to restrict our decisions. The core of the vehicle's power train is going to be the brushless motor.

The use of an industrial controller is one of the first requirements. Due to short terms deadlines and other competition requirements, we have not enough time to develop our own controller, so we are going to carefully study the technologies existing in the market in order to acquire a knowledge that allows taking decisions and draw conclusions.

Once we are well aware of the main aspects of brushless DC engines, we are going to design an environment to obtain an optimum output, that is, the brushless controller test bench.

When the manufacturing is finished, we are going to develop tests to assess the effects of each variation of the control parameters.

Finally, we are going to set up the ideal parameters to achieve an optimum control of the motorcycle power train.

Keywords: Brushless, Field-oriented Control, Sevcon, CANbus, Encoder Sine/Cosine.

3. INTRODUCCIÓN

3.1. MOTIVACIÓN

Los motores Brushless abarcan gran cantidad de aplicaciones, desde lectores de discos hasta vehículos eléctricos pasando por el aeromodelismo o los drones. Su gran uso se explica debido a la prolongada vida útil así como la ausencia mantenimiento necesario.

Además estos motores, dependiendo del control que se efectúe, son capaces de proporcionar gran precisión o velocidad. Por contra, tienen menos par que otro tipo de motores, pero no deja de ser suficiente para los campos anteriormente nombrados.

Esta versatilidad, junto con el crecimiento del mercado de automóviles híbridos o eléctricos, así como de aeronaves no tripuladas, hacen que nos decantemos por esta tipología de motores para estudiar su control.

Al mismo tiempo, la organización de la competición Motostudent, en la que nos encontramos inmersos, ha tomado la decisión de unificar el motor empleado por todos los equipos a uno de la tipología que acabamos de introducir. Lo que supondrá disponer de una unidad de motor Brushless de elevada potencia para realizar numerosas prácticas, brindándonos así una gran oportunidad para estudiar su control.

3.2. OBJETIVOS

En primer lugar, y una vez centrados en el tema (tras realizar el estudio de la cuestión), se realizará un estudio teórico de los aproximadamente 4000 parámetros que caracterizan el comportamiento del regulador, en esta fase se tendrá en cuenta la posibilidad de regulación de bombas hidráulica y sus correspondientes parámetros.

En una segunda fase se realizará el diseño de un banco de ensayos que incluya todos los elementos necesarios para estudiar el comportamiento del regulador frente a la variación de los parámetros anteriormente estudiados, procurando optimizar la regulación de cara a su posterior ensamblaje dentro de una moto eléctrica de competición.

Finalmente, se estudiará el comportamiento del regulador a pleno rendimiento, en pista, dentro del conjunto del que formará parte (motocicleta del equipo EUPLA

Racing Team). En este punto se realizarán las correcciones necesarias, tras el análisis de los datos recogidos en circuito.

Es importante aclarar que el último punto se podrá realizar única y exclusivamente si los tiempos de trabajo y desarrollo del proyecto del equipo EUPLA Racing Team lo permiten.

4. MARCO TEÓRICO

En las próximas páginas procederemos a realizar una inmersión teórica en la cuestión a tratar. Para ello haremos uso de distintas fuentes bibliográficas que nos permitan conocer en profundidad el problema que nos ocupa, así como la tecnología empleada. También nos basaremos en estudios de terceros para fundamentar las principales decisiones.

4.1. MOTOR BRUSHLESS

Los motores de tipo Brushless, nacen como evolución de los motores síncronos. Presentan elevada eficiencia y diseños muy compactos. Además al carecer de escobillas desaparece la necesidad de mantenimiento presente en los motores de corriente continua convencionales. Por todo ello son ampliamente empleados en dispositivos como unidades de lectura de CD-ROMs, discos duros, ventiladores...

Las principales aplicaciones de este tipo de motores son los vehículos eléctricos y los drones debido a la elevada eficacia de estos dispositivos (superior al 90%), esta característica hace que sean los tipos de motores más adecuados para sistema que funcionen con baterías.

Por otro lado, estos motores requieren una etapa de control que se encargue de realizar de realizar la conmutación de las bobinas. Normalmente se emplea dicha electrónica para realizar controles de velocidad, par o comprobación de parámetros relevantes del sistema.

4.1.1. *Construcción y principios de funcionamiento*

Para conocer el principio de trabajo de un motor Brushless es necesario saber cómo está construido. Estos sistemas están formados por dos unidades funcionales bien definidas.

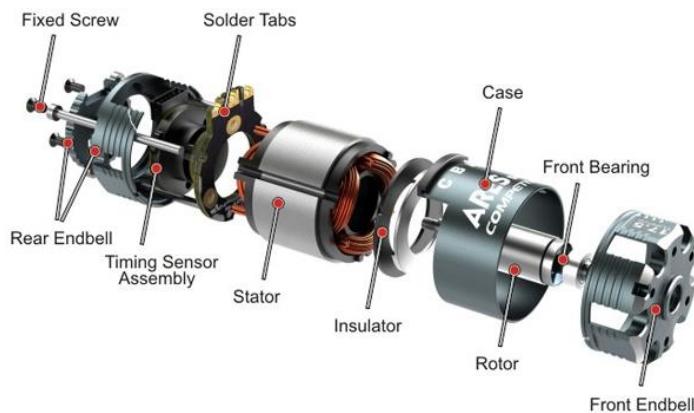


Ilustración 1: Unidades funcionales de un motor Brushless (Fuente: ARES Pro)

4.1.1.1. Estator

Se denomina "estator" al subsistema que permanece inmóvil dentro del motor. Éste se compone de una estructura de láminas de acero superpuestas sobre las que se localizan los distintos bobinados, siendo lo habitual que éstos terminen constituyendo tres devanados principales, (en el caso de motores de corriente alterna). Por otro lado, no existe una configuración única, por lo que podemos encontrar múltiples construcciones con distintos números de pares de polos (característica propia del modelo).

Al igual que sucede en los motores asincrónos, las bobinas del motor pueden conectarse tanto en estrella como en triángulo, siendo habitual que internamente estén unidos siguiendo la primera topología.

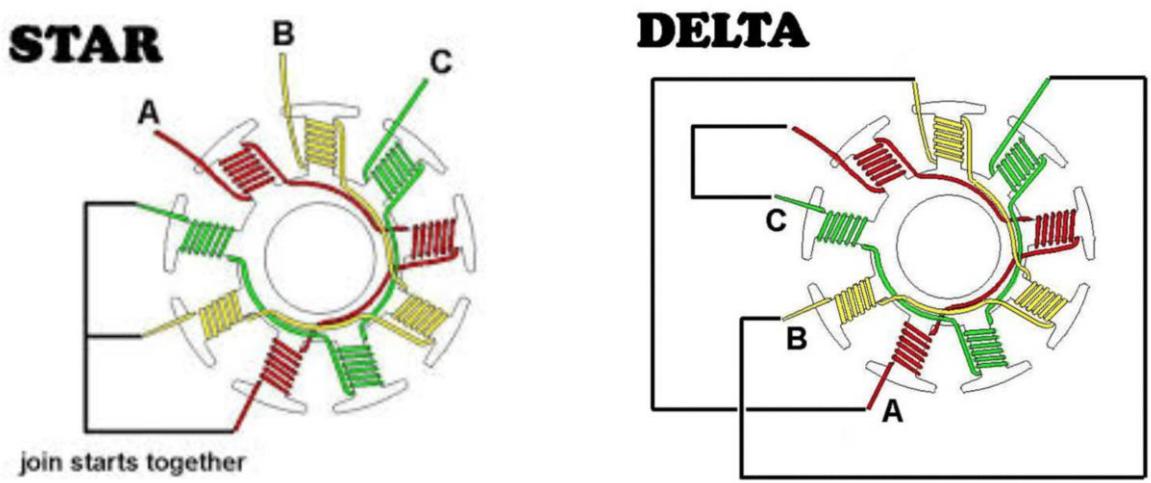


Ilustración 2: Posibles topologías para un estator de motor Brushless (Fuente: e-radiocontrol.com)

La conexión del estator adquiere gran relevancia debido a su influencia en las características de salida del motor. De esta manera, y trabajando con un control sinusoidal, la corriente en cada devanado será mayor en la conexión en triángulo mientras que la tensión necesaria para que funcione el motor disminuye en relación a la configuración en estrella. Este comportamiento atiende a la siguiente relación:

$$U_Y = \sqrt{3} \cdot U_\Delta$$

$$I_Y = \frac{I_\Delta}{\sqrt{3}}$$

$$P_Y = \frac{P_\Delta}{3}$$

4.1.1.2. Rotor

Se define como "rotor" a la pieza de una máquina electromagnética o de una turbina que gira dentro de un elemento fijo.

En el caso de los motores Brushless, el rotor es el componente solidario al eje, formado por una serie de imanes permanentes dispuestos de tal manera que forman un cilindro concéntrico al estator, sin necesidad en que coincida el número de pares de polos con el de éste.

Por otro lado cabe destacar la existencia de dos configuraciones fundamentales de rotor, pudiendo presentar los imanes en el interior del estator (Inrunner Brushless DC Motor), o bien rodeando a éste (Outrunner Brushless DC Motor).

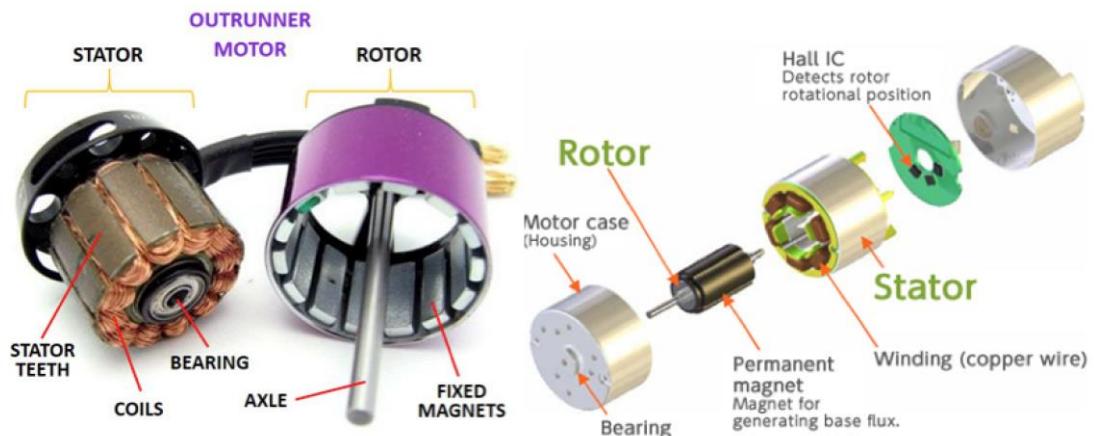


Ilustración 3: Tipos de rotor. Outrunner(izqda) y Inrunner(dcha) (Fuente: electricaltechnology.org)

Al hablar de imanes permanentes en un motor es fundamental señalar las tecnologías empleadas.

Por su gran densidad de flujo magnético, las aleaciones de tierras raras, entre las que destacan las aleaciones de neodimio, han tendido a convertirse en las principales candidatas para la construcción de estos elementos, dejando atrás a los imanes tradicionales fabricados a partir de ferrita.

El uso de esta tecnología nos permite diseñar motores mucho más compactos sin sacrificar características como el par o la velocidad angular.

4.1.1.3. Curva característica

Dos de los aspectos más relevantes de cualquier motor son el par máximo y velocidad máxima que son capaces de otorgar, así como el recorrido que traza hasta alcanzarlos partiendo del reposo. En el caso de los motores Brushless debemos movernos en dos rangos para cada uno de estos parámetros, nominal y pico.

El motor Brushless es capaz de proporcionar su par nominal (Rated Torque) desde el primer instante y mantenerlo hasta alcanzar su velocidad nominal (Rated Speed). Sin embargo, esta no es la máxima velocidad que puede desarrollar esta tipología de motores, siendo capaces de alcanzar hasta el 150% del valor nominal a costa de perder par (región de potencia constante).

Por otro lado, en muchas aplicaciones aparece la necesidad de desarrollar un mayor par, por ejemplo, durante arranques con carga. El motor Brushless es capaz de proporcionar un elevado par pico (Peak Torque) durante períodos muy cortos de tiempo. Este par máximo dependerá de la velocidad angular del motor en cada instante.

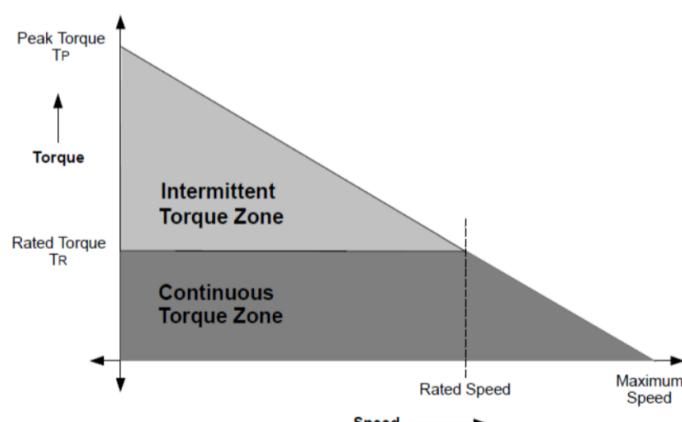


Ilustración 4: Curva característica genérica de un motor Brushless (Juan Miguel García Haro, 2011)

4.1.2. Principio de funcionamiento

La base de cualquier motor eléctrico de corriente continua reside en la generación de campos magnéticos mediante la excitación de los devanados que forman parte del mismo. Logrando que dichos campos interactúen con los presentes en los imanes permanentes dispuestos en el motor, para obtener una transformación de energía eléctrica en energía mecánica mediante el giro del eje. Para conseguir el movimiento del eje, es necesario conseguir una alternancia en las polaridades de los campos creados eléctricamente (ya que de lo contrario únicamente se lograría bloquear el eje). Ésta alternancia, en los motores tradicionales de corriente continua se consigue con la presencia de escobillas que producen un contacto directo con los bobinados (localizados en el rotor), de tal manera que el propio giro del motor genera la conmutación. Sin embargo, al carecer de escobillas, los motores Brushless requieren de electrónica externa para realizar esta conmutación.

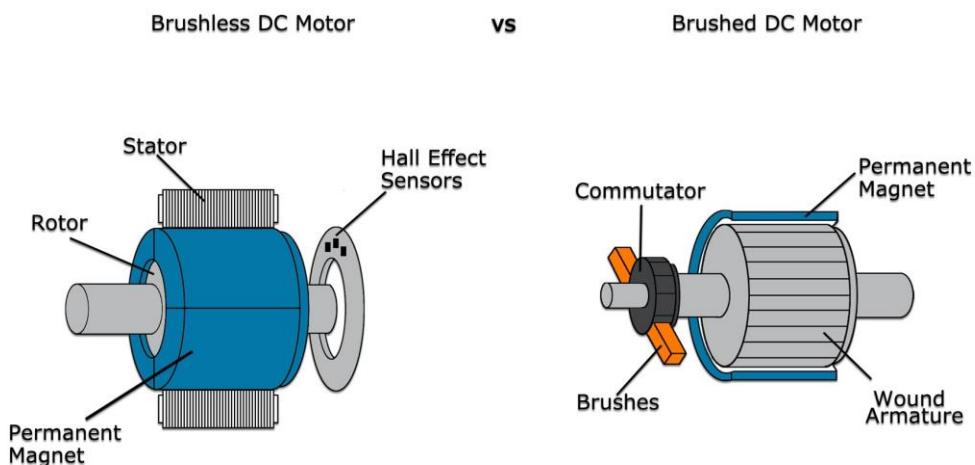


Ilustración 5: Motor Brushless frente a motor con escobillas

Para generar par en un motor síncrono de imanes permanentes, es necesario hacer circular una corriente por sus devanados siguiendo una secuencia determinada. Durante el movimiento del motor siempre permanecen alimentadas dos bobinas, la primera de manera positiva (la corriente entra en el devanado) y la segunda con polaridad negativa (la corriente sale), manteniendo la tercera en reposo. La corriente que circula por cada devanado podrá sintetizarse como un vector de un determinado módulo y dirección.

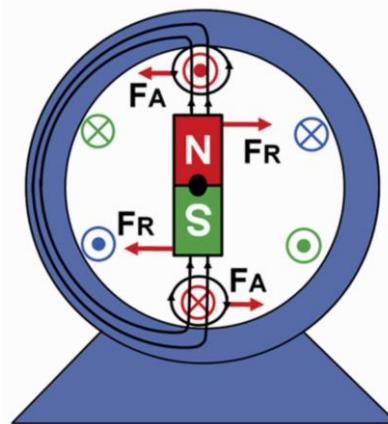


Ilustración 6: Reacciones debidas a los campos magnéticos en un motor Brushless (Roland Büchi, 2012)

El par se produce como consecuencia de la interacción entre los campos generados por el estator y los imanes permanentes. De esta manera, y en un plano ideal, se obtiene el par máximo cuando estos campos se encuentran a 90° y el mínimo (par nulo) cuando ambos campos se mueven simultáneamente y alineados. Para mantener el eje en movimiento es necesario que el campo magnético generado por los bobinados vaya desplazando su posición, es decir, se comuten los devanados activos, logrando acompañar el movimiento del rotor, y con él de sus campos, de una manera óptima.

Para determinar los instantes en que realizar la conmutación en los devanados y conseguir un correcto desplazamiento de los campos se emplean dos métodos:

- **Conmutación basada en sensores (Closed-loop):** La conmutación se realiza basándose en la realimentación de la señal proporcionada por distintos tipos de sensores (explicados en secciones posteriores). De esta manera se logra simplificar el algoritmo de control, es decir se optimizan los procesos del controlador. Por el contrario, se requiere la instalación de hardware adicional.
- **Conmutación sin sensores (Open-loop):** también conocido como "Sensorless", el controlador realiza una lectura en la que toma como dato la fuerza contra-electromotriz (FCEM) inducida en el bobinado que se encuentra en reposo, y lo emplea para determinar la posición angular del eje. Una vez conocida será capaz de realizar la conmutación en los instantes adecuado. Sin embargo, en la práctica resulta el control más ineficiente, supone una complejidad de algoritmo elevada y a bajas velocidades resulta imposible llegar a realizar la conmutación debido a que la FCEM es tan baja que no aporta una información adecuada para el control.

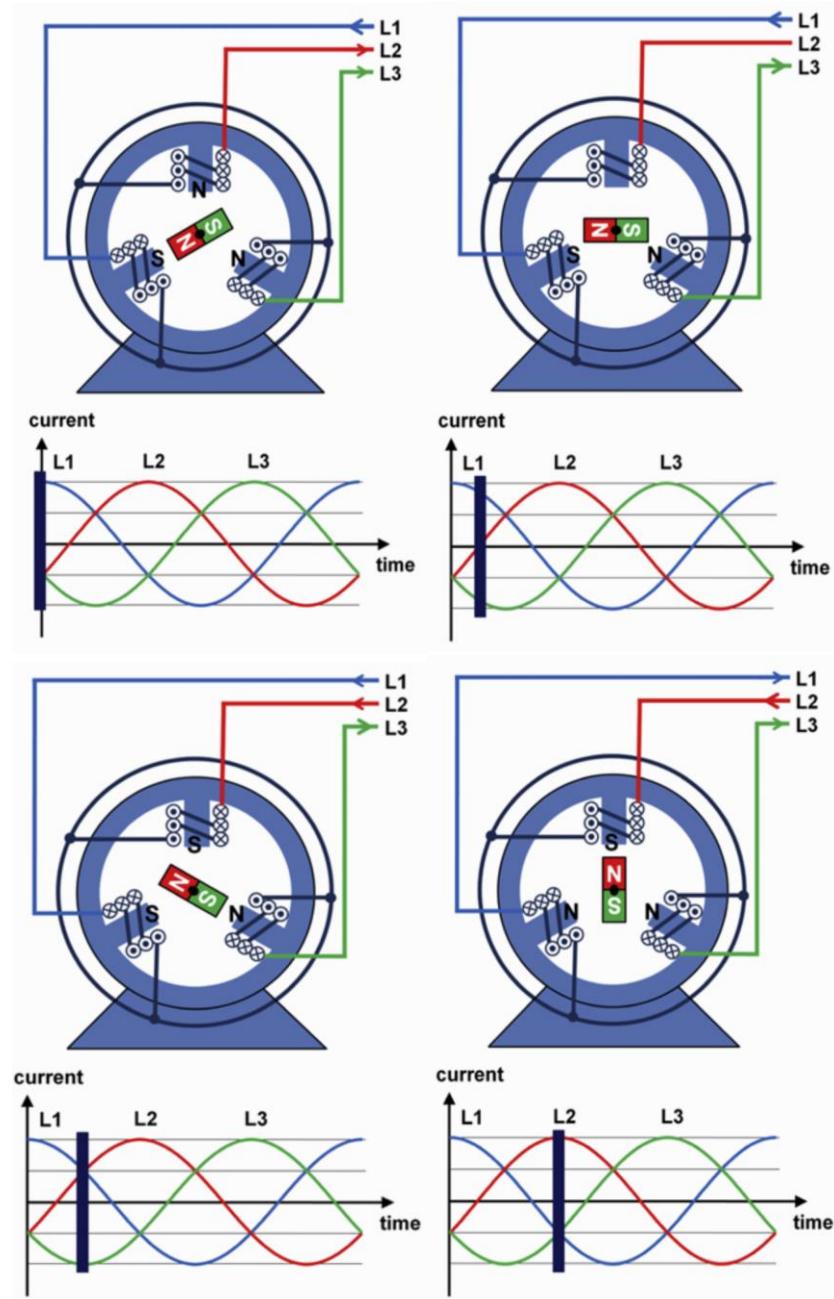


Ilustración 7: Esquema del giro de un motor Brushless en función de la alimentación (Roland Büchi, 2012)

4.2. ESTRATEGIAS DE CONTROL

Existen distintas técnicas utilizadas para controlar la excitación de los devanados en un motor Brushless, siendo habitual clasificarlas basándonos en el algoritmo de conmutación implementado:

- Conmutación trapezoidal
- Conmutación sinusoidal
- Conmutación vectorial

Estas técnicas tienen básicamente como objetivo estimar la excitación óptima de cada una de las fases del motor y se diferencian principalmente por su complejidad de implementación, que se traduce en un incremento de prestaciones. (Noelia León García, 2015)

4.2.1. *Conmutación trapezoidal*

Uno de los métodos de control más simples, aplicados a la tecnología Brushless de motores es la denominada *Conmutación trapezoidal*.

El control por conmutación trapezoidal gestiona la corriente suministrada a cada devanado, excitando dos terminales y manteniendo el tercero desconectado en cada una de las fases de este control. Este procedimiento se repite con cada una de las combinaciones posibles, de tal manera que con un motor de tres bobinados resultan 6 disposiciones distintas. Por ello se le conoce también como *6-step mode*.

Tres sensores de efecto Hall, situados en el motor son utilizados para proporcionar la posición aproximada del rotor al controlador y que este pueda determinar el próximo par de terminales a excitar. (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

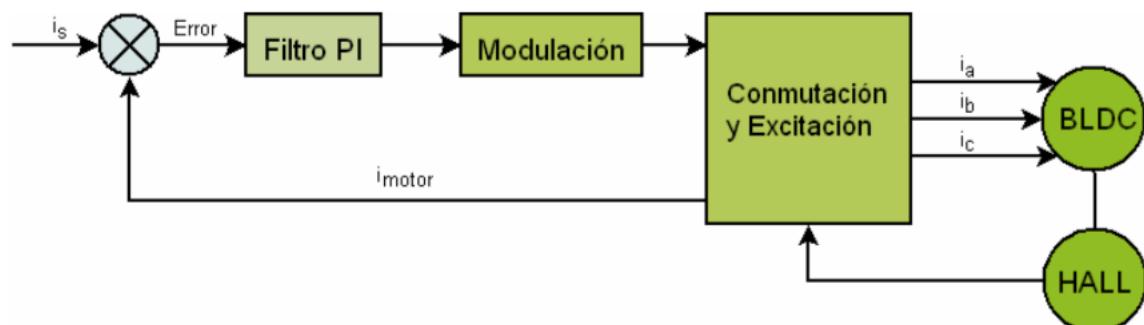


Ilustración 8: Diagrama de bloques de un controlador trapezoidal con lazo cerrado de corriente (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

La corriente que circula por el par de terminales excitados es comparada con la corriente deseada y el error resultante es aplicado a un filtro proporcional-integrador. La salida del filtro intenta corregir la desviación y por tanto minimizar el error. Como resultado, la corriente que circula por cualquiera de los bobinados del motor se mantiene constante.

Haciendo referencia al triángulo de corrientes, si calculamos la suma vectorial de las corrientes aplicadas, resulta el vector de corrientes del estator pudiendo apuntar únicamente a 6 direcciones discretas.

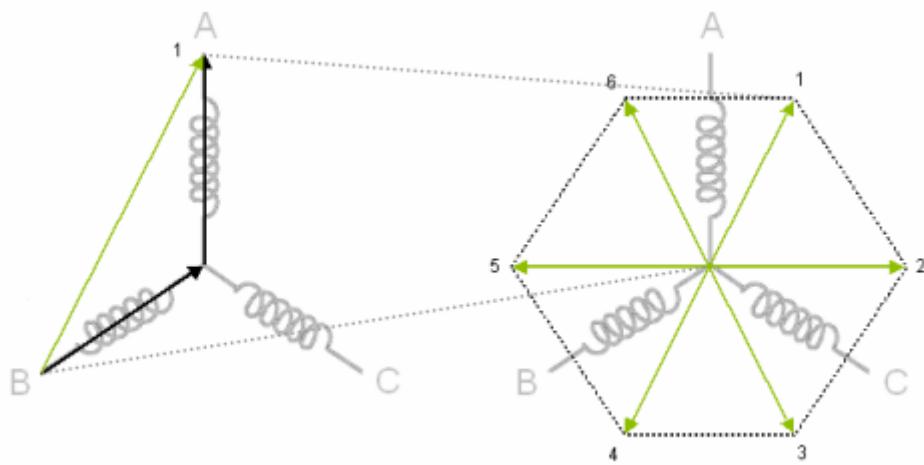


Ilustración 9: Ejemplo de cálculo del vector de corrientes del estator y espacio de posibles direcciones de dicho vector (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

Cómo se puede apreciar en la ilustración 9, el vector de corrientes únicamente puede apuntar a seis direcciones, lo que genera una desalineación de hasta 30° entre estas y la posición real del rotor. Esto se ve reflejado en las características mecánicas produciéndose un rizado, en el par de salida, de hasta un 15%. Sin embargo, es extensamente empleada en aplicaciones de bajo coste debido a su simplicidad.

4.2.1.1. Inversor trifásico

Dentro del control trapezoidal, existen distintas técnicas de modulación orientadas a la excitación de los devanados. En ellas, el control se realiza con un circuito inversor implementado mediante un puente de MOSFETS o IGBTs (presentado en la ilustración 10).

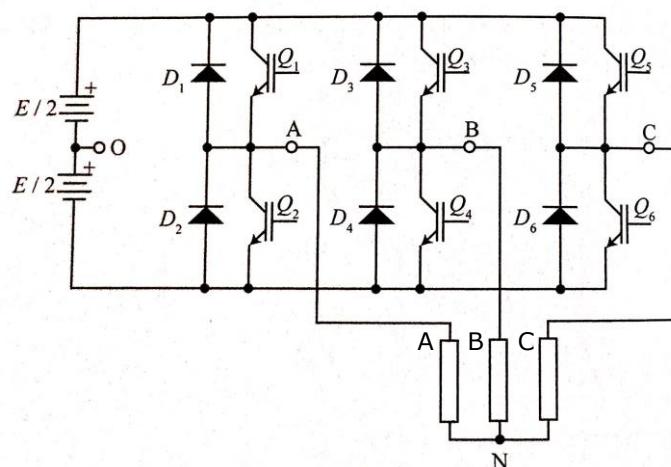


Ilustración 10: Inversor trifásico de tensión realizado con IGBTs (Eduard Ballester y Robert Piqué, 2011)

El inversor funcionará si:

- El control, es decir, la lógica que regula la tensión de los bobinados, imponga estados complementarios a los interruptores de cada rama. Evitando, de esta manera, el cortocircuito en la fuente de alimentación.
- Evitar el estado de vacío, no permitiendo el cierre simultáneo de los interruptores superiores o inferiores, lo que proporcionaría tensión nula entre fases.

Estas condiciones llevan a subdividir un ciclo de conmutación en 6 intervalos de duración $T_s/6$ y a que únicamente puedan cerrarse 2 ó 3 interruptores simultáneamente, originando los controles típicos de los onduladores trifásicos de quasi-cuadrada:

- **Control a 180º**, en el que, a lo largo de un ciclo de conmutación, $T_s=1/f$, los interruptores de una rama onduladora conducen de forma complementaria 180º y las tres ramas están desfasadas 120º entre sí. Así, están conduciendo en todo momento 3 interruptores.
- **Control a 120º**, en el que, a lo largo de un ciclo de conmutación, $T_s=1/f$, cada uno de los interruptores superiores conducen 120º al igual que los inferiores si bien desfasados 180º. Así, están conduciendo en todo momento 2 interruptores. (Eduard Ballester y Robert Piqué, 2011)

4.2.1.1.1. Control a 180°

A continuación, se presentan tanto las señales de control en relación con las correspondientes tensiones en conducción, como una tabla resumen de su funcionamiento.

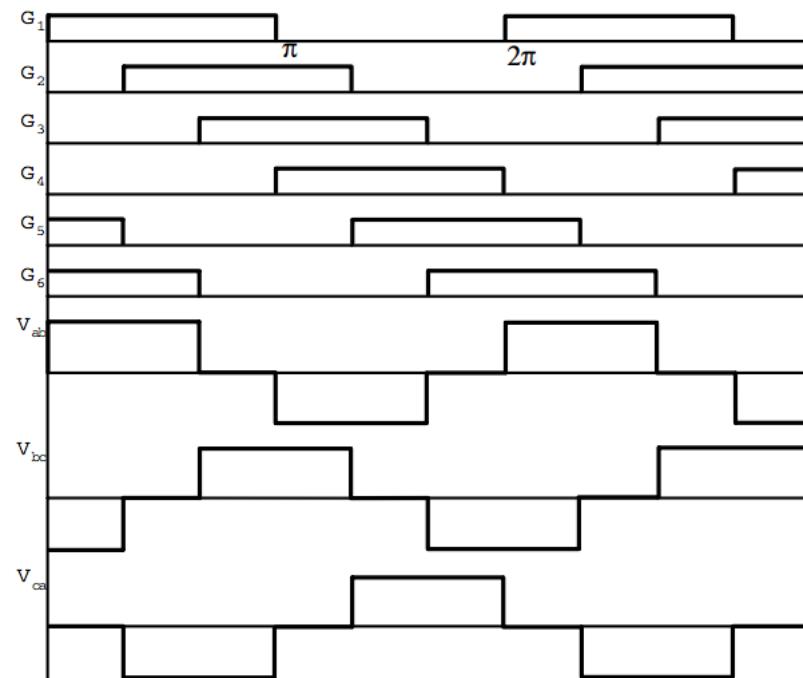


Ilustración 11: Relación de señales de puerta y tensión conducida en un inversor trifásico con control a 180° (Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia UTP, 2008)

En la ilustración se puede apreciar la señal que controla la puerta de cada uno de los IGBTs (representados con la letra "G"), en relación con las tensiones entre fases de la carga.

Tabla 1: Estados de conducción en el control 180°

Intervalo		Interruptores cerrados por el control						
1	Q ₅	Q ₄	Q ₁					
2		Q ₄	Q ₁	Q ₆				
3			Q ₁	Q ₆	Q ₃			
4				Q ₆	Q ₃	Q ₂		
5					Q ₃	Q ₂	Q ₅	
6						Q ₂	Q ₅	Q ₄

Nótese que en los límites que separan los intervalos adyacentes, únicamente cambia el estado de una rama onduladora. De esta forma, el funcionamiento del inversor quedará definido por la secuencia de los estados adyacentes de sus ramas. Del análisis de estos intervalos se deduce que:

- Las tensiones de fase están formadas por dos niveles de tensión: $+E/2$ y $-E/2$.
- Las tensiones entre fases están formadas por tres niveles de tensión: $+E$, 0 y $-E$.
- Para cargas equilibradas, las tensiones entre fase y neutro están formadas por cuatro niveles: $-2E/3$, $-E/3$, $+2/3$ y $+E/3$. (Eduard Ballester y Robert Piqué, 2011)

4.2.1.1.2. Control a 120°

A continuación, veremos la relación existente entre las señales de control y la tensión existente en la modulación a 120° .

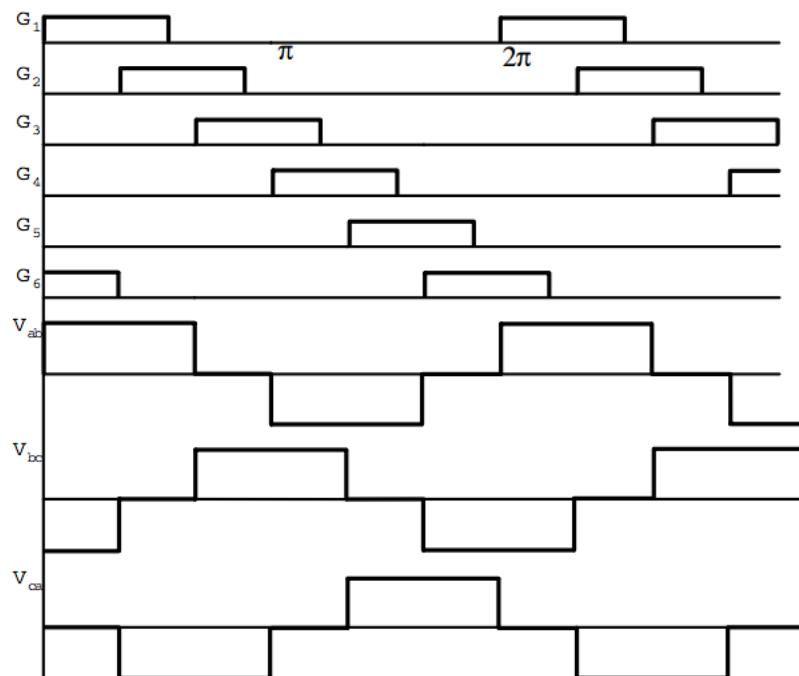


Ilustración 12: Relación de señales de puerta y tensión conducida en un inversor trifásico con control a 120° (Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia UTP, 2008)

Tabla 2: Estados de conducción a 120°

Intervalo		Interruptores cerrados por el control						
1	Q ₄	Q ₁						
2		Q ₁	Q ₆					
3			Q ₆	Q ₃				
4				Q ₃	Q ₂			
5					Q ₂	Q ₅		
6						Q ₅	Q ₄	

Con interruptores bidireccionales y con carga inductiva, la apertura de todo interruptor provoca la entrada en conducción del diodo correspondiente de la misma rama, por lo que, la tensión de fase respecto a la referencia, cambiará de signo mientras conduzca el diodo. Este diodo conduce tanto más tiempo cuanto más inductiva es la carga, llegando a presentar un comportamiento similar al control a 180° en el caso de cargas elevadamente inductivas (en el caso de motores hablamos de cargas altamente inductivas). En consecuencia, se puede afirmar que, durante 60°, la tensión en las tres fases respecto a la referencia, depende de la carga. (Eduard Ballester y Robert Piqué, 2011)

4.2.2. Conmutación sinusoidal

El control mediante conmutación sinusoidal se presenta como un método más avanzado y de mayor exactitud que el anterior. Esto se debe a que dicha conmutación busca controlar de manera precisa la posición del rotor en todo su recorrido.

Para lograr esta continuidad en el control del rotor se aplican tres corrientes sinusoidales, desfasadas 120° entre si, a los tres bobinados del motor (obteniendo una onda similar a la presentada por la tensión trifásica tradicional). La fase de dichas corrientes se toma de tal manera que el vector de corrientes resultante esté en cuadratura con la orientación del rotor. En consecuencia se obtiene un par más preciso.

Sin embargo, para lograr un control exacto de la posición del rotor es necesario conocerla con exactitud en cada instante. Para ello, los sensores de efecto Hall mencionados anteriormente dejan de tener utilidad. De esta manera, aparece la necesidad de buscar otra tecnología que nos proporcione un gran número de puntos de interpolación para conocer la posición angular del rotor. Por ejemplo, los encoders.

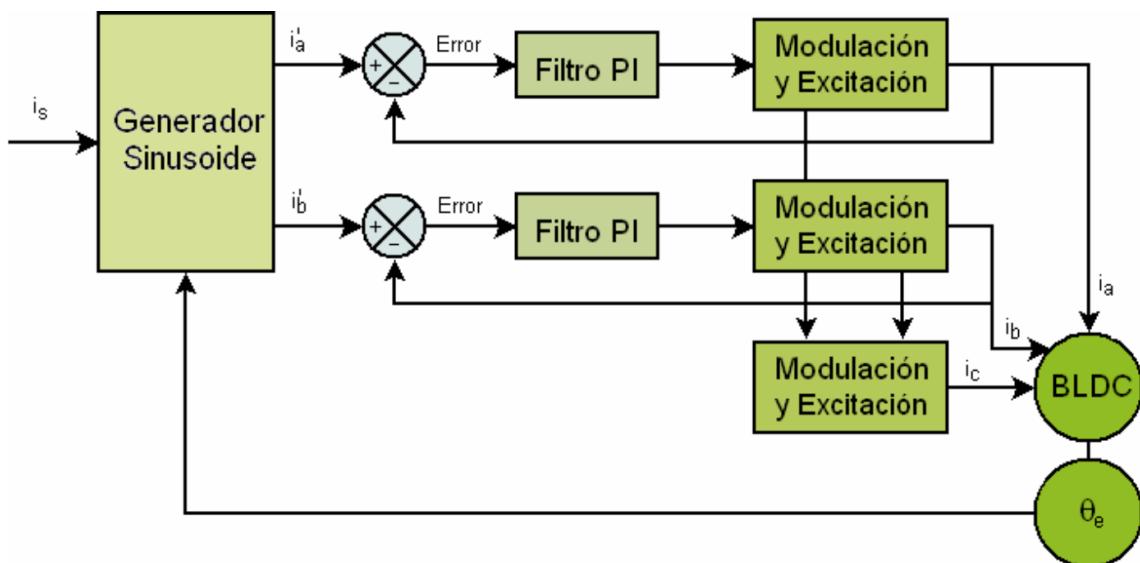


Ilustración 13: Diagrama de bloques de un sistema de control por conmutación sinusoidal (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

De acuerdo con la ley de nodos de Kirchhoff, la suma de las corrientes que entran en un nodo es igual a la suma de las corrientes que salen. En el caso que nos ocupa, tan solo es necesario controlar las corrientes de dos fases para tener completamente controlado el sistema.

En nuestro caso, dichas corrientes quedarán definidas por el sistema de ecuaciones que se presenta a continuación:

$$\begin{cases} i_a = i_s \cdot \sin(\theta_e) \\ i_b = i_s \cdot \sin(\theta_e - 120^\circ) \\ i_c = -(i_a + i_b) \end{cases}$$

Lo habitual en este método de control es la síntesis de las anteriores sinusoides mediante el uso de una LUT (Look-Up Table) en relación con la posibles lecturas del encoder. Estos registros son comparados con las corrientes medidas, y corregidas mediante un lazo de regulación proporcional-integrador. La salida de dicha etapa se aplica como entrada del generador de excitación, normalmente se utiliza tecnología de modulación PWM.

Esta metodología proporciona un aumento de eficiencia en la regulación con respecto a la anterior estrategia de conmutación. Sin embargo, presenta un peor comportamiento a altas revoluciones debido a la limitación frecuencial del bucle de corriente. Es decir, superado un nivel de revoluciones determinado, aparece una desalineación entre el vector de corrientes y el de cuadratura del rotor, que incrementa con la frecuencia.

Este fenómeno tiene como consecuencia una pérdida progresiva del par, pudiendo llegar a anularse en el punto de mayor desfase. Para compensar esta pérdida de par motor se deberá aplicar un incremento en la corriente de fase, lo que supone un gran deterioro de la eficiencia.

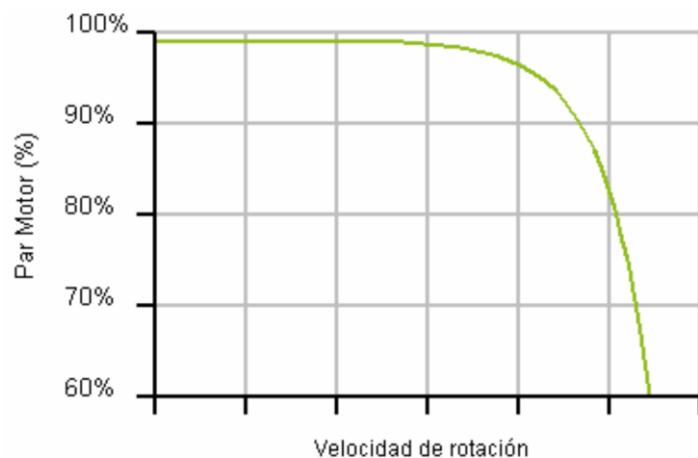


Ilustración 14: Relación entre Par Motor y Velocidad angular en el control mediante conmutación sinusoidal (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

4.2.3. Conmutación vectorial

El control por conmutación vectorial es el más complejo de los expuestos en este documento y a su vez el más eficiente.

Con la conmutación sinusoidal aparece el gran problema de pretender controlar tres vectores de corriente que por su naturaleza, son variantes en el tiempo.

En la metodología que nos ocupa, se ataca a este problema mediante el denominado *Control de Campo Orientado (Field-Oriented Control)*.

El Control de Campo Orientado trata las corrientes alternas aplicadas al motor como un vector en rotación. Si se considera dicho vector en un marco de referencia que se encuentre igualmente rotando con velocidad angular igual a la frecuencia síncrona de la máquina, se pueden separar sus componentes real e imaginaria. Siendo la primera proporcional al flujo magnético que origina la rotación y la segunda, al par proporcionado por el motor. (Jorge Zambada y Debraj Deb, 2010)

Debido a que el vector de corriente en el espacio de referencia es estático, desaparecen los problemas asociados a la frecuencia de trabajo de los reguladores PI, considerando que trabajan en continua.

Para realizar este control, es necesario transformar el espacio vectorial estático de las bobinas al espacio rotacional de cuadratura D-Q. Para ello, a pesar de existir la posibilidad de realizarlo mediante un único paso, lo habitual académicamente es recurrir a la *Transformada de Clarke* en primera instancia y posteriormente aplicar la *Transformada de Park*.

- Transformada de Clarke: se transforma un sistema de tres fases equiespaciadas (a, b, c), a uno de dos fases ortogonales (α, β); ambos estacionarios.

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & \cos \varphi & \cos 2\varphi \\ 0 & \sin \varphi & \sin 2\varphi \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

- Transformada de Park: se transforma el sistema ortogonal estacionario (α, β) al sistema rotacional de cuadratura (D, Q). (Alejandro José Gazulla, 2014).

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

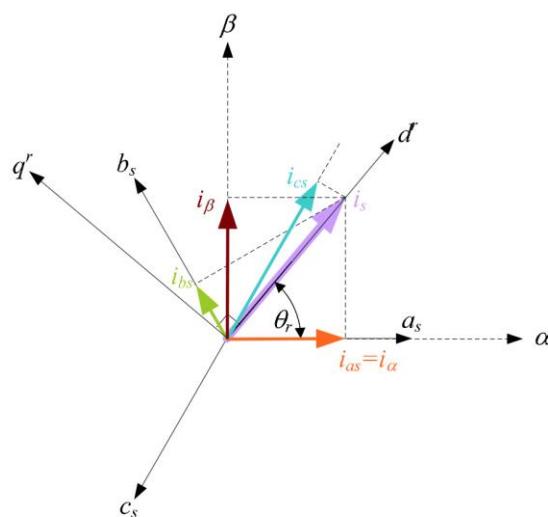


Ilustración 15: Representación del espacio vectorial estático de las bobinas y efecto de las Transformadas de Clarke y Park (Carlos Montes, 2006)

Una vez realizadas las dos transformaciones, el control del motor se simplifica considerablemente. Dos controladores PI son utilizados para controlar la componente directa y la cuadratura de forma independiente. La componente en cuadratura es la

única que proporciona par útil, por lo tanto, la referencia de la componente directa suele fijarse a cero. De esta forma se fuerza al vector de corrientes a situarse en la dirección de la componente de cuadratura maximizando la eficiencia del sistema. (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

Finalmente se realizan las transformadas inversas para regresar al espacio vectorial estático de cada una de las fases mediante modulación PWM.

De la misma manera que sucedía en la conmutación sinusoidal, es fundamental el uso de un sensor de posición angular de gran precisión. Esto se debe a la necesidad de conocer con exactitud la posición del rotor. En caso contrario no se logrará el completo desacople de las componentes directa y de cuadratura, objetivo indispensable de la filosofía de control que nos ocupa.

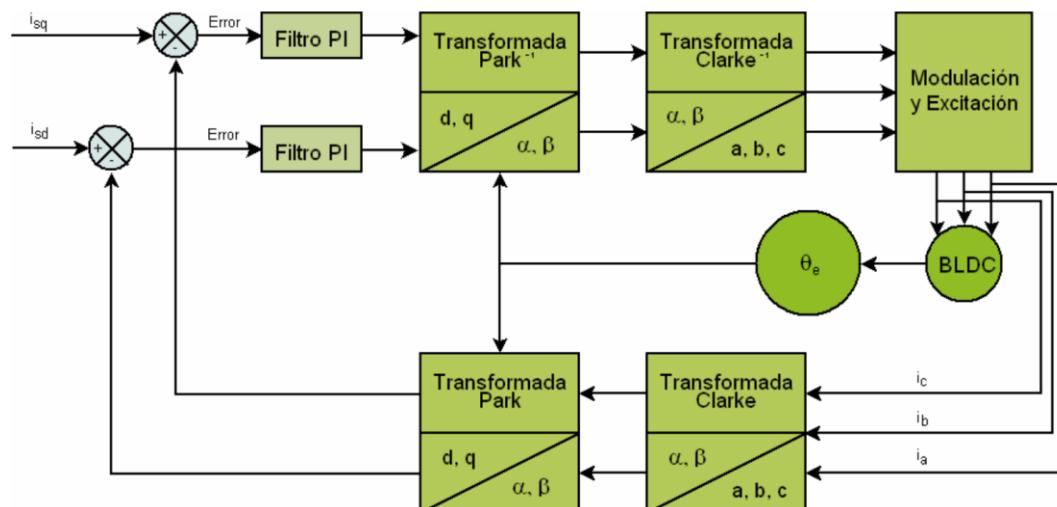


Ilustración 16: Diagrama de bloques del Control Vectorial de Campo Orientado (Roger Juanpere Tolrà, 2006)

4.3. SENSORES

Como ya hemos visto, para el control de motores brushless es necesario contar con una referencia, aproximada o de precisión (dependiendo de la metodología a implementar), de la posición angular del rotor.

Dentro de la realimentación en este tipo de motores, podemos encontrar tecnologías muy variadas. Podemos realizar una primera gran distinción entre sensores de alta precisión, como pueden ser los encoders, o realimentaciones más sencillas basadas en sensores de efecto Hall.

4.3.1.1. Sensores Hall

El efecto Hall se produce cuando se ejerce un campo magnético transversal sobre un cable por el que circulan cargas. Como la fuerza magnética ejercida sobre ellas es perpendicular al campo magnético y a su velocidad (ley de la fuerza de Lorentz), las cargas son impulsadas hacia un lado del conductor y se genera en él una tensión transversal.

Los sensores de efecto Hall se basan en dicha tensión transversal. Midiendo entre dos puntos de un cable alimentado a intensidad fija y acercándole un imán, es posible detectar la tensión transversal. Al eliminar el campo magnético, la tensión desaparece.

Si aplicamos este principio a los motores brushless. Instalando un actuador magnético en el rotor y un sensor de efecto hall fijo, podemos detectar la velocidad angular del motor. Aumentando el número de sensores e imanes, podremos conocer de manera aproximada la posición angular del rotor.

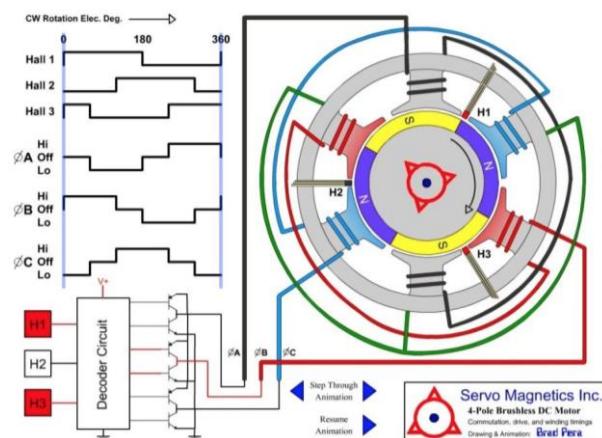


Ilustración 17: Excitación a 180º de un Motor Brushless realimentado por Sensores Hall (Alejandro José Gazulla, 2014)

4.3.1.2. Encoder

Se denomina encoder a aquellos dispositivos capaces de convertir la posición angular de un eje en señales para su posterior interpretación. Normalmente se realiza la distinción entre mecánicos u ópticos (según la metodología para codificar la señal). Sin embargo, existen otras tecnologías de captación de la posición, como pueden ser los encoders magnéticos.

- Encoder mecánico: se compone de un disco de metal con anillos grabados siguiendo un determinado patrón, así como de una fila de contactos por la que circula corriente. Al aplicarle movimiento rotacional, el patrón cierra los correspondientes contactos generando un código único para cada posición del eje.
- Encoder óptico: como núcleo del sensor se dispone un disco transparente sobre el que se presenta un patrón único, formado por la combinación de áreas transparentes y áreas opacas. Desde un lado del disco se instala un emisor de infrarrojos, detectándose al otro la combinación que determina la posición del eje.
- Encoder magnético: requiere un actuador magnético, normalmente circular, dónde cada uno de los hemisferios se corresponde a una polaridad. Se dispone coaxial al eje del rotor. Por otro lado se dispone de una construcción en puente de resistencias sensibles a campos magnéticos (GMR), implementadas siguiendo el circuito que se muestra en la ilustración 18. De tal manera que determina la posición angular absoluta del rotor mediante una interpolación basada en la medida de intensidad de campo magnético de los cuatro sensores.

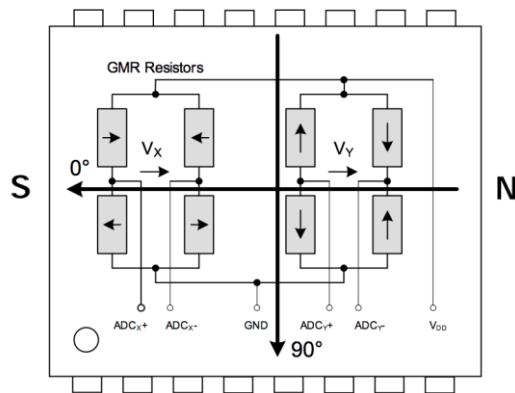


Ilustración 18: Diagrama de puente de sensores GMR en encoder magnético (Infineon TLE5309D)

Por otro lado podemos encontrar dispositivos absolutos o incrementales (en función de la salida proporcionada).

4.3.1.2.1. Encoder Absoluto

Se consideran dentro de esta categoría aquellos sensores que indican la posición angular exacta del rotor. Esta información puede venir dada bien de manera analógica, es decir, como un valor de tensión único para cada ángulo, o como un código digital único para cada una de las posiciones del eje del motor.

Algunas de las tecnologías más habituales, clasificadas en función de la señal proporcionada, son:

- Sinusoidal
- Conmutación (UVW)
- Rampa de tensión
- Digital
 - SSI (Comunicación serie)
 - TWI (Comunicación I2C)
 - CANbus

Nos centraremos en la descripción de las dos primeras tecnologías, debido a su uso a lo largo de la etapa de desarrollo.

4.3.1.2.1.1. Encoder de salida sinusoidal

Esta clase de sensores proporcionan la información que se corresponde a una codificación mediante dos señales, coseno y seno. Pudiéndose interpretar las tensiones de salida como la descomposición en los ejes X e Y (respectivamente), de tal manera que por combinación de ambas se determina con precisión el ángulo en que se sitúa el rotor.

Normalmente, cada periodo de esta función seno, se corresponde con un giro completo del rotor. Y la onda que precede, seno o coseno, es la que indica el sentido de giro.

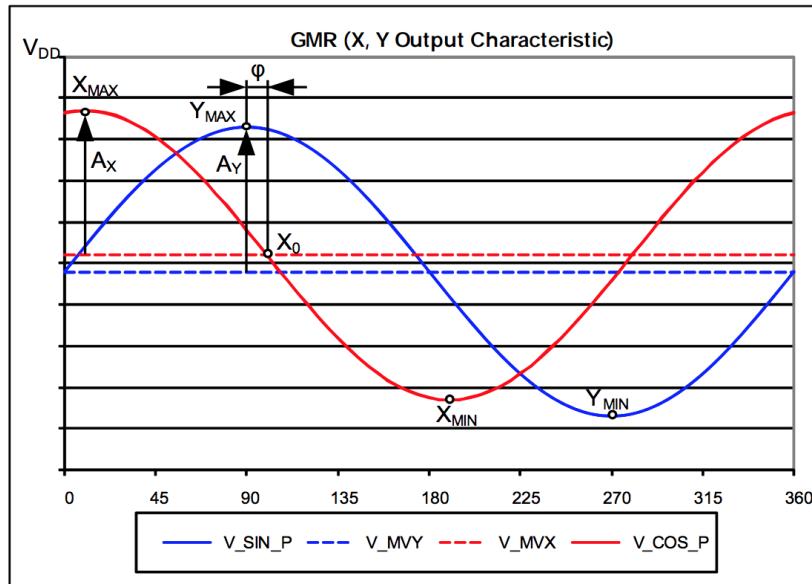


Ilustración 19: Ejemplo de señal de encoder sinusoidal (Infineon TLE5309D)

El uso de un sensor carece de sentido si éste no se ha calibrado correctamente ya que simplemente nos estaría indicando una posición angular del rotor incorrecta. Es decir, no seríamos capaces de controlar el motor de una manera eficiente.

La calibración de este tipo de sensores pasa por dos fases. En primer lugar, si se trata de un sensor magnético, es conveniente corregir errores de perpendicularidad y excentricidad. Esto proporcionará un ajuste fino, optimizando al máximo la eficiencia en cuanto a lo que se refiere a realimentación.

Para ello se debe tomar una muestra representativa de tensiones en la salida de ambas señales, siendo aconsejable tomar estas medidas con giros a ambos sentidos para asumir los errores debidos a histéresis del sensor. Una vez recogidos los datos se deberá aplicar teoría de regresión¹ a la elipse, es decir, el ajuste de los datos obtenidos experimentalmente a una elipse. Una vez hayamos obtenido éste modelo, es posible extraer la función de transferencia del sensor, anulando de esta manera los errores mencionados anteriormente.

¹ Regresión, en estadística, puede definirse cómo el ajuste de una curva o una línea de acuerdo a una dispersión de puntos, de tal manera que las diferencias en las distancias de los puntos se reducen al mínimo. (Businessdictionary.com). Para más información del tema se recomienda acudir a artículo Philipp B.. (2009, Septiembre). CircStat: A MATLAB Toolbox for Circular Statistics. *Journal of Statistical Software*, Volumen 31, Página 10.

En segundo lugar, deberemos ajustar el offset, es decir, la diferencia angular entre el punto de referencia del sensor y la primera bobina del motor. Para ello se deberá calcular dicho ángulo. Con este valor se concluirá la función de transferencia.

4.3.1.2.1.2. Encoder de Comutación UVW

El encoder de conmutación proporciona tres señales desfasadas entre sí 120° . Cada una de ellas se corresponde con cada una de las fases del motor, de tal manera que el sensor proporciona una señal en alto durante todo el recorrido del rotor durante la sección abarcada por la bobina de la fase correspondiente. Repite el proceso con las tres fases, quedando así reflejada de manera absoluta, la posición del rotor a lo largo de los 360° .

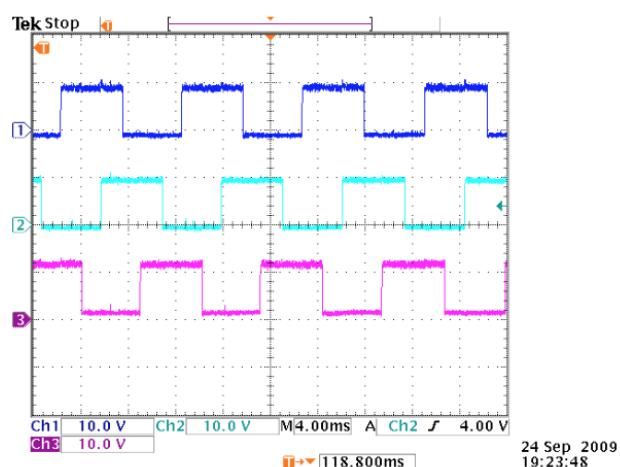


Ilustración 20: Ejemplo de señales en un encoder UVW (Sevcon)

Al igual que sucedía en el caso anterior, es necesario ajustar este sensor para obtener el máximo rendimiento. Para ello, en este caso, se debe comenzar por programar el sensor de acuerdo a nuestro motor. Esto es, configurar el sensor para que el número de conmutaciones por periodo en cada fase se corresponda al número de pares de polos en nuestro motor.

En segundo lugar, y al igual que en el caso del encoder sinusoidal, se debe ajustar el desfase entre la posición física de la primera bobina y la referencia de "cero" del sensor. Siendo la posición óptima la mostrada en la Ilustración 21. En el caso de los encoders de conmutación es habitual poder reprogramar la referencia para lograr este objetivo.

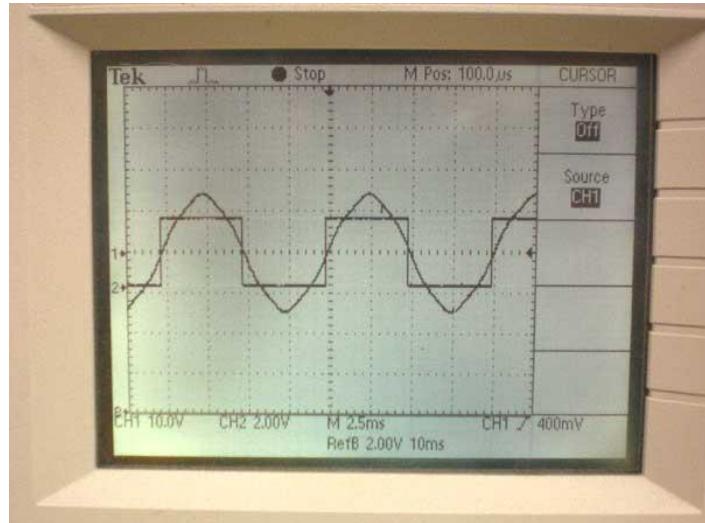


Ilustración 21: Ajuste de Offset en un encoder de conmutación UVW. La señal sinusoidal corresponde con la salida de la bobina actuando como generador, la salida de onda cuadrada se corresponde con una de las fases del sensor (Quantum Devices Inc)

4.3.1.2.2. Encoder Incremental

El encoder incremental proporciona una salida de onda cuadrada. Se compone de dos señales desfasadas 90°. Con la lectura de la primera se da a conocer la velocidad angular del rotor. Considerando ambas señales se logra determinar, además, el sentido de giro.

En algunas ocasiones, se incluye una tercera onda, normalmente denominada "Z". Ésta marca un pulso dando la referencia de "cero", con ello se consigue indicar la posición absoluta del rotor.

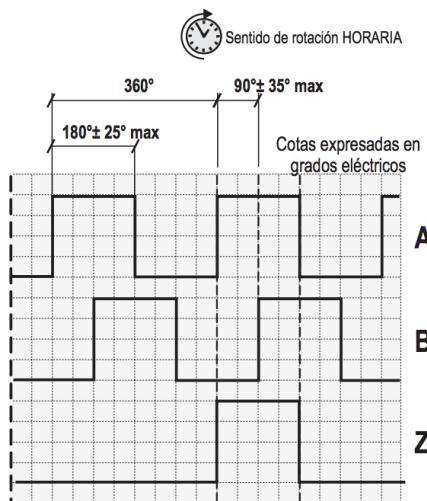


Ilustración 22: Representación gráfica de las señales A, B y Z de un encoder incremental (SILGE ELECTRÓNICA)

4.4. COMUNICACIÓN CAN Bus

CAN Bus es un protocolo de comunicación que fue desarrollado en la década de los 80, por la firma alemana Robert Bosch GmbH, para el intercambio de información entre unidades de control electrónicas, siendo principalmente implantada en sectores como la industria y la automoción. Su nombre procede de las siglas "Controller Area Network", es decir, red de control de área. Por otro lado, su implementación se lleva a cabo por una topología en bus, como presentaremos a continuación.

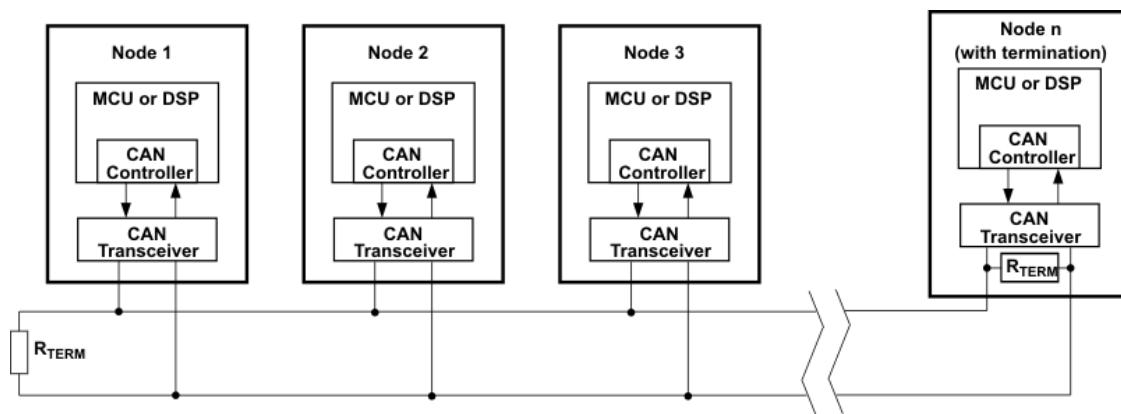


Ilustración 23: Topología CAN Bus

Esta red de comunicaciones permite un gran flujo de datos entre las unidades conectadas, lo que se traduce en una disminución del número de cables que componen la instalación eléctrica.

Además, se trata de comunicación asíncrona de tipo CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection). Es decir, cada uno de los nodos de una red CAN tiene capacidad de detectar el estado de la misma, de tal manera que sabe si la red se encuentra inactiva y por tanto puede proceder a enviar mensajes. En caso de que dos nodos envíen mensajes simultáneamente, ambos nodos detectan la colisión y se ordenan basándose en un método de arbitraje según el identificador del mensaje, priorizando aquellos que presentan un "ID" inferior. (Javier Amaro Martínez, 2015)

Dentro de la pila OSI, CAN Bus cubre las capas de *Enlace de datos* y *Física*.



Ilustración 24: Modelo OSI

4.4.1. Capa física

El soporte físico de la red debe estar adecuado para el intercambio de señales simultáneas entre los distintos nodos. Además, está diseñada para evitar distorsiones en la transmisión de datos debidos a agentes externos.

4.4.1.1. Buses

Se entiende como “buses” al conjunto de conductores, común a los distintos subsistemas que intervienen en la comunicación, y por los que se lleva a cambio el intercambio de información. Es decir, los cables que interconectan los distintos nodos de la red CAN.

Los datos se transmiten por en bus en dos señales separadas, cada una mediante su correspondiente hilo (CAN High y CAN Low), de manera que la información se transmite de acuerdo a la tensión diferencial entre ambos cables. A continuación se muestra el voltaje que aparece en cada uno de ellos en función del estado de la señal.

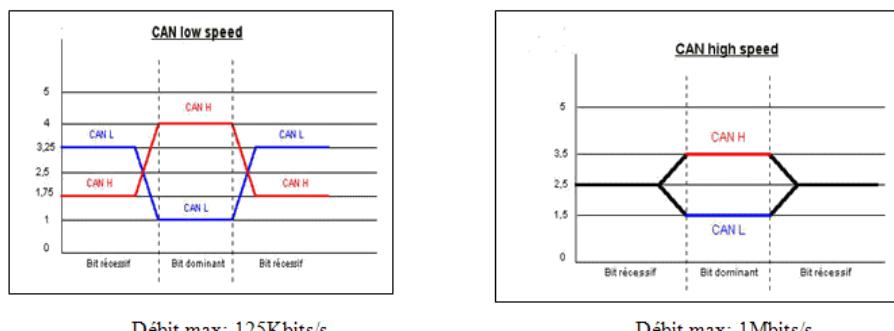


Ilustración 25: Voltaje de las líneas CAN High y Low en buses de baja y alta velocidad

Para la transmisión de datos se emplea par trenzado debido a que, de esta manera, se consigue proteger la comunicación frente a ruidos inducidos por campos magnéticos. El grado de trenzado dependerá directamente de la longitud de los buses, así como de la velocidad de transmisión. Además, para lograr mayor protección frente dichos ruidos, es recomendable emplear cableado apantallado.



Ilustración 26: Manguera empleada en CAN Bus

Existe una clasificación de buses dentro de las redes CAN dependiendo de la velocidad de transmisión, reservando la comunicación de alta velocidad para las redes que requieran un nivel elevado de actualización de datos. Por ejemplo, la red de gestión del motor de un vehículo, empleando la de baja velocidad para redes que gestionan los subsistemas de confort.

4.4.1.2. Terminadores

En el contexto de una red CAN se denomina terminador a cada una de las resistencias eléctricas, habitualmente de 120 ohmios, que se disponen entre los buses *CAN High* y *CAN Low*. Su presencia es necesaria para evitar fenómenos de reflexión que afectan a los datos transmitidos a altas frecuencias.

4.4.1.3. Transceptor

El transceptor de un nodo CANBus es el encargado de transmitir y recibir las señales. Es decir, durante el proceso de transmisión, toma el mensaje digital del controlador y lo adapta a las tensiones de los buses *CAN High* y *CAN Low*. De igual manera, durante la recepción de mensajes, lee los voltajes de estos conductores y transmite el correspondiente mensaje al controlador en formato digital mediante comunicación serie.

4.4.1.4. Controlador

La función del controlador CANBus es la de gestionar los mensajes recibidos desde el bus y prepararlos para su lectura desde el microprocesador del nodo. Asimismo, realiza la función en sentido inverso, proporcionándole al transceptor los mensajes dictados por el microprocesador.

Dentro de las funciones del controlador encontramos la de arbitraje, es decir, se encarga de administrar el envío de mensajes en función de la disponibilidad de la red, así como priorizar unos mensajes sobre otros en caso de colisión.

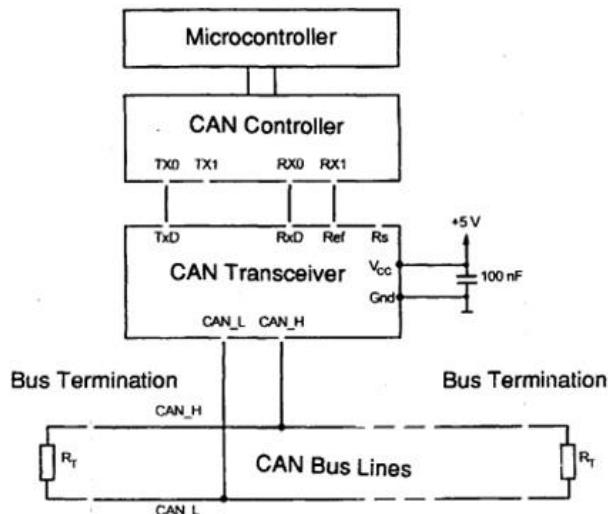


Ilustración 27: Conexión de los nodos CAN según la norma ISO 11898

4.4.2. Capa de Enlace de Datos

Como se ha introducido anteriormente, se trata de un protocolo CSMA/CD, es decir, permite el intercambio de datos entre un gran número de nodos (hasta 32), solventando la colisión entre nodos transmisores empleando lo que se conoce como *Arbitración*. De esta manera, se otorga permiso para transmitir el mensaje a aquellos nodos con el identificador más bajo. Sin embargo, esto solo ocurre en algunas ocasiones, de manera que en una red CAN todos los nodos permanecen leyendo en bus en todo momento, pasando a transmitir cuando la línea se encuentra libre.

Además, CAN Bus posee un buffer (o varios dependiendo del protocolo), que permite controlar el tráfico de datos mediante el uso de filtros y máscaras. Cómo se muestra a continuación, estos actúan realizando una operación AND entre el identificador de mensaje y la máscara del buffer. Los mensajes serán aceptados únicamente si coinciden con el filtro. (Alejandro García Osés, 2015)

Tabla 3: Ejemplo de máscara de un buffer CAN Bus

	Nodo 1	Nodo 2
Identificador	10011	10101
Máscara	00110	00110
Resultado AND	00010	00100
Filtro	00010	00010
Aceptación	SI	NO

4.4.3. Trama de CAN Bus

A continuación se presentan las distintas tramas de datos que componen la comunicación CAN. Estas emplean lo que se denomina *bit stuffing*, esto es, cuando se suceden 5 bits de igual valor, se introduce uno de valor opuesto para asegurar que no se produce desincronización. Por otro lado, se lleva a cabo una separación entre tramas para evitar errores en la recepción de datos, ésta se compone de al menos tres bits recessivos.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es la existencia de dos tramas claramente diferenciadas de mensaje. Estas son las tramas estándar y extendida, donde varía la longitud del campo de arbitrio debido a que la trama extendida se caracteriza por un identificador de mayor longitud, es decir, permite un número superior de campos en la red.

Dentro del protocolo CAN Bus podemos identificar cuatro tramas.

- Trama de datos
- Trama remota
- Trama de error
- Trama de sobrecarga

4.4.3.1. Trama de datos

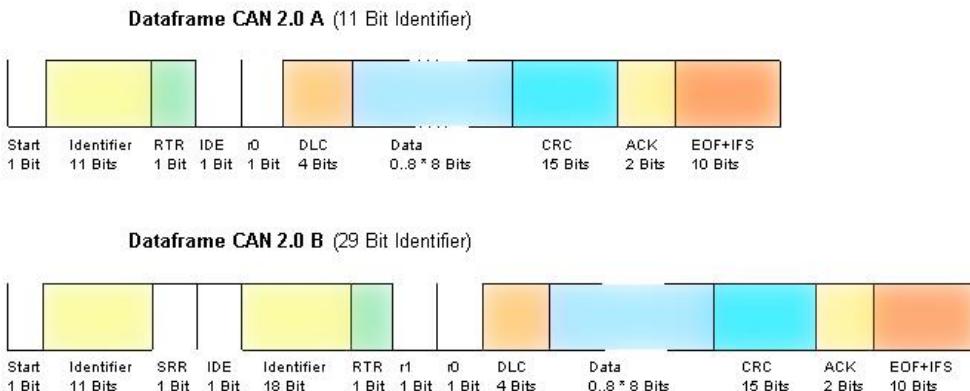


Ilustración 28: Trama de datos en un mensaje CAN

En orden de bits, se presentan los campos que conforman la trama de datos:

Start of frame: un bit dominante que indica el comienzo del mensaje y sincroniza todos los nodos.

Campo de arbitrio: varía su longitud dependiendo del tipo de trama, es decir, si se trata de mensaje estándar o extendido. Contiene el identificador, quien indica la prioridad del mensaje, como se ha explicado anteriormente.

Dentro de este campo también se incluye el bit RTR. Éste se emplea para distinguir entre trama de datos o trama remota.

Campo de control: contiene todos los datos que caracterizan la trama, comenzando por el bit IDE indicador del tipo de trama (estándar o extendida). Continúa con el bit RB0, reservado como dominante por el protocolo. Finalmente cierra el campo un conjunto de bits denominados DLC (Data Length Code), quien aporta la cantidad de datos enviada. En el caso de las tramas extendidas, este campo contiene un bit RB1 reservado.

Campo de datos: contiene los datos del mensaje. Puede presentar una longitud de hasta 8 bytes.

Campo de verificación por redundancia cíclica (CRC): 15 bits de longitud que se encargan de detectar errores en la transmisión del mensaje. Concluye con un bit recesivo.

Campo Acknowledgment (ACK): Se trata del campo de acuse de recibo. El nodo transmisor envía un primer bit recesivo de petición del acuse de recibo. Los nodos que han recibido el mensaje sobrescribirán el segundo bit de este campo, llevándolo a estado dominante.

Fin de trama: Secuencia de 7 bits recesivos que señalan el final del mensaje.

4.4.3.2. Trama remota

Además de transmitir datos, los nodos tienen la capacidad de solicitarlos, esto se lleva a cabo mediante el uso de la trama remota. Queda declarada mediante el bit RTR. Por otro lado, un mensaje de solicitud de datos debe llevar como identificador un código que coincide con el ID del nodo al que se está requiriendo información, así como el campo de datos completado mediante ceros.

4.4.3.3. Trama de error

Se genera al detectar un error en la red. Consta de dos campos, el delimitador de error (8 bits consecutivos recesivos) y el indicador de error.

4.4.3.4. Trama de saturación

Aparece cuando se detecta un bit dominante en el espacio entre tramas, o al no ser posible el envío de un mensaje. Esto puede darse como consecuencia de un nodo que necesite más tiempo para procesar un determinado mensaje. La trama de saturación consta de la misma estructura que la trama de error.

4.4.4. Protocolo CANopen

Hasta el momento únicamente hemos definido la primera y segunda capa de la pila OSI, correspondientes al medio físico de comunicación y las tramas de mensajes de datos. Sin embargo, CANopen hace referencia a las cinco capas restantes, es decir, al direccionamiento, fiabilidad y codificación de los datos, así como a la sincronización. Finalmente, la capa de aplicación en el contexto de CANopen define cómo configurar y sincronizar cada uno de los nodos CAN.

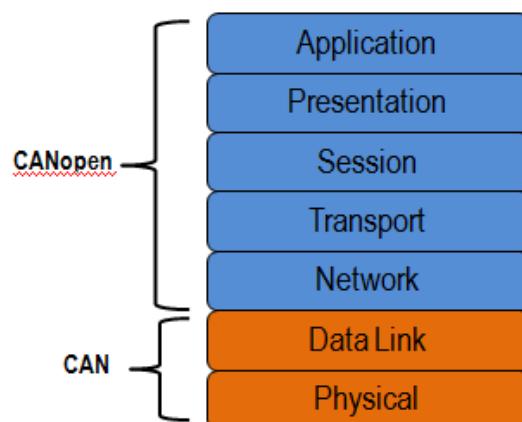


Ilustración 29: CANopen y el modelo OSI

4.4.4.1. Modelo del nodo CANopen

El nodo está formado por tres elementos bien diferenciados que interactúan entre sí siguiendo la siguiente estructura.

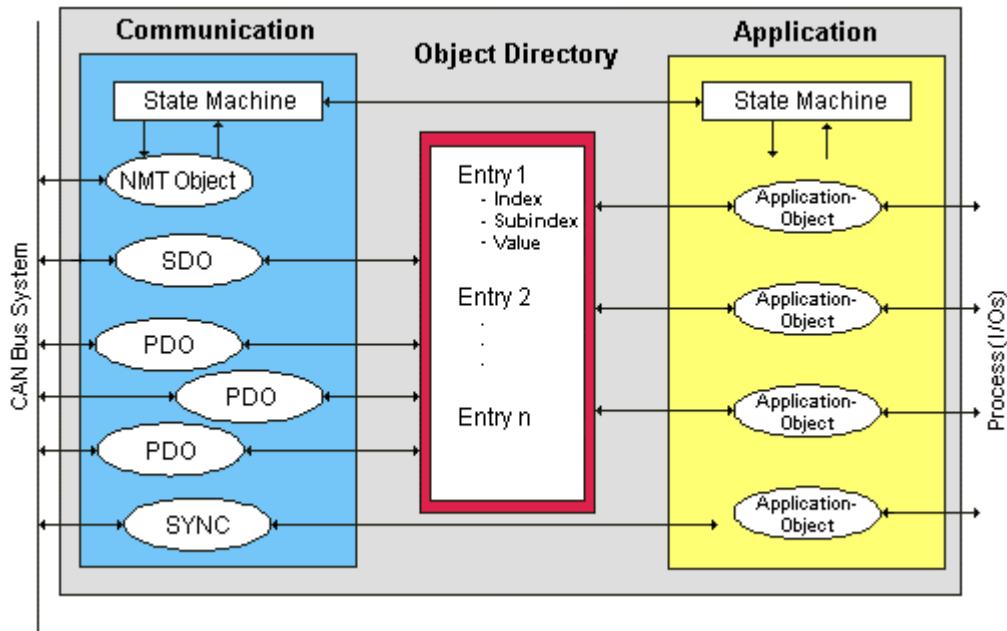


Ilustración 30: Modelo del nodo CANopen

Comunicación: unidad encargada de gestionar los objetos de comunicación para, posteriormente, transmitirlos mediante el bus. Soporta tanto transmisiones síncronas (mediante un mensaje de sincronización) o asíncronas. Podemos encontrarnos tres tipos de comunicación:

- **Dirigida por eventos:** los mensajes se envían cuando alguno de los contenidos cambia.
- **Cíclica:** se aceptan y transmiten los datos al recibir un mensaje de sincronización (SYNC).
- **Por solicitud:** la recepción de un mensaje de petición de datos conlleva que el nodo comience a transmitir los parámetros solicitados.

Diccionario de objetos: se trata de una de las unidades centrales de un nodo CANopen. Este elemento guarda en una tabla toda la información y parámetros necesarios para que el nodo pueda operar correctamente. Dentro de esta estructura los datos se ordenan basándose en dos campos propios de cada objeto, el índice (Index, 2 bytes) y el subíndice (sub-index, 1 byte).

Cada objeto contiene un único parámetro que puede tomar como formato: boolean, unsigned integer, float o char. Además, es posible acceder a dichos datos mediante el uso de dos mecanismos de comunicación, SDOs (Service Data Object) o PDOs (Process Data Object).

Aplicación: controla la funcionalidad del nodo en relación a la interacción con el entorno de procesos.

4.4.4.2. *Modelo de comunicación*

El tráfico de datos por el bus queda dividido en dos clases principales:

- **Service Data Object (SDO):** mensajes de baja prioridad, principalmente relacionados con los parámetros de configuración. Se emplean para lectura y escritura de cualquiera de las entradas del diccionario de objetos.
- **Process Data Object (PDO):** mensajes de alta prioridad utilizados para el intercambio de datos en tiempo real.

Adicionalmente existen otros mensajes sin transmisión de datos, pero de gran relevancia para una correcta comunicación.

- **Synchronisation Object (SYNC):** señal de sincronismo de mensajes.
- **Time Stamp Object (TIME):** referencia de tiempo.
- **Emergency Object (EMCY):** envía información de errores internos en los nodos.
- **Network Management Object (NMT):** envía información de la máquina de estados de cada nodo.

4.4.4.2.1. *Process Data Object (PDO)*

Los mensajes PDO, de alta prioridad, quedan reservados para el envío de datos en tiempo real. Dentro de estos mensajes, se incluye información como lecturas de sensores o estado de salidas (por ejemplo, potencia instantánea entregada por un motor).

Los PDOs son servicios no confirmados que se desarrollan sin sobrecarga del protocolo. Aunque los PDOs no están indexados se corresponden con entradas en el Diccionario de Objetos y provee de una interfaz de objetos de la aplicación. El tipo de dato y mapeado de un PDO para cada objeto y aplicación está determinada por defecto dentro de la estructura mapeada del Diccionario de objetos de cada dispositivo. (Roberto Gámez Pérez, 2012)

Podemos hacer una distinción entre dos tipos de PDOs, de transmisión (TPDO) o de recepción (RPDOs). En esta comunicación se denominará “productor” al nodo que transmite, mientras que los nodos receptores tomarán la designación de “consumidores”.

Los PDOs quedan definidos mediante los parámetros de comunicación y de mapeado:

- **Parámetros de comunicación:** COB-ID, tipo de transmisión y tiempos de inhibición.
- **Parámetros de mapeado:** contiene las listas de objetos del diccionario de objetos incluidos en el PDO.

4.4.4.2.2. Service Data Object (SDO)

Los SDO son mensajes de baja prioridad utilizados para leer o escribir cualquiera de las entradas del Diccionario de Objetos. Por ello, este tipo de comunicación es empleada para realizar las configuraciones del nodo durante su estado pre-operacional.

Esta comunicación sigue un modelo Client/Server donde es el cliente quien debe comenzarla. Para ello envía un mensaje con identificador *600h + Nº de nodo Server* (Por ejemplo, 603h para el nodo Nº3), este mensaje será ignorado por todos los nodos que no se correspondan con el indicado en el identificador, y respondido con otro mensaje con identificador *580h + Nº de nodo Server*, por el nodo que cumpla la condición.

Los mensajes SDO siguen una estructura muy concreta, formada por tres campos bien diferenciados.

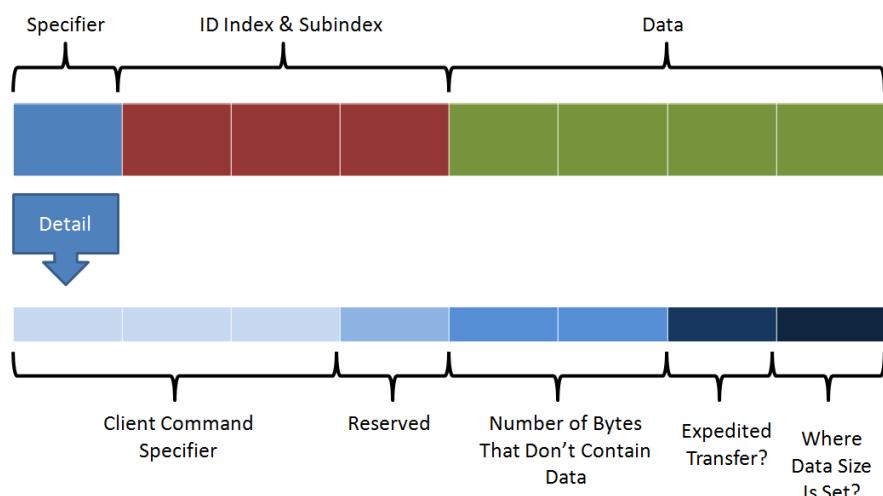


Ilustración 31: Estructura de un mensaje SDO

COB-ID: Abarca el primer byte del mensaje. En él se especifica el tipo de mensaje (Read/Write/Abort), el número de bytes de datos vacíos y si el mensaje se envía completo o fragmentado.

Tabla 4: Posibles configuraciones COB-ID de un SDO

1 ^a mitad del byte		2 ^a mitad del byte	
2x	Segment download	x0	Los datos no van en el mensaje
4x	Init download	x2	Los datos si van en el mensaje (Sin especificar cantidad)
6x	Init upload	x3	4 Bytes de datos en el mensaje
8x	Segment upload	x7	3 Bytes de datos en el mensaje
Ax	Abort SDO Transfer	xB	2 Bytes de datos en el mensaje
Cx	SDO Block upload	xF	1 Byte de datos en el mensaje
Ex	SDO block download	-	-

ID Index & Sub-index: Indexado del objeto dentro del Diccionario de Objetos. Dicho campo abarca dos bytes del mensaje.

Datos: Campo que ocupa los 4 últimos bytes del mensaje e incluye el valor correspondiente a la parametrización del campo en cuestión.

5. DESARROLLO

Según se ha comentado a lo largo del documento, el objetivo último es el de lograr llevar un motor brushless a su punto óptimo dentro del subsistema de tracción dentro de una motocicleta eléctrica de competición. Para ello, deberemos comenzar por conocer todas aquella restricciones que delimitarán el problema que se plantea.

En primer lugar debemos recordar que el proyecto se realiza de la mano del equipo EUPLA Racing Team dentro de la competición Motostudent. Por tanto, se deberá trabajar acatando el reglamento de la competición. Esto nos condicionara principalmente en la selección de algunos de componentes.

El desarrollo del presente trabajo comenzará por una primera fase de diseño y selección de componentes del circuito eléctrico. Siguiendo por el diseño mecánico del banco.

5.1. DISEÑO

5.1.1. *Diseño eléctrico*

Se busca diseñar un banco de ensayos para optimizar el control del sistema de tracción de una motocicleta. Por lo que, a pesar de tratarse del diseño del banco, debe estar enfocado hacia una posterior adaptación en el vehículo.

El diseño estará basado en un modelo en V. Es decir, buscaremos una mejora continua revisando el circuito eléctrico cada vez que se introduzca un componente nuevo, tratando de alcanzar la configuración óptima.

5.1.1.1. *Motor*

Partimos de un punto clave, el motor. Tomamos dicho subsistema como punto de inicio debido a la imposición del mismo por la normativa mencionada anteriormente. Se trata del modelo *PMS150* de la empresa alemana *Heinzmann GmbH* en su configuración sin refrigeración líquida.

Tabla 5: Características motor Heinzmann PMS 150

Heinzmann PMS 150	
Tensión de enlace	96 V _{DC}
Tensión nominal	66,6 V _{AC}
Velocidad nominal	6000 rpm
Par nominal	20,7 Nm
Par pico	80 Nm
Potencia nominal	13 kW
Corriente nominal	149,5 A _{rms}
Constante de velocidad	9,133 V/1000 rpm
Constante de par	0,1385 Nm/A

Además, dicho motor se suministra con encoder instalado. Se trata del modelo RMB29AC de la empresa RLS. Este dispositivo proporciona su salida codificada mediante una señal seno-coseno, cuyas tensiones oscilan entre 1,9v y 4,1v. Este sensor proporciona la posición del rotor con precisión de 0,7º. Este sensor es de tipo magnético. Por lo que adquiere la variable física mediante la lectura del campo magnético de un imán adherido coaxialmente al rotor.

El motor se proporciona equipado con una sonda de temperatura KTY84. Esto es, una PTC basada en silicio, con una relación resistencia/temperatura teóricamente lineal. El fabricante del motor aprovecha la PCB del encoder para conectar el sensor de temperatura a la masa del sistema, proporcionar los cables de conexión de ambos sensores en una única manguera.



Ilustración 32: Motor Heinzmann PMS150 (Izqda) y Encoder RLS RMB29AC (Dcha) (Imágenes extraídas de sus correspondientes datasheet)

Una vez conocido el actuador, pasamos a considerar todos aquellos elementos que serán necesarios para llevar a cabo su control. Para ello reflejaremos grosso modo los subsistemas necesarios. Consideraremos todas las interacciones del subsistema de potencia con el resto de elementos en su aplicación final, dentro del vehículo. Delimitando aquellos componentes o unidades que vayan a pertenecer al banco de ensayos.

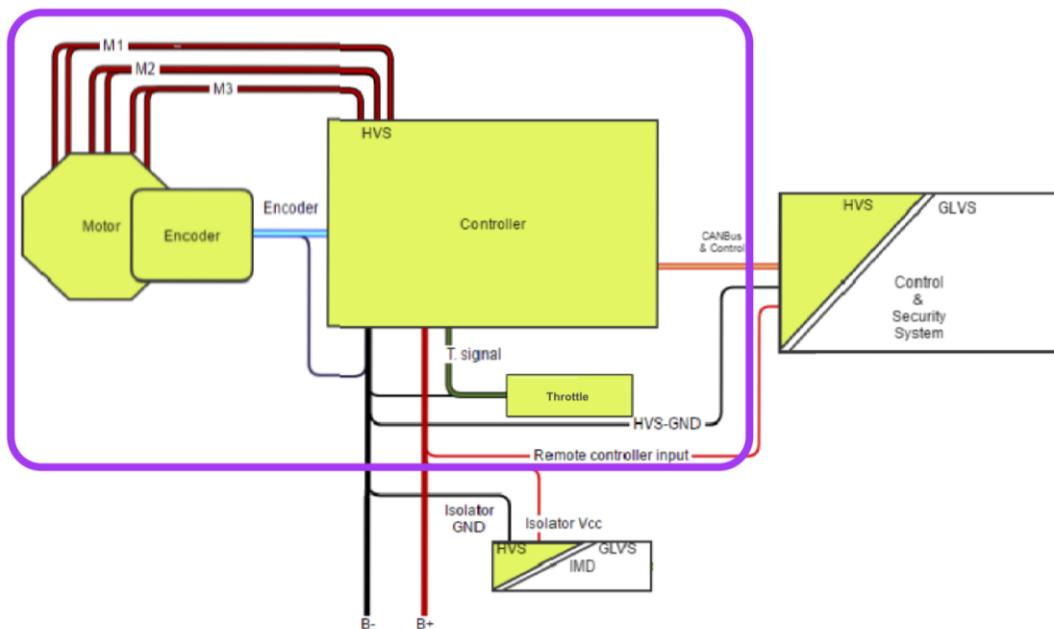


Ilustración 33: Diagrama de bloques del sistema de control del motor y sus lazos otros subsistemas dentro de la aplicación final. (La sección perteneciente al banco de ensayos aparece delimitada por un rectángulo morado)

Cabe destacar, que el diseño del banco de ensayos se realiza de tal manera que quede abierto a interaccionar, durante su fase de pruebas, con todos aquellos elementos con los que guardará relación en su aplicación final. Es decir, no solo se trata de un banco de ensayos de la etapa de potencia, sino que tiene capacidad de realizar ensayos de comunicaciones.

5.1.1.2. Regulador

Una vez que se conoce con total seguridad el motor a controlar es el momento de determinar el regulador.

En primer lugar deberemos enumerar las características que deberá tener:

- De acuerdo al motor
 - Tensión nominal: 96-110 V_{DC}
 - Corriente nominal: 150-200 A
 - Corriente Pico: 500 A
 - Entrada analógica para lectura de PTC
 - Lectura de encoder sinusoidal
- De acuerdo a la interacción con subsistemas
 - Comunicación CANBus
 - Salidas auxiliares
- Otros aspectos a considerar
 - Entradas auxiliares
 - Consumo mínimo

Considerando estos parámetros se realiza una búsqueda rápida, de tal manera que se detecta la posibilidad de encontrar dispositivos comerciales con estas características. Por ello, podemos considerar dos opciones, diseñar un controlador propio o adquirir uno comercial.

Debido a los plazos con los que contamos, es complicado lograr diseñar un regulador cuya eficiencia presente cierta competitividad con respecto a los dispositivos comerciales.

Una vez tomada la decisión, realizamos una búsqueda más intensa tratando de localizar los mejores dispositivos que cumplan las condiciones anteriormente propuestas. Tras una primera selección, reducimos la lista a dos modelos, *Sevcon Gen4 Size 6* y *DMC GmbH SuperSigma2 Size 4*.

Tabla 6: Comparación de características de Sevcon Gen4 Size 6 y DMC SuperSigma2 Size 4

	Sevcon Gen4 Size 6	DMC GmbH Supersigma2 Size 4
Tensión nominal	72/80 V _{DC} Máxima tensión de operación: 116 V _{DC}	72/96 V _{DC}
Corriente máxima	550 A	600 A
Tecnología	MOSFET	MOSFET
Método control	Vectorial	Vectorial
CANBus	CANOpen	CANOpen
Actualización de firmware	Si	si
Modos de control	Par / Velocidad	Par / Velocidad
Entradas auxiliares	<ul style="list-style-type: none"> - 8 Entradas digitales - 2 Entradas analógicas* <small>*Configurables como digitales</small>	<ul style="list-style-type: none"> - 7 Entradas digitales - 3 Entradas analógicas
Salidas auxiliares	<ul style="list-style-type: none"> - 3 Salidas de contactores 	<ul style="list-style-type: none"> - 1 Salida proporcional - 2 Salidas de contactores - 1 Salida digital
Encoder	<ul style="list-style-type: none"> - Sinusoidal - UVW - Incremental 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensor de 8 o 12 bit - Sinusoidal - 3 sensores Hall
Sensor de temperatura	Entrada analógica dedicada para lectura de PTC	Preparado para sonda KTY84
Protecciones	<ul style="list-style-type: none"> - Fusible de entrada - Auto-chequeo del sistema - Watchdog a prueba de fallos para hardware y software 	<ul style="list-style-type: none"> - Fusible de entrada - Protección de cortocircuito

Cómo podemos observar, sobre el papel ambos reguladores cuentan con prestaciones muy similares.

Además, nos ponemos en contacto con ambas marcas para confirmar una completa compatibilidad con el motor en cuestión. Obteniendo una respuesta afirmativa de ambas marcas.

Para resolver el problema nos trasladamos al plano económico. Ambos rondan los 1.900 €, por lo que tampoco parece resultar un factor determinante. Sin embargo, negociando con el distribuidor de Sevcon en España logramos una rebaja considerable del precio, fijándolo en 1.300 €. Por tanto, finalmente se decide emplear el modelo *Gen4 Size 6 72/80V_{DC} 550A* de Sevcon.



Ilustración 34: Sevcon Gen4 Size 6 (Imagen del fabricante)

5.1.1.3. Diseño de un esquema preliminar

Una vez determinado el elemento central del proyecto, es necesario realizar un primer esquema preliminar. Esto nos permitirá comenzar a determinar el resto de componentes a incorporar al sistema, así como empezar a determinar las relaciones entre ellos.

Este diseño viene completamente condicionado por el regulador, realizándose en torno a él y por tanto, estará basado en las indicaciones recogidas en su manual.

5.1.1.3.1. Diseño de la etapa de alimentación

La etapa de alimentación del banco quedará completamente condicionada por las características eléctricas del Regulador. Debiendo diseñar la etapa de tal manera que los valores de tensión, así como de potencia, queden dentro del rango admisible de dicho elemento. En la tabla 7 se muestran los valores a considerar.

Tabla 7: Características eléctricas del regulador Sevcon Gen4 Size 6

Sevcon Gen4 Size6 72/80V - Características eléctricas	
Rango de tensiones de trabajo	39,1 V _{DC} – 116 V _{DC}
Límite de sobrevoltaje	132 V _{DC}
Corriente nominal	210 A _{rms}
Corriente máxima durante 2 minutos	550 A _{rms}

Fuera del intervalo de tensiones de trabajo, el regulador dejará de entregar potencia, apareciendo riesgo de rotura únicamente al alcanzarse el límite de 132 V.

Trabajando dentro de estos rangos, garantizaremos la protección tanto de regulador como de motor. Esto se debe a que el propio regulador es el encargado de gestionar la energía suministrada al motor, por tanto, en este punto únicamente deben restringirnos los requisitos del primero.

Una vez puestas sobre la mesa los requisitos, se plantean dos opciones.

- Uso de batería.
- Adaptación mediante una toma de corriente.

El precio de una batería de las especificaciones deseadas oscila entre 1000 € y 8000€, dependiendo de la tecnología a la que hagamos referencia. Además, las baterías requieren un circuito de control realmente complejo.

Al mismo tiempo, deberemos considerar que el desarrollo de este banco de ensayos se realiza dentro de otro proyecto de mayores dimensiones, en el que otro departamento se encuentra diseñando una batería basada acorde a nuestras necesidades. Sin embargo, no existirá disponibilidad de dicha batería hasta un periodo posterior de tiempo. Todos estos factores nos encaminan hacia el diseño de una fuente de alimentación propia.

Para el diseño del subsistema llevaremos el mismo proceso que para el proyecto en su conjunto. Es decir, comenzaremos por un pequeño diagrama de bloques que nos ayude a identificar los componentes necesarios.

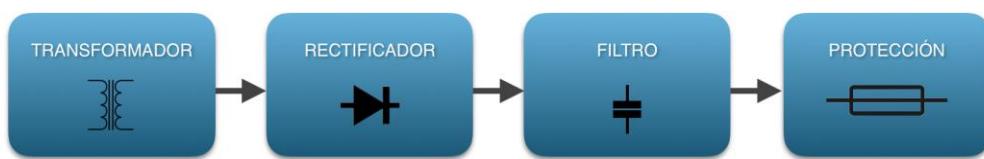


Ilustración 35: Diagrama de bloques de la etapa de alimentación

El diseño de esta etapa de alimentación se realizará de acuerdo a los recursos disponibles en la Escuela Politécnica de La Almunia. Comenzando por el transformador.

Después de localizar todos y cada uno de los transformadores del centro, descartamos todos excepto uno, debido a que únicamente este último presenta una relación entre primario y secundario cercana a la buscada.

Se trata de un transformador trifásico en que cada fase se compone de un primario con toma media y el secundario está subdividido en tres bobinas con tomas intermedias. Lo que proporciona una gran posibilidad de conexión. Sin embargo, es importante destacar que este transformador es capaz de proporcionar una potencia máxima de 3kW, muy inferior a la potencia máxima del motor pero suficiente para suplir la batería anteriormente mencionada hasta que ésta se encuentre funcional.

De todas las configuraciones posibles nos quedamos con aquella que proporciona la siguiente relación por fase:

$$m = \frac{V_p}{V_s} = \frac{220 \text{ V}}{72 \text{ V}} = 3,056$$

Por tanto la tensión en cada rama con la alimentación trifásica actual es:

$$V_s = \frac{V_p}{m} = \frac{230 \text{ V}}{3,056} = 75,27 \text{ V}$$

Continuamos con la etapa de rectificado. Para ello deberemos determinar si empleamos un puente de media onda o de onda completa. Si tomásemos el segundo, la tensión sobrepasaría excesivamente los valores admisibles, por tanto realizaremos un puente de media onda con diodos de potencia. En el laboratorio disponemos de diodos SKN2612, se trata de un modelo normalmente empleado en rectificadores de potencia no controlados, capaz de soportar hasta 25 A. Esta característica satisface las exigencias de nuestra fuente ya que, la potencia máxima entregada es 3kW a 110 V, por tanto estamos hablando de unos 10 A por fase.

De esta manera, acudiendo a tabla *Cálculo de rectificadores* presente en la página 145 de los anexos podemos determinar la tensión eficaz en este punto.

$$V_{ef} = \sqrt{3} \cdot 0,67 \cdot V_s = \sqrt{3} \cdot 0,67 \cdot 75,27 V = 87,35 V$$

Seguidamente calcularemos el filtro necesario para eliminar el rizado de que se obtiene tras la etapa de rectificado. Para ello deberemos decidir el factor de rizado (γ) que consideramos asumible, siendo el habitual para este tipo de aplicaciones de entre el 1% y el 2%.

La etapa de filtrado, en una fuente de alimentación trifásica con rectificador de media onda, se puede calcular mediante una equivalencia a una fuente de alimentación monofásica de onda completa, en la que se considere una frecuencia del triple que la frecuencia de red.

$$\gamma = \frac{1}{4\sqrt{3}FRC}$$

Para el cálculo consideraremos una carga virtual que genere el consumo máximo del sistema (3kW). Esto supondrá una resistencia de aproximadamente 4Ω .

$$2\% = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 150Hz \cdot 4\Omega \cdot C} \rightarrow C = \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3} \cdot 150Hz \cdot 4\Omega \cdot 0,02} = 12,03mF$$

Como podemos observar, se trata de una capacidad muy grande de acuerdo a la tensión de trabajo. Obteniendo como resultado un banco de condensadores excesivamente grande para la aplicación que estamos diseñando. Por lo que optaremos por buscar experimentalmente, la configuración que logre disminuir al máximo el factor de rizado con los recursos disponibles. Concluyendo con la asociación de series-paralelos que podemos encontrar en el esquema de alimentación anexo en el dossier de planos.

Llegado a este punto, únicamente nos quedará añadir la protecciones adecuadas para minimizar los riesgos en el sistema. En primer lugar, un magneto-térmico nos permitirá proteger la fuente evitando quemar el transformador, algo de gran importancia debido a que nuestra fuente alimentará una etapa de potencia capaz de pedir hasta 34kW.

Además añadiremos un porta-fusibles, de tal manera que la fuente quede protegida contra cortocircuitos. Al mismo tiempo protegerá frente a consumos excesivos, evitando quemar el transformador.

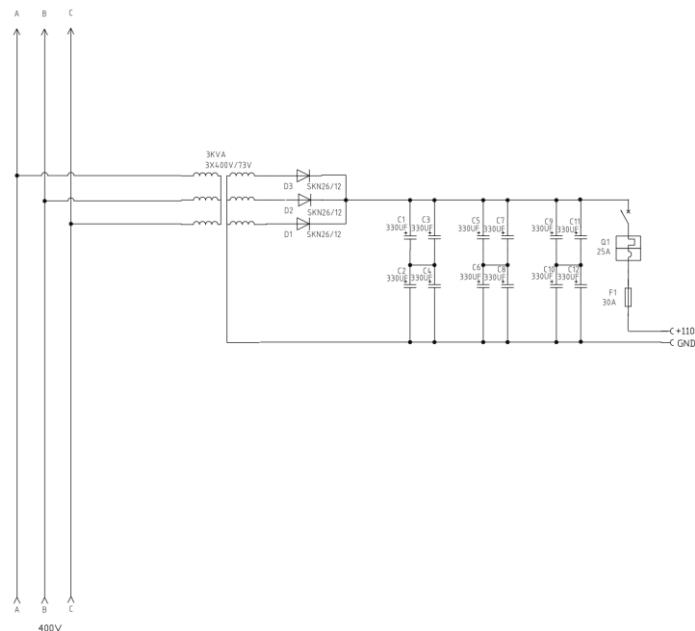


Ilustración 36: Esquema de la etapa de alimentación

Se concluye el diseño de la etapa de alimentación verificando con osciloscopio la onda resultante. Podemos observar en la ilustración 37 cómo tras conectar el banco de condensadores, la tensión eficaz se eleva hasta 98,2 V, dentro del rango admisible y más cercana a la tensión de la batería que sustituirá a esta etapa en un futuro.

Al mismo tiempo, podemos observar como el rizado es muy superior al 2% que buscábamos pero no alcanza el 10%, por lo que no se trata de un valor excesivamente grande. Para asegurarnos, contactamos con el fabricante del regulador que vamos a alimentar con esta tensión y nos garantiza que no supondrá ningún problema para su correcto trabajo.



Ilustración 37: Captura de osciloscopio tomada en la salida de la fuente de alimentación

5.1.1.3.2. Diseño de la etapa de control

El diseño de la etapa de control se realiza tomando como núcleo central el regulador. Quedando únicamente añadir una serie de entradas que le proporcionen la información necesaria para gestionar la etapa de potencia de acuerdo a las necesidades del usuario.

En este punto es fundamental estudiar con detenimiento el manual que proporciona Sevcon, adjunto en los anexos. Esto nos facilitará una visión clara del modo de uso del regulador, siendo capaces de esta manera de determinar las conexiones necesarias de acuerdo a nuestra aplicación.

Para un correcto diseño en primer lugar deberemos plantearnos qué queremos alcanzar con el circuito que queremos realizar.

Comenzaremos preparando el conexionado de alimentación, utilizando uno de los tres pines dedicados para este propósito. Se dispondrá un fusible de protección. El circuito de alimentación se cierra a través del borne negativo de potencia. El circuito se alimenta a 100 V y la corriente máxima requerida en este circuito es de 3 A (dependiendo del número de contactores conectados al regulador y el consumo de los mismos).

Continuamos por los elementos necesarios para la correcta operación del regulador. Es fundamental incorporar un acelerador que proporcione al regulador la señal que indicará el comportamiento, en términos de velocidad, que queremos ver reflejado sobre el eje del motor. El manual nos indica que esta señal deberá proporcionarse a través de un potenciómetro alimentado por el propio regulador.

Además, para habilitar la marcha el regulador requiere la detección de varias señales en sus entradas digitales. Concretamente un “enable” y un indicador del sentido de la marcha. Esto se conseguirá conectando la correspondiente entrada digital con la masa del sistema a través de un interruptor, es decir, emplearemos lógica inversa. Es conveniente dejar varias entradas auxiliares, preparadas para las distintas posibilidades de programación

Para el control sinusoidal realizado por el regulador es necesaria una realimentación, existiendo entradas dedicadas para la adquisición de la señal del encoder emplazado en el motor. En el caso de emplear un encoder seno-coseno, como es el nuestro, se emplean los pines 21 y 35, cuyas funciones predeterminadas son entrada digital y alimentación de 10 V, respectivamente. Por tanto se deberá reprogramar previa conexión.

La alimentación del encoder también es proporcionada por el propio regulador, teniendo pines exclusivamente dedicados para tal propósito.

El regulador tampoco proporcionará potencia al motor si no se le proporciona una muestra de temperatura de éste. Para ello el regulador dispone de un pin específicamente dedicado para conectar una sonda del tipo PTC de silicio, viniendo pre-programados los parámetros correspondientes a distintas sondas comerciales, entre ellas la instalada en nuestro motor.

La programación del controlador se realiza mediante la modificación del valor de los objetos, haciendo uso del protocolo de comunicación CANOpen. Por tanto, es necesario acondicionar el cableado que de soporte a dicha comunicación. El regulador dispone de dos pines CAN-H y dos CAN-L, de tal manera que una pareja se dejará habilitada como auxiliar. La otra se preparará para su conexión a un ordenador, esto deberá realizarse mediante un adaptador CAN-USB. Sevcon únicamente da soporte a módulos de la marca IXXAT, por lo que emplearemos su adaptador *USB-TO-CAN Compact*.

Finalmente, puede resultar de interés el uso de alguna de las salidas catalogadas para el uso de contactores. Estas salidas proporcionan una tensión, elegida vía software, entre los dos pines reservados para dicha función. Por tanto, se pueden utilizar para el cierre de un circuito secundario mediante el uso de un relé. Pueden ser programadas para su activación de acuerdo al cumplimiento de una serie de condiciones.

5.1.1.3.2.1. Selección de componentes

Es importante destacar que al tratarse de un banco de ensayos para el sistema de tracción de un vehículo, es conveniente utilizar los mismos materiales que se emplearán en dicho vehículo. Por tanto, muchos de estos componentes se determinarán siguiendo tal criterio.

En la selección de los componentes seguiremos el mismo orden planteado en el punto anterior, comenzando por los correspondientes a la alimentación.

Cables

Algo de vital importancia en el cableado de vehículos es un buen comportamiento a esfuerzos mecánicos, así como un reducido desgaste frente a la fricción. Por ello se realiza una búsqueda entre los cables catalogados para ambientes hostiles, concretamente a los que presentan teflón (PTFE/ETFE) como aislamiento.

Estandarizaremos el modelo y la sección de cable para todas las conexiones de la etapa de control con la finalidad de reducir su coste. De esta manera, calcularemos la sección de acuerdo al valor de corriente máximo del sistema, siendo 3 A.

En primer lugar calcularemos la sección de acuerdo a la caída de tensión admisible, siendo lo habitual una caída del 1%.

$$S = \frac{\rho \cdot L \cdot I}{\Delta V}$$

Considerando una longitud de un metro de cable y teniendo en cuenta que la resistividad del cobre estañado es de $0,1333 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$.

$$S = \frac{0,1333 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 1 \text{ m} \cdot 3 \text{ A}}{1 \text{ V}} = 0,7998 \text{ mm}^2$$

Acudiendo a calcular la sección mediante el criterio de capacidad térmica, no se localizan tablas referentes al material utilizado, por lo que seremos más restrictivos considerando un material de inferior capacidad térmica que aparezca en el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, como puede ser XLPE (que posee la mitad de capacidad térmica). Acudiendo a la tabla ITC-BT-19 de dicho reglamento y para las condiciones descritas, observamos que en nuestro caso, éste criterio restringe menos que el anterior, considerando la sección adecuada: $0,7998 \text{ mm}^2$.

Sin embargo, por motivos económicos emplearemos sección AWG18, es decir, de 1 mm^2 , del fabricante *Alpha Wire*.

Acelerador

Denominamos acelerador, o throttle, al potenciómetro nombrado anteriormente, y que se encarga de proporcionar la señal que indicará al regulador lo que el usuario quiere ver reflejado en el eje del motor.

Este potenciómetro deberá ser de un rango de 500Ω a $5K\Omega$ y se alimentará a 10 V a través de un pin diseñado para tal propósito. Por tanto, comenzaremos una búsqueda de potenciómetros con estas características.

Además, tenemos conocimiento de la existencia de potenciómetros diseñados específicamente para motocicletas eléctricas, de tal manera que incorporan la empuñadura y su rango de detección es de menos de 90° .

Considerando este último parámetro de búsqueda, localizamos dos modelos que satisfacen las necesidades. Estos son de las marcas *Magura* y *Domino*, ambas de gran reputación en el sector del motociclismo. Ambos tienen un rango resistivo de 0 a $5K\Omega$, e incorporan un interruptor normalmente abierto que se acciona al comenzar a girar la empuñadura.



Ilustración 38: Potenciómetro 0-5KΩ de Domino

La única gran diferencia entre ambos es su recorrido, alcanzando los 75º de giro el primero de ellos, mientras que el segundo solo permite 60º. Sin embargo, en este tipo de mandos, es preferible un recorrido pequeño. Por tanto, este es el parámetro decisivo.

Este tipo de potenciómetros disponen de un muelle de retorno, de tal manera que cuando se libera regresa a la posición inicial. Por ello, será conveniente contar con otro potenciómetro de sustitución para las pruebas en las que se requiera mantener el acelerador en una posición fija. De esta manera, buscaremos un potenciómetro lineal de 5kΩ. Éste deberá ser de 1 vuelta.

Interruptores

A la hora de escoger interruptores dejamos de estar condicionados por embarcarlos en un vehículo. Esto se debe a que en la motocicleta, dichos contactos serán cerrados de manera inteligente, por una centralita, haciendo uso de relés.

Dentro del banco de ensayos, nos basaremos únicamente en un criterio de comodidad, tanto de uso como de instalación. Eligiendo interruptores de palanca.

Eléctricamente apenas tenemos restricción, sus contactos cerrarán un circuito de control sin apenas corriente. Sin embargo, tenemos que tener precaución con la tensión nominal del interruptor, debiendo soportar una apertura de 100 V_{DC} evitando el arco eléctrico.

CANBus

Recordemos que no se puede instalar una red de CANBus haciendo uso de cualquier cable. Sin embargo, el cable específico para dicha red es excesivamente caro y difícil de encontrar. Por ello, se decide utilizar cable DeviceNet, que presenta las mismas características en cuanto a apantallamiento, una impedancia similar, así como un trenzado dentro del rango admisible.

Una de las salidas de CANBus se preparará terminándola con un conector D-sub9 hembra, compatible con el módulo *USB-to-CAN Compact* de IXXAT.



Ilustración 39: Adaptador USB-to-CAN de IXXAT

5.1.1.3.3. Diseño de la etapa de potencia.

La etapa de potencia es de gran simplicidad en este caso ya que, únicamente será necesario conectar las fases del motor a sus correspondientes salidas en el regulador.

De la misma manera actuaremos con la alimentación, la salida negativa de la fuente de alimentación al borne "B-" del regulador. Finalmente, se conectarán la salida positiva de la etapa de alimentación al borne "B+" del porta-fusibles emplazado en el propio regulador, cerrándose el circuito a través de un fusible de potencia.

El fusible a utilizar es el correspondiente a la norma DIN43560/1, correspondiente a fusibles lentos de automoción. Al utilizar una fuente de 3kW a 100V_{DC} montaremos un fusible de 35 A.

El conexionado de alimentación se realizará con cables de potencia, debiendo calcular su sección por el mismo procedimiento que se ha descrito con anterioridad.

De acuerdo a la caída de tensión:

$$S = \frac{\rho \cdot L \cdot I}{\Delta V} \rightarrow \frac{0.0171 \frac{\Omega \cdot \text{mm}^2}{\text{m}} \cdot 1\text{m} \cdot 35\text{ A}}{1\text{ V}} = 1,197\text{ mm}^2$$

De acuerdo a la capacidad térmica del cable. Acudimos al Reglamento electrotécnico de baja tensión. Considerando el aislante del cable constituido por PVC, y de acuerdo a las condiciones ambientales en las que trabajará el cable, vemos que la sección necesaria es de 10mm². Sin embargo, el cable, disponible en la universidad, que más se acerca, cumpliendo esta condición, es de 25mm². Por tanto, será el que utilicemos.

Finalmente, reunimos todo lo que hemos estado planteando hasta ahora en un boceto, resultando un esquema preliminar que nos ayudará a encaminar el diseño electrónico definitivo.

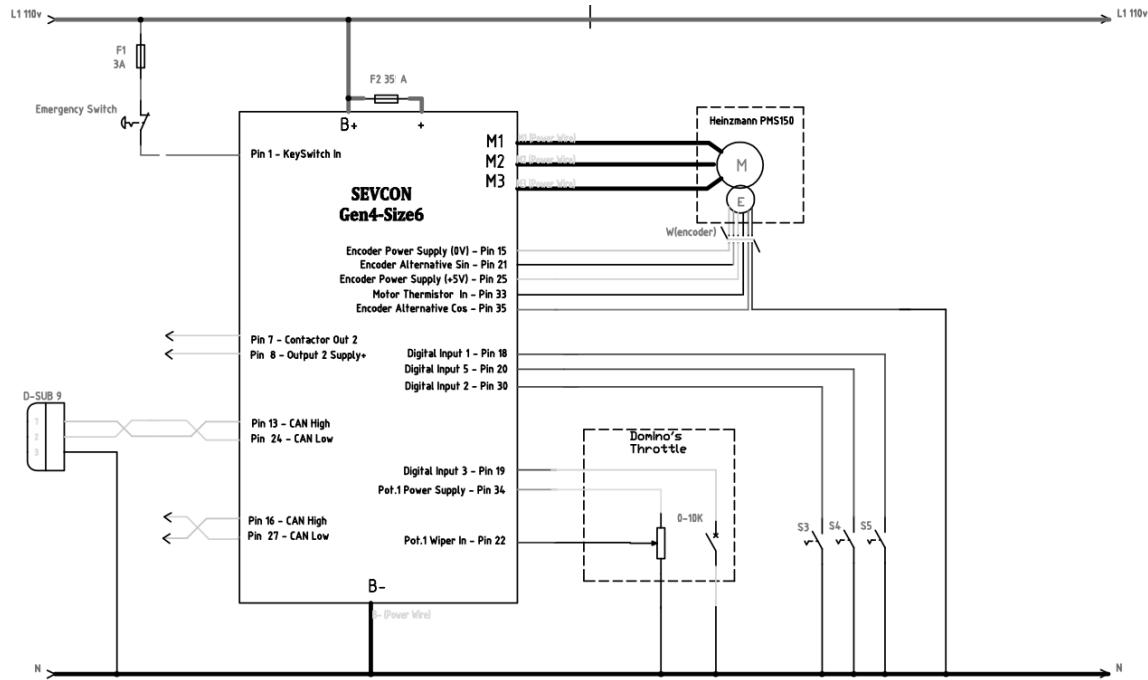


Ilustración 40: Esquema electrónico preliminar

5.1.1.4. Diseño electrónico definitivo

La principal modificación a realizar aparece en el conexionado del motor. Una vez recibido, se observa que presenta seis cables en lugar de los tres que eran de esperar. Cada uno de los conductores se encuentra numerado, apareciendo dos "1", dos "2" y dos "3". Lo que nos hace pensar que podrían corresponderse a cada uno de los extremos de cada bobinado, posibilitando la conexión en estrella o en triángulo.

Procedemos a comprobar nuestra teoría con el polímetro. Nos percatamos de que cada una de las configuraciones posibles con el conjunto de cables que sale por cada prensa-cables da continuidad. Es decir, en el primer prensa-cables aparece continuidad entre los terminales 1 y 2, 1 y 3, 2 y 3. En el segundo prensa-cables apreciamos el mismo fenómeno. Sin embargo, entre los terminales de prensa-cables distintos no aparece continuidad.

De estas verificaciones podemos deducir que el motor presenta una configuración interna poco habitual, constituida por un doble bobinado en estrella. Por tanto, a falta de las correspondientes verificaciones dinámicas, modificaremos el esquema, conectando ambos terminales "1" al borne "M1" del regulador, los dos terminales "2" a "M2" y finalmente los dos terminales restantes se conectarán a "M3".

Por otro lado, incluirá un bornero que facilite modificaciones o las conexiones auxiliares.

También se aplicará una estandarización de colores y conectores impuesta por el equipo EUPLA Racing Team para el prototipo de motocicleta, de tal manera que se disminuya el riesgo de rotura si se conecta al banco de ensayos cualquier otro subsistema del vehículo.

Además se aumentarán el número de entradas auxiliares.

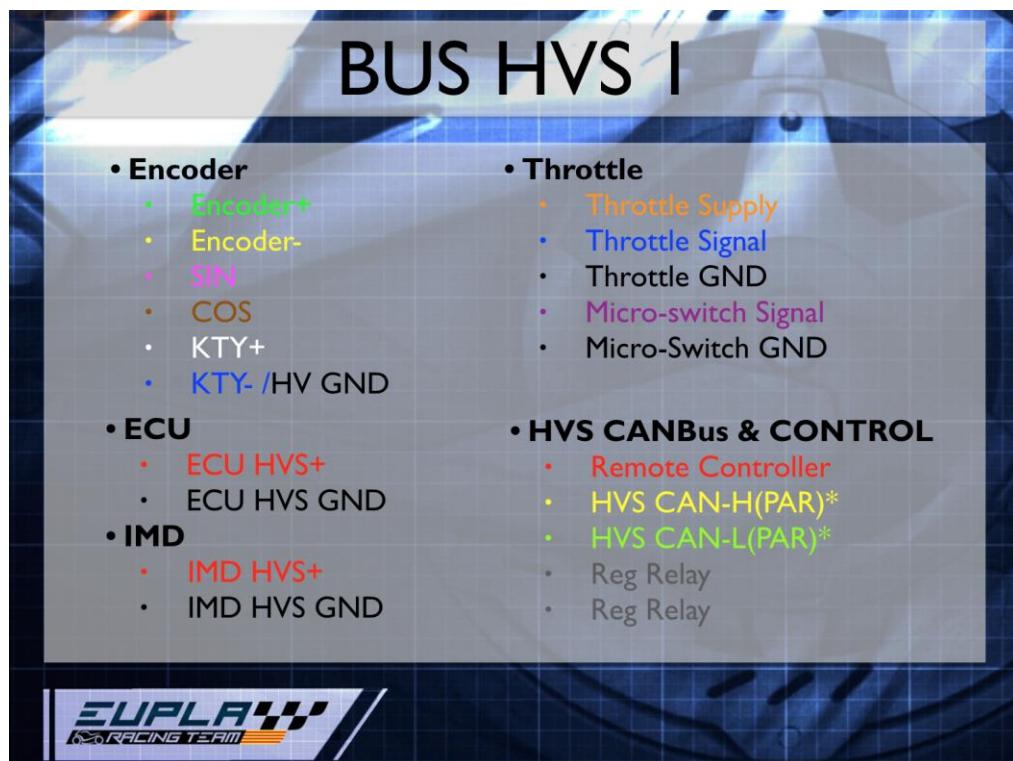


Ilustración 41: Diapositiva de EUPLA Racing Team referente a la estandarización de los cables que interactúan con el subsistema de tracción

5.1.2. Diseño mecánico

La mecánica del banco hace referencia a aquellos elementos que formarán una estructura capaz de soportar los esfuerzos aplicados por el motor. Así como aquellos elementos que interactúen con éste, simulando aquellas condiciones que se darán en la aplicación final del componente.

Generalmente se aplican dos tipos de ensayos a los motores eléctricos en los bancos de pruebas, basadas en la oposición de fuerza y frenados o basadas en masas inerciales.

Estudiamos simultáneamente la posibilidad de realizar ambos ensayos, tomando a partir de esta información, la decisión de diseñar los elementos correspondientes a alguno de estos ensayos.

Tabla 8: Comparación posible mecánica del banco de ensayos

	Frenado	Masa inercial
Información proporcionada	<ul style="list-style-type: none"> • Arranque • Potencia máxima • Par aplicado al eje • Bloqueo de eje • Carga constante <ul style="list-style-type: none"> ◦ Eficiencia ◦ Consumo ◦ Calentamiento del motor 	<ul style="list-style-type: none"> • Frenada regenerativa • Carga constante <ul style="list-style-type: none"> ◦ Eficiencia ◦ Consumo ◦ Calentamiento del motor
Inconvenientes	<ul style="list-style-type: none"> • Desgaste de los componentes empleados 	<ul style="list-style-type: none"> • Frenada regenerativa incompatible con nuestra fuente de alimentación • Puede llegar a ser peligroso debido a las características de la masa necesaria para simular una motocicleta

De acuerdo a la tabla, carece de sentido montar un disco de inercia en el banco de ensayos, ya que lo único que nos aportaría extra es un efecto regenerativo. Sin embargo, la construcción de nuestra fuente de alimentación no admite este fenómeno, ya que los diodos cortan cualquier corriente inversa. Por tanto, se decide realizar únicamente un módulo de pruebas de frenado.

Además se tratará de diseñar de tal manera que los módulos de interacción puedan sustituirse, dejando abierta la posibilidad de diseñar nuevos sustitutos para ensayos específicos.

5.1.2.1. Diseño de la estructura.

El diseño mecánico del banco comenzará por la estructura que asegurará el motor y entorno a la cual se desarrollará el resto del diseño mecánico.

Las principales restricciones existentes en el diseño de la estructura incluyen:

- Soportar el peso del motor (25Kg) en estático
- Soportar el par máximo del motor en caso de bloqueo del eje.

Comenzaremos aplicando la segunda condición ya que a simple vista parece más restrictiva. Es decir, la estructura deberá soportar 80Nm en los puntos de tornillería que la unirán al motor. En el dimensionamiento trataremos de ser conservadores, asumiendo que todo el esfuerzo deberá soportarlo uno de los cuatro puntos de tornillería presentes en el motor.

Dichos puntos se encuentran a un radio de 76 mm. Por tanto, la fuerza a soportar en uno de estos puntos es:

$$F_{anclaje} = \frac{T_{motor}}{R_{anclaje}} = \frac{80 \text{ Nm}}{0,076 \text{ m}} = 1052,63 \text{ N}$$

Debido a su bajo coste y dado que el peso final de la estructura nos resulta indiferente, emplearemos chapa de acero estructural (S-275), cuyo límite elástico es de 2100 Kp/cm².

$$\sigma_{E_{acero}} = 2100 \frac{\text{Kp}}{\text{cm}^2} = 2,06 \cdot 10^8 \text{ Pa}$$

Si tomamos un coeficiente de seguridad típico para estos casos, obtendremos la tensión admisible.

$$\sigma_{adm} = \frac{\sigma_{E_{acero}}}{n} = \frac{2,06 \cdot 10^8 \text{ Pa}}{3} = 68,67 \cdot 10^6 \text{ Pa}$$

Para evitar la rotura, la fuerza ejercida dividida entre la superficie donde se aplica, debe ser menor o igual a la tensión admisible.

$$\sigma_{adm} = \frac{F_{anclaje}}{S} \rightarrow \frac{1052,63 \text{ N}}{S} = 68,67 \cdot 10^6 \text{ Pa} \left[\frac{\text{N}}{\text{m}^2} \right] \rightarrow S = 1,533 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

Para calcular el espesor consideramos que este esfuerzo se produce en agujeros de 8 mm de diámetro. Esto se debe al uso de tornillería de métrica 8, determinada por el propio motor.

$$S = D \cdot e \rightarrow 1,533 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 = 0,008 \text{ m} \cdot e \rightarrow e = 0,002 \text{ m}$$

Conociendo el espesor mínimo diseñaremos la estructura. Se realizará a partir de chapa de acero doblada, fabricada mediante corte por agua y se compone de una "L" como elemento principal.

El principal problema de este diseño aparece cuando el motor empieza a girar, surgiendo una serie de vibraciones a consecuencia de la inercia del rotor, y de gran complejidad de estudiar. Tomando como medida una duplicación del elemento anteriormente descrito, y la adición de cuatro cartelas que afiancen la estructura. Todo ello se ensamblará mediante tornillos M8, para estandarizar dicho componente.

5.1.2.2. Diseño del módulo de frenado

Considerando los recursos disponibles, la principal opción pasa por instalar uno de los sistemas de frenado. Concretamente, el sistema delantero presenta mayor potencia de frenado, por lo que sería más apropiado para esta aplicación.

El conjunto se compone del disco de freno, su correspondiente pinza y el sistema hidráulico, ya preparado por el fabricante. De esta manera, deberemos dimensionar:

- Anclaje de la pinza de freno.
- Unión del disco de freno al eje.

5.1.2.2.1. Anclaje pinza de freno

Comenzamos por el anclaje de la pinza al banco. Esta unión se realiza mediante tornillos M10, impuestos por la propia pinza. El anclaje se realizará buscando la posición más natural de la pinza, dejando la superficie de anclaje paralela al banco.

Seguiremos un proceso similar al desarrollado en el cálculo de la estructura, considerando el par máximo aplicado en los puntos de anclaje. Estos se encuentran a una distancia de 179,54 mm con respecto al eje. Por tanto, la fuerza ejercida sobre su anclaje es:

$$F_{anclajePinza} = \frac{T_{motor}}{R_{anclajePinza}} = \frac{80 \text{ Nm}}{0,17954 \text{ m}} = 445,58 \text{ N}$$

Este elemento se ancla sobre la propia estructura. Por tanto, considerando la tensión admisible de este material:

$$\sigma_{adm} = \frac{F_{anclajePinza}}{S} \rightarrow \frac{445,58 \text{ N}}{S} = 68,67 \cdot 10^6 \text{ Pa} \left[\frac{\text{N}}{\text{m}^2} \right] \rightarrow S = 6,49 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

Si calculamos el espesor, de acuerdo al diámetro de los agujeros de anclaje:

$$S = D \cdot e \rightarrow 6,49 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 = 0,008 \text{ m} \cdot e \rightarrow e = 0,0008 \text{ m}$$

Es decir, la estructura calculada en el apartado anterior presentará un buen comportamiento frente a los esfuerzos aplicados por el anclaje de la propia pinza.

5.1.2.2.2. Acoplamiento disco de freno

Deberán considerarse algunos parámetros durante el diseño del acoplamiento del disco de freno:

- Facilidad de fabricación del chavetero adecuado
- Dimensionamiento del espesor

Al igual que en otras ocasiones, se dimensionará de acuerdo al esfuerzo sufrido en los puntos críticos. En el caso de esta pieza, los puntos críticos vienen determinados por la tornillería del propio disco, localizándose en un radio 37mm.

$$F_{anclajeDisco} = \frac{T_{motor}}{R_{anclajeDisco}} = \frac{80 \text{ Nm}}{0,037 \text{ m}} = 2162,16 \text{ N}$$

Consideramos oportuno fabricar esta pieza a partir de acero estructural (S-275) calculando la sección necesaria de acuerdo a su tensión admisible.

$$\sigma_{adm} = \frac{F_{anclajeDisco}}{S} \rightarrow \frac{2162,16 \text{ N}}{S} = 68,67 \cdot 10^6 \text{ Pa} \left[\frac{\text{N}}{\text{m}^2} \right] \rightarrow S = 3,1486 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

El anclaje se realiza con tornillos M8 al igual que en el resto de componentes. Por tanto el espesor de acuerdo a esta condición es:

$$S = D \cdot e \rightarrow 3,1486 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 = 0,008 \text{ m} \cdot e \rightarrow e = 0,00393 \text{ m}$$

Sin embargo, se fabricará de más espesor con el fin de asegurar el contacto de toda la superficie útil de la chaveta.

El chavetero se determina de acuerdo a la norma DIN 6885. De esta manera, basándonos en el diámetro del eje (24 mm), la norma nos indica que la sección de la chaveta ha de ser de 7x8mm. A su vez, nos permite determinar las cotas del chavetero. En nuestro caso se decide utilizar un ajuste "Normal".

Chavetero para chavetas paralelas



Dimensiones en mm.

Diámetro del eje d Más de hasta	Sección de la chaveta b x h	Ancho b, tolerancia			Profundidad			Chavón R ₁	
		Normal	Libre	Normal	Eje h ₁	Cubo h ₂	Nominal		
10	12 4x4	4	+0,030 0	+0,078 0	0	±0,015 -0,042 3,5	2,5 3 3,5	+0,1 0 0	0,08 0,16 0,25
12	17 5x5	5	+0,030 0	+0,078 0	0	±0,015 -0,042 3,5	2,3 2,8 3,5	+0,1 0 0	0,16 0,25 0,25
17	22 6x6	6	+0,030 0	+0,078 0	0	±0,015 -0,042 3,5	3,3 3,8 4,3	+0,1 0 0	0,25 0,40 0,40
22	30 8x7	8	+0,036 0	+0,098 0	0	±0,018 -0,036 3,5	4 5 5	+0,1 0 0	0,25 0,40 0,40
30	38 10x8	10	+0,036 0	+0,090 0	0	±0,018 -0,036 3,5	5 5,5 6	+0,1 0 0	0,25 0,40 0,40
38	44 12x8	12	+0,036 0	+0,098 0	0	±0,018 -0,036 3,5	5 5,5 6	+0,1 0 0	0,25 0,40 0,40
44	50 14x10	14	+0,043 0	+0,120 0	0	±0,0215 -0,045 3,5	5,5 6 7	+0,2 0 0	0,25 0,40 0,40
50	58 16x10	16	+0,043 0	+0,120 0	0	±0,0215 -0,045 3,5	5,5 6 7	+0,2 0 0	0,25 0,40 0,40
58	65 18x11	18	+0,043 0	+0,120 0	0	±0,0215 -0,045 3,5	5,5 6 7	+0,2 0 0	0,25 0,40 0,40
65	72 20x12	20	+0,052 0	+0,149 0	0	±0,026 -0,052 3,5	7,5 9 9	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
72	85 22x14	22	+0,052 0	+0,149 0	0	±0,026 -0,052 3,5	9 10 10	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
85	95 25x14	25	+0,052 0	+0,149 0	0	±0,026 -0,052 3,5	9 10 10	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
95	110 28x16	28	+0,062 0	+0,170 0	0	±0,031 -0,062 3,5	11 12 12	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
110	130 32x18	32	+0,062 0	+0,170 0	0	±0,031 -0,062 3,5	11 12 12	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
130	150 36x20	36	+0,062 0	+0,170 0	0	±0,031 -0,062 3,5	12 13 13	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
150	170 40x22	40	+0,062 0	+0,180 0	0	±0,031 -0,062 3,5	12 13 13	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
170	200 44x25	45	+0,062 0	+0,180 0	0	±0,031 -0,062 3,5	12 13 13	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
200	250 50x28	50	+0,062 0	+0,180 0	0	±0,031 -0,062 3,5	12 13 13	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
230	260 56x32	56	+0,062 0	+0,180 0	0	±0,031 -0,062 3,5	12 13 13	+0,2 0 0	0,40 0,40 0,40
260	290 63x32	63	+0,074 0	+0,220 0	0	±0,037 -0,087 3,5	12 22 25	+0,3 0 0	0,40 0,40 0,40
290	330 70x36	70	+0,074 0	+0,220 0	0	±0,037 -0,074 3,5	12 22 25	+0,3 0 0	0,40 0,40 0,40
330	380 80x40	80	+0,087 0	+0,260 0	0	±0,0435 -0,087 3,5	12 22 28	+0,3 0 0	0,40 0,40 0,40
380	440 90x45	90	+0,087 0	+0,260 0	0	±0,0435 -0,087 3,5	12 22 28	+0,3 0 0	0,40 0,40 0,40
440	500 100x50	100	+0,087 0	+0,260 0	0	±0,0435 -0,087 3,5	12 22 28	+0,3 0 0	0,40 0,40 0,40

Ilustración 42: Tabla para el cálculo de chavetas. Norma DIN 6885

Finalmente, esta pieza se asegurará la posición de la pieza mediante una arandela diseñada para la aplicación fijada con tornillería al eje del motor.

El conjunto quedará fijado a una mesa de chapa de acero aprovechando agujeros existentes de un proyecto anterior.

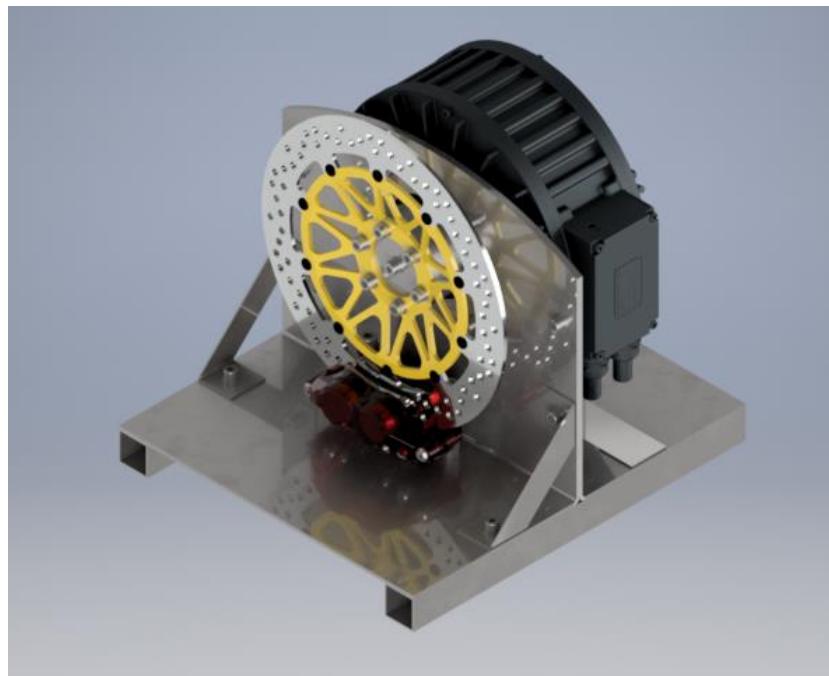


Ilustración 43: Imagen del diseño en *Autodesk Inventor*

5.1.3. Diseño de interfaz mediante LabView

Los datos empleados por el interfaz que procedemos a diseñar serán obtenidos desde los objetos de CANOpen mediante el uso del adaptador *USB-To-CAN Compact* de *IXXAT*. Es importante tener en cuenta que dicha empresa ofrece complementos compatibles con NI Labview para dar soporte a sus productos, por tanto comenzaremos descargándolos e instalándolos.

Dentro de la descarga podemos encontrar un archivo “Demo” que nos permite observar la filosofía de trabajo que deberemos adoptar en la programación del protocolo CANOpen en Labview. Además aprovecharemos los apartados de *Inicialización* y *Cierre de comunicación* ya que son específicos del fabricante e interactúan con las librerías del sistema que hemos instalado dentro de los complementos anteriormente nombrados.

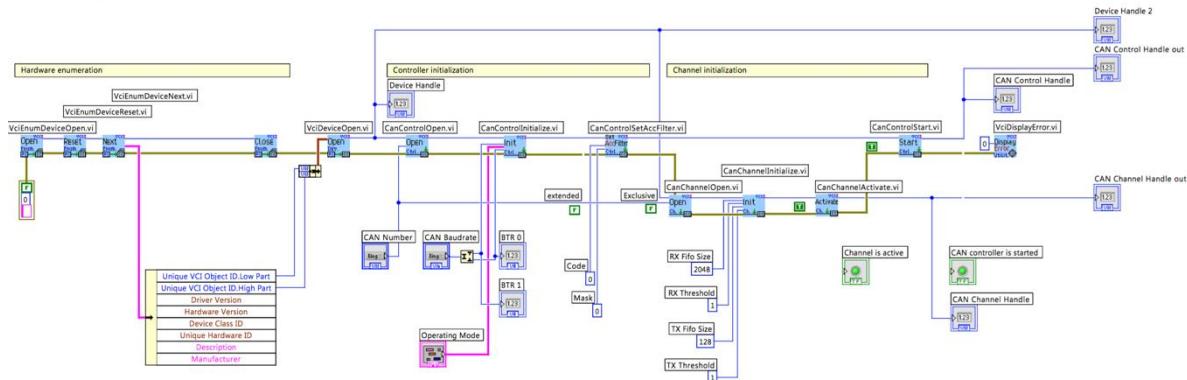


Ilustración 44: Inicialización de la comunicación

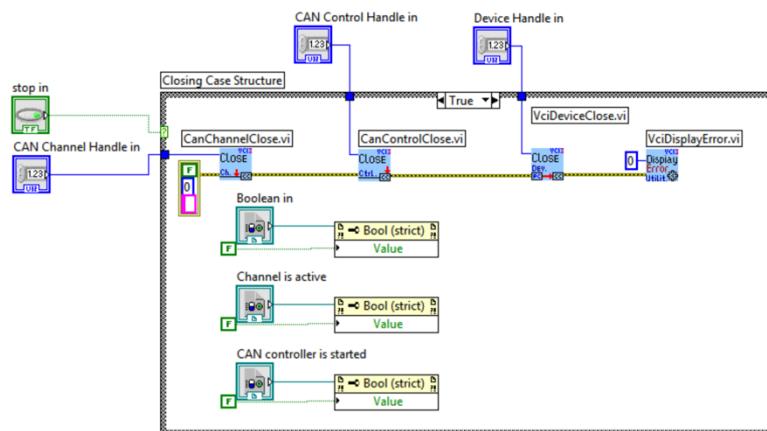


Ilustración 45: Cierre de la comunicación

Una vez establecidos los apartados de inicialización y cierre dentro de sus correspondientes espacios dentro de la secuencia del programa, nos centraremos en desarrollar su núcleo.

Éste se basará principalmente en la muestra en pantalla de una serie de datos predefinidos en mensajes cíclicos del regulador (TPDOs). Dichos datos han sido previamente programados en el regulador mediante el uso de la interfaz ofrecida por el fabricante.

Por otro lado, nuestro panel de instrumentos será capaz de sobrescribir algunos valores de la configuración del regulador mediante el uso de SDOs.

5.1.3.1. Lectura de TPDOs

Comenzaremos explicando la programación llevada a cabo para la lectura de los mensajes cíclicos. Estos son enviados por el regulador indexados con un identificador de mensaje y cuyo contenido es el valor de los datos prefijados. Por tanto, la manera de operar en este caso pasará por realizar un filtro basándonos en la ID del mensaje,

para ello bastará con aplicar un “switch case” con los distintos identificadores empleados por el regulador para el envío de sus TPDOs. Para ello, habremos tenido que emplear la función “Unbundle” para separar la estructura de datos en sus correspondientes campos.

Llegados a este punto, deberemos decodificar cada una de las variables enviadas por el regulador basándonos en la estructura de datos estandarizada por el protocolo CANOpen, así como el tamaño de dato enviado y, finalmente, considerando las distintas escalas aplicadas.

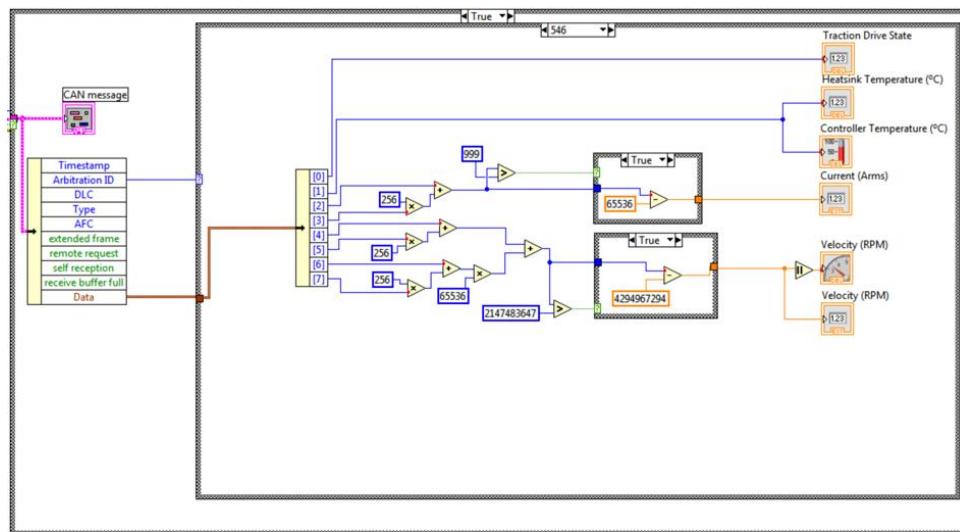


Ilustración 46: TPDO 1

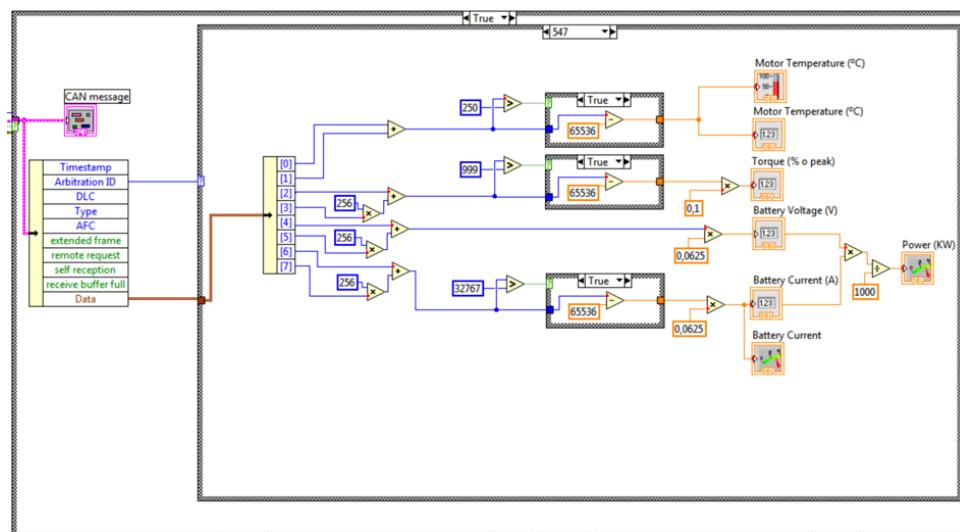
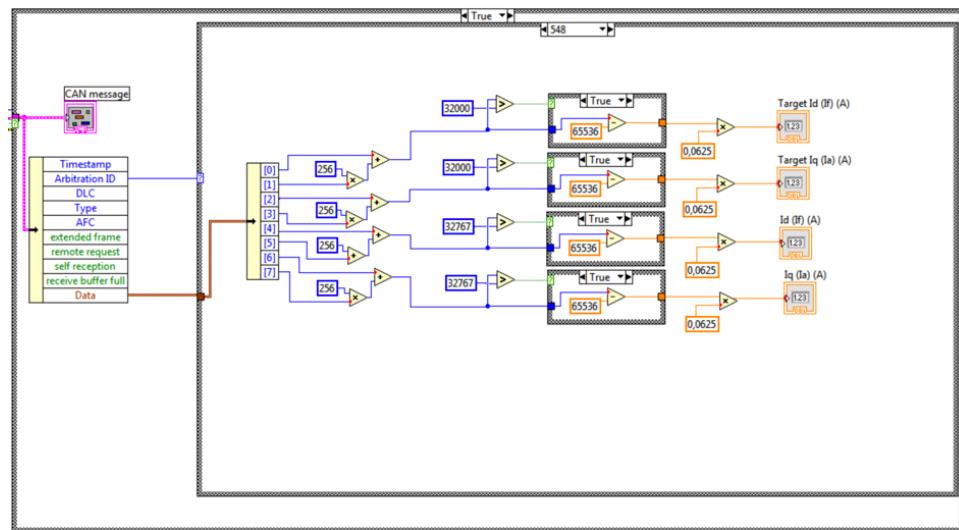
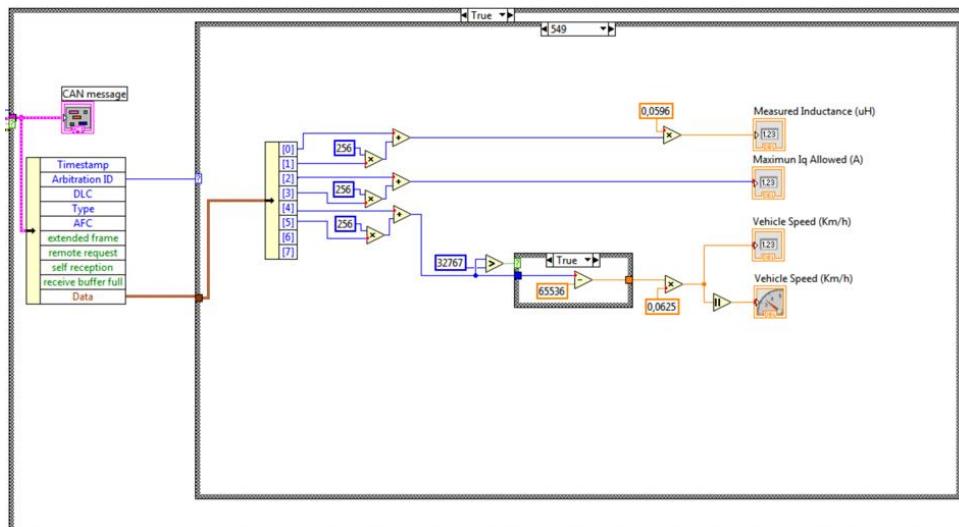
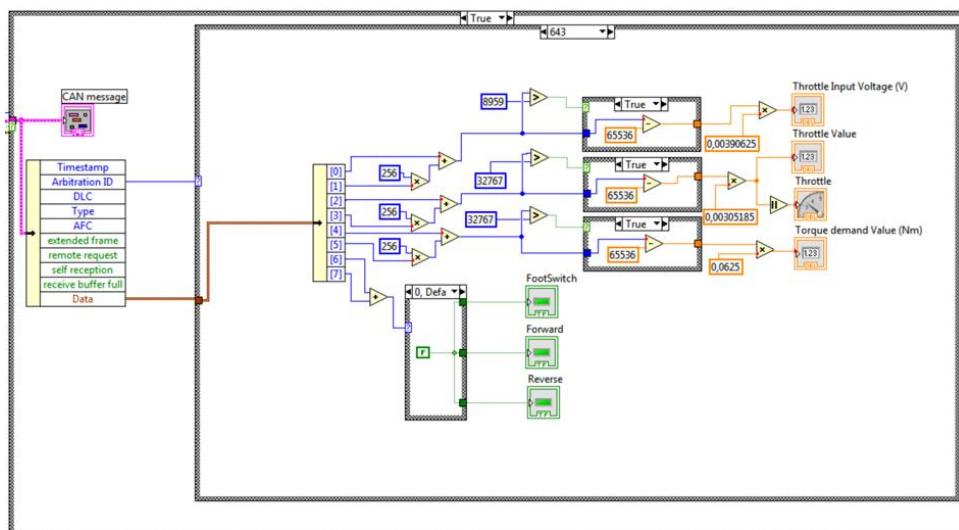


Ilustración 47: TPDO 2


Ilustración 48: PDO 3

Ilustración 49: PDO 4

Ilustración 50: PDO 5

Además, tal y como podemos apreciar en las anteriores ilustraciones, se ha considerado el signo, en aquellos casos que lo requerían, durante la decodificación, de tal manera que se puedan mostrar sin problemas los valores, ya sean positivos o negativos.

También se puede observar como aparecen variables formadas por varios campos del correspondiente "Unbundle". Esto se debe a que cada uno de dichos campos está formado por un byte, de tal manera que existen objetos de mayor tamaños que otros (dependiendo del rango de la variable a la que hacen referencia). Se trata de un dato conocido y programado en los mensajes cíclicos del regulador, por ello resulta sencillo decodificarlo.

En todos los casos se mostrará el valor mediante la pantalla (a través del panel frontal de Labview), haciendo uso de indicadores numéricos. En los casos en los que cobra relevancia un indicador visual se añade, considerando dentro de este grupo de datos los referentes a temperaturas, consumos o velocidades. También se decide que puede tomar interés el uso de un visualizador de la posición exacta del potenciómetro que actúa como acelerador del motor.

Finalmente se introducen los correspondientes señalizadores luminosos, que permitirán mostrar con simplicidad el estado de conducción en que se encuentra el regulador.

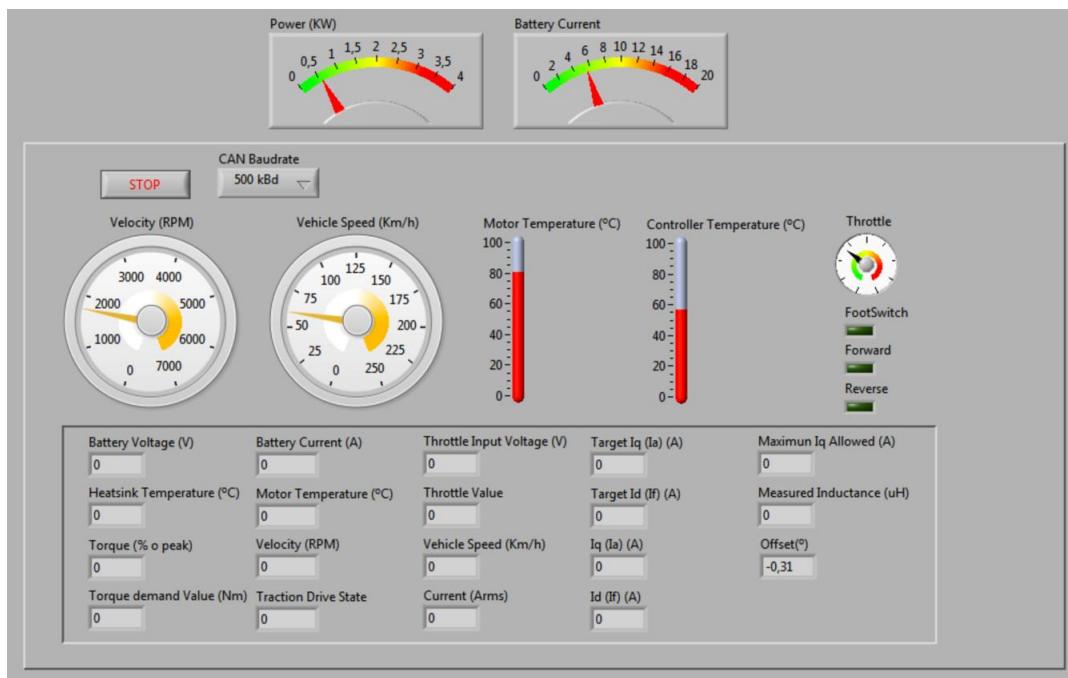


Ilustración 51: Panel frontal (valores simulados)

5.2. CALIBRACIÓN DEL SISTEMA

Como ya sabemos, en los motores brushless es fundamental la implementación de una realimentación precisa. Este requisito se acentúa en el caso de la regulación vectorial, modelo en el que está basado el controlador escogido.

Recordemos que el motor incorpora un encoder magnético con salida seno/coseno. Esta tecnología de sensores debe calibrarse siguiendo dos fases:

- Calibración del sensor.
- Determinación de *Offset*.

5.2.1. *Calibración del sensor*

La calibración del sensor se basará en la medida de tensión tomada en las salidas del encoder.

Se trata de un proceso que requiere gran precisión. Por ello, la medida no se puede tomar con un polímetro, sino que se deberá emplear un instrumento que proporcione mayor resolución. De esta manera, se utilizarán dos unidades de *Fluke 43*.

La toma de datos se realizará con el sistema conectado y activo. De esta manera, los bobinados del motor atraerán el rotor a los puntos de estabilidad. Esto nos aportará veinticuatro puntos, equidistantes e invariables en el tiempo, a lo largo de los 360º de giro del motor.

Al conectar y encender el regulador, proporcionará 5 V al encoder, alimentándolo. Los cables correspondientes a los canales "Seno" y "Coseno" se llevan al regulador a través de un bornero, apareciendo un punto de fácil acceso para realizar las medidas.

Como hemos comentado, se tomarán medidas de ambos canales. Para ello, comenzamos conectando la sonda de referencia de masa a la masa al borne negativo del regulador. Seguidamente, conectaremos la sonda positiva del primer Fluke al borne correspondiente al canal "Seno". Finalmente, conectamos el segundo aparato de medida a la salida "Coseno" del encoder.

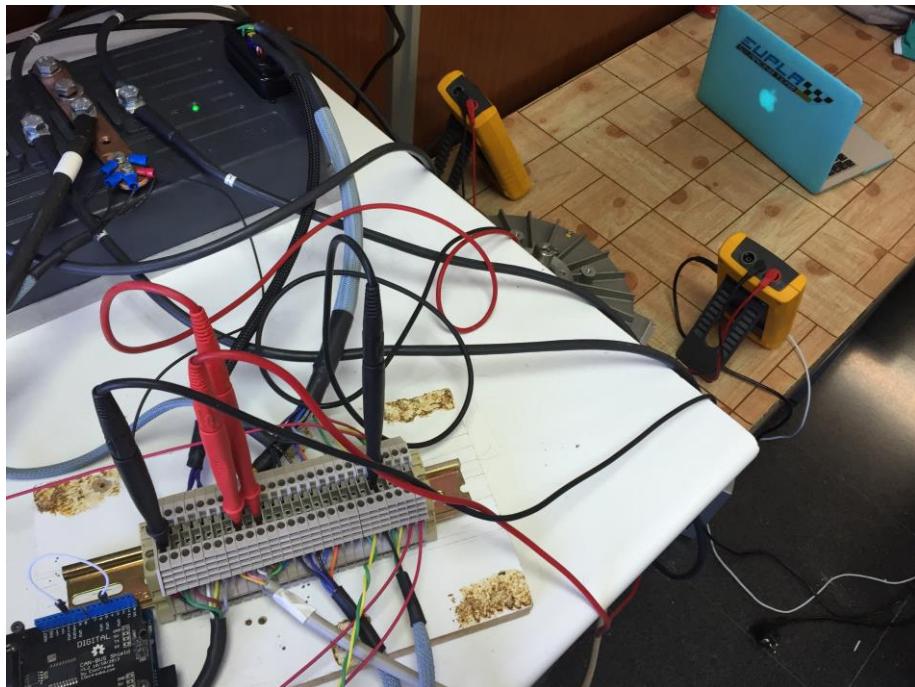


Ilustración 52: Toma de medidas para calibración estática del encoder

Una vez preparado el ensayo, podemos comenzar a tomar los datos necesarios. Se anotará el valor de tensión en cada uno de los canales de salida del sensor en cada punto de estabilidad del motor.

El avance al siguiente punto de estabilidad se llevará a cabo girando manualmente el eje del motor y siempre en el mismo sentido, hasta completar una vuelta.

Una vez hayamos llegado ha este punto, repetiremos estas 24 medidas cambiando el sentido de giro, de esta manera se tiene en cuenta el fenómeno de histéresis del sensor dentro de la calibración.

Repetiremos el ensayo hasta alcanzar un tamaño de muestra representativo.

Después de haber recogido todos los datos, los dibujamos con la finalidad de poder hacernos a la idea de qué es lo que está sucediendo en el sensor. La representación de datos se lleva a cabo mediante un gráfico "XY". Es decir, el eje X se corresponderá a las tensiones medidas en la salida "coseno", mientras que el eje Y tendrá como referencia los valores medidos en el canal "seno".

Mediante la interpolación de los puntos obtenidos, resulta una pseudo-circunferencia que nos permite interpretar la calidad presente en la instalación física del sensor. (Ilustración 53)

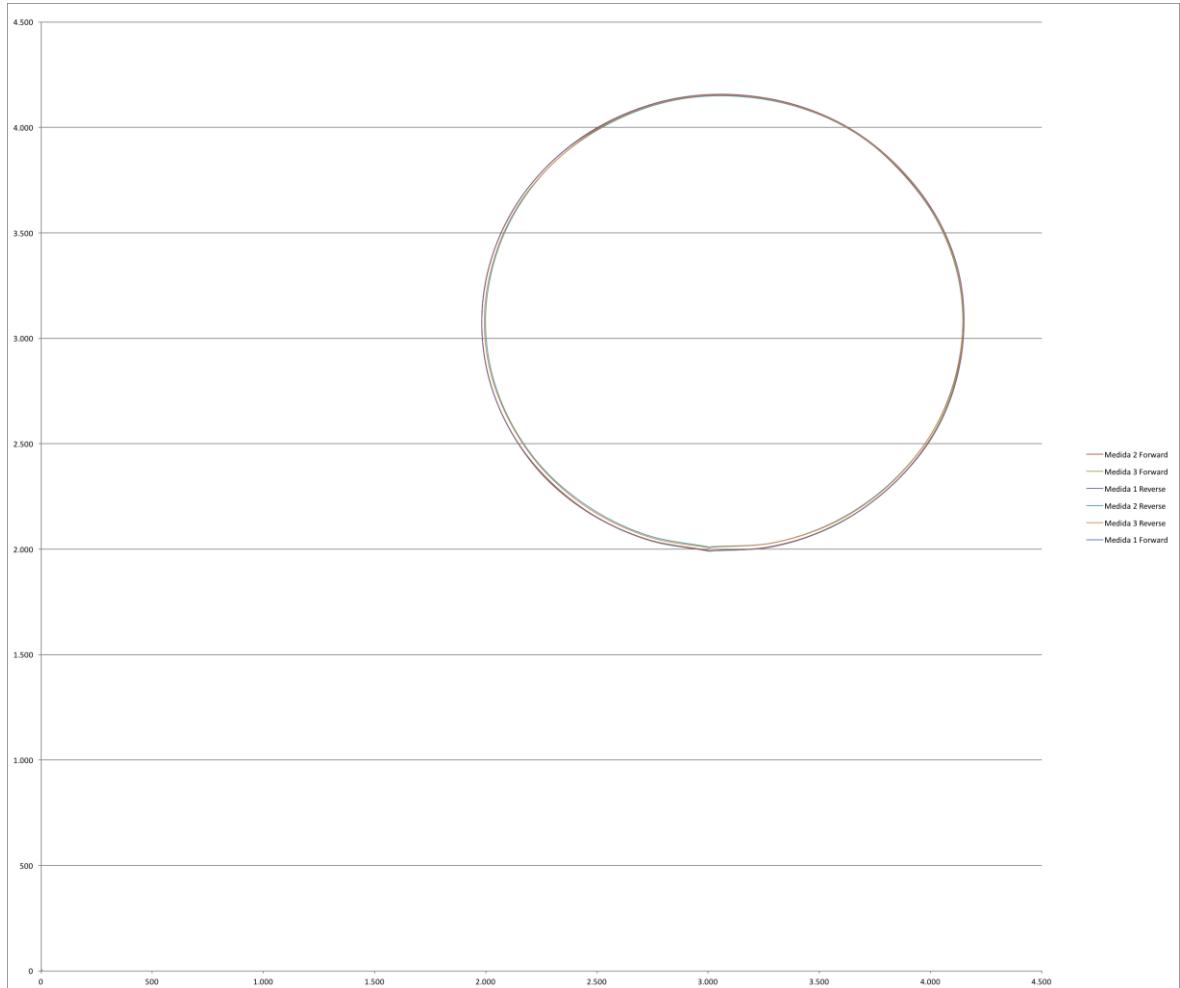


Ilustración 53: Representación "XY" de la salida analógica sinusoidal del encoder durante la calibración estática

A simple vista no se aprecian grandes anomalías, como podrían ser excentricidades muy acusadas o errores de perpendicularidad entre el rotor y el encoder. Lo que quedaría reflejado con una dispersión de puntos que se aproximasen más a una elipse.

Llama la atención que las medidas tomadas en distintos sentidos de giro quedan agrupadas entre sí. Pudiendo observarse dos circunferencias bien diferenciadas, cuyo punto más dispar coincide con el punto de estabilidad desde el que se empezaba a tomar las medidas. Este fenómeno es la consecuencia de la histéresis del sensor.

Interpretar las medidas nos ayuda a comprender el sistema. Sin embargo, no basta con esto, siendo necesario procesar los datos para obtener la función de compensación del sensor. Para ello haremos uso de una librería de *MatLab* dedicada a la regresión no lineal.

```

% prepare vectors, must be column vectors
x = xlsread('Regulador','Regresion','A2:A51');
y = xlsread('Regulador','Regresion','B2:B251');

% remove bias of the ellipse - to make matrix inversion more accurate.
mean_x = mean(x);
mean_y = mean(y);
x = x-mean_x;
y = y-mean_y;

% the estimation for the conic equation of the ellipse
X = [x.^2, x.*y, y.^2, x, y];
a = sum(X)/(X'*X);

% check for warnings
if ~isempty(lastwarn)
    disp('stopped because of a warning regarding matrix inversion');
    ellipse_t = [];
    return
end

% extract parameters from the conic equation
[a,b,c,d,e] = deal( a(1),a(2),a(3),a(4),a(5) );

% remove the orientation from the ellipse
if ( min(abs(b/a),abs(b/c)) > orientation_tolerance )
    orientation_rad = 1/2 * atan( b/(c-a) );
    cos_phi = cos( orientation_rad );
    sin_phi = sin( orientation_rad );
    [a,b,c,d,e] = deal(...
        a*cos_phi^2 - b*cos_phi*sin_phi + c*sin_phi^2, ...
        0, ...
        a*sin_phi^2 + b*cos_phi*sin_phi + c*cos_phi^2, ...
        d*cos_phi - e*sin_phi, ...
        d*sin_phi + e*cos_phi );
    [mean_x,mean_y] = deal( ...
        cos_phi*mean_x - sin_phi*mean_y, ...
        sin_phi*mean_x + cos_phi*mean_y );
else
    orientation_rad = 0;
    cos_phi = cos( orientation_rad );
    sin_phi = sin( orientation_rad );
end

% check if conic equation represents an ellipse
test = a*c;
switch (1)
    case (test>0), status = '';
    case (test==0), status = 'Parabola found';
        warning('fit_ellipse: Did not locate an ellipse');
    case (test<0), status = 'Hyperbola found';
        warning('fit_ellipse: Did not locate an ellipse');
end

% if we found an ellipse return it's data
if (test>0)

    % make sure coefficients are positive as required
    if (a<0), [a,c,d,e] = deal( -a,-c,-d,-e );
    end

    % final ellipse parameters
    X0 = mean_x - d/2/a;
    Y0 = mean_y - e/2/c;
    F = 1 - (a^2)/(c*a) + (e^2)/(4*c);
    [a,b] = deal( sqrt( F/a ),sqrt( F/c ) );
    long_axis = 2*max(a,b);
    short_axis = 2*min(a,b);

    % rotate the axes backwards to find the center point
    R = [ cos_phi sin_phi; -sin_phi cos_phi ];
    P_in = R * [X0;Y0];
    X0_in = P_in(1);
    Y0_in = P_in(2);

    % pack ellipse into a structure
    ellipse_t = struct( ...
        'a',a, ...
        'b',b, ...
        'phi',orientation_rad, ...
        'X0',X0, ...
        'Y0',Y0, ...
        'X0_in',X0_in, ...
        'Y0_in',Y0_in, ...
        'long_axis',long_axis, ...
        'short_axis',short_axis, ...
        'status','');
end
% report an empty structure

```

Ilustración 54: Programa de regresión a la elipse extraído de la Comunidad Matlab y adaptado para nuestra aplicación

El programa nos proporcionan aquellos parámetros que definen la elipse y que nos permiten construir su ecuación.

$$\frac{(x - 3,0738)^2}{1,0805^2} + \frac{(y - 3,068)^2}{1,0829^2} = 1$$

Al mismo tiempo el programa nos informa de que existe excentricidad, aunque se trata de un valor tan pequeño que no requiere mayor medida que asumirlo.

La función de compensación se introducen en el regulador mediante los máximos y mínimos de las señales de seno y coseno. Para obtener dichos valores deberemos despejar las funciones dependientes de X e Y, y trabajar con ellas de manera independiente.

$$y = \pm \sqrt{\left[1 - \frac{(x - 3,0738)^2}{1,0805^2} \right] \cdot 1,0829^2}; \quad x = \pm \sqrt{\left[1 - \frac{(y - 3,068)^2}{1,0829^2} \right] \cdot 1,0805^2}$$

En este punto, buscamos los máximos y mínimos de cada una de estas ecuaciones. Esto se consigue realizando las derivadas parciales con respecto a cada una de las variables correspondientes e igualando a cero el resultado.

$$\frac{\partial y}{\partial x} = 0; \quad \frac{\partial x}{\partial y} = 0 \rightarrow \begin{aligned} y_{max}: (x = 3,0738; y = 4,1509) \\ y_{min}: (x = 3,0738; y = 1,9851) \\ x_{max}: (x = 4,1543; y = 3,068) \\ x_{min}: (x = 1,9933; y = 3,068) \end{aligned}$$

Estos resultados nos indican que los parámetros de compensación que debemos de introducir en el regulador son:

$$\begin{cases} Sin_{max} = 4,1509 V \\ Sin_{min} = 1,9851 V \end{cases}; \begin{cases} Cos_{max} = 4,1543 V \\ Cos_{min} = 1,9933 V \end{cases}$$

5.2.2. Determinación de Offset

Una vez calibrado el sensor, es necesario ajustar el desfase existente entre la posición real del rotor y la posición medida por el encoder. A este ángulo se le denomina *offset*.

Este ángulo se puede determinar por múltiples métodos, sin embargo nosotros nos centraremos únicamente en dos. En primer lugar, haremos uso del modelo matemático del sensor. Es decir, calcularemos el desfase mediante un proceso completamente estático.

En segundo lugar, verificaremos el dato obtenido frente al que se determine mediante un proceso empírico. En este método haremos uso de la fuerza contraelectromotriz que aparece en los devanados al hacer girar el rotor.

5.2.2.1. Método estático

Para determinar el offset basándonos en el modelo matemático del sensor, es necesario conseguir llevar el rotor a los puntos de estabilidad correspondientes a la primera fase del motor.

Para tener la seguridad de que el rotor se detiene en dichos puntos, se decide utilizar el bobinado del motor a modo de electroimanes. Es decir, aplicando una tensión continua a los devanados correspondientes a la primera fase del motor, lograremos que atraigan a los imanes permanentes del rotor. De esta manera tendremos total seguridad de que los puntos de estabilidad donde se detiene el rotor, pertenecen a la primera fase.

El estator presenta una conexión en estrella, por lo que no es posible conectar únicamente un bobinado. Sin embargo, si se conecta el terminal de la primera fase, a una polaridad opuesta a la que se aplique en los terminales del resto de fases, obtendremos el efecto deseado.

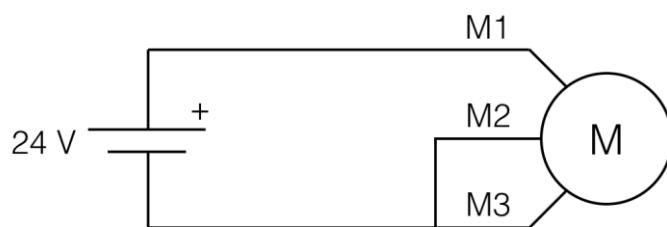


Ilustración 55: Conexión utilizada para la determinación estática del offset

Haciendo uso del Fluke, mediremos la tensión en la salida "seno" del sensor. Se anotarán los voltajes correspondientes a los 8 polos de la primera fase.

En este momento, debemos recuperar la función sinusoidal determinada por el modelo del sensor:

$$V_{sin}(\theta) = 1,0829 \cdot \sin(\theta) + 3,068$$

En términos ideales, la señal “seno” del encoder corta con el eje de abscisas en el punto en que el rotor pasa por el centro del primer polo de la primera fase. Esto significa que deberemos calcular el ángulo correspondiente a la tensión más próxima a 3 V (tensión media del sensor) en el punto en que la función es creciente.

$$\theta_{offset} = \arcsin\left(\frac{3,062 - 3,068}{1,0829}\right) \cong -0,31^\circ$$

5.2.2.2. Método dinámico

El valor obtenido haciendo uso del modelo matemático puede ser válido. Sin embargo, al tratarse de uno de los parámetros más importantes en el control de un motor brushless, se considera necesario contrastarlo. Para ello, se recalculará aplicando una metodología completamente independiente a la anterior.

El objetivo, al igual que en el anterior método, es determinar el offset. Esto se consigue comparando la señal proporcionada por el encoder, con la tensión debida a la fuerza contra-electromotriz que se produce como consecuencia del giro del rotor.

Para lograr generar una contra-electromotriz suficientemente grande como para poder visualizarla adecuadamente en el osciloscopio, es necesario aplicar un movimiento constante al eje del motor, y a una velocidad adecuada.

La mejor manera para aplicar al eje el movimiento deseado consiste en hacer uso de un segundo motor. La construcción consistirá en la unión coaxial de los ejes de ambos motores, mediante un acople elástico.

Con el fin de tener cierto grado de control sobre el movimiento que se aplica al eje, utilizaremos un motor de jaula de ardilla alimentado a través de un variador de frecuencia trifásico. Esto nos permitirá repetir el ensayo a varias velocidades diferentes, aumentando el tamaño de la muestra y con ello, mejorando el resultado obtenido.

En ensayo las medidas comenzarán a tomarse con osciloscopio, utilizando un canal para adquirir la señal “seno” del sensor. Para ello se deberá conectar la sonda a su respectivo borne. El cocodrilo de la sonda, morderá el terminal negativo del regulador para tomar la referencia de masa del sensor.

En el segundo motor conectaremos la primera fase del motor. Para ello, deberemos comenzar dejando libres los seis terminales que presenta nuestro motor, dejándolos debidamente asegurados. Esto es fundamental, ya que cuando hacemos

que un motor de estas características, funcione como un alternador, puede producir, entre sus fases, tensiones de cientos de voltios.

Para poder ver representada la fuerza contra-electromotriz en el osciloscopio, conectamos la sonda al terminal correspondiente a la primera fase. La referencia de masa se deberá tomar en el terminal de la fase anterior, prestando atención en conectar el cocodrilo a la misma "estrella" (recordemos que se trata de una construcción de doble estrella). Deberemos de tomar la precaución de utilizar una sonda diseñada para medidas de etapa de potencia.



Ilustración 56: Montaje utilizado para la medición dinámica de Offset

Una vez preparado el ensayo, comenzaremos a hacer girar el motor a baja velocidad, aumentándola hasta lograr detectar una onda, clara y sobre la que poder trabajar, en los terminales del motor.

Cuando hayamos logrado ajustar el sistema, utilizaremos los cursores del osciloscopio para medir la diferencia temporal entre el paso por cero de la señal correspondiente al encoder, en su tramo creciente, y el punto máximo de la onda obtenida en bornes del motor. Extrapolaremos la equivalencia angular de esta medida.

$$\theta_{offset} = \frac{\Delta t_{bobina-encoder} \cdot 360^\circ}{T}$$

Repetimos el proceso, aumentando la velocidad del motor en saltos de 100 RPM, hasta llegar a la velocidad máxima del variador. Iremos anotando los resultados en una tabla para su posterior interpretación.

Observando el desfase que se produce en cada una de las muestras, nos percatamos de que aparece un comportamiento anómalo. Variando mucho entre cada medida y la anterior. Podríamos asumir pequeñas variaciones entre las tomas, derivadas de la precisión de los instrumentos. Sin embargo, no es el caso.

Para poder comprender mejor lo que está ocurriendo, proyectaremos en una gráfica los puntos registrados en la tabla:

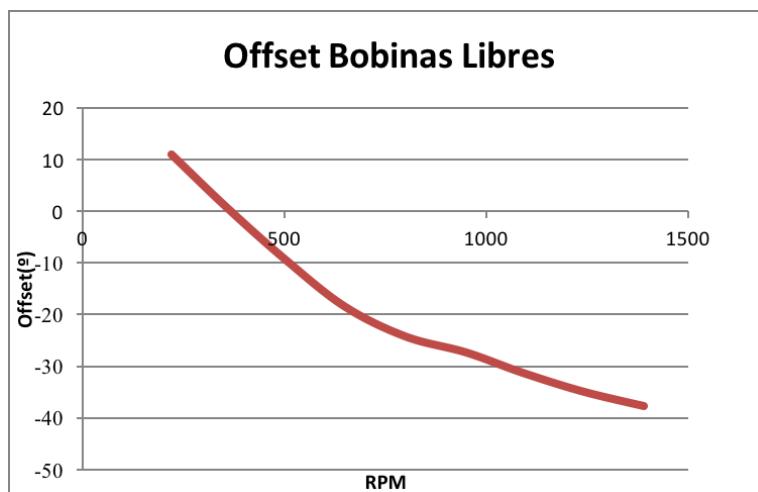


Ilustración 57: Desfase Rotor-Encoder en los distintos rangos de velocidad

En el espectro estudiado se detecta un desfase de aproximadamente 50° , añadiendo el hecho de que se trata de un offset distinto en cada velocidad de giro del motor. Algo difícil de comprender en un sensor del que se espera una elevada precisión y estabilidad.

El comportamiento obtenido se aleja mucho del esperado. Por lo que, buscamos aislar el sensor del resto de subsistemas, asegurándonos de que este suceso no aparece como causa de la interacción de alguno de los demás componentes que se encuentran en pruebas.

El modo de lograr un aislamiento completo del sensor, con respecto al resto de elementos del sistema, es desconectar completamente la manguera de cables del encoder. Alimentándolo externamente, repetimos el ensayo sin novedad alguna. La gráfica resultante es idéntica a la mostrada en la ilustración 57.

Queremos descartar fenómenos extraños en las lecturas extraídas del motor. Con el fin de lograrlo, rediseñamos el ensayo incluyendo una referencia fija de "paso por cero" en el eje del motor. Con ello, hacemos prescindible medir en bornes del motor. El eje del motor incorpora una chaveta, lo que aprovecharemos a modo de actuador para su detección mediante un sensor externo. Aprovecharemos los recursos

del laboratorio de instrumentación, por lo que utilizaremos uno de los sensores ópticos que se encuentran en el inventario.

Se trata de un sensor con salida analógica, cuya tensión aumenta proporcionalmente a la distancia a la que se encuentra el obstáculo detectado. Alimentándolo con una fuente de laboratorio y llevando su salida al canal libre del osciloscopio, repetiremos el ensayo buscando contrastar los resultados anteriores.

En esta ocasión tenemos ocupado el eje del motor, por lo que no se puede emplear ningún elemento auxiliar para aplicar movimiento al rotor, por tanto, ejecutaremos el ensayo poniendo en funcionamiento el motor principal. Esto nos proporcionará un mayor rango de velocidades a muestrear.

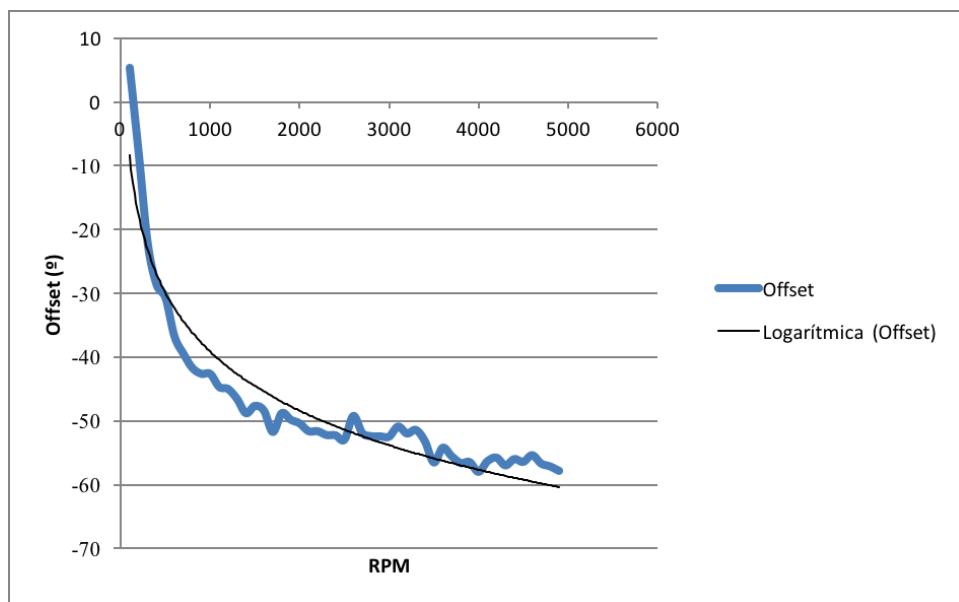


Ilustración 58: Desfase entre la salida del encoder y el sensor de paso por cero, a lo largo del rango de velocidades estudiado

La ilustración 58 muestra la representación de los datos obtenidos en el ensayo. Es importante aclarar que en este caso hemos dejado de hablar de offset, ya que hemos dejado de tomar medidas del motor. Pasando a estudiar el retraso que aparece en la salida del encoder al aumentar la velocidad angular del motor. Sin embargo, podemos mantener el concepto de desfase angular, tomando como nueva referencia la señal de sensor óptico en lugar de la fuerza contra-electromotriz.

No sólo comprobamos que el fenómeno es independiente del motor, sino que en un mayor rango de estudio, se acentúa. Se llega a apreciar un desfase de mas de 65° . Además, el suceso es más grave de lo que se pensaba en un principio ya que, en los anteriores ensayos se podía llegar a pensar que el desfase aumentaba linealmente, pudiendo llegar a buscar una solución mediante compensación. Sin embargo, al tomar una visión más global, le puede apreciar una tendencia logarítmica.

Se realizan múltiples ensayos bajo condiciones distintas, concluyendo en todas ellas con el mismo comportamiento.

Se trata de un error inadmisible en un sensor empleado para la realimentación de un motor brushless, por lo que es urgente encontrar solución a este problema. Planteamos varias medidas a tomar:

- Modificación en tiempo real de los parámetros del regulador.
- Instalar un encoder externo.
- Sustituir el encoder que incorpora el motor.

Modificación de parámetros en tiempo real

Decidimos basarnos en la interfaz creada en LabView para estudiar la viabilidad de modificar el objeto de “offset”, en la parametrización del regulador, en estado de operación.

Ampliando el programa de la interfaz, incorporaremos un bucle de escritura que envíe el valor de desfase producido sufrido por el encoder en relación a la velocidad del motor. Para ello, introduciremos la ecuación derivada de la línea de tendencia logarítmica, extraída del procesamiento de los datos del anterior ensayo.

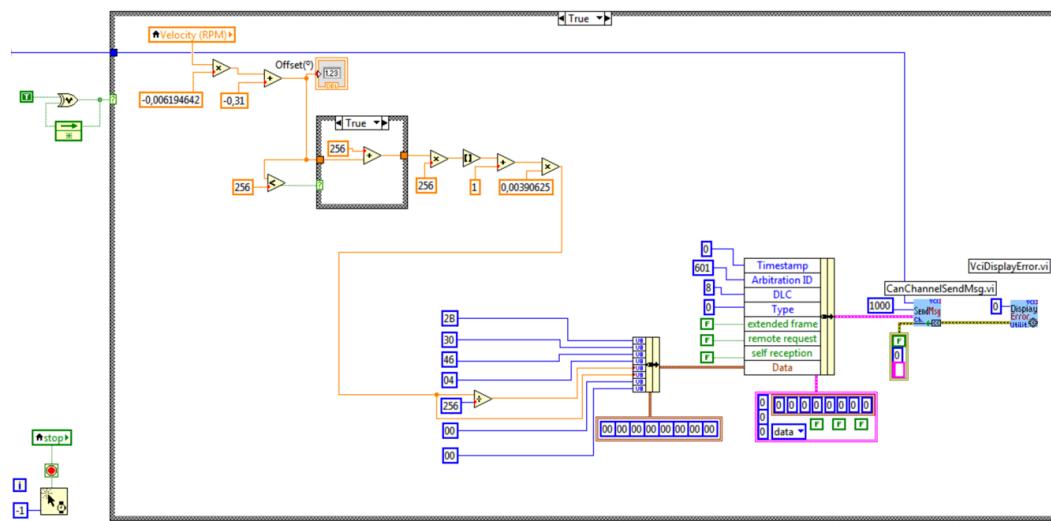


Ilustración 59: Envío de Offset mediante SDO

Al realizar las pruebas correspondientes a esta modificación se obtienen resultados muy positivos. El regulador admite sin problemas, el cambio del parámetro mediante SDOs, en su estado operacional.

Debemos de tener en cuenta, que en caso de aplicar esta solución al vehículo, el cálculo de compensación de desfase se realizará en la centralita, cuyo procesador es de 16MHz. Esto significa que si aplicamos una función de transferencia logarítmica, el

procesador no será capaz de realizar los cálculos a suficiente velocidad. Por lo que no obtendríamos el resultado deseado.

Para aplicar esta solución con los recursos de procesamiento disponibles, deberemos linealizar la curva de compensación. Con ello estaríamos alejándonos de una solución óptima.

Conocidas las ventajas y desventajas de modificar en tiempo real el objeto en el regulador, decidimos no abandonar esta solución, dejándola en un segundo plano y pasando a estudiar otras posibilidades.

Utilización de un nuevo encoder

La idea más lógica, frente a un sensor con este comportamiento, es retirarlo del sistema. Sin embargo, la normativa que rige este proyecto prohíbe cualquier modificación del motor. Lo que nos impide sustituir el encoder, al considerarse parte del motor.

Se plantea colocar un segundo sensor externo. Se deberá diseñar y fabricar un soporte para tal propósito. Sin embargo, el diseño de una estructura que se ajuste a los puntos de anclaje disponibles en el motor, y que al mismo tiempo elimine todas las vibraciones que actúen sobre el encoder, manteniendo siempre una posición relativa constante con el actuador magnético, supone una ingeniería de elevada complejidad.

Tras exponerle, a la organización de la competición de Motostudent, estos argumentos, toman la decisión de hacer una excepción y dejar de considerar el encoder como parte del motor. Por tanto, aparece la posibilidad de reemplazarlo.

Comenzamos a estudiar las posibilidades que ofrece el mercado, deberemos tener en cuenta algunas condiciones para asegurar la compatibilidad con motor y regulador.

En primer lugar, trataremos de aprovechar el actuador magnético instalado en el motor. Esto se consigue utilizando la misma tecnología de posicionamiento.

El regulador ofrece distintas posibilidades de adquisición de la posición, entre ellas encontramos *Incremental*, *UVW*, *Sinusoidal*, mediante la fuerza contráelectromotriz...

Nuestra aplicación requiere gran precisión en la adquisición de la posición para minimizar al máximo el consumo y optimizar la entrega de par. Para conseguir esto, decidimos centrarnos en el uso de sensores con salida Sinusoidal y Comutación (UVW). En caso de optar por salida sinusoidal, deberemos asegurarnos de que la amplitud de onda es de más de $1V_{pp}$, en caso contrario el regulador no lo detectará.

Deberemos tener en cuenta las opciones de alimentación que ofrece el regulador, pudiendo optar por 5V o 10V. Esto se modifica mediante la sobre-escritura del objeto correspondiente.

Aprovechando que incorporamos un sensor nuevo, trataremos de localizar aquel que proporcione mayor precisión cumpliendo todas nuestras condiciones, y se encuentre dentro de nuestras posibilidades económicas.

De entre los principales fabricantes de encoders, nos llaman la atención tres marcas de gran reconocimiento: *RLS*, *AMS* e *Infineon*. De entre ellos, destacan los modelos que comparamos a continuación.

Tabla 9: Comparación de sensores de posición angular

RLS AM4096		RLS AM8192	AMS AS5115	Infineon TLE5009	Infineon TLE5309D
Tensión de Alimentación	5V o 3V	5V	5V	3V o 5,5V	5V
Tipo de salida	Múltiples salidas (Sinusoidal, UVW, Incremental, TWI,...)	Dos salidas (Sinusoidal e incremental)	Sinusoidal	Sinusoidal	Doble salida sinusoidal
Amplitud de la salida (Encoder Sinusoidal)	1,66V _{pp}	2,08V _{pp}	1,94V _{pp}	1,85V _{pp}	2,6V _{pp}
Frecuencia máxima	500Hz	630Hz	500Hz	600Hz	600Hz
Resolución	0,0879°	0,18°	-	-	-
Histéresis	0,17°	0,17°	-	-	-
Error máximo	0,4°	0,4°	-	2,2° (Incluyendo histéresis)	1,0° (Incluyendo histéresis)
Otras propiedades a considerar	Programable (I2C)	-	Programable (Protocolo propietario)	-	-

Todos los fabricantes estudiados ofrecen muestras gratuitas. Teniendo en cuenta la similitud entre los modelos comparados, se decide encargar una muestra de cada uno. Tomaremos la decisión tras ensayarlos y realizar un estudio más exhaustivo sobre ellos en el laboratorio.

RLS provee sus muestras preparadas para utilizar en un formato denominado *Demoboard*. Mientras que AMS e Infineon, suministran el sensor en formato SMD. Por lo que será necesario diseñar y fabricar una placa de circuito impreso para realizar las pruebas. Para ello emplearemos el software de diseño de circuitos electrónicos, *KiCAD*.

En esta ocasión bastará con reproducir los circuitos de aplicación que podemos encontrar en los respectivos datasheets.

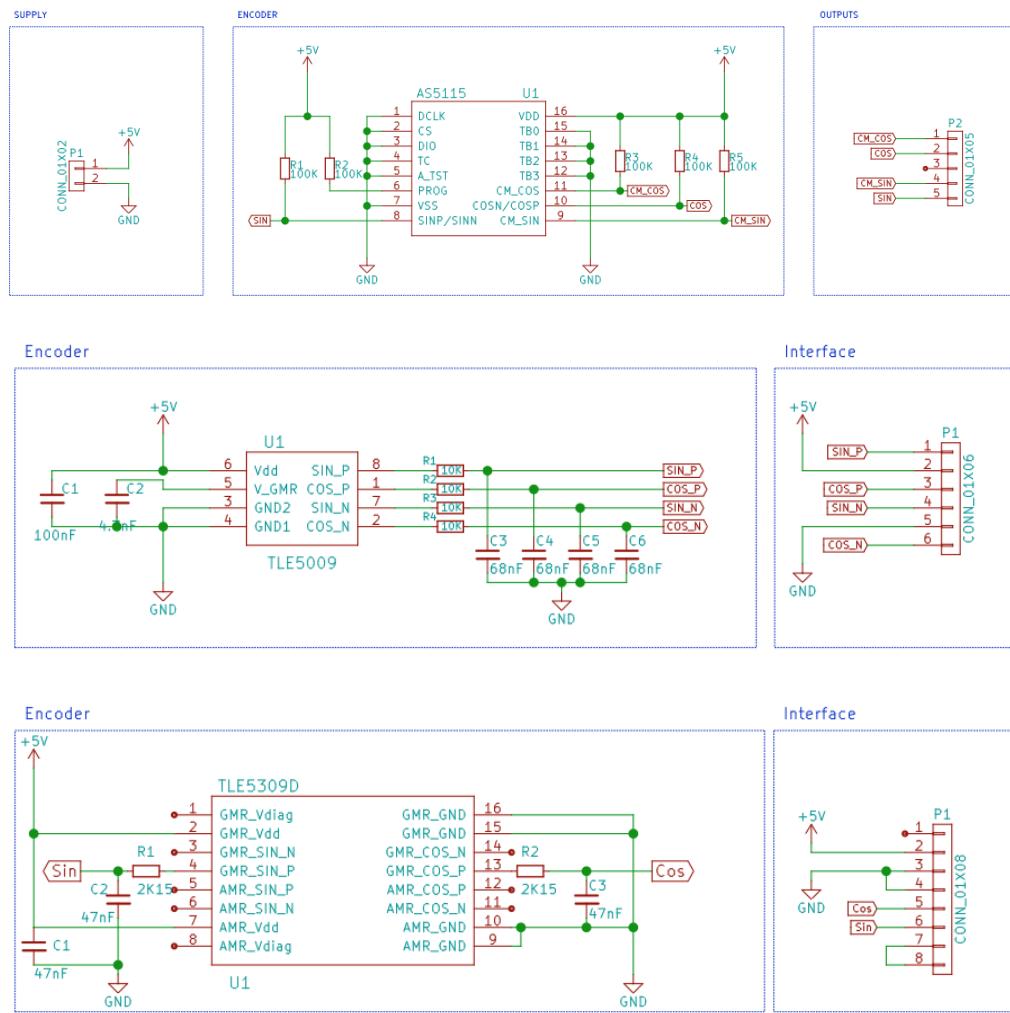


Ilustración 60: Diseño electrónico de los circuitos de los encoders a ensayar. De arriba a abajo: AMS AS5115, Infineon TLE5009 e Infineon TLE5309D

Con ayuda de la misma herramienta se diseña el circuito impreso. Deberemos que prestar muchísima atención en dejar perfectamente centrado el eje de detección magnético del encoder respecto de los anclajes. Una vez diseñado el circuito impreso, se fabricará mediante insolación y eliminación de cobre por ácido.

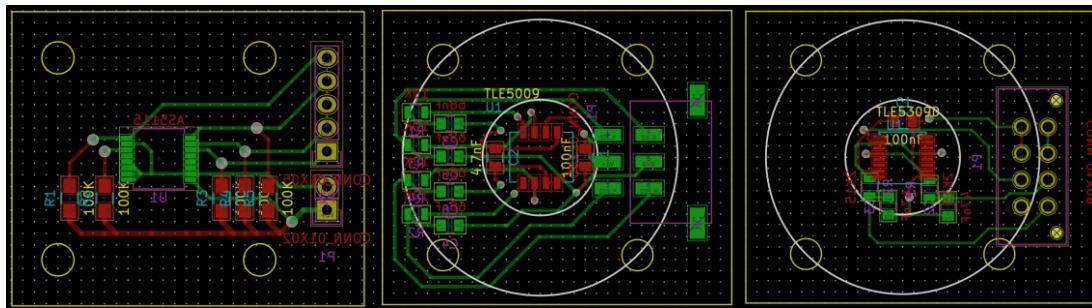


Ilustración 61:Diseño de los circuitos impresos para el ensayo de los encoders.
De izquierda a derecha: AMS AS5115, Infineon TLE5009 e Infineon TLE5309D

Repetiremos el proceso llevado a cabo para verificar el retraso que se produce en la salida de cada uno de los sensores de posición. Para ello, fijaremos un actuador magnético específico para proporcionar la posición angular a los encoders que estamos utilizando. Este imán se colocará, con ayuda de un tornillo, en el agujero roscado existente en el eje del motor.

Haremos uso de un brazo de laboratorio para alinear el sensor, en la medida de lo posible, con el imán. Cuanta mayor atención pongamos en este proceso, más fiables serán los resultados.

Para terminar de dejar a punto todas las probetas, nos centraremos en la demoboard del sensor AM4096 de RLS. Esto es, debido a la necesidad de programar el circuito para las condiciones de regulación de nuestro sistema.

Esta demoboard está pensada para su configuración a través de su software, y mediante su adaptador UPRG4096. Este material se encuentra fuera de nuestro alcance, por lo que debemos buscar la manera de acceder a los registro del sensor con nuestros propios medios.

Se opta por emplear un Arduino UNO como puente entre el ordenador y el puerto I₂C del encoder. De esta manera, podemos crear un programa en lenguaje C cuya función sea la de parametrizar el sensor.

En el código prepararemos un array de valores binarios que sobrescribirá el valor almacenado en los registros, lo que determinará el comportamiento del sensor. Toda la información acerca de estos registros la encontramos disponible en su datasheet.

Con ayuda del controlador únicamente logramos acceso de escritura, sin conseguir leer los valores programados en el sensor. Para verifica la correcta programación, utilizaremos el osciloscopio.

```

#include <Wire.h> //I2C library

void Read_All_Data(byte deviceaddress,unsigned int mem);
void Write_Data(int deviceaddress, byte mem, byte* data);
byte Read_EEPROMreg(byte deviceaddress, byte mem);

byte dataUVW0[2]={0b01010001,0b00000000};
byte dataUVW1[2]={0b00000001,0b10000000};
byte dataUVW2[2]={0b00000000,0b10000000};
byte dataUVW3[2]={0b00000000,0b00011101};

byte dataSIN0[2]={0b10010001,0b00000000};
byte dataSIN1[2]={0b11100000,0b01100000};
byte dataSIN2[2]={0b00000000,0b10000000};
byte dataSIN3[2]={0b00000000,0b00000000};

int addr=0;
int M = 0;

void setup() {
    Wire.begin(); // initialise the connection
    Serial.begin(9600);
    Wire.setClock(50000L);
}

void loop(){
    /*-----UVW CONFIG-----*/
    Write_Data(addr, 0x00, dataUVW0);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x01, dataUVW1);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x02, dataUVW2);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x03, dataUVW3);
    delay(10);

    /*-----SIN CONFIG-----*/
    /*Write_Data(addr, 0x00, dataSIN0);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x01, dataSIN1);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x02, dataSIN2);
    delay(10);
    Write_Data(addr, 0x03, dataSIN3);
    delay(10);*/

    void Write_Data(int deviceaddress, byte mem, byte* data){
        Wire.beginTransmission(deviceaddress);
        Wire.write(mem);
        Wire.write(data[0]);
        Wire.write(data[1]);
        Wire.endTransmission();
    }
}

```

Ilustración 62: Extracto de la programación empleada para configurar el sensor AM4096

En la ilustración 62 se puede observar cómo se configura el sensor, y la facilidad para variar su salida entre sinusoidal y UVW. Esto nos facilita que podamos estudiar la demoboard como si se tratase de dos encoders completamente distintos.

Una vez que ya están preparadas todas las probetas, comenzaremos todos los ensayos. Se realizarán bajo las mismas condiciones que los que se han hecho hasta ahora, de esta manera podremos comparar los resultados sin mayor complejidad.

En primer lugar estudiaremos la gama de sensores de RLS con salida analógica, ya que es la misma marca que la que incluye el motor y se quiere saber si lo que se ha apreciado en dicho sensor es un hecho aislado o sucede en todos sus productos.

Atendiendo a la ilustración 63, se puede apreciar un comportamiento muy similar en todos los sensores estudiados de esta marca. Todos ellos presentan un comportamiento que tiende a ser logarítmico. Sin embargo, se aprecia que esta tendencia varía en cada modelo, aumentando la base del logaritmo en los sensores de mayor resolución. Esto significa, que si trazamos la línea de tendencia en grado uno de cada uno de estos sensores, su pendiente disminuye al aumentar la resolución del sensor.

Continuando por los ensayos con los modelos de RLS, se programa el AM4096 para proporcionar salida UVW. En este, caso se aprecia una salida constante. Aunque en los resultados da la sensación de inestabilidad, si atendemos a la escala de los ejes entre los valores más distantes apenas hay una diferencia de 5º. También deberemos tener en cuenta los factores físicos que afectan al ensayo, es decir, la toma de datos no se está realizando bajo las condiciones ideales del sensor.

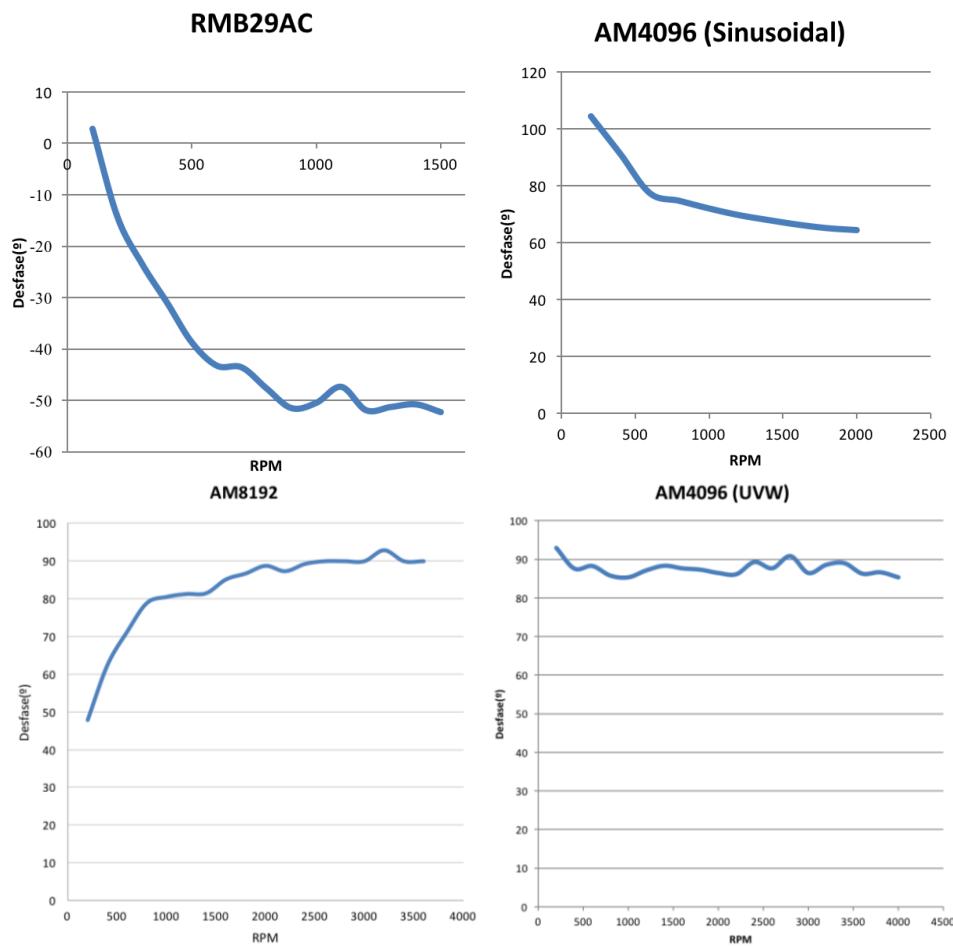


Ilustración 63: Resultados de los ensayos efectuados sobre los encoders RLS

Hasta el momento, el sensor con salida UVW presenta un comportamiento muy superior al del resto de encoders estudiado. Pero deberemos esperar a concluir el estudio de los datos recogidos para tomar la decisión.

Continuamos, estudiando el comportamiento de las muestras correspondientes a los fabricantes AMS e Infineon. En ellas, se observa cierta similitud en su respuesta al aumento de velocidad. En la ilustración 64 podemos apreciar un desfase considerable en el primer tramo de velocidad. Una vez superadas las primeras 500-1000 RPM, se estabiliza y se muestra constante hasta la velocidad máxima estudiada. El sensor TLE5009 de Infineon muestra un desfase directamente proporcional a la velocidad angular.

De esta manera podemos afirmar, sin lugar a duda, que deberemos instalar el modelo AM4096 en su configuración con salida de comutación UVW. Siendo el modelo más estable de los estudiados. Por tanto, compraremos el módulo **RMB20UD08BC10**, tratándose de la versión profesional de la muestra estudiada.

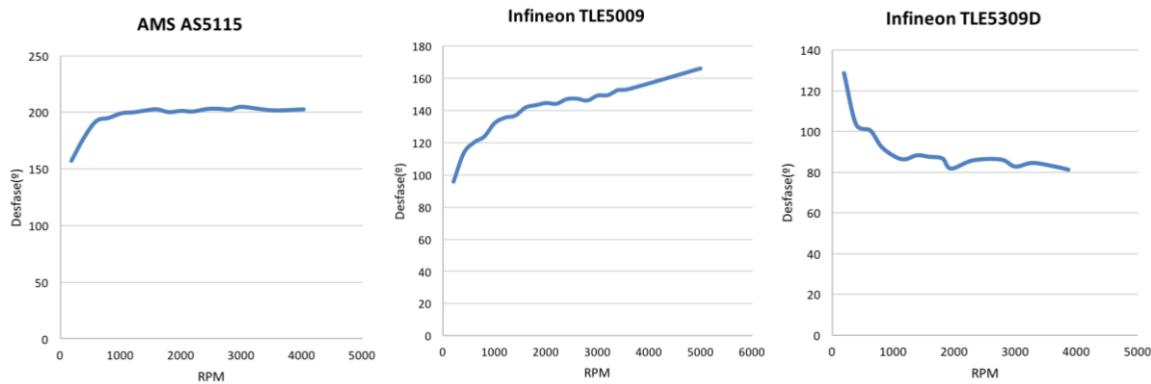


Ilustración 64: Resultados de los ensayos efectuados sobre los sensores de AMS e Infineon

5.3. PARAMETRIZACIÓN DEL REGULADOR

Una vez calibrado el sistema, deberemos asignar a los objetos del regulador el valor adecuado para su correcto funcionamiento. Para introducir el valor de cada objeto dentro del diccionario, utilizaremos la interfaz del fabricante, denominada *DVT*. Este software únicamente proporciona un entorno más ameno para la escritura y lectura de objetos mediante SDOs.

Complearemos los datos requeridos siguiendo la estructura de la interfaz.

5.3.1. Configuración de motor

Para configurar el motor, el regulador una herramienta de adquisición de parámetros. Para ello, tras asegurar que todas las conexiones son correctas, se hace girar el eje del motor a una velocidad constante de 750 RPM. Esto se conseguirá haciendo uso del motor de jaula de ardilla presentado en el apartado 5.2.2.2.

Con ello nos quedará por introducir, aquellos parámetros que el regulador no es capaz de adquirir directamente del motor.

Comenzaremos por el par máximo. Atendiendo a la información proporcionada por *Heinzmann* en su datasheet, este es de 80 N·m.

Continuaremos por los valores de tensión y corriente. Los mismos valores presentados en la *tabla 5*, serán introducidos en los objetos correspondientes del menú de configuración motor.

Para finalizar la parametrización del motor, introduciremos las constantes de regulación. Éstas han sido proporcionadas por el distribuidor del regulador, previo cálculo y ajuste empírico para el modelo PMS150 de *Heinzmann*.

Tras estudiar el comportamiento del control, no se aprecian sobreoscilaciones en los parámetros de Par y Velocidad, por lo que se consideran correctos y no es necesario recalcularlos.

5.3.2. Configuración de acelerador

Dentro de la configuración del acelerador, otorgaremos el valor de todos aquellos objetos relacionados con este elemento. Deberemos introducir los valores de acuerdo a nuestro potenciómetro 10KΩ “Domino”.

En primer lugar, deshabilitaremos todos los objetos relacionados con el uso de potenciómetro como freno proporcional.

Dentro de esta sección también se incluyen los objetos que activan el uso de un potenciómetro como sensor de dirección durante el uso de un segundo regulador esclavo. Por tanto, deshabilitaremos todos estos parámetros.

Comenzamos con la configuración del regulador para el uso de nuestro potenciómetro como acelerador. Para empezar, encontramos una variable booleana de proporcionalidad “acelerador-velocidad”. Será activada para poder tener un control directo de la velocidad del motor.

Deberemos indicar el tipo de potenciómetro que utilizaremos, pudiendo escoger entre las distintas tecnologías de sensores potenciométricos que podemos encontrar a nivel comercial. En nuestro caso, utilizamos un potenciómetro lineal.

El regulador admite la programación de la curva de acelerador, es decir, de la sensibilidad que queremos configurar en el acelerador. Esto se realiza mediante la definición de los puntos de inicio y final de la recta. Quedando la curva constituida por tres tramos lineales.

En nuestro caso, configuraremos una curva determinada por un único tramo lineal. En la definición de esta curva se han incluido las zonas muertas del sensor para que no afecten al control.

5.3.3. Configuración de encoder

Según se concluyó en el apartado de calibración, utilizaremos el encoder de salida UVW *RMB20UD08BC10*. Este sensor incluye dos *patchs* denominados “zeroing”. La función de estos terminales es la de tomar la posición en que se encuentra el rotor, como referencia de 0º. Por tanto, para configurar y sincronizar encoder y regulador, deberemos seguir el proceso descrito a continuación.

Se deberá conectar el motor tal y como se describe en el proceso de determinación estática del offset. Es decir, siguiendo el esquema de la ilustración 55. Con ello nos aseguramos que el rotor se estabiliza en un polo de la primera bobina. A continuación se deberá realizar un puente entre los dos *patchs* de “zeroing” del encoder. Esto hace que el encoder tome como referencia de 0° , un polo de la primera fase, es decir, forzamos a que el offset sea nulo.

Seguiremos indicando al regulador, desde el desplegable “Encoder setup”, que utilizaremos las entradas UVW de encoder.

A pesar de haber programado el uso de un encoder UVW, la interfaz mantiene la pantalla correspondiente al encoder Seno-Coseno. Deberemos ignorar los valores de tensiones máximas y mínimas, centrándonos únicamente en el objeto “Encoder offset”, dónde escribiremos que el desfase entre encoder y rotor es de “ 0.0° ”.

Previamente habremos configurado la tensión de alimentación del sensor en esta misma pantalla.

5.3.4. Configuración de contactores

Según diseño de la maniobra de seguridad del vehículo, el regulador es capaz de desactivar el circuito de alta tensión de la motocicleta. Esta desconexión es efectuada indirectamente a través de un relé emplazado en la centralita. Se trata de un *relé PCH-148-D2,000*; cuya tensión de cierre es de $48V_{DC}$.

Para configurar la maniobra de seguridad, conectamos la centralita al banco de ensayos mediante los puntos de conexión que se previeron en el bornero.

Introduciremos la tensión mínima de activación y la tensión nominal del trabajo que se proporcionará en la salida que estamos preparando.

Dentro de este menú existen distintas pre-configuraciones, buscaremos la que más se ajuste a nuestro propósito. De entre todas, seleccionamos “Contactores de línea”, esto hará que el regulador elimine la tensión en la salida que estamos configurando en caso de que detecte un problema que requiera esta medida.

Finalmente, deberemos acudir al menú “Entradas/Salidas”, donde asignaremos la salida de contactores que usaremos. Al haber conectado los relés a los pines 7 y 8 del regulador, deberemos señalar en el diccionario de objetos el uso de la segunda salida de contactores.

Durante las pruebas funcionales del sistema de seguridad se concluye que para que el regulador actúe correctamente dentro de esta maniobra, los contactores de potencia deben actuar únicamente sobre los contactos de potencia, sin intervenir en la

alimentación del regulador. Esto resulta imposible a causa del diseño general de la motocicleta, por lo que se determina excluir al regulador de la maniobra de seguridad.

5.3.5. Configuración de los parámetros de velocidad

Se deberán configurar aquellas protecciones relacionadas con la velocidad del motor. Deberemos tener en cuenta la posibilidad de que un fallo derive en un embalamiento del eje del motor. Por ello deberemos determinar una velocidad máxima admisible.

De acuerdo a la curva par-velocidad del motor, mostrada en la ilustración 65, el motor por encima de 7000 RPM apenas tiene par. Empíricamente sólo se han llegado a alcanzar 7200 RPM en las condiciones más favorables. Por tanto, se decide asignar un límite máximo de 7500 RPM.

También deberemos indicar al regulador un límite de protección, de tal manera que, si se alcanza, dejará de proporcionar potencia al motor. Éste se fijará a 8000 RPM.

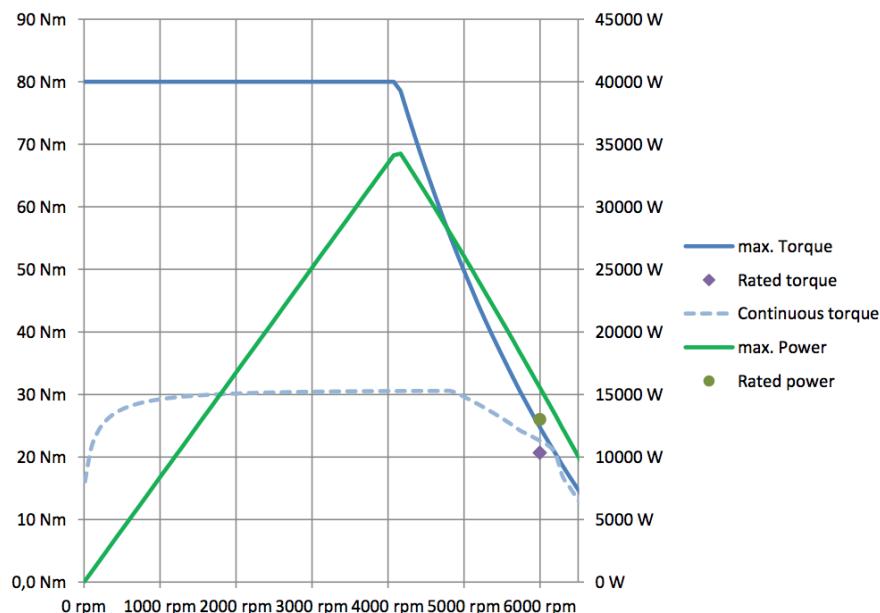


Ilustración 65: Curva característica del motor Heinzmann PMS150

Dentro de la configuración de los objetos relacionados con la velocidad, se deberá indicar al regulador la relación de transmisión que se instalará en el vehículo. De esta manera, el controlador será capaz de publicar en la red CANBus, la velocidad del vehículo en Km/H.

Estos parámetros se introducirán mediante una relación entre la velocidad angular del motor en RPM (divisor) y la velocidad lineal del vehículo en ese instante, en formato "12.4" (multiplicador).

Realizaremos un supuesto en que calcularemos la velocidad angular del motor en el instante en que la motocicleta se mueva a 50 Km/H, de acuerdo a la relación de transmisión que se instalará (Z_{Corona} :51 dientes, $Z_{Piñon}$:14 dientes)

$$\omega_{motor} = \frac{V_{moto}}{R_{rueda} \cdot \frac{Z_{Piñon}}{Z_{Corona}}} = \frac{50 \cdot 3,6 \text{m/s}}{0,3 \text{m} \cdot \frac{14}{51}} = 168,65 \text{ rad/s}$$

De acuerdo con esto, introduciremos en el campo de divisor, el valor de la velocidad angular. Mientras que en el campo de multiplicador deberemos introducir la velocidad lineal, realizando una conversión inusual.

$$5 \text{Km/h} \rightarrow 0x0050[\text{HEX}] \rightarrow 80[\text{Dec}]$$

Es decir, el dato a introducir, en base hexadecimal, equivale a la velocidad lineal multiplicada por 10. Sin embargo, el objeto requiere que el valor se introduzca en base decimal, por lo que deberá convertirse.

5.3.6. Configuración de la sonda de temperatura

El regulador incluye una pre-configuración de las sondas de temperatura del tipo KTY. Por tanto, deberemos comenzar por seleccionar esta tecnología en el menú desplegable de la sección "Temperature Control".

Realizada la selección, deberemos parametrizar la sonda. Para ello, completaremos los datos requeridos con los valores especificados en su datasheet. (Páginas 6 y 7 de los anexos)

Una vez configurada la sonda, deberemos establecer el conjunto de limitaciones que supondrán la protección térmica del sistema. La primera restricción a configurar es la temperatura máxima admisible. El fabricante del motor especifica que es capaz de trabajar hasta los 150°C, siendo ésta su temperatura de rotura.

Durante las pruebas del sistema decidimos ser muy conservadores y establecer el límite en 90°C, admitiendo una desviación de 5°C. Sin embargo, durante la competición en la que participará la motocicleta llevaremos el motor a su límite, estableciendo el corte a 140°C.

Otro parámetro a configurar que guarda relación con la temperatura, es el corte de potencia debido a alta temperatura. Deberemos de establecer un intervalo de tiempo para que el motor pueda refrigerarse. Durante este tiempo, el regulador dejará de entregar potencia al motor.

De acuerdo a las simulaciones del vehículo en túnel de viento virtual², el motor no requiere un periodo prolongado de refrigeración. Además no se espera alcanzar una temperatura excesiva. Por tanto, se establece un periodo de corto para que, en caso de detectar una temperatura superior a 140°C, se realicen iteraciones para verificar que no se trate de un error.

5.3.7. Configuración del control de batería

El regulador que empleamos presenta una gran potencia de gestión de batería, teniendo la capacidad de hacer funciones de *Master* de un *BMS* (*Battery Management System*). Sin embargo, EUPLA Racing Team ha implementado su propio gestor de batería, por lo que el regulador hará un uso muy liviano de estas características.

A pesar de contar con una batería inteligente, capaz de gestionarse de manera autónoma, el regulador requiere las características de ésta. Esto se debe a la regulación, en términos de potencia, que realiza el controlador.

Además, añade protecciones extra al vehículo, cortando la entrega de potencia en caso de que fallen las medidas de seguridad de la batería.

Para obtener estos beneficios, deberemos escribir correctamente los objetos correspondientes a las características eléctricas de la batería. Utilizaremos las de la fuente de alimentación definitiva, cuya tensión nominal es de 96 V_{DC}.

Es importante establecer límites de sobretensión. Nuestro regulador entra en estado “No operacional” al alimentarse con más de 116 V_{DC}. Estableceremos nuestro límite en 115 V_{DC}.

Configuraremos, al mismo tiempo, un límite inferior. Esto es fundamental en el caso de las baterías Li-Po³, que pierden sus propiedades al descender por debajo de 3,2 V_{DC}/celda. Por ello, estableceremos un límite más permisivo que el fijado por las medidas de seguridad de la propia batería, pero que la proteja en caso de que ésta falle.

² Éstas simulaciones han sido llevadas a cabo por otro miembro del equipo EUPLA Racing Team. Los resultados son de uso interno del equipo, quedando restringida su publicación.

³ Li-Po: Litio-polímero

Finalmente, introduciremos los límites de flujo de potencia, comenzando por la potencia regenerativa. Ésta aparecerá en caso de frenada, devolviendo energía a la batería. El fabricante de las celdas que componen la batería especifica que la máxima carga admisible es de 0,5C. Tratándose de una batería de 5kW, y tratando de ser algo conservadores, fijamos el valor en 2kW.

Concluiremos estableciendo el límite de descarga. Esto dependerá fundamentalmente de la del circuito en que se realice la competición y de los datos obtenidos mediante telemetría durante las futuras pruebas que se realicen en circuito. Por tanto, hasta que se obtengan estos datos, introduciremos como límite de descarga, la potencia nominal de batería. Según el fabricante, 5C. Por tanto, estableceremos el límite en 25kW.

5.3.8. Configuración de entradas/salidas.

Para el correcto funcionamiento del regulador, es necesario habilitar el estado de "marcha" siguiendo una secuencia de activación de interruptores.

Se deberán dejar unos segundos para que se inicialice el regulador. A continuación, procederemos a indicar el sentido de giro a través de un interruptor digital. Seguidamente, se comenzará a girar el acelerador, lo que activará el *microswitch* instalado en éste.

Para que el regulador adquiera toda esta información, se deberá configurar en el diccionario de objetos el pin elegido para cada una de las funciones descritas. Esto se llevará a cabo a través de los menús desplegables de la sección "input/output".

5.3.9. Configuración de PDOs

El regulador posee la capacidad de publicar, en el bus de comunicaciones, gran parte de la información que gestiona.

La determinación de estos mensajes se realizará en consenso con el responsable del diseño del resto de subsistemas. Deberemos tener en cuenta que los demás nodos de la red se han implementado con microcontroladores de baja capacidad de procesamiento, por tanto deberemos optimizar al máximo la información publicada.

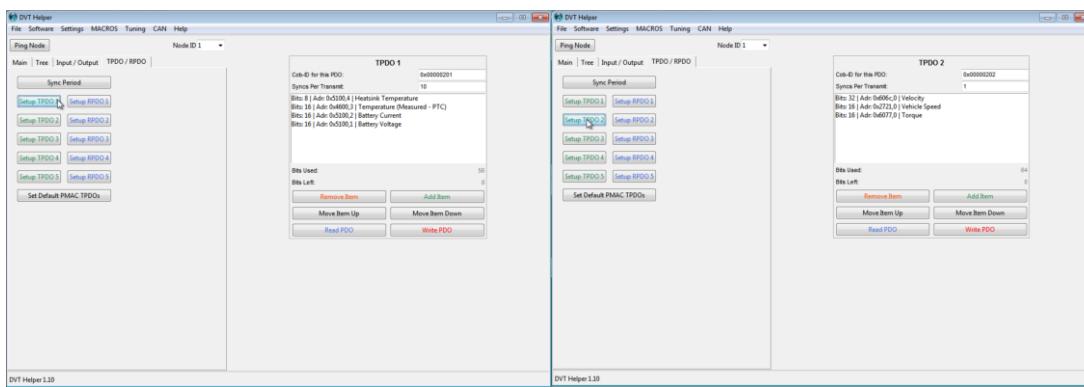


Ilustración 66: Configuración de TPDOs

A cada subsistema se le otorga un número de nodo, que quedará reflejado en los identificadores de sus mensajes. De esta manera, al regulador le corresponden los Cob-ID: 0x2XX.

Además, para saturar al mínimo la red, determinaremos una prioridad en el envío de información, de tal manera que aquella no requiera una rápida actualización, se enviará una vez cada más ciclos de transmisión.

5.4. OPTIMIZACIÓN DEL CONTROL

En este punto del proyecto ya se encuentra disponible tanto el chasis de la motocicleta como las baterías mencionadas en el apartado 5.1.1.3.1. Por tanto, desplazaremos el subsistema de tracción al vehículo y pasaremos a trabajar basándonos en pruebas dinámicas y la telemetría extraída de ellas.



Ilustración 67: Imagen del vehículo conectado al terminal de parametrización

Una vez embarcado el sistema en el vehículo, comenzaremos a perfilar aquellos parámetros necesarios para optimizar la conducción. Durante el periodo en que se termina de programar la centralita, y con ello la adquisición de datos, trabajaremos de acuerdo a las sensaciones del piloto.

Estos parámetros principalmente se refieren a aquellos que intervienen en la comodidad de conducción. Comenzando con los objetos correspondientes a la desaceleración y freno motor.

Seguidamente, iniciaremos la definición de la curva de par, una de las características críticas en el control de potencia del vehículo. Para ello partiremos de una curva muy conservadora. Iremos aproximándola al resultado final mediante iteraciones. Aumentaremos progresivamente el límite de par máximo, y pospondremos el inicio del tramo descendiente, tal y como se muestra en la ilustración 68. Cuándo dispongamos de telemetría terminaremos de perfilar los puntos que definen la curva.

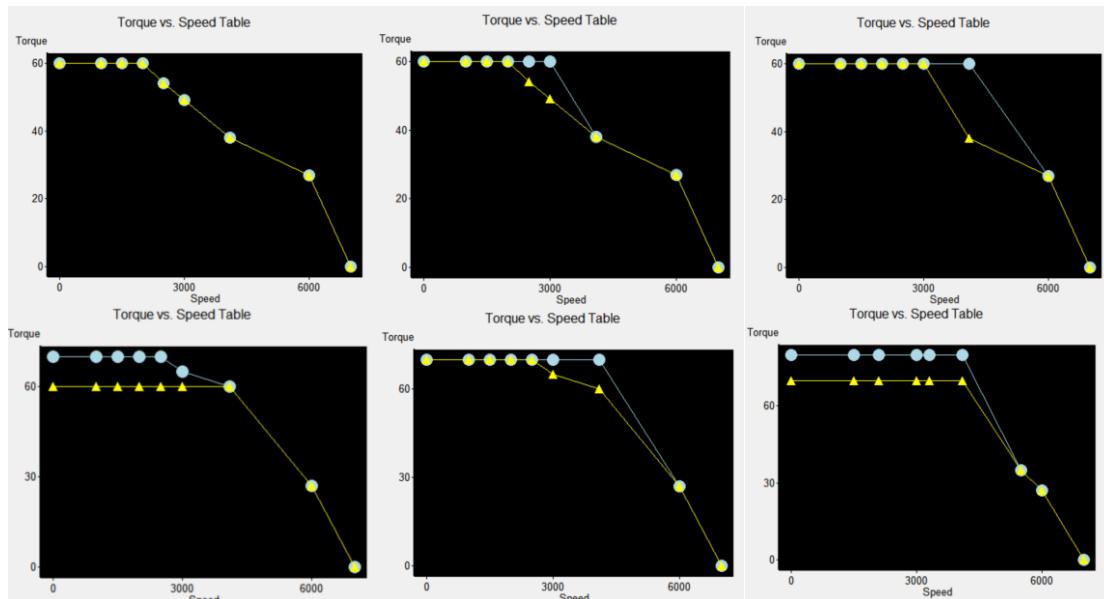


Ilustración 68: Evolución de la curva de par a lo largo del proceso de optimización. En amarillo se representa la curva actual (en cada iteración) y en azul, la nueva curva que se está programando

Comenzamos a trabajar con opción a recuperar los datos de la base de datos implementada en la centralita. Aprovechando esta herramienta, preparamos una prueba que constará de aceleración, frenada y eslalon. Esto nos proporcionará gran cantidad de información acerca del estado del control.

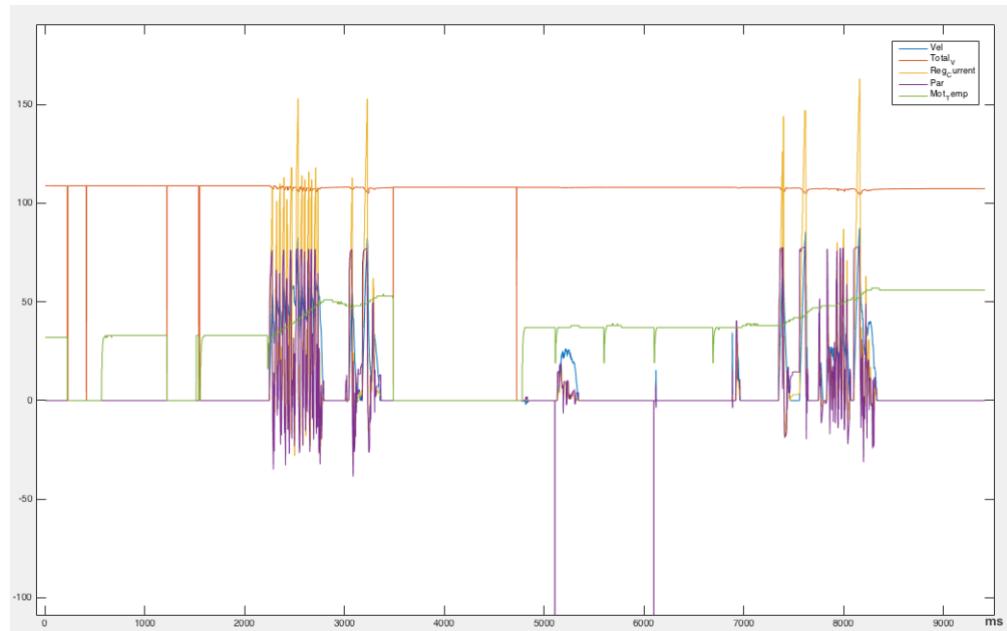


Ilustración 69: Telemetría de gymkana realizada en Motorland

La gráfica que aparece en la ilustración 67 aporta mucha información relevante. A nivel general podemos apreciar que se alcanzan picos de descarga de aproximadamente 170 A (19kW) y en torno a 20 A (2,2kW) de regenerativa.

Por otro lado, apreciamos cómo la temperatura asciende a gran velocidad en las zonas de eslalon, incrementándose en 20°C durante estos tramos. A pesar del rápido ascenso, se mantiene dentro de uno rango admisible.

Sin embargo, lo más interesante de estos datos se aprecia al ampliar la gráfica hasta poder estudiar con suficiente resolución los valores correspondientes al par durante un instante de aceleración.

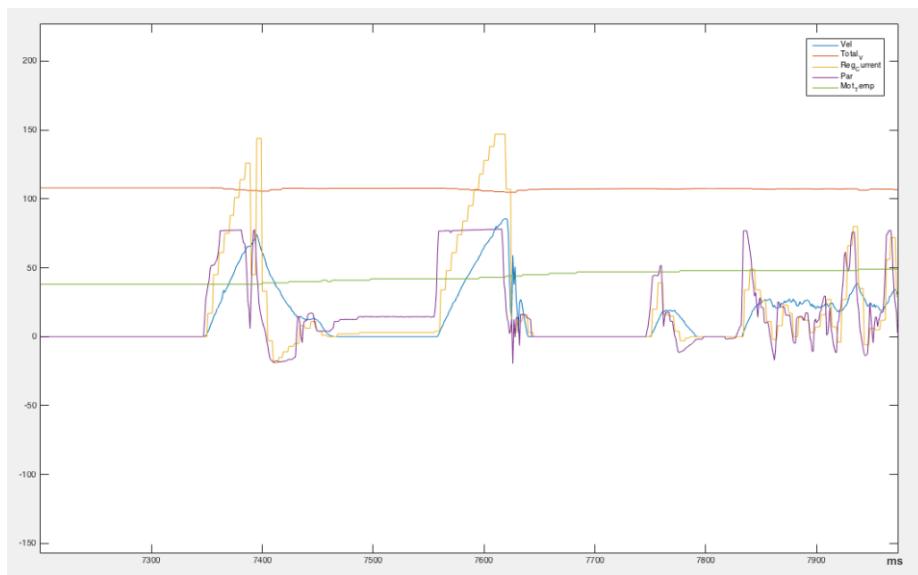


Ilustración 70: Detalles de la gráfica mostrada en la Ilustración 69

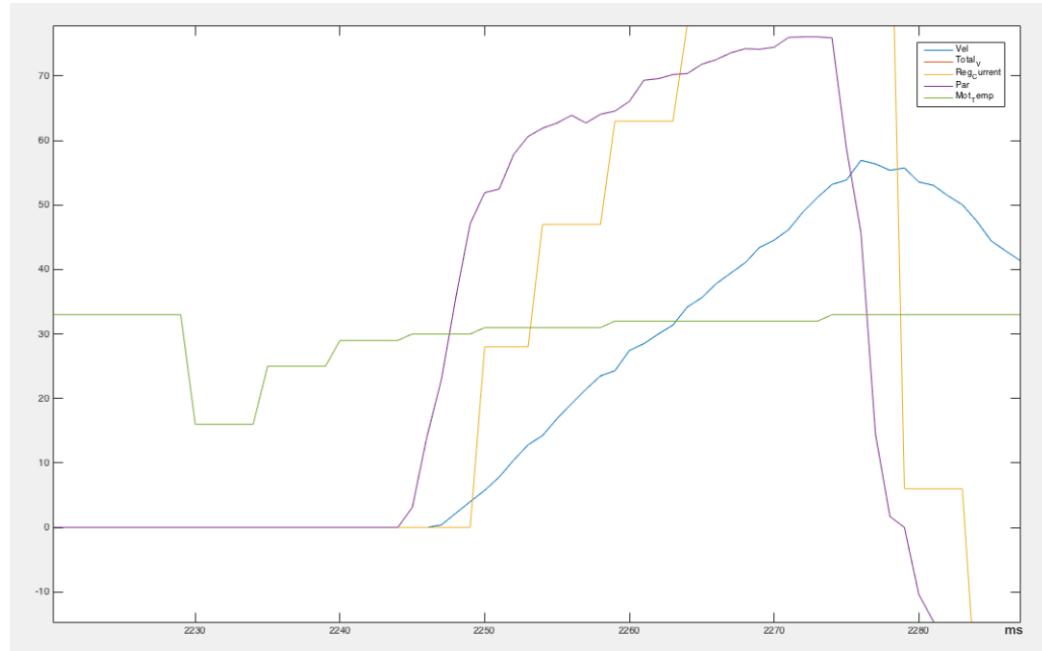


Ilustración 71: Detalles de la gráfica mostrada en la Ilustración 70

Al ampliar la gráfica de la ilustración 69, se pueden apreciar discontinuidades en los valores correspondientes a la curva de par, durante los tramos de aceleración. Al relacionarla con la curva de velocidad, podemos ver que durante esos tramos, el acelerador se encontraba en su máximo valor, por tanto se trata de algún error en el control. Se contrasta esta información con las sensaciones del piloto, quien comenta que, durante el tramo de aceleración nota un pequeño "tirón".

Todos estos datos nos hacen pensar que puede existir un error en el desfase del encoder. Para tratar de corregir este posible error, se decide llevar a cabo un ajuste empírico de la calibración del sensor. Para ello, limitaremos el porcentaje de par entregado al eje al 1%. Seguidamente se realizará un barrido de los valores de desfase próximos, hasta que el eje se comience a mover.

En este punto, repetiremos el proceso aumentando ligeramente el par otorgado. Volveremos a realizar un barrido del parámetro de offset hasta detectar un aumento significativo en la velocidad del eje. Una vez reajustado el parámetro, volveremos a poner la motocicleta sobre el asfalto para recoger datos y verificar la solución del problema.

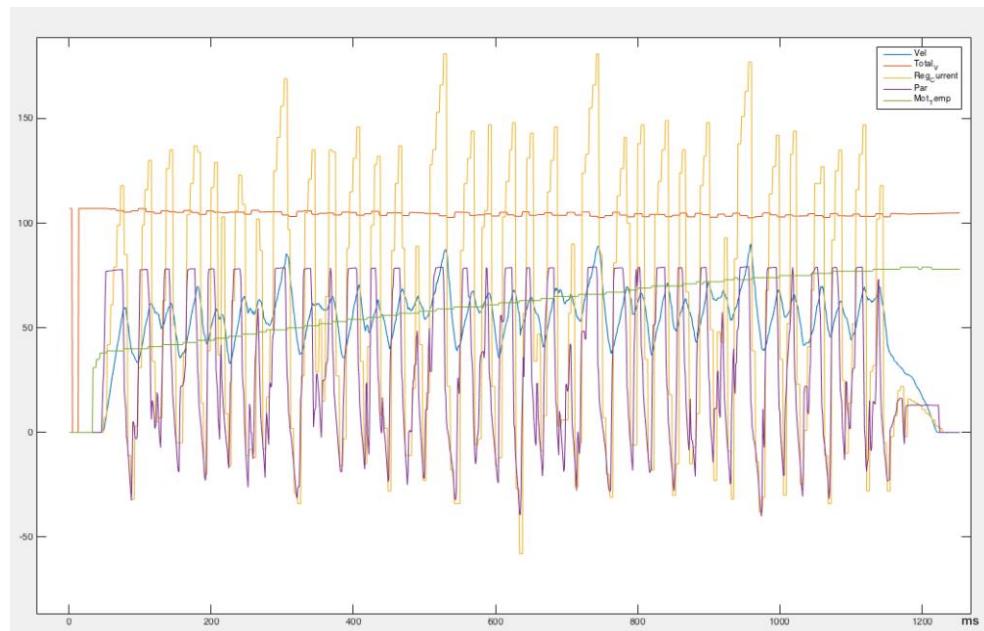


Ilustración 72: Telemetría de prueba en karting. Medidas tomadas tras el reajuste de offset

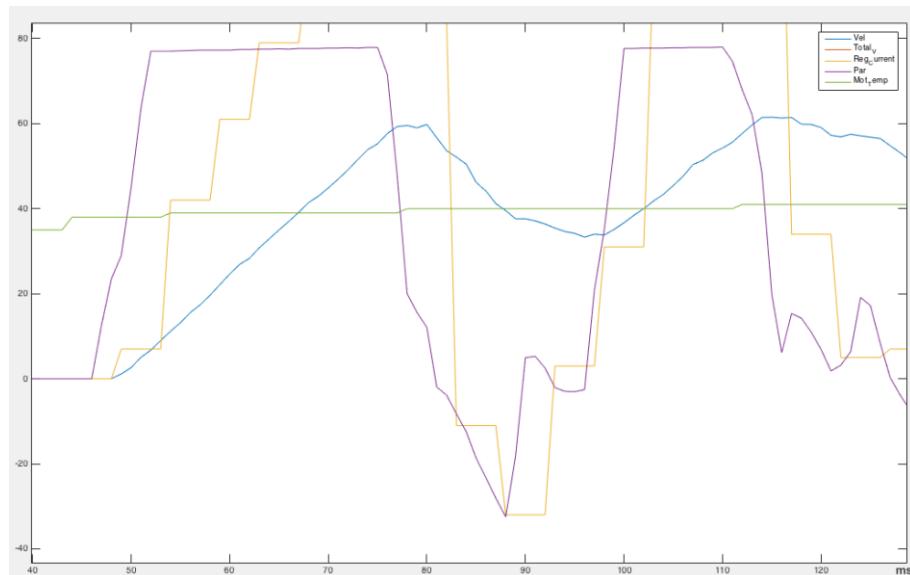


Ilustración 73: Detalle de la gráfica mostrada en la Ilustración 72

Tras el ajuste se aprecia una clara mejoría en el control de par realizado por el regulador. Se puede observar una curva clara, muy semejante a la curva programada al comienzo de este apartado. De acuerdo con los datos, el motor es capaz de entregar su par máximo desde el arranque hasta que el piloto deja de acelerar. La curva no llega a entrar en el tramo descendiente debido a la baja velocidad a la que se realiza la prueba.

Para terminar de perfilar un control óptimo para condiciones de carrera, deberemos recrearlas. Por tanto, recogeremos la información almacenada en la base de datos durante las tandas de entrenamientos libres.

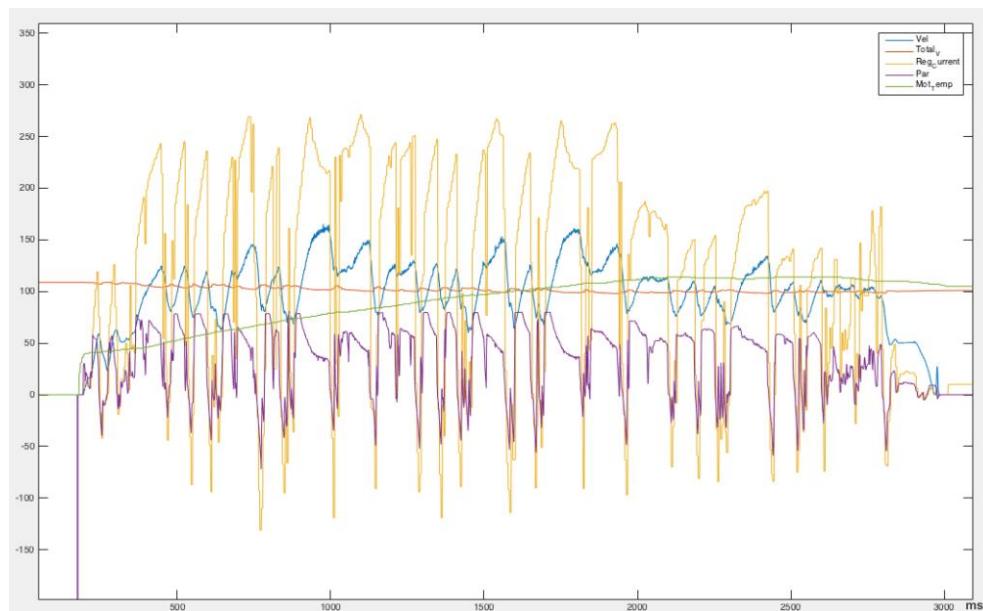


Ilustración 74: Telemetría de los Entrenamientos Libres 1

En este punto, la curva de par se encuentra completamente optimizada y por tanto nos centraremos en todos aquellos parámetros que no se han podido analizar correctamente debido a la diferencia de condiciones con las que se ha efectuado esta toma de datos.

Se llegan a alcanzar 167Km/h, una velocidad elevada, pero lejos de la máxima velocidad angular del motor. Sin embargo, éste está entregando su par máximo, por tanto si queremos obtener mejores resultados en términos de velocidad, deberemos actuar sobre la transmisión.

Se ha programado un límite de descarga de 27,5 kW para esta prueba. Si nos fijamos en las curvas amarilla y naranja, correspondientes a corriente y tensión, respectivamente, en el pico máximo leemos un valor de 250 A a 110 V_{DC}. Por tanto, el regulador esta actuando perfectamente en la gestión de flujo de potencia.

Finalmente, la variable que más nos interesa estudiar en esta prueba es la temperatura del motor. Se aprecia que en el momento en que se le pide par al motor, la temperatura comienza a incrementar significativamente. Debemos fijarnos en que, debido al flujo de aire que recibe el motor, en un determinado instante se alcanza una temperatura máxima de 110°C y se estabiliza. Por lo que no se sufren problemas de temperatura a altas velocidades.

6. CONCLUSIONES

Aunque en los planteamientos iniciales del trabajo, se propuso el estudio del efecto que producía la variación de cada uno de los parámetros del regulador, no ha sido posible cumplir este objetivo en su totalidad, por dos razones fundamentales: el elevado número de parámetros del regulador seleccionado y la dinámica de trabajo que la parametrización requiere. Ambos condicionantes se desconocían al plantear los objetivos iniciales.

Respecto a la construcción de un banco de ensayos para el motor, falta implementar el módulo de frenado ya que, aunque está diseñado, no ha sido necesario su uso para aplicar carga al eje del motor; por los diversos imprevistos relacionados con la calibración del conjunto regulador-motor, han coincidido en el tiempo el correcto control del motor con la disponibilidad del vehículo. Esto ha llevado que las pruebas directas sobre la moto hayan sido más completas.

Se ha desarrollado un módulo de instrumentación electrónica para la calibración del sistema, que ha aportado un valor añadido al control y con ello al proyecto general de Motostudent. Éste módulo ha permitido detectar un fallo grave en el encoder que incorpora el motor, que ha sido sustituido por otro sensor, consiguiendo así sacar el máximo rendimiento al motor. Mediante la base de datos implementada en la centralita del vehículo, durante las pruebas en circuito y empleando la telemetría de la motocicleta como herramienta, se ha logrado realizar un proceso de optimización del control de potencia.

6.1. TRABAJOS FUTUROS

De acuerdo con las valoraciones del trabajo realizado, se abre una importante rama de desarrollo en lo que se refiere a la mecánica del banco, donde ha quedado pendiente la implementación del módulo de frenado. La importancia de mejorar este módulo reside en que puede permitir un estudio más amplio de las prestaciones del motor, mediante la recreación de las condiciones de carrera dentro del laboratorio.

Otra posible línea de trabajo podría estar centrada en parametrizar el regulador para el control de motores distintos al utilizado. De esta manera, para el diseño de un nuevo prototipo de motocicleta, se puede barajar la opción de instalar un nuevo modelo de motor, manteniendo el regulador.

Finalmente, se propone el diseño, la fabricación y optimización de un regulador para motor brushless de diseño propio, considerando los conocimientos adquiridos durante el desarrollo del presente trabajo.

7. BIBLIOGRAFÍA

7.1. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Roland Büchi. (2012). Brushless motors and controllers. Norderstedt: Books on Demand GmbH.

Roger Juanpere Tolrà. (2006). Técnicas de control para motores Brushless Comparativa entre conmutación Trapezoidal, conmutación Sinusoidal y Control Vectorial. Barcelona: ingenia-cat – Motion Control Department.

Eduard Ballester, & Robert Piqué. (2011). Electrónica de Potencia. Principios Fundamentales y Estructuras Básicas (1^a Edición 2011.). Marcombo Universitaria.

Jorge Zambada y Debraj Deb. (2010). Sensorless Field Oriented Control of a PMSM. octubre 19, 2016, de Microchip Technology Inc Sitio web: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>

Alejandro José Gazulla Sancho. (2014). Etapa de control y potencia para motor brushless. Zaragoza: Escuela Universitaria Politécnica de La Almunia.

Carlos Montes Chacón. (2006). Metodología para la docencia del control vectorial de la máquina síncrona de imanes permanentes. Barcelona: Universidad Politécnica de Cataluña.

Jacek F. Gieras. (2013). Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications. Bydgoszcz (Polonia): CRC Press.

Standex-Meder Electronics. (2014). Magnets Overview. julio 6, 2016, de Standex-Meder Electronics Sitio web:

<https://standexelectronics.com/resources/technical-library/product-training/magnet-technology/>

Amaro Martínez, Javier. (2015). Instalación y puesta en marcha de la controladora de canbus BasicCAN 61 plus en un motor Volkswagen 1.4 gasolina sobrealimentado. E.T.S. de Ingeniería Industrial, Informática y de Telecomunicación: Universidad Politécnica de Navarra.

Philipp B. (2009, septiembre). CircStat: A MATLAB Toolbox for Circular Statistics. *Journal of Statistical Software*, Vol. 31, p10.

7.2. BIBLIOGRAFÍA(OTRAS FUENTES CONSULTADAS)

Área de Sistemas Electrotécnicos y Automáticos. (2016). Introducción a sistemas trifásicos. julio 6, 2016, de Centro Integrado de Formación Profesional Sitio web: http://www.cifp-mantenimiento.es/e-learning/index.php?id=2&id_sec=1

Hong-xing Wu, Shu-kang Cheng, & Shu-mei Cui. (2005, enero). A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle. *IEEE Transactions on magnetics*, Vol. 41, Nº1.

Roland Einspieler. How improved magnetic sensing technology can increase torque in BLDC motors. junio 19, 2016, de AMS

Silvano Balemi. (2005). Automatic calibration of sinusoidal encoder signals. junio 21, 2016, de IFAC Sitio web:

https://www.researchgate.net/profile/Silvano_Balemi/publication/234065316_Automatic_Calibration_of_Sinusoidal_Encoder_Signals/links/0fcfd50ec84349bbaf000000.pdf

Repositorio de National Instruments, sección de comunicaciones (CANbus). julio 27, 2016 Sitio web: <http://www.ni.com/white-paper/14162/en/>

Beckhoff Information System. CANOpen communication. julio 26, 2016, de Beckhoff Sitio web:

http://infosys.beckhoff.com/english.php?content=../content/1033/bc5150/html/co_comfieldbus.htm&id=%20%E2%80%A2%

