



UNIVERSIDAD DE JAÉN
Nombre del Centro

Trabajo Fin de Grado

**MODELADO, ENSAYO Y
CONTROL DE UN MOTOR
DESTINADO A TRACCIÓN**

Alumno: José Honrubia Blanco

Tutor: Prof. D. Ignacio Jesús Pérez Guerrero
Dpto: Ingeniería Eléctrica

Junio, 2018



Universidad de Jaén
Escuela Politécnica Superior de Jaén
Departamento de Informática

Don Ignacio Pérez Guerrero, tutor del Proyecto Fin de Carrera titulado: Modelado, ensayo y control de un motor eléctrico destinado a tracción, que presenta José Honrubia Blanco, autoriza su presentación para defensa y evaluación en la Escuela Politécnica Superior de Jaén.

Jaén, 26 Junio de 2018

El alumno:

José Honrubia Blanco

Los tutores:

Ignacio Pérez Guerrero

1. TABLA DE CONTENIDO

RESUMEN	4
AGRADECIMIENTOS	5
INDICE DE IMÁGENES	6
2. ÍNDICE DE GRÁFICAS	8
3. ÍNDICE DE TABLAS	11
4. Símbolos	12
MEMORIA.....	14
5. OBJETO DEL PROYECTO	15
6. METODOLOGIA	15
7. ANTECEDENTES	16
8. MOTOR.....	20
9. MODELO SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA	47
10. CONTROL	60
11. CONTROLADOR SEVCON Gen 4 Size 6 ^T	75
12. BANCO DE ENSAYOS.....	80
13. ESTUDIO BATERÍAS KOKAM	¡Error! Marcador no definido.
14. ESTUDIO DE BATERÍAS	147
15. TRABAJO FUTURO	155
Bibliografía	158

Resumen

RESUMEN

Este TFG pretende dar a entender de una manera estricta pero simplificada el fundamento de funcionamiento y control de los motores de imanes permanentes, además de conocer la respuesta del motor eléctrico de tracción entregado por la competición MotoStudent con el fin de ganar la competición.

Para ello se va a ver, primero, qué motores hay en el mercado en función de la posición de sus imanes, pasando al modelo matemático, modelo en simulación, estrategias de control y sus bloques de control.

Una vez conocida la teoría se ensaya el modelo y efectivamente se comprueba qué tipo de control utiliza el controlador comercial SEVCON Gen 4^T y como afecta al rendimiento de nuestro motor.

Se añade un epígrafe final en el que se muestra el estudio que se tuvo que realizar a las baterías para comenzar con el proyecto.

A lo largo del documento se van tratando también, de forma solidaria a la redacción, los problemas que ha habido a lo largo de esta edición con el fin de que el siguiente que decida participar en este gran proyecto pueda encontrar nuevas soluciones a estos mismos problemas.

AGRADECIMIENTOS

A mi abuelo, a la EPSJaén por darme la oportunidad de participar en este proyecto, al departamento de ingeniería eléctrica por todo su apoyo, a Ignacio Pérez y José Enrique Mata, al equipo; Sonillo, Turbo, Manulito, Navo, Carlitos, Cebadín, Fran y Armando motos; pero, sobre todo a mi madre, mi padre, a Guadalupe Erena y especialmente a mi hermano. Gracias, de verdad.

INDICE DE IMÁGENES

Imagen 1. Logos Oficiales MS y MSE. Fuente: MotoStudent.....	16
Imagen 2. Mejor Proyecto Industrialización. Fuente: MotoStudent	17
Imagen 3. Mejores Mocicletas Eléctricas. Fuente: MotoStudent	17
Imagen 4. Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas	21
Imagen 5. Clasificación de las máquinas eléctricas de imanes permanentes según la dirección del flujo magnético.	21
Imagen 6. Máquinas eléctricas de flujo radial. (a) Estátor externo e imanes sobre el rotor (b) Estátor externo e imanes enterrados (c) Estátor interno y (d) De doble rotor	23
Imagen 7. Máquinas eléctricas de flujo axial. (a) De un rotor y un estátor, (b) De dos rotores y un estátor (c) De un rotor y dos estátors y (d) Estructura multietapa incluyendo dos bloques de estátor y tres bloques de rotor.....	25
Imagen 8. Máquina eléctrica de flujo transversal.....	26
Imagen 9. ME - MS1718. Fuente: MotoStudent.....	26
Imagen 10. Bobinado del Motor. Fuente: MotoStudent	27
Imagen 11. Bobinado Motor por fases. Fuente: MotoStudent	27
Imagen 12. Rotor del ME - MS1718. Fuente: MotoStudent.....	28
Imagen 13. Flujo Modelo Matemático. Fuente: Elaboración Propia	29
Imagen 14. PMSM de Dos Fases	30
Imagen 15. Ejes de referencia estacionarios del rotor.	36
Imagen 16 Bloque Transformada de Park: Vabc-Vd _{qo} . Fuente: Elaboración propia.	50
Imagen 17 Bloque Antitransformada de Park: Id _{qo} -Iabc. Fuente: Elaboración propia.....	50
Imagen 18 Circuito q. Fuente: Elaboración propia.	51
Imagen 19 Circuito d. Fuente: Elaboración propia.	51
Imagen 20 Bloque del Par (Ecuación 68). Fuente: Elaboración propia	52
Imagen 21 Bloque Velocidad (Ecuaciones 71 y 72). Fuente: Elaboración propia.	52
Imagen 22 Modelo Simulink Completo. Fuente: Elaboración propia.	53
Imagen 23 Script Matlab Datos del Modelo	54
Imagen 24 Diagrama de fases control ángulo de par. Fuente: Kishnam R., Electric Motor Drives	64
Imagen 25. Simplificación sistema control. Fuente: Elaboración propia.....	72
Imagen 26 is _n (p.u.) y delta (rad) vs Par electromagnético (p.u.). Fuente: Elaboración propia.	73
Imagen 27 Bloque 1: Par constante. Fuente: Elaboración propia.	73
Imagen 28 Bloque 2: Debilitamiento de flujo. Fuente: Elaboración propia.	74
Imagen 29 Conexiones SEVCON. Fuente: TFM Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica, Carlos Rodríguez Ordoñez.	76
Imagen 30 Ventana programación mapa motor. Fuente: Elaboración propia.	78
Imagen 31 Ventana Datos del motor DVT. Fuente: Elaboración propia.....	79
Imagen 32 Banco de ensayos Motores eléctricos. Fuente: Elaboración Propia.....	80
Imagen 33 Medidor Par Máquinas Electricas. Fuente: Elaboración propia	81
Imagen 34 Esquema eje entre motor y freno con medidor del par de máquinas eléctricas.....	81
Imagen 35 Acoplamiento Flexible. Fuente: Elaboración Propia.	81
Imagen 36. Banco de ensayos Motores Térmicos. Fuente: elaboración propia.....	82
Imagen 37 USB-to-CAN y controlador SEVCON Gen 4. Fuente: Elaboración Propia	83
Imagen 38. Sistema de Alimentación. Fuente: Elaboración Propia.....	84
Imagen 39 Osciloscopio Fluke. Fuente: Elaboración propia.....	85
Imagen 40 Medidor de Armónicos. Fuente: Elaboración propia.	86
Imagen 41 Medidor del par y tacómetro. Fuente: Elaboración Propia.....	87
Imagen 42 Unión eje motor y junta Kardan. Fuente: Manuel Ángel Ruiz Vilches	87

Imagen 43 Bancada Motor Banco Ensayos. Fuente: David Lozano Arjona	88
Imagen 44 Fabricación bancada. Fuente: Elaboración propia.....	88
Imagen 45 Ventilación del motor. Fuente: Elaboración propia.	89
Imagen 46 Llave y cuadro de mandos. Fuente: Elaboración propia.....	90
Imagen 47 Cargador. Fuente: Elaboración Propia.....	90
Imagen 48 Mesa de Control. Fuente: Elaboración Propia	91
Imagen 49 Referencia freno Hidráulico. Fuente: Elaboración propia.	92
Imagen 50 Celdas Montadas, diseñando el ensayo. Fuente: elaboración propia	135
Imagen 51 Divisor de tensión para el ensayo de descarga. Fuente: Elaboración propia.....	136
Imagen 52 Reostato. Fuente: Elaboración propia.....	137
Imagen 53 Relé de estado sólido normalmente abierto. Fuente: Elaboración propia.	137
Imagen 54 Multímetro. Fuente: Elaboración propia	138
Imagen 55 Arduino. Fuente: Elaboración propia.....	139
Imagen 56 Divisor de tensión. Fuente: Elaboración propia	139
Imagen 57 Datasheet Kokam 40Ah. Fuente: Kokam.....	140
Imagen 58 Tensión funcionamiento Kokam. Fuente: Kokam	140
Imagen 59 Curvas características de descarga Kokam. Fuente: Kokam.	141
Imagen 60 Curva de descarga aterías Kokam-Bloque 1.1. Fuente: Elaboración propia.....	143
Imagen 61 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 1.2. Fuente: Elaboración propia.	143
Imagen 62 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 2.1. Fuente: Elaboración propia.	144
Imagen 63 Tensiones iniciales B2.1. Fuente: Elaboración propia	145
Imagen 64 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 2.2. Fuente: Elaboración propia.	146
Imagen 65 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 3.. Fuente: Elaboración propia.	147
Imagen 66 Baterías licerion. Fuente: SionPower.....	154

2. ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1. Par vs rpm. Fuente: MotoStudent.....	19
Gráfica 2. Potencia Mecánica vs velocidad. Fuente: MotoStudent.....	20
Gráfica 3 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) simulación 66.67 Hz, Vacío 1. Fuente: Elaboración propia. .	55
Gráfica 4 Par electromagnético (Nm) vs tiempo (s) simulación 66.67 Hz, Vacío 1. Fuente: Elaboración propia.....	55
Gráfica 5 Par en vacío a 800 rpm vs tiempo (s). Fuente: Elaboración propia.	56
Gráfica 6 Velocidad en vacío a 800 rpm vs tiempo (s). Fuente: Elaboración propia.....	56
Gráfica 7 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) simulación 50 Hz, Temperatura 1. Fuente: Elaboración propia.	57
Gráfica 8 Par Electromagnético (Nm) vs tiempo (s) simulación 50 Hz, Temperatura 1. Fuente: Elaboración propia.....	57
Gráfica 9 Par Electromagnético (Nm) vs tiempo (s), Ensayo T1. Fuente: Elaboración propia.....	58
Gráfica 10 Iq e Id (A) vs tiempo (s) Simulación 50 Hz, Ensayo T1. Fuente: Elaboración propia.	59
Gráfica 11 Velocidad(rpm) vs tiempo(s) Ensayo Aceleración. Fuente: Elaboración propia.	93
Gráfica 12 Par(Nm) vs tiempo(s) Ensayo Aceleración. Fuente: Elaboración propia.	94
Gráfica 13 Velocidad vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	95
Gráfica 14 Par vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	95
Gráfica 15 Potencias Eléctricas y Mecánica vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	96
Gráfica 16. Velocidad vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	96
Gráfica 17. Par (Nm) vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	97
Gráfica 18. Potencia Eléctrica y Mecánica (kW) vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	97
Gráfica 19. Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	98
Gráfica 20. Par (Nm) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	98
Gráfica 21. Potencias Eléctrica y Mecánica (kW) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	99
Gráfica 22 Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	99
Gráfica 23 Par (Nm) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	100
Gráfica 24 Potencia Eléctrica y Mecánica vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	100
Gráfica 25 Iq e Id (A) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	101
Gráfica 26 Rendimiento (p.u.) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	101
Gráfica 27 Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	102
Gráfica 28 Par (Nm) vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	102
Gráfica 29 Potencias Eléctrica y Mecánica vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	103
Gráfica 30 Iq e Id vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.....	103
Gráfica 31 Rendimiento Global vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.	104
Gráfica 32 Tensiones Baterías Aceleración (V) vs Tiempo (s). Fuente: Elaboración propia.....	105
Gráfica 33 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) ensayos de frenado. Fuente: Elaboración propia.	106
Gráfica 34 Par (Nm) vs tiempo (s) ensayos de frenado. Fuente: Elaboración propia.	107
Gráfica 35 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F1-1000rpm. Fuente: Elaboración propia	107
Gráfica 36 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F1-1000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	108
Gráfica 37. Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F1-1000 rpm . Fuente: Elaboración Propia	108

Gráfica 38 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F2-2000rpm. Fuente: Elaboración propia	109
Gráfica 39 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F2-2000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	109
Gráfica 40 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F2-2000 rpm . Fuente: Elaboración Propia	110
Gráfica 41 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia	110
Gráfica 42 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F3-3000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	111
Gráfica 43 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F3-3000 rpm . Fuente: Elaboración Propia	111
Gráfica 44 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F4-4000rpm. Fuente: Elaboración propia	112
Gráfica 45 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F4-4000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	112
Gráfica 46 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F4-4000 rpm . Fuente: Elaboración Propia	113
Gráfica 47 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F5-5000rpm. Fuente: Elaboración propia.	113
Gráfica 48 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F5-5000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	114
Gráfica 49 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F5-5000 rpm . Fuente: Elaboración Propia	114
Gráfica 50 Comportamiento sistema F4-4000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	115
Gráfica 51 Comportamiento del sistema F5-5000 rpm. Fuente: Elaboración Propia	116
Gráfica 52 Demanda puño (V) vs tiempo (s) ensayos Pico 1,2 y 3. Fuente: Elaboración propia.	117
Gráfica 53 Velocidades (rpm) vs tiempo (s) ensayos Pico 1,2 y 3. Fuente: Elaboración Propia.	117
Gráfica 54 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia	118
Gráfica 55 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia.	118
Gráfica 56 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia.	119
Gráfica 57 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración Propia.	119
Gráfica 58 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia	120
Gráfica 59 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia.	120
Gráfica 60 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia.	121
Gráfica 61 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración Propia.	121
Gráfica 62 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia	122
Gráfica 63 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia.	122
Gráfica 64 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia	123
Gráfica 65 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración Propia.	123
Gráfica 66 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) ensayos de temperatura. Fuente: Edición propia.	124
Gráfica 67 Par (Nm) vs tiempo (s) ensayos de temperatura. Fuente: Edición propia.	125
Gráfica 68 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T1. Fuente: Edición propia.	126
Gráfica 69 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T1. Fuente: Elaboración propia.....	126
Gráfica 70 Temperatura (°C) vs tiempo (s) T1. Fuente: Edición propia.	127
Gráfica 71 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura (°C) T1. Fuente: Edición propia.	127
Gráfica 72 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T2. Fuente: Edición propia.	128
Gráfica 73 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T2. Fuente: Elaboración propia.....	128

Gráfica 74 Temperatura ($^{\circ}\text{C}$) vs tiempo (s) T2. Fuente: Edición propia.....	129
Gráfica 75 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura ($^{\circ}\text{C}$) T2. Fuente: Edición propia	129
Gráfica 76 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.	130
Gráfica 77 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T3. Fuente: Elaboración propia.....	130
Gráfica 78 Temperatura ($^{\circ}\text{C}$) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.....	131
Gráfica 79 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura ($^{\circ}\text{C}$) T3. Fuente: Edición propia	131
Gráfica 80 Tensión (V) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.	132
Gráfica 81 Intensidad de Carga y Tensiones Baterías Simulación descarga en paralelo. Fuente: Elaboración propia.....	152
Gráfica 82 Intensidades de descarga paralelo Celda 3.3 vs 2.10. Fuente: Elaboración propia	153

3. ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Datos del Motor. Fuente: MotoStudent	18
Tabla 2. Datos Ensayo MS. Fuente: MotoStudent.....	19
Tabla 3. Resultados Ensayo MS. Fuente: MotoStudent	19
Tabla 4 Características fabricante hobykings Baterías Li-Po. Fuente: Edición propia.	151
Tabla 5 Características calculadas a partir de los datos de fabricante. Fuente: Elaboración propia .	151
Tabla 6 Cajón de baterías con baterías HobbyKings. Fuente: Elaboración propia	152

4. Símbolos

θ_r (ángulo del rotor)

$\dot{\theta}_r$ (derivada de la posición eléctrica del rotor en el tiempo)

θ_d (desfase entre el eje a y el eje q)

v_{qs} (caída de tensión en q, referencia estátor)

v_{ds} (caída de tensión en d, referencia estátor)

v_{qs}^r (caída de tensión en q, referencia rotor)

v_{ds}^r (caída de tensión en d, referencia rotor)

R_q (Resistencia eje q)

R_d (Resistencia eje d)

R_s (Resistencia del estátor)

i_o (intensidad de secuencia cero)

i_{qs} (intensidad de la bobina q, referencia estátor)

i_{ds} (intensidad de la bobina d, referencia estátor)

i_{qs}^r (intensidad de la bobina q, referencia rotor)

i_{ds}^r (intensidad de la bobina d, referencia rotor)

λ_o (flujo de la secuencia dero)

λ_{af} (flujo inducido en la fase a por los imanes del rotor)

λ_{qs} (flujo magnético de la bobina q, referencia estátor)

λ_{ds} (flujo magnético de la bobina d, referencia estátor)

λ_{qs}^r (flujo magnético de la bobina q, referencia estátor)

λ_{ds}^r (flujo magnético de la bobina d, referencia estátor)

L_0 (admitancia de secuencia cero)

L_{aa} (autoinductancia fase a)

L_{qq} (inductancia de la bobina del eje q)

L_{dd} (inductancia de la bobina del eje d)

L_{ab} (inductancia mutua fases a, b)

L_{ac} (inductancia mutua fases a, c)

L_{qd}, L_{dq} (inductancia mutua de las bobinas q y d)

L_q (inductancia mínima del eje q, en función de la posición del rotor)

L_d (inductancia mínima del eje d, en función de la posición del rotor)

P (número de polos)

p_i (potencia inmediata)

ω_r (velocidad del rotor)

T^r (matriz transformación marco de referencia del estátor al rotor)

T_b (Par electromagnético base)

T_e (Par electromagnético)

T_{en} (Par electromagnético normalizado en p.u.)

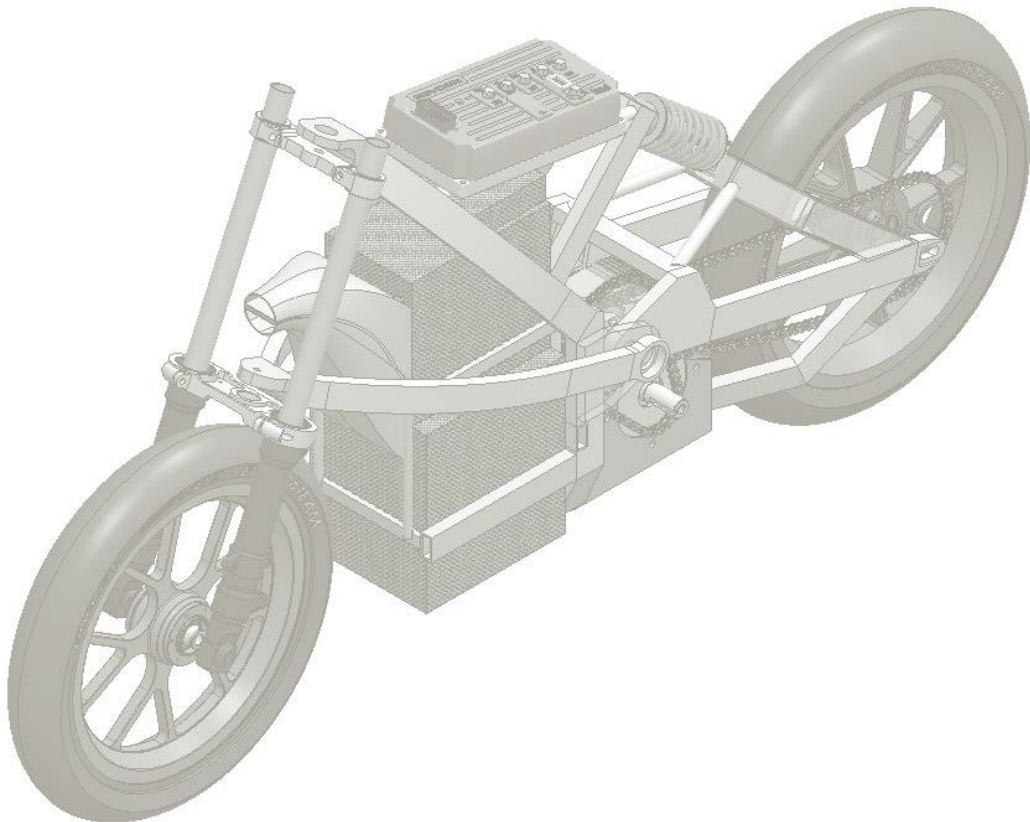
i_{qs}^r (intensidad del eje q en el estátor con referencia en el rotor)

i_{ds}^r (intensidad del eje d en el estátor con referencia en el rotor)

v_{qs} (tensión del eje q en la referencia del estátor)

v_{ds} (tensión del eje d en la referencia del estátor)

MEMORIA



5. OBJETO DEL PROYECTO

Los objetivos de este Proyecto Fin de Grado es el estudio del motor entregado por MotoStudent al equipo EPSJaén UJATeam de la EPSJaén para participar en la competición MS-Eléctric 2017-2018 en Motorland, Teruel. Los principales objetivos son:

- Modelar matemáticamente el motor e introducirlo en un entorno de simulación.
- Ensayo de las baterías utilizadas en la edición anterior para comprobar su estado.
- Control del motor.
- Ensayo del motor para conocer el comportamiento de cara a la competición.

El autor de este Proyecto es José Honrubia Blanco, con residencia en Úbeda, Jaén y con correo electrónico: jhb00003@red.ujaen.es

6. METODOLOGIA

El modo de trabajo de este proyecto es:

- Modelo matemático del motor
- Modelo simulación del motor
- Ensayos del motor
- Estudio de las baterías
- Elección de las baterías

7. ANTECEDENTES

7.1. MotoStudent

MotoStudent es una competición organizada mediante la colaboración de Moto Engineering Foundation y TechnoPark MotorLand. En ella compiten equipos de estudiantes de universidades de todo el mundo.

El objetivo es el diseño, la fabricación y la evaluación de un prototipo de motocicleta eléctrica. Finalmente, ésta deberá pasar una serie de pruebas y será evaluada en el circuito de Motorland de Aragón. Existen dos categorías distintas:

- Petrol, motores de combustión de 250 cc y 4 tiempos.
- Electric, motocicletas 100% eléctricas.

La organización suministra a todos los equipos el motor, las ruedas, y el sistema de frenado. También redacta una normativa de obligado cumplimiento para todos los equipos. El resto de material debe ser elegido por el equipo.



Imagen 1. Logos Oficiales MS y MSE. Fuente: MotoStudent

7.2. MS-ELECTRIC 2015-2016

Es la cuarta vez que se presenta el equipo de la Escuela Politécnica Superior de Jaén a la competición MotoStudent, organizada por Moto Engineering Foundation y TechnoPark Motorland, y la segunda en la categoría eléctrica.

Este trabajo es una continuación del TFM: “*Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de energía de una motocicleta eléctrica*”, Carlos Rodríguez Ordóñez. Por las similitudes que hay entre un prototipo y otro, este TFG no recoge los esquemas unifilares ni el diseño de la instalación eléctrica.

La construcción de la motocicleta demostró ser el mejor prototipo en las pruebas dinámicas, ganó el premio MS1 (figura 2), y quedó como la tercera mejor motocicleta eléctrica pese a no haber corrido la carrera por fallos técnicos (figura 3).

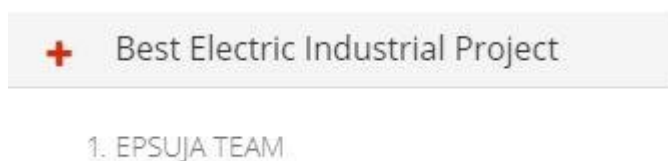


Imagen 2. Mejor Proyecto Industrialización. Fuente: MotoStudent

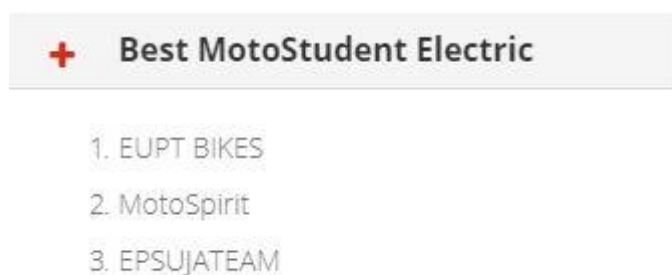


Imagen 3. Mejores Mociquetas Eléctricas. Fuente: MotoStudent

7.3. MS-ELECTRIC 2017-2018

Como cada edición la organización da a los participantes: el motor, las ruedas (llantas y cubiertas), el sistema de frenado y el vigilante de aislamiento. En este trabajo sólo se trata el motor, sus características son:

Datos del motor	
Tipo	RFPM Motor Eléctrico (Brushless)
Voltage de Operación	96-116 VDC

RPM Max.	8000 rpm
Potencia Nominal	12 kW
Potencia Pico	29 kW -350A con 100 VDC de tensión baterías
	48 kW -600 A con 100 VDC tensión en baterías
Par Pico	65 Nm
Refrigeración	Aire
Peso	21,4 kg
Corriente Pico	600 Arms
Corriente Nominal	157 Arms con refrigeración por aire
Par constante	32 Nm
Par máximo	120 Nm
Temperatura máxima	140°C
Protección al agua	IP65
Eficiencia	92%
Resistencia interna por fase a 25 °C	0,0027 Ω
Sección transversal del conductor	2 AWG (12 alambres en paralelo, 1mm de diámetro)
Número de Polos	10 unidades
Inductancia	62-110 a 1000 Hz (μ H)
Constante de Voltaje	0,026 V/rpm
Constante de Par	0,22 Nm/A
Frecuencia	Variable
Inercia del rotor	960 kg*cm ²
Entrehierro	2 mm

Tabla 1. Datos del Motor. Fuente: MotoStudent

Al que le hicieron un ensayo en las siguientes condiciones:

Datos ensayo	
Tensión Nominal de las Baterías	104 VDC
Capacidad de las Baterías	31,2 Ah
Corriente máxima	Limitado por el BMS a 320 A
Caída de tensión en Baterías	20 VDC a 300 A

Valores calculados por el controlador

Controlador: SEVCON Gen4 Size6

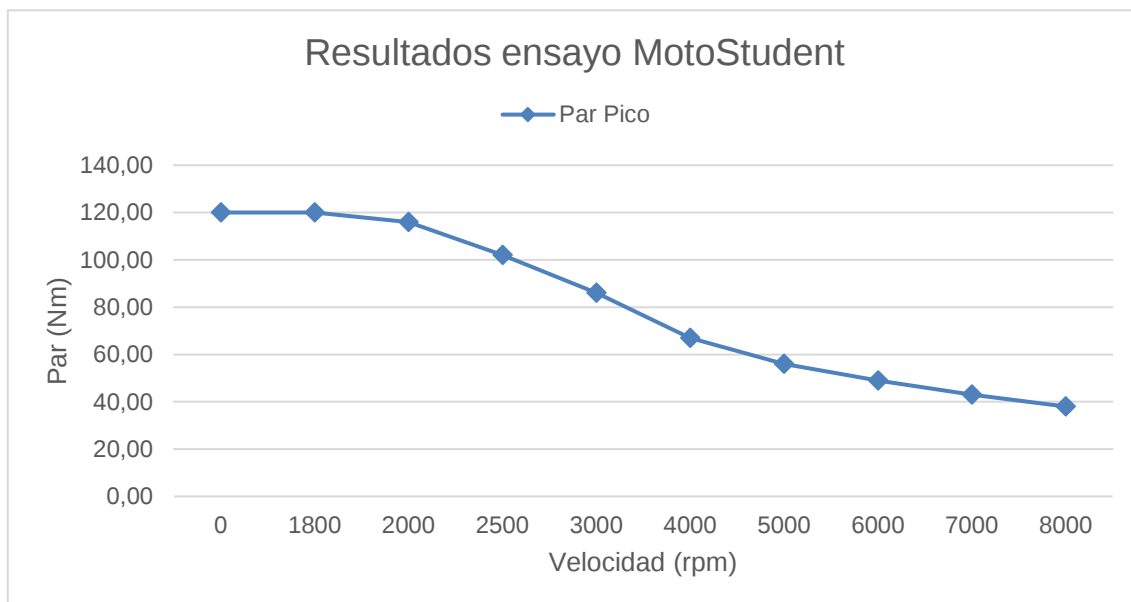
Tabla 2. Datos Ensayo MS. Fuente: MotoStudent

Con los siguientes resultados:

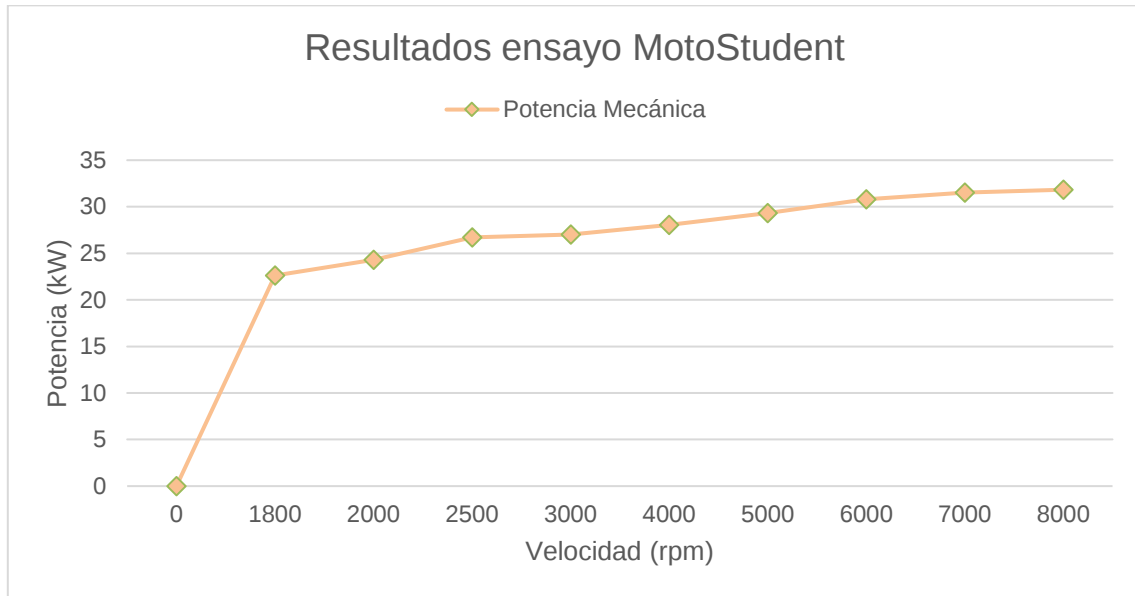
Resultados ensayo		
Velocidad (rpm)	Par Pico (Nm)	Potencia Mecánica Pico (kW)
0	120,00	-
1800	120,00	22,62
2000	116,00	24,29
2500	102,00	26,7
3000	86,00	27,02
4000	67,00	28,06
5000	56,00	29,32
6000	49,00	30,79
7000	43,00	31,52
8000	38,00	31,83

Tabla 3. Resultados Ensayo MS. Fuente: MotoStudent

Se recogen en las siguientes gráficas:



Gráfica 1. Par vs rpm. Fuente: MotoStudent



Gráfica 2. Potencia Mecánica vs velocidad. Fuente: MotoStudent

8. MOTOR

8.1. Clasificación de las Máquinas Eléctricas

En la figura 1 se muestra una clasificación de las máquinas eléctricas rotativas según el tipo de alimentación y en la figura 2 según la dirección del flujo magnético. En este TFG se centra en las máquinas: de **flujo radial**, que se encuentran dentro de las máquinas de **corriente alterna**, **síncronas de imanes permanentes** y **alimentación senoidal**.

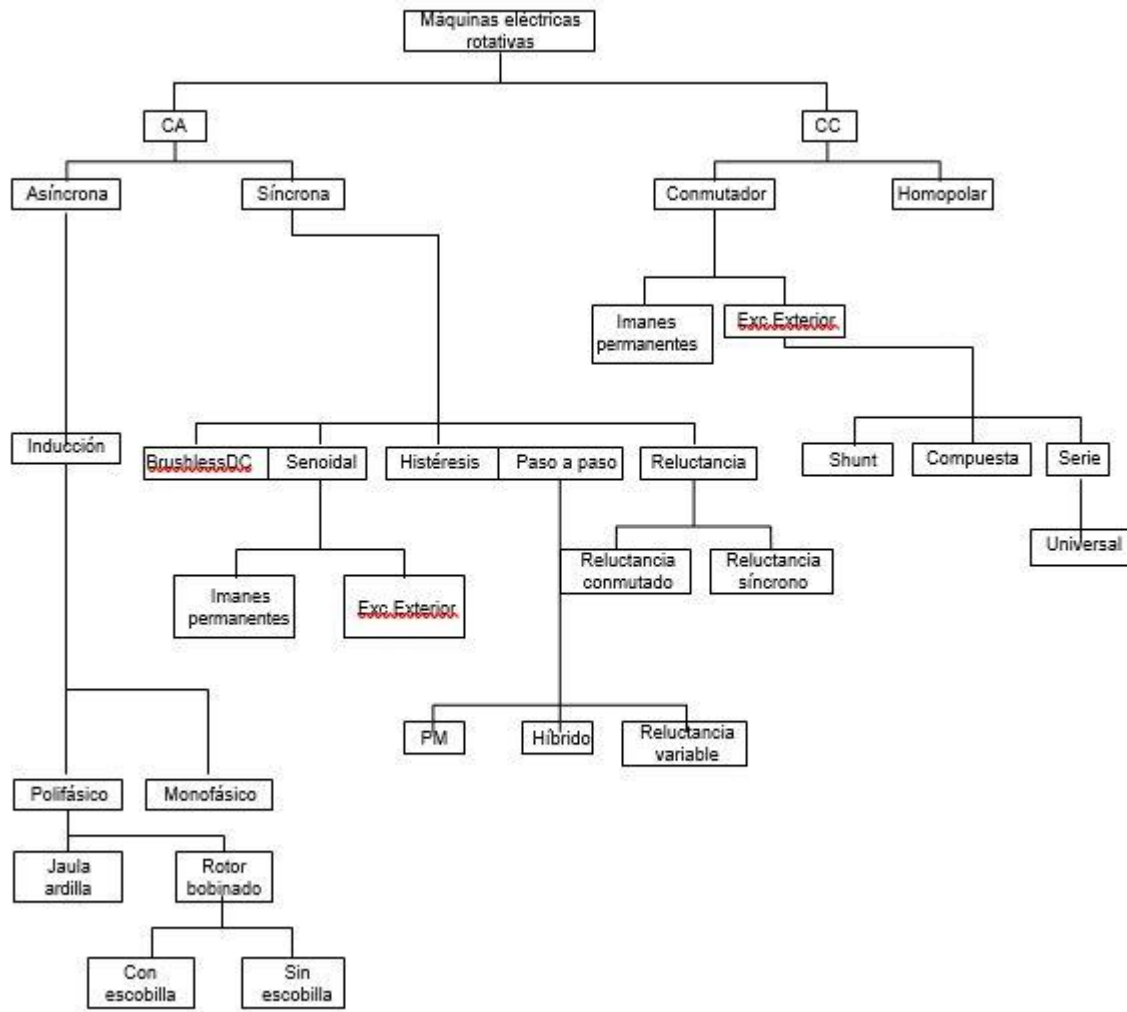


Imagen 4. Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas



Imagen 5. Clasificación de las máquinas eléctricas de imanes permanentes según la dirección del flujo magnético.

Una forma de clasificar los motores eléctricos de imanes permanentes es según la dirección del campo magnético en relación a las coordenadas geométricas. Se distinguen tres tipos: radial, axial y transversal. A continuación, se realiza una breve descripción de cada una de ellas.

8.1.1. *Flujo Radial*

Son aquellas en las que las líneas de campo discurren en dirección radial y la excitación es producida por los imanes permanentes. Esta topología es la más usada. Sus principales características son las siguientes:

- Las fuerzas de atracción entre el rotor y el estátor son equilibradas alrededor del rotor, por lo tanto, no existe fuerza radial neta en el rotor.
- El calor producido por el bobinado situado en el estátor es fácilmente evacuado debido a la superficie exterior del yugo de acero.
- El rotor es mecánicamente rígido y tiene facilidad de soporte en ambos extremos.
- El rotor y el estátor son uniformes en la dirección axial excepto por la inclinación o sesgado, ya sea de los conductores que se alojan en las ranuras o bien, por la inclinación de los imanes. En cambio, este tipo de máquinas eléctricas presentan los siguientes inconvenientes:
- Los imanes que se encuentran sobre el rotor (Figura 3.a) o sobre el estátor (Figura 3.c y Figura 3.d) deben tener una superficie arqueada no pudiendo ser rectangulares.
- Se debe tener en cuenta si el motor opera a altas velocidades puesto que se requerirá de algún medio para sostener los imanes al rotor. Esto tiene que sumarse a la longitud de separación en el entrehierro o airgap.

Se puede distinguir también en función de donde están dispuestos los imanes: montados en superficie, embebidos o enterrados, rotor externo o doble rotor. Para nuestro caso es un rotor con los **imanes embebidos** en el hierro del rotor (Figura 3.b).

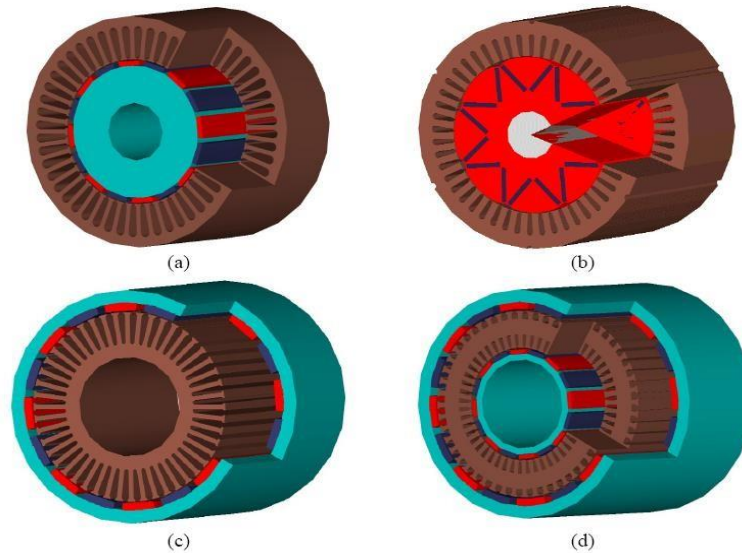


Imagen 6. Máquinas eléctricas de flujo radial. (a) Estátor externo e imanes sobre el rotor (b) Estátor externo e imanes enterrados (c) Estátor interno y (d) De doble rotor

8.1.2. Flujo Axial

Las máquinas de flujo axial (AFPM) Son aquellas en las que el flujo magnético es producido por los imanes permanentes en la dirección del eje de rotación (Figura 4). Tradicionalmente, esta topología no ha sido muy común pero ha aparecido en aplicaciones donde las dimensiones son más limitadas y no se puede usar un motor de flujo radial. Las principales ventajas que presentan son:

- Si se emplean dos entrehierros (Figura 4.b), las fuerzas de atracción entre el rotor y el estátor se equilibran y no hay carga axial sobre los rodamientos.
- El calor producido por el bobinado estático aparece en el exterior del motor, siendo relativamente fácil de eliminar.
- Los imanes tienen dos caras plana, aunque lo habitual es que se requiera de una forma arqueada.
- No hay hierro en la espalda del rotor.
- El entrehierro es ajustable durante el ensamblaje.

- El estátor es relativamente fácil de bobinar puesto que está abierto y plano.

En cambio, los puntos débiles que muestran son los siguientes:

- Si no tiene muchos polos magnéticos o el radio exterior es grande, entonces, la longitud de las cabezas de bobinas pueden tener importancia respecto a la dimensión de la ranura. De modo que se puede obtener una pobre utilización del bobinado.
- El espacio en el que se alojan las cabezas de las bobinas de los conductores en el radio interior tiene un volumen limitado. En cambio, el radio de cabeza del radio exterior tiene un volumen muchísimo mayor.
- El sesgo o inclinación lineal no elimina el par de cogging, ya que el par es función cuadrática del radio.
- La laminación del estátor debe de apilarse en dirección circunferencial por ejemplo de forma espiral, lo cual hace que el estátor sea muy caro de fabricar.

Dentro de los tipos de AFPM se pueden clasificar según la posición del estátor y del rotor como se muestra en la figura 4:

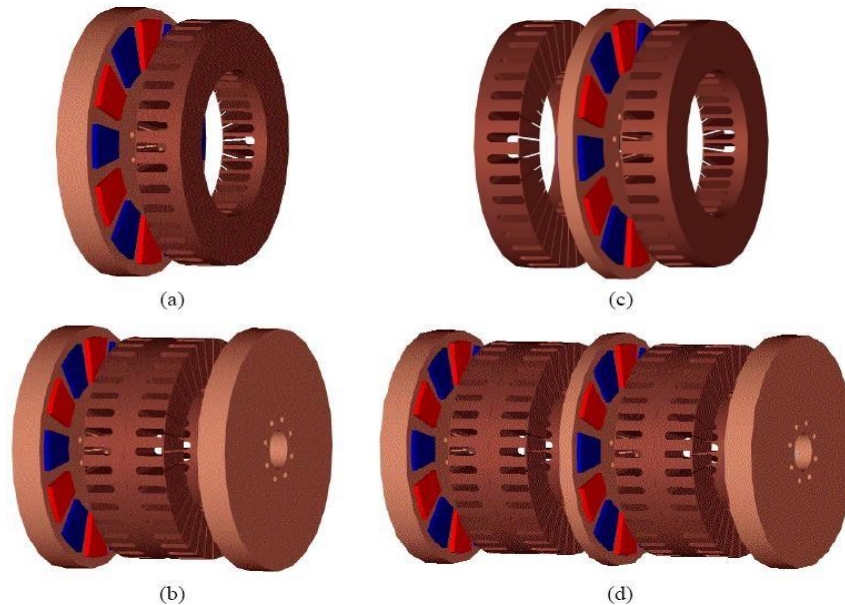


Imagen 7. Máquinas eléctricas de flujo axial. (a) De un rotor y un estátor, (b) De dos rotores y un estátor (c) De un rotor y dos estátors y (d) Estructura multietapa incluyendo dos bloques de estátor y tres bloques de rotor.

8.1.3. Flujo Transversal

Son aquellas máquinas en las que el flujo es perpendicular a la dirección de rotación del rotor y cuya característica principal es que el bobinado es realizado en forma de anillo.

Las principales ventajas que presentan comparándolas con los otros dos tipos, radial y axial, son las siguientes:

- Mayor densidad magnética
- Menores pérdidas en el cobre
- Un bobinado más sencillo

Aunque presenta estas ventajas tan provechosas, no suelen emplearse en la industria, ya que resulta muy compleja tanto su fabricación como su montaje; por lo tanto, resultan muy costosos.

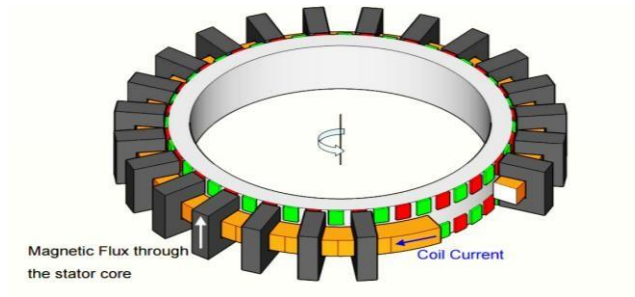


Imagen 8. Máquina eléctrica de flujo transversal

8.2. Motor Eléctrico – MS 1718

Los datos del motor de esta edición vienen recogidos en la Tabla 1 y sus dimensiones en el Plano 1 del Anexo Planos.

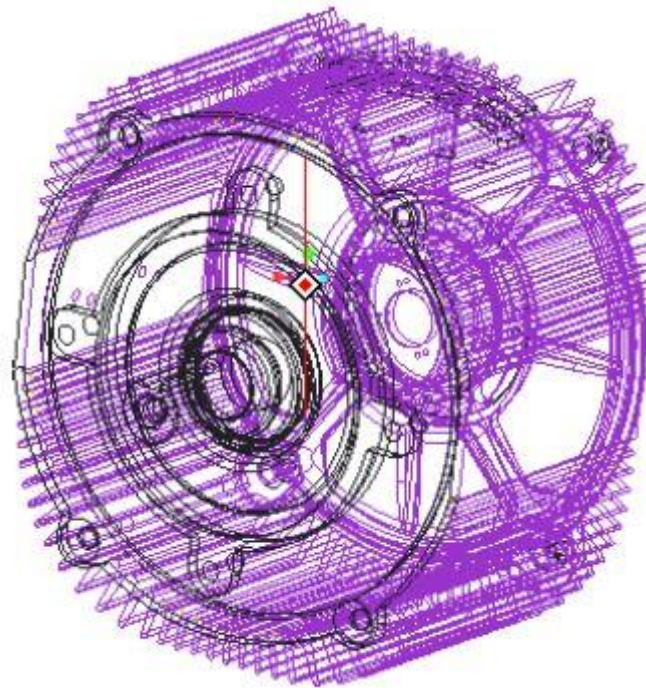


Imagen 9. ME - MS1718. Fuente: MotoStudent

El motor es una máquina síncrona de imanes permanentes, con doce bobinas por fase distribuidas de manera concéntrica conectado en estrella, como se indica en las figuras 10 y 11, con cinco pares de polos e imanes de Neodimio.

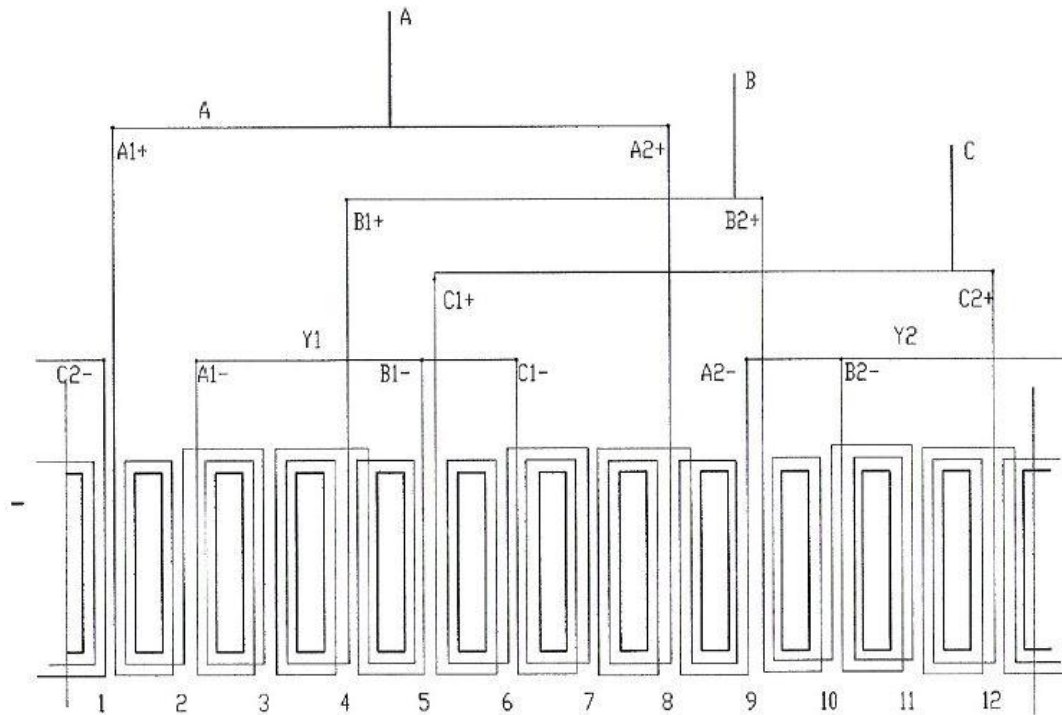


Imagen 10. Bobinado del Motor. Fuente: MotoStudent

Que separado por fases queda:

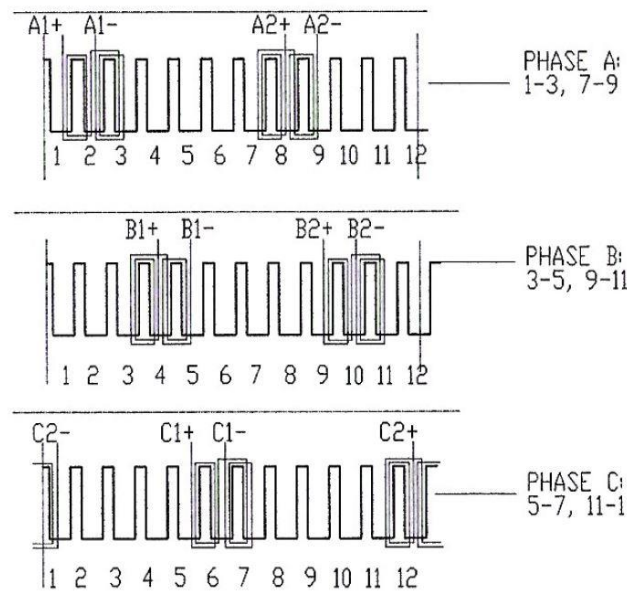


Imagen 11. Bobinado Motor por fases. Fuente: MotoStudent

En la figura 12 se presentará el rotor de la máquina y la distribución de los imanes. Se observa que los imanes no están puestos perpendicularmente a la tangente del rotor sino que están enfrentados, consiguiendo concentrar el flujo magnético a cambio de aumentar el entrehierro del rotor.



Imagen 12. Rotor del ME - MS1718. Fuente: MotoStudent

Los motores síncronos pueden clasificarse, como indica la figura X, en función de la distribución

De estos datos y los recogidos en la tabla 1 podemos concluir que es una máquina síncrona con 5 pares de polos y 12 bobinados lo cual genera una confusión: es un BLDC (Brushless Direct Current) o un PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor).

El bobinado concentrado, con más bobinas que pares de polos, genera una onda magneto motriz **trapezoidal** en el entrehierro; lo cual indica que es un BLDC. Sin embargo, a falta de tener un controlador con resolver sen/cos, utilizamos un controlador que genera una onda senoidal ya que este bobinado admite ambas formas de onda. Por lo tanto, **se va a modelar el motor como un PMSM**.

8.3. Modelo Matemático Motor

Para entender correctamente el funcionamiento de la máquina y sus ecuaciones se van a seguir los siguientes pasos:

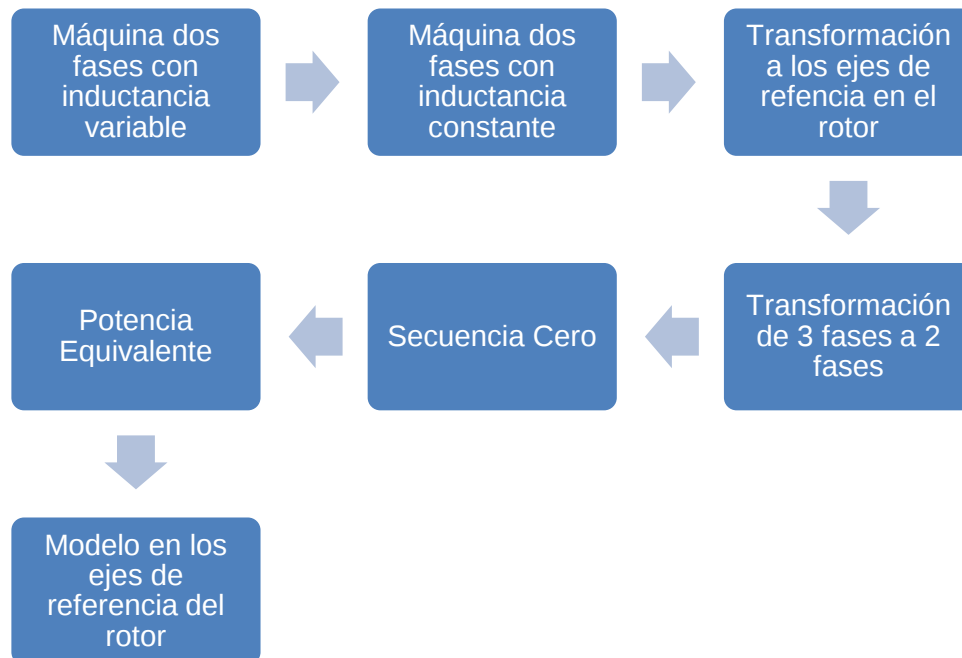


Imagen 13. Flujo Modelo Matemático. Fuente: Elaboración Propia

8.3.1. Modelo en tiempo real de un PMSM de dos fases

Para obtener el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes de dos fases se toman las siguientes simplificaciones:

1. Las bobinas del estátor están equilibradas con una distribución de la fuerza magnetomotriz senoidal.
2. La inductancia versus la posición del rotor es senoidal.
3. Se desprecia la saturación y los cambios paramétricos.

Un PMSM con dos fases y bobinas en el estátor e imanes permanentes en el rotor se muestra en la figura 14. Las bobinas están separadas en el espacio 90° eléctricos y la bobina del rotor está en un ángulo θ_r desde la bobina del estátor en el eje d. Se supone el sentido de giro del rotor antihorario. Las corrientes y las tensiones

del estátor y las bobinas del rotor están incluidas en la figura . Se supone un solo par de polos pero es aplicable con pequeñas modificaciones para cualquier número de polos. Nótese que θ_r es la posición eléctrica del rotor en cualquier instante y se obtiene multiplicando la posición geométrica del rotor por el número de pares de polos.

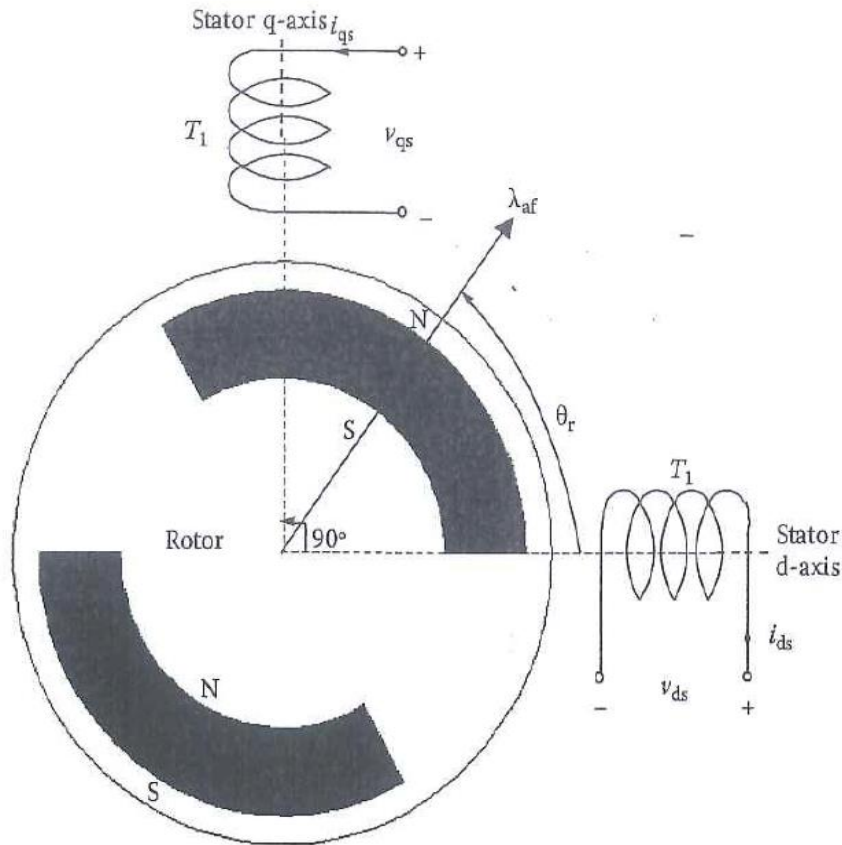


Imagen 14. PMSM de Dos Fases

Las tensiones ejes d y q del estátor se obtienen sumando las caídas de tensión debidas a la resistencia y la derivada del flujo de las respectivas bobinas, es decir:

$$v_{qs} = R_q i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_d i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (2)$$

donde:

v_{qs} caída de tensión en q, referencia estátor

v_{ds} caída de tensión en d, referencia estátor

R_q Resistencia eje q

R_d Resistencia eje d

i_{qs} intensidad de la bobina q, referencia estátor

i_{ds} intensidad de la bobina d, referencia estátor

λ_{qs} flujo magnético de la bobina q, referencia estátor

λ_{ds} flujo magnético de la bobina d, referencia estátor

El flujo de las bobinas del estátor puede escribirse como la suma del flujo debido a su propia auto excitación y a la resultante debida a la impedancia mutua producida por la bobina contigua y las fuentes magnéticas. Nótese que el flujo del rotor tiene una componente a lo largo de los ejes de cuadratura (q) y directo (d) en la posición instantánea del rotor. Entonces los flujos que atraviesan las bobinas q y d se pueden escribir:

$$\lambda_{qs} = L_{qq}i_{qs} + L_{qd}i_{ds} + \lambda_{af} \sin \theta_r \quad (3)$$

$$\lambda_{ds} = L_{dd}i_{ds} + L_{dq}i_{qs} + \lambda_{af} \cos \theta_r \quad (4)$$

donde θ_r es la posición instantánea del rotor. Las bobinas están equilibradas y por lo tanto sus resistencias son iguales y se denominan $R_s = R_q = R_d$. Las tensiones del estátor en los ejes q y d pueden escribirse en términos de los flujos de las bobinas y las caídas de tensión debido a la resistencia como:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qq} \frac{d}{dt} i_{qs} + i_{qs} \frac{d}{dt} L_{qq} + i_{qs} \frac{d}{dt} L_{qd} + \lambda_{af} \frac{d}{dt} \sin \theta_r \quad (5)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{dd} \frac{d}{dt} i_{ds} + i_{ds} \frac{d}{dt} L_{dd} + i_{ds} \frac{d}{dt} L_{qd} + \lambda_{af} \frac{d}{dt} \cos \theta_r \quad (6)$$

La variación de las inductancias se explica de la siguiente manera. L_{qq} y L_{dd} son las autoinductancias de las bobinas de los ejes q y d, respectivamente. La inductancia mutua entre dos bobinas se denota por L con sus dos subíndices donde el primero denota la bobina donde se mide la fem debida a la corriente en la otra bobina indicada en el segundo subíndice. Por ejemplo, L_{qd} es la inductancia mutua entre los ejes q y d en la cual se mide en q la fem inducida por la corriente que circula por la bobina d. La simetría de las bobinas en los ejes q y d asegura que L_{qd} y L_{dq} sean iguales.

Las inductancias son función de la posición del rotor y se deducen como sigue para los PMSM. Considerando el caso de la inductancia del eje d cuando la posición del rotor está en 0. En esta posición, los imanes están alineados con la bobina del eje d. La longitud de la trayectoria del flujo en el aire se incrementa por el espesor de los imanes en esta posición. La permeabilidad relativa de los imanes es prácticamente igual que la a la permeabilidad relativa del aire, y por lo tanto la reluctancia del flujo en esta trayectoria se incrementa y así se reduce la inductancia de la bobina. La reluctancia del entrehierro se desprecia. Esta posición corresponde a la posición de inductancia mínima y se denomina L_d . Como el rotor gira en el sentido antihorario, la reluctancia decrece, y como resultado la inductancia incrementa hasta que la posición del rotor corresponde con los 90° eléctricos. En esta posición, la trayectoria del flujo en el eje d no se encuentra frente a los imanes del todo pero sí frente al hierro en el rotor y al entrehierro en ambos sitios. Por consiguiente, en esta posición, denominada posición de cuadratura, la inductancia en la bobina del eje d es máxima. La inductancia en esta posición se llama L_q . Como las bobinas están distribuidas para proporcionar una fmm senoidal, las autoinductancias pueden ser modeladas como funciones cosenoidales dos veces la posición del rotor respecto al eje d para corresponder con la realidad física expuesta anteriormente. En consecuencia las

autoinductancias de las bobinas de los ejes q y d se escriben en términos de la inductancia máxima de la bobina en la posición q y d y la posición del rotor como:

$$L_{qq} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) + (L_q - L_d)\cos(2\theta_r)] \quad (7)$$

$$L_{dd} = \frac{1}{2} [(L_q + L_d) - (L_q - L_d)\cos(2\theta_r)] \quad (8)$$

Sustituyendo queda:

$$L_{qq} = L_1 + L_2\cos(2\theta_r) \quad (9)$$

$$L_{dd} = L_1 - L_2\cos(2\theta_r) \quad (10)$$

Siendo:

$$L_1 = \frac{1}{2}(L_q + L_d) \quad (11)$$

$$L_2 = \frac{1}{2}(L_q - L_d) \quad (12)$$

La inductancia mutua entre las bobinas de los ejes q y d es cero si el rotor es cilíndrico y liso, debido a que el flujo establecido por una corriente en una bobina no se unirá con la otra desplazada 90° en el espacio. En una máquina de imanes permanentes que tiene los imanes en el interior del rotor, hay saliencia y debido a esto una parte del flujo de la bobina del eje d se enlazará con la bobina del eje q, ya que la reluctancia desigual ofrece un camino para el flujo a través del devanado del eje q. Cuando la posición del rotor es cero e igual que cuando es 90° , el acoplamiento mutuo es cero pero es máximo cuando la posición del rotor es -45° . El flujo producido por el devanado del eje q encuentra una reluctancia menor para llegar a la bobina del eje d. Por lo tanto, asumiendo una variación senoidal, la inductancia mutua entre las bobinas de los ejes q y d viene dado por:

$$L_{qd} = \frac{1}{2}(L_d - L_q)\sin 2\theta_r = -L_2\sin 2\theta_r \quad (13)$$

Sustituyendo las autoinductancias y las inductancia mutuas, en términos de la posición del rotor, en las ecuaciones de tensión en el estátor resulta en un gran

número de términos dependientes de la posición del rotor. La ecuación final de la máquina queda:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & -L_2 \sin 2\theta_r \\ -L_2 \sin 2\theta_r & L_1 + L_2 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r & -\cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (14)$$

Hay que tener en cuenta que el tercer término existe por la saliencia, es decir, cuando $L_q \neq L_d$. Cuando los imanes están montados en superficie, las inductancias son iguales y por lo tanto L_2 es cero y el tercer término de la ecuación (14) desaparece. También se desprecia en la matriz el segundo término que es dependiente de la posición del rotor, resultando en una expresión simple para el montaje en superficie de los imanes en la referencia del estátor. La ecuación queda:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ -\sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (15)$$

Además en el caso de los polos salientes, las inductancias son dependientes de la posición del rotor. Entonces la solución de cada ecuación se vuelve engorrosa pese a la gran capacidad de computación. Si eliminamos la dependencia de la posición a través de una transformación, entonces las ecuaciones pueden ser manejables para obtener los resultados fundamentales a cada circuito equivalente, diagrama de bloques, función de transferencia y sobre todo las ecuaciones estacionarias y el diagrama de fases. Son cruciales para entender la máquina y su funcionamiento en cada situación estacionaria y su comportamiento dinámico. El siguiente paso es obtener por una transformación las ecuaciones de las tensiones en el estátor sin los términos dependientes de la posición del rotor. Antes de esto, debe tratarse el siguiente punto.

De las ecuaciones (3) y (4) el flujo que atraviesa los devanados son:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Las corrientes del estátor normalmente consisten en un armónico fundamental y componentes de mayor rango que son intencionadas o involuntarias. Debe hacerse una distinción sobre la relevancia de esta ecuación para varios componentes de la corriente. La ecuación anterior es relevante para las componentes fundamentales, ya que los enlaces de flujo debido a los imanes del rotor se encuentran a una frecuencia fundamental. Cuando se consideran los armónicos, cualquiera de las conmutaciones o componentes detectadas introducidas con un subíndice adicional i a las variables, nótese que no hay componentes armónicas debidas a los imanes del motor y por lo tanto el termino no debe estar y queda:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_r & -L_2 \sin 2\theta_r \\ -L_2 \sin 2\theta_r & L_1 + \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Esta deducción esta basada en la premisa de que la máquina está operando en la región lineal. Si la maquina esta bajo la zona de saturación la cual no es lineal, el flujo fundamental y los armónicos no pueden ser separados por sus respectivas excitaciones debido a que no se cumple el principio de superposición. Por lo tanto, con el fin de explicar estas expresiones para las componentes detectadas introducidas debidas a las corrientes introducidas, la operación de la máquina es limitada al dominio lineal de operación. No es un problema para los PSMSs ya que tienen un bajo nivel de saturación respecto a los niveles de las corrientes de saturación. Hay que tener en cuenta la relación entre el flujo de las bobinas y las corrientes son determinadas inequívocamente por la matriz que contiene los términos de posición del rotor. De esta relación, dadas las corrientes introducidas, la posición del rotor puede ser evaluada si el flujo de acoplamiento es conocido. Lo interesante de este modo de operación con las señales introducidas con la correspondiente ecuación del acoplamiento magnético para sacar la posición del rotor de la medida de las inductancias sea directa o indirectamente permite conocer la posición del rotor sin la necesidad de los sensores de posición del rotor que son más caros y menos reemplazables.

8.3.2. Transformación a los ejes del rotor como referencia

Esto nos va a permitir convertir la señal actual senoidal en una señal de corriente continua lo cual es deseable para el control de la máquina ya que las ecuaciones son mas sencillas. Se consigue transportando los ejes de referencia desde el estátor a unos en el rotor que giran solidarios a este, es decir, se mueven a la misma velocidad que la onda. De este modo la señal senoidal se percibe, desde este punto de referencia, como una señal continua y lineal además de volver las ecuaciones anteriores independientes de la posición del rotor.

Los puntos de referencia que giran a la velocidad del rotor se van a denominar de aquí en adelante como puntos de referencia del rotor. La relación entre los marcos de referencia estacionarios enmarcados por los ejes q y d y la referencia del rotor por los ejes d^r y q^r se muestran en la figura 15. Por ahora, la máquina trifásica se considera con bobinados iguales y carga equilibrada.

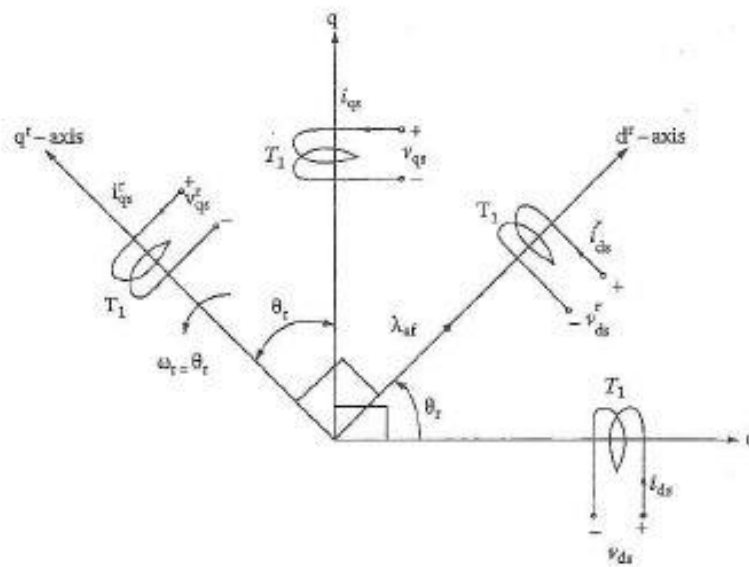


Imagen 15. Ejes de referencia estacionarios del rotor.

La transformación para obtener las inductancias constantes es lograda reemplazando el estátor actual y sus bobinas por un estátor ficticio con bobinados en los ejes d^r y q^r como muestra la figura 15. En este proceso, el estátor ficticio tendrá el mismo número de vueltas por cada fase que los bobinados por fase del estátor

actual y debería producir un fmm equivalente. La fmm del estátor actual en cualquiera de los ejes (q o d) es el producto del numero de vueltas y la corriente en los respectivos bobinados del eje. Esto es igual, respectivamente, a la fmm producida por las bobinas del estátor ficticio de los ejes q y d. Se ha comprobado que, la la proyección de la fmm de estos ejes imaginarios en los ejes actuales se obtiene la fmm del bobinado del estátor actual. Esto lleva a la independencia del número de vueltas de la bobina en cada ecuación de la fmm del estátor actual, resultando en una relación entre las corrientes del estátor actual y el imaginario. La relación entre las corrientes en el marco estacionario de referencia, es decir, la corriente que circula por el bobinado actual y el de la referencia del rotor, es decir, las corrientes ficticias, queda:

$$i_{qds} = [T^r] i_{qds}^r \quad (18)$$

donde,

$$i_{qds} = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$i_{qds}^r = \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (19)$$

y

$$T^r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (20)$$

La velocidad en la referencia del rotor es:

$$\dot{\theta}_r = \omega_r \quad (22)$$

donde $\dot{\theta}_r$ es la derivada con respecto al tiempo de la posición eléctrica del rotor en rad/s.

Del mismo modo, la relación entre la tensión en los ejes de referencia estacionarios y del rotor se deduce como:

$$v_{qds} = [T^r] v_{qds}^r \quad (23)$$

donde

$$v_{qds} = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$v_{qds}^r = \begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (2521)$$

Sustituyendo las ecuaciones 18 y 23 en las ecuaciones 5 y 6, el modelo de los PMSM en la referencia del rotor queda:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_q & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_q & R_s + \frac{d}{dt} L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (226)$$

donde ω_r es la velocidad eléctrica del rotor en radianes por segundo. Esta ecuación es una forma donde el vector de la tensión es igual al producto de la matriz de impedancias y el vector de la corriente, con una componente adicional debido al movimiento de la fem de los flujos de enlace del rotor. Debe tenerse en cuenta que la matriz de impedancias tiene una inductancia constante y no depende de la posición del rotor. Algunos de los elementos de la matriz de impedancias son dependientes de la velocidad del motor, y solo cuando son constantes nos encontramos en estado estacionario, haciendo el sistema de ecuaciones lineal. En caso de que la velocidad del rotor variase y si esta variación depende de la corriente, entonces el sistema de ecuaciones se vuelve no lineal. Esto se demuestra más adelante cuando se explique el par electromagnético, ya que es función de la corriente en las bobinas, y la velocidad del rotor es función de los pares resistente y electromagnético con los parámetros de carga como la inercia y la fricción.

8.3.3. Transformación de tres a dos fases

Ya se ha explicado como trabajar con los PMSM de dos fases pero no son abundantes en la industria. Los PMSM trifásicos son los más utilizados y para poder hacer un modelo más sencillo necesitamos poder pasar de una máquina de tres fases

a solo dos. En este apartado se va a desarrollar un modelo para la máquina trifásica si se establece la equivalencia entre las tres y las dos fases. Se basa en la igualdad de fmm producida en los devanados bifásicos y trifásicos y la igualdad de las magnitudes de corriente.

Partiendo de que los bobinados trifásicos tienen T_1 vueltas por fase, y la misma corriente, la bifásica tendrá $3 T_1/2$ vueltas por fase para una fmm equivalente. Las fmm de los ejes q y d se consiguen resolviendo las fmm de las trifásicas a lo largo de los ejes q y d. El término común, el número de vueltas de las bobinas, se anula en ambos sitios de la ecuación dejando la corriente igual. El eje q se supone con un desfase del eje a por θ_d . La relación entre las corrientes dqo y abc es:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_d & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (237)$$

La corriente i_o representa los desequilibrios en las corrientes de fase a, b y c y puede ser catalogada como secuencia cero de la corriente. La ecuación anterior puede ser reescrita de forma compacta:

$$i_{qdo}^r = [T_{abc}] i_{abc} \quad (28)$$

La secuencia cero no produce una resultante de campo magnético. La transformación desde el sistema bifásico en referencia del rotor al trifásico puede obtenerse:

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qdo}^r \quad (29)$$

donde

$$i_{abc} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^t \quad (30)$$

$$i_{qdo}^r = [i_{qs}^r \quad i_{ds}^r \quad i_o]^t \quad (31)$$

y la transformación de abc a qdo es:

$$[T_{abc}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_d & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$[T_{abc}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d & 1 \\ \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3324)$$

Esta transformación puede además ser entendida como una transformación de tres ejes (abc) a otra de tres ejes (qdo) y, para que tenga solución incluyendo los desequilibrios, se necesitan tres variables. Es fácil convertir tres variables abc en dos dq habiendo una relación inherente entre ellas como la igualdad de desplazamiento y magnitud. Sin embargo, en caso de que hubiese solo dos variables independientes en abc y la tercera dependiese de una variable obtenida como la suma negativa de las otras dos, ya no es tan sencillo. Por tanto una transformación qd a abc es única bajo esta circunstancia. Cuando las variables abc no tienen relaciones inherentes, entonces hay tres variables distintas e independientes y por tanto la tercera variable no puede ser resuelta con solo el conocimiento de las otras dos variables. Esto también significa que tampoco se puede resolver el sistema con las variables dq pero si con otra variable como la componente de secuencia cero.

8.3.4. *Funcionamiento Sistema Desequilibrado*

Bajo el desequilibrio de las tensiones y corrientes de los devanados trifásicos, la relación inherente entre las corrientes trifásicas, es decir, que la suma es igual a cero, ya no se mantiene. Entonces, el único camino para representarlos en las variables dq es añadiéndoles la secuencia cero. El voltaje de la secuencia cero es:

$$v_o = R_s i_o + \frac{d}{dt} \lambda_o = R_s i_o + \frac{d}{dt} L_o \quad (34)$$

Fíjese que la corriente de secuencia cero circula por la corriente del estátor. La deducción de la inductancia de secuencia cero, en términos de las inductancias mutua

y auto, viene explicada anteriormente. Se obtiene a través de la matriz de impedancia del estátor en los ejes de referencia abc mediante la transformada a los ejes dqo.

En la máquina trifásica equilibrada, la suma de las tres corrientes de fase es cero y viene dado por:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (35)$$

lo que lleva a una intensidad de secuencia cero nula

$$i_o = \frac{1}{3}(i_{as} + i_{bs} + i_{cs}) = 0 \quad (36)$$

8.3.5. Inductancia de Secuencia Cero

En este punto se va a obtener la impedancia de secuencia cero ya que es necesaria para los estudios de falta que generan desequilibrios en las tensiones y las corrientes. Se puede obtener de dos maneras: (1)empezando desde el flujo de las bobinas de la máquina trifásica y usando la transformación de los ejes abc a qdo para obtener los flujos de las bobinas en los ejes qdo y entonces obtener la impedancia de secuencia cero a partir del flujo secuencia cero y (2) a la inversa, se conoce la inductancia de la secuencia cero y por lo tanto su flujo puede ser supuesto y junto con los flujos de los ejes q y d, se puede obtener el flujo de la bobina trifásica por la transformación qdo a abc y entonces deducir las impedancias de fase y de ellas la relación entre la inductancia de secuencia cero y las autoinductancia y la inductancia mutua. Se escoge la segunda opción ya que no necesita conocer la inductancia por fase de la máquina física pero hace uso de las relaciones del flujo existente qd para enseñar que no es necesario nada más para obtener el flujo e inductancia de secuencia cero.

Estas son suficientes para hallar el flujo de la fase a partir de los flujos qdo. Se supone que el flujo de secuencia cero viene dado y definido como en la ecuación 31. El flujo de la fase a se obtienen usando la transformación $[T_{abc}]^{-1}$

$$\lambda_{as} = \lambda_{qs}^r \cos \theta_d + \lambda_{ds}^r \sin \theta_d + \lambda_o \quad (37)$$

Donde los flujos qdo vienen dados por:

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (38)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (39)$$

$$\lambda_o = L_o i_o \quad (40)$$

Tras sustituir estos flujos en la expresión del flujo de la fase a, las corrientes en los ejes qdo de referencia pueden reescribirse en términos de la base abc usando la transformación T_{abc} y la simplificación de la expresión del flujo para la fase a es:

$$\begin{aligned} \lambda_{as} = i_{as} & \left[\frac{2}{3} \left\{ \frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{2} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos(2\theta_d) \right\} \right] \\ & + i_{bs} \left[-\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_d + 30) \right\} \right] \\ & + i_{cs} \left[-\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_d + 150) \right\} \right] \\ & + \lambda_{af} \sin(\theta_d) \end{aligned} \quad (41)$$

El flujo de la fase a puede escribirse en términos de auto y e impedancias mutuas y las correspondientes inductancias y corrientes como:

$$\lambda_{as} = L_{aa} i_{as} + L_{ab} i_{bs} + L_{ac} i_{cs} + \lambda_{af} \sin \theta_d \quad (42)$$

Por lo visto en las ecuaciones 41 y 42 , las inductancias mutuas pueden encontrarse como sigue:

$$L_{aa} = \frac{2}{3} \left\{ \frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{2} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos(2\theta_d) \right\} = L_{a1} + L_{a2} \cos(2\theta_d) \quad (43)$$

$$\begin{aligned} L_{bb} &= -\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_d + 30) \right\} \\ &= -\{L_{m1} + L_{a2} \cos 2(\theta_d + 30)\} \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} L_{cc} &= -\frac{2}{3} \left\{ -\frac{L_o}{2} + \frac{L_q + L_d}{4} + \frac{L_q - L_d}{2} \cos 2(\theta_d + 150) \right\} \\ &= -\{L_{m1} + L_{a2} \cos 2(\theta_d + 150)\} \end{aligned} \quad (45)$$

Donde

$$L_{a1} = \frac{L_o}{3} + \frac{L_q + L_d}{3} \quad (46)$$

$$L_{a2} = \frac{L_q - L_d}{3} \quad (47)$$

$$L_{m1} = -\frac{L_o}{3} + \frac{L_q + L_d}{6} \quad (48)$$

de las cuales L_q , L_d , y L_o se derivan de las componentes auto e impedancia mutua como:

$$L_q = L_{a1} + L_{m1} + \frac{3}{2}L_{a2} \quad (49)$$

$$L_d = L_{a1} + L_{m1} - \frac{3}{2}L_{a2} \quad (50)$$

$$L_o = L_{a1} - 2L_{m1} \quad (51)$$

Es importante darse cuenta que la inductancia de secuencia cero es parte del término constante en las inductancias de fase considerando que las inductancias q y d no contienen la impedancia de secuencia cero. Por lo tanto, la inductancia de secuencia cero solo puede ser sacada desde las inductancias de fase y de ahí que sean necesarias sus medidas para obtenerla.

8.3.6. Equivalencia de potencia

La potencia de entrada de la máquina trifásica tiene que ser igual que la bifásica para tener interpretación coherente en el modelo, análisis y simulación. Cada una de ellas se obtienen en esta sección. La potencia instantánea de la máquina trifásica es:

$$p_i = v_{abc}^t i_{abc} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \quad (52)$$

De ecuaciones anteriores, las corrientes y tensiones de fase abc son transformados en sus equivalentes en dos ejes como sigue:

$$i_{abc} = [T_{abc}]^{-1} i_{qdo}^r \quad (53)$$

$$v_{abc} = [T_{abc}]^{-1} v_{qdo}^r \quad (54)$$

Sustituyendo queda:

$$p_i = (v_{qdo}^r)^t ([T_{abc}]^{-1})^t [T_{abc}]^{-1} i_{qdo}^r \quad (55)$$

Expandiendo esta expresión la potencia de entrada en variables dqo queda:

$$p_i = \frac{3}{2} [(v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r) + 2v_o i_o] \quad (56)$$

Para un sistema trifásico equilibrado, la secuencia cero de corriente no existe y por lo tanto la potencia de entrada sería:

$$p_i = \frac{3}{2} [(v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r)] \quad (57)$$

Esta potencia de entrada es válida para todas los marcos de referencia siempre y cuando las tensiones y las corrientes correspondan con los marcos bajo consideración.

8.3.7. Par electromagnético

El par electromagnético es la variable de salida más importante que determina las características dinámicas de la máquina como la velocidad y la posición del rotor. Por lo tanto, su importancia no puede ser obviada en los estudios de simulación. Si se deriva de las matriz de ecuaciones de la maquina al mirar la entrada de potencia y sus componentes como las perdidas resistivas, la potencia mecánica, y el cambio de la energía magnética almacenada. El razonamiento elemental lleva al hecho de que no puede haber un componente de potencia debido a la introducción de los marcos de referencia. Además, el cambio de la energía magnética almacenada debe ser cero en estado estacionario. Esto nos lleva a que la potencia de salida es igual a la diferencia entre la potencia de entrada y las perdidas resistivas en estado estacionario. Tenga en cuenta que dinámicamente, el cambio de la energía magnética almacenada necesita ser distinta de cero. Basado en estas observaciones , la deducción del par electromagnético es como sigue.

Las ecuaciones dinámicas de los PMSM pueden escribirse:

$$V = [R]i + [L] \frac{d}{dt} i + [G]\omega_r i \quad (58)$$

Sustituyendo en la ecuación de la potencia inmediata obtenemos:

$$p_i = i^t V = i^t [R]i + i^t [L] \frac{d}{dt} i + i^t [G]\omega_r i \quad (59)$$

donde

[R] es la matrix compuesta de los elementos resistivos

[L] es la matriz compuesta del coeficiente de la derivada

[G] es la matriz que contiene los elementos de la velocidad del rotor

El término $i^t [R]i$ ofrece las perdidas resistivas en el rotor y el estátor. El término $i^t [L] \frac{d}{dt} i$ se refiere a la variación de energía magnética almacenada. Por lo tanto, lo que queda de la componente de potencia debe ser igual a la potencia del entrehierro, dada por el término $i^t [G]\omega_r i$. Desde el principio, ese sabe que la potencia del entrehierro está asociada con la velocidad del rotor. Esta potencia es el producto de la velocidad del rotor y el par electromagnético o par electromagnético. Entonces, el par del entrehierro, T_e , es derivado de los términos referentes a la velocidad del rotor en radianes por segundo como:

$$\omega_r T_e = P_a = i^t [G]i \times \omega_r = i^t [G]i \frac{P}{2} \omega_r \quad (60)$$

donde P es el número de polos. Eliminando la velocidad en ambos sitios la ecuación para la ecuación del par electromagnético queda:

$$T_e = \frac{P}{2} i^t [G]i \quad (61)$$

Sustituyendo [G] en la ecuación anterior con los datos de la ecuación (26), el par electromagnético se obtiene por:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [(\lambda_{af} + (L_d - L_q)i_{qs}^r)i_{ds}^r] \quad (62)$$

El factor 3/2 viene por ser la condición necesaria para la equivalencia de potencia entre una máquina bifásica y otra trifásica.

Alternativamente, el par del entrehierro también puede calcularse multiplicando las tensiones y las corrientes de los ejes q y d del estátor. Entonces estos representan la entrada de potencia instantánea a la máquina:

$$\begin{aligned} p_i &= \frac{3}{2} [(v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r)] \\ &= \frac{3}{2} [R_s [(i_{qs}^r)^2 + (i_{ds}^r)^2] + \left\{ L_q i_{qs}^r \frac{d}{dt} i_{qs}^r + L_d i_{ds}^r \frac{d}{dt} i_{ds}^r \right\} \\ &\quad + \omega_r [(\lambda_{af} + (L_d - L_q)i_{qs}^r)i_{ds}^r] \end{aligned} \quad (63)$$

Mirando la parte derecha de la ecuación para la potencia de entrada, los términos representan las perdidas resistivas del estátor, el cambio de energía magnética almacenada, y la potencia en el entrehierro. Dividiendo la potencia del entrehierro por la velocidad del rotor resulta en que el par del entrehierro es igual a la ecuación previa. El factor 3/2 ha sido introducido a cuenta de la equivalencia de potencias entre las máquinas trifásicas y bifásicas como se dijo anteriormente.

8.3.8. Modelos en flujos de enlace

Las ecuaciones dinámicas de los PMSM en referencia del rotor puede presentar usando los flujos de enlace como variables. Cuando las tensiones y las intensidades son discontinuos, los flujos de enlace son continuos. Esto aporta una ventaja de diferenciación a estas variables con una estabilidad numérica. Además, la representación de los flujos de enlace se usa en los motor drives para resltar el proceso de desacople del flujo y el par en los PMSMs. Los flujos de enlace en la referencia del rotor se define como:

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (6426)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (65)$$

De estas ecuaciones, las Corrientes del estátor en la referencia del rotor pueden representarse en términos de los flujos de enlace e inductancias.

Entonces las tensiones en los ejes q y d del estátor en términos de los flujos de enlace en la referencia del rotor queda:

$$v_{qs}^r = \frac{R_s}{L_q} \lambda_{qs}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (66)$$

$$v_{ds}^r = \frac{R_s}{L_d} (\lambda_{ds}^r - \lambda_{af}) + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (67)$$

Estas ecuaciones puede representarse en la forma de los circuitos equivalentes y también en diagramas de bloques.

El par electromagnético en función de los flujos de enlace se obtiene sustituyendo las corrientes del estátor en términos de los flujos de enlace y deriva en:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{L_q} [\rho \lambda_{af} + (1 - \rho) \lambda_{ds}^r] \lambda_{qs}^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (68)$$

donde el valor de saliencia se define como

$$\rho = \frac{L_q}{L_d} \quad (69)$$

La segunda parte de la expression del par transmite una mayor comprensión de la máquina, ya que el par de par del entrehierro es el resultado de la interacción entre los acoplamientos de flujo del eje d y la corriente del eje q en los devanados y viceversa. El signo negative asociado con el producto del flujo de enlace q y la corriente d es porque produce un contrapar a la otra componente de par debido a los enlaces de flujo del eje d y la corriente q.

9. MODELO SIMULACIÓN DE LA MÁQUINA

La herramienta utilizada para la realización del modelo es Simulink por ser el software de simulación más extendido a lo largo de la carrera.

En este apartado se va a desarrollar el modelo de simulación de la máquina, para ello se va a empezar presentando las ecuaciones que se van a utilizar para continuar con la presentación de los bloques, el montaje y los resultados obtenidos.

9.1. Ecuaciones

Para el modelo de simulación de la máquina sincrónica de imanes permanentes se tiene que desarrollar en la referencia del rotor, como hemos visto en el modelado matemático, siguiendo las siguientes simplificaciones:

1. Se desprecia la saturación
2. La fem inducida es senoidal.
3. Las corrientes de Foucault y las pérdidas por histéresis son despreciables
4. No hay campo de corrientes dinámicas

Se recoge a continuación las ecuaciones que se van a utilizar en el modelo:

Tensiones vienen dadas por:

$$v_{qs}^r = \frac{R_s}{L_q} \lambda_{qs}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (66)$$

$$v_{ds}^r = \frac{R_s}{L_d} (\lambda_{ds}^r - \lambda_{af}) + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \quad (67)$$

Los enlaces de flujo:

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (6427)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_{af} \quad (65)$$

Par electromagnético:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{L_q} [\rho \lambda_{af} + (1 - \rho) \lambda_{ds}^r] \lambda_{qs}^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r] \quad (68)$$

El par mecánico

$$T_e = T_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (70)$$

Resolviendo para la velocidad mecánica

$$\omega_r = \int \left(\frac{T_e - T_L - B\omega_r}{J} \right) dt \quad (7128)$$

y

$$\omega_r = \omega_e \left(\frac{2}{P} \right) \quad (7229)$$

Además se van a utilizar la transformada y la antitransformada de Park

$$[T_{abc}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_d & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$[T_{abc}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d & 1 \\ \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (304)$$

9.2. Bloques de Simulink

El modelo del PMSM se ha realizado en varios pasos: transformación abc a dqo, circuitos q y d y cálculo de par y velocidad.

La transformación a las variables dqo se ha hecho utilizando la transformada de Park. El objetivo de la simulación consiste en ver como se comporta el motor en función de unas tensiones de entrada y un par demandado, por esto, se toman las tensiones como variables de entrada. La transformada usada para convertir V_{abc} a V_{dqo} se muestra en la figura 16 y la inversa de la transformada en la figura 7

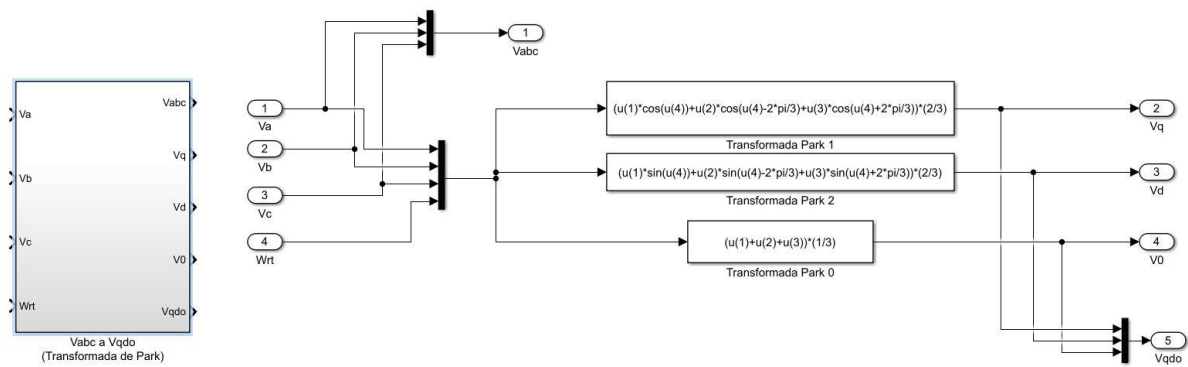


Imagen 16 Bloque Transformada de Park: Vabc-Vdqo. Fuente: Elaboración propia.

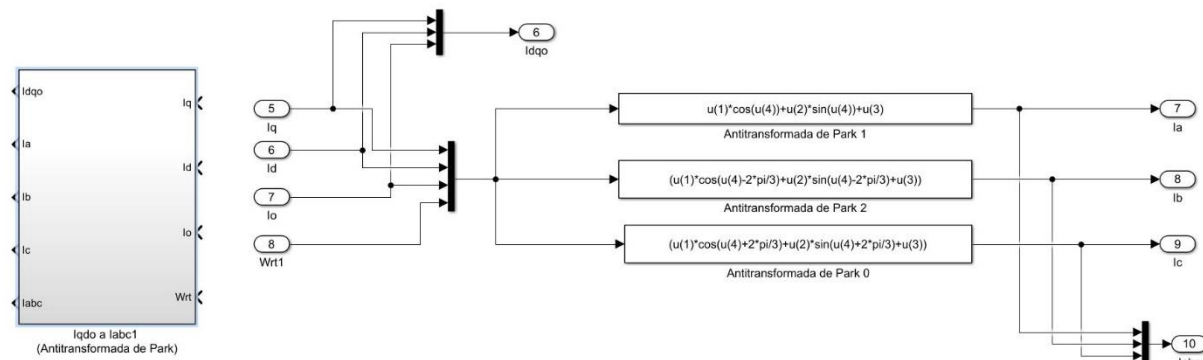


Imagen 17 Bloque Antitransformada de Park: Idqo-Iabc. Fuente: Elaboración propia.

Los circuitos q y d se han construido usando elementos de Simulink como se muestra en las figuras 18 y 19.

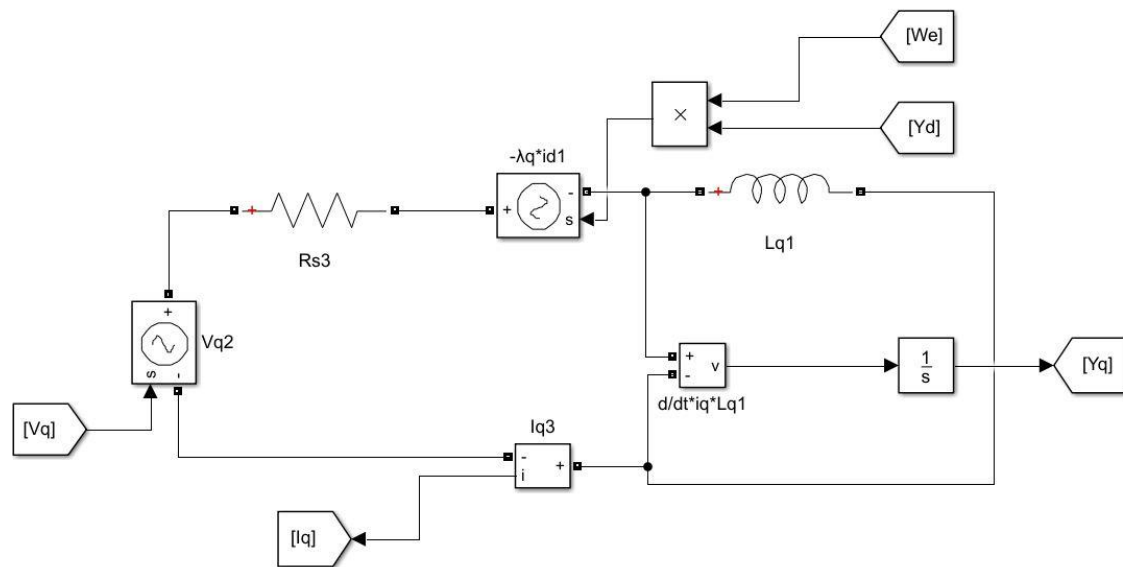


Imagen 18 Circuito q. Fuente: Elaboración propia.

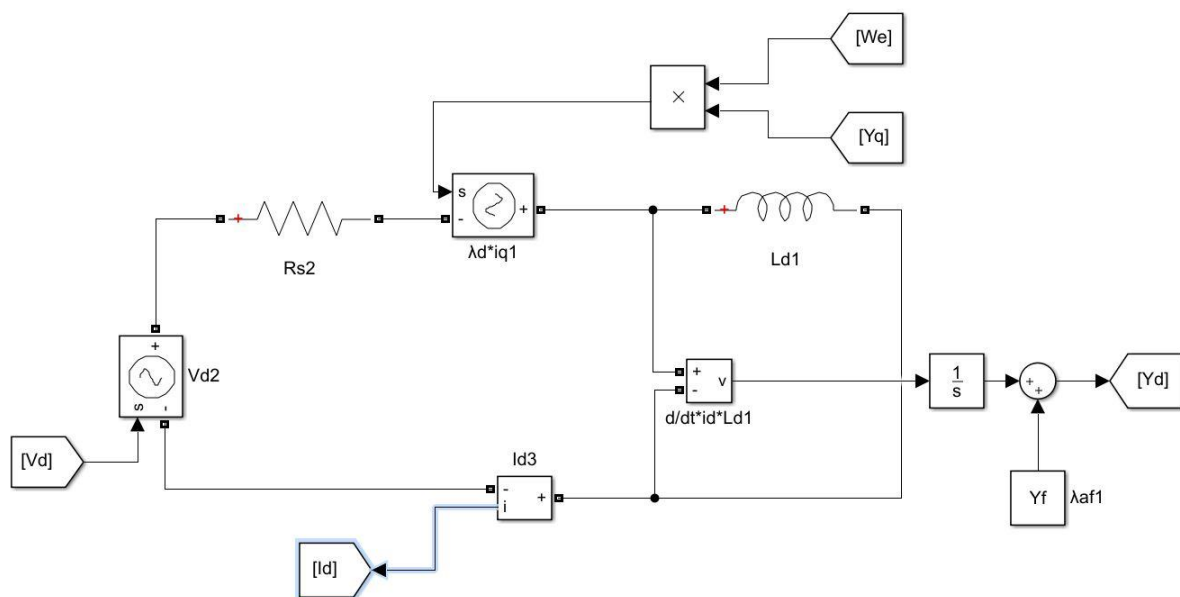


Imagen 19 Circuito d. Fuente: Elaboración propia.

La imagen 20 muestra el bloque del par en Simulink. Este bloque contiene la ecuación 58 para obtener el par electromagnético.

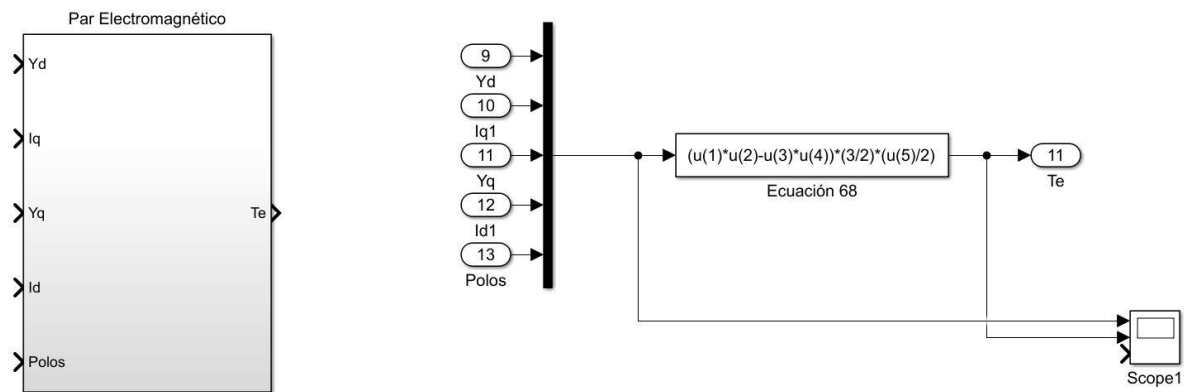


Imagen 20 Bloque del Par (Ecuación 68). Fuente: Elaboración propia

La velocidad del motor se obtiene usando el bloque de la imagen 20 con las ecuaciones 71 y 72. El bloque de velocidad se muestra en la imagen 21:

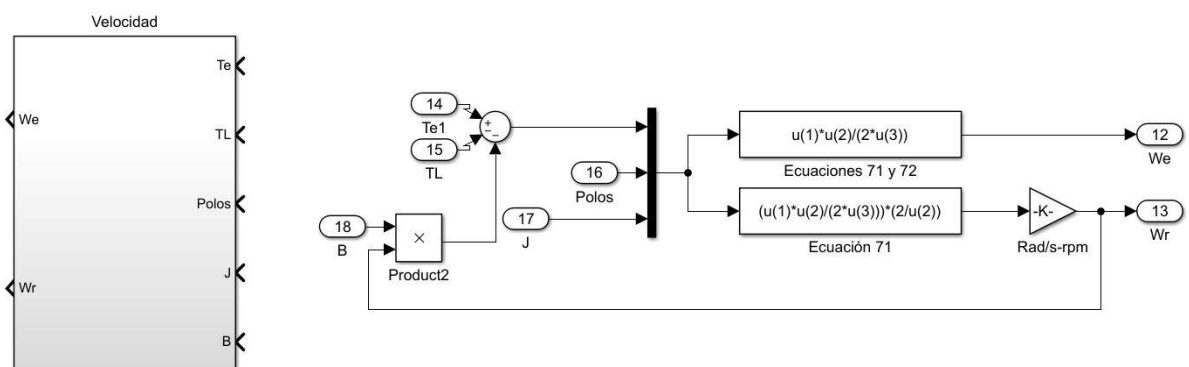


Imagen 21 Bloque Velocidad (Ecuaciones 71 y 72). Fuente: Elaboración propia.

Usando todos los bloques el sistema completo ha sido desarrollado como muestra la imagen 22.

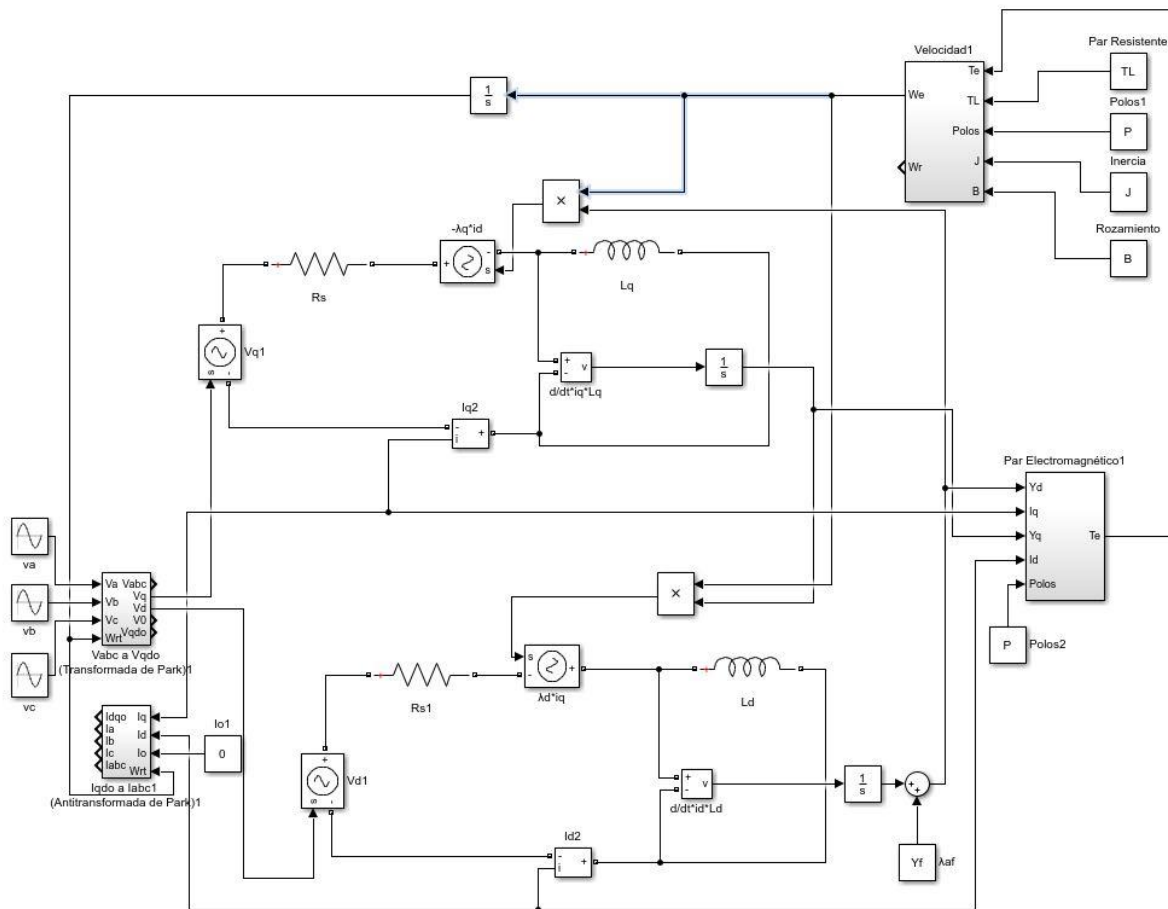
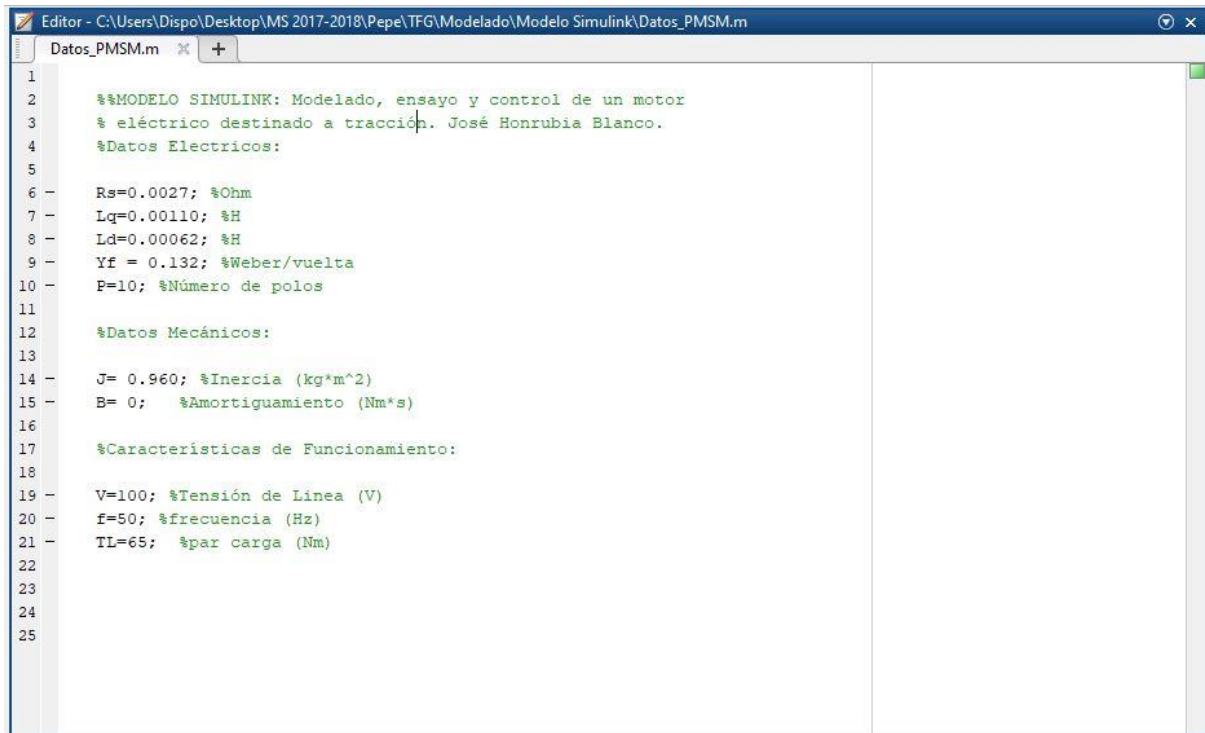


Imagen 22 Modelo Simulink Completo. Fuente: Elaboración propia.

9.3. Simulación

Para facilitar la introducción de los valores se ha hecho un pequeño programa en Matlab:



```

1
2 %%MODELO SIMULINK: Modelado, ensayo y control de un motor
3 % eléctrico destinado a tracción. José Honrubia Blanco.
4 %Datos Electricos:
5
6 Rs=0.0027; %Ohm
7 Lq=0.00110; %H
8 Ld=0.00062; %H
9 Yf = 0.132; %Weber/vuelta
10 P=10; %Número de polos
11
12 %Datos Mecánicos:
13
14 J= 0.960; %Inercia (kg*m^2)
15 B= 0; %Amortiguamiento (Nm*s)
16
17 %Características de Funcionamiento:
18
19 V=100; %Tensión de Línea (V)
20 f=50; %frecuencia (Hz)
21 TL=65; %par carga (Nm)
22
23
24
25

```

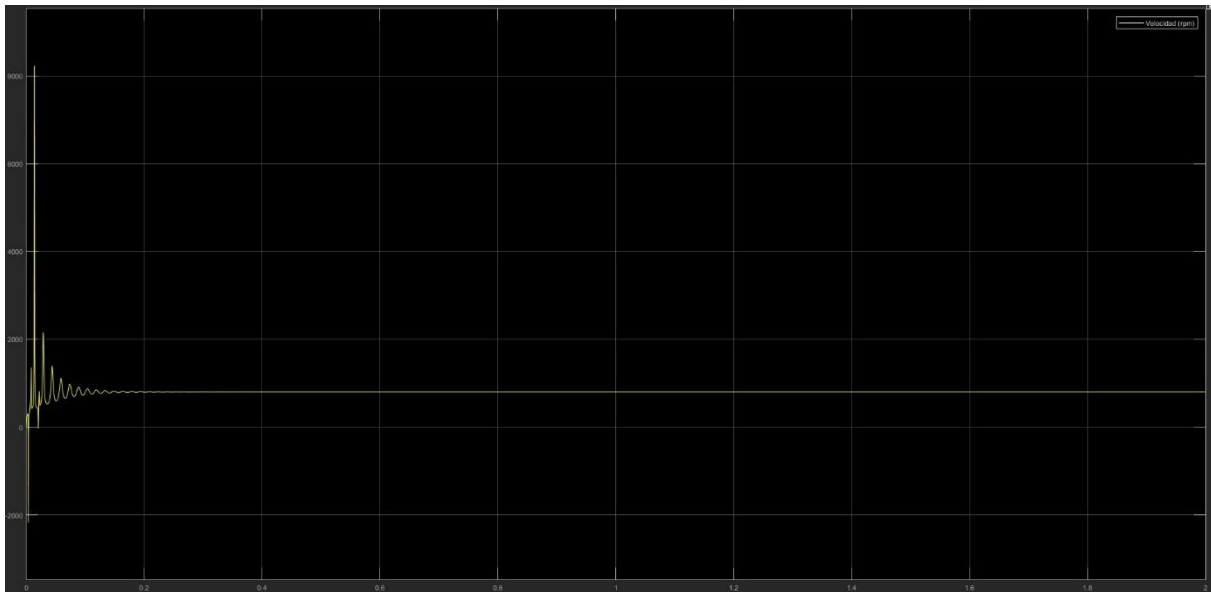
Imagen 23 Script Matlab Datos del Modelo

Los datos utilizados son los recogidos en la tabla 1, entregada por la organización. El modelo se ha testado con distintas entradas y estudiado su comportamiento.

El motor va a operar a un par constante y vamos a observar como se comporta cuando le cambiamos la frecuencia. Los cambios de frecuencia están limitados por los valores de la simulación, cambios muy bruscos de velocidad vuelven al sistema inestable. Para poder realizar cambios de velocidad habría que implementar un control de velocidad que por falta de tiempo no se ha podido terminar de desarrollar para este proyecto.

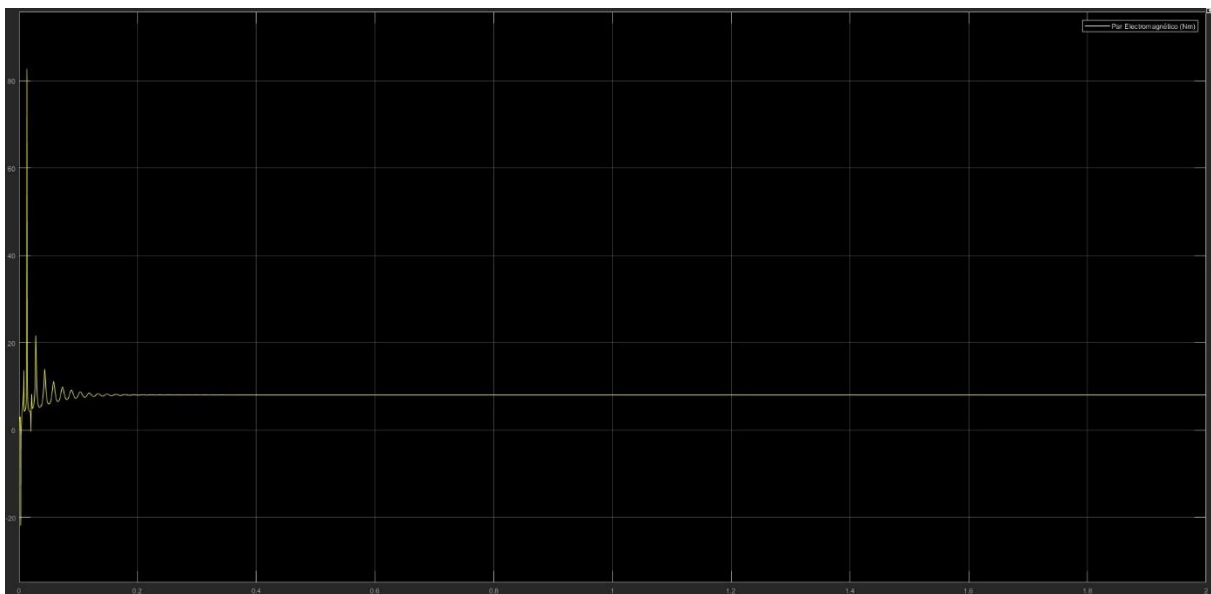
9.3.1. Simulación en vacío ($TL=0$)

Simulamos para una frecuencia de 66.67 Hz, lo que nos debería de dar una velocidad de 800 rpm y el par necesario para vencer las pérdidas mecánicas.



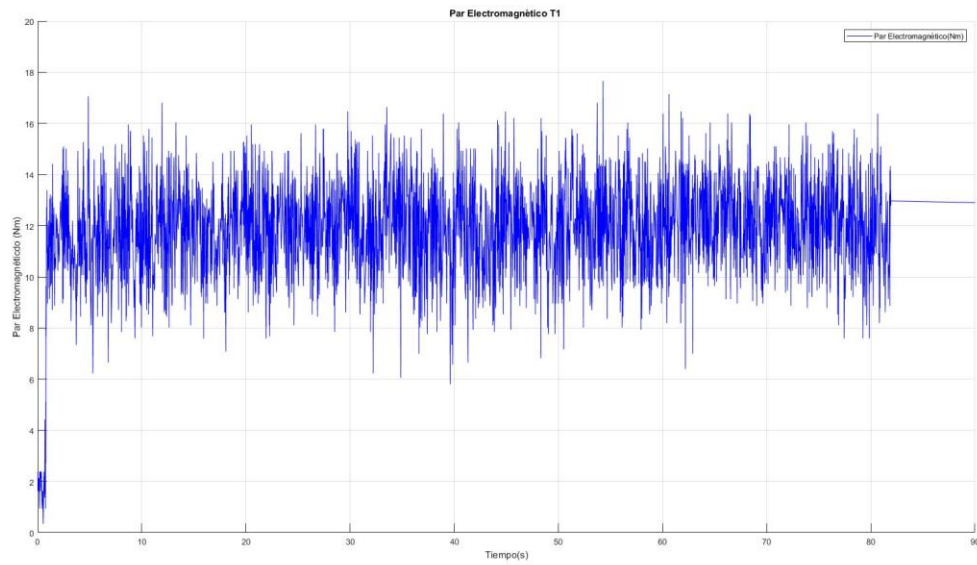
Gráfica 3 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) simulación 66.67 Hz, Vacío 1. Fuente: Elaboración propia.

Se puede observar como alcanza la velocidad demandada.



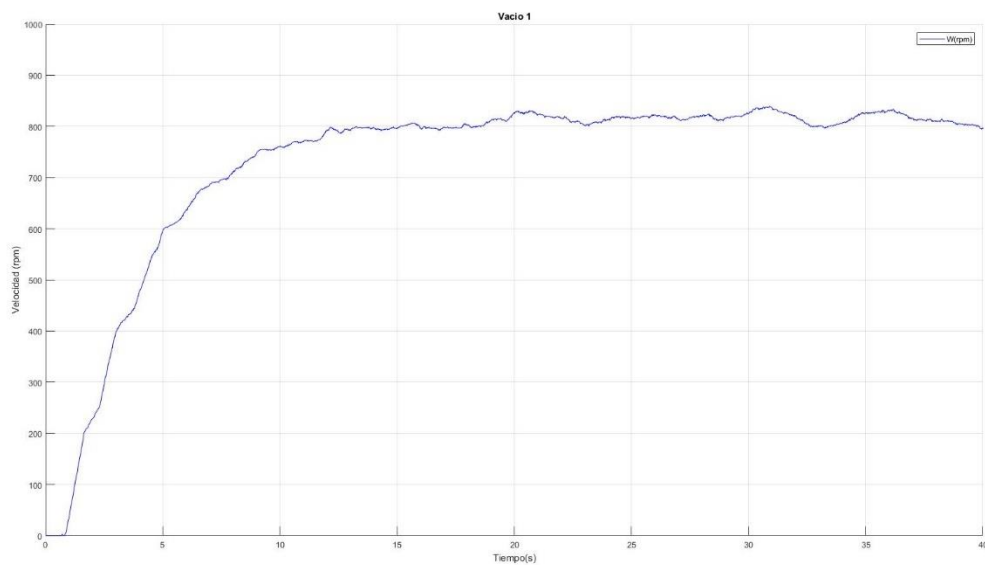
Gráfica 4 Par electromagnético (Nm) vs tiempo (s) simulación 66.67 Hz, Vacío 1. Fuente: Elaboración propia.

El Par es distinto de cero, 8.04 Nm, ya que para poder girar tiene que vencer unos esfuerzos dinámicos. Si comparamos estos datos con los del ensayo real podemos observar como el par electromagnético real es cercano al real:



Gráfica 5 Par en vacío a 800 rpm vs tiempo (s). Fuente: Elaboración propia.

Las velocidades también coinciden:



Gráfica 6 Velocidad en vacío a 800 rpm vs tiempo (s). Fuente: Elaboración propia

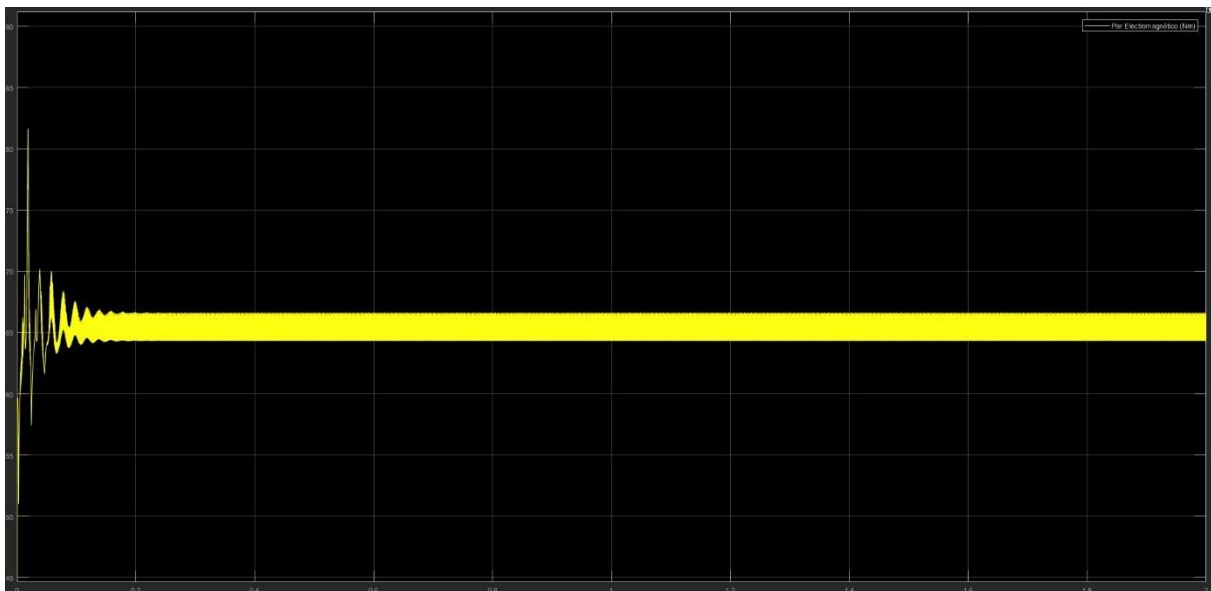
9.3.2. Carga distinta de cero ($TL \neq 0$)

Se va a simular una carga de 58 Nm a una velocidad de 600 rpm, coincidiendo así con el ensayo de temperatura 1, y comparar los datos. Para 600 rpm corresponde una frecuencia de 50 Hz.



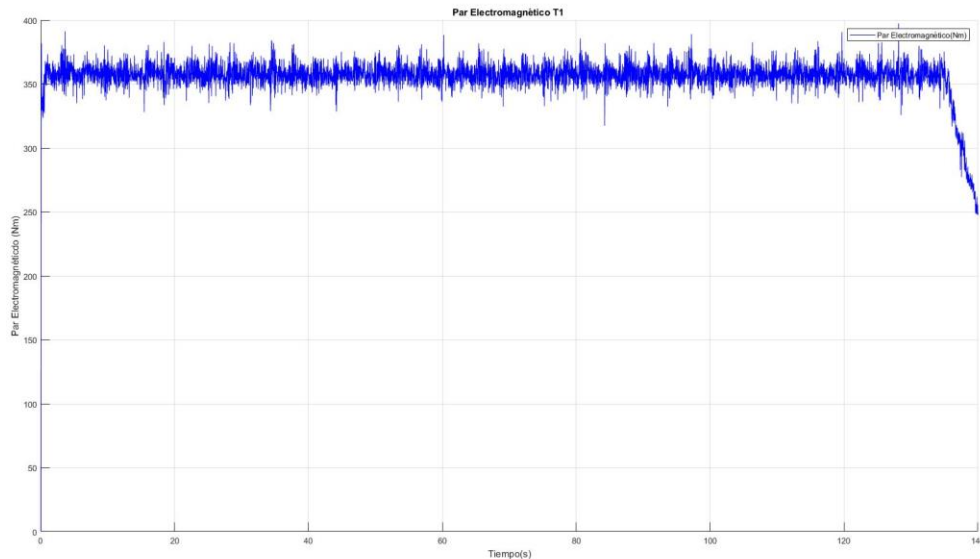
Gráfica 7 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) simulación 50 Hz, Temperatura 1. Fuente: Elaboración propia.

Al igual que antes se observa como alcanza la velocidad de demanda.



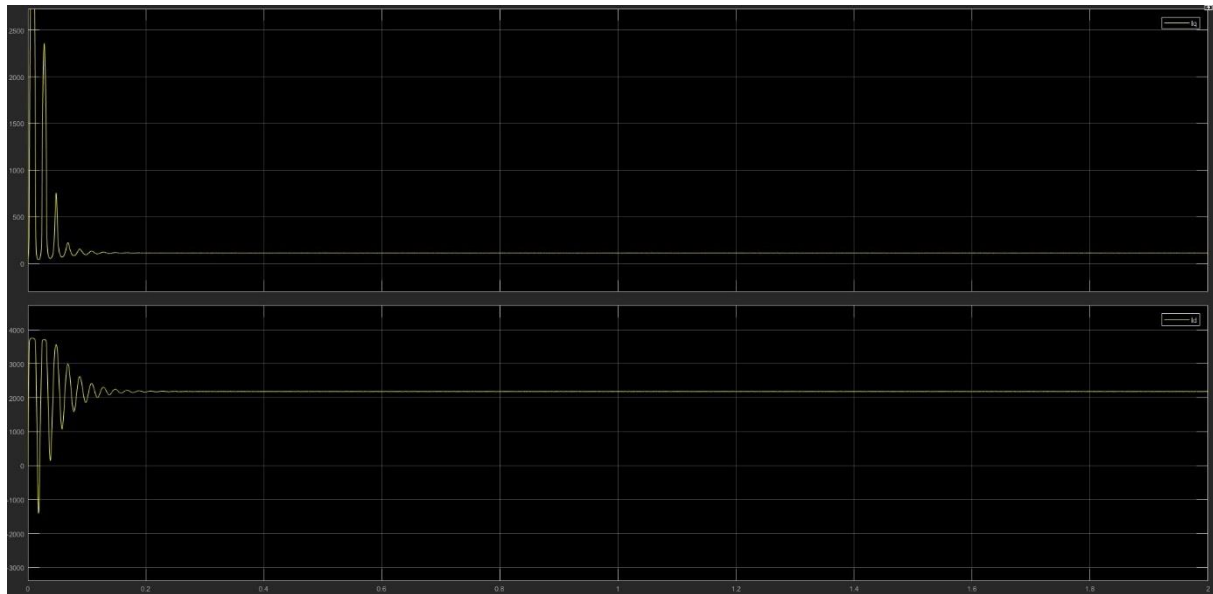
Gráfica 8 Par Electromagnético (Nm) vs tiempo (s) simulación 50 Hz, Temperatura 1. Fuente: Elaboración propia

Alcanza un par electromagnético igual a 64 Nm, con una demanda de 58 Nm, lo que demuestra que suma las pérdidas mecánicas debida a la inercia al par demandado. En la siguiente gráfica se va a representar el par electromagnético real del ensayo.

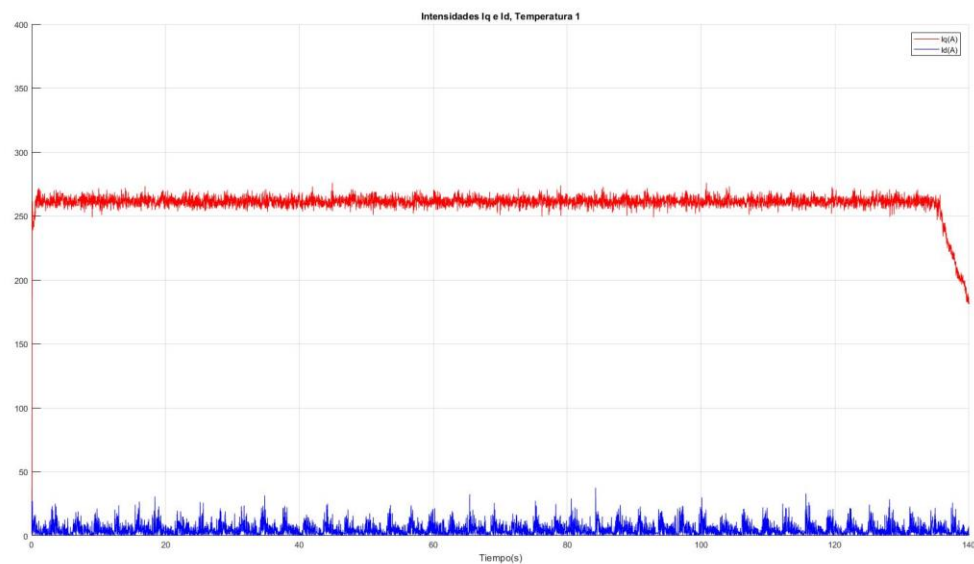


Gráfica 9 Par Electromagnético (Nm) vs tiempo (s), Ensayo T1. Fuente: Elaboración propia

Se puede observar una gran diferencia entre el par electromagnético real y el obtenido por el modelo en Simulink. Esto se debe al control que hace SEVCON sobre la máquina y no se está haciendo en el modelo de la máquina. Esto se vé claramente en las intensidades i_q e i_d del modelo:



Gráfica 10 i_q e i_d (A) vs tiempo (s) Simulación 50 Hz, Ensayo T1. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 11 i_q e i_d (A) vs tiempo (s) Ensayo T1. Fuente: Elaboración propia

El modelo nos dice que para producir solo los 65 Nm tiene que debilitar el campo magnético y para ello necesita 2100 amperios en i_d . Esto es inviable por eso se utilizan las estrategias de control.

9.4. Conclusiones del modelo

El modelo es representativo de un motor síncrono de imanes permanentes y sirve tanto para un rotor de polos salientes como rotor cilíndrico. El problema por el que no encajan con los ensayos realizados son dos:

1. El motor está conectado al controlador y este se encarga de gestionar la intensidad, anulando i_d para hacer un control de par constante, de forma que no se pueden comparar datos con un modelo sin control que no anula esta intensidad desmagnetizante.
2. La falta de datos del motor por parte de la organización MotoStudent limita mucho la posibilidad de desarrollar el modelo ya que no se tiene el valor de λ_{af} y los de L_q y L_d se intuyen pero no se especifican concretamente, por lo que puede ser que estemos errados.

Queda como trabajo futuro, cuando se termine la competición, abrir el motor para tomar medidas constructivas, los dientes y los imanes entre otras, para así calcular los valores del punto 2.

10. CONTROL

En este apartado se desarrollan las estrategias de control utilizadas para optimizar el funcionamiento del motor en función de una demanda. Estas estrategias se basan en un control vectorial, por ello se va a empezar explicando su fundamento, para después desarrollar las utilizadas por nuestro controlador.

10.1. Control Vectorial

El control vectorial separa los canales de par y flujo en la máquina a través de la intensidad del estátor. El control vectorial de los PMSMs es muy parecido al control vectorial de los motores de inducción. El control del motor trifásico de imanes permanentes se deriva de su modelo dinámico. Considerando las corrientes como entradas, las corrientes trifásicas son:

$$i_{as} = i_s \sin(\omega_r t + \delta) \quad (64)$$

$$i_{bs} = i_s \sin(\omega_r t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \quad (65)$$

$$i_{cs} = i_s \sin(\omega_r t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \quad (66)$$

donde

ω_r es la velocidad eléctrica del rotor

δ es el ángulo entre el campo del rotor y el vector de la corriente del estátor y es conocido como ángulo de par.

El campo del rotor viaja a la velocidad de ω_r la cual es igual a la velocidad del rotor en rad/s eléctricos. Las corrientes q y d del estátor en el rotor de referencia se obtienen a través de la matriz de transformación desarrollada en el modelo del motor:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_d & \sin(\theta_d - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_d + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Sustituyendo las ecuaciones 64, 65 y 66 en la ecuación anterior, las corrientes del estátor con los ejes de referencia en el rotor queda:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (68)$$

Ya que las corrientes q y d son constantes con los ejes de referencia en el estátor debe señalarse como, el angulo de par δ es una constante dada para un par resistente. El flujo del rotor y sus enlaces están en el eje d de la máquina, el cual esta a la derecha del rotor y rota a la velocidad angular ω_r rad/s eléctricos medidos desde el punto de referencia estacionario (referencia del estátor) por su posición instantanea de θ_r radianes, que puede ser obtenida del producto de la velocidad angular y el tiempo, asumiendo que la posición inicial del rotor es cero. El vector de la corriente del estátor, el cual es resultado de

las intensidades de los ejes directo y de cuadratura en todos los ejes de referencia, es dado a una velocidad angular, es decir, es dado con una velocidad eléctrica con un desfase de δ radianes desde el vector del flujo de enlace. La diferencia de velocidad entre el vector corriente y el rotor, eje d, es cero. Pero tiene un desfase de δ radianes, que es constante para un par dado y unas corriente de entrada programadas. La resolución de los vectores de corriente en los ejes rotativos directo y de cuadratura (ejes de referencia en el rotor) dados por i_{ds}^r y i_{qs}^r respectivamente y corresponden con las componentes recogidas en la ecuación 68. Nótese que son constantes para un vector corriente y un ángulo de par. La componente de la corriente a lo largo del eje de flujo del rotor, es decir a través del eje rotativo d, solo puede producir un flujo y por lo tanto puede ser llamado como la componente magnetizante de la corriente del estátor y denotada por i_f . Esta componente solo contribuye parcialmente al flujo del eje d y el resto del flujo del rotor es generado por los imanes. El flujo de los imanes puede ser considerado que lo produce una fuente de corriente continua equivalente. La componente del estátor que está en cuadratura con el flujo del rotor puede producir un par en interacción con el flujo del rotor y por lo tanto se denomina como la componente que genera el par, i_T , muy parecida a la corriente del estátor de la máquina dc con excitación independiente. Se pueden representar en términos de las corrientes de los ejes del estátor q y d como:

$$i_{qs}^r = i_T \quad (69)$$

$$i_{ds}^r = i_f. \quad (70)$$

10.2. Estrategias de control

Las estrategias de control se basan en un control vectorial, dividir la corriente en función de su objetivo, es decir, generar par o flujo magnético. Existen múltiples posibilidades, pero al usar un controlador comercial estamos limitados a la estrategia de control que implementa. Se van a tratar las dos estrategias que se considera utiliza nuestro controlador:

1. Control del ángulo de par

2. Control de factor de potencia
3. Debilitamiento de flujo

10.3. Control del Ángulo de Par

En este control, el ángulo de par, δ , se mantiene a 90° y por lo tanto, la corriente I_d es igual a cero dejando solo la componente de par o el eje de cuadratura. Este es el modo de operación por debajo de la velocidad base, correspondiente a un valor constante de los enlaces de flujo del eje d , esta estrategia es muy común en el control de las máquinas sincrónicas. Las ecuaciones más relevantes de este sistema de operación son:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} i_q^r = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} I_s \quad (31)$$

donde I_s es la corriente que circula por el estátor. Es común utilizar el sistema p.u. para realizar los modelos de control, ya que, trabajar en sistema p.u., reduce el tiempo de computación, y por eso vamos a desarrollar los modelos de control en el sistema por unidad. El par por unidad de corriente del estátor es constante y viene dado por:

$$\frac{T_e}{I_s} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} \quad (32)$$

Y el par electromagnético normalizado se expresa como

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_b} = \frac{\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} \times I_s}{\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} \times I_b} = I_{sn} \quad (33)$$

Indicando que el par es igual que la corriente del estátor en p.u., lo cual provoca la simplicidad de control para la implementación en los PMSM. Notese que I_{sn} es la corriente normalizada en el estátor y es una magnitud vectorial. Las ecuaciones relevantes para determinar el estado estacionario de los accionamientos de los PMSM se desarrollan a continuación. Los voltajes directo y de cuadratura en la referencia del rotor, en estado estacionario, son:

$$v_{qs}^r = \left(R_s + \frac{d}{dt} L_q \right) I_s + \omega_t \lambda_{af} = R_s I_s + \omega_t \lambda_{af} \quad (34)$$

$$v_{ds}^r = -\omega_r L_q I_s \quad (35)$$

La variación de la corriente en los ejes de referencia del rotor es cero y por lo tanto es constante en estado estacionario. El valor del módulo de la tensión en el estátor es:

$$V_s = \sqrt{v_{qs}^r{}^2 + v_{ds}^r{}^2} \quad (36)$$

y la tensión en valores normalizados p.u. es:

$$V_{sn} = \frac{V_s}{V_b} = \frac{V_s}{\omega_b \lambda_{af}} = \sqrt{(\omega_r + R_{sn} I_{sn})^2 + (L_{qn} I_{sn} \omega_n)^2} \quad (37)$$

Del diagrama de fases que se muestra en la figura X y los vectores de tensión directa y de cuadratura en la referencia del rotor, el factor de potencia se obtiene explotando el hecho de que la corriente de cuadratura del estátor está en fase con la tensión del eje de cuadratura del estátor

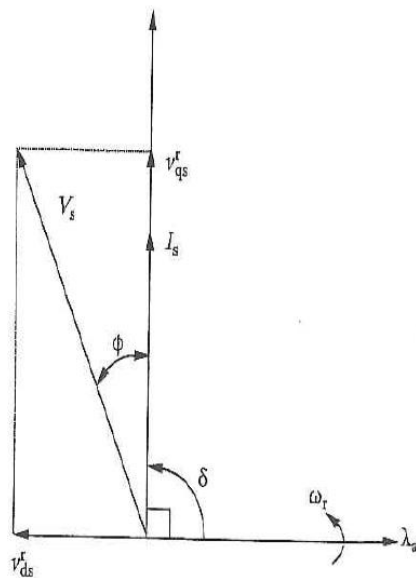


Imagen 24 Diagrama de fases control ángulo de par. Fuente: Kishnam R., Electric Motor Drives

$$\cos\phi = \frac{v_{qs}^r}{V_s} = \frac{v_{qs}^r}{\sqrt{v_{qs}^{r2} + v_{ds}^{r2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_s I_s}{\omega_m}\right)^2}} \quad (38)$$

Esta ecuación implica que el factor de potencia empeora con el incremento de la velocidad. La máxima velocidad del rotor con esta estrategia de control para una corriente dada en el estátor y, despreciando las caídas de tensión debidas a la resistencia, se obtiene del valor de la tensión como sigue:

$$\omega_m(\text{máx}) = \frac{V_{sn}}{\sqrt{1 + L_{qn}^2 I_{sn}^2}} \quad (39)$$

10.4. Control del Factor de Potencia (Unity Power Factor Control)

Consiste en mantener el factor de potencia igual o lo más próximo a uno, es decir, que toda la potencia eléctrica que le entra al inversor sea potencia activa. Este control (UPF) se basa en controlar el ángulo de par en función de unas variables del motor. A continuación se presentan las ecuaciones más representativas de este control.

El estado estacionario de las corrientes de los ejes q y d en la referencia del rotor son:

$$I_{qs}^r = I_s \sin \delta \quad (40)$$

$$I_{ds}^r = I_s \cos \delta \quad (41)$$

y el par normalizado se obtiene:

$$T_{en} = I_{sn} \left[I_{sn} \frac{L_{dn} - L_{qn}}{2} \sin 2\delta + \sin \delta \right] \quad (42)$$

Las tensiones normalizadas en los ejes q y d son:

$$V_{qsn}^r = \omega_m \left[1 + L_{dn} I_{sn} \cos \delta + \frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_m} \sin \delta \right] \quad (43)$$

$$V_{dsn}^r = \omega_m I_{sn} \left[\frac{R_{sn}}{\omega_m} \cos \delta - L_{qn} \sin \delta \right] \quad (44)$$

De donde se obtiene la magnitud del vector tensión

$$V_{sn} = \sqrt{v_{qsn}^r{}^2 + v_{dsn}^r{}^2} \quad (45)$$

y el ángulo entre la resultante del eje d y la tensión V_{sn} es:

$$\tan(\delta + \phi) = \frac{v_{qsn}^r}{v_{dsn}^r} \quad (46)$$

Como el factor de potencia tiene que ser uno, el ángulo tiene que ser cero en este control,

$$\phi = 0 \quad (47)$$

lo que da la siguiente relación para el ángulo de par,

$$\tan(\delta) = \frac{v_{qsn}^r}{v_{dsn}^r} \quad (48)$$

que sustituyendo y resolviendo queda

$$I_{sn}(L_{qn} \sin^2 \delta + L_{dn} \cos^2 \delta) = -\cos \delta \quad (49)$$

Despejando el ángulo como variable control queda:

$$\delta = \cos^{-1} \left[\frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4L_{qn}I_{sn}^2(L_{dn} - L_{qn})}}{2I_{sn}(L_{dn} - L_{qn})} \right] \quad (50)$$

Nótese que $(L_{dn} - L_{qn})$ es negativo para los PMSM y el ángulo de par tiene que ser mayor de 90° . Si el ángulo de par es inferior a 90° , resulta en un incremento del flujo de enlace mutuo contribuyendo a la saturación de la máquina, la cual es indeseable desde el punto de vista de las pérdidas. Por lo tanto, solo un signo positivo satisface el requerimiento de $\delta > 90^\circ$. Esta expresión proporciona el cumplimiento del control UPF y, su implementación

requiere la magnitud del vector corriente y los parámetros L_{dn} L_{qn} . **Téngase en cuenta que el ángulo de par es independiente de la velocidad del rotor.**

10.5. Debilitamiento de Flujo (Flux-Weaking)

Las estrategias de control vistas hasta aquí se basan en el control de par debido a que este es proporcional a la intensidad que circula por el eje de cuadratura, pero esto sólo es posible cuando el funcionamiento se encuentra por debajo de su velocidad base.

Antes de empezar con la explicación de esta estrategia, se debe partir de la simplificación de que el circuito equivalente de un rotor de imanes permanentes es igual a una fuente de tensión de corriente continua constante en el rotor; de modo que esta derive en un campo magnético equivalente al generado por los imanes en el entrehierro.

La tensión de corriente continua es la que limita la velocidad, en funcionamiento normal, ya que esta es proporcional a la primera. Para poder conseguir un aumento de la velocidad se debe reducir la tensión en el bobinado del rotor pero en los PMSM este flujo lo generan los imanes. Así, si queremos reducir la fem equivalente que realizarían los imanes si los sustituimos por su equivalente como tensión de corriente continua, debemos reducir el campo magnético en el entrehierro. Esto se consigue haciendo la intensidad del eje directo distinta de cero y con una fmm opuesta al campo generado por los imanes, de forma que se resten la una a la otra, lo que equivaldría a un valor menor de la tensión en el circuito equivalente del rotor.

10.5.1. Velocidad máxima

Para entender el fundamento del debilitamiento de flujo en los PMSM, es esencial determinar la velocidad base. La velocidad base viene definida por un conjunto de tensiones y corrientes obtenidas analíticamente con el propósito del cálculo de diseño. La máxima velocidad de operación con par cero se calcula en

estado estacionario con la siguientes ecuaciones. Las tensiones normalizadas (p.u.) sen función de sus intensidades se obtienen con las siguietnes ecuaciones

$$v_{qs}^r = \left(R_s + \frac{d}{dt} L_{qn} \right) i_{qsn}^r + \omega_{rn} (L_{dn} i_{dsn}^r + 1) \quad (51)$$

$$v_{ds}^r = -\omega_{rn} L_{qn} i_{qsn}^r + \left(R_s + \frac{d}{dt} L_{dn} \right) i_{dsn}^r \quad (52)$$

La transformación de las tensiones normalizadas (p.u.) de los ejes a,b y c; a los ejes de referencia d,q,o es:

$$\begin{bmatrix} v_{qsn}^r \\ v_{dsn}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \theta_r & \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{asn} \\ v_{bsn} \\ v_{csn} \end{bmatrix} \quad (53)$$

Las ecuaciones de la tensión en estado estacionario se obtienen de porer la derviada de la intensidad igual a cero, quedando

$$v_{qs}^r = (R_s) i_{qsn}^r + \omega_m (L_{dn} i_{dsn}^r + 1) \quad (54)$$

$$v_{ds}^r = -\omega_m L_{qn} i_{qsn}^r + (R_s) i_{dsn}^r \quad (55)$$

La velocidad máxima se logra dejando que se reduzca drásticamente el flujo en el entrehierro y esto se logra utilizando toda la intensidad del estátor con este objetivo. Esto implica que la intensidad de cuadratura sea igual a cero. La tensión en el estátor queda:

$$V_{sn} = \sqrt{v_{qsn}^r{}^2 + v_{dsn}^r{}^2} = (\omega_{rn} L_{qn} i_{qsn}^r)^2 + R_{sn}^2 i_{dsn}^r{}^2 \quad (56)$$

cuya velocidad máxima, para una corriente en el estátor dada, queda:

$$\omega_{rn}(máx) = \frac{\sqrt{v_{sn}^2 - R_{sn}^2 i_{dsn}^r{}^2}}{1 + L_{dn} i_{dsn}^r} \quad (57)$$

El denmoniador debe ser positivo por lo que, la máxima intensidad del estátor que puede ser aplicada para contrarrestar el flujo del entrehierro es:

$$i_{dsn}^r(\text{máx}) < -\frac{1}{L_{dsn}} \quad (58)$$

10.5.2. Algoritmo Debilitamiento de Flujo

Considerando el estado estacionario y despreciando las pérdidas resistivas, las tensiones se pueden escribir:

$$v_{sn}^2 = \omega_{rn}^2 \left[(1 + L_{dn} i_{dsn}^r)^2 + (L_{qn} i_{qsn}^r)^2 \right] \quad (59)$$

Donde el valor del vector tensión, se define como

$$v_{sn} = \sqrt{v_{qsn}^r^2 + v_{dsn}^r^2} \quad (60)$$

La intensidad de cuadratura puede escribirse en términos de los vectores de corriente del estátor y del eje directo:

$$i_{qsn}^r = \sqrt{i_{sn}^2 - i_{dsn}^r^2} \quad (61)$$

Sustituyendo, la siguiente ecuación relaciona la magnitud de la tensión en el estátor en términos de las corrientes del estátor, del eje d en el estátor y la velocidad del rotor:

$$v_{sn}^2 = \omega_{rn}^2 \left[(1 + L_{dn} i_{dsn}^r)^2 + L_{qn}^2 * (i_{sn}^2 - i_{dsn}^r^2) \right] \quad (62)$$

Nótese que los valores de la tensión y la corriente corresponden con los valores máximos que pueden obtenerse del inversor. Por lo tanto, para la operación de debilitamiento de flujo, estos son considerados constantes basados en el hecho de que la tensión de entrada DC sea constante. Esto lleva a la deducción de que la ecuación sólo tiene dos variables i_{dsn}^r y ω_{rn} . Por lo tanto, dando una de esas variables, la otra puede ser analizada por computación. Esta es la clave del control y operación del mando de PMSM en la región de debilitamiento de flujo. Además, la ecuación anterior en términos de estas variables queda:

$$v_{sn} = \omega_{rn} \sqrt{[a(i_{dsn}^r)^2 + bi_{dsn}^r + c]} \quad (63)$$

donde

$$a = L_{dn}^2 - L_{qn}^2 \quad (64)$$

$$b = 2L_{dn} \quad (65)$$

$$c = 1 + L_{qn}^2 i_{sn}^2 \quad (66)$$

Asumiendo que la velocidad del rotor es compatible con la un control con realimentación y usando las ecuaciones anteriores, la corriente directa del estátor se halla; la cual debería, automáticamente, satisfacer las condiciones de intensidad y tensión máxima en el estátor. De la ecuación para calcular la magnitud de las corrientes del estátor y directa, la intensidad máxima desmagnetizante puede ser calculada. Las intensidades de cuadratura y directa en el estátor determinar las intensidades de fase del estátor mediante la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} i_{asn} \\ i_{bsn} \\ i_{csn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \sin \theta_d & 1 \\ \cos \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qsn}^r \\ i_{dsn}^r \\ i_{0n} \end{bmatrix} \quad (67)$$

Conociendo la relación entre los ejes de cuadratura y directo y la referencia del estátor, las intensidades normalizadas de fase del estátor tienen la siguiente relación

$$\begin{bmatrix} i_{asn} \\ i_{bsn} \\ i_{csn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_d + \delta) \\ \sin \left(\theta_d + \delta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_d + \delta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} i_{sn} \quad (68)$$

Y el ángulo de par se obtiene como

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{i_{qsn}^r}{i_{dsn}^r} \right) \quad (69)$$

Nótese que el calculo de la corriente de cuadratura junto con la directa determina el par que puede ser producido, T_e , y este puede ser usado para modificar la demanda de par, T_{ec} , generado del error de velocidad, en un sistema de control. Si la demanda de par es mayor que el calculado, entonces la demanda de par se hace igual a la calculada. Si la demanda es menor, entonces la demanda de par se mantiene. La demanda final de par derivada de esta base lógica determinada entre las dos se denomina T_e^* . De este par, la demanda de corriente q puede calcularse de la ecuación del par y la demanda de i_d , quedando:

$$i_{qsn}^r = \frac{T_e^*}{1 + (L_{dn} - L_{qn})i_{dsn}^r} \quad (70)$$

A pesar de que las relaciones anteriores se derivaron de la actuación en estado estacionario, hay que señalar que una parte de la tensión está reservada para el control dinámico de las corrientes.

10.6. Modelo Simulink del Control

Para realizar el control de la máquina e implementarlo en simulink se va a realizar un control indirecto sobre el flujo. Esto quiere decir que el flujo del entrehierro no va a ser una variable de entrada sino que se va a controlar en función de su velocidad y se consigue implementando los sistemas de control explicados en los apartados y subapartados anteriores.

Entonces, en función de su velocidad, se pueden distinguir dos regiones: par constante y debilitamiento de flujo. Para ejercer un control eficaz en ambas regiones se va a implementar un control basado en la velocidad del rotor y que discrimine el modelo de control en función de su valor. Así, un valor inferior a la velocidad base implementa el control de par constante y, una velocidad superior a la velocidad base, lo hará con el control de debilitamiento de flujo. En la siguiente figura se representa

una simplificación del sistema completo: máquina, inversor y control.

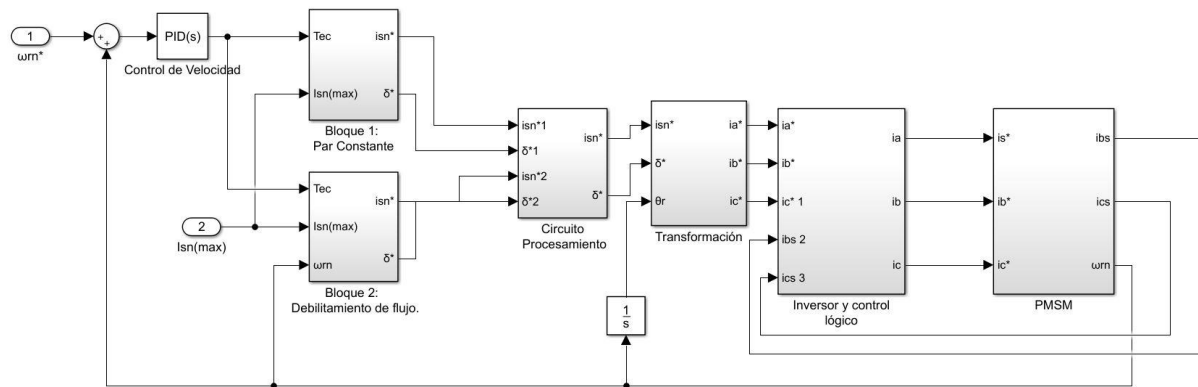


Imagen 25. Simplificación sistema control. Fuente: Elaboración propia.

La velocidad del rotor se conocerá a través de un encoder y la posición en base a una señal condicional. Se procede a explicar su fundamento.

10.6.1. Modo de control: Par constante

La magnitud del par vs la de la intensidad y el ángulo de par se computa usando las ecuaciones 87 y 90. Para facilitar la computación, la magnitud de la corriente es variable y el ángulo de par y el par se evalúan. Para la implementación, es necesaria la demanda de par T_e^* , la magnitud de la corriente del estátor y el ángulo de par están disponibles. Esto podría realizarse mediante el ajuste de las características a una curva para el cálculo en línea o haciendo una matriz y rescatando los datos desde ahí. La ecuación que ajusta estas características a su curva característica viene expresada por las siguientes expresiones con el mínimo error:

$$i_{sn} = 0.01 + 0.954T_{en} - 0.189T_{en}^2 + 0.02T_{en}^3 \quad (71)$$

$$\delta = 1.62 + 0.715T_{en} - 0.3T_{en}^2 + 0.04T_{en}^3 \quad (72)$$

El algoritmo y el procedimiento para obtener esta curva puede obtenerse en cualquier libro de texto de análisis numérico y no se desarrolla en este trabajo. Las características se recogen en la siguiente imagen:

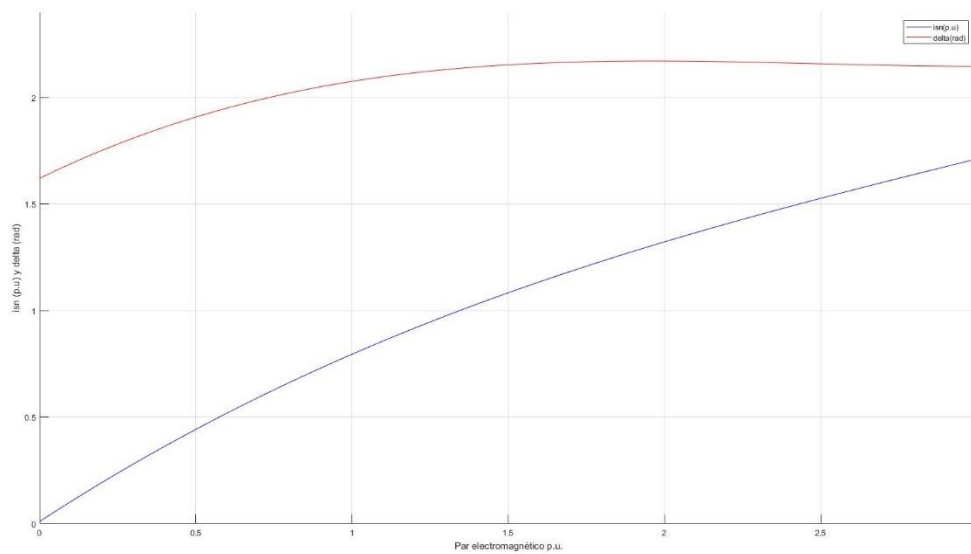


Imagen 26 isn (p.u.) y delta (rad) vs Par electromagnético (p.u.). Fuente: Elaboración propia.

El esquema detalle del control del par constante, bloque 1, tiene la forma de la siguiente figura.

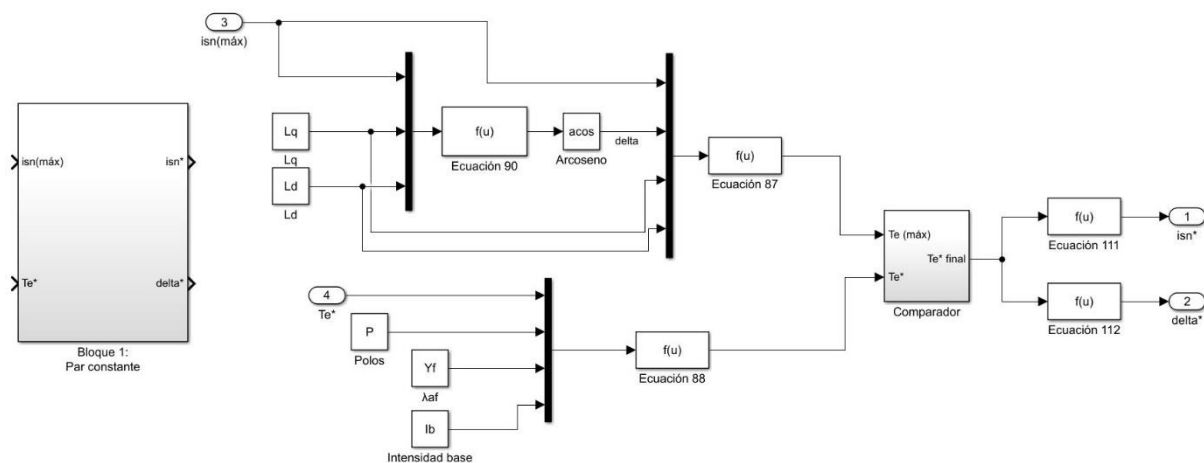


Imagen 27 Bloque 1: Par constante. Fuente: Elaboración propia.

10.6.2. Modo de control: Debilitamiento de Flujo

Las entradas de este módulo son tres variables, la demanda de par, la velocidad y la máxima corriente admisible por el estátor. Las salidas son la magnitud de la

demanda de intensidad en el estátor y la demanda de ángulo de par. En el siguiente esquema se ve el fundamento del control del bloque 2:

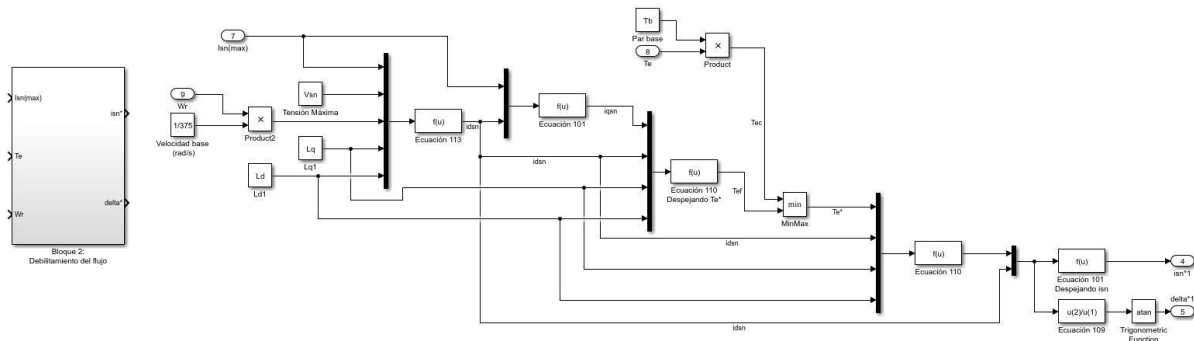


Imagen 28 Bloque 2: Debilitamiento de flujo. Fuente: Elaboración propia.

La velocidad del rotor determina la corriente del estátor en el eje d a través de la ecuación 103, que de forma simplificada queda:

$$i_{dsn}^r = \frac{\left(-b \pm \sqrt{b^2 - 4a \left(c - \frac{v_{sn}^2}{\omega_{rn}^2} \right)} \right)}{2a} \quad (73)$$

donde a, b y c vienen dados en las ecuaciones 104 a la 106. Nótese que la constante c es dependiente del límite máximo de corriente en el estátor. La demanda de intensidad del eje d, indicada con un asterisco, junto con la intensidad máxima del estátor, determina la máxima intensidad de cuadratura admisible. Esta corriente del eje q con la corriente id determina el máximo par electromagnético permitido, T_{ef} , dentro de las limitaciones máximas de tensión e intensidad. Este se compara con la demanda de par, T_{ec} , generada por el error del control de velocidad. Entonces, se evalúa la siguiente lógica para encontrar el comando de entrada del par para computar la comanda de iq.

$$\text{Si } T_{ec} > T_{ef}, \text{ entonces } T_e^* = T_{ef}$$

$$\text{Si } T_{ec} < T_{ef}, \text{ entonces } T_e^* = T_{ec}$$

El submódulo lógico ajusta la demanda de par, dependiendo de la carga y la capacidad máxima del sistema de control, como una función de la velocidad del rotor. De esta demanda de par final, las corrientes del estátor en el eje q se computan usando la ecuación 110. Las demandas de intensidad del estátor en los ejes directo y de cuadratura son usadas para calcular las demandas de corriente del estátor y el ángulo de par.

11. CONTROLADOR SEVCON Gen 4 Size 6 ^T

El controlador Sevcon GEN4 es sugerido por la organización de MotoStudent. Tras evaluar los controladores comerciales actuales, se comprueba que éste es el más adecuado. Se elige el tamaño 6 debido a la potencia del motor.

En el controlador se puede diferenciar claramente el circuito de fuerza y el circuito de mando. El circuito de fuerza se compone por los dos conductores de 35mm² de las baterías y los seis (dos por fase) de 16mm² del motor. El circuito de fuerza se conecta con terminales al controlador mediante tornillos M8. El circuito de mando se conecta al controlador mediante el conector de 35 pines según el siguiente esquema:

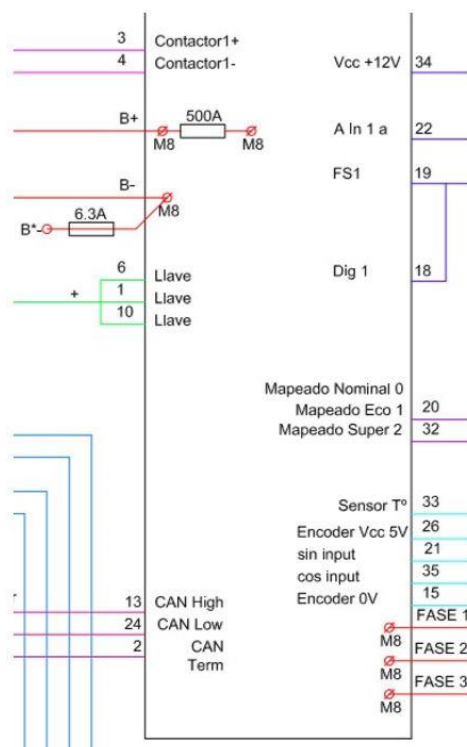


Imagen 29 Conexiones SEVCON. Fuente: TFM Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica, Carlos Rodríguez Ordoñez.

Los pines 18, 19, 22 y 34 se conectan con el acelerador; los números 20 y 32, con el cambio de mapeado; 2, 13 y 24 con el dispositivo Bus-to-Can; 1, 6 y 10 con el positivo de la batería; 3 y 4 con el contactor y por último 15, 21, 26, 33 y 35 con el encoder del motor.

Las corrientes que circulan por el circuito de mando del controlador, con excepción del contactor K1 y la llave, son despreciables. Aunque para facilitar el montaje de la instalación, se utilizan conductores de 0.75 mm² para el acelerador y el cambio de mapeado y 1.5 mm² para la llave y el contactor.

Los pines 19 y 18 (microswitch y forwardswitch) se unen en un mismo pulsador situado en el puño del acelerador. Cuando se activa el acelerador, este pulsador se cierra poniendo a tierra (negativo de las baterías) ambas entradas y permitiendo la

lectura del acelerador. La razón por la que los dos pines se unen es para simplificar el arranque de la motocicleta ya que no se ha programado la marcha atrás.

11.1. Descripción y control vectorial

La misión principal del controlador es hacer rotar el motor de la forma que desee el usuario. Para actuar sobre el movimiento del motor a tiempo real, el usuario tiene dos dispositivos de entrada, el acelerador y el cambio de mapeado. Los efectos que cada dispositivo ejerce sobre el movimiento del motor son determinados previamente por el programador del controlador.

Para programar el acelerador, el controlador puede realizar un control del par (por corriente) o de velocidad (por frecuencia). El control por velocidad es poco utilizado para motocicletas ya que no se tiene control directo sobre la aceleración y podría resultar peligroso.

El control por par es el más utilizado. En este modo, el programador debe determinar un mapa de trabajo par-velocidad. Con este límite par máximo en función de la velocidad del motor, el usuario puede controlar la motocicleta según la abertura del acelerador. Los valores del mapa de trabajo se determinan en función del máximo de corriente y de par introducidos por el programador.

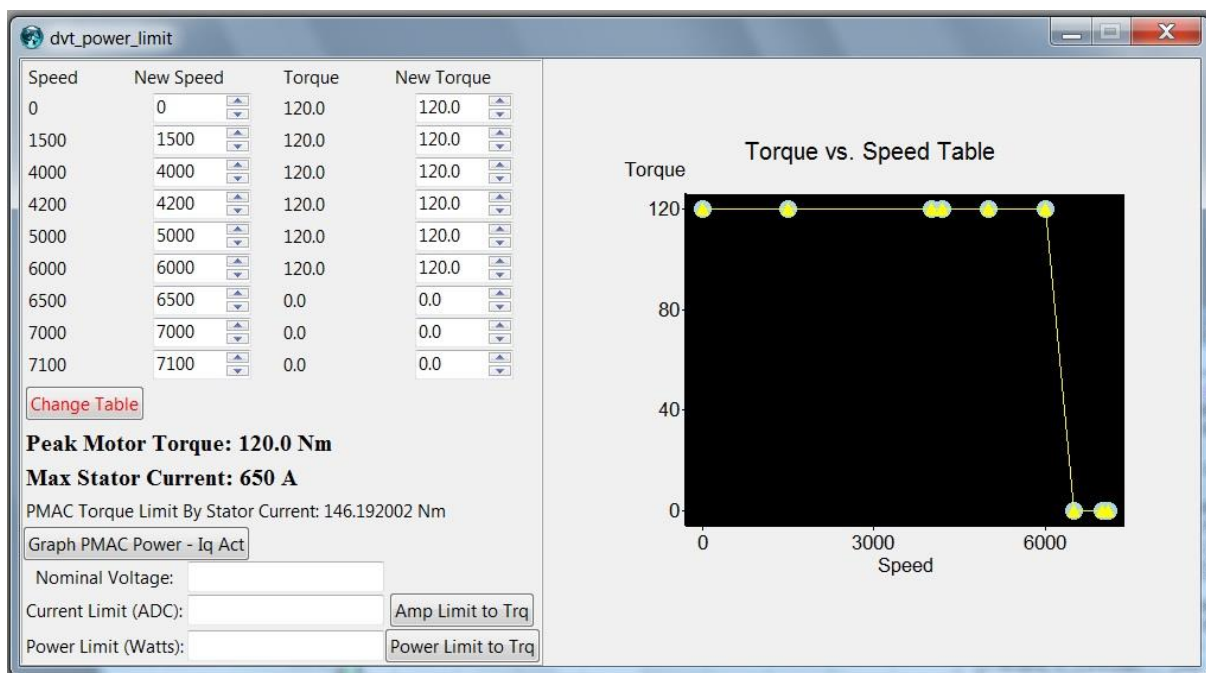


Imagen 30 Ventana programación mapa motor. Fuente: Elaboración propia.

Mediante el cambio de mapeado el usuario puede cambiar algunos parámetros entre 3 opciones distintas de programación previamente determinadas por el programador. Los parámetros que se pueden modificar mediante esta entrada son los límites de par y velocidad del motor así como sus variaciones máximas en función del tiempo.

11.2. Programación

Además de las variables anteriores, los parámetros principales que debe ajustar el programador para una correcta conducción son:

- Curva de par en función de la tensión de las baterías
- Curva de par en función de la temperatura del motor
- Velocidad máxima de seguridad
- Rango de tensiones del acelerador con posibilidad de añadir un freno regenerativo dentro de ese rango
- El valor de tensión de precarga y de mantenimiento de los contactores

Rango de tensiones del acelerador con posibilidad de añadir un freno regenerativo dentro de ese rango

El valor de tensión de precarga y de mantenimiento de los contactores

Además, el programador debe asegurarse que se han introducido correctamente las características técnicas del motor y las baterías como son: la tensión nominal de las baterías, la el número de polos, inductancia, el mapa de saturación, la configuración del encoder, las constantes de frecuencia, tensión y par.... Así como los parámetros de regulación de los controladores PI. Toda la programación del controlador se realiza a través del software DVT proporcionado por Sevcon.

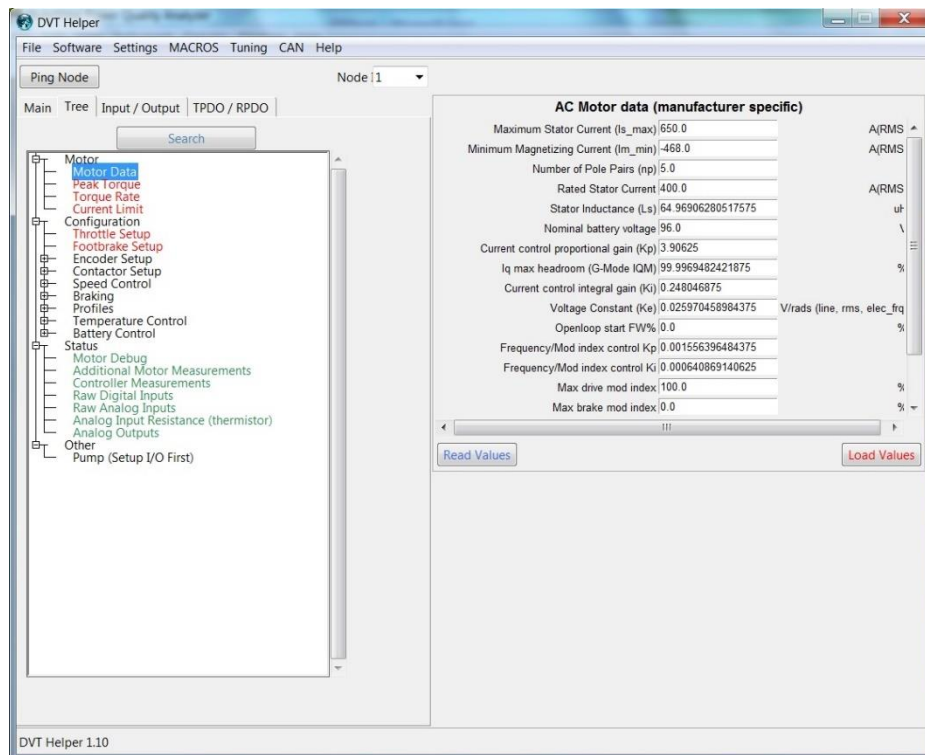


Imagen 31 Ventana Datos del motor DVT. Fuente: Elaboración propia

12. BANCO DE ENSAYOS

La EPSJaén ofrece dos bancos de ensayos para motores, uno en el laboratorio de máquinas eléctricas y otro en el de motores térmicos. El primero ofrece la capacidad de la adquisición de datos en tiempo real, sin embargo, el segundo que no lo permite.

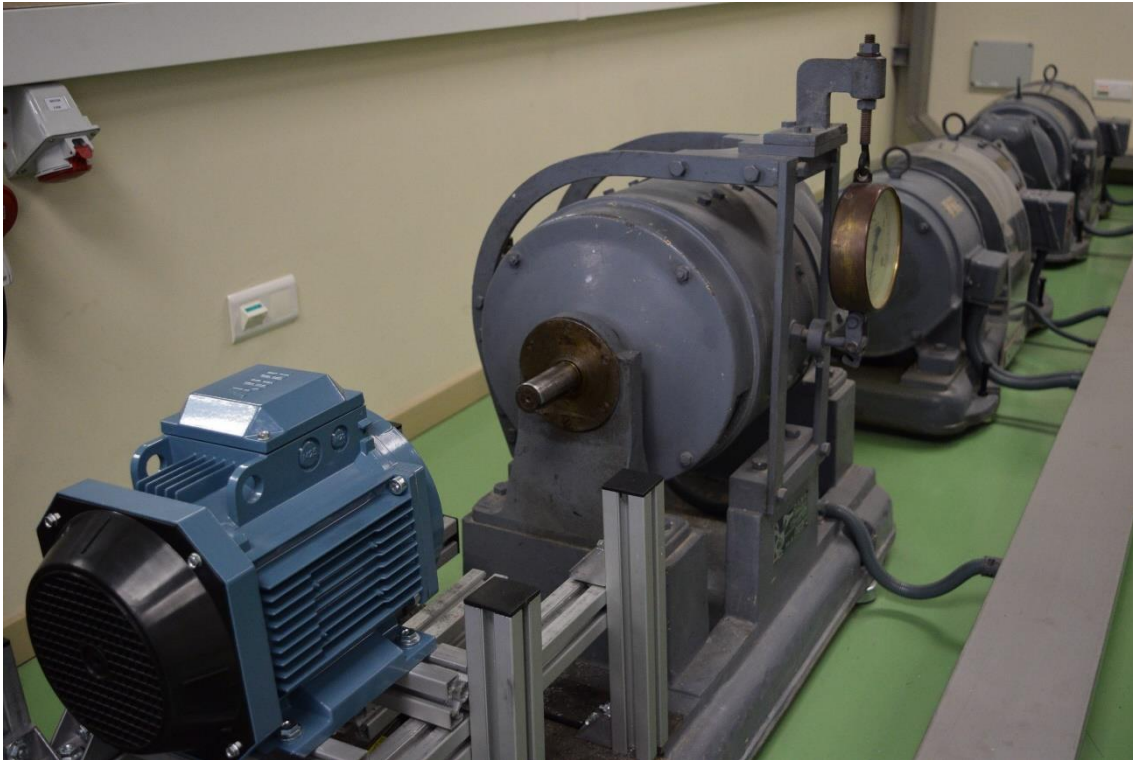


Imagen 32 Banco de ensayos Motores eléctricos. Fuente: Elaboración Propia

El problema fundamental del primero es su escasa potencia, admite un máximo de 30 Nm y 3000 rpm a diferencia del segundo que nos ofrece un par máximo de 100 Nm y 6000 rpm.

La solución ideal era una mezcla de ambos, es decir, implementar el método de medida 34 del primero en el segundo, lo que es lo mismo, llevar el medidor del par del de máquinas eléctricas al de motores térmicos.



Imagen 33 Medidor Par Máquinas Eléctricas. Fuente: Elaboración propia

El banco del freno hidráulico, motores térmicos, se une al motor mediante una junta kardan, que admite desalineaciones de los ejes y vibraciones. Para poder compatibilizar el nuevo medidor del par al freno hidráulico no puede hacerse mediante una junta kardan sino que se tiene que hacer mediante acoplamientos rígidos y flexibles. La solución abordada es la que se indica en la siguiente figura:



Imagen 34 Esquema eje entre motor y freno con medidor del par de máquinas eléctricas

El acoplamiento flexible que se iba a utilizar es el que se muestra en la figura X y el fijo o rígido no se llegó a comprar por desestimación del procedimiento. Pese a ello, se plantea la posibilidad de hacerlo en futuras ediciones.



Imagen 35 Acoplamiento Flexible. Fuente: Elaboración Propia.

12.1. Banco de Ensayos Freno Hidráulico

Para conocer el funcionamiento del motor y poder optimizar y controlar el inversor se hacen una serie de ensayos.

El sistema eléctrico del banco de ensayo se describe en el plano N°X “Esquema eléctrico del banco de ensayo”. En términos generales, el sistema consta de unas baterías que alimentan al controlador, y este se encarga del funcionamiento del motor, a través de su señal de entrada, y del contactor, normalmente abierto.



Imagen 36. Banco de ensayos Motores Térmicos. Fuente: elaboración propia

El controlador se conecta a través de un dispositivo de comunicación Bus-to-Can al ordenador, que gestiona las paradas de emergencia y recoge los distintos fallos que ocurren en el sistema. En el PC se instala en software del controlador que permite la comunicación y el mando del controlador.

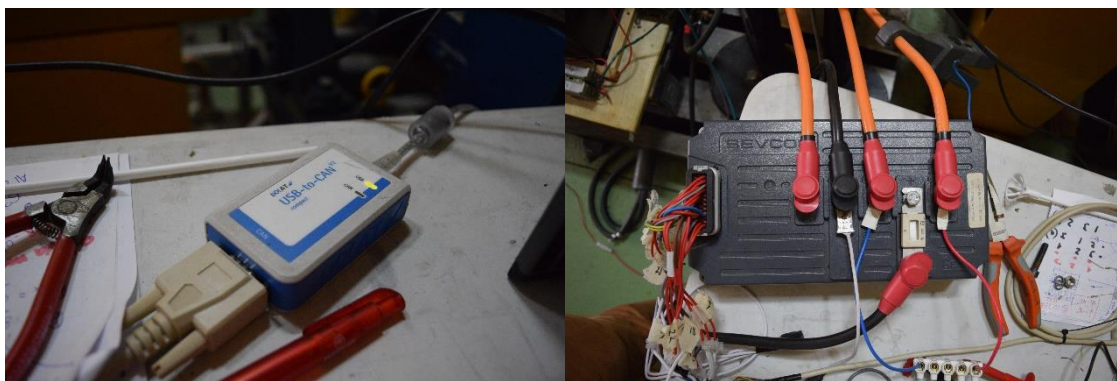


Imagen 37 USB-to-CAN y controlador SEVCON Gen 4. Fuente: Elaboración Propia

12.2. Sistema de alimentación

En esta edición se dispone de las baterías Li-Po de la edición anterior pero no han podido usarse en el banco de ensayos debido al mal estado en el que quedaron algunas tras el accidente. Además, se prefirió no utilizar las que seguían en buenas condiciones por dos motivos; uno que hacían falta más celdas para alcanzar los 110 V y, segundo, evitarles fatigas para poder reconstruir el cajón antiguo para futuros usos de la Moto IV.

Por lo tanto, se han vuelto a usar las baterías de la edición anterior. Constan de una serie de 8 baterías de plomo-ácido de 12 voltios. Las baterías tienen 60 Ah con una capacidad de descarga igual a 10, lo que nos ofrece una intensidad de descarga de 600A. Se conectan al controlador a través de un cable de cobre de 35 mm².

Se divide la serie en cuatro y cuatro con un fusible de 400A y 500V para evitar cortocircuitos y sobrecargas permanentes.

Para la conexión y desconexión del circuito se utilizar un contactor de 120V controlador y alimentado por el controlador.

En la siguiente imagen se observa el sistema de alimentación

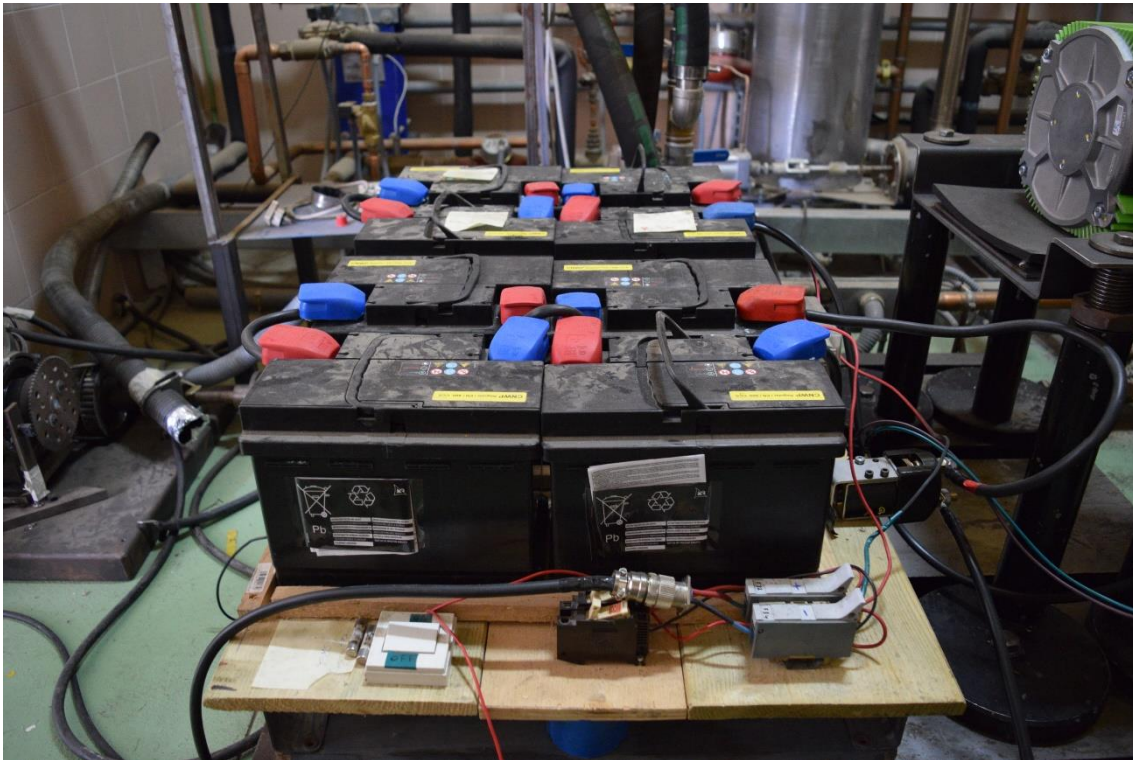


Imagen 38. Sistema de Alimentación. Fuente: Elaboración Propia

Las baterías se colocan encima de un pallet y un tablero con rebordes para facilitar su transporte y para contener las posibles fugas de ácido en caso de accidente. Éstas, se encuentran separadas entre ellas por unos 3 cm para evitar el sobrecalentamiento.

En el mismo pallet se colocan, conectados con los bornes de las baterías, fusibles de 32 A para el cargador y fusibles de 10 A para el convertidor 96V dc/12V dc y el circuito de baja tensión. También se encuentra conectado únicamente al polo positivo un interruptor, que tendrá la función de llave, y un fusible de 8 A para activar el iniciar el controlador.

12.3. Equipamiento de medida

Para obtener las medidas y la adquisición de datos se han utilizado una serie de aparatos de medida de parámetros mecánicos y eléctricos.

12.3.1. Osciloscopio

La forma de la onda de tensión y de corriente que suministra el controlador al motor se puede visualizar en el osciloscopio.



Imagen 39 Osciloscopio Fluke. Fuente: Elaboración propia

12.3.2. Medidor de armónicos

Se ha utilizado para conocer la potencia eléctrica entregada por el controlador al motor.



Imagen 40 Medidor de Armónicos. Fuente: Elaboración propia.

12.3.3. Medido de par y tacómetro del freno hidráulico

Con este dispositivo se controla la carga del banco hidráulico y se puede visualizar a tiempo real el par y la velocidad en el eje del freno. No admite la adquisición de datos ya que el software está desactualizado y la empresa ya no existe. Tiene un par máximo de 100 Nm y una velocidad máxima de 6000 rpm.

Desde el cuadro de mandos de la siguiente imagen se controla el par resistente con los botones load (verde) y unload (rojo). Al accionar el botón la rueda del freno hidráulico gira en el sentido horario para subir la carga y en sentido antihorario para reducirla. Tiene un recorrido máximo de 18 vueltas.



Imagen 41 Medidor del par y tacómetro. Fuente: Elaboración Propia

12.4. Elementos Fabricados

Para el montaje del motor en el banco de ensayo ha sido necesaria el diseño y fabricación de las siguientes piezas:

12.4.1. Unión eje motor y junta Kardan

Se ha mecanizado un acoplamiento con las dimensiones recogidas en el plano 2.

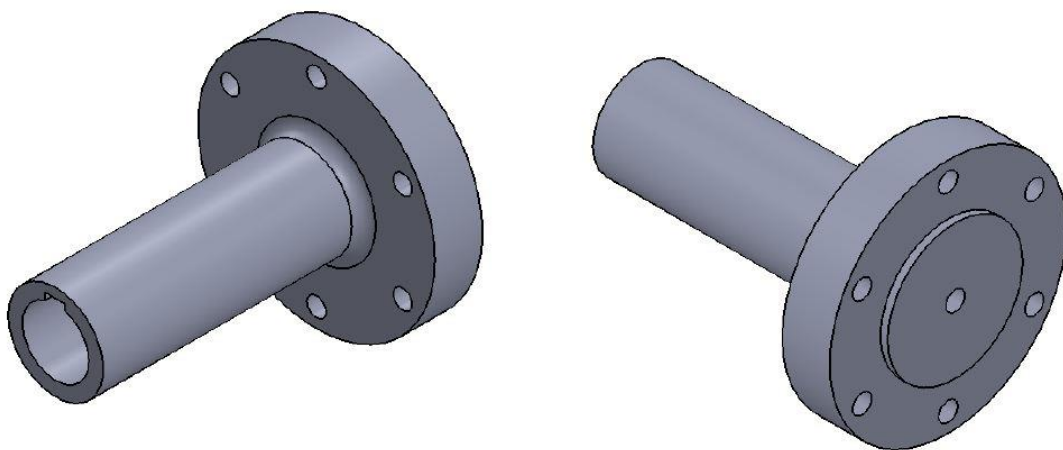


Imagen 42 Unión eje motor y junta Kardan. Fuente: Manuel Ángel Ruiz Vilches

12.4.2. Bancada

Para apoyar el motor se fabrica la bancada intentando que este no se mueva y además tenga la menor cantidad de vibraciones posibles. La bancada debe dar libertad de movimiento en los tres ejes para la correcta alineación de los ejes. En los ejes z e y se consigue con las patas móviles de la estructura donde se apoya la bancada y en el x mediante unos tornillos que unen las dos partes de la bancada.

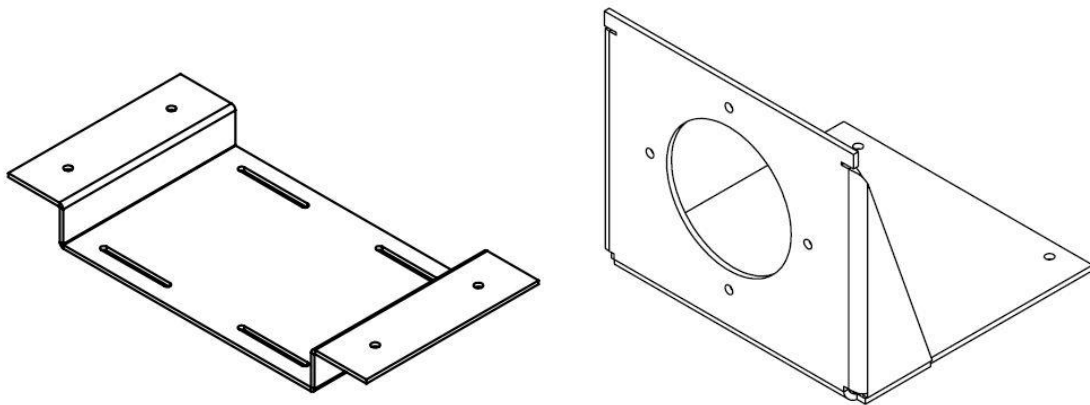


Imagen 43 Bancada Motor Banco Ensayos. Fuente: David Lozano Arjona

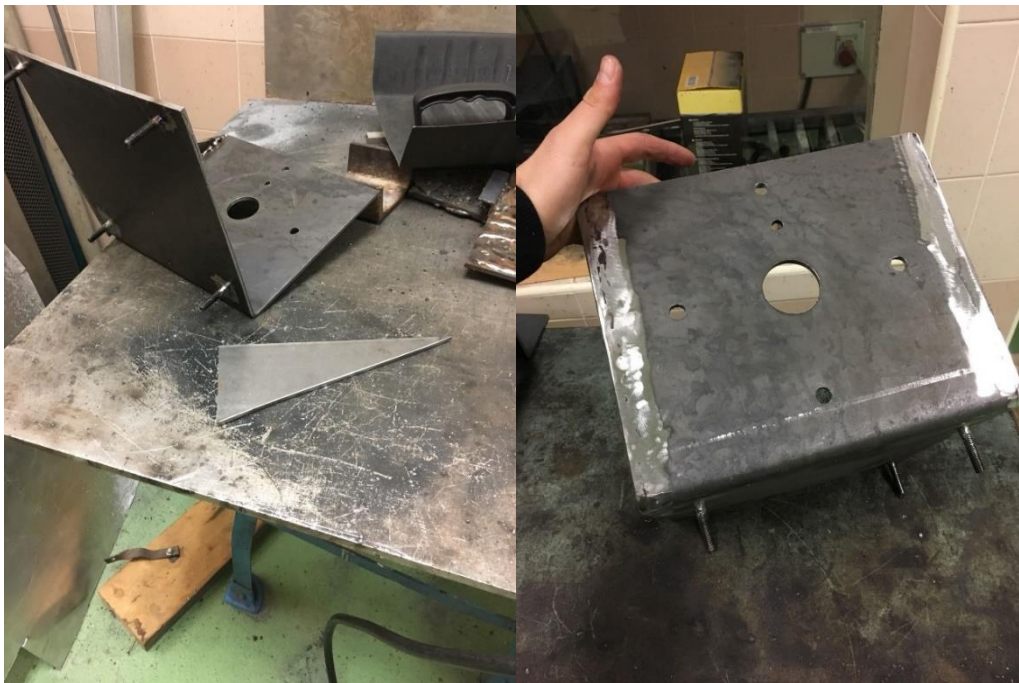


Imagen 44 Fabricación bancada. Fuente: Elaboración propia

12.5. Elementos Auxiliares

12.5.1. Ventilador

Se ha utilizado un ventilador centrífugo para los ensayos de temperatura emulando el viento al que estará expuesto el motor cuando se encuentre montado en la motocicleta.



Imagen 45 Ventilación del motor. Fuente: Elaboración propia.

12.5.2. Cuadro de Mandos

Se ha fabricado una caja para recoger la llave y el interruptor y el reóstato del puño para controlar la demanda del motor. El interruptor es el relé que indica que el puño se ha activado y el reóstato indica al controlador la demanda de velocidad que se está haciendo. Es un reóstato de 10 k Ω que genera una caída de tensión entre 0 y 12 V y el controlador interpreta.



Imagen 46 Llave y cuadro de mandos. Fuente: Elaboración propia.

12.5.3. Cargador

Se utilizar el siguiente cargador con una intensidad y tensión máximas de 20 A y 110 voltios. Se deja conectado durante los ensayos de gran demanda para apoyar a las baterías reduciendo la caída de tensión y la descarga.



Imagen 47 Cargador. Fuente: Elaboración Propia.

12.5.4. Mesa de Control

Se prepara una mesa de trabajo para colocar dos ordenadores, la caja de control y las herramientas necesarias, dejando una zona de trabajo.



Imagen 48 Mesa de Control. Fuente: Elaboración Propia

12.6. Características y limitaciones técnicas

Las limitaciones constructivas del freno hidráulico son 100 Nm y 6000 rpm. Aunque el motor soporta una velocidad máxima de 8000 rpm no se decide hacer una relación de transmisión porque para la tensión máxima de nuestro sistema, la tensión base estará en 3800 rpm, y no interesa aumentar mucho la velocidad por la caída de rendimiento, y por lo tanto, no alcanzaremos velocidades superiores a 5500 rpm.

Se debe prestar atención también a las temperaturas máximas de funcionamiento, 140 °C del motor y 90 °C del controlador, se limitan a 120 y 80 °C respectivamente. A partir de estos límites se reduce la potencia por configuración.

Las baterías no se encuentran en su estado óptimo, dando una tensión máxima de 104 voltios cuando están cargadas al máximo. Además, debido al estrés generado

por estos ensayos y los que se le hicieron, la resistencia interna es considerablemente alta. Eso, sumado a las caídas de tensión en los contactos, nos dan una caída de tensión de casi 30 voltios para intensidades de batería de 300 A. Supone un problema en los ensayos ya que al caer tanto la tensión, la velocidad base, que es proporcional a la misma, cae y nos produce una pérdida de rendimiento, lo que acaba derivando en un aumento de la temperatura.

Al no tener herramientas de medida mejores, se utiliza la adquisición de datos del controlador. Los datos no son fiables pero muestra una tendencia; por lo tanto nos basaremos en ello para sacar las conclusiones y se recordará, en caso de ser necesario, este hecho.

El control del par resistente se hace una regulación previa igual a una vuelta del freno hidráulico. La regulación se hace a ojo con las referencias de la siguiente imagen.

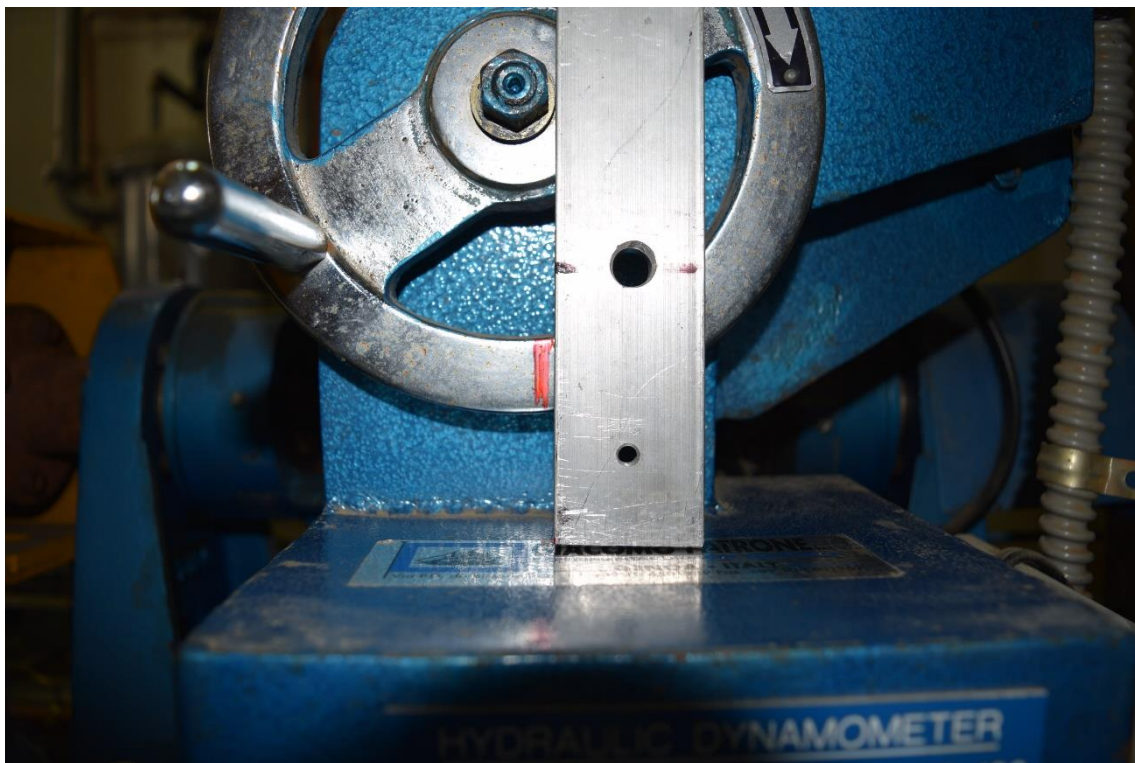


Imagen 49 Referencia freno Hidráulico. Fuente: Elaboración propia.

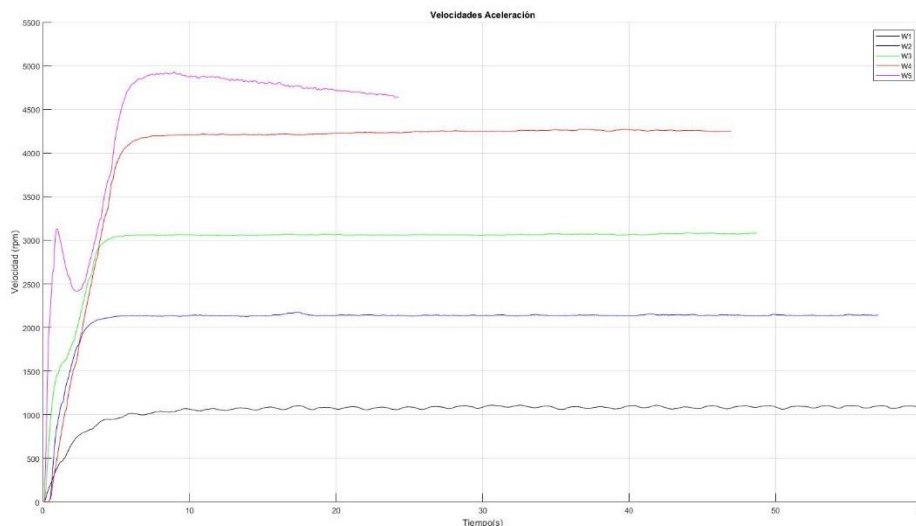
12.7. Ensayo de aceleración

El objetivo de este ensayo es ver el comportamiento del motor a distintas demandas de velocidad.

La demanda de velocidad se realiza mediante el puño, es decir, el reóstato. Se fija la demanda de velocidad a un número de revoluciones y con el motor parado se activa el interruptor el cual da paso a la demanda para que se ejecute.

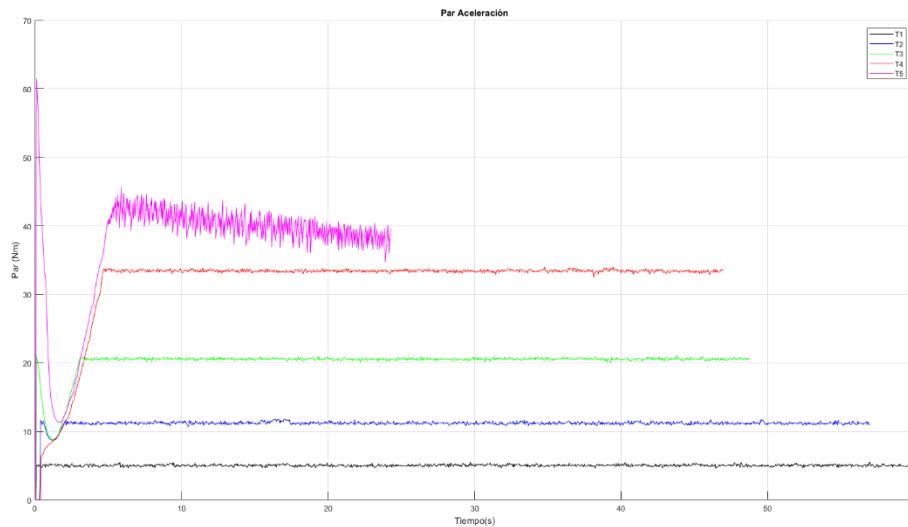
Se va a hacer el ensayo para cinco velocidades distintas: 1000, 2000, 3000, 4000 y 5000 rpm. Las variables principales son el tiempo que requiere en acelerar, el par, la potencia absorbida y producida y las intensidades directa y de cuadratura.

Con el fin de reducir la carga de información al lector, las velocidades y el par del conjunto se presentan en las siguientes gráficas mostrando los datos más significativos en el apartado; para pasar, después, en los subapartados, a mostrar con más detalle lo más representativo de cada ensayo, y así dejar en manos del lector cuanto quiere profundizar. No se van a incluir todas las gráficas ya que generaría un documento demasiado extenso, vienen todas recogidas en el Anexo gráficas.



Gráfica 12 Velocidad(rpm) vs tiempo(s) Ensayo Aceleración. Fuente: Elaboración propia.

Se observa como para velocidades más pequeñas el estado estacionario tiene más fluctuaciones, al igual que para demandas muy altas de velocidad, existen fluctuaciones a lo largo de su recta de aceleración. También se aprecia como para una velocidad muy superior a la velocidad base decae rápidamente.

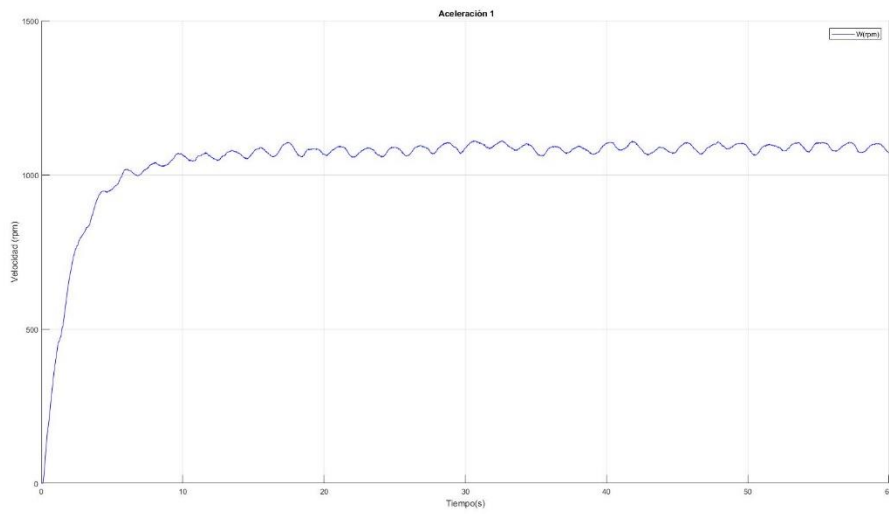


Gráfica 13 Par(Nm) vs tiempo(s) Ensayo Aceleración. Fuente: Elaboración propia.

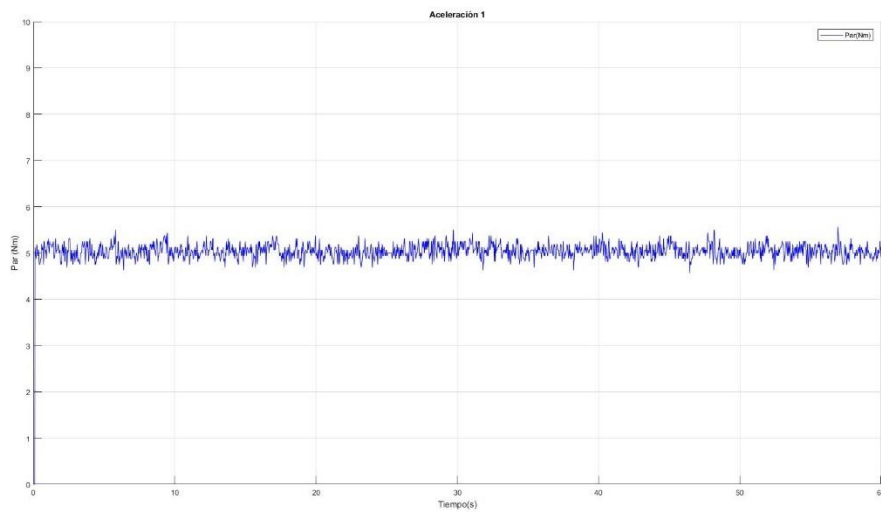
Las mismas fluctuaciones que aparecían en las curvas de velocidad se aprecian aquí, esto denota una caída en la potencia entregada al motor ya que decrecen tanto el par como la velocidad. Para el ensayo 5 se ve como el par es menos estable y va decreciendo con el tiempo.

Se van a clasificar los ensayos en con la letra A (aceleración) y el número de ensayo; coincidiendo cada velocidad al número de ensayo por mil.

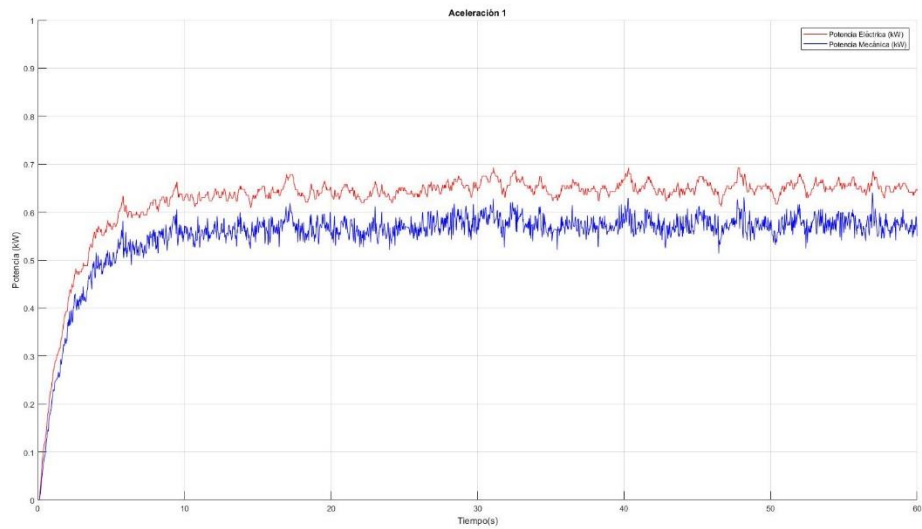
12.7.1. 1000 rpm



Gráfica 14 Velocidad vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia..



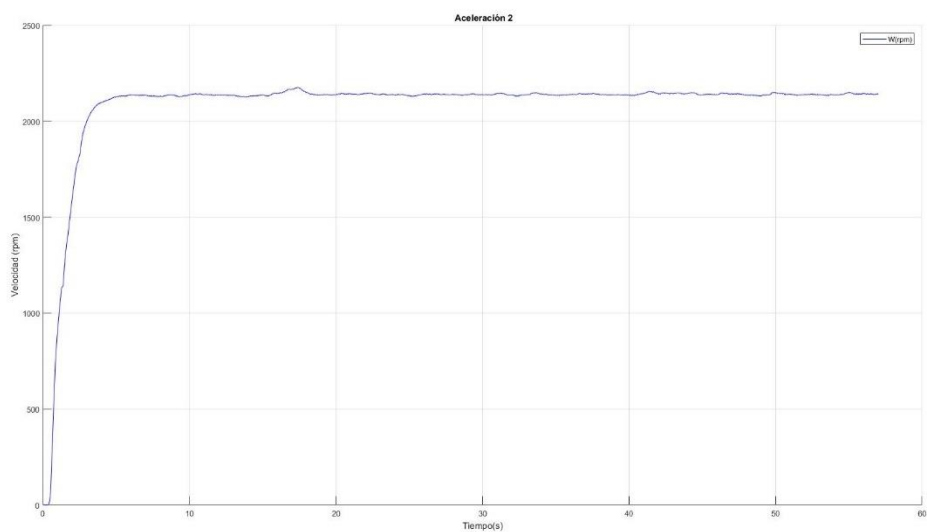
Gráfica 15 Par vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



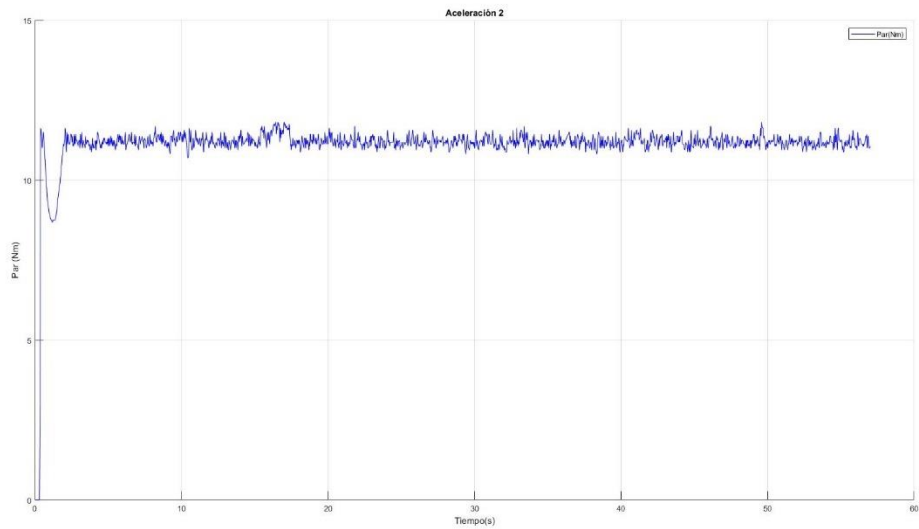
Gráfica 16 Potencias Eléctricas y Mecánicas vs Tiempo (s) A1-1000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

No se observan fluctuaciones anormales en el comportamiento del par y la velocidad, esto es debido a que no supone una carga para el motor ni el controlador

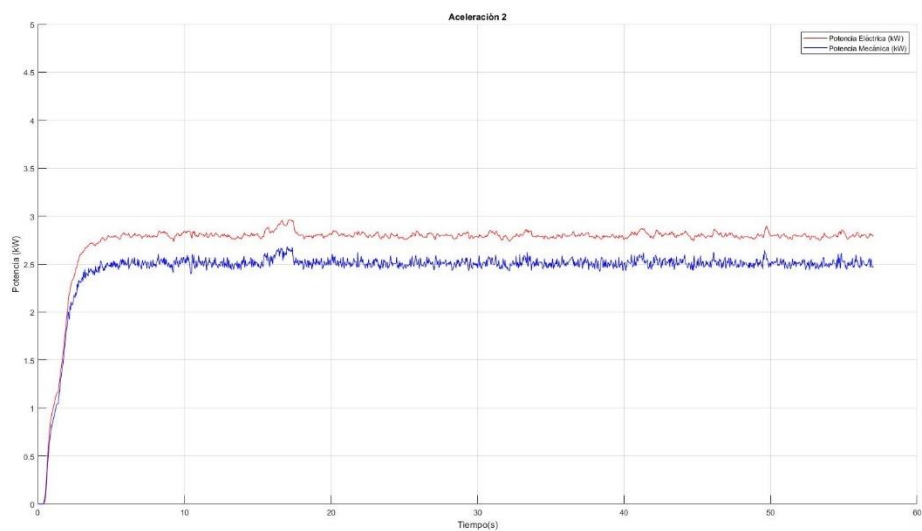
12.7.2. 2000 rpm



Gráfica 17. Velocidad vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



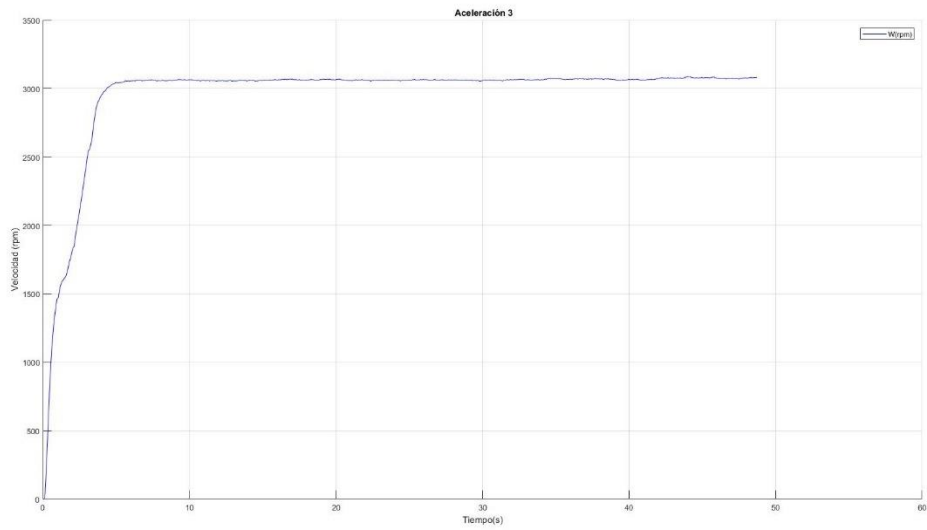
Gráfica 18. Par (Nm) vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



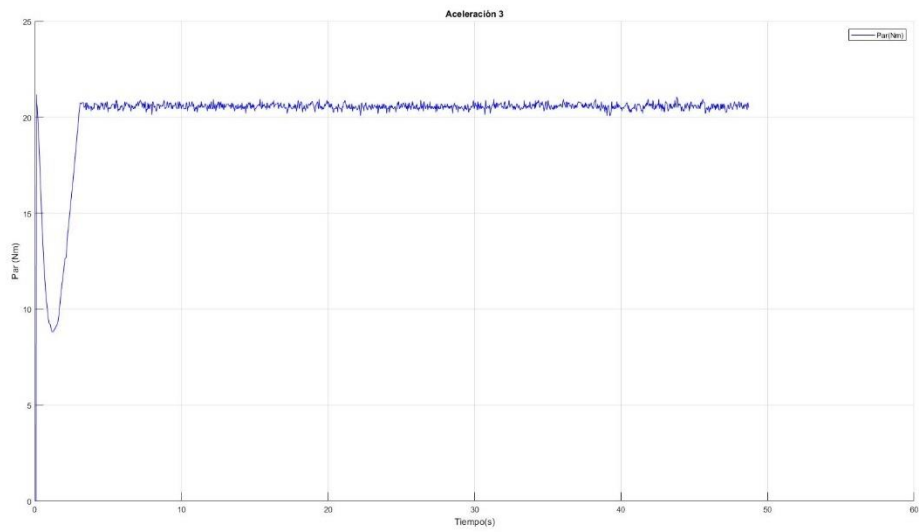
Gráfica 19. Potencia Eléctrica y Mecánica (kW) vs Tiempo (s) A2-2000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

Aquí aparece la primera fluctuación en la recta de aceleración, además de un pico en el período estacionario. Esto último es debido a un error en el ensayo; en lugar de subir el par de frenado se redujo, pero se corrigió rápido, de ahí ese pico.

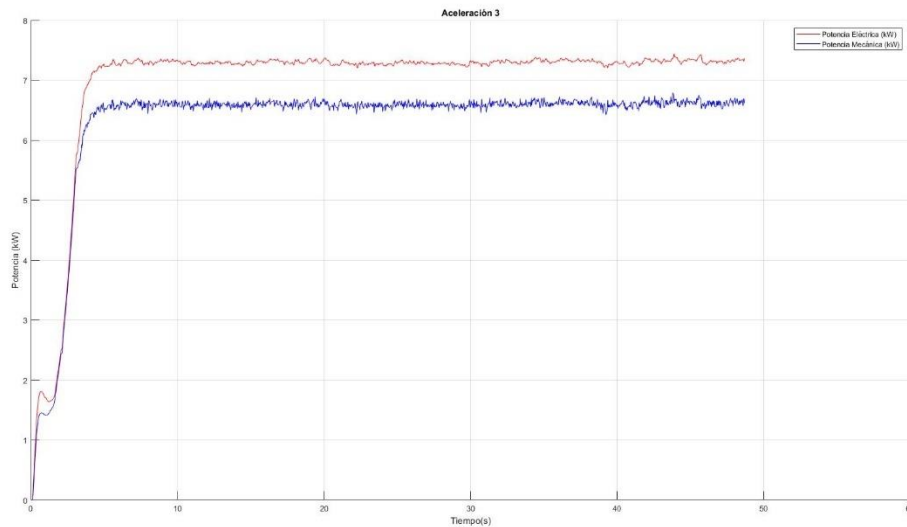
12.7.3. 3000 rpm



Gráfica 20. Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



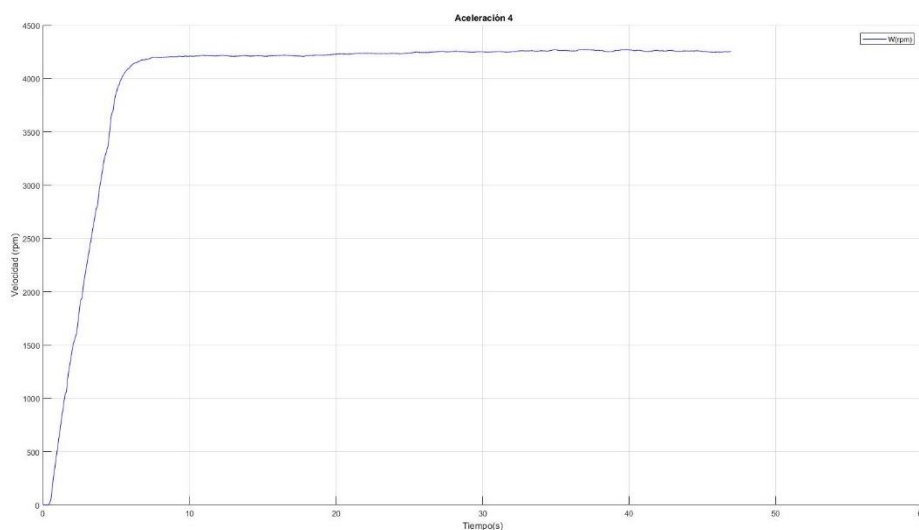
Gráfica 21. Par (Nm) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



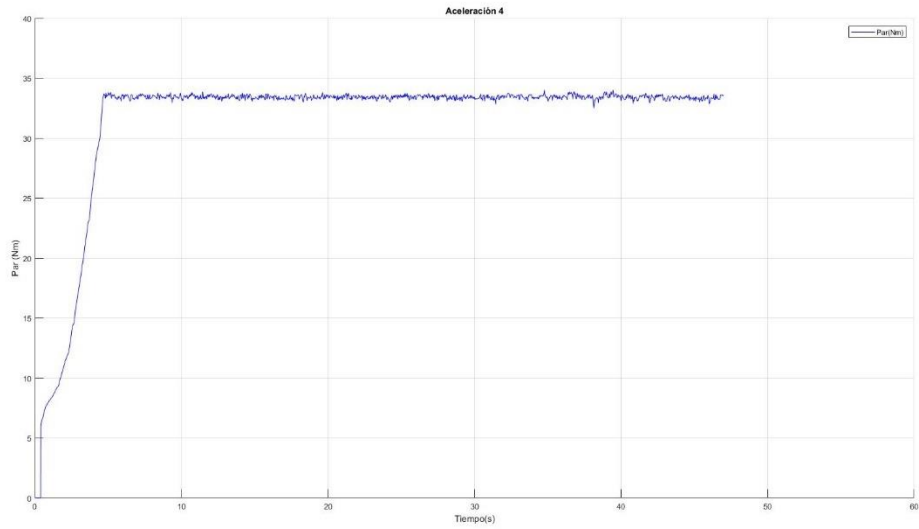
Gráfica 22. Potencias Eléctrica y Mecánica (kW) vs Tiempo (s) A3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

En este ensayo ya empieza a ser apreciable el corte de potencia en la recta de aceleración y también se observa que coinciden las curvas de potencia mecánica y eléctrica en la aceleración. Es debido a que, a pesar de la alta velocidad de adquisición de datos del controlador, existe un desfase temporal y como son procesos muy rápidos implican que no sea fiable.

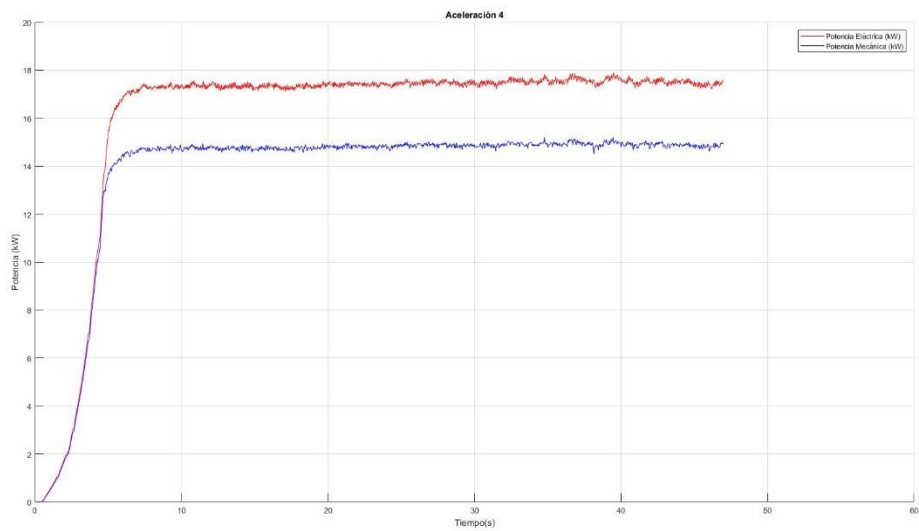
12.7.4. 4000 rpm



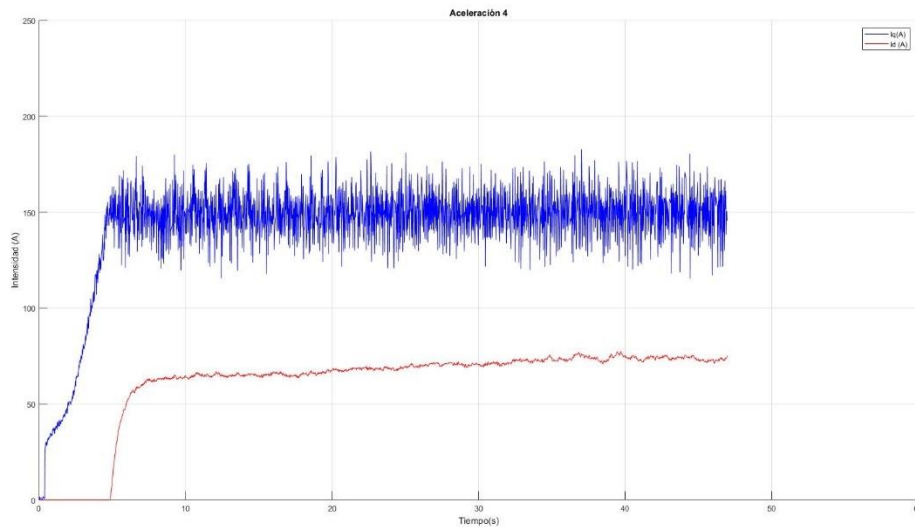
Gráfica 23 Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



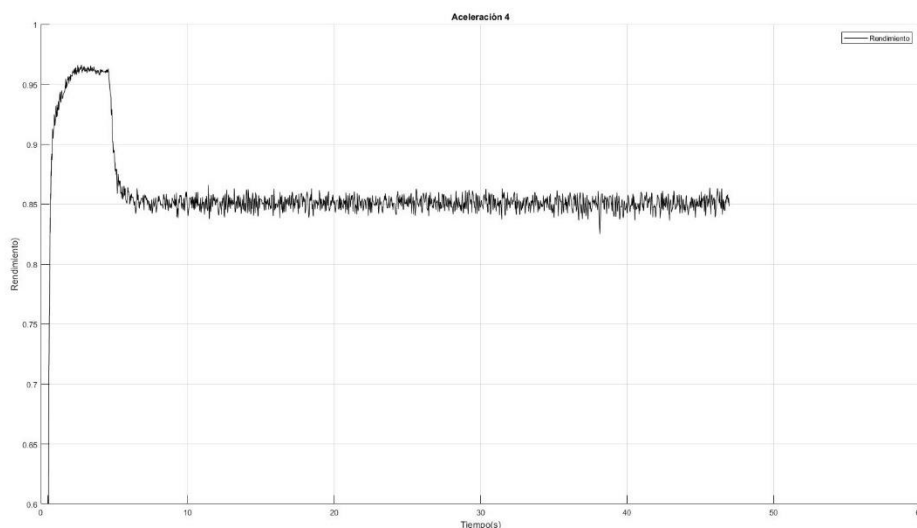
Gráfica 24 Par (Nm) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 25 Potencia Eléctrica y Mecánica vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 26 I_q e I_d (A) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

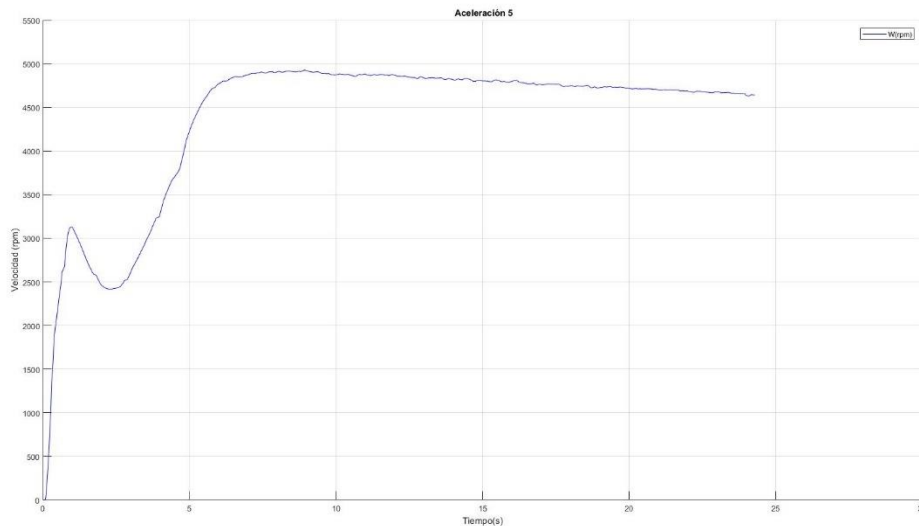


Gráfica 27 Rendimiento (p.u.) vs Tiempo (s) A4-4000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

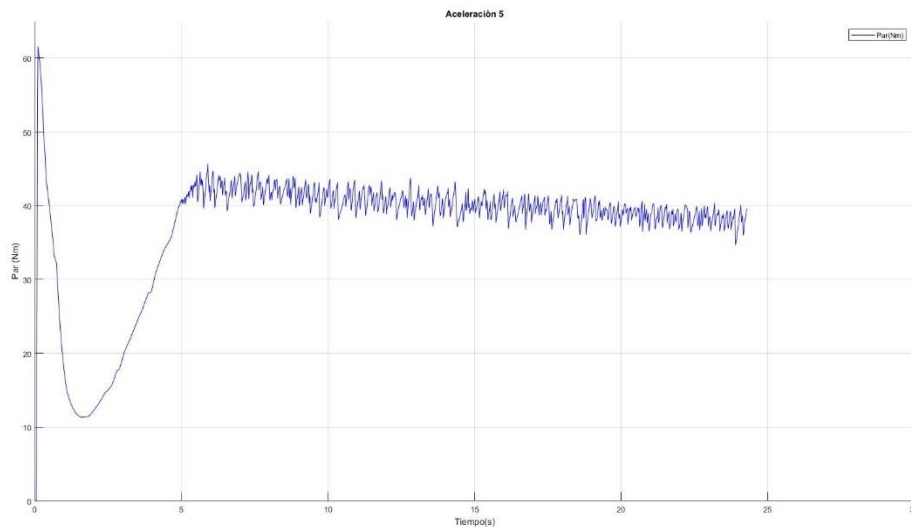
En este ensayo se produjo un arranque más suave sin haber variado agentes externos de donde se puede deducir que el motor no arranca siempre igual y depende de la posición en la que halla quedado el rotor respecto del estátor cuando paró. Esto efecto se incrementa al no tener un bobinado amortiguador para el arranque.

También se observa cómo cuando alcanza la velocidad base empieza a generar I_d lo que provoca un aumento de las perturbaciones en I_q y una reducción drástica del rendimiento.

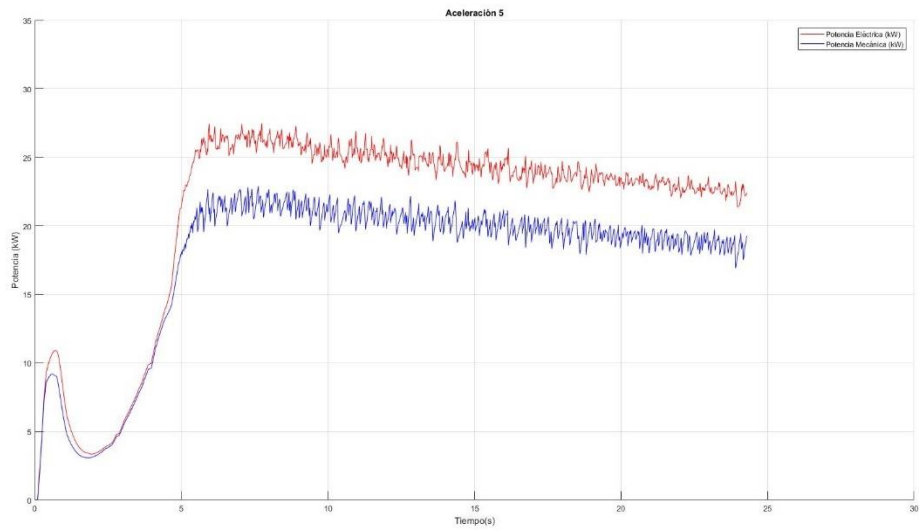
12.7.5. 5000 rpm



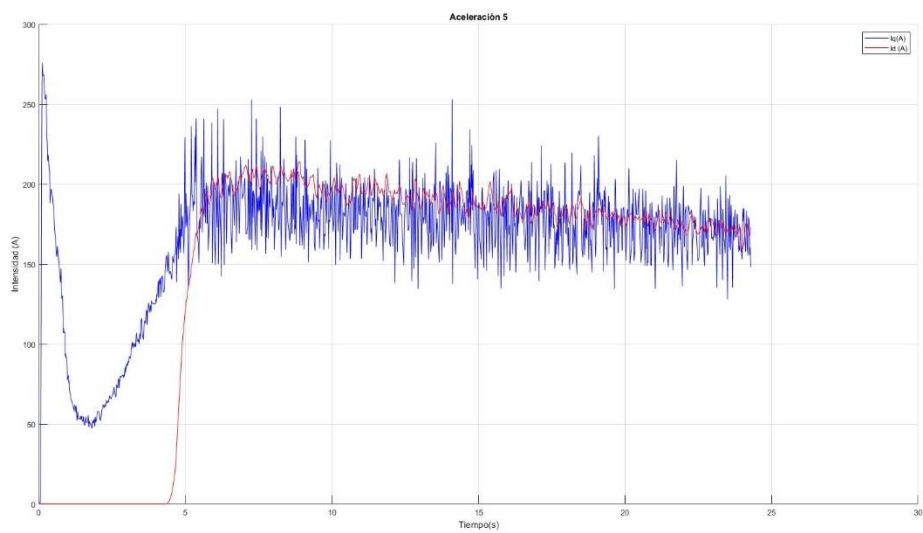
Gráfica 28 Velocidad (rpm) vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



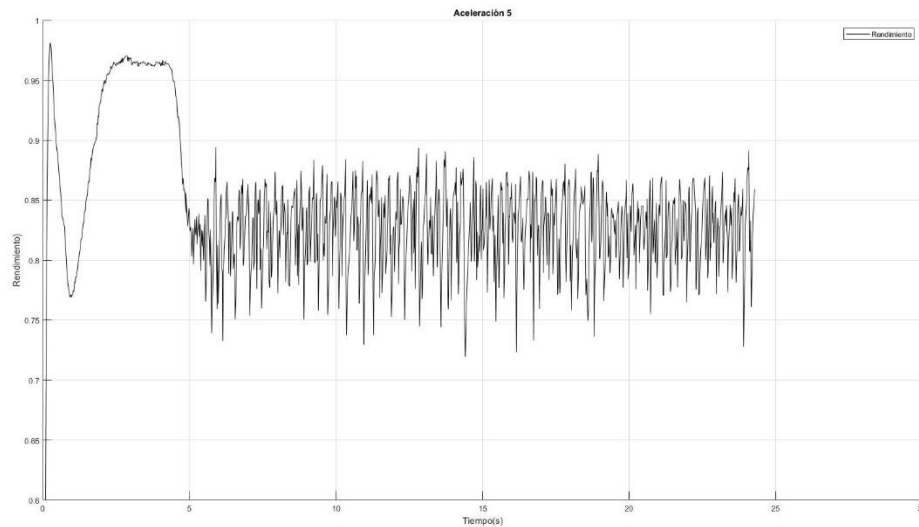
Gráfica 29 Par (Nm) vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 30 Potencias Eléctrica y Mecánica vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 31 I_q e I_d vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.



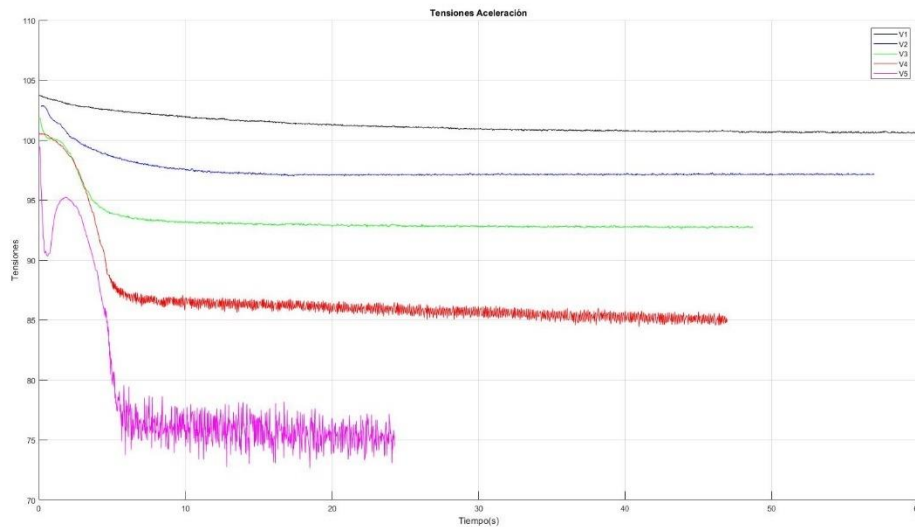
Gráfica 32 Rendimiento Global vs Tiempo (s) A5-5000 rpm. Fuente: Elaboración propia.

En este ensayo es donde más se nota la influencia de la componente I_d en el rendimiento. También es mucho más drástico el corte de potencia en la recta de aceleración.

12.8. Conclusiones del ensayo

Como se observa en las gráficas, la recta de aceleración se corta, y es debido a una caída de tensión demasiado rápida como se muestra en la gráfica 33. Además podemos observar como para el ensayo de 4000 rpm esto no se produce. Esto se debe a que el controlador no envía la señal adecuadamente producido por un desfase entre la posición real de la máquina y la posición virtual que entiende el controlador. Hasta que estas no se igualan la respuesta no es la optima. Se puede corregir poniendo un debado amortiguador en el estator que ayude en el arranque del motor ya que al ser una máquina sincrona no se genera par electromagnético en el debado durante el funcionamiento normal de la máquina.

Este efecto puede llegar a producir que la máquina no arranque, se soluciona haciendo girar un poco el eje de forma manual.



Gráfica 33 Tensiones Baterías Aceleración (V) vs Tiempo (s). Fuente: Elaboración propia.

Si la pendiente de la caída de tensión en baterías es demasiado grande el controlador reduce el suministro de potencia hasta que se estabilice para después volver a entregar la potencia demandada. Esto es debido al mal estado del sistema de baterías del banco de ensayos. Con unas baterías mejores o en mejor estado se reducirían las caídas de tensión y por lo tanto el controlador no corta la entrega de potencia.

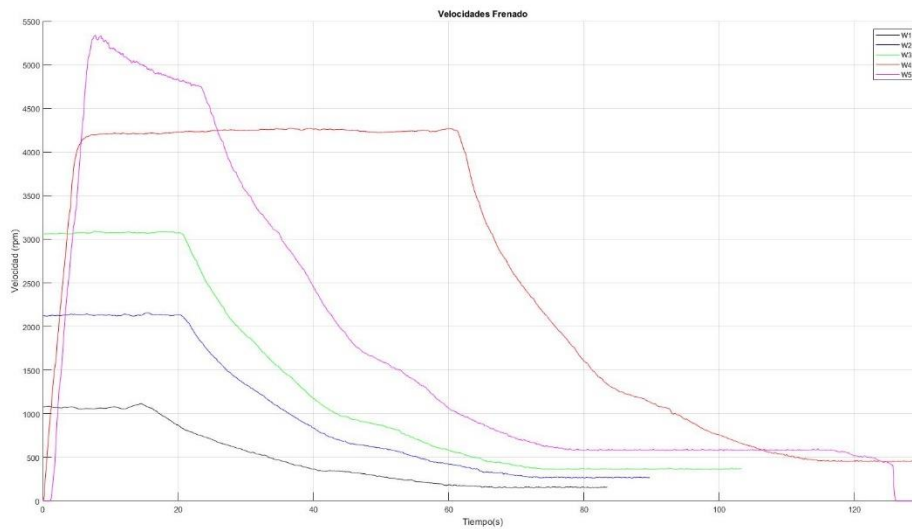
Además, se observa en las gráficas de rendimiento cómo, al superar la velocidad base, el ángulo del par es distinto de 90° y comienza a producirse corriente desmagnetizante (I_d); lo que provoca una reducción del rendimiento a cambio de poder alcanzar una velocidad mayor.

12.9. Ensayo de Frenado

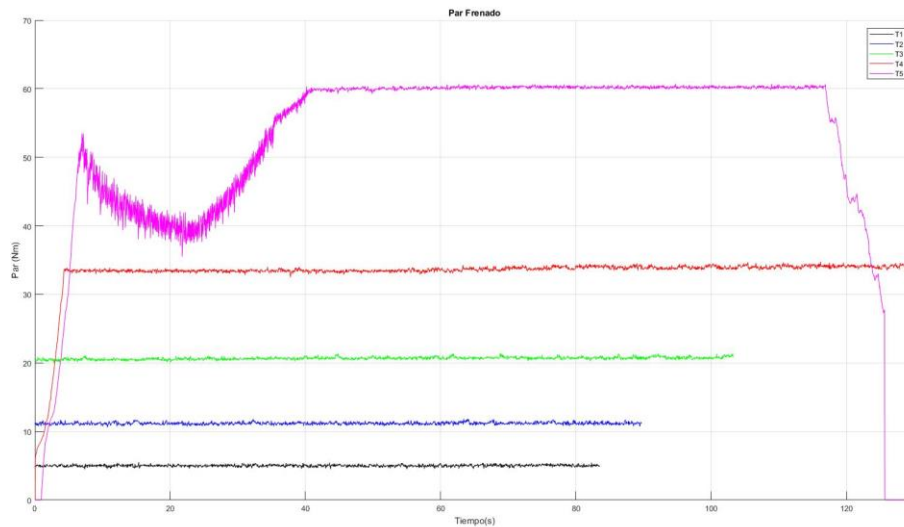
En esta edición no se nos proporciona la curva de isorrendimientos por lo que se procede a hacer un mapeo del motor. En este ensayo se va a poner una velocidad de demanda igual a las de aceleración y con la misma carga y se le va a ir añadiendo par resistente hasta el tope del freno hidráulico.

Los ensayos van a estar catalogados como Frenado y le corresponde la letra F con el número correspondiente al ensayo. Así quedan cinco ensayos con velocidades iniciales: 1000, 2000, 3000, 4000 y 5000 rpm.

En las siguientes gráficas se muestran la velocidad y el par durante los ensayos. El ensayo se hace desde el equilibrio para los tres primeros pero no así para los dos últimos pues es de gran relevancia el comportamiento de la máquina en estado transitorio y subtransitorio para altas demandas de velocidad.



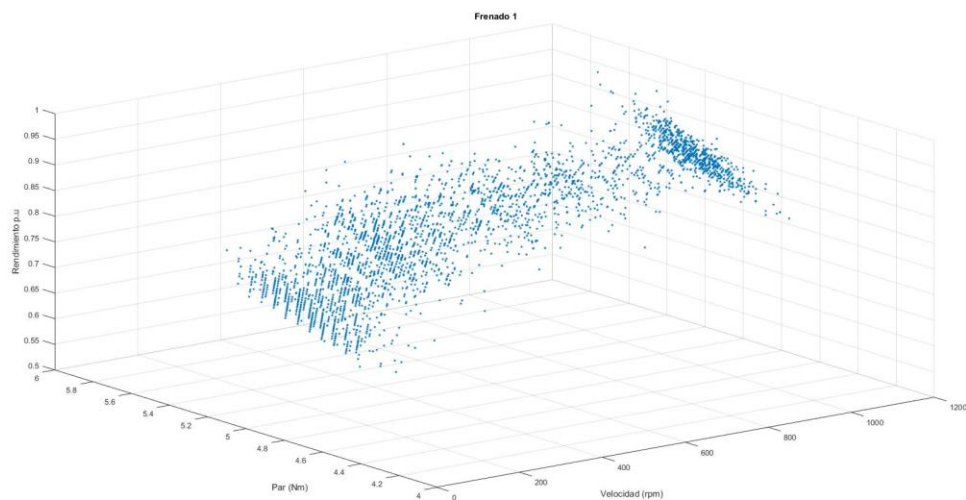
Gráfica 34 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) ensayos de frenado. Fuente: Elaboración propia.



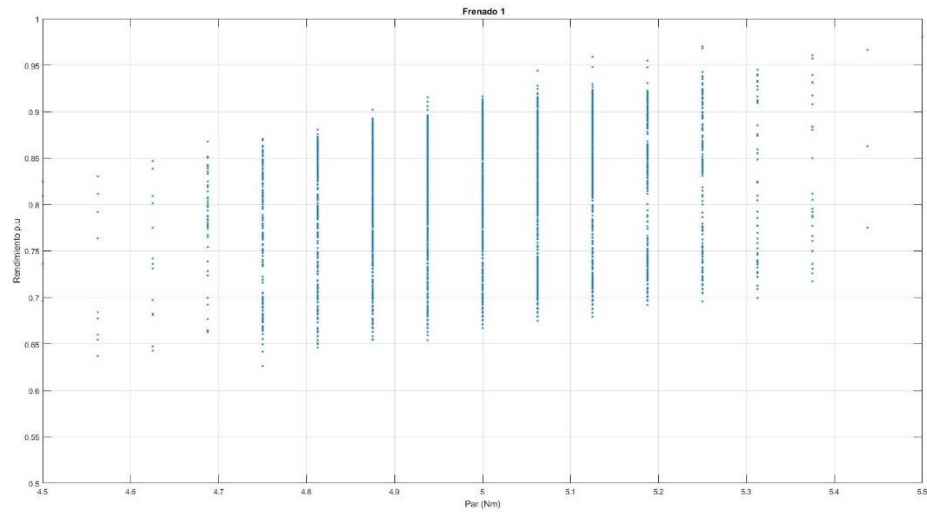
Gráfica 35 Par (Nm) vs tiempo (s) ensayos de frenado. Fuente: Elaboración propia.

De este ensayo se podrán obtener los primeros mapas motor cara a las pruebas de circuito.

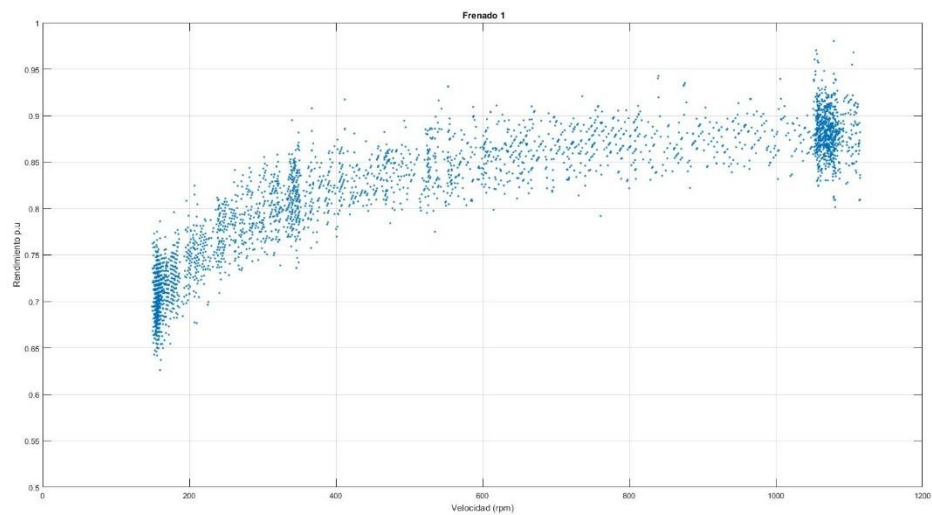
12.9.1. 1000 rpm



Gráfica 36 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F1-1000rpm. Fuente: Elaboración propia

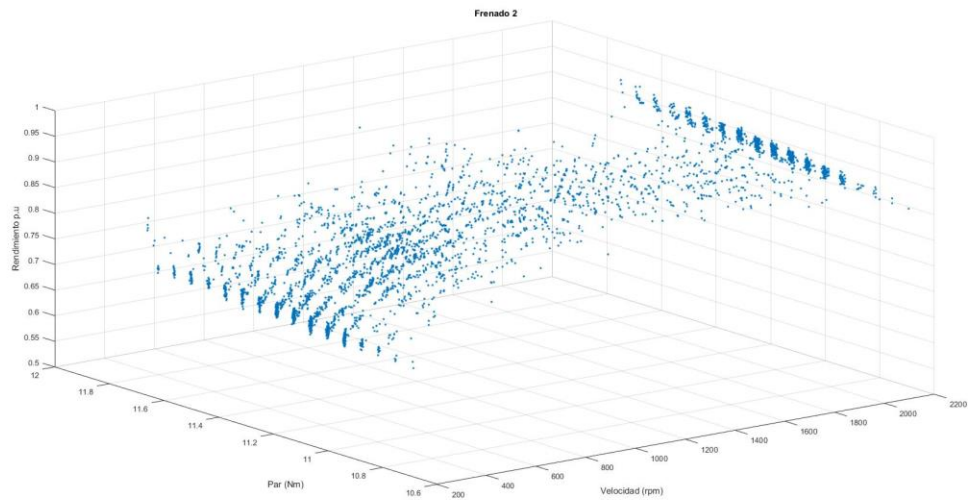


Gráfica 37 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F1-1000 rpm. Fuente: Elaboración Propia

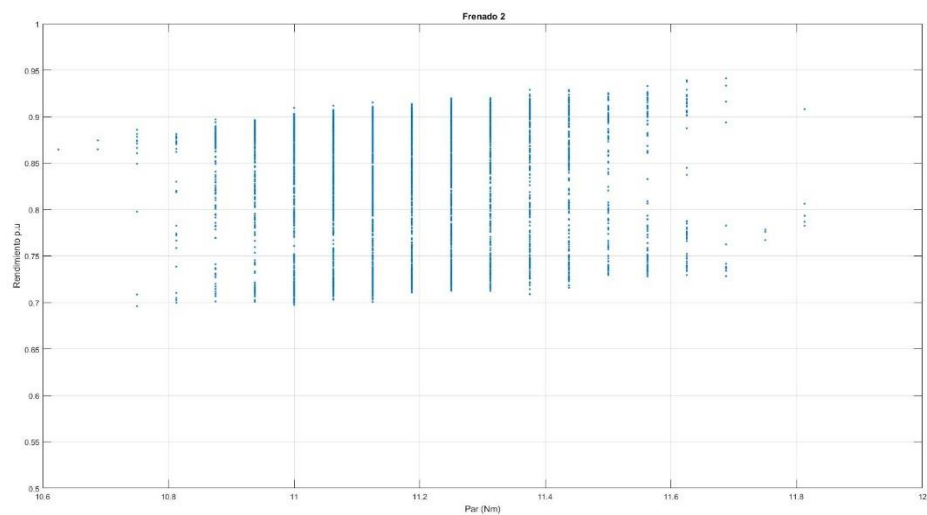


Gráfica 38. Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F1-1000 rpm . Fuente: Elaboración Propia

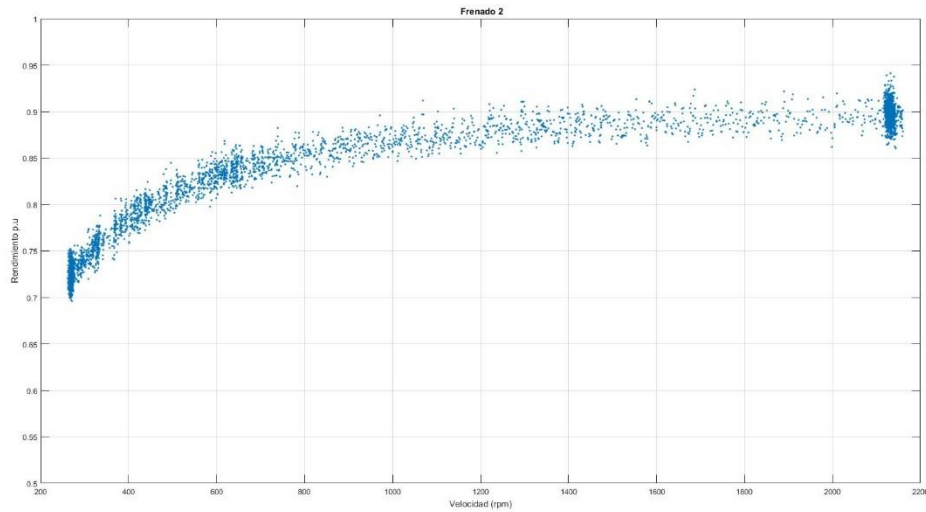
12.9.2. 2000 rpm



Gráfica 39 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F2-2000rpm. Fuente: Elaboración propia

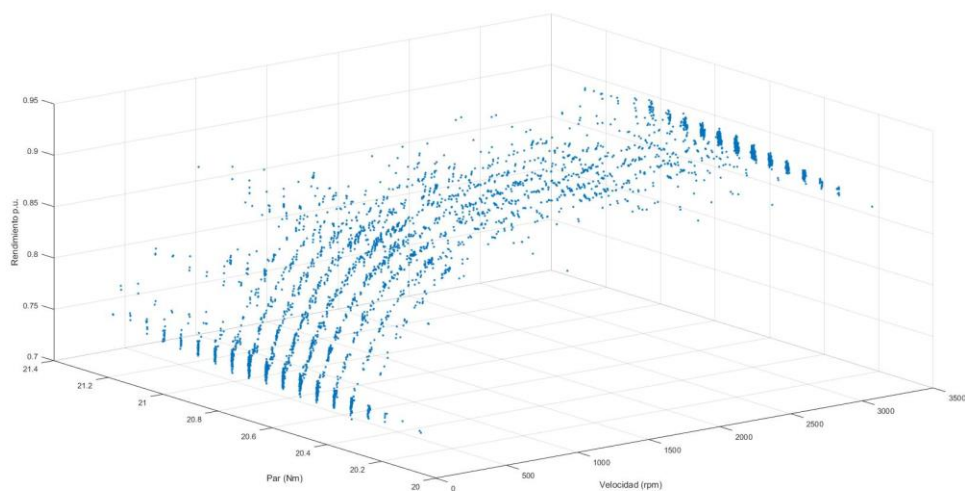


Gráfica 40 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F2-2000 rpm. Fuente: Elaboración Propia

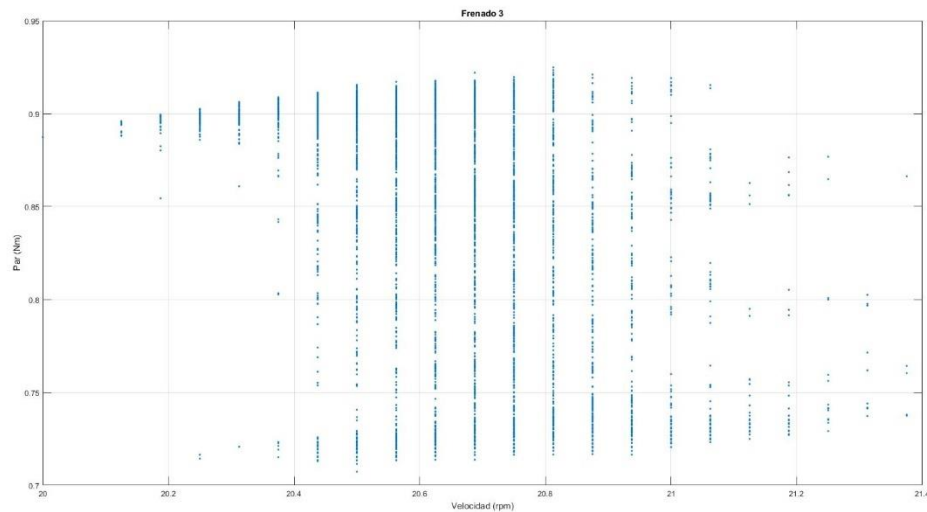


Gráfica 41 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F2-2000 rpm . Fuente: Elaboración Propia

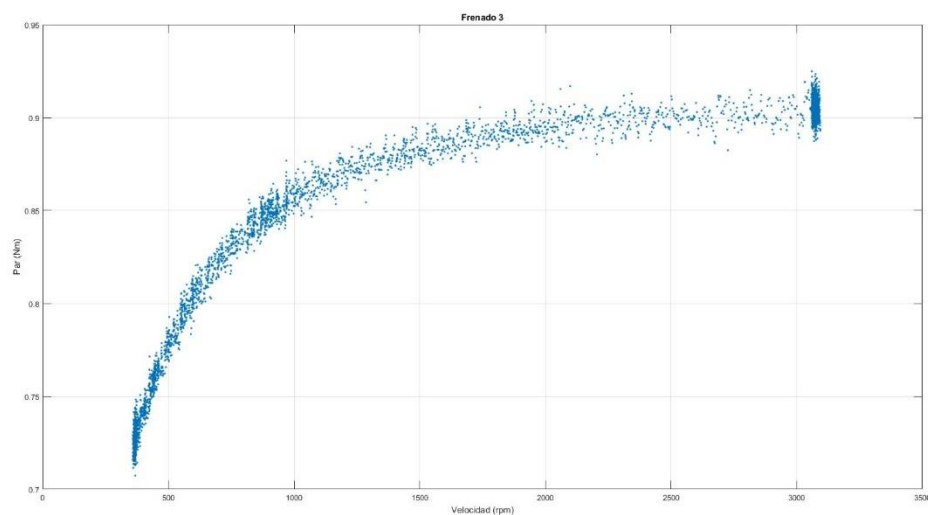
12.9.3. 3000 rpm



Gráfica 42 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F3-3000 rpm. Fuente: Elaboración propia



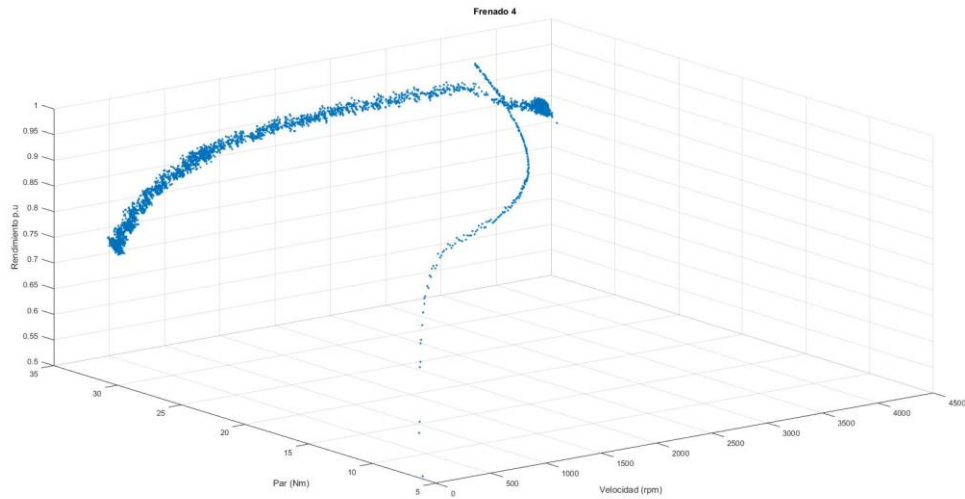
Gráfica 43 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F3-3000 rpm. Fuente: Elaboración Propia



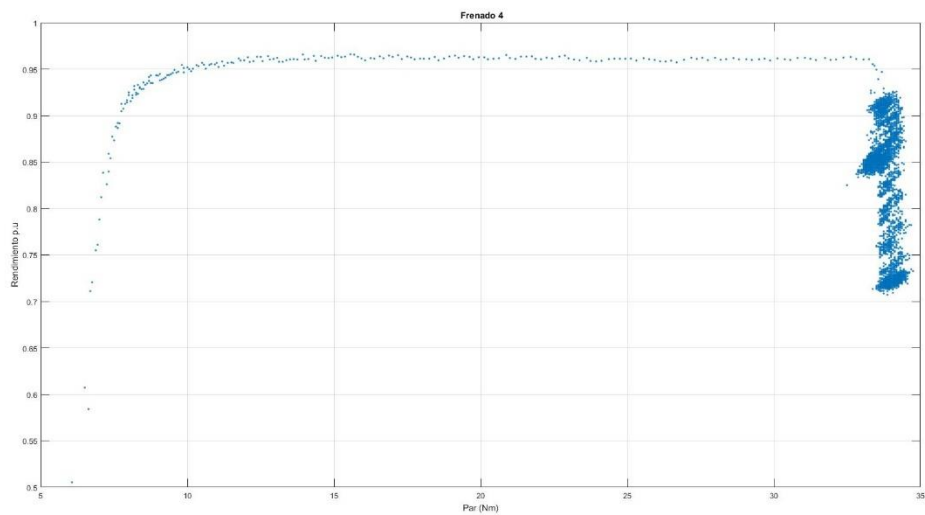
Gráfica 44 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F3-3000 rpm . Fuente: Elaboración Propia

En estos primeros ensayos se observa como el rendimiento no depende directamente del par sino de la velocidad por lo que el motor está diseñado para trabajar en un entorno cercano a su velocidad base por lo se debe de trabajar en esta zona para realizar los mapas motor de la carrera, ya que así conseguiremos optimizar la carga de las baterías.

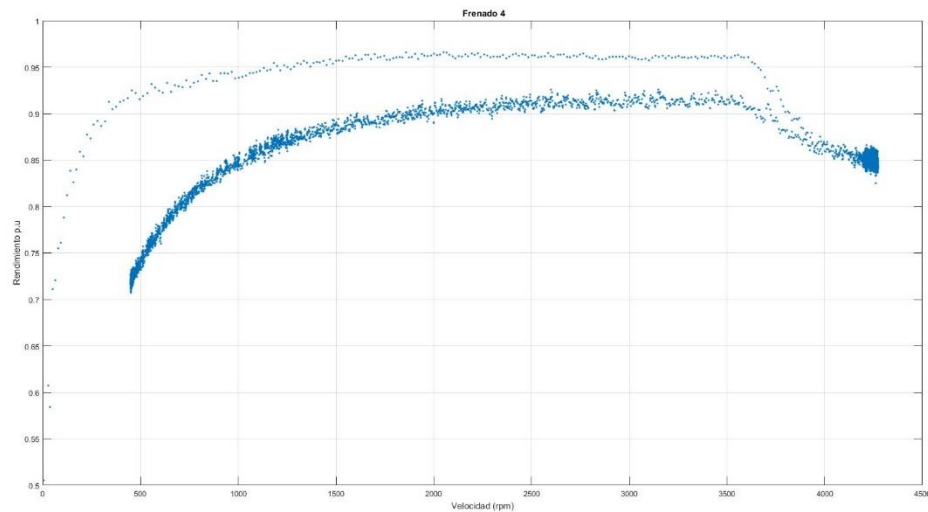
12.9.4. 4000 rpm



Gráfica 45 Distribución de rendimientos (p.u) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F4-4000rpm. Fuente: Elaboración propia



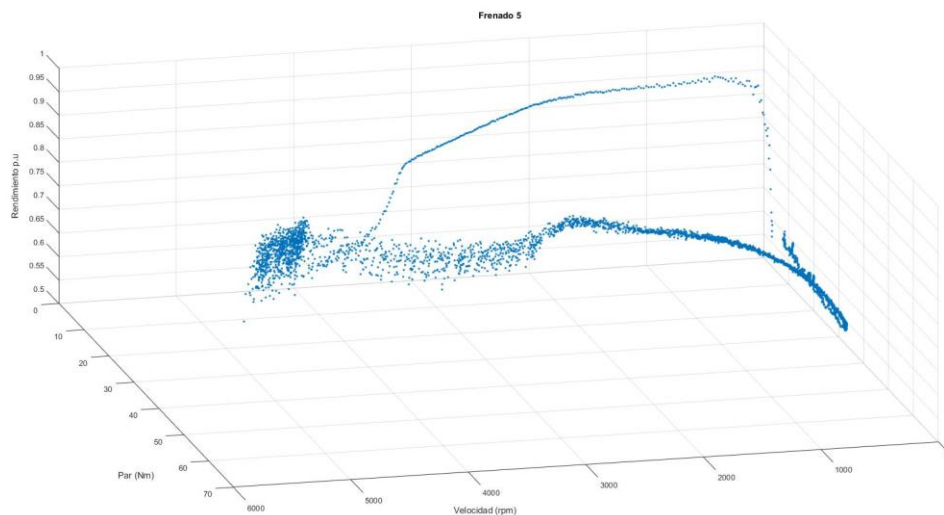
Gráfica 46 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F4-4000 rpm. Fuente: Elaboración Propia



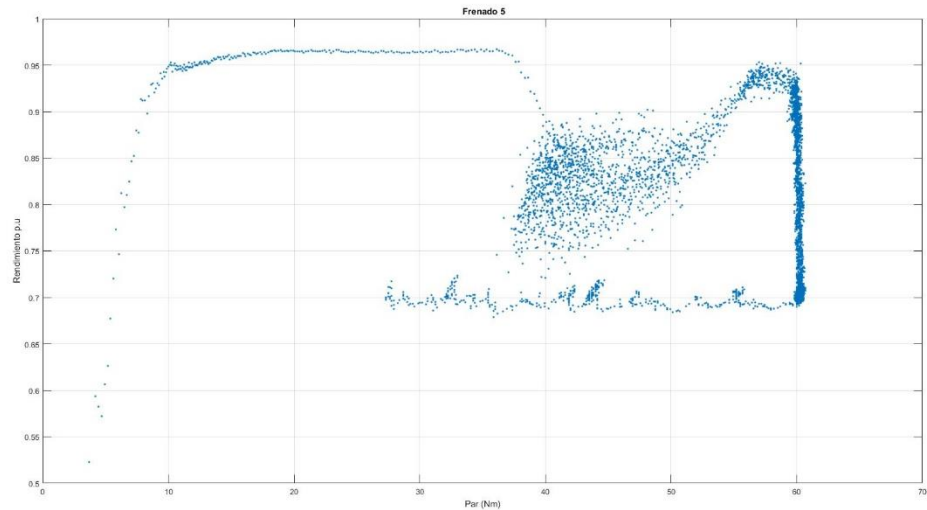
Gráfica 47 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F4-4000 rpm . Fuente: Elaboración Propia

Este es el ensayo que pretende describir la curva característica de nuestro motor a 110 V en baterías y en la que nos vamos a basar para realizar los mapas motor.

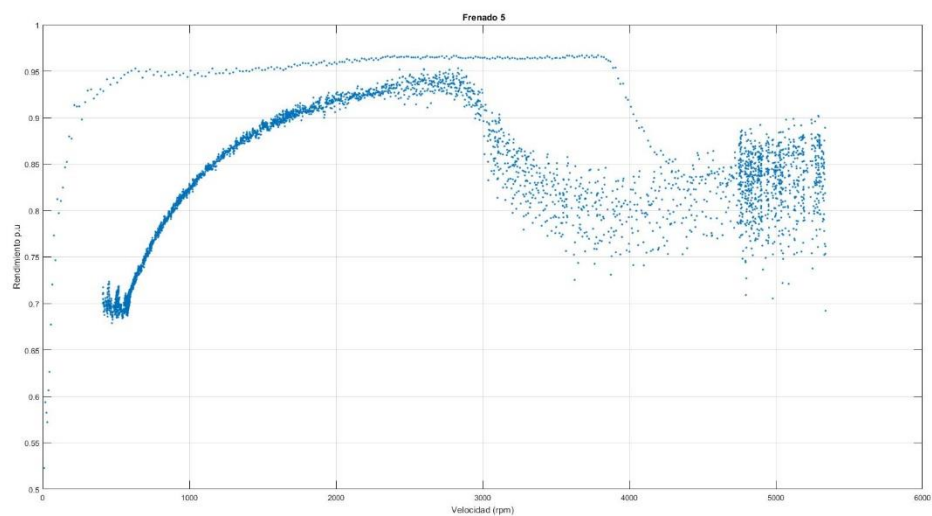
12.9.5. 5000 rpm



Gráfica 48 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de Par (Nm) y Velocidad (rpm) F5-5000rpm. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 49 Distribución de rendimientos (p.u.) en función del Par (Nm) F5-5000 rpm. Fuente: Elaboración Propia



Gráfica 50 Distribución de rendimientos (p.u.) en función de la velocidad (rpm) F5-5000 rpm . Fuente: Elaboración Propia

En este ensayo se puede observar cómo cuando superamos la velocidad base el rendimiento se vuelve una nube de puntos y no responde a una tendencia fija. Nosotros no vamos a trabajar en esta zona en la medida de lo posible para evitar el

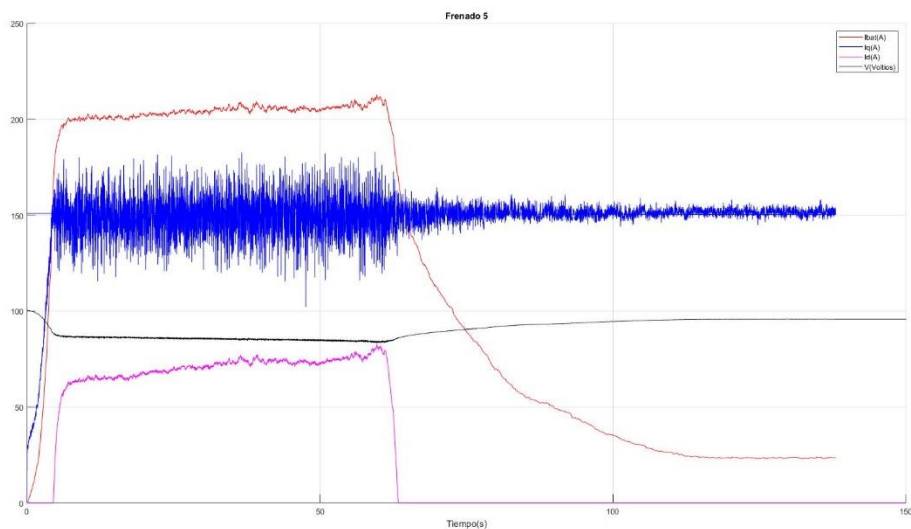
calentamiento del motor y aumentar la duración de las baterías. Es interesante para la prueba dinámica de velocidad.

12.10. Conclusiones de los ensayos

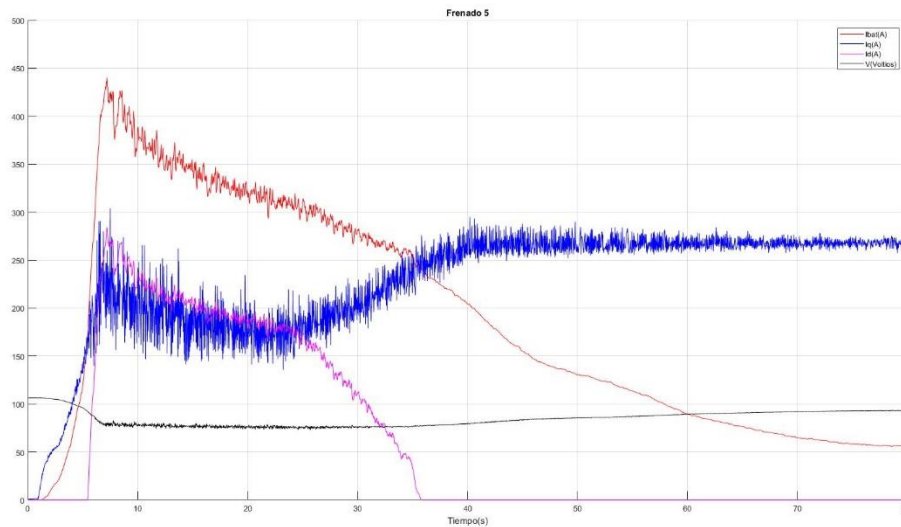
En estos ensayos se puede observar como superar la velocidad base conlleva una pérdida de rendimiento elevada y que por lo tanto debemos evitar, al igual que a bajas revoluciones. Sin embargo, no depende del par que se este ejerciendo, así se puede afirmar que el rendimiento con esta estrategia de control depende únicamente de la velocidad. Por otro lado tiene sentido que sea así, ya que la idea de esta estrategia es mantener el par constante independientemente de la velocidad.

Además de eso en este, al igual que en la aceleración, vemos como si la demanda de velocidad es excesiva para las baterías, generando una caída de tensión demasiado grande, el controlador corta la potencia cedida.

En las siguientes gráficas se recogen la evolución de las variables más importantes durante los ensayos F-4 y F-5, no se recogen los F-1,2,3 por no engordar demasiado el proyecto pero se encuentran en el anexo por si el lector está interesado.



Gráfica 51 Comportamiento sistema F4-4000 rpm. Fuente: Elaboración Propia



Gráfica 52 Comportamiento del sistema F5-5000 rpm. Fuente: Elaboración Propia

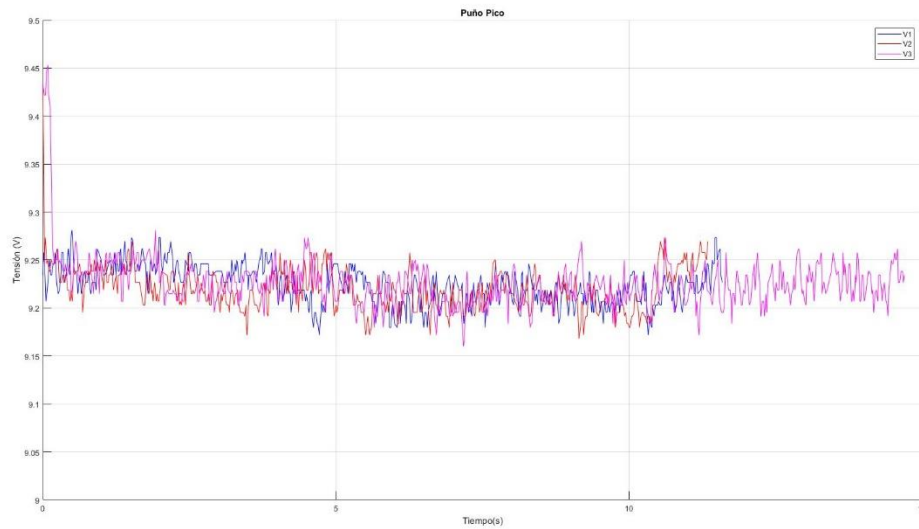
Otra cosa de interés de estos ensayos es que la I_q es constante mientras que la intensidad en baterías decae desde 450 a 50 A, gráfica 41. Esto se debe a que decrece la tensión pico del estátor del motor con la velocidad.

12.11. Potencia Pico

El objetivo de este ensayo es conocer el par máximo que podemos obtener de la máquina y durante cuanto tiempo. Para ello vamos a poner el freno hidráulico de modo que con el puño a tope el motor esté girando cerca de su velocidad base, donde el rendimiento es mayor, para después, como en el ensayo de aceleración, pedir toda la potencia de golpe.

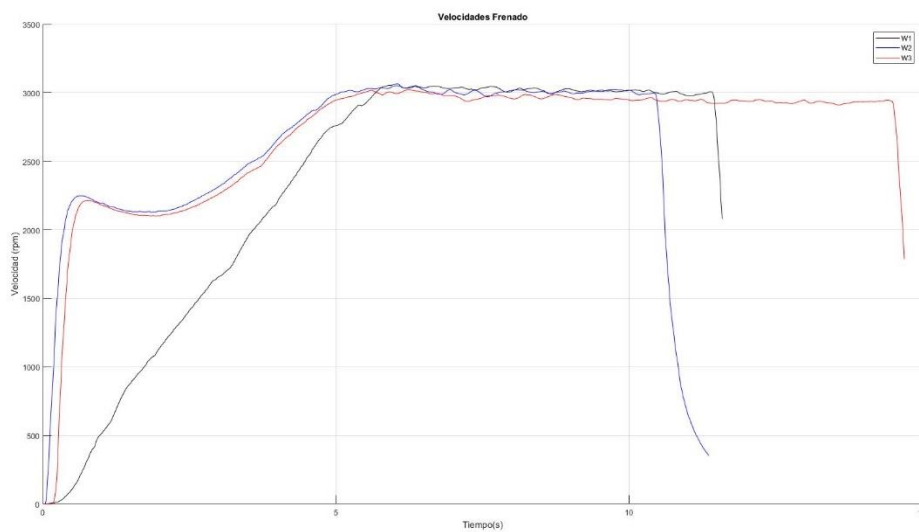
Los ensayos se van a denominar por la letra P y ordenador por un número, quedando: P1, P2 y P3.

Se ha realizado el ensayo 3 veces, nótese que la velocidad base depende de la tensión y que con las caídas de tensión producidas por la corriente es inferior a 3800 rpm; por eso se ha fijado la velocidad a 3000 rpm. En la siguiente gráfica se recoge la tensión de demanda del puño:



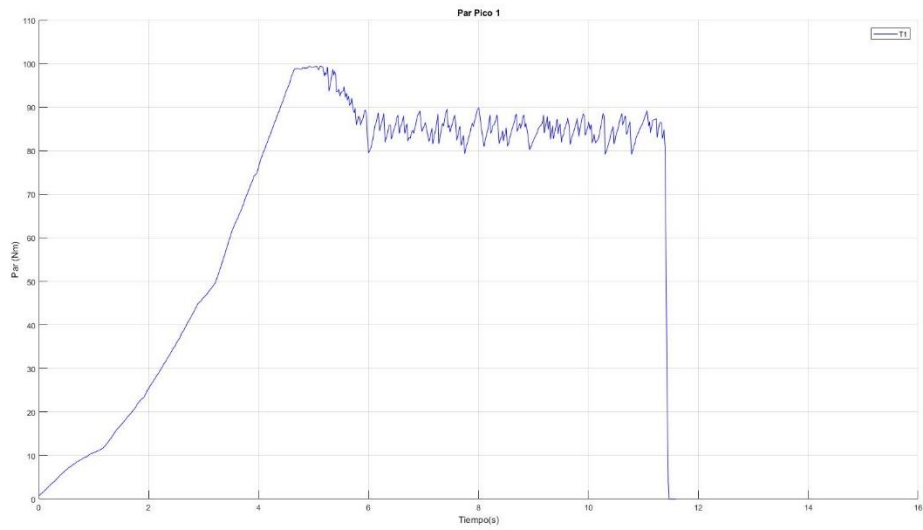
Gráfica 53 Demanda puño (V) vs tiempo (s) ensayos Pico 1,2 y 3. Fuente: Elaboración propia.

donde se observa que la demanda es la misma para los tres ensayos y que por lo tanto:

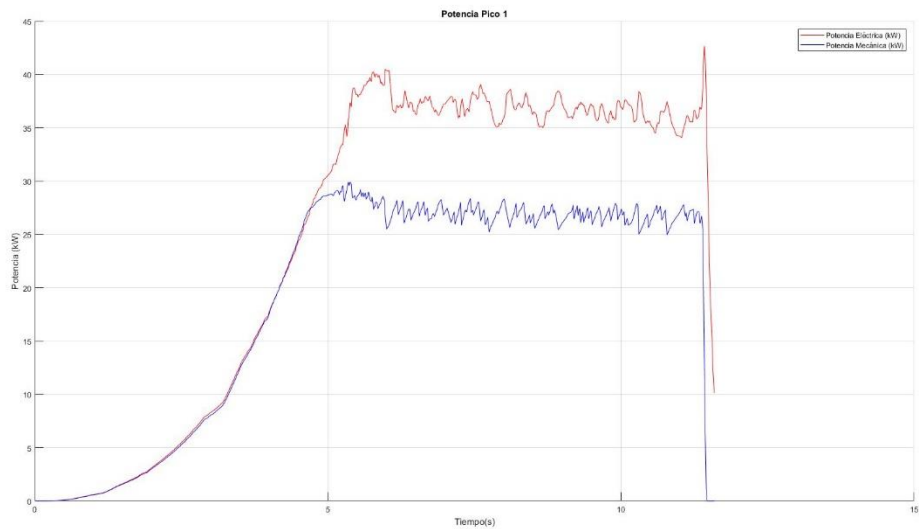


Gráfica 54 Velocidades (rpm) vs tiempo (s) ensayos Pico 1,2 y 3. Fuente: Elaboración Propia.

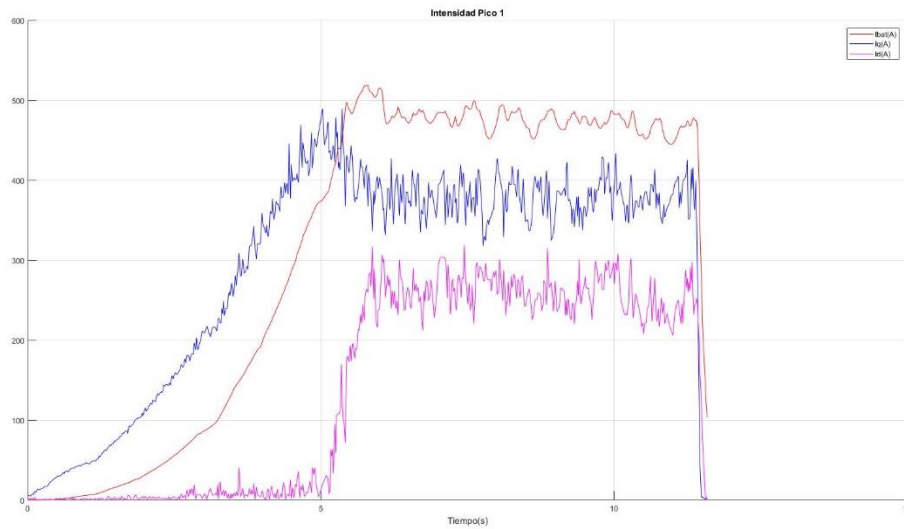
12.11.1. Pico 1



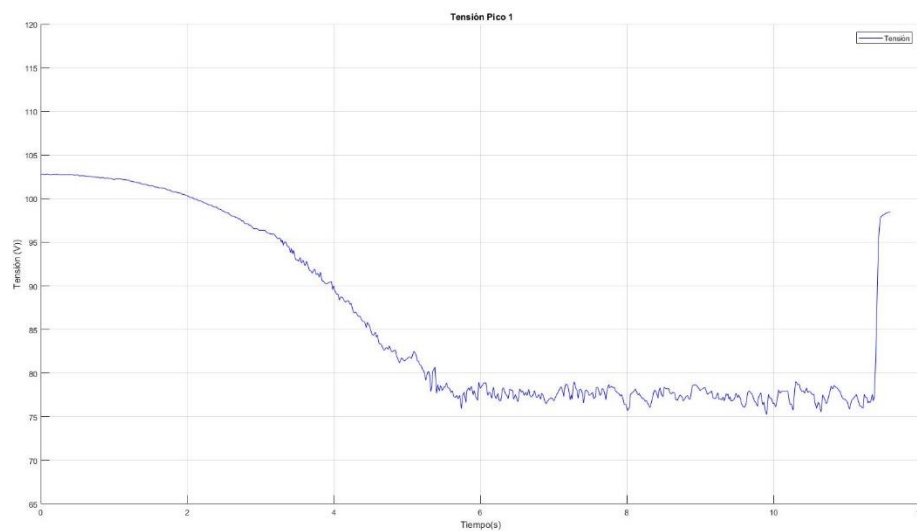
Gráfica 55 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia



Gráfica 56 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia.



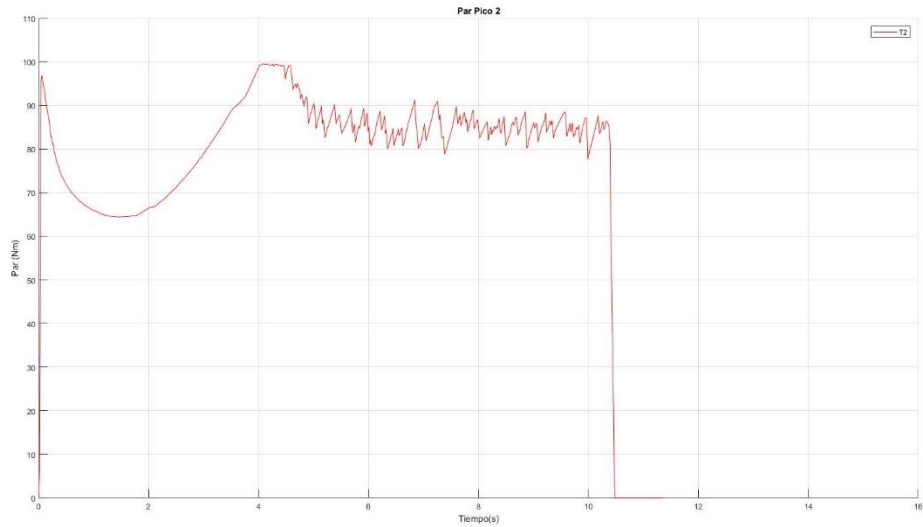
Gráfica 57 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración propia.



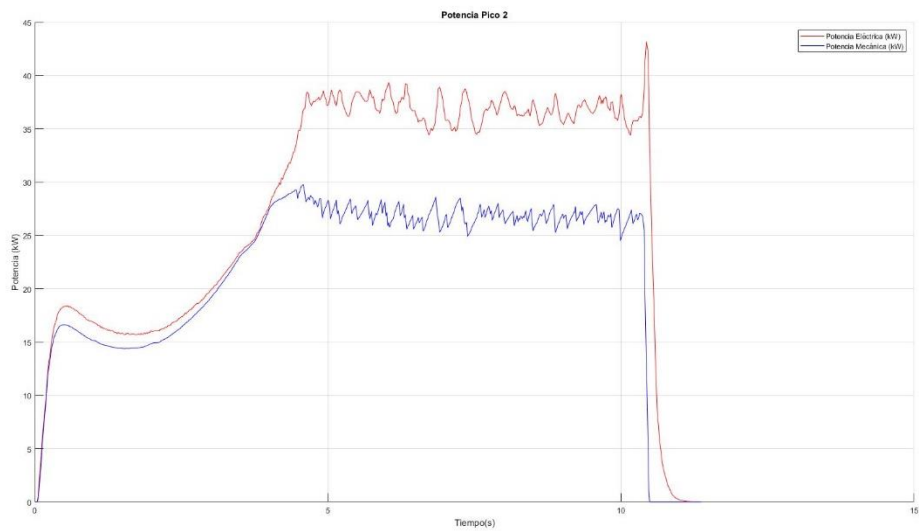
Gráfica 58 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P1. Fuente: Elaboración Propia.

Se consigue en este primer ensayo una potencia mecánica pico de 30 kW y 100 Nm con una demanda de 500 Amperios. La caída de tensión no influye en el par hasta que comienza a generarse I_d lo que provoca la caída inmediata del par desde 100 a 80 Nm.

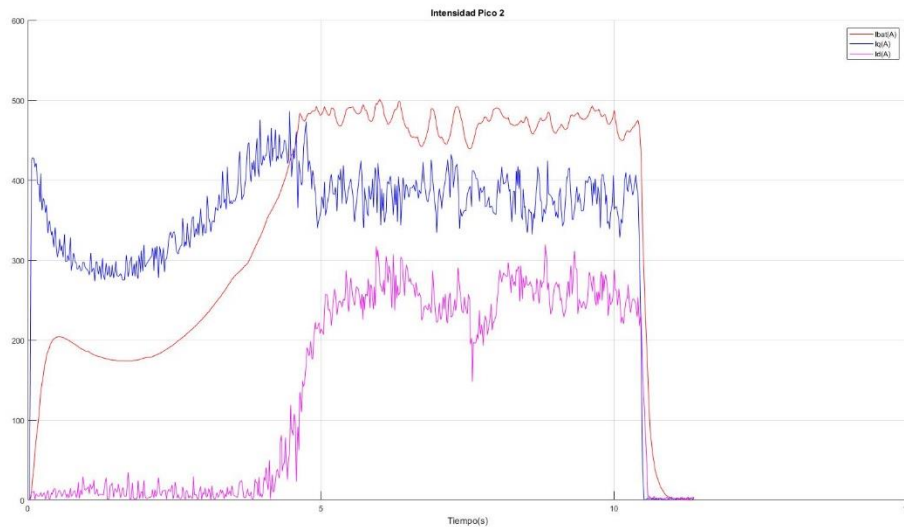
12.11.2. Pico 2



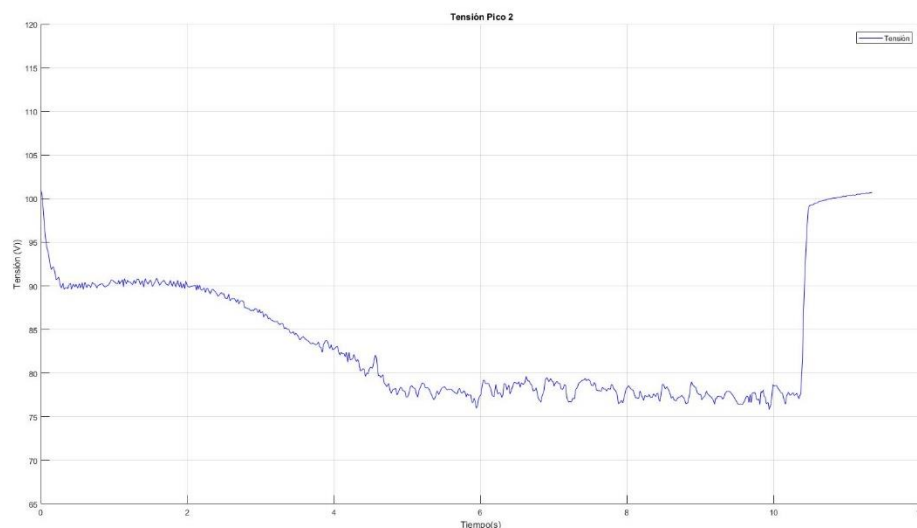
Gráfica 59 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia



Gráfica 60 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia.



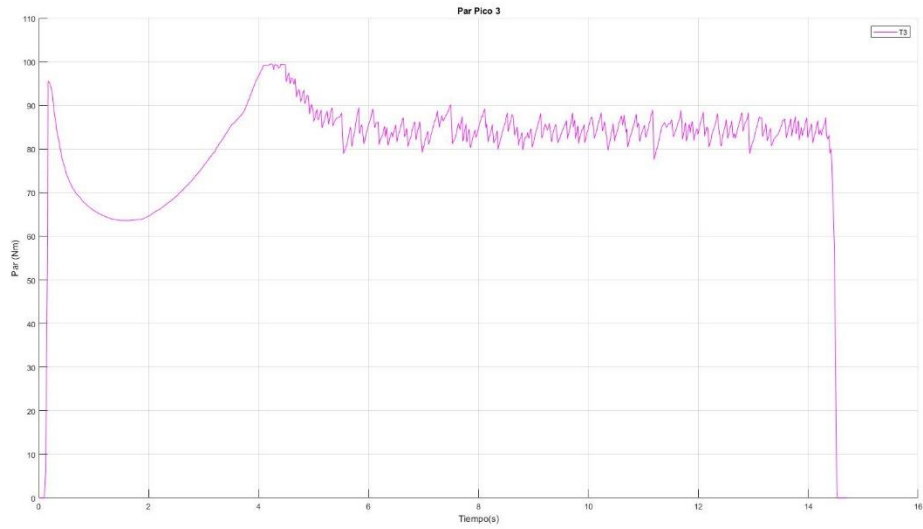
Gráfica 61 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración propia.



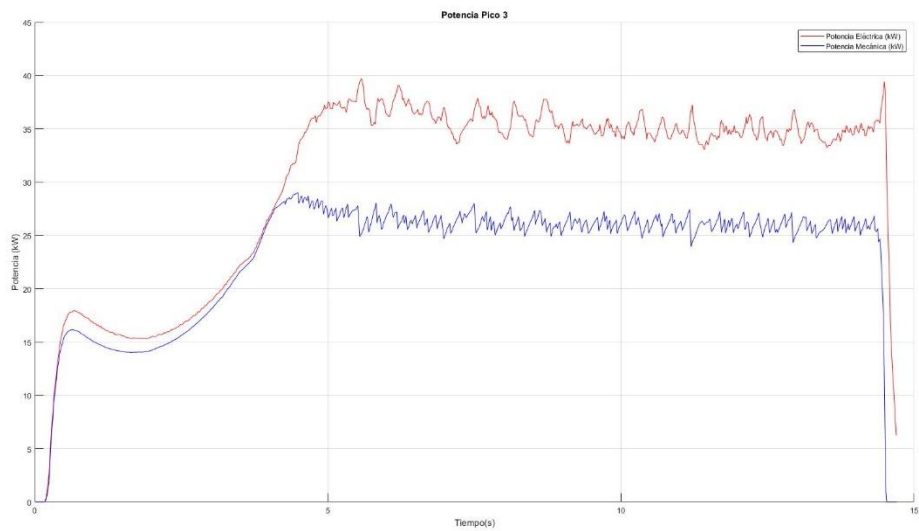
Gráfica 62 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P2. Fuente: Elaboración Propia.

En este ensayo se obtiene el mismo par pico pero se produce una caída de tensión mayor que en el primero lo que provoca el corte de la potencia cedida por el controlador, también se puede observar como la tensión después de que el controlador corte potencia decrece de forma más suave.

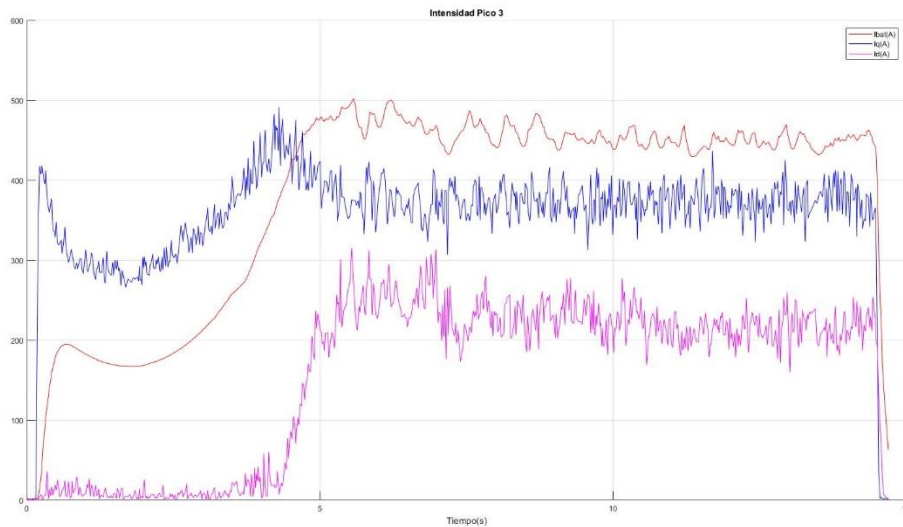
12.11.3. Pico 3



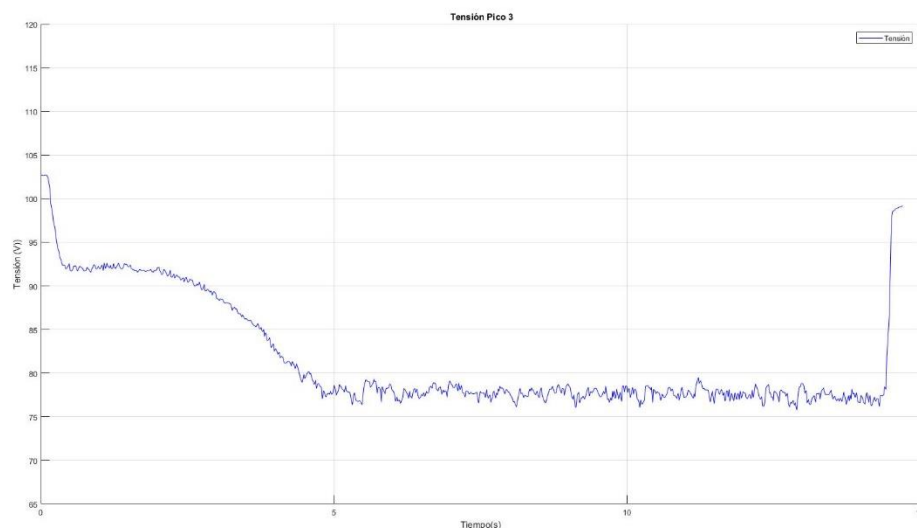
Gráfica 63 Par máximo (Nm) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia



Gráfica 64 Potencia eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 65 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración propia



Gráfica 66 Caída de tensión (V) vs tiempo (s) P3. Fuente: Elaboración Propia.

En estas gráficas se observan los mismos resultados que en las anteriores.

12.12. Conclusiones de los ensayos potencia pico:

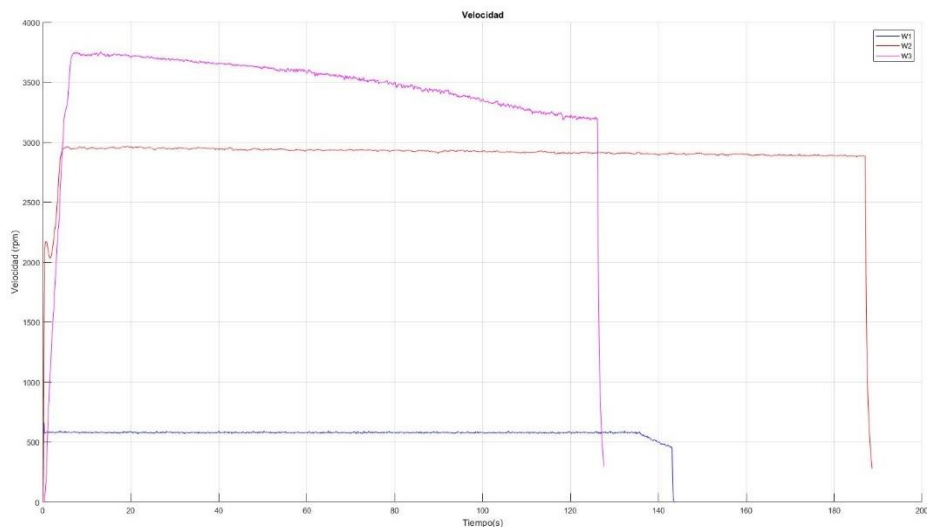
El par máximo que podemos obtener es igual a 100 Nm, habría que ver si es porque corresponde con el freno hidráulico y por eso no es capaz de desarrollar y si la limitación viene dada por la intensidad que son capaces de aportarnos las baterías.

Aunque deberían de ser capaces de dar 600 A, se ve que el desgaste ya no les permite una descarga mayor y por lo tanto tampoco desarrollar la potencia y el par máximo que ,según los datos dados por organización (tabla 1), son 120Nm y 48 kW.

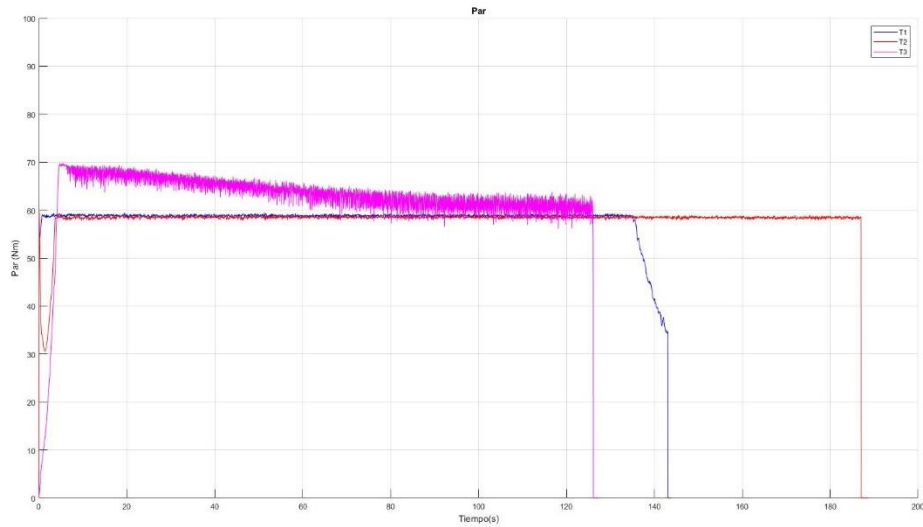
Seguimos lejos de alcanzar la potencia indicada por el fabricante debido a la caída de tensión que se observa en las gráficas. Con unas baterías mejores podremos aumentar la velocidad manteniendo el par, y con ello la potencia, sin tener que generar I_d , la cual reduce el rendimiento.

12.13. Temperatura

El objetivo de este ensayo es ver como afecta la temperatura del motor al rendimiento de la máquina, cuánto tarda en calentarse con una potencia constante y ver la evolución de la potencia en el tiempo para un par y unas velocidades constantes. En las gráficas siguientes aparecen las velocidades y los pares de ensayo.



Gráfica 67 Velocidad (rpm) vs tiempo (s) ensayos de temperatura. Fuente: Edición propia.

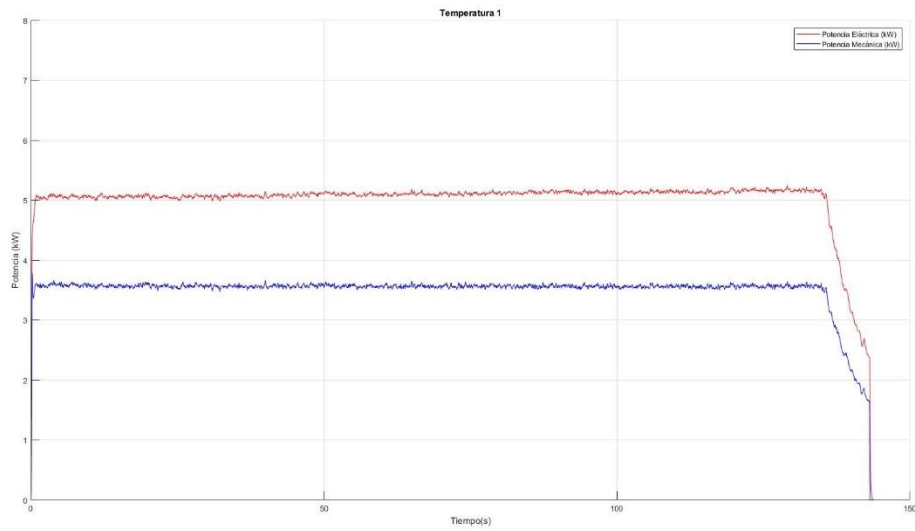


Gráfica 68 Par (Nm) vs tiempo (s) ensayos de temperatura. Fuente: Edición propia.

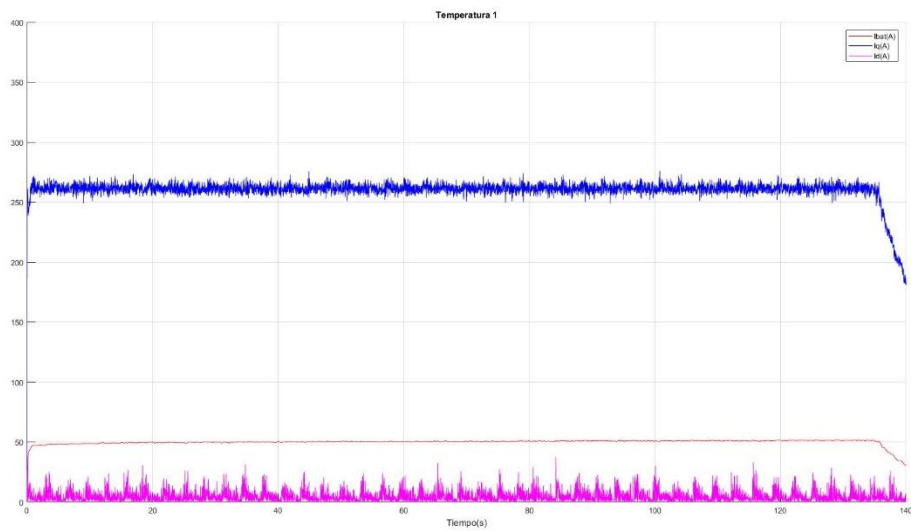
Para ello se pone una carga en el freno hidráulico fija con una demanda de velocidad, se conecta el ventilador simulando la velocidad del aire que le daría al motor cuando estuviese montado en la motocicleta, y se deja que se caliente hasta que alcance primero los 100 °C y el último 120°C. Se supone una temperatura ambiente de 25 °C.

Los ensayos se catalogan con la letra T y su número correspondiente.

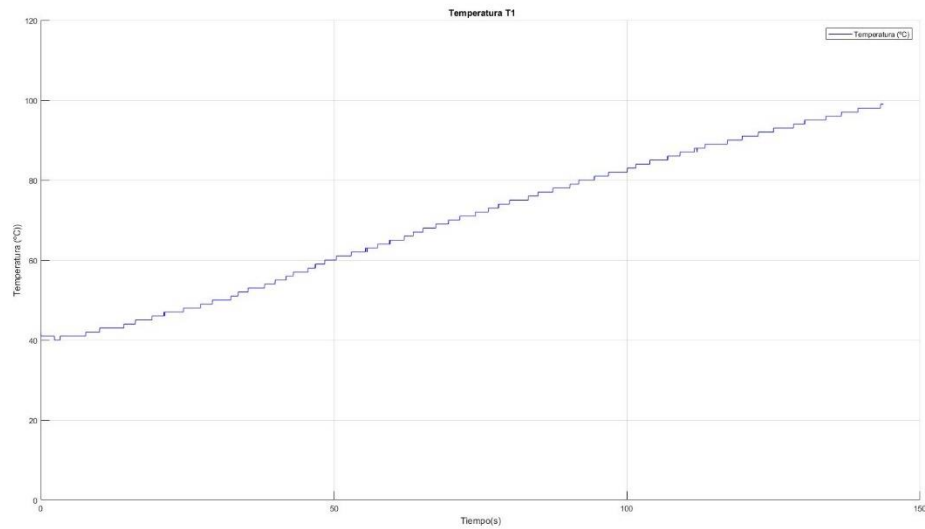
12.13.1. Temperatura 1



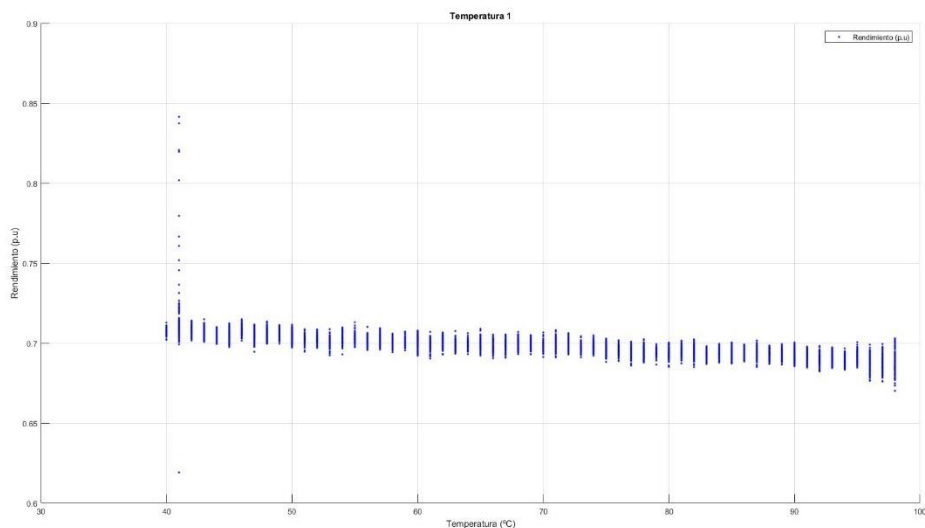
Gráfica 69 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T1. Fuente: Edición propia.



Gráfica 70 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T1. Fuente: Elaboración propia



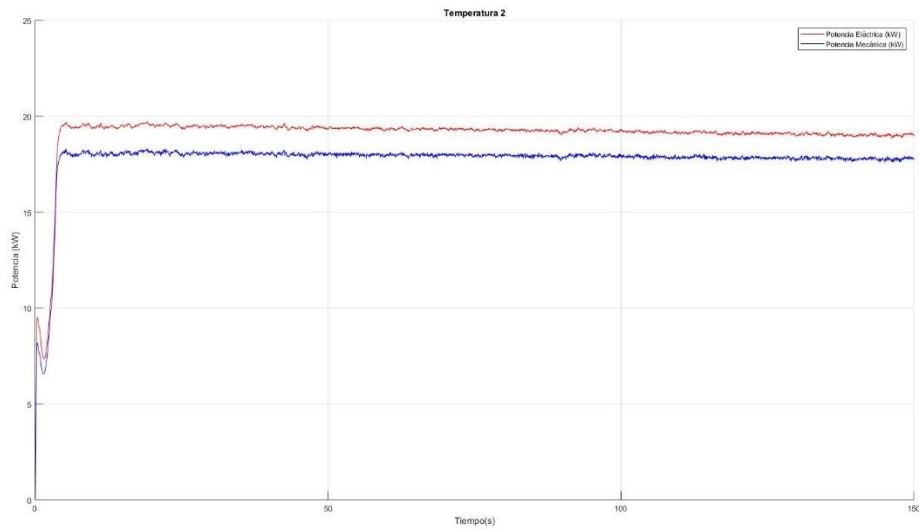
Gráfica 71 Temperatura (°C) vs tiempo (s) T1. Fuente: Edición propia.



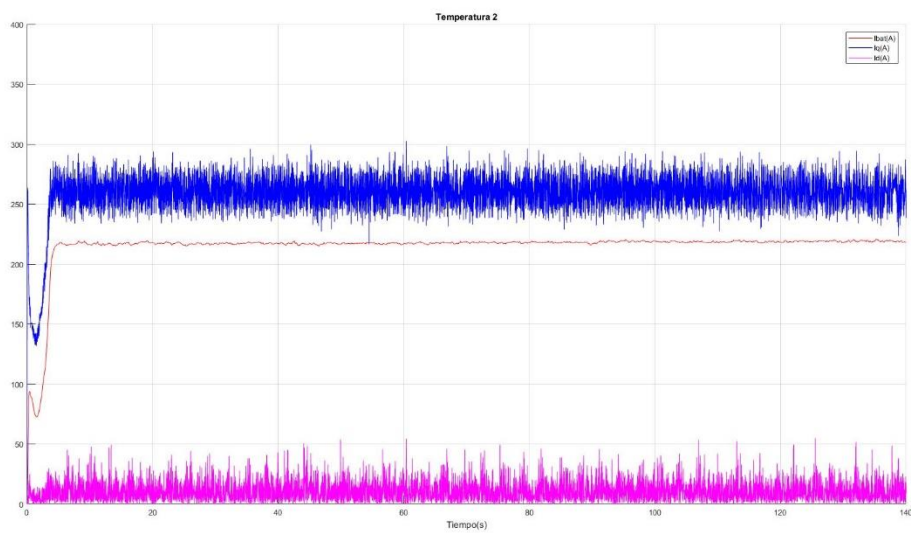
Gráfica 72 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura (°C) T1. Fuente: Edición propia.

Las potencias permanecen constantes y ha tardado 150 segundos en calentarse desde los 40 a los 100 °C con una potencia de entrada de 5 kW y un rendimiento del 0.7. Se observa también que el rendimiento no varía mucho con la temperatura y que el aumento de temperatura sigue casi una línea recta.

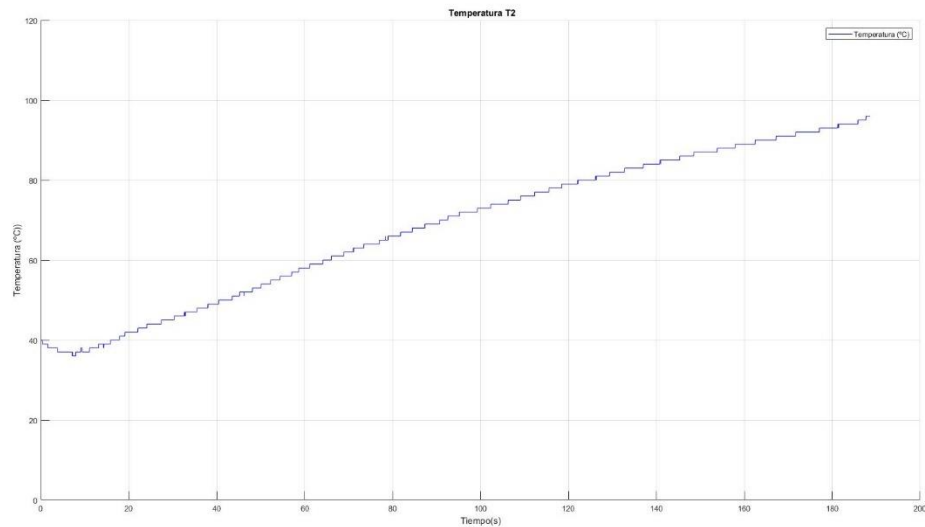
12.13.2. Temperatura 2



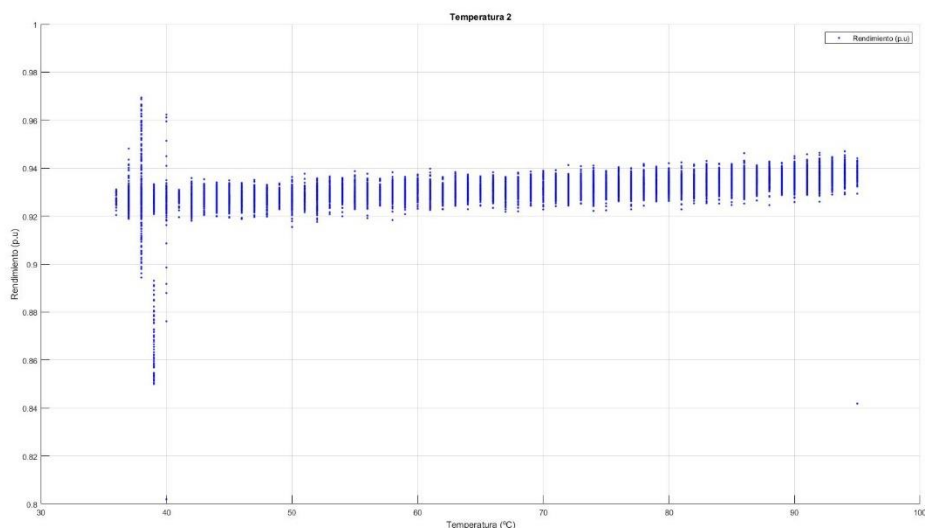
Gráfica 73 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T2. Fuente: Edición propia.



Gráfica 74 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T2. Fuente: Elaboración propia



Gráfica 75 Temperatura (°C) vs tiempo (s) T2. Fuente: Edición propia.

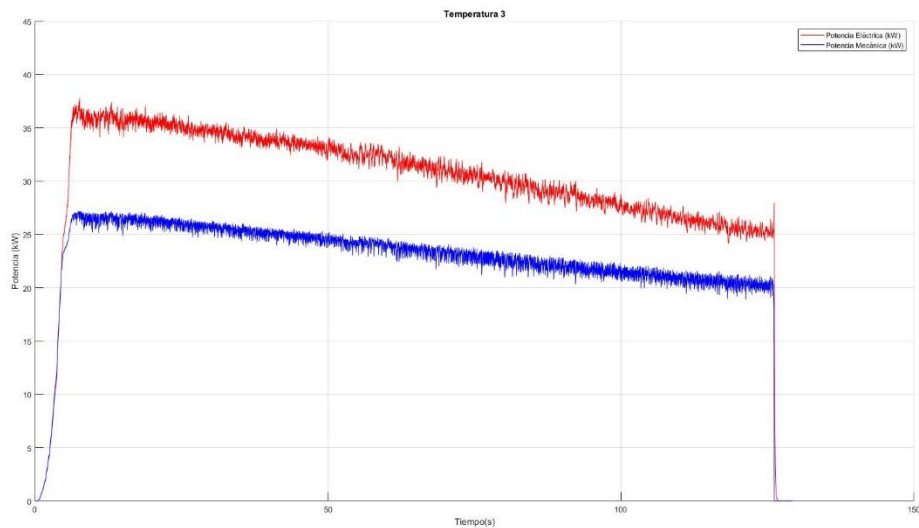


Gráfica 76 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura (°C) T2. Fuente: Edición propia

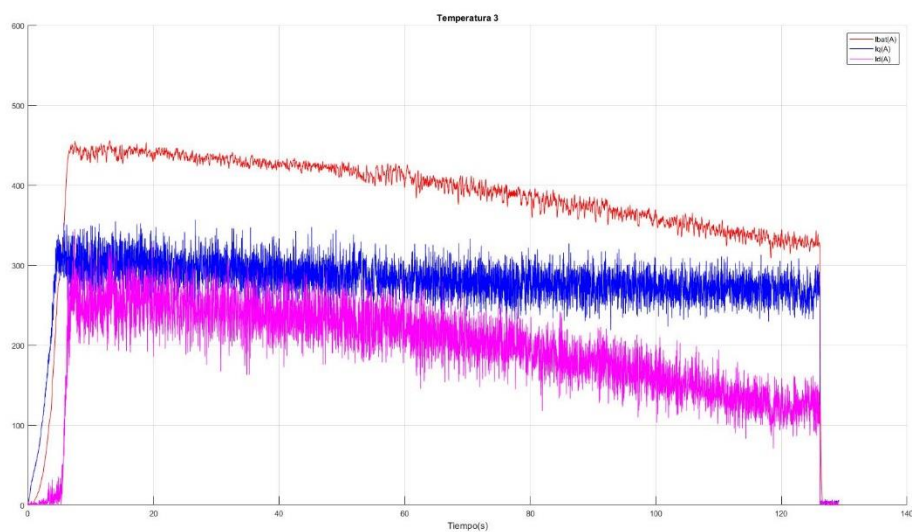
En este ensayo se ha aumentado la potencia lo que debería de dar en un calentamiento más rápido pero como estamos trabajando en la zona de mayor eficiencia resulta que ha tardado en calentarse desde los 40 a los 100 °C cerca de 180 s y con una potencia de entrada de 20 kW. En este ensayo se observa como el rendimiento varía poco con la temperatura, aunque en este caso el rendimiento parece crecer con la temperatura a diferencia del anterior que tendía a decrecer.

Los picos de rendimiento a bajas temperaturas se deben al proceso de aceleración y en el período transitorio y subtransitorio los datos se falsean.

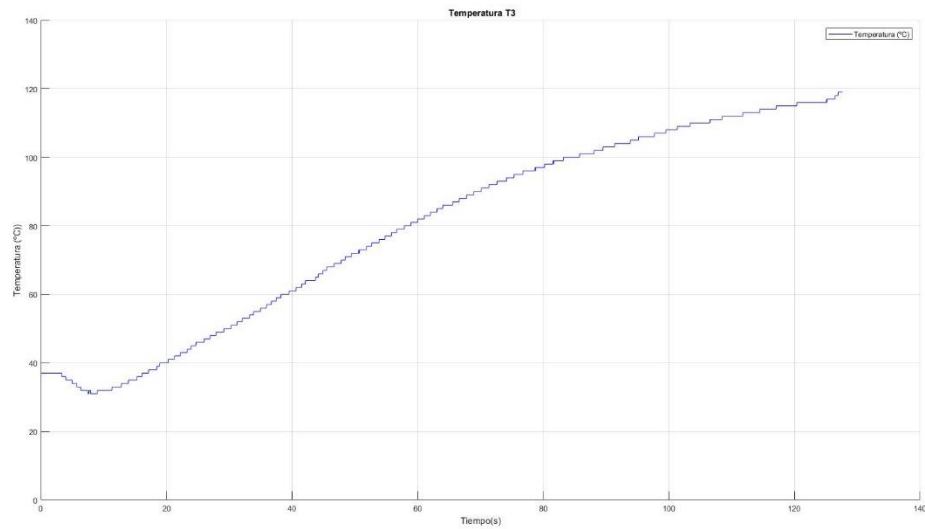
12.13.3. Temperatura 3



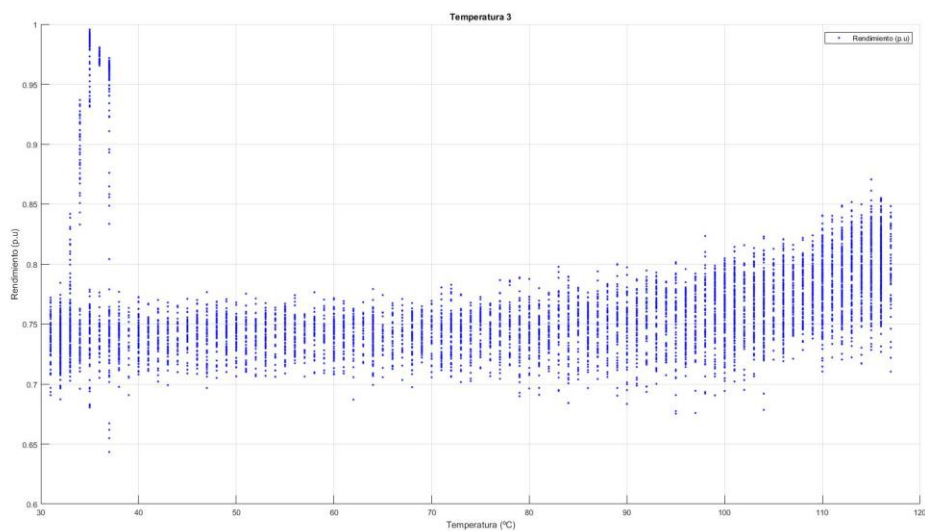
Gráfica 77 Potencias eléctrica y mecánica (kW) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.



Gráfica 78 I_q , I_d e I_{bat} (A) vs tiempo (s) T3. Fuente: Elaboración propia

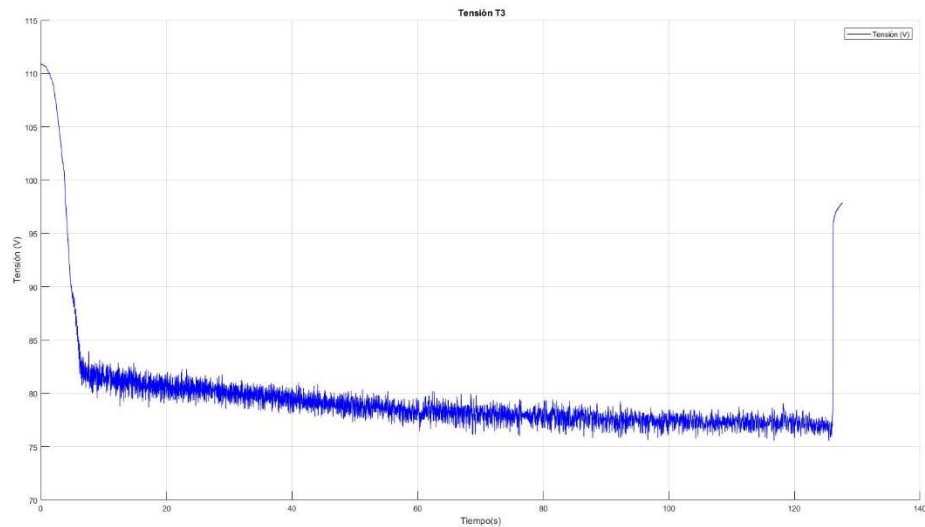


Gráfica 79 Temperatura (°C) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.



Gráfica 80 Rendimiento (p.u.) vs Temperatura (°C) T3. Fuente: Edición propia

La potencia en este ensayo no ha sido constante ya que las baterías van dando, con el tiempo, menos intensidad. No es debido a la descarga de las baterías puesto que siguen teniendo carga como se muestra en la siguiente imagen.



Gráfica 81 Tensión (V) vs tiempo (s) T3. Fuente: Edición propia.

Entonces, se debe a la constante C de las baterías, que decrece al aumentar la inercia química y esta puede deberse a dos motivos; fatiga por la reacción química de las baterías o por temperatura. No se midió la temperatura, así que queda como **trabajo futuro** hacer este ensayo y comprobar como afecta la temperatura de las baterías al rendimiento del motor.

El motor se ha calentado desde los 40 a los 120 °C en 100 segundos, lo que implica el calentamiento más rápido de los tres ensayos, con una potencia de entrada entre 38 y 25 kW. Se vuelve a apreciar un descenso en el rendimiento debido a la acción de I_d .

12.13.4. Conclusiones de los ensayos de temperatura

La temperatura parece no afectar demasiado al rendimiento, es la velocidad la que afecta directamente al rendimiento como ya se demostró en el ensayo de frenado.

El rendimiento influye directamente en la temperatura ya que el motor casi no hace ruido y la mayor parte de las pérdidas se desprenden en forma de calor. La temperatura del motor es un factor limitante ya que no puede sobrepasarse, para no estresar demasiado al motor se ha decidido no superar la temperatura de 120 °C.

Con este sistema de potencia no podríamos soportar una potencia superior a 25 kW durante más de 100 segundos. El sistema se mejora en cuanto se monten las Kokam. No se han podido montar porque no se tenían las celdas suficientes para montar una batería completa. Esto también queda como **trabajo futuro**.

Para la prueba de velocidad, interesa llegar a la recta con el motor lo más frío posible y ha demostrado ser más eficiente un mapa motor que se encuentre a una velocidad cercana a la velocidad base que uno a bajas revoluciones.

12.14. Conclusiones de los ensayos

La potencia máxima alcanzada con este sistema de potencia han sido 30 kW con un par de 100 Nm y más de 500 A de baterías. Según el fabricante tenemos que poder sacarle 48 kW con 600 A y 100 V en baterías y estamos muy lejos de conseguirlo.

Nuestro factor limitante, en este momento, son las baterías y sus conexiones. Pese a que se han limpiado, lijado y puesto vaselina a las bornas no se ha conseguido mejorar mucho las pérdidas de tensión.

Las caídas de tensión generadas provocan una menor tensión de entrada al controlador y como producto de esto tenemos una velocidad base menor. Como tenemos una velocidad base menor, para alcanzar la potencia máxima necesitamos el par máximo a una velocidad determinada. Esta velocidad, resolviendo de los 48 kW y 120 Nm, son 3820 rpm. Para tener esta velocidad, con la constante de tensión (tabla 1), sabemos que necesitamos 99.8 V en baterías y, teniendo una tensión máxima de 110 V, tenemos un margen de caída de tensión igual a 10.2 V. Además, sabemos la intensidad, 600 A; si dividimos tensión por intensidad tenemos que la resistencia máxima de las baterías debe ser igual a 0.017Ω .

La resistencia interna de las Kokam son $0.4\text{m}\Omega$ y tenemos 26 celdas, igual a 0.0104Ω . Teniendo en cuenta que se desprecian las resistencias de los contactos y

de los conductores puede ser que con las celdas nuevas alcancemos la potencia del motor.

Otro de los problemas a solucionar es la falta de información acerca de los rendimientos del motor. La edición anterior el fabricante incluía las gráficas de isorrendimiento, esta edición tenemos que averiguarlo a base de big data. Con los ensayos aquí presentes se pueden empezar a trabajar en el diseño del mapa motor que se va a llevar al circuito y con la telemetría, la adquisición de datos y las preferencias del piloto ir mejorando el diseño del mapa.

13. ESTUDIO ESTADO BATERÍAS KOKAM

Debido a un incidente en la última edición, las baterías sufrieron un desgaste que puso en riesgo su integridad. Por esto, por llevar dos años paradas y sin mantenimiento, su precio y la necesidad de tener dos cajones de baterías, se considera necesario hacer un estudio previo para saber qué baterías se pueden utilizar y cuales no.

Al principio contamos con un total de 26 celdas separadas en tres bloques diferenciados, por lo que dejo como estaban y se catalogaron por su bloque seguidos de su posición quedando: 1.1, 1.2, 1.3, ..., 1.10, 2.1, 2.2, ..., 2.10, 3.1, 3.2, ..., 3.6.

Para comprobar su estado se diseño un ensayo para ver su comportamiento durante la descarga y después comparar los datos obtenidos con los del fabricante. Se entiende que una celda está en mal estado si su descarga y/o su carga son demasiado rápidas.

13.1. Ensayo de descarga

Se hace circular una corriente a través de un reostato desde que las baterías están cargadas al máximo hasta que se descargan y se van midiendo las tensiones respecto al tiempo. Para la adquisición de datos se utiliza Arduino.

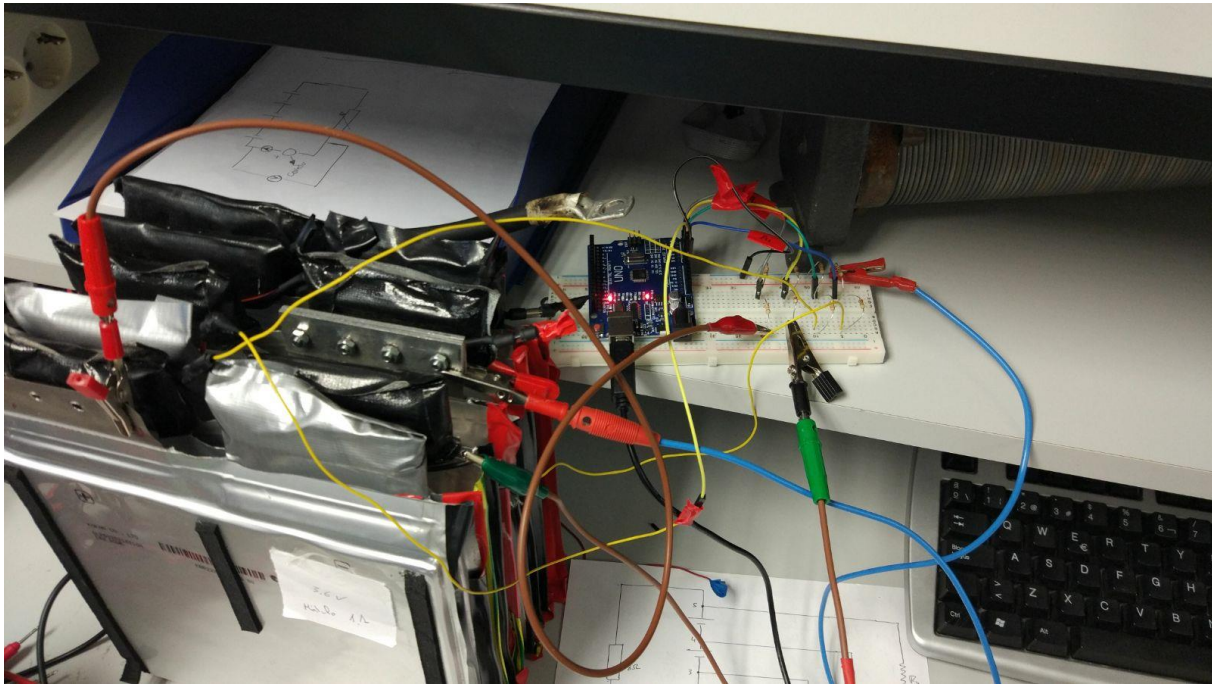


Imagen 50 Celdas Montadas, diseñando el ensayo. Fuente: elaboración propia

Para medir las caídas de tensión se ha diseñado un divisor de tensión sobre una protoboard que se conecta a Arduino y en función del valor de sus entradas analógicas va corrigiendo en el código su valor. En la siguiente figura se observa el circuito con más detalle, las baterías de 9V representan a las Kokam, el reóstato, la resistencia variable encargada de disipar la energía y el mosfet, un relé de estado sólido que se ha utilizado para corregir las caídas de tensión debidas al paso de la corriente.

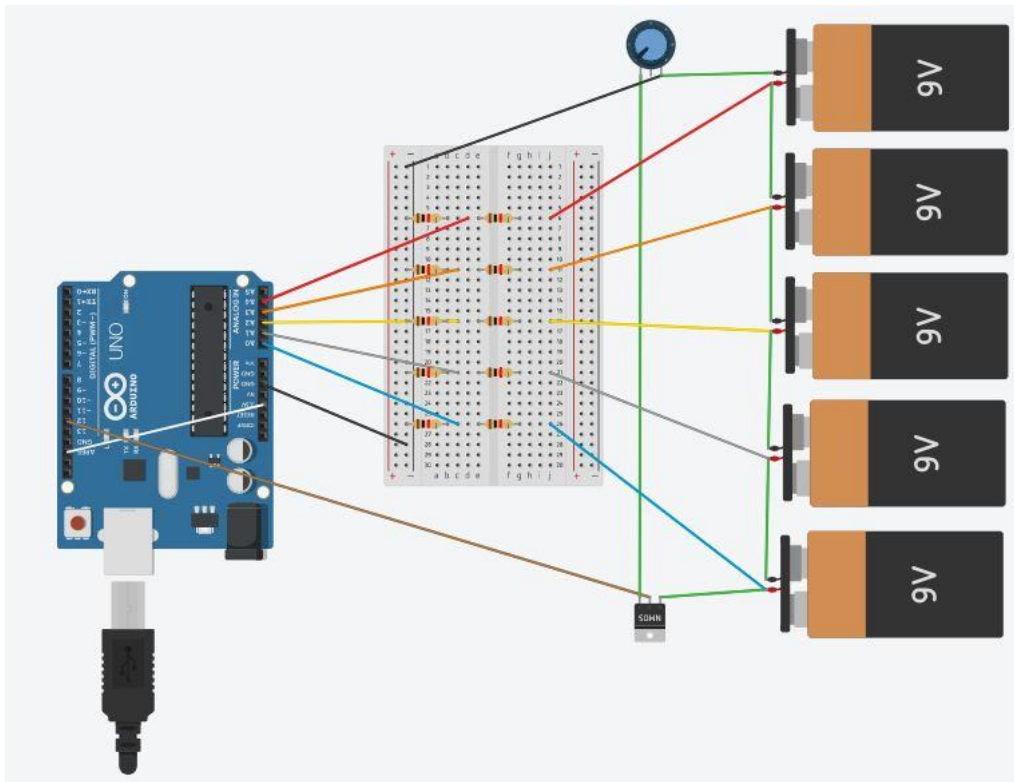


Imagen 51 Divisor de tensión para el ensayo de descarga. Fuente: Elaboración propia

Para realizar el ensayo se han utilizado las siguientes herramientas:

- Reostato

Admite una intensidad de 8 A y se utiliza para disipar la energía almacenada en las baterías, además sirve como regulador de intensidad.



Imagen 52 Reostato. Fuente: Elaboración propia.

- Relé de estado sólido

Encargado de abrir y cerrar el circuito para que arduino tome las medidas evitando así las caídas de tensión por resistencias internas y de los conductores. Es un rele de estado sólido normalmente abierto con una $I_{\text{máx}}$ de 10 A.



Imagen 53 Relé de estado sólido normalmente abierto. Fuente: Elaboración propia.

- Multímetros

Controlar la tensión y la intensidad en tiempo real y comprobar que los valores encajan con la adquisición de datos.

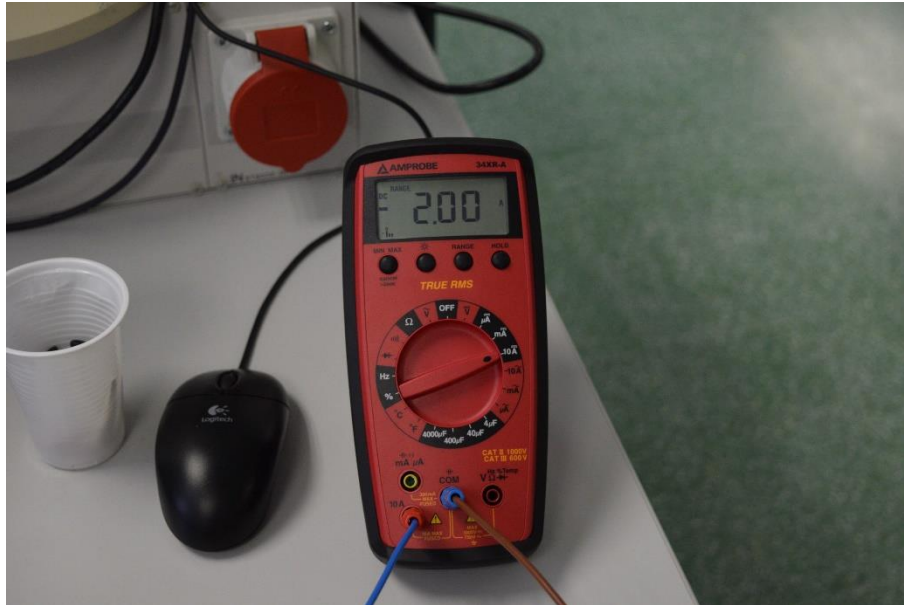


Imagen 54 Multímetro. Fuente: Elaboración propia

- Arduino

Medio de adquisición de datos

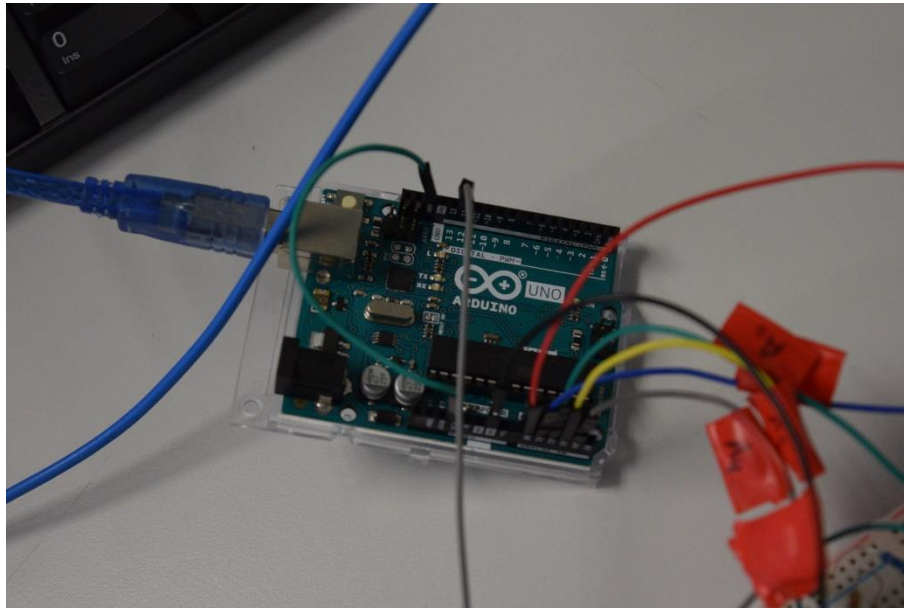


Imagen 55 Arduino. Fuente: Elaboración propia

- Protoboard y resistencias

Divisor de tensión para corregir la tensión que le entra a Arduino.

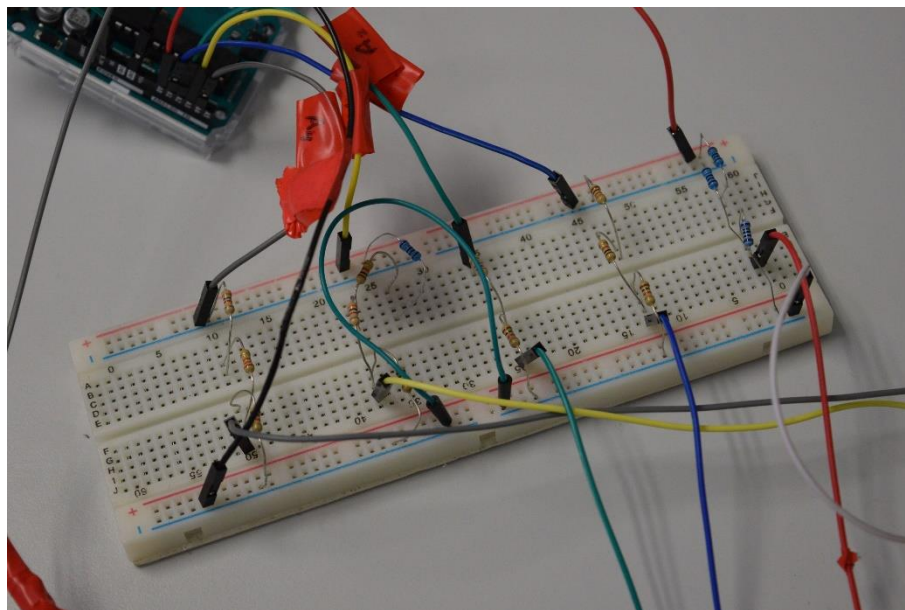


Imagen 56 Divisor de tensión. Fuente: Elaboración propia

13.2. Ensayos de las baterías

Las celdas a ensayar son las baterías Kokam de Li-Po y 40 Ah. Sus datos característicos se recogen en la siguiente figura.

Electrical Characteristics				
Items	Specification			Remarks
Rated Capacity	40 Ah			Charge@0.2C, 23±3 ℃ Discharge@0.2C, 23±3 ℃
Energy Density	Gravity	160 Wh/kg		Excluded tab and seal
	Volume	338 Wh/L		
Internal Resistance	Max. 0.60 mΩ			AC @1kHz
Weight	Max. 925 g			
Cell Dimension [Maximum]	Width ^(A)		226 mm	Unfolded
	Length ^(B)		227 mm	Excluded tab length
	Thickness ^(C)		10.0 mm	@ 3.7±0.1V
Voltage	Average		3.7 V	
	Lower limited		2.7 V	
	Upper Limited		4.2 V	
Current [Maximum]	Charge	Cont.	120.0A (3C)	@23±3 ℃
	Discharge	Cont.	320.0A (8C)	@23±3 ℃
		Peak.	600.0A (15C)	<10sec , > SOC 50%
Cycle life to 80% of remaining capacity	1C/1C,		up to 5,000	80% DOD or 3.4~4.1V (@23±3 ℃)

Imagen 57 Datasheet Kokam 40Ah. Fuente: Kokam

Y con los rangos de tensión:

Operating Voltage Range		
OVER-DISCHARGE RANGE	NORMAL OPERATING RANGE	OVER-CHARGE RANGE
2.7V	3.7V	4.2V

Imagen 58 Tensión funcionamiento Kokam. Fuente: Kokam

Para poder comparar los resultados es necesario, primero, tener la referencia del correcto funcionamiento de la batería. Para ello se coge la curva de descarga ofrecida por el fabricante y mostrada a continuación.

Discharge Characteristics

- Charge : CC-CV, 0.5C, 4.2V, 0.05C cut off @ $23\pm 3^\circ\text{C}$
- Discharge : CC, 0.2C~8.0C, 2.7V cut off @ $23\pm 3^\circ\text{C}$

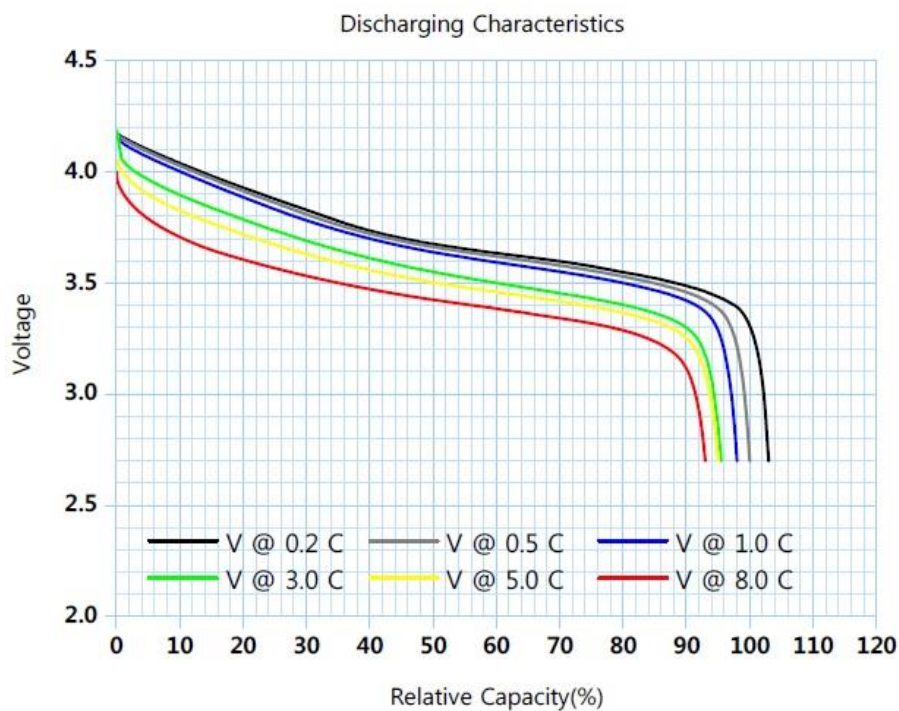


Imagen 59 Curvas características de descarga Kokam. Fuente: Kokam.

Es necesario conocer dos parámetros para poder obtener el tercero. Conocida la tensión a través del divisor de tensión, se considera la resistencia constante y, calculada en cada ensayo en función de su valor inicial, y dejando como variable la intensidad. Por esto no vamos a tener una intensidad de descarga constante pero se observa que para bajos rangos de C las curvas características son similares.

La intensidad de descarga se fija en 10 A al principio del ensayo y se deja que descarguen hasta que la tensión de una las celdas de grupo de ensayo se encuentre por debajo de 3.2V.

En caso de que una de las baterías estuviese defectuosa su curva de descarga se acortaría, más parecidas a las curvas de C mayor, y comparadas con sus homólogas se podría afirmar que está en un peor estado que estas.

Además de saber cuales están mejor que otras se requiere conocer si están en buen estado; esto se consigue comparándolas con las gráficas del fabricante.

13.3. Resultado de los ensayos

13.3.1. Bloque 1

Se divide el grupo de 10 en dos grupos de ensayo de 5 celdas cada uno que contienen las siguientes celdas:

- Bloque 1.1: 1.1, 1.2, 1.4, 1.5 y 1.6
- Bloque 1.2: 1.7, 1.8, 1.9 y 1.10

En la siguiente gráfica se muestran los resultados de las tensiones respecto a la capacidad de la batería.

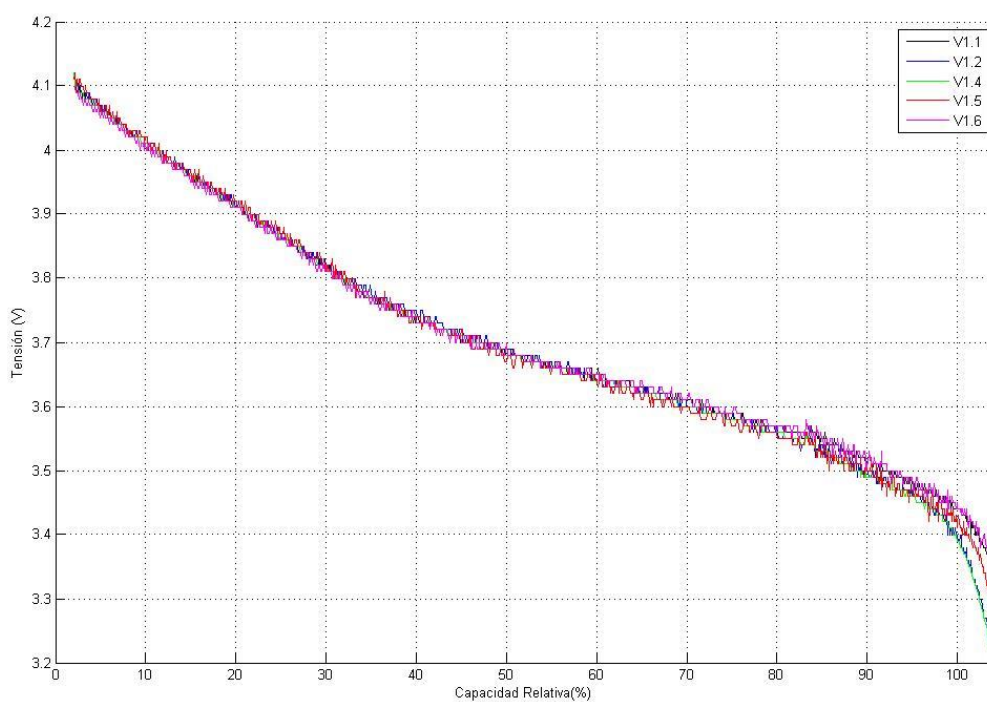


Imagen 60 Curva de descarga aterías Kokam-Bloque 1.1. Fuente: Elaboración propia.

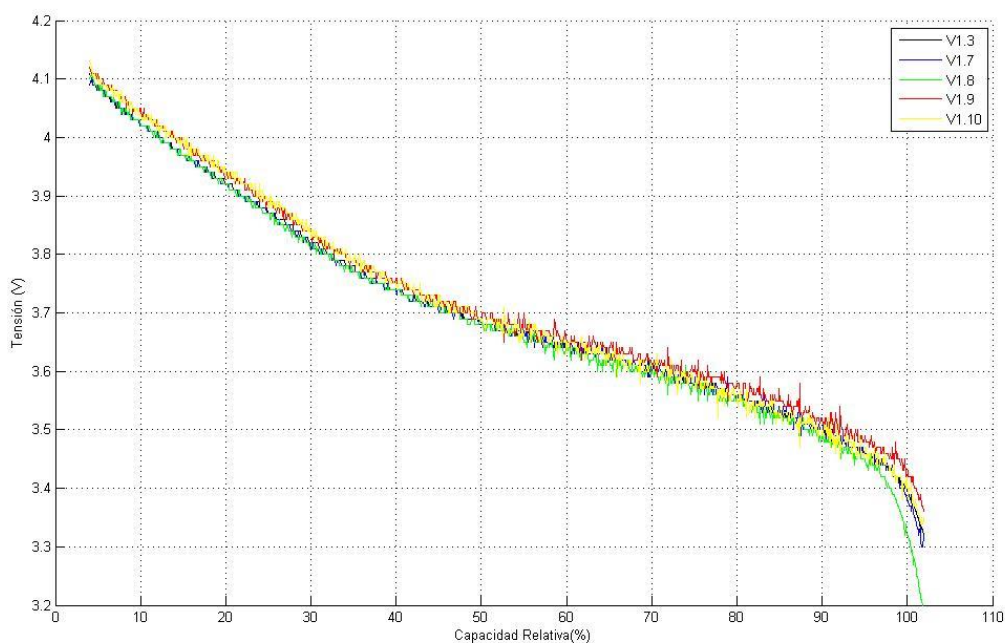


Imagen 61 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 1.2. Fuente: Elaboración propia.

En las gráficas se puede observar que el comportamiento de las baterías es el adecuado con respecto a la curva de descarga del fabricante por lo que podemos afirmar que las celdas están en buen estado.

13.3.2. Bloque 2

Los grupos de ensayo recogen las celdas:

- Bloque 2.1: 2.1, 2.2, 2.4, 2.5 y 2.6
- Bloque 2.2: 2.7, 2.8, 2.9, 2.10 y 3.6

En las gráficas siguientes se recogen los datos obtenidos del ensayo para estos bloques:

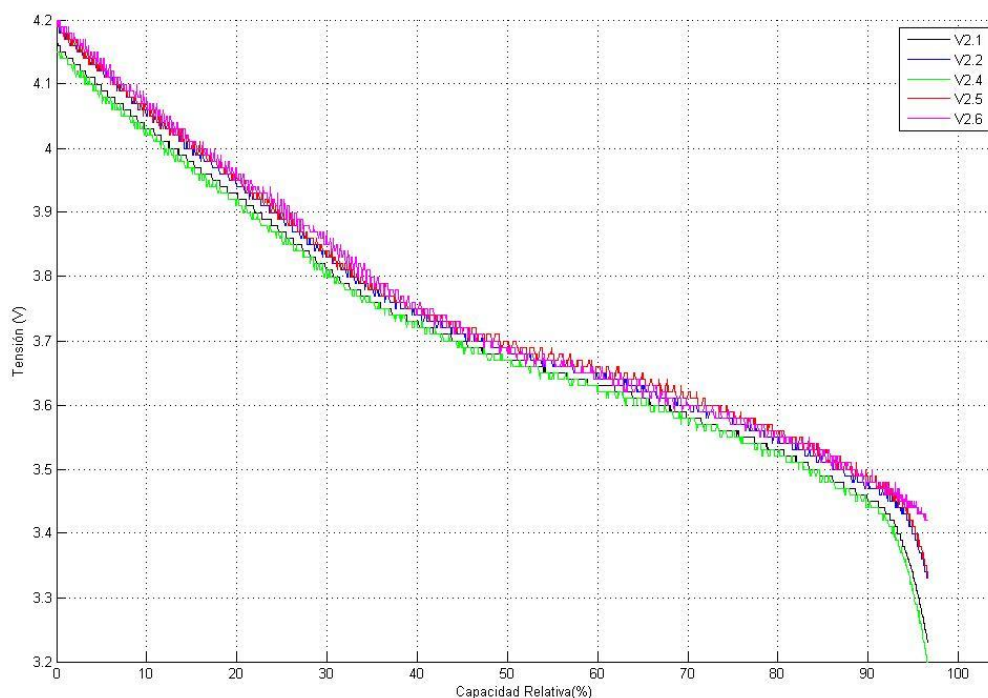


Imagen 62 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 2.1. Fuente: Elaboración propia.

La imagen 62 muestra como este bloque no está en estado óptimo ya que su capacidad está por debajo de la curva característica. Las diferencias entre las curvas

144

de tensión de las celdas 2.1 y 2.4 se debe a una diferencia de 0.03 y 0.05 V de tensión inicial como se muestra en la figura 64. Nótese que falta la celda 2.3 y esto se debe a que era evidente su deterioro estructural y se decidió no realizar el ensayo.

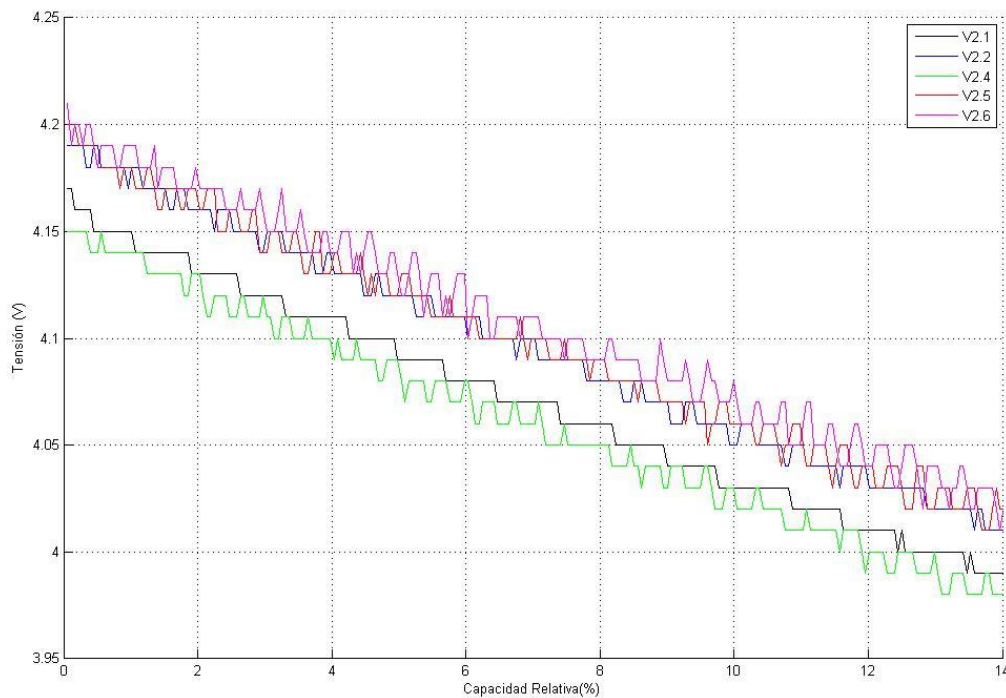


Imagen 63 Tensiones iniciales B2.1. Fuente: Elaboración propia

La celda 2.3 fue donde se produjo el cortocircuito entre las baterías y el contenedor y lo que evidentemente llevo a su deterioro y como se puede observar en este ensayo afecto a las celdas vecinas.

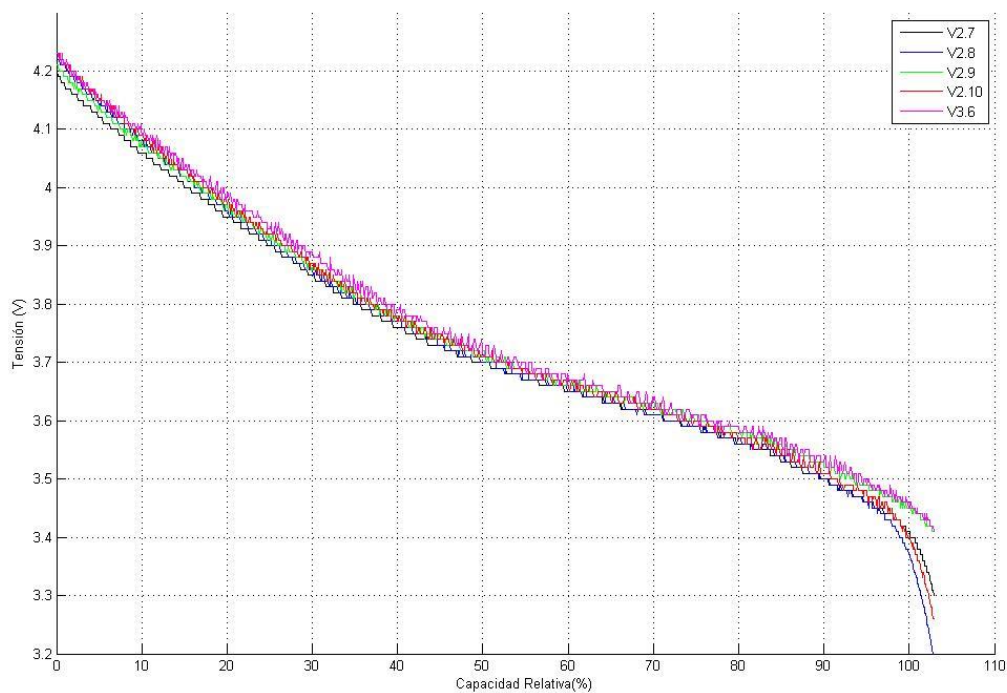


Imagen 64 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 2.2. Fuente: Elaboración propia.

El bloque B2.2 muestra un mejor comportamiento a la descarga que el B2.1 por lo que podemos asumir que están en buen estado.

13.3.3. Bloque 3.3

El bloque 3 sólo tiene un grupo de ensayo denominado B3.1 y formado por las celdas: 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 y 3.5.

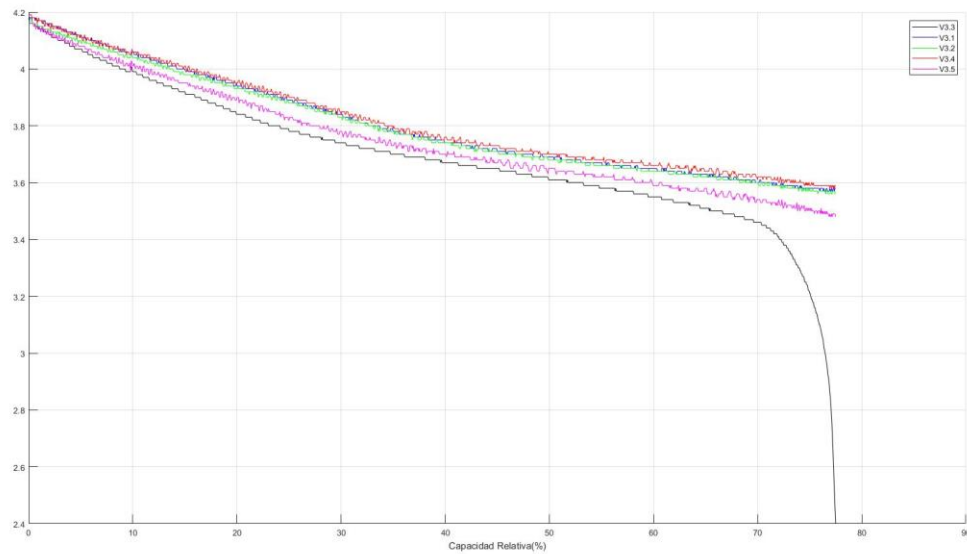


Imagen 65 Curva de descarga Baterías Kokam-Bloque 3.. Fuente: Elaboración propia.

Aquí podemos observar cómo la celda 3.3 está desgastada y procedemos a eliminarla de una forma segura. Se observa también una descarga mayor en la celda 3.5 pero se acepta como válida porque no indica estar lo bastante mal como para prescindir de ella.

14. ESTUDIO DE BATERÍAS

14.1. Características

Una batería tiene muchos requisitos muy estrictos y al igual que los productos farmacéuticos un pequeño cambio en la fórmula puede tener múltiples efectos secundarios. Para hacer una batería viable en el mercado como dispositivo de almacenamiento deben cumplirse ocho requisitos básicos. Estos son:

Alta Energía Específica

La clave para un producto comercial son largos periodos de funcionamiento y los fabricantes logran esto construyendo baterías con un alto número de amperios-hora (Ah). La Energía específica se mide en Ah/kg, es decir, la cantidad de amperios-hora

por kilogramo de batería. Este es un punto fundamental en el proyecto de una motocicleta eléctrica de competición ya que el peso es un factor determinante. Por esto buscaremos baterías con una cantidad de Ah/kg.

El término Ión-Litio, actualmente, es sinónimo de alta energía específica, pero no debemos caer la trampa de pensar que todos los Li-ion tienen una alta energía específica. Existen, por ejemplo, celdas almacenadas con la misma química, empaquetada de forma distinta, que pasan de tener 250 Ah/kg a una de 150 Ah/kg o menos y las Li-ion de larga vida pueden tener una capacidad 60Ah/kg o inferior

Alta Potencia específica

En paralelo al primer apartado, también es importante la potencia obtenida por kilogramo de peso (W/kg). Esto depende del número de amperios que puede aportar nuestra batería y la tensión de la misma. Para conocer la capacidad de descarga máxima y nominal de una batería debemos fijarnos en dos cosas: su capacidad (Ah) y su constante c. Esta última es una forma de indicar los amperios que puede ofrecer una batería, normalmente un proveedor facilita dos, una para la intensidad máx. y otra la nominal, y se obtienen multiplicando la intensidad por cada una de las constantes. Es decir, si nuestras baterías tienen 40Ah y 10 C de descarga nominal tendremos una capacidad Intensidad nominal de 400 A.

Hay que tener en cuenta que cuanto mayor sea la velocidad de descarga menos durará la carga de la batería. Esto sigue una regla muy sencilla, si una batería tiene 40 Ah y se descarga con una intensidad diez veces superior a la capacidad, tardará en descargarse diez veces menos, es decir, una hora entre diez igual a seis minutos. Para distintos valores de descarga distinta duración, este ejemplo es solo para mostrar como se comporta la carga de una batería en función de su intensidad de descarga.

Precio asequible

Es evidente que para entrar en el mercado el producto debe ser competitivo y el factor principal, cara al cliente, es el precio por kWh. En nuestro caso no es lo

primordial ya que en un entorno competitivo son más importantes los factores técnicos que el precio, pero aunque no sea del todo determinante si se debe tener en cuenta.

Longevidad

Una batería debe durar, es uno de los factores más determinantes a la hora de escoger una batería. Se mide en ciclos de carga y descarga y va muy ligado a la tecnología y a la capacidad de descarga.

Como ya se ha dicho en el primer apartado, un ejemplo claro son las Li-ion de larga duración. Comparadas con sus homólogas si queremos obtener baterías más duraderas tenemos que sacrificar energía específica, es decir, aumentamos el peso por Ah. Esto también hacen que sean menos eficientes puesto que al aumentar el peso del vehículo aumentamos el consumo, pero en el equilibrio está la virtud y para productos comerciales que no exigen un alto rendimiento se prioriza sobre el número de ciclos de carga frente a la energía específica.

Además de eso dependen de la tecnología, la química de la batería, ya que al cambiar su química también sus propiedades.

Seguridad

No debemos olvidar que las baterías están compuestas por reactivos químicos y que en su funcionamiento normal van teniendo un desgaste, además que algunos de estos pueden ser inestables. Es el caso de el Li-ion a base de níquel, al igual que el litio metálico, y por eso algunos fabricantes dejaron de fabricarlas.

Cuando se quiere aumentar la seguridad se obtiene unas baterías más pesadas y con ello menos energía y potencia específicas.

Amplio rango de funcionamiento

Las baterías tienen que poder funcionar en un amplio rango de temperaturas. Funcionan mejor a temperatura ambiente ya que las temperaturas frías ralentizan la

reacción electroquímica de todas las baterías. Li-ion no puede cargarse por debajo del punto de congelación, y a menudo se añaden mantas calefactoras para facilitar la carga. El calor alto acorta la vida de la batería y compromete la seguridad.

Toxicidad

Por un compromiso con la salud pública y el medio ambiente se necesitan baterías capaces de cubrir las necesidades energéticas del ser humano sin poner en riesgo su salud ni al medio ambiente.

Las pilas a base de cadmio y mercurio han sido sustituidas por metales alternativos por razones medioambientales. Las autoridades en Europa están tratando de prohibir el ácido de plomo, pero no se dispone de un reemplazo económico de un rendimiento similar. Las baterías de níquel y litio contienen poco material tóxico, pero siguen siendo peligrosas si se eliminan de forma descuidada.

Carga rápida

Un factor limitante en el mercado de las baterías es la velocidad de carga, especialmente en las orientadas al vehículo eléctrico.

14.2. Elección de baterías

Para nuestro prototipo se necesitan baterías que pesen y ocupen poco espacio, con la mayor capacidad posible, con una C elevada y una baja resistencia interna. Por ello se prioriza sobre estos factores, como el precio y la vida útil. Por ello se decide volver a apostar por las baterías Li-Po.

Las necesidades de energía a cubrir son una capacidad igual o superior a 40Ah con una tensión nominal de 96.2V.

14.3. Baterías Radio Control (RC)

Al principio de la edición se empezó barajando la posibilidad de, a diferencia del año anterior, poner celdas en paralelo y que estas fuesen de RC. De radio control porque venían encapsuladas y comprimidas lo que nos ofrecía la fiabilidad del aislante eléctrico, la protección mecánica y la reducción del espacio. Se buscó en varios portales de internet y el que ofrecía lo que nosotros buscábamos era HobyKings. Las baterías encontradas tenían las siguientes características

Modelo	Composición	Capacidad (Ah)	Configuración	Tensión Total(V)	Numero de celdas	Tensión Celda (V)	C Instantánea	C estacionaria	Peso(g)	Longitud (mm)	Anchura (mm)	Profundidad (mm)
1	LiPo	20	6s1p	22,2	6	3,7	20	10	2405	200	90	60
2	LiPo	16	6s2p	22,2	6	3,7	20	10	1920	173	74	68
3	LiPo	20	4s1P	14,8	4	3,7	20	10	1610	200	90	40
4	LiPo	16	4s2p	14,8	4	3,7	20	10	1290	173	74	45

Tabla 4 Características fabricante hobykings Baterías Li-Po. Fuente: Edición propia.

Modelo	Energía Máxima (KWh)	Densidad de carga (kg/KWh)	Precio (euros/KWh)	Volumen de carga (Litros/KWh)
1	0,444	5,416666667	279,0157658	2,432432432
2	0,3552	5,405405405	257,8265766	2,450833333
3	0,296	5,439189189	276,0472973	2,432432432
4	0,2368	5,447635135	275,6334459	2,4328125

Tabla 5 Características calculadas a partir de los datos de fabricante. Fuente: Elaboración propia

Las celdas marcadas en amarillo fosforito son las que destacaban dentro de la característica.

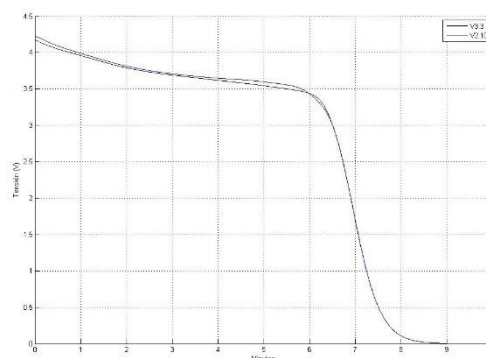
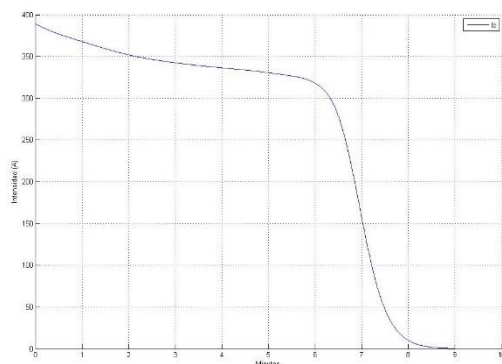
Para además cumplir con las condiciones de tensión y capacidad se necesitan dos bloques de 20Ah y 26 celdas por bloque o tres bloques de 16 Ah y 26 celdas por bloque. En la siguiente gráfica se recogen las características para cada montaje, se incluye dos para las de 20Ah porque existía una oferta en las baterías. La composición se simplifica con el número de baterías por el modelo de batería.

Cajón de baterías										
	Composición	Tensión nominal (V)	Número de bloques	Peso (kg)	Volumen (Litros)	Precio (Euros)	Energía (kWh)	Densidad de carga (kg/kWh)	Volumen de carga (Litros/kWh)	Precio (euros/kWh)
OFERTA	3*1+2*3	96,2	2	20,87	9,36	948,62	3,848	5,423597	2,432432	246,52287
	1*1+5*3	96,2	2	20,91	9,36	1024,36	3,848	5,433992	2,432432	266,2085
PRECIO	3*1+2*3	96,2	2	20,91	9,36	1070,138	3,848	5,423597	2,432432	278,10239
NORMAL	1*1+5*3	96,2	2	20,91	9,36	1064,866	3,848	5,433992	2,432432	276,73233
PRECIO	3*2+2*4	96,2	3	25,02	11,2911	1215,84	4,6176	5,418399	2,445288	263,0561
NORMAL	1*2+5*4	96,2	3	25,11	11,2527	1253,79	4,6176	5,43789	2,436971	271,52417

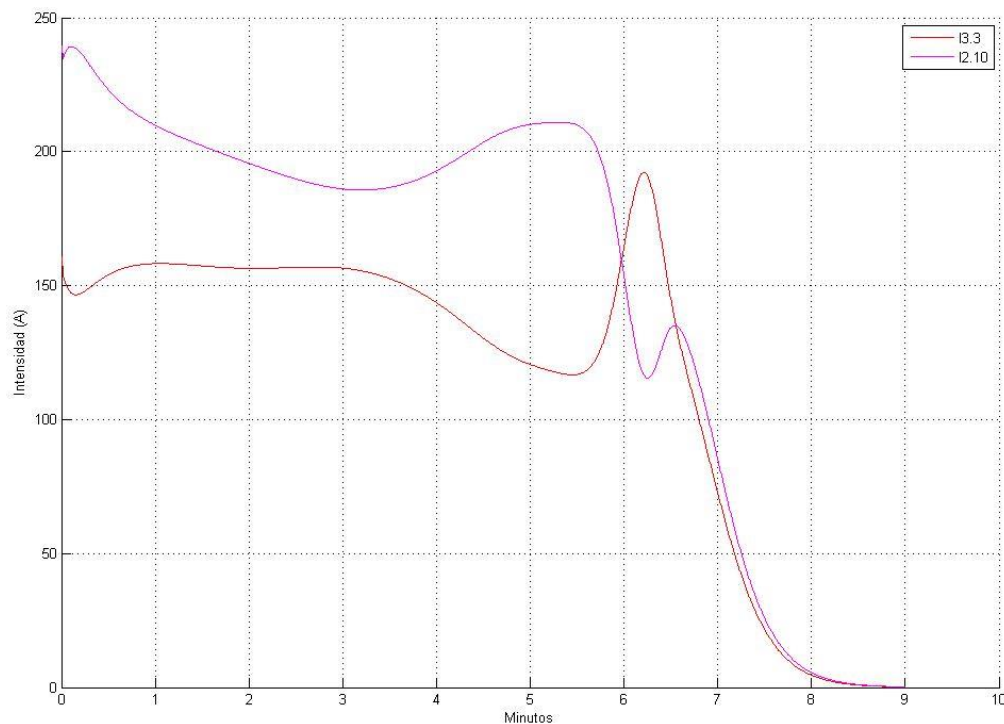
Tabla 6 Cajón de baterías con baterías HobbyKings. Fuente: Elaboración propia

El inconveniente que podría traer este tipo de conexionado es que al estar en paralelo la diferencia de potencial entre un bloque y otro generase una descompensación en las baterías que pudiesen dañarlas.

Con el fin de comprobarlo se hizo un estudio del comportamiento de baterías en paralelo. Con los datos de descarga de los ensayos de baterías se indujo la ecuación representativa de las curvas de descarga para cada celda, y se simuló en MATLAB para comprobar su comportamiento. Se escogieron las celdas 3.3 y 2.10 por considerar el caso más desfavorable, cuando una celda está estropeada y la otra esta en perfectas condiciones, con una demanda de intensidad inicial de 400 Amperios que circulan por una resistencia constante. Los resultados se muestran en las siguientes gráficas:



Gráfica 82 Intensidad de Carga y Tensiones Baterías Simulación descarga en paralelo. Fuente: Elaboración propia.



Gráfica 83 Intensidades de descarga paralelo Celda 3.3 vs 2.10. Fuente: Elaboración propia

Se observa que se compensan lo que no es problema para unas baterías que tengan una C de descarga muy elevado, no tanto así para aquellas que solo puedan dar una intensidad más reducida de forma nominal. En nuestro caso concreto estas intensidades son perfectamente admisibles para nuestras baterías.

Se decidió finalmente no comprar estas baterías por problemas con la refrigeración ya que al estar muy acinadas se iban a calentar demasiado, si las sacabamos de su estructura perdíamos el atractivo de la seguridad y si no lo hacíamos además de no poder refrigerar el cable que une las celdas con las bornas de la batería era demasiado fino y produciría muchas pérdidas por efecto Joule.

14.4. Lytherion^T

Son unas celdas fabricadas por SionPower^T en proceso experimental. Contactamos con ellos porque ofrecían una densidad de energía tres veces superior

a las Kokam lo cual suponía una ventaja competitiva muy significativa, pero no quisieron paricipar en el proyecto. Cuando se investigó no había datos concretos sobre las celdas todavía pero a la fecha de redacción de este TFG se tiene las siguientes características:

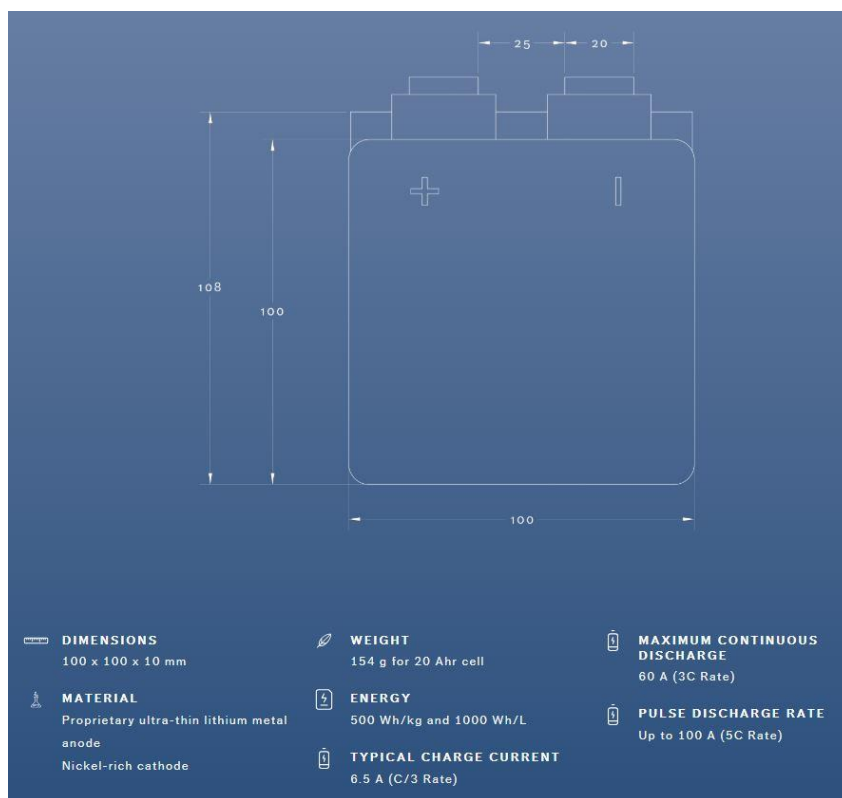


Imagen 66 Baterías licerion. Fuente: SionPower

Se observa que han cumplido con su propósito de densidad de energía pero su coeficiente C no es apto para nosotros. En caso de ser necesario una energía mayor para demandas más bajas de potencia si son ideales, así que aunque no se hallan podido utilizar por motivos técnicos y operativos no se descarta para algun otro tipo de proyecto.

14.5. Elección final

Después de investigar y desarrollar otros modelos de cajon de baterías llegamos a la conclusión de repertir con Kokam por: fiabilidad, densidad de energía, calidad, necesitar solo una serie y la rebaja que nos han hecho en el precio.

15. TRABAJO FUTURO

Por motivos de la fecha de entrega del proyecto, cuándo se comenzó el proyecto y los retos, tanto administrativos como técnicos, este proyecto deja muchas líneas de investigación y desarrollo para el prototipo final.

15.1. Sistema de Aumento de Tensión

Continuar con la investigación para el desarrollo de un sistema que sea capaz de mantener y/o subir la tensión de baterías en determinados momentos de las pruebas dinámicas que componen el MS2 de la competición, ya que la velocidad base, como hemos visto en el apartado de control, es proporcional a la tensión y si hacemos que el motor trabaje en esta región aumentamos el rendimiento y la potencia máxima.

Los supercondensadores son muy pesados y con poca capacidad de almacenamiento con respecto a nuestra demanda, por eso se ha estado investigando la posibilidad de implementar bacoitores.

Estos irían en el circuito de potencia de cc en paralelo a las baterías y conmutarían poniéndose en serie con las baterías elevando la tensión. Una vez descargados o desaparecida la demanda de par se conmutarían en paralelo coincidiendo positivo con positivo y negativo con negativo de forma que se cargen. Es una primera idea pero en caso de ser viable es un punto de partida.

Este sistema conlleva la dificultad de conseguir unos bacoitores adecuados ya que todavía no se han encontrado, el sistema de conmutación es caro porque tiene que soportar intensidades elevadas y todavía no se ha comenzado la investigación.

15.2. Cálculo de λ_{af}

Con la fotografía del rotor entregada por la organización, imagen 12, en función de las dimensiones eje del rotor y las medidas reales calcular las dimensiones transversales de los imanes y con eso empezar a calcular λ_{af} de forma iterativa en el modelo para poder encajar el modelo con la máquina real.

Si una vez calculado este valor no encajasen los valores de L_q y L_d dados por la organización estaríamos en un punto muerto ya que no se puede abrir el motor para comprobar las características constructivas hasta finalizar la competición.

Por lo tanto otra vía de investigación es terminar de definir el modelo con el lazo de control una vez terminada la competición.

15.3. Big Data

Esta edición no tenemos los datos de isorrendimiento del fabricante del motor, entonces, tenemos que obtenerlas nosotros. No ha habido tiempo material para desarrollar un proyecto con más datos, pero sí sienta un principio para un fin.

Con una adquisición masiva de datos del controlador mediante telemetría en la pista y seguir ensayando el motor en el bando de ensayos podemos obtener, no unos datos reales como se ha visto en epígrafes anteriores debido a que el controlador no da valores reales de par mecánico, si una tendencia sobre la que poder programar adecuadamente el controlador.

15.4. Firmware SEVCON

Actualizar el firmware de SEVCON y comenzar a trabajar con él. Esta nueva versión ofrece una salida automática de offset, algo que antes no era posible programar en los mapas motor y estábamos obligados a dar un valor experimental que funcionaba bien sobre un régimen de revoluciones y no tan bien en otro.

Esto no nos da una ventaja competitiva ya que si no todos, casi todos los participantes contamos con este firmware. Se ha trabajado sobre el firmware

antiguo porque no se ha tenido la posibilidad de trabajar sobre el nuevo hasta ahora. Es debido a, primero, que se investigó la posibilidad de utilizar otro controlador y dos, a la implantación de una nueva ley por parte de la universidad que provocó la detención de los pedidos y hubo que rehacerlo todo de nuevo.

Bibliografía

R.Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, Virginia Tech

R.Krishnan (2001), *Electric motor drives: modeling, analysis and control*, Prentice Hall, Nueva Jersey

Carlos Rodríguez Ordóñez (2016), *Diseño de la instalación, evaluación de consumos y gestión de la energía de una motocicleta eléctrica*, Escuela Politécnica Superior de Jaén, Jaén

Fernando Martínez Moreno 2006, *Control electrónico y simulación de motores de corriente alterna*, Universidad de Valladolid, Valladolid.

Enrique L. Carrillo Arroyo (2006), *Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system*, Universidad de Puerto Rico, Mayagüez.

Pragasen Pillay y Ramu Krishnan, *Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, PartI: The permanent- magnet synchronous machine*, IEEE.

Abdulaziz Bello (2014), *Comparative Review of PMSM and BLDCM Based On Direct Torque Control Method*, International Journal of Scientific and Technology Research volume 3.

Tinging Liu, Guojin Chen y Shigang Li (2014), *Aplication of Vector Control Technology for PMSM Used in Electric Vehicles*, The Open Automation and Control Systems Sournal.

FranciscoM. Gonzalez-Longatt (2004) *Entendiendo la transformada de Park*, IEEE.

María Auxiliadora Simón Gómez (2017), *Diseño de un Motor de Flujo axial de Imanes Permanentes*, Universidad de Sevilla, Sevilla