



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño
Grado en Ingeniería Eléctrica

TRABAJO FIN DE GRADO:

Digitalización del banco de ensayos de control de máquinas
eléctricas

Autor: Luis Miguel Sánchez Perona
Tutores: Rubén Puche Panadero
Ángel Sapena Bañó

Valencia, Julio de 2020



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



ÍNDICE GENERAL

1.- Memoria	4
2.- Pliego de condiciones.....	99
3.- Presupuesto.....	106
4.- Anexos.....	111
5.- Referencias	121



1.- Memoria



<u>1.1.-</u>	<u>Objeto del proyecto</u>	7
<u>1.2.-</u>	<u>Justificación del proyecto</u>	8
<u>1.2.1.-</u>	<u>Académica</u>	8
<u>1.2.2.-</u>	<u>Funcional</u>	8
<u>1.3.-</u>	<u>Factores a considerar, especificaciones del encargo y estudio de necesidades propias</u>	9
<u>1.3.1.-</u>	<u>Factores a considerar</u>	9
<u>1.3.2.-</u>	<u>Especificaciones del encargo</u>	10
<u>1.3.3.-</u>	<u>Estudio de necesidades propias</u>	10
<u>1.4.-</u>	<u>Descripción del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas</u>	13
<u>1.4.1.-</u>	<u>Motor de inducción</u>	14
<u>1.4.2.-</u>	<u>Carga resistente</u>	16
<u>1.4.3.-</u>	<u>Elementos de control</u>	17
<u>1.4.3.1.-</u>	<u>Descripción del control escalar</u>	18
<u>1.4.3.2.-</u>	<u>Descripción del Control de campo orientado (FOC)</u>	20
<u>1.4.3.3.-</u>	<u>Descripción del control directo de par (DTC)</u>	22
<u>1.4.4.-</u>	<u>Descripción de las técnicas empleadas para el accionamiento del inversor</u>	23
<u>1.4.4.1.-</u>	<u>Modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM)</u>	23
<u>1.4.4.2.-</u>	<u>Modulación por ancho de pulso de vectores espaciales (SVPWM)</u> ..	24
<u>1.4.4.3.-</u>	<u>Tabla de conmutación a través del vector de selección</u>	27
<u>1.5.-</u>	<u>Planteamiento de soluciones alternativas, descripción de los criterios de selección y justificación de la solución adoptada</u>	28
<u>1.5.1.-</u>	<u>Motor de inducción</u>	28
<u>1.5.2.-</u>	<u>Carga resistente</u>	29
<u>1.5.3.-</u>	<u>Alimentación del sistema</u>	29
<u>1.5.4.-</u>	<u>Variador de frecuencia</u>	30
<u>1.6.-</u>	<u>Descripción detallada de la solución adoptada</u>	31
<u>1.6.1.-</u>	<u>Motor de inducción</u>	31
<u>1.6.2.-</u>	<u>Alimentación del sistema</u>	32
<u>1.6.3.-</u>	<u>Carga resistente</u>	32
<u>1.6.4.-</u>	<u>Etapas de alimentación del variador</u>	33
<u>1.6.5.-</u>	<u>Control escalar</u>	36
<u>1.6.5.1.-</u>	<u>Modulador SPWM</u>	36



<u>1.6.5.2.- Implementación del Control escalar.</u>	42
<u>1.6.5.3.- Control escalar en bucle cerrado con regulador PID.</u>	54
<u>1.6.6.- Control de campo orientado (FOC).</u>	59
<u>1.6.6.1.- Método indirecto (IFOC).</u>	59
<u>1.6.6.2.- Implementación del control de campo orientado indirecto (IFOC).</u> . 62	
<u>1.6.7.- Control directo de par (DTC).</u>	76
<u>1.6.7.1.- Implementación del control directo de par (DTC).</u>	77
<u>1.6.8.- Comparativa de las técnicas de control.</u>	93
<u>1.7.- Conclusiones.</u>	97
<u>1.7.1.- Conclusiones del trabajo de fin de grado.</u>	97
<u>1.7.2.- Conclusiones personales.</u>	98

1.1.- Objeto del proyecto.

El presente Trabajo de Fin de Grado expone el proceso de digitalización del puesto de ensayos de control de máquinas eléctricas aplicado al motor de inducción del Departamento de Ingeniería Eléctrica. Para ello, se van a implementar y modelar los diferentes equipos de control presentes en el banco mediante la herramienta Matlab-Simulink y haciendo uso de la biblioteca SimPowerSystems.

Finalmente se realizará un entorno visual de fácil utilización en el que se pueda seleccionar la técnica deseada y poder visualizar los resultados obtenidos en diferentes ensayos, al igual que se realiza en el banco de ensayos del departamento.

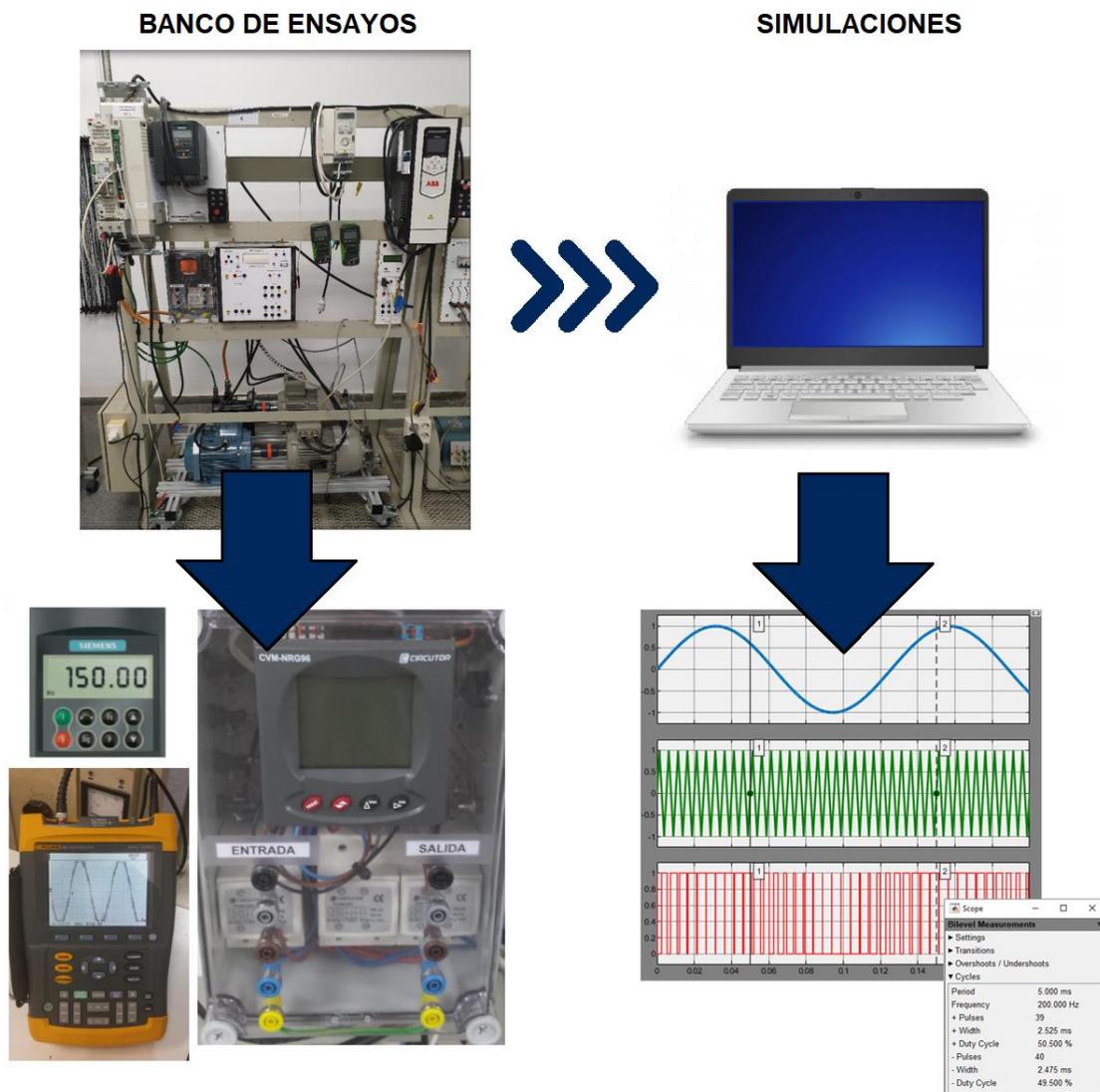


Figura 1.1.1. Digitalización del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas.

1.2.- Justificación del proyecto.

El presente proyecto atiende a dos razones bien diferenciadas que justifican el motivo de su desarrollo, estas son:

1.2.1.- Académica.

La realización de este Trabajo de Fin de grado tiene como finalidad la obtención del título del Grado en Ingeniería Eléctrica, según se establece en el boletín oficial de la UPV:

El RD 1393/2007, por el que se establece la ordenación de las enseñanzas universitarias oficiales, modificado por el RD 861/2010 dispone, con carácter general, que todos los títulos oficiales “concluirán con la elaboración y defensa” de un Trabajo Fin de Grado (TFG) o Trabajo Fin de Máster (TFM), según el caso.

[Boletín oficial de la Universitat Politècnica de València (2018). Normativa marco de trabajo fin de grado y fin de máster. <http://www.upv.es/entidades/SA/mastersoficiales/U0776878.pdf>]

1.2.2.- Funcional.

El motivo por el cual se ha planteado el desarrollo de este proyecto se debe al gran auge por parte de las empresas de mejorar sus procesos y reducir los tiempos de producción. Esta filosofía está fundamentada en los pilares de la Industria 4.0, donde existe una gran revolución a través del gemelo digital, el cual consiste en la digitalización de un proceso con el fin de reducir los tiempos de producción, mejorar la eficiencia y reducir el fracaso a través de la digitalización de todo el proceso de planta, desde los actuadores y sensores, hasta los controladores de más alto nivel, teniendo así un modelo virtual de toda la línea de producción.

Además, realizando este proyecto se amplían los conocimientos técnicos y prácticos acerca de los métodos de control, y permite familiarizarse con los programas de diseño empleados para la digitalización de estos, pudiendo así en un futuro tener un mejor criterio a la hora de seleccionar uno de ellos para una aplicación real con el fin de virtualizar procesos donde haya accionamientos de cualquier tipo, como pudiera ser: procesos productivos, plantas generadoras eólicas o fotovoltaicas, mecanismos de grandes centros comerciales o de ocio, etc.

1.3.- Factores a considerar, especificaciones del encargo y estudio de necesidades propias.

1.3.1.- Factores a considerar.

La idea de implementar este proyecto fue propuesta por los tutores. En un principio se acordó implementar el control de 3 ejes mediante un PLC, pero debido a la pandemia causada por el COVID-19 y el cierre de la universidad la idea se descartó debido a la necesidad de acudir al departamento para realizar el proyecto.

Tras pensar en un proyecto que se pudiese realizar desde casa, y tras debatirlo con los tutores, se llegó a la conclusión de que sería una buena idea digitalizar el puesto de control del taller de Ingeniería Eléctrica, ya que resume perfectamente los contenidos que se han visto en asignaturas como: *Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos*, *Ampliación de Máquinas Eléctricas* o *Electrónica de Potencia*. Reforzando así los conocimientos sobre la materia para el alumno.

El siguiente trabajo está basado en el puesto de ensayos de control de máquinas eléctricas y aplicado para el motor de inducción de dicho departamento, pero se ha realizado de modo que sea versátil y fácilmente configurable para motores de igual construcción física, pero de distintos parámetros. Por lo tanto, esta aplicación es de gran interés para la ya mencionada Industria 4.0 como para el uso educativo, permitiendo al alumno aplicar distintas técnicas de control y analizar su comportamiento frente a distintas situaciones que se planteen, pudiendo así compararlas y comprender su funcionamiento.

Referente a las limitaciones y condicionantes cabe destacar que, al tratarse de un diseño totalmente digital, el único condicionante es el equipo informático a emplear. En este caso, el equipo tiene como sistema operativo *Windows 10*, por lo tanto, el fabricante del *software* recomienda los siguientes requisitos del sistema:

- Procesador: Intel o AMD x86-64 y cuatro núcleos.
- Disco duro: entre 5 y 8Gb de espacio disponible.
- RAM: 8Gb.
- Tarjeta gráfica: no es necesario una tarjeta gráfica específica.

Además, como condicionante personal, cabe destacar las habilidades de cada uno y su ingenio para subsanar los problemas que vayan surgiendo. Para la realización de este trabajo hay que tener cierto conocimiento en las distintas técnicas de control, electrónica de potencia y máquinas eléctricas, en concreto el motor de inducción, pudiendo ser un factor limitante el tener alguna carencia en ellas.

1.3.2.- Especificaciones del encargo.

El resultado final de este proyecto debe de cumplir unos requisitos mínimos para considerarse apto, estos son los siguientes:

- Digitalización de los métodos de control del banco de ensayos.
- Correcto funcionamiento de los métodos de control implementados.
- Posterior análisis y comparativa de los métodos de control.
- Reunir los métodos de control en un sistema de fácil utilización para el usuario.

1.3.3.- Estudio de necesidades propias.

En este apartado se va a exponer las necesidades y condiciones que se buscan del programa que se va a emplear para la digitalización del banco de ensayos. Las cuales son las siguientes:

- Que sea gratuito, a través de licencia o con versión de prueba.
- Fácil utilización tras realizar un estudio de su funcionamiento.
- Posibilidad de simular el proceso implementado.
- Posibilidad de visualizar los resultados mediante tablas y gráficos.
- Librerías que incluyan la maquina asíncrona de inducción.
- Librerías que incluyan bloques sencillos con los que realizar cálculos, funciones lógicas y generar funciones.
- Permitir mantener un orden a través de etiquetas o subsistemas.

Con estos condicionantes se han encontrado tres programas que parecen que cumplen en casi todos los aspectos planteados. Estos son los siguientes:

- MATLAB-Simulink: es un entorno de programación visual a partir de bloques sencillos con los que realizar todo tipo de modelados de sistemas, con la opción de poder simularlos y analizar su comportamiento.

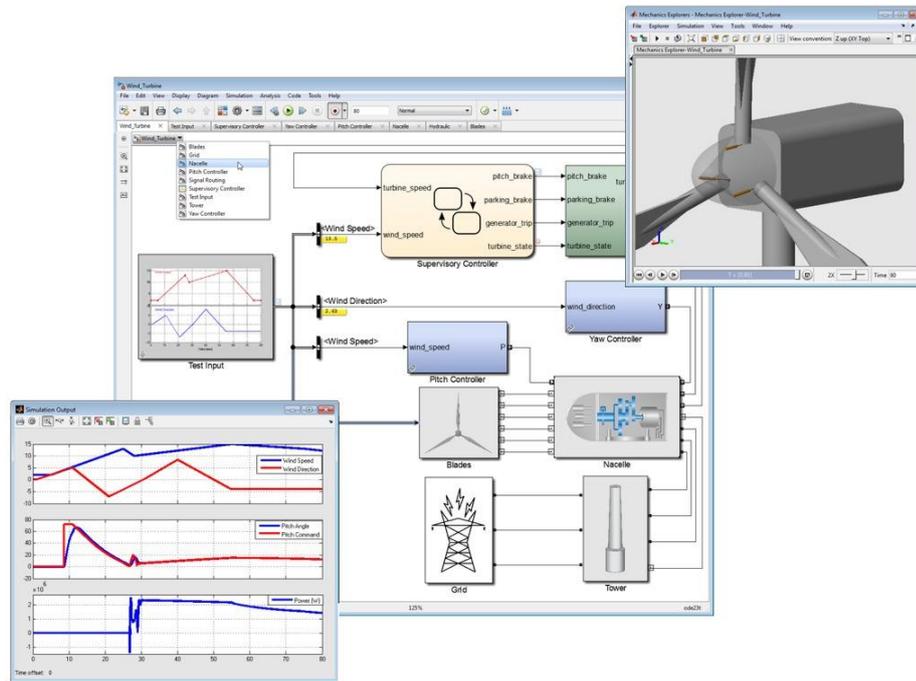


Figura 1.3.3.1. Ejemplo de modelo en MATLAB-Simulink.

- PSIM: es un programa centrado en la electrónica digital y de potencia con el cual poder diseñar cualquier sistema a partir de una gran variedad de módulos de control.

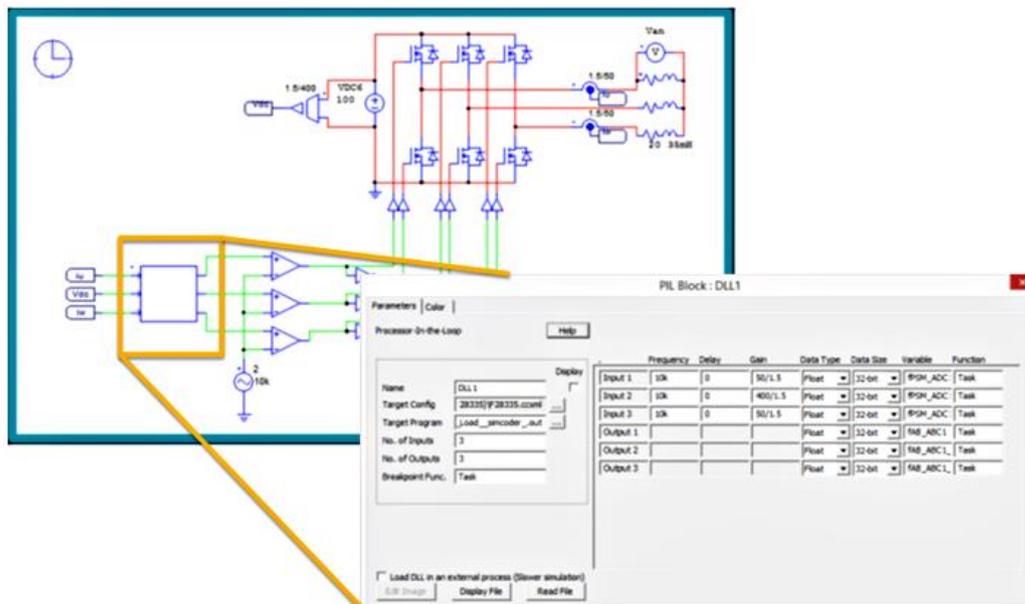


Figura 1.3.3.2. Ejemplo de modelo en PSIM.

- PSCAD: Power Systems CAD, es un programa de diseño con el cual realizar simulaciones y modelos para el análisis y optimización de sistemas de alimentación y controles electrónicos.

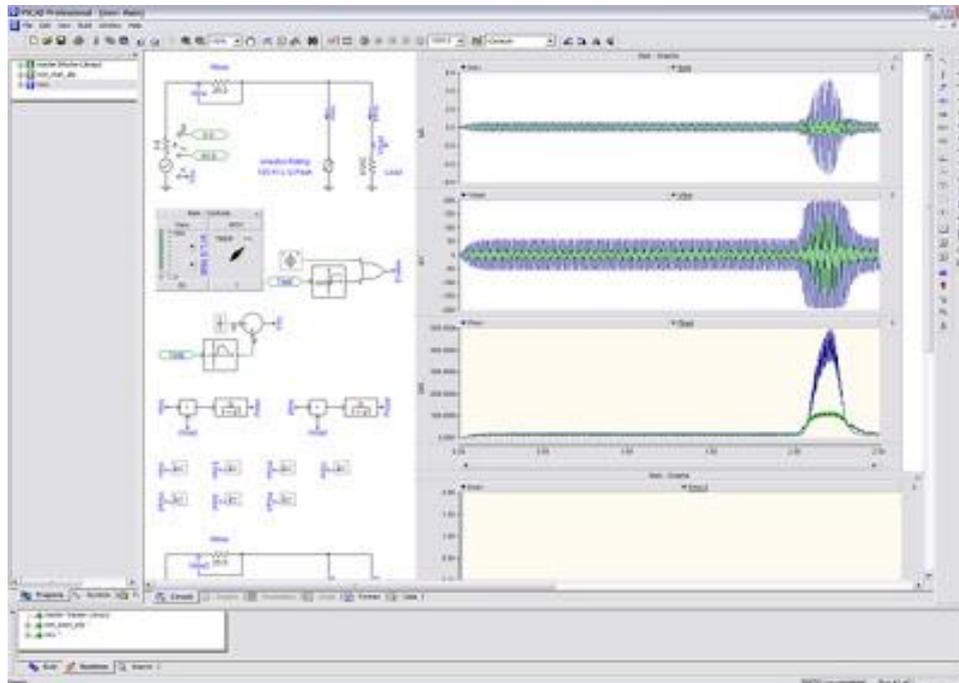


Figura 1.3.3.2. Ejemplo de modelo en PSCAD.

Como se puede ver, los tres programas planteados tienen un funcionamiento y un entorno de trabajo similar, por lo tanto, en la tabla 1.3.3.1 se muestran las condiciones anteriormente planteadas para comprobar si las cumplen o no, con el fin de obtener un veredicto.

Comparativa entre los programas de diseño			
Condiciones	MATLAB-Simulink	PSIM	PSCAD
Gratuito	✓	X (versión limitada)	X (versión limitada)
Periodo de aprendizaje	✓	✓	✓
Simulación	✓	✓	✓
Tablas y gráficos	✓	✓	✓
Motor de inducción	✓	✓	X
Bloques sencillos	✓	✓	✓
Orden	✓	✓	✓

Tabla 1.3.3.1. Comparativa entre los programas de diseño.

Como se puede ver, el único que cumple con todas las condiciones es MATLAB-Simulink, ya que PSIM y PSCAD sí que son gratuitos, pero con versiones limitadas en funcionalidades, por lo tanto, sería una gran limitante para la realización de este proyecto.

En el caso de MATLAB-Simulink se dispone de una licencia concedida a través de la Universitat Politècnica de València, así que se podrá disfrutar de todas sus características sin límite, además, al tener acceso a la licencia, es un programa con el que ya se estaba familiarizado. Durante el grado se ha empleado tanto Matlab en asignaturas como Automática, simulando el comportamiento de un sistema a través de su función de transferencia; como Simulink, en asignaturas como Control de máquinas y Accionamientos Eléctricos, simulando técnicas de regulación y control de motores.

1.4.- Descripción del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas.

La finalidad del banco de ensayos es que el alumno se familiarice con las distintas técnicas de control que se pueden encontrar en la industria y analicen, en un entorno controlado, la respuesta del motor ante determinadas condiciones y tipos de control. Además, dicho banco, está comprendido por más elementos para el control de distintos motores, pero el objetivo de este proyecto es centrarse en el motor de inducción.

Los elementos principales que componen el banco de ensayos son: motor de inducción, carga resistente y los elementos de control, los cuales se pueden observar en el esquema de la figura 1.4.1.

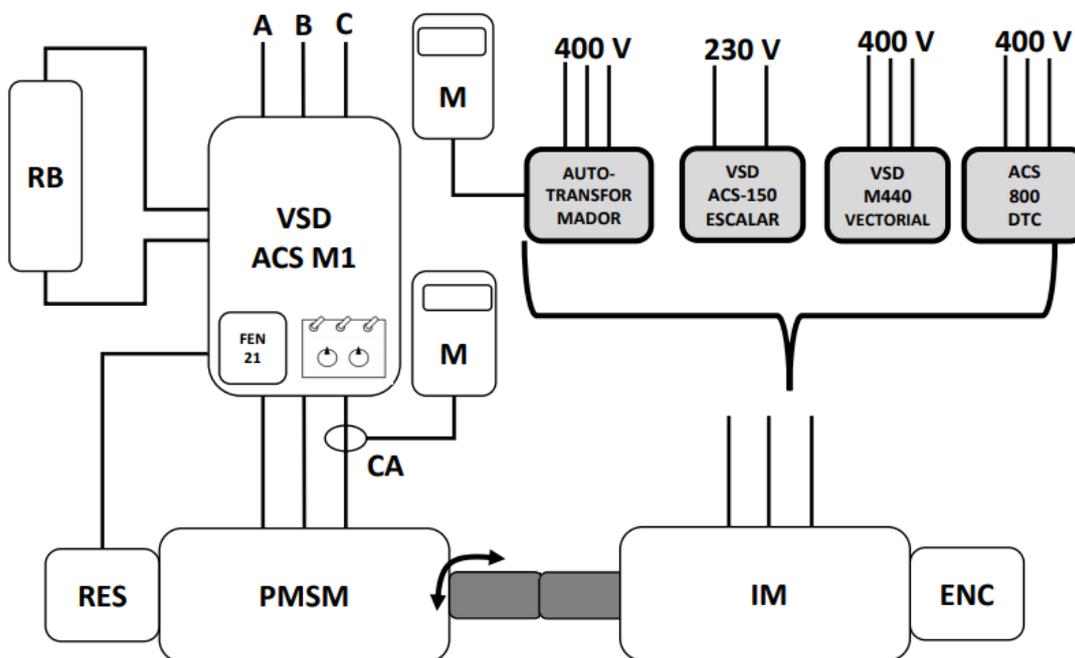


Figura 1.4.1. Banco de ensayos de control del motor de inducción.

1.4.1.- Motor de inducción.



Figura 1.4.1.1. Motor trifásico de inducción.

Se trata de un motor trifásico de inducción con rotor en jaula de ardilla (IM, por sus siglas en inglés Induction Motor), similar en características y forma al que se muestra en la figura 1.4.1.1. Dada su robustez y simpleza, se ha convertido en uno de los elementos más importantes en los accionamientos eléctricos modernos, ya que, tras el avance de las técnicas de control para este tipo de motores fue relegando a otros como el motor

de corriente continua. Por estos motivos es por lo que se ha decidido enfocar este trabajo hacia sus técnicas de control, ya que en cualquier industria donde haya accionamientos eléctricos nos encontraremos con motores de este tipo.

Los valores nominales del motor con el que se va a desarrollar este proyecto, los cuales coinciden con los valores del motor del departamento, son los mostrados en la tabla 1.4.1.1.

Motor de inducción (IM)			
f_n	50 Hz	V_n	230/400 V
P_n	2,2 kW	I_n	8,2/4,7 A
$\cos \phi$	0,82	N_n	1420 r/min

Tabla 1.4.1.1. Placa de características del IM.

Además, dado que para trabajar con las distintas técnicas de control es necesario conocer varios de los parámetros que caracterizan al motor de inducción, el circuito equivalente y las ecuaciones que lo caracterizan son los mostrados en la figura 1.4.1.2. y 1.4.1.3.

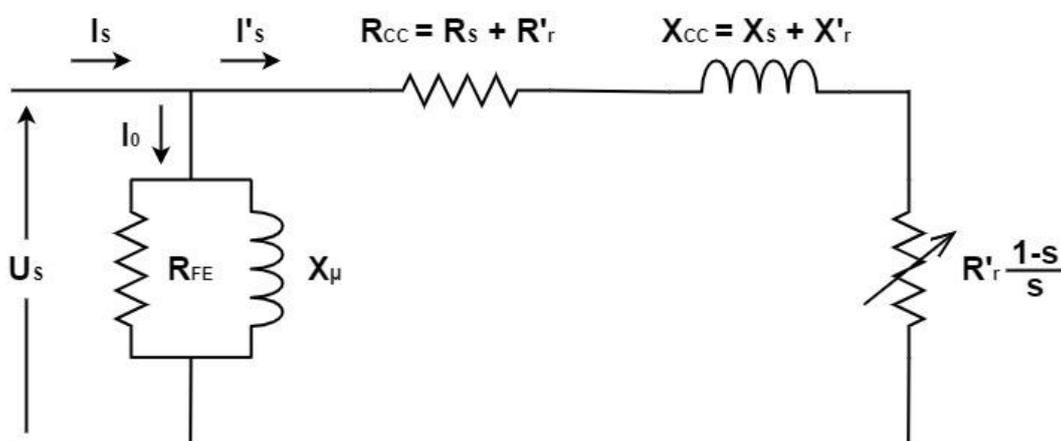


Figura 1.4.1.2. Circuito equivalente de una de las fases del motor de inducción.

Intensidad

$$I'_s(s) = \frac{U_s}{Z(s)} = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + X_{CC}^2}} \quad \vec{I}_s(s) = \vec{I}_0 + \vec{I}'_r \approx \vec{I}'_r$$

Potencia mecánica interna

$$P_{mi} = 3I'_s{}^2 \frac{1-s}{s} R'_r = \frac{3U_s^2 \frac{1-s}{s} R'_r}{(R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + X_{CC}^2}$$

Par

$$T_i = \frac{P_{mi}}{\Omega} = \frac{3I'_s{}^2 \frac{1-s}{s} R'_r}{\Omega_s(1-s)} = \frac{3U_s^2 \frac{R'_r}{s}}{\Omega_s (R_s + \frac{R'_r}{s})^2 + X_{CC}^2}$$

Par máximo

$$S_{Tmax} = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + X_{CC}^2}} \quad T_{max} = \frac{3}{2\Omega_s} \frac{U_e^2}{\sqrt{R_s^2 + X_{CC}^2}}$$

Figura 1.4.1.3. Ecuaciones que rigen el motor de inducción.

Por otro lado, para entender mejor el comportamiento del motor en los distintos métodos de control que se van a implementar, en la figura 1.4.1.2 se muestra la respuesta de este conectado a la red eléctrica.

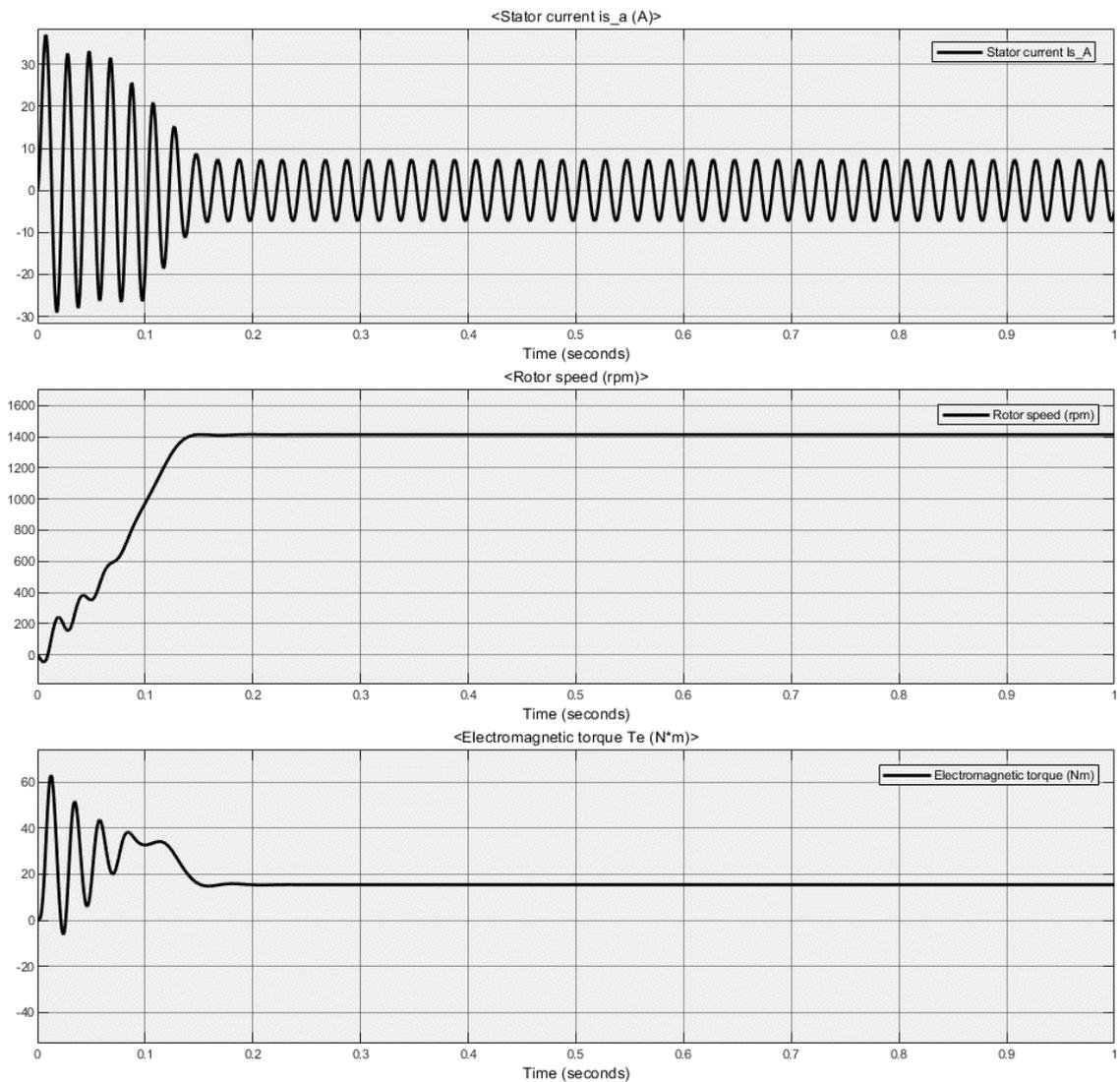


Figura 1.4.1.2. Respuesta del motor conectado a la tensión y frecuencia de red y con un par de carga de 14Nm.

1.4.2.- Carga resistente.



Figura 1.4.2.1. PMSM ABB.

En el banco de ensayos se ha optado como elemento que ejerza un par resistente o de carga el uso de un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés *Permanent Magnet Synchronous Motor*) de la marca ABB MS-Series, similar al que se muestra en la figura 1.4.2.1, acoplado a través de su eje al motor de inducción. Esto es debido a que este tiene un control simple de par gracias a la relación lineal entre el par y corriente,

facilitando al alumno conocer el par resistivo que se le está aplicando al motor de inducción a través de esta relación. En el caso de este proyecto, esta carga resistiva es

más fácil de implementar, ya que simplemente se deberá de incluir el valor numéricamente a través de un bloque específico de Simulink.

Aun así, y para conocer el límite de par resistente con el que se va a poder trabajar, este viene escrito en la placa de características del motor síncrono de imanes permanentes mostrada en la tabla 1.4.2.1.

Motor de imanes permanentes (PMSM)			
Io/In	13.9/14.4 A	Pn	4.9 kW
Ip	43.3 A	Fn	200 Hz
To/Tn	15.5/15.5 Nm	Nn	3000 r/min
Tp	47.7 Nm	Bemf	@Nn203.5V@r/min

Tabla 1.4.2.1. Placa de características del PMSM.

Por lo tanto, el par máximo de carga va a ser: $T_n=15.5\text{Nm}$.

1.4.3.- Elementos de control.



Figura 1.4.3.1. VSD Siemens M440.

Estos elementos son conocidos como variadores de frecuencia o variadores de velocidad (VSD, por sus siglas en inglés *Variable Speed Drive*), su función principal es regular la velocidad de giro del motor a partir de unas consignas introducidas por el usuario. En la figura 1.4.3.1. se puede ver un ejemplo de un VSD empleado en el departamento, en este caso se trata del Siemens M440, el cual realiza varios de los métodos de control que se van a exponer en este trabajo.

Las distintas técnicas de control que se implementan en el motor vienen marcadas en función de la aplicación a la que vaya enfocada, ya que, el aplicar una u otra técnica dependerá de la aplicación a la que vaya dirigida, siendo los factores condicionantes el nivel de regulación deseado y el precio del dispositivo de control. Para ello, existen una gran variedad de técnicas para hacer funcionar un motor de inducción y tener el control total o parcial sobre él, desde el arranque estrella-triángulo, en el cual únicamente se conmutan los devanados del motor y se consigue así reducir la corriente de arranque de este. Elementos más avanzados como los cicloconvertidores, los cuales generan rampas de arranque y frenada configurables, hasta los ya mencionados variadores de frecuencia. Estos últimos tienen un proceso más complejo y es donde se va a centrar este proyecto.

Las técnicas de control mediante el uso de variadores de frecuencia se pueden catalogar según lo mostrado en la figura 1.4.3.2

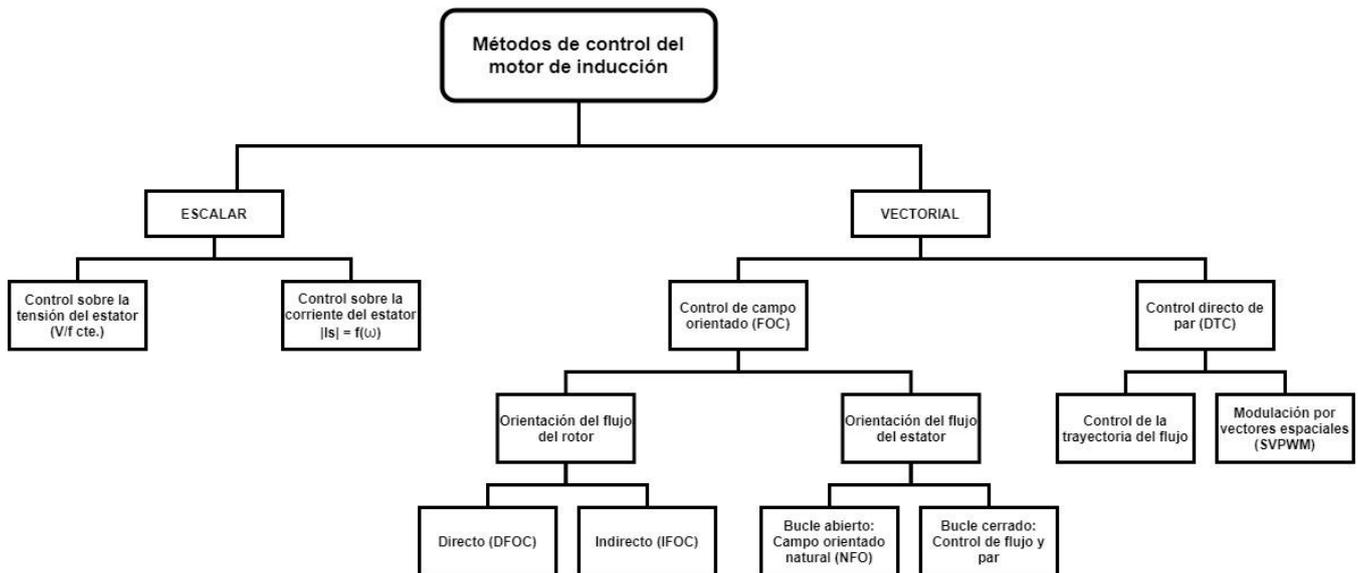


Figura 1.4.3.2. Técnicas de control del motor de inducción.

Y las técnicas que se van a desarrollar en este proyecto son las siguientes:

- Control escalar, control sobre la tensión del estator.
- Control de campo orientado (FOC), con orientación del flujo del rotor.
- Control directo de par (DTC), con control de la trayectoria del flujo.

Estas técnicas tienen sus ventajas y sus inconvenientes, es por ello por lo que es de interés conocer su funcionamiento y aplicar la técnica correcta para cada situación. Su explicación y funcionamiento serán expuestos con mayor detalle a continuación.

1.4.3.1.- Descripción del control escalar.



Figura 1.4.3.1.1. VSD ABB ACS150.

En el departamento, uno de los variadores que permite realizar el control escalar es el ABB ACS150, este variador de pequeña potencia dispone de una pantalla LCD de fácil uso y un potenciómetro integrado para la regulación de la velocidad, además incluye la posibilidad de trabajar en bucle cerrado a través de un regulador PID.

La técnica de control escalar es muy útil debido a su sencillez y facilidad de implementación, pero tiene una serie de inconvenientes como son su pobre regulación de velocidad y baja capacidad de par a bajas velocidades.

Este control está basado en la imposición en el motor de una determinada tensión/frecuencia tratando de mantener esta relación constante y, por lo tanto, que el motor trabaje con el flujo magnético de manera constante y cerca de la región de

saturación. Con esto se consigue desplazar la curva de par/velocidad sin deformarla y por lo tanto mantener el par en prácticamente todos los rangos de velocidad del motor.

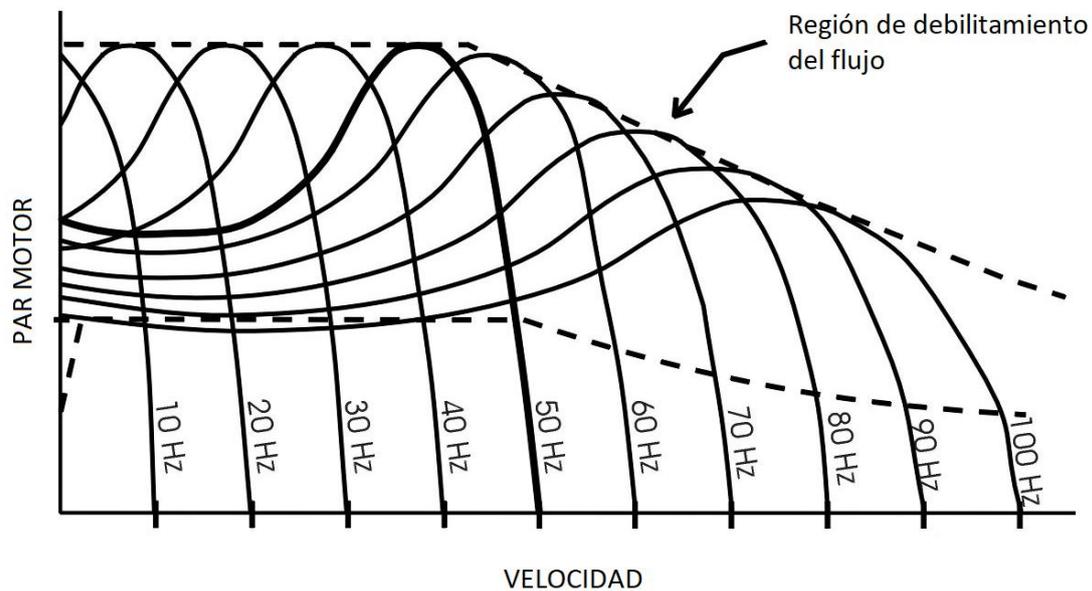


Figura 1.4.3.1.2. Curva par/velocidad para determinados rangos de frecuencia.

En la figura 1.4.3.1.2 se puede ver esta relación. En el rango de frecuencias de funcionamiento del motor, el control escalar consigue desplazar la curva manteniendo el par motor en todo el rango de velocidades, sin embargo, cuando se supera la frecuencia nominal del motor esta relación ya no es posible mantenerla, por lo tanto el motor entra en saturación y se pierde esta capacidad de par. Algo similar ocurre si se reduce demasiado la frecuencia, el control no es capaz de mantener la relación de tensión/frecuencia y por lo tanto pierde la capacidad de mantener el par.

La pobre regulación de velocidad se debe a que, al no regular de forma separada y adecuada tanto el flujo como el par motor, en variaciones de carga en el motor, se verá afectado en la velocidad de este. A este fenómeno se le conoce como deslizamiento (s) y es la diferencia entre la velocidad de sincronismo y la real del motor, expresado en revoluciones por minuto (rpm) o en valor porcentual (%). En la figura 1.4.3.1.3. se puede ver que, si la carga aumenta, el deslizamiento aumenta, alejando la velocidad real del motor a la referencia marcada.

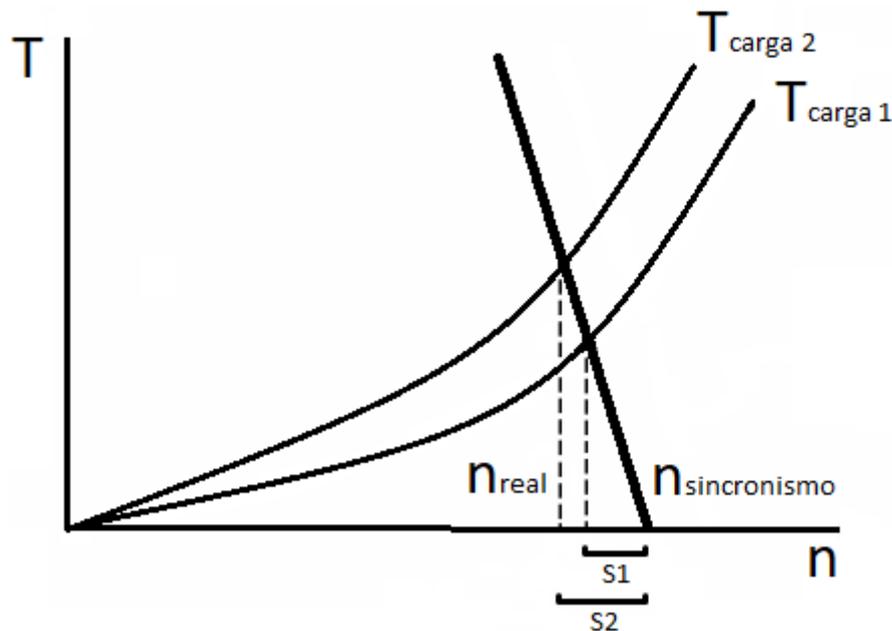


Figura 1.4.3.1.3. Deslizamiento causado por un par de carga.

Estos fenómenos se pueden corregir y subsanar aplicando diversas mejoras, las cuales serán explicadas en el apartado de la implementación del control escalar.

1.4.3.2.- Descripción del Control de campo orientado (FOC).

En el departamento, el variador empleado para la implementación del control de campo orientado es el ya mencionado Siemens M440, ilustrado en la figura 1.4.3.1. Este variador permite una gran variedad de controles, tanto escalar como vectorial, en bucle abierto o cerrado, y dada su simplicidad de programación le da una gran versatilidad para su implementación en gran variedad de aplicaciones.

El objetivo del control vectorial es tratar de separar dinámicamente el par motor del flujo, con el fin de que tenga un funcionamiento similar al de la máquina de corriente continua. Estas máquinas tienen un control más simple y con mejor comportamiento dinámico en variaciones de par, pero por contra, tienen un mayor precio y requieren de mayor mantenimiento, además que su volumen es mayor al del motor de inducción.

El desarrollo de esta técnica es un problema debido a que el modelo matemático del motor de inducción es complejo, ya que hay un acoplamiento entre sus variables y la relación entre ellas no es lineal. Para conseguir su implementación se emplean una serie de transformadas en la que se pasa de un sistema trifásico abc a un sistema bifásico rotatorio dq , tal y como se puede ver en la figura 1.4.3.2.1. Si se hace coincidir la componente directa con la fase del flujo magnético del rotor, se puede crear una analogía entre la corriente directa del estator I_{ds} con la corriente de campo de la máquina de corriente continua I_f y la corriente de cuadratura del estator I_{qs} con la corriente de armadura I_a , de la máquina de corriente continua.

Por lo tanto, manteniendo constante la componente directa se puede realizar el control del motor mediante la componente cuadratura, teniendo un control total del par motor.

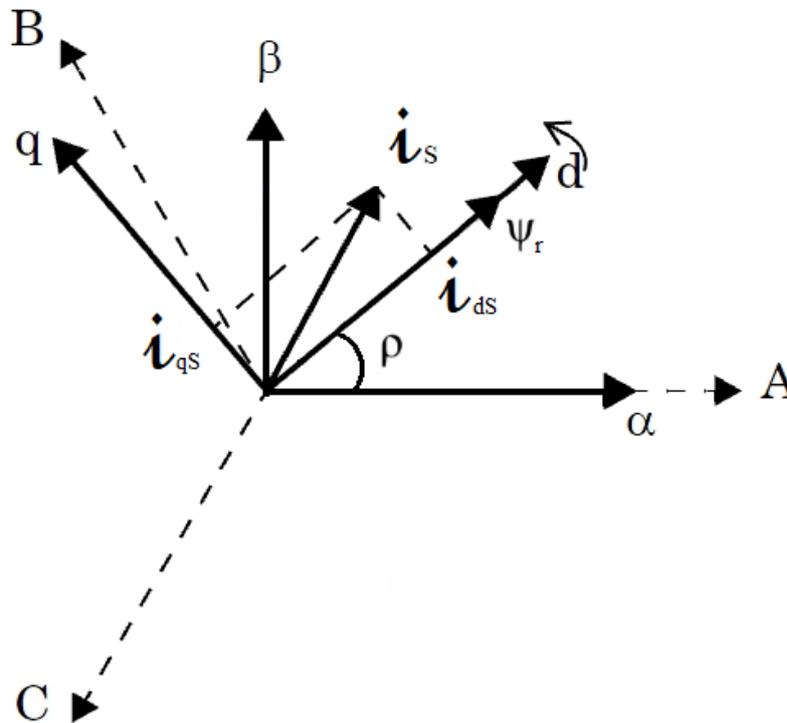


Figura1.4.3.2.1. Flujo del rotor sobre la componente directa (d).

La implementación del control de campo orientado se puede resumir en una serie de pasos en los cuales, a partir de magnitudes medibles como son la tensión, corriente o velocidad, se pueda obtener los parámetros necesarios para la implementación del control. Los pasos a seguir son los siguientes:

- 1- Obtención del par de referencia T^* y del flujo del rotor de referencia ψ_r^* . Estos valores se obtienen a partir de la velocidad de referencia N^* y la real del motor N .
- 2- Dados los valores de referencia de par y flujo, se obtienen los valores de referencia de las corrientes directa y de cuadratura i_{ds}^* e i_{dq}^* .
- 3- Dependiendo del modelo que se desee emplear, se debe de estimar el vector del flujo del rotor ψ_r mediante el método directo o indirecto:
 - Directo: Se obtiene el vector del flujo a partir de las tensiones y corrientes del estator V_{abc} y I_{abc} respectivamente.
 - Indirecto: Se obtiene el vector del flujo a partir de la velocidad del rotor y de la estimación del deslizamiento obtenido a través de las referencias de par y flujo.
- 4- Teniendo las referencias de las corrientes i_{ds}^* y i_{dq}^* y el vector del flujo del rotor ψ_r se calculan los valores de las componentes I_a , I_b y I_c para el control del inversor a través de un modulador SVPWM.

1.4.3.3.- Descripción del control directo de par (DTC).



Figura 1.4.3.3.1. VSD ABB ACS880.

En el departamento, para la implementación del control directo de par se emplea el variador ABB ACS880, en cuanto a características técnicas este variador es superior al resto anteriormente mencionados, dada su potencia, las opciones de control y su interfaz, ya que incluye una pantalla de mayor tamaño en la que ofrece mucha más información y opciones que el resto.

Al igual que el control de campo orientado y debido a que ambos están en la categoría de control vectorial, el control directo de par trata de separar dinámicamente el par motor del flujo. Las diferencias más significativas entre ambos métodos residen en que, a diferencia de los métodos directo e indirecto en los cuales se suele trabajar con el vector flujo del rotor, en el control directo de par se trabaja con el vector flujo del estator. Otra de las diferencias y siendo una gran ventaja, es que, para el control directo de par, no es necesario un modulador para el control del inversor. Este control se realiza mediante el uso de 8 vectores, los cuales accionan, mediante el uso de una tabla de conmutación, los transistores del inversor en función de la estimación que realice el sistema del flujo del estator y del par. Estos vectores están alojados en secciones sobre el plano $\alpha\beta$, y dos de ellos (V_0 y V_7) son los vectores cero tensión, permitiendo en todo su conjunto mantener el flujo y el par en los límites marcados. Tal y como se puede ver en la figura 1.4.3.3.2.

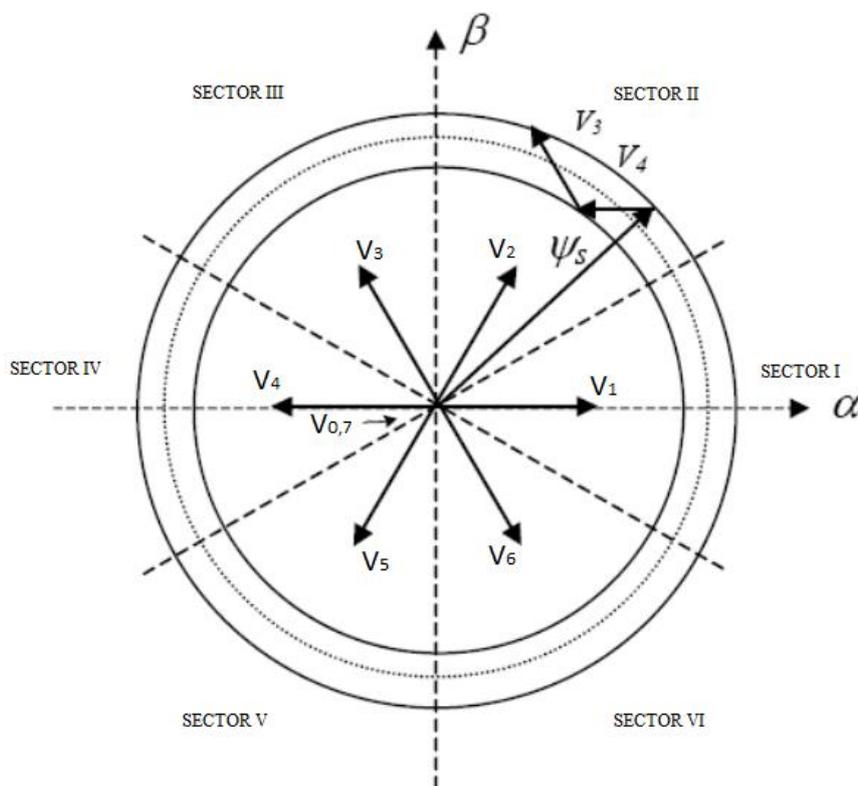


Figura 1.4.3.3.2. Vectores de tensión y sus sectores.

Por lo tanto, esta técnica se puede resumir en una serie de pasos, que al igual que en el control de campo orientado, a partir de magnitudes medibles, se pueda obtener los parámetros necesarios para la implementación del control. Los pasos a seguir son los siguientes:

- 1- Obtención del par de referencia T^* y del flujo del estator de referencia ψ_s^* . Estos valores se obtienen a partir de la velocidad de referencia N^* y la real del motor N .
- 2- Estimación de los valores reales del par T y del vector flujo del estator ψ_s , a partir de las medidas de tensión y corriente del sistema trifásico V_{abc} y I_{abc} respectivamente.
- 3- Comparar los valores de referencia y los estimados para obtener las señales de control de cada uno tras pasar por una banda de histéresis, obteniendo así los valores cT para el par y $c\psi$ para el flujo.
- 4- Con los valores cT y $c\psi$, además del argumento del vector flujo del estator obtenido en el paso 2, seleccionar el vector correcto a través de la tabla de conmutación.

Debido al uso de una tabla de conmutación en vez de un modulador, esta técnica consigue reducir el trabajo computacional del sistema de control, además de que ofrece una respuesta rápida y precisa del par, por lo tanto, a cambios bruscos de carga el motor consigue recuperarse y alcanzar un estado estable con gran rapidez.

1.4.4.- Descripción de las técnicas empleadas para el accionamiento del inversor.

Como ya se ha ido comentando a lo largo del punto 1.4.3, existen diferentes técnicas para accionar los transistores del inversor. Estas técnicas están comprendidas desde moduladores por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés *Pulse-Width Modulation*) y sus variantes, hasta el uso de tablas de conmutación y un vector de selección, en las cuales se accionarán los transistores en función de la señal de control y unos valores de estado prefijados. Por lo tanto, en este punto se van a describir las técnicas de control que se van a emplear en este trabajo.

1.4.4.1.- Modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM).

La técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM, por sus siglas en inglés *Senoidal Pulse-Width Modulation*), es una técnica muy utilizada ya que ofrece buenos resultados en todas las condiciones de trabajo, además de que tiene un buen desempeño armónico.

Su funcionamiento consiste en comparar una señal trifásica senoidal (moduladora) que configura la amplitud, frecuencia y fase a la salida del inversor, con una triangular de alta frecuencia (portadora), con el fin de generar pulsos de igual magnitud a la moduladora. Tal y como se puede ver en la figura 1.4.4.1.1.

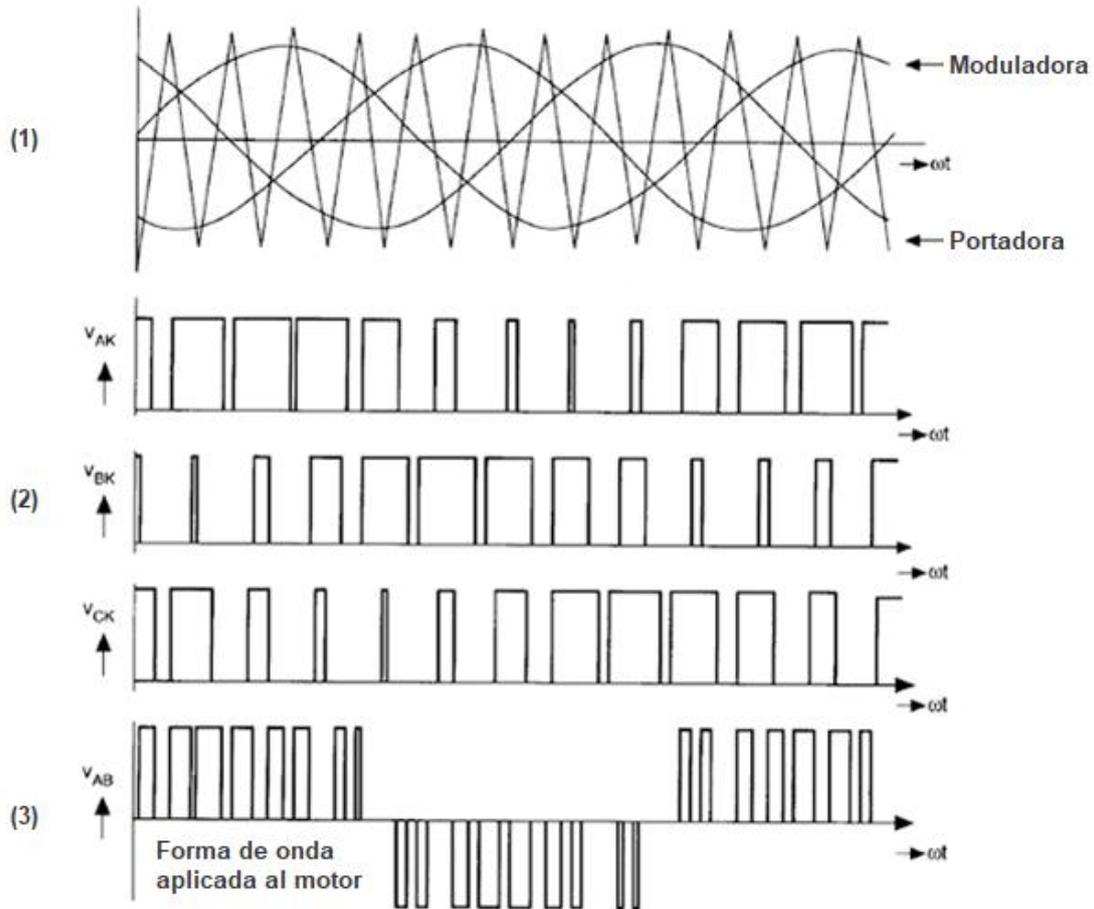


Figura 1.4.4.1.1. Señales moduladora y portadora (1), señales resultantes (2), señal aplicada al motor (3).

Como se puede ver en la figura anterior, a partir de la moduladora y la portadora se consigue aplicar una señal PWM al motor que lleva la “información” de la señal moduladora, configurable en amplitud, frecuencia y fase.

Debido a su sencillez estas técnicas son tan populares, ya que conseguir el mismo resultado con un generador de corriente alterna sería más caro, complejo y ocuparía un volumen mucho mayor para conseguir el mismo resultado.

1.4.4.2.- Modulación por ancho de pulso de vectores espaciales (SVPWM).

La modulación por ancho de pulso de vectores espaciales (SVPWM, por sus siglas en inglés Space Vector Pulse-Width Modulation) es una técnica de modulación en la cual se considera que una tensión senoidal se puede ver como un vector rotatorio de amplitud y frecuencia constante ubicado en el plano $\alpha\beta$, aplicable mediante la combinación de los 8 posibles estados del inversor, siendo los vectores activos (V_1 a V_6) de igual magnitud y desfasados entre sí 60° , formando un hexágono, y los vectores cero (V_0 y V_7) los cuales están ubicados en el origen y no transfieren tensión a la carga. Este vector rotatorio, denominado vector espacial de referencia V^* , es posible sintetizarlo en todo el plano a partir de dos vectores activos adyacentes aplicados durante un tiempo determinado, tal y como se muestra en la figura 1.4.4.2.1.

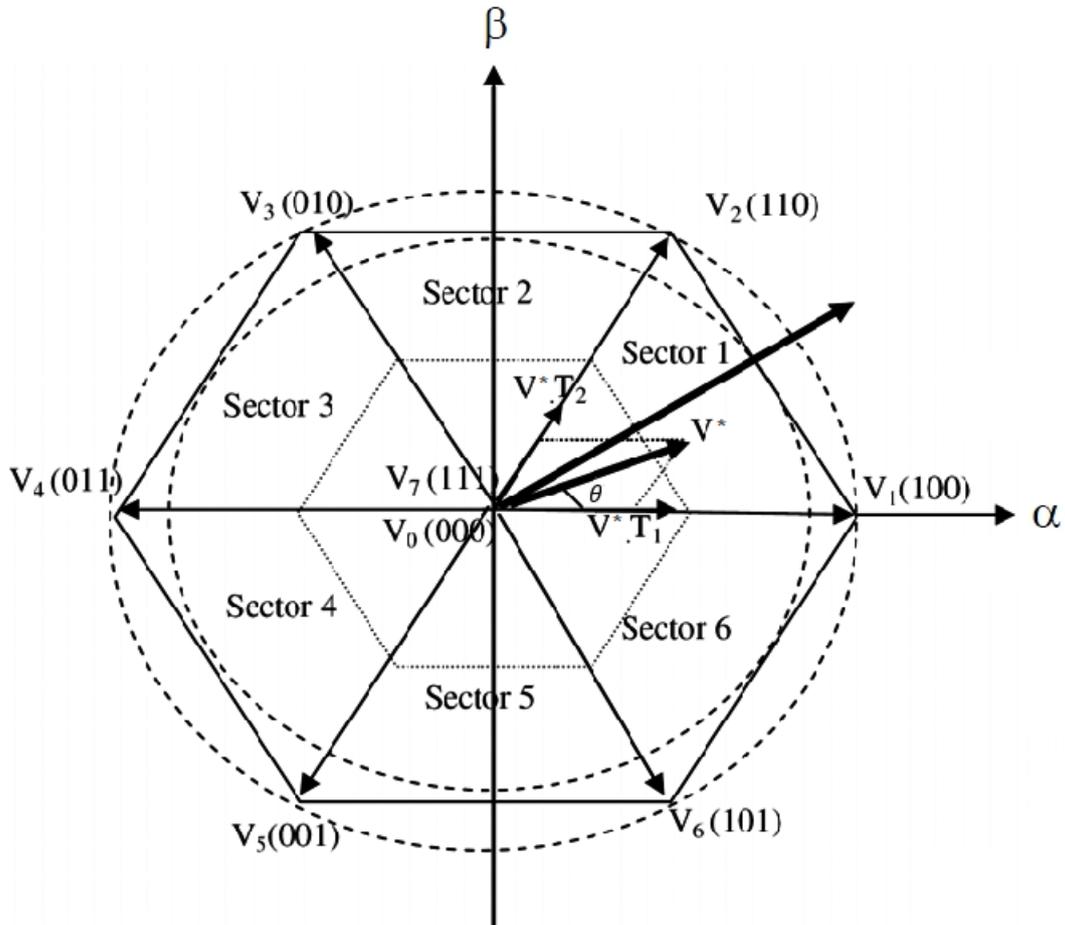


figura 1.4.4.2.1. Vector de referencia V^* formado a partir de los vectores adyacentes V_1 y V_2 .

Como se puede ver en la figura anterior y sirviendo como ejemplo, el vector de referencia V^* ha sido formado a partir de los vectores V_1 y V_2 aplicados durante un tiempo determinado T_1 y T_2 , pudiendo escribir esta relación con la siguiente expresión:

$$\vec{V}^* = \frac{T_1}{T_{sh}} \cdot V_1 + \frac{T_2}{T_{sh}} \cdot V_2$$

Además, si se considera que el sistema trifásico es equilibrado, este tomará una trayectoria circular por todo el plano, por lo tanto, cualquier voltaje de referencia se puede escribir con la siguiente expresión:

$$\vec{V}^*(t) = M \frac{V_{DC}}{2} \cdot e^{j\omega t}$$

Donde:

T_1 y T_2 : tiempos de activación de los vectores activos.

T_{sh} : tiempo de medio ciclo de conmutación.

M : índice de modulación de amplitud, siendo: $M = \frac{A}{V_{DC}/2}$

V_{DC} : tensión en el bus de continua.

ω : Velocidad angular. $\omega = 2\pi f_m$

Resolviendo T_1 y T_2 a través de un sistema de ecuaciones con las dos expresiones anteriores, se puede plantear las siguientes expresiones para dichos tiempos:

$$T_1 = T_{sh} \cdot M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_2 = T_{sh} \cdot M \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(\theta)$$

Donde:

θ : ángulo formado ente V^* y V_1 .

Si estos tiempos se aplican en un sistema optimizado para este tipo de modulación como el de la tabla 1.6.2.1., se pueden obtener los tiempos de conmutación de todos los transistores que forman el inversor.

Sector	Transistores activados (S1, S3, S5)	Transistores desactivados (S4, S6, S2)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
4	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
5	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tabla 1.4.4.2.1. Tiempos de activación de los transistores para modulación SVPWM.

Siendo T_0 la diferencia entre T_{sh} y T_1, T_2 .

De este mismo modo, en el que se ha expuesto un vector de referencia determinado en el sector 1, se puede generar un vector de referencia rotatorio sobre el plano a partir de la aplicación de los vectores activos correspondientes y sus determinados tiempos, empleando un controlador que calcule todos estos valores en tiempo real.

1.4.4.3.- Tabla de conmutación a través del vector de selección.

El control a través de una tabla de conmutación y un vector de selección es una técnica en la cual, como su nombre indica, se emplea un vector sobre el plano $\alpha\beta$ para seleccionar el estado de los transistores del inversor (activado o desactivado) a través de una tabla prefijada. Este vector se obtiene a través de la selección de uno de los seis vectores activos (V_1 a V_6) de igual magnitud y desfasados entre sí 60° , formando un hexágono, y los vectores cero (V_0 y V_7) los cuales están ubicados en el origen. La selección del vector se realiza en función de la salida de dos bandas de histéresis para el par y el módulo del flujo del estator, además del argumento del flujo del estator para conocer su posición. Con esto se consigue guiar el flujo en su trayectoria y mantener el par dentro de la banda deseada, tal y como se muestra en la figura 1.4.4.3.1.

A diferencia del método que se emplea en SVPWM, ya que son similares, en este caso no es necesario calcular los tiempos de conmutación, ya que son las propias señales de salida de las bandas de histéresis las que seleccionan el vector, tal y como se muestra en la tabla 1.4.4.3.1., por lo tanto, este método tiene una carga computacional inferior sin perder la óptima respuesta en el par y en la velocidad.

HISTERESIS		SECTORES EN EL PLANO					
		Sector1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
$\Delta\psi \uparrow$	$\Delta T \uparrow$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$\Delta T 0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	$\Delta T \downarrow$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$\Delta\psi \downarrow$	$\Delta T \uparrow$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$\Delta T 0$	V0	V7	V0	7	V0	V7
	$\Delta T \downarrow$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tabla 1.4.4.3.1. Vector en función de la banda de histéresis del flujo y del par, y de la posición del flujo por sectores.

Como ya se ha comentado, estos vectores tienen prefijados el estado de los transistores del inversor, tal y como se muestra en la tabla 1.4.4.3.2.

VECTORES	ESTADO DE LOS TRANSISTORES					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
V0	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
V1	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
V2	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
V3	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
V4	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
V5	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
V6	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
V7	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF

Tabla 1.4.4.3.2. Estado de los transistores en función del vector de selección.

1.5.- Planteamiento de soluciones alternativas, descripción de los criterios de selección y justificación de la solución adoptada.

En este apartado se van a plantear las diferentes alternativas existentes en Simulink para la implementación de las distintas técnicas de control y todos los elementos que forman parte del modelo. Para ello, en primer lugar, en la figura 1.5.1 se muestra el diagrama de las etapas que forman un variador de frecuencia y su respectivo motor de inducción.

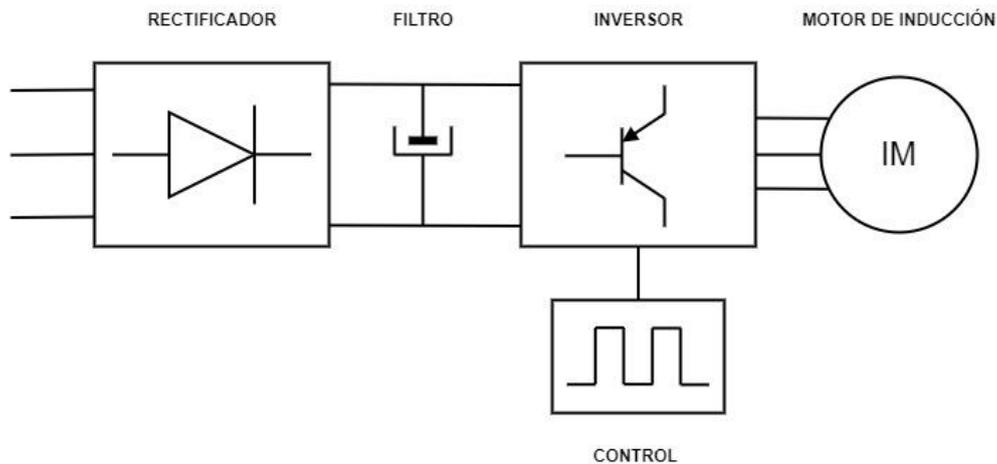


Figura 1.5.1. Etapas del VSI y el motor de inducción.

1.5.1.- Motor de inducción.

El motor de inducción es un elemento fundamental para la implementación de este trabajo, en su correcto funcionamiento radica que el desarrollo se pueda llevar a cabo, ya que, una mala implementación de este supondría que las medidas realizadas sobre el serían incorrectas, falseando el resultado final de este trabajo. Además, tiene que ser configurable, ya que el objetivo es introducirle los parámetros del motor del departamento. En este caso se plantean dos alternativas:

- Motor de inducción a partir de bloques más sencillos:

Una de las opciones es implementar el motor en base a bloques más sencillos a partir de su circuito equivalente y las ecuaciones que lo caracterizan.

- Motor de inducción de la librería SimPowerSystems:

La segunda opción es emplear la máquina asíncrona de inducción de la librería de SimPowerSystems. Este bloque ya es funcional, configurable y permite realizar una gran cantidad de medidas de los valores tras la simulación, y dado que este trabajo se centra en las técnicas de control y el resto de las etapas que forman el variador de frecuencia, se va a elegir este bloque como elemento que forme el motor de inducción.

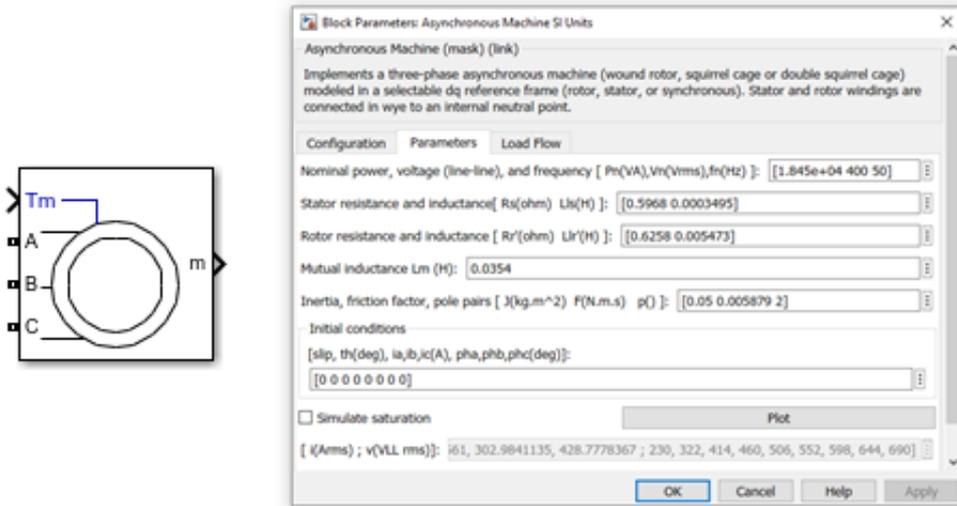


Figura 1.5.1.1. Motor de inducción de la librería de SimPowerSystems.

Analizando la figura 1.5.1.1, se puede ver el bloque que forma el motor de inducción, este tiene como entradas el par resistente T_m y las entradas de alimentación trifásicas ABC . Como salida tiene las medidas m , desde la cual se podrán realizar una gran cantidad de mediciones tras la simulación. En su menú se deberán introducir los valores nominales y los del circuito equivalente para conseguir que sea igual en características al motor del departamento.

1.5.2.- Carga resistente.

Para la carga resistente hay pocas alternativas, ya que, la entrada de par resistente en el motor de inducción de la librería de SimPowerSystems debe ser introducida como un número entero. Por lo tanto, se emplearán bloques *constant* y *step* en los cuales incluir el valor de par resistente en función de la acción que se desee realizar.



Figura 1.5.2.1. bloques de valor constante y de función de paso respectivamente.

1.5.3.- Alimentación del sistema.

Para tratar de simular la alimentación de la red eléctrica que da energía a los equipos del departamento, ya sea fija como la propia red o configurable como el autotransformador, la única opción es emplear una fuente programable de corriente

alterna trifásica. Esta permite seleccionar los valores de amplitud, frecuencia y fase, por lo tanto, será de mucha utilidad para facilitar la implementación de este proyecto.

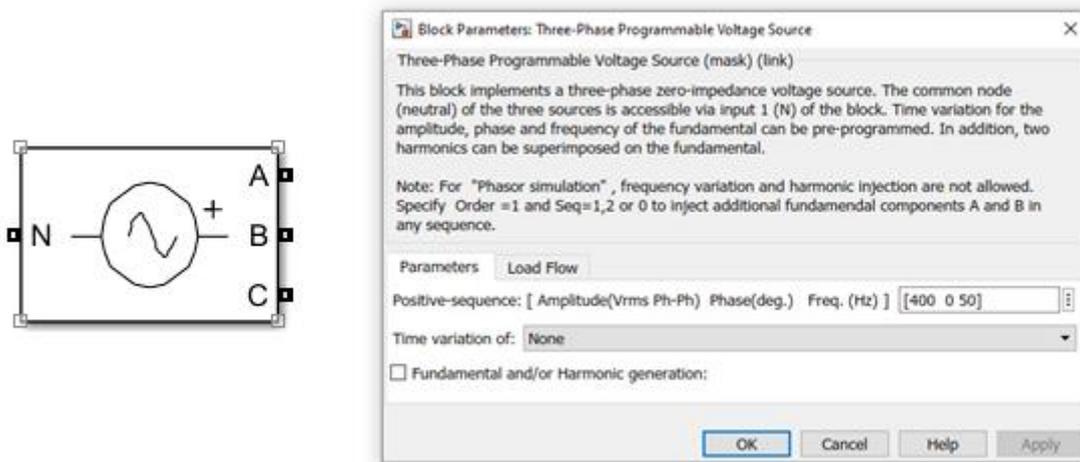


Figura 1.5.3.1. Fuente de alimentación alterna trifásica de la librería de SimPowerSystems.

1.5.4.- Variador de frecuencia.

Para implementar los diferentes métodos de control existen bloques que realizan exclusivamente dicha función, pero dado que este trabajo se centra en la implementación, estudio, comprensión y análisis de los diferentes métodos de control y los elementos que forman el conjunto del variador de frecuencia, carecería de sentido emplear estos bloques. En la figura 1.5.4.1. se muestran los bloques para el control escalar, FOC y DTC.

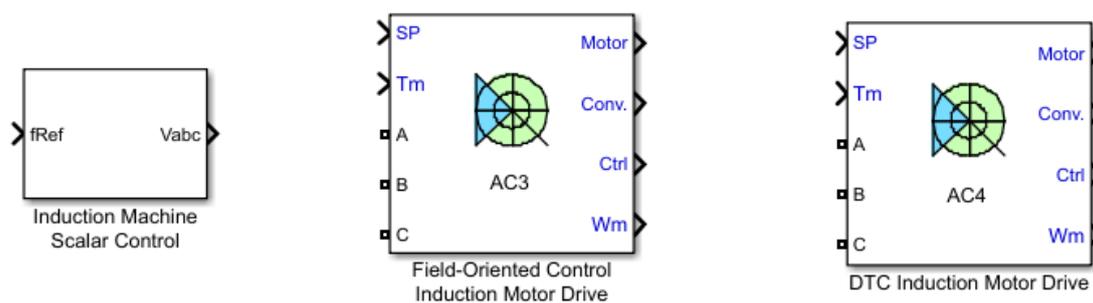


Figura 1.5.4.1. Bloques ya implementados para el control escalar, FOC y DTC respectivamente.

1.6.- Descripción detallada de la solución adoptada.

A lo largo de este apartado se muestran las diferentes soluciones, análisis y correcciones que se han realizado para la implementación de las etapas que forman el variador de frecuencia, a partir de los bloques ya mencionados en el apartado 1.5.

1.6.1.- Motor de inducción.

Como ya se ha comentado en el apartado 1.5.1, la implementación del motor de inducción se realizará a través del bloque de la librería de SimPowerSystems. Para que su funcionamiento sea lo más parecido al motor del departamento se debe de introducir una serie de valores nominales, de su circuito equivalente y mecánicos, comentados en el apartado 1.4.1, siendo el resultado el mostrado en la figura 1.6.1.1.

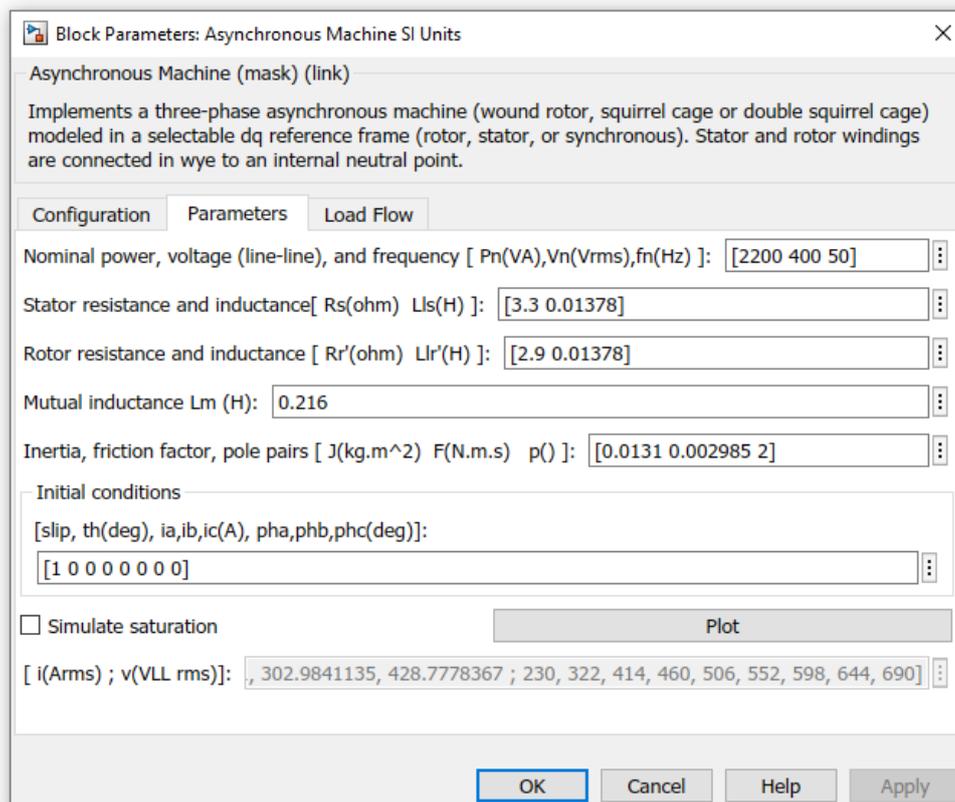


Figura 1.6.1.1. Configuración del motor de inducción.

Además, puesto que en el departamento la conexión del motor es en estrella, en la simulación también se le pondrá esta configuración de sus devanados.

1.6.2.- Alimentación del sistema.

Como ya se ha comentado, la alimentación del sistema que simule a la del del departamento será a través del bloque de la fuente de alimentación alterna trifásica de la librería de SimPowerSystems, en la cual se le han añadido los valores de tensión nominal, fase y frecuencia, correspondiendo el valor de la fase a la línea A y generando automáticamente un desfase de 120° entre el resto. En la figura 1.6.2.1 se muestra la configuración.

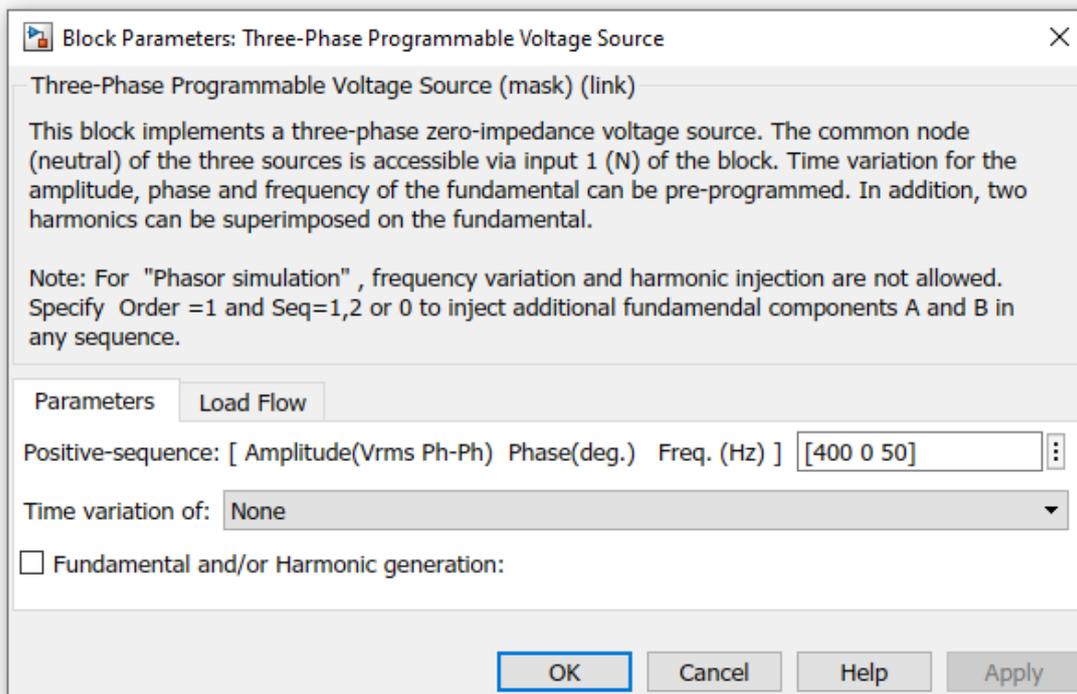


Figura 1.6.2.1. Configuración de la fuente de alimentación alterna trifásica de la librería SimPowerSystems.

1.6.3.- Carga resistente.

La carga resistente será a través de los ya mencionados *constant* y *step*, en función de la aplicación que se desee analizar. Estos bloques tienen una configuración muy sencilla, siendo el bloque *constant* simplemente para introducir un número entero y el *step* configurable en una etapa, donde seleccionar el tiempo de cambio de valor, el valor inicial de la salida y el valor final de la salida, tal y como su muestra en la figura 1.6.3.1.

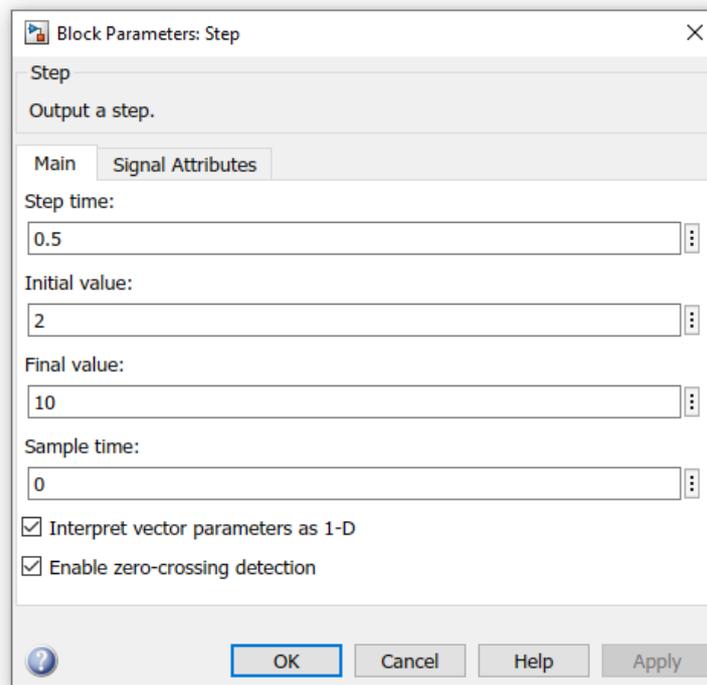


Figura 1.6.3.1. Configuración del bloque step programado para 0.5s, un valor inicial de 2 y un valor final de 10.

1.6.4.- Etapas de alimentación del variador.

- **Rectificador:**

Aprovechando que la tensión de alimentación va a ser trifásica, el rectificador será trifásico, no controlado y de onda completa. Esto es debido a que es fácil de implementar, y da un valor de continua con poca componente de alterna, cuyo valor mejoraremos con la etapa de filtrado. La configuración es la siguiente:

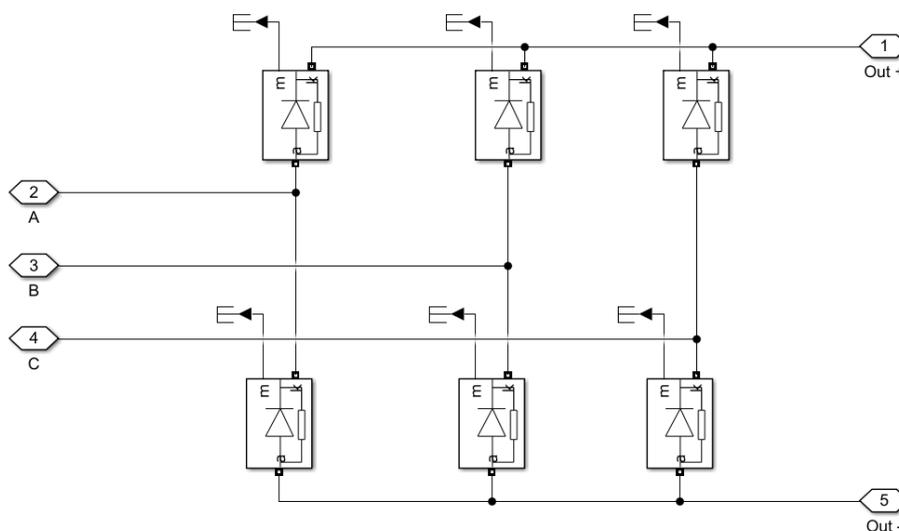


Figura 1.6.4.1. Rectificador trifásico en Simulink.

- **Filtro y bus de continua.**

Debido a que los rectificadores no son capaces de dar una componente continua perfecta, sino que siempre tienen una pequeña parte en alterna, estos suelen ir asociados a una etapa de filtrado. En este caso se ha empleado un condensador entre los bornes positivo y negativo que vienen del rectificador, así se conseguirá reducir la componente alterna de esta señal y producirá menos ruido en el equipo. Además, se han añadido un voltímetro y un amperímetro para medir los valores de tensión y corriente en lo que se conoce como bus de continua, que es el tramo que va desde la salida del filtro hasta los bornes de potencia de los transistores del inversor.

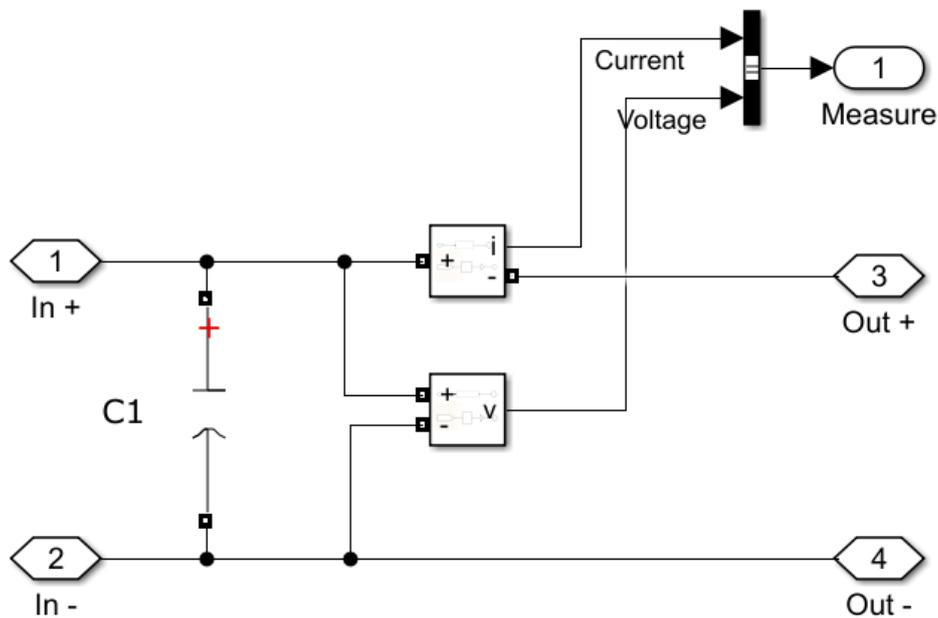


Figura 1.6.4.2. Filtro y bus de continua en Simulink.

- **Inversor.**

El inversor será trifásico en puente completo y estará formado por transistores IGBT.

Estos transistores son los idóneos para trabajar en el área de aplicación del control de motores debido a que soportan altas corrientes, tienen bajas pérdidas de conmutación y su control es simple. Como contra, tiene una baja velocidad de conmutación en comparación a otros transistores, como por ejemplo el MOSFET, pero a diferencia de este, el IGBT también soporta grandes tensiones, por lo tanto, es el mejor elemento semiconductor que se puede emplear para estas aplicaciones.

Los IGBT serán accionados por las señales que se generen en la etapa de control, en este caso, dicha señal se introducirá al circuito a través de la entrada *Gate*.

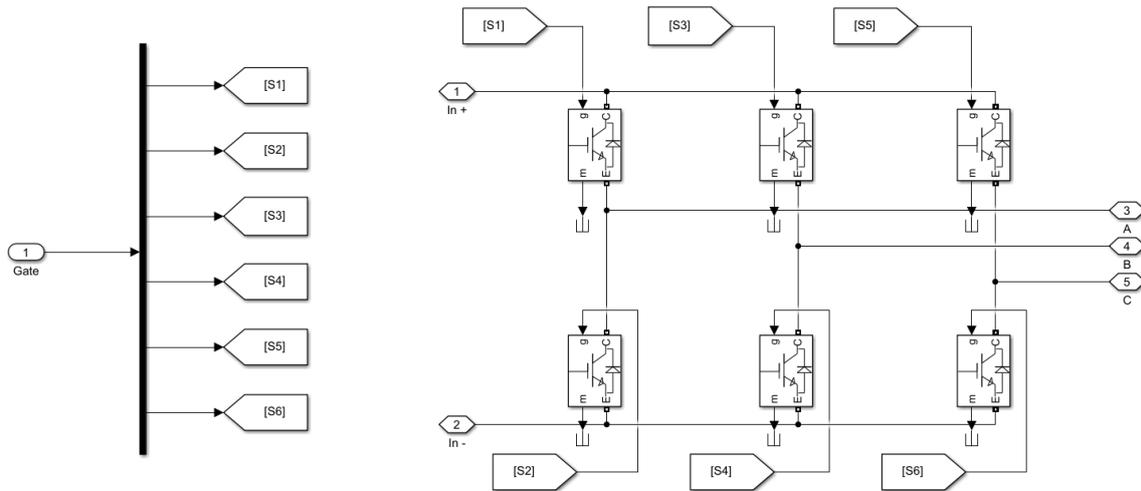


Figura 1.6.4.3. Inversor trifásico en Simulink.

- **Ejemplo de conexión de las etapas del variador de frecuencia.**

En la figura 1.6.4.4 se puede ver un ejemplo de conexión entre las etapas del variador de frecuencia y el resto de los elementos que componen el modelo.

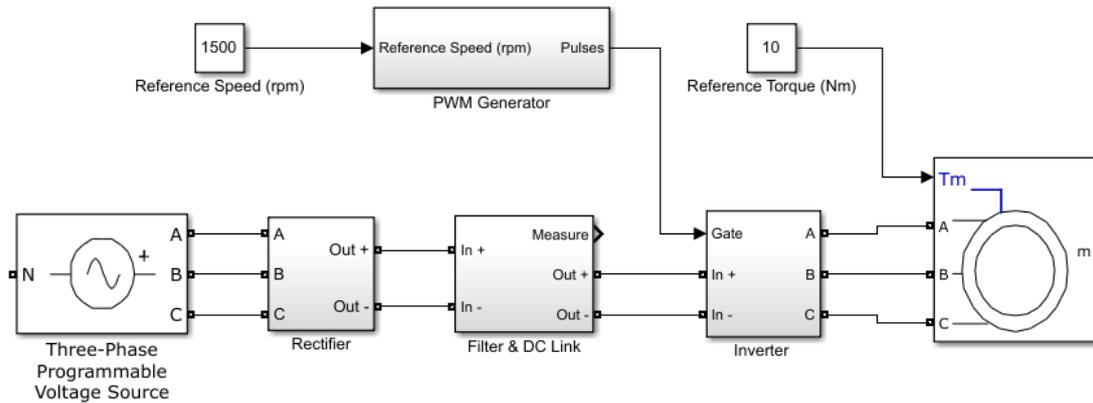


Figura 1.6.4.4. Ejemplo de conexión de las etapas de alimentación del motor.

1.6.5.- Control escalar.

1.6.5.1.- Modulador SPWM.

Dado de que se dispone de un generador de señales PWM de la librería de Powerlib, se va a realizar la comparativa entre dicho bloque y el implementado desde cero, para así poder comparar los resultados y cerciorarse de su correcto funcionamiento.

Partiendo de la expresión que define a una función senoidal en función del tiempo (t):

$$U(t) = A \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi)$$

Donde:

$U(t)$: tensión en función del tiempo.

A : amplitud de oscilación.

ω : velocidad angular; $\omega = 2\pi f$

f : frecuencia de oscilación.

t : tiempo.

φ : fase.

y con el objetivo de implementar esta función en Simulink, se va a tomar como valor de partida la frecuencia f , ya que es el valor que permite modificar el número de repeticiones de la onda por unidad de tiempo, y con lo cual, tras realizar todo el proceso, poder modificar la velocidad del motor con este valor.

Para ello, se va a partir de un bloque *constant* en el que se incluirá el valor de la frecuencia, este bloque se une a uno de *gain*, con el objetivo de obtener el producto de $2\pi f$. Posteriormente, para introducir el valor de tiempo, se hará uso del bloque llamado *clock*, y se obtendrá el producto de este con la expresión anterior a través del bloque *product*. Siendo el resultado el mostrado en la figura 1.6.5.1.1.

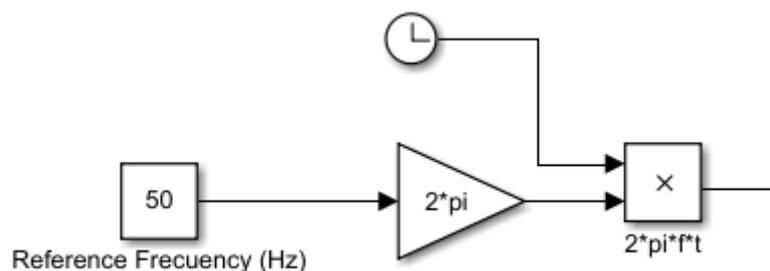


Figura 1.6.5.1.1. Función $2\pi \cdot f \cdot t$ en Simulink.

Analizando la función senoidal, se puede ver que falta sumar el término de fase φ , pero al tratarse de un sistema trifásico, se deberán crear tres funciones cuya fase esté desfasada $120^\circ (2\pi/3 \text{ rad})$ con la anterior. Esto se consigue empleando el bloque *constant*, pero esta vez el dato se incluye en forma de vector, cuyos elementos contengan el valor de desfase entre cada una de las tres ondas. Este término se

sumará a la expresión anterior y así conseguir la expresión $2\pi f + \varphi$, de la cual obtener su función seno, tal y como se muestra en la figura 1.6.5.1.2.

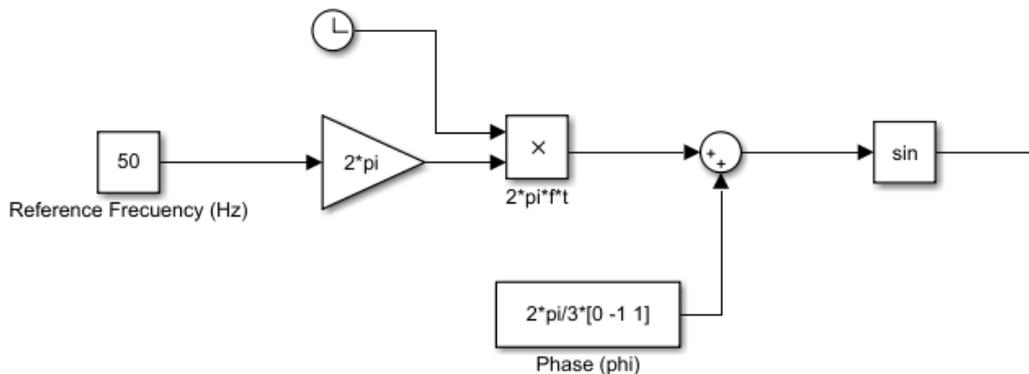


Figura1.6.5.1.2. función $\text{sen}(2\pi f \cdot t + \varphi)$ en Simulink.

En este punto, faltaría incluir el valor de la amplitud A para que el circuito de Simulink fuese igual a la expresión de la función senoidal. El motivo por el cual no se ha incluido es debido a que, para este ensayo, el valor de la amplitud va a ser igual a la unidad, por lo tanto, se puede omitir.

Una vez se tienen las tres componentes senoidales o señales moduladoras, ahora se va a proceder con la señal portadora. Para ello se emplea un bloque específico cuyo nombre es *repeating sequence*, con el cual generar una señal triangular de alta frecuencia.

Este bloque tiene como parámetros a introducir el tiempo y la amplitud de salida, pero como el objetivo es trabajar con valores de frecuencia y generar una señal triangular, los valores se han introducido de la siguiente forma:

$$T = \frac{1}{f}$$

Donde:

f: frecuencia.

T: periodo.

Y, de tal modo, que se ha dividido la unidad entre los intervalos donde la señal triangular presenta el principio y fin y su valor máximo y mínimo. Tal y como se muestra en la figura 1.6.5.1.3.

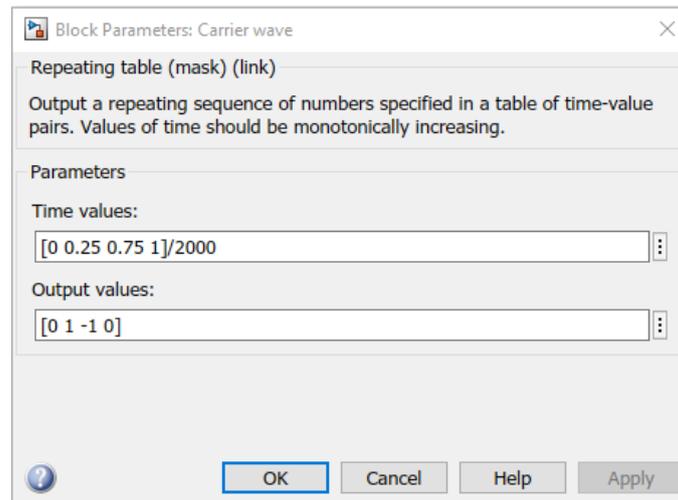


Figura 1.6.5.1.3. Periodo de la señal portadora para generar una onda triangular de 2000Hz.

El motivo por el cual se ha elegido 2000Hz como frecuencia de la portadora se debe a que es un valor común en la conmutación de los IGBT, y no da problemas para el accionamiento de motores.

Teniendo ya las señales moduladoras y la portadora, se va a proceder a compararlas para obtener las señales PWM. Esto se logra con un bloque denominado *relational operator*, el cual dará un pulso “alto” cuando la señal moduladora sea superior a la portadora, y añadiendo un bloque *NOT* se obtienen los pulsos inversos para el accionamiento de los seis transistores del inversor.

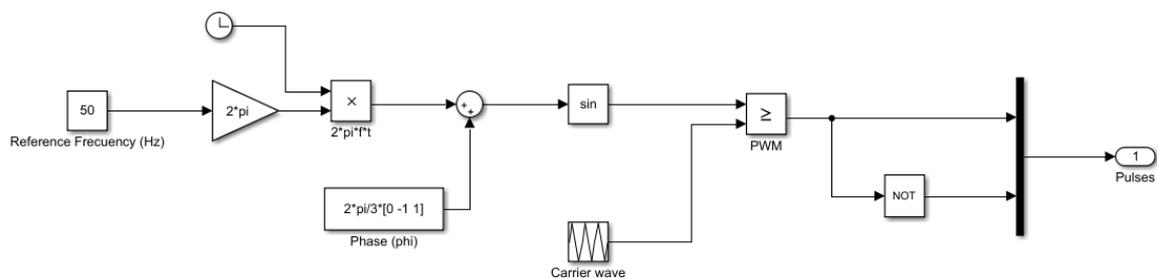


Figura 1.6.5.1.3. Generador de señales PWM en función de la frecuencia.

Como ejemplo, en la figura 1.6.5.1.4. se muestra una señal PWM generada a partir de una moduladora de 50Hz.

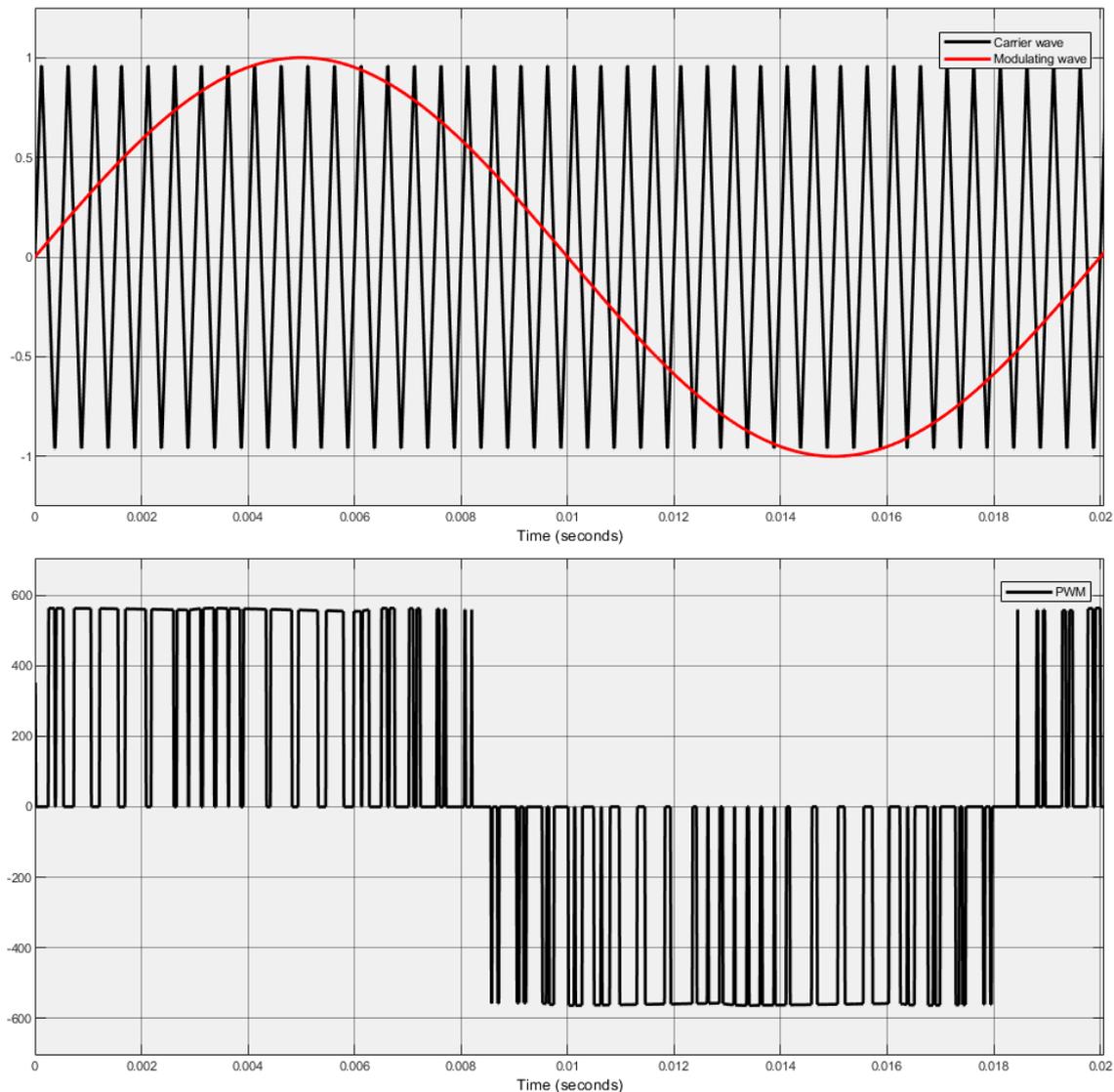


Figura 1.6.5.1.4. Señales PWM resultantes para un ejemplo a 50Hz.

El motivo por el cual no se ha empleado un bloque específico para generar las señales moduladoras tal y como se ha hecho con la portadora, consiguiendo así simplificar el circuito, es debido a que para el tipo de control que se va a desarrollar si será necesario manipular el valor de la amplitud, que se incluirá más adelante, cosa que con el bloque que genera la señal senoidal no se podría hacer de manera autónoma.

Dado que ya se ha implementado el generador PWM, ahora se va a verificar su correcto funcionamiento comparándolo con el generador PWM de la librería de Powerlib. Para ello, se ha realizado un pequeño montaje para dos motores de iguales características en la que la única diferencia es el generador PWM, tal y como se puede observar en la figura 1.6.5.1.4.

Dicho montaje no va a ser el definitivo, ya que, pese a que se generan las señales PWM, el control del motor no es bueno, este ensayo simplemente se realiza para cerciorarse del correcto funcionamiento del generador.

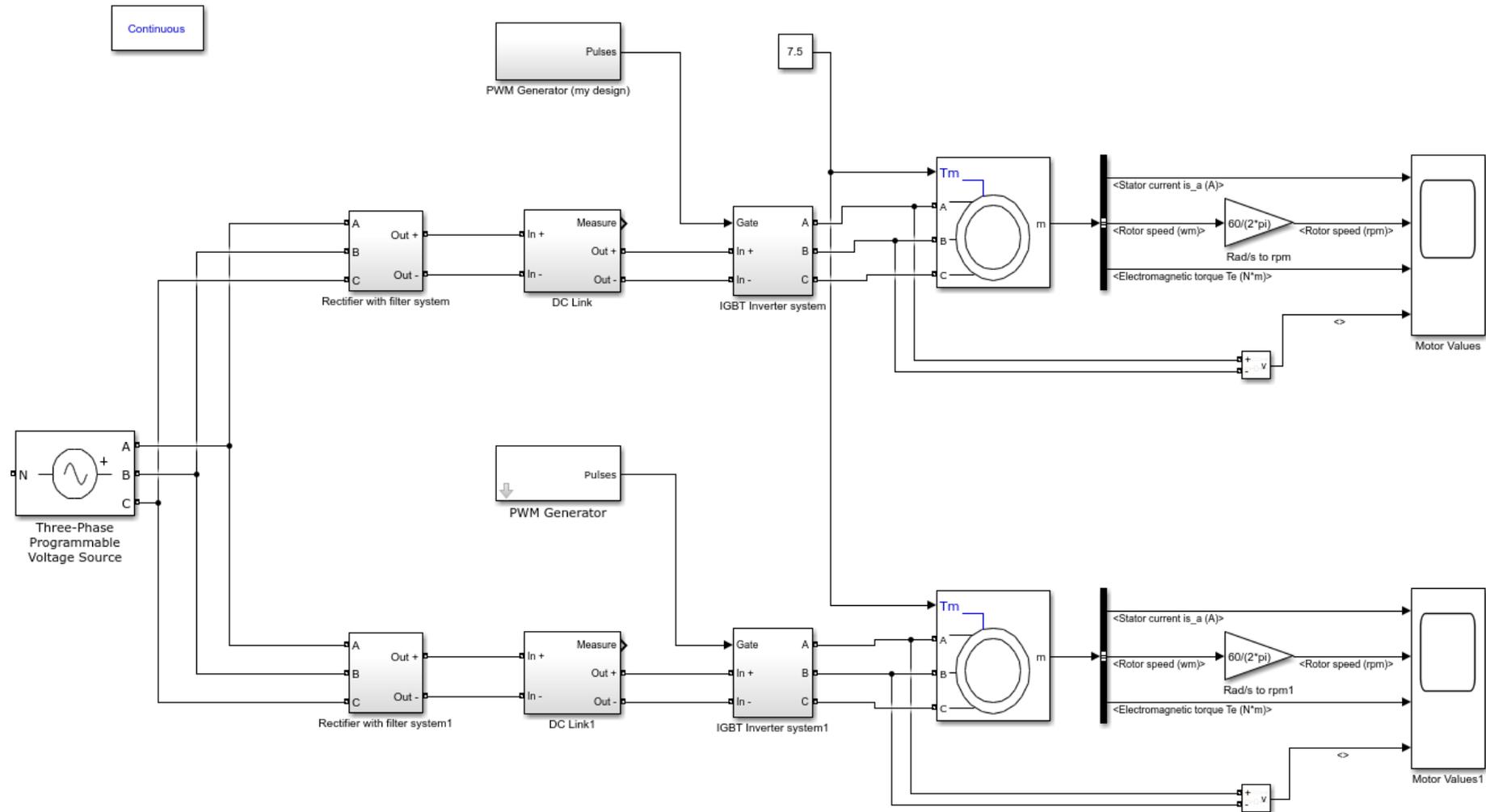


Figura 1.6.5.1.4. Modelo para la comparación del generador PWM con el incluido en la librería Powerlib.

Magnitud		Comparativa de los generadores PWM								
		f = 50 Hz			f = 30 Hz			f = 15Hz		
		Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta
Generador PWM desde cero	Par resistente (Nm)	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15
	Par generado (Nm)	0.865	7.967	15.47	1.486	7.864	15.31	2.402	8.009	15.33
	Velocidad (rpm)	1497	1444	1377	899.2	881.1	860.9	449.9	445.3	440.5
	Intensidad (A)	2.705	3.579	5.605	4.637	4.746	5.257	9.109	9.078	9.066
	Frecuencia (Hz)	50.00	50.00	50.00	30.00	30.00	30.00	15.00	15.00	15.00
	Deslizamiento (rpm)	3.000	56.00	123.0	0.800	18.90	39.10	0.100	4.700	9.500
Generador PWM librería Powerlib	Par resistente (Nm)	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15
	Par generado (Nm)	0.864	7.967	15.47	1.470	7.879	15.32	2.395	7.992	15.31
	Velocidad (rpm)	1497	1444	1377	899.3	880.9	860.9	449.9	445.3	440.5
	Intensidad (A)	2.706	3.572	5.609	4.632	4.745	5.249	9.104	9.029	9.088
	Frecuencia (Hz)	50.00	50.00	50.00	30.00	30.00	30.00	15.00	15.00	15.00
	Deslizamiento (rpm)	3.000	56.00	123.0	0.700	19.10	39.10	0.100	4.700	9.500

Tabla 1.6.5.1.1. Resultados de la comparativa entre los generadores PWM.

Como se puede observar, las magnitudes son prácticamente idénticas, habiendo ligeras discrepancias en el segundo decimal en algunos casos, además los resultados son factibles para el tipo de control que se está realizando, ya que como se puede observar, la corriente y el deslizamiento van en aumento conforme aumenta la carga, dado que no hay una regulación para tal caso. Es por ello por lo que el modelo de generador PWM que se ha desarrollado se da por bueno y se procede a implementarlo en el control escalar.

1.6.5.2.- Implementación del Control escalar.

Tomando como base el modelo del generador PWM de la figura 1.6.5.2.1. y las etapas de alimentación del motor de inducción explicadas anteriormente se va a desarrollar el control escalar para el motor de inducción.

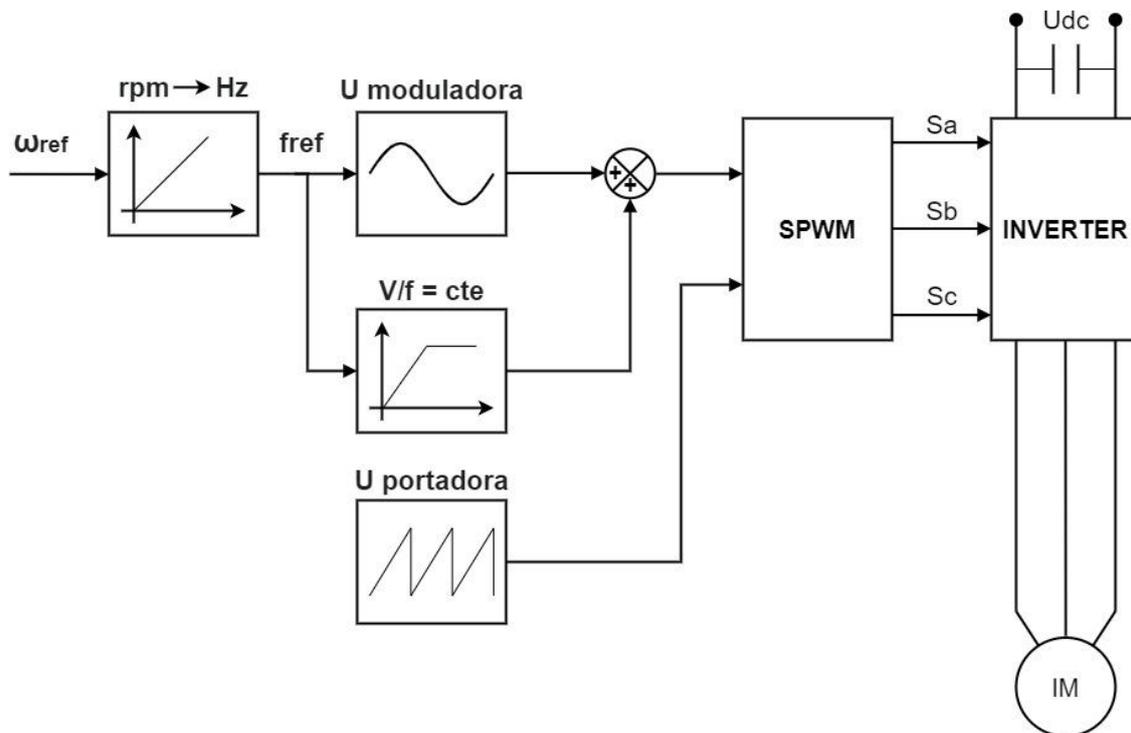


Figura 1.6.5.2.1. Esquema de implementación del control escalar V/f.

En la figura 1.6.5.2.1, se puede ver el esquema de implementación de dicho control, que, a diferencia del modulador SPWM, en el control escalar se deberá de realizar una regulación para mantener la relación V/f constante.

En primer lugar, se va a realizar una modificación al generador PWM. La entrada de dicho modelo es en frecuencia, pero debido a que es más intuitivo trabajar con la velocidad, se va a realizar un paso intermedio para introducir dicho valor a la entrada, tal y como se muestra en la figura 1.6.5.2.2.

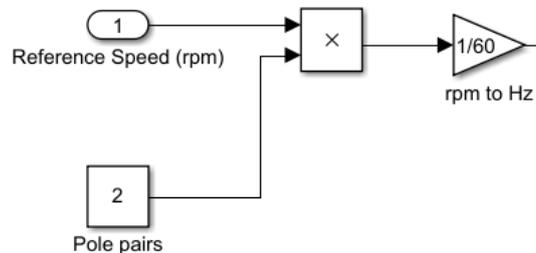


Figura 1.6.5.2.2. Generador PWM con la referencia en velocidad (rpm).

Esta modificación viene dada de la expresión:

$$n = \frac{60f}{p}$$

Donde:

- n: velocidad del motor (rpm).
- f: frecuencia (Hz).
- p: pares de polos.

En la cual se ha despejado la frecuencia, dando lugar al circuito antes mostrado.

Como ya se explicó en el desarrollo del generador PWM, no se incluyó el valor de la amplitud dado que se estaba trabajando sobre la unidad, pero en este caso, al tener una relación V/f y, por lo tanto, una variación en la amplitud, sí que es necesario incluir este valor. Esto se conseguirá a través de la siguiente relación lineal, en la cual se obtendrá un valor de tensión en función de la frecuencia de entrada:

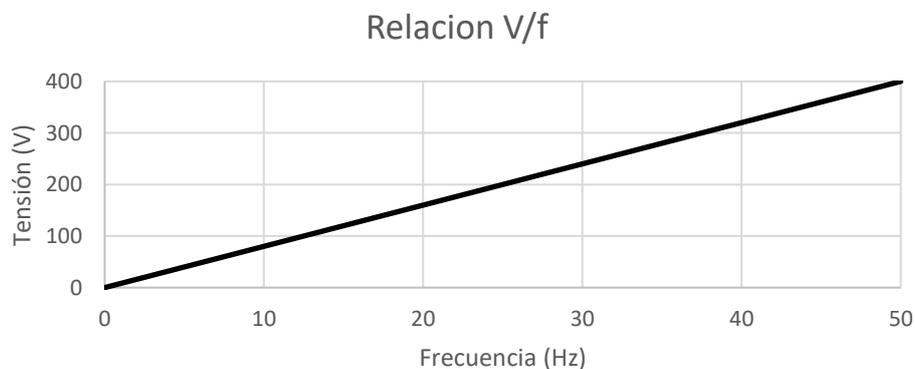


Figura 1.6.5.2.3. Relación V/f del control escalar.

Esta relación se puede formular como la siguiente expresión:

$$U_s = \frac{U_n}{f_n} \cdot f_s$$

Donde:

- Us: tensión aplicada al estator.
- Un: tensión nominal del motor.
- fn: frecuencia nominal del motor.
- fs: frecuencia aplicada al estator.

Y teniendo en cuenta que se pretende seguir trabajando sobre la unidad, se deberá de obtener el cociente entre el valor obtenido y la tensión nominal del motor, tal y como se muestra en la figura 1.6.5.2.4.

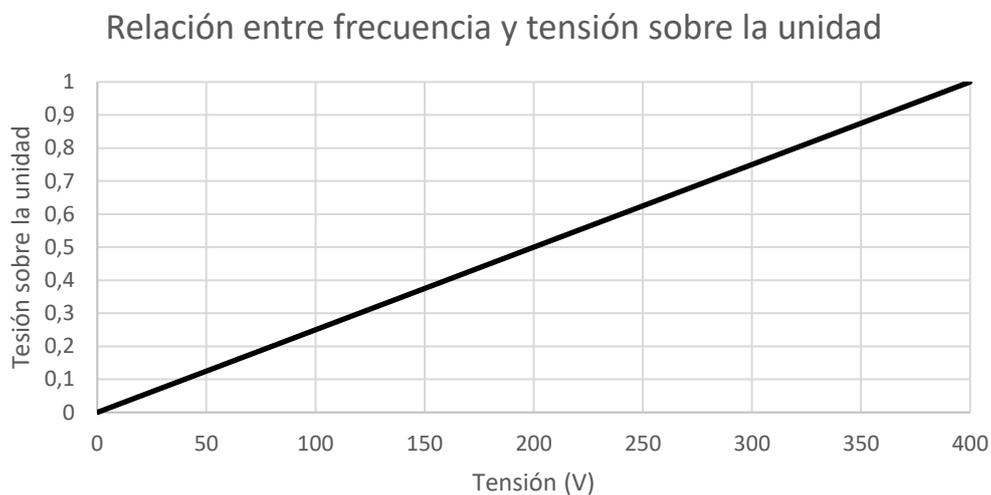


Figura 1.6.5.2.4. Relación V/f con la tensión sobre la unidad.

Además, como ya se comentó en la explicación del control escalar del apartado 1.4.3, este tipo de control tiene una mala respuesta a frecuencias bajas. Para subsanar este fenómeno una mejora que se puede implantar es el *boost* de tensión.

Este método tiene una fácil implementación, simplemente se deberá incrementar en un pequeño valor la relación V/f, trabajando siempre en la zona estable, con el fin de aumentar el valor de tensión aplicada al estator a frecuencias bajas. Para ello, se aplicará un valor fijo de 0.2 en la relación V/f del modelo anterior, ya que responde bien a bajas velocidades, de tal forma que siga la relación mostrada en la figura 1.6.5.2.5.

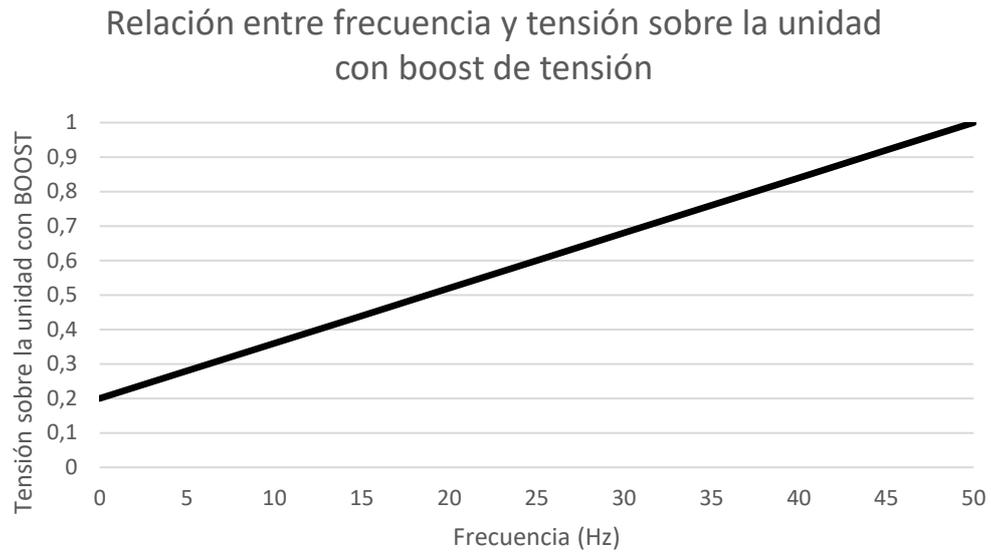


Figura 1.6.5.2.5. Relación V/f con boost de tensión.

De tal forma, el modelo del control escalar queda de la forma de la figura 1.6.5.2.6.

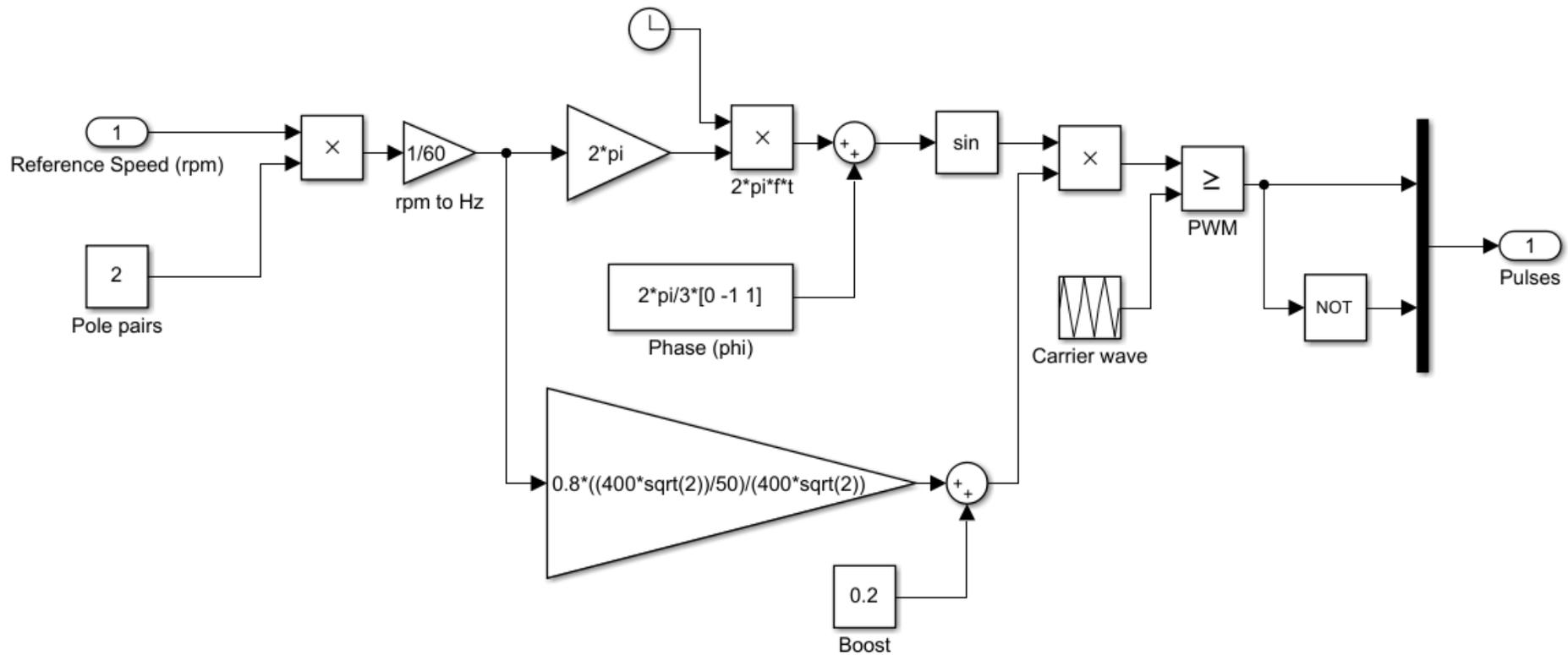


Figura 1.6.5.2.6. Control escalar con boost de tensión.

Con el modelo ya implementado, se va a realizar un ensayo para verificar su correcto funcionamiento. Para ello, y al igual que se realizó con el generador de PWM, se va a comprobar su respuesta a determinados valores de par de carga y velocidad de referencia. Además, en este caso, también se va a comprobar de manera gráfica los valores de corriente de la fase A, la velocidad y el par motor, con el fin de analizar visualmente su régimen transitorio y las perturbaciones que se puedan generar.

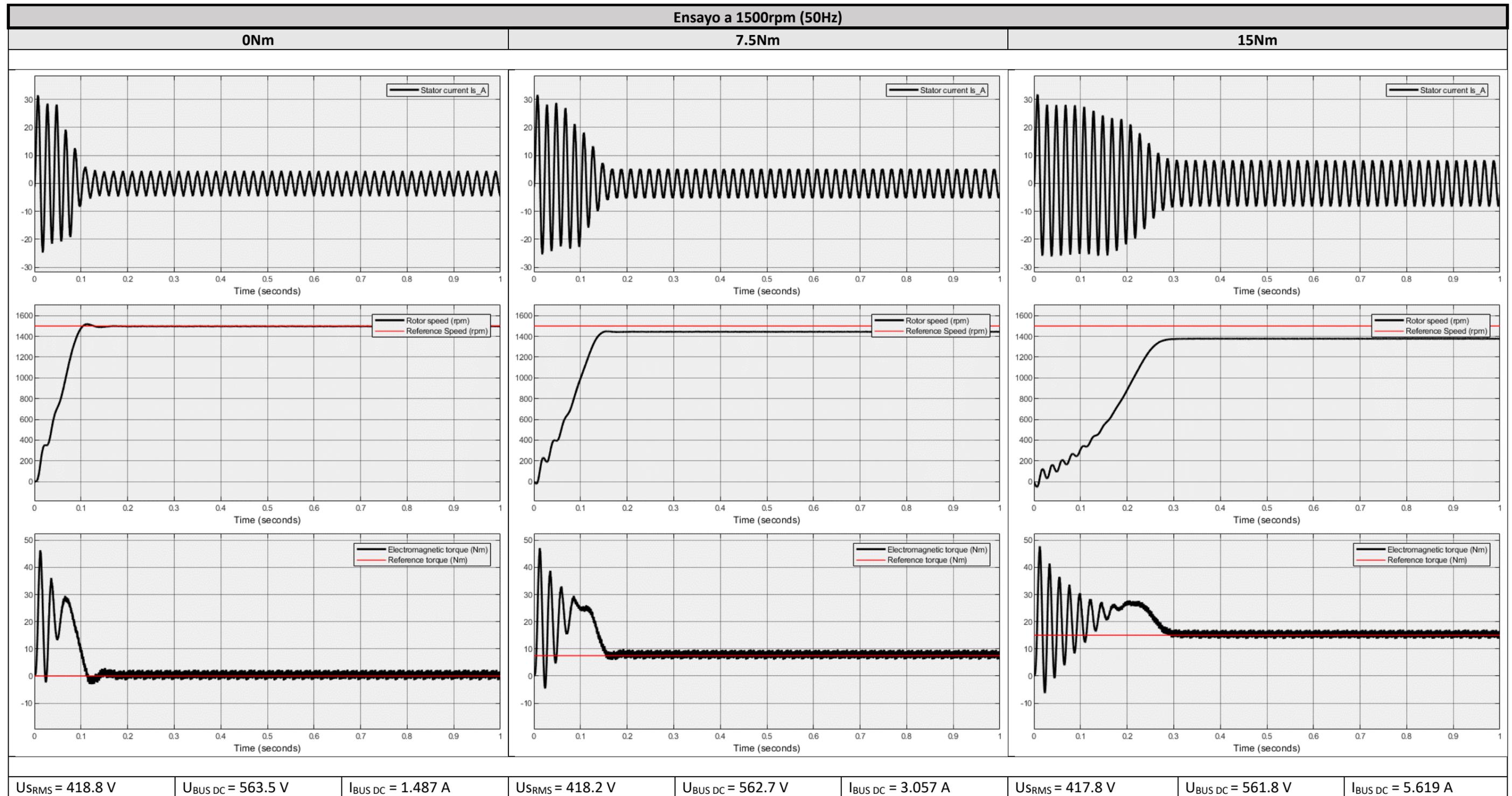


Figura 1.6.5.2.7. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 1500rpm.

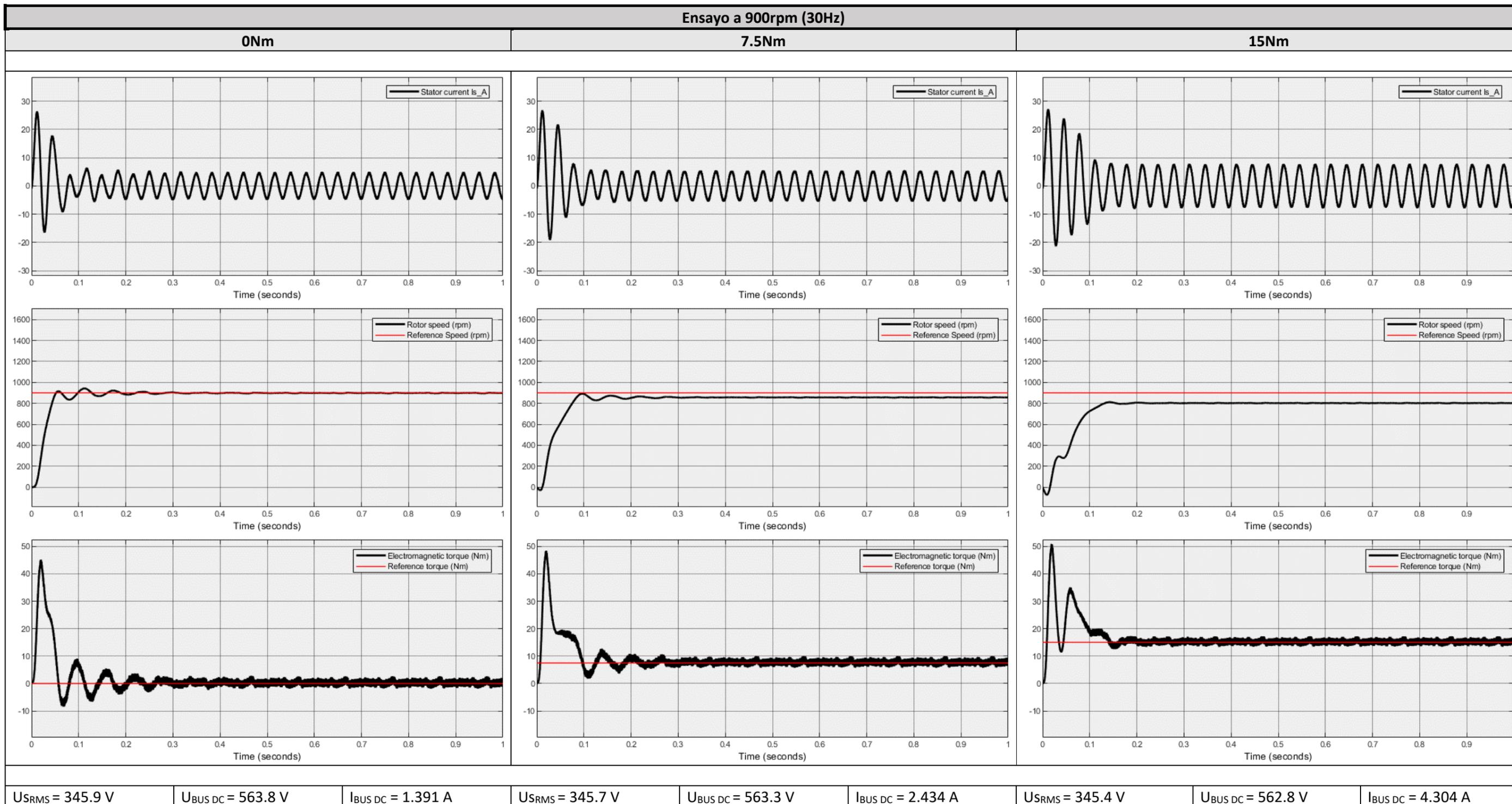


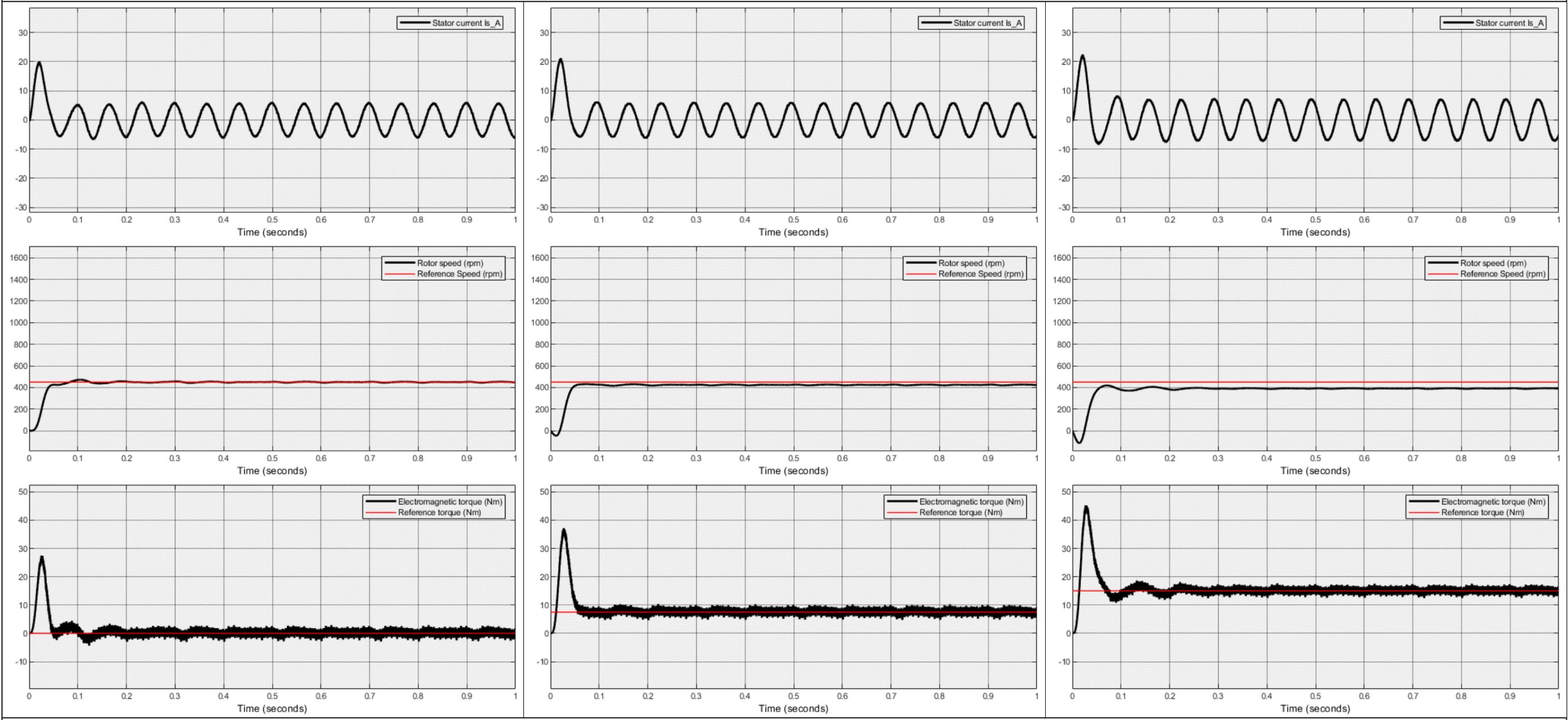
Figura 1.6.5.2.8. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 900rpm.

Ensayo a 450rpm (15Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



$U_{SRMS} = 278.4 \text{ V}$	$U_{BUS DC} = 564.0 \text{ V}$	$I_{BUS DC} = 1.478 \text{ A}$	$U_{SRMS} = 278.3 \text{ V}$	$U_{BUS DC} = 563.7 \text{ V}$	$I_{BUS DC} = 2.006 \text{ A}$	$U_{SRMS} = 278.1 \text{ V}$	$U_{BUS DC} = 563.2 \text{ V}$	$I_{BUS DC} = 3.060 \text{ A}$
------------------------------	--------------------------------	--------------------------------	------------------------------	--------------------------------	--------------------------------	------------------------------	--------------------------------	--------------------------------

Figura 1.6.5.2.9. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 450rpm.

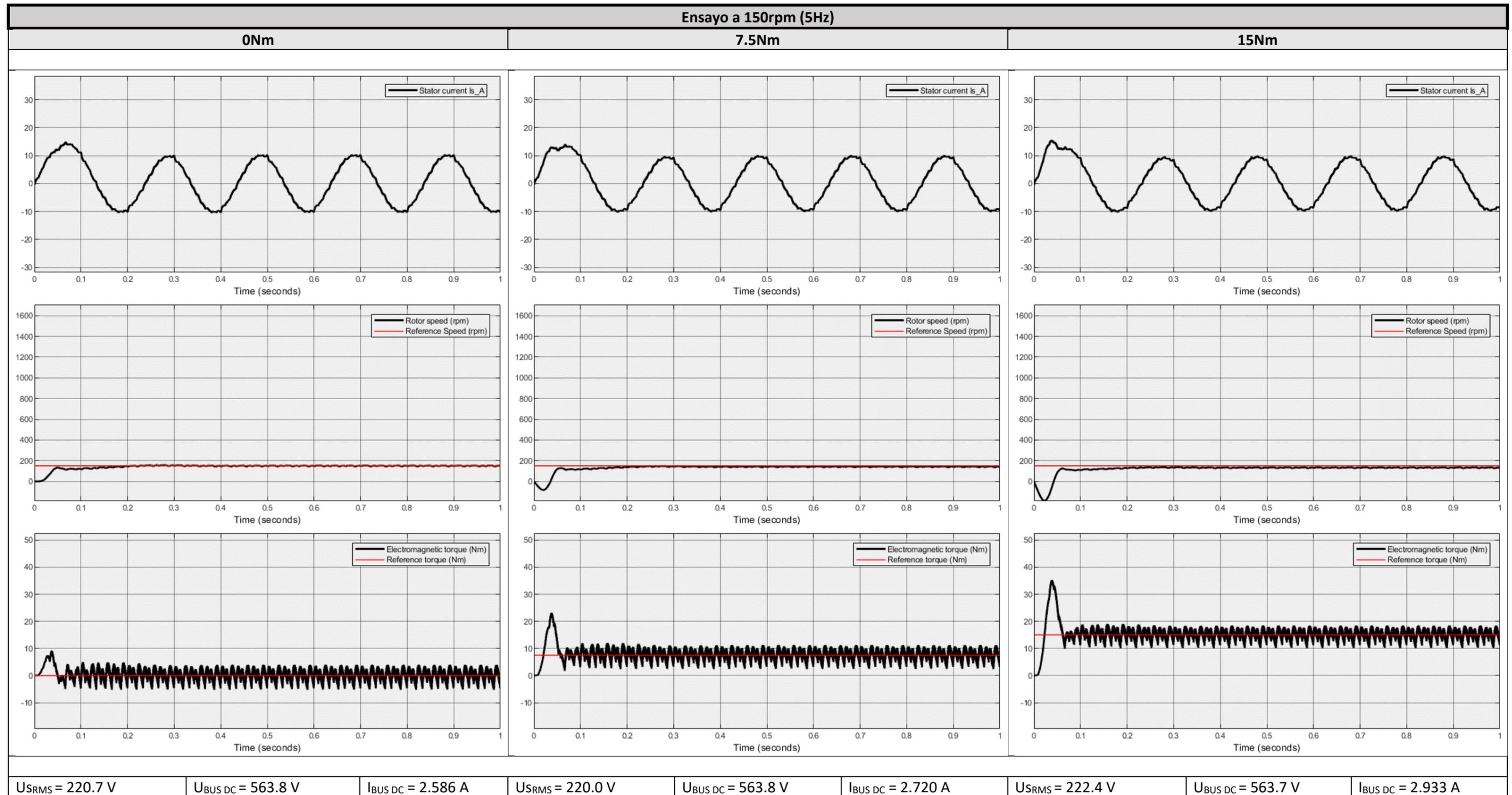


Figura 1.6.5.2.10. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 150rpm.

Ensayo control escalar												
Magnitud	n = 1500rpm (50Hz)			n= 900rpm (30Hz)			n = 450rpm (15Hz)			n = 150rpm (5Hz)		
	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta
Par resistente (Nm)	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15
Par generado (Nm)	0.829	7.978	15.47	0.851	7.808	15.27	0.941	7.644	15.14	1.920	7.500	15.13
Velocidad (rpm)	1497	1444	1377	898.6	856.6	802.4	449.5	424.2	390.5	149.8	142.3	132.6
Tensión estator_ab (V)	418.8	418.2	417.8	345.9	345.7	345.4	278.4	278.3	278.1	220.7	220.0	222.4
Intensidad estator_a (A)	2.702	3.559	5.605	3.132	3.655	5.287	4.040	4.176	4.997	7.139	7.090	6.980
Frecuencia (Hz)	50.00	50.00	50.00	30.00	30.00	30.00	15.00	15.00	15.00	5.000	5.000	4.996
Deslizamiento (rpm)	3.000	56.00	123.00	1.400	43.40	97.6	0.500	25.80	59.50	0.200	7.7	17.4

Tabla 1.6.5.2.1. Toma de datos del control escalar con relación V/f y boost de tensión.

En primer lugar, hay que destacar que los valores numéricos se han tomado en el régimen permanente con el fin de obtener unos resultados verídicos y sin falsos resultados que se pudieran dar por considerar también el régimen transitorio, ya que, en condiciones normales, el motor funcionará de manera estable y sin cambios bruscos constantes en sus parámetros de par de carga o velocidad de referencia.

Si se analiza el comportamiento del motor se puede ver que su funcionamiento es el esperado para el control escalar, ya que, como se ha comentado en la explicación de este método de control en el apartado 1.4.3, ofrece una pobre regulación de velocidad y baja capacidad de par a bajas velocidades.

La pobre regulación de velocidad se puede observar en la figura 1.6.5.2.7, en la gráfica de la velocidad. Ante un par de carga de 15Nm la respuesta del motor es pobre, teniendo un régimen transitorio considerable comparándolo con otros métodos de control, como el FOC y el DTC. Además, también se puede observar el fenómeno del deslizamiento, ya que el motor no es capaz de alcanzar la velocidad de referencia marcada. Respecto al deslizamiento, se ve que su evolución guarda relación entre unos valores de par y las distintas velocidades, siendo aproximadamente iguales. Esto indica que se ha conseguido mantener la curva de par/velocidad y por lo tanto se está trabajando sobre una zona estable de funcionamiento del motor, salvo en el último caso, que empieza a dar problemas para mantener constante el par. Esta limitación, como ya se ha explicado, se debe a la baja capacidad de par a bajas velocidades. Si se observa la figura 1.6.5.2.10, en la gráfica del par, el rizado es considerable, teniendo valores de pico a pico de alrededor de 10Nm, por lo tanto, sería inviable la implementación de este sistema para el control del motor con esas variables de par y velocidad.

También, si se observa la tabla 1.6.5.2.1, en la velocidad de 150Nm, se puede ver que la corriente está alrededor de los 7A, este valor empieza a ser peligroso teniendo en cuenta que en la placa de características indica que la corriente nominal con conexión en estrella es de 4.7A, por lo tanto, el motor sufriría de calentamientos y un posible deterioro de los materiales.

Para seguir analizando el comportamiento del motor con este tipo de control, y comprobar sus carencias, para así, tratar de mejorarlo, se va a realizar un montaje en el cual se hagan cambios de par y velocidad de manera automática simulando un proceso real, para ello se sustituirán los bloques de *constant* por unos denominados *step*, los cuales permiten programar valores en un tiempo determinado. Los valores de las etapas que se han introducido están recogidos en la tabla 1.6.5.2.2.

Tiempo (s)	Velocidad (rpm)	Par (Nm)
0	200	14
0.3	1200	14
0.6	1200	3
0.9	0	0

Tabla 1.6.5.2.2. Valores de las etapas simulando un proceso real.

Y la evolución de las variables con estos valores son las mostradas en la siguiente figura:

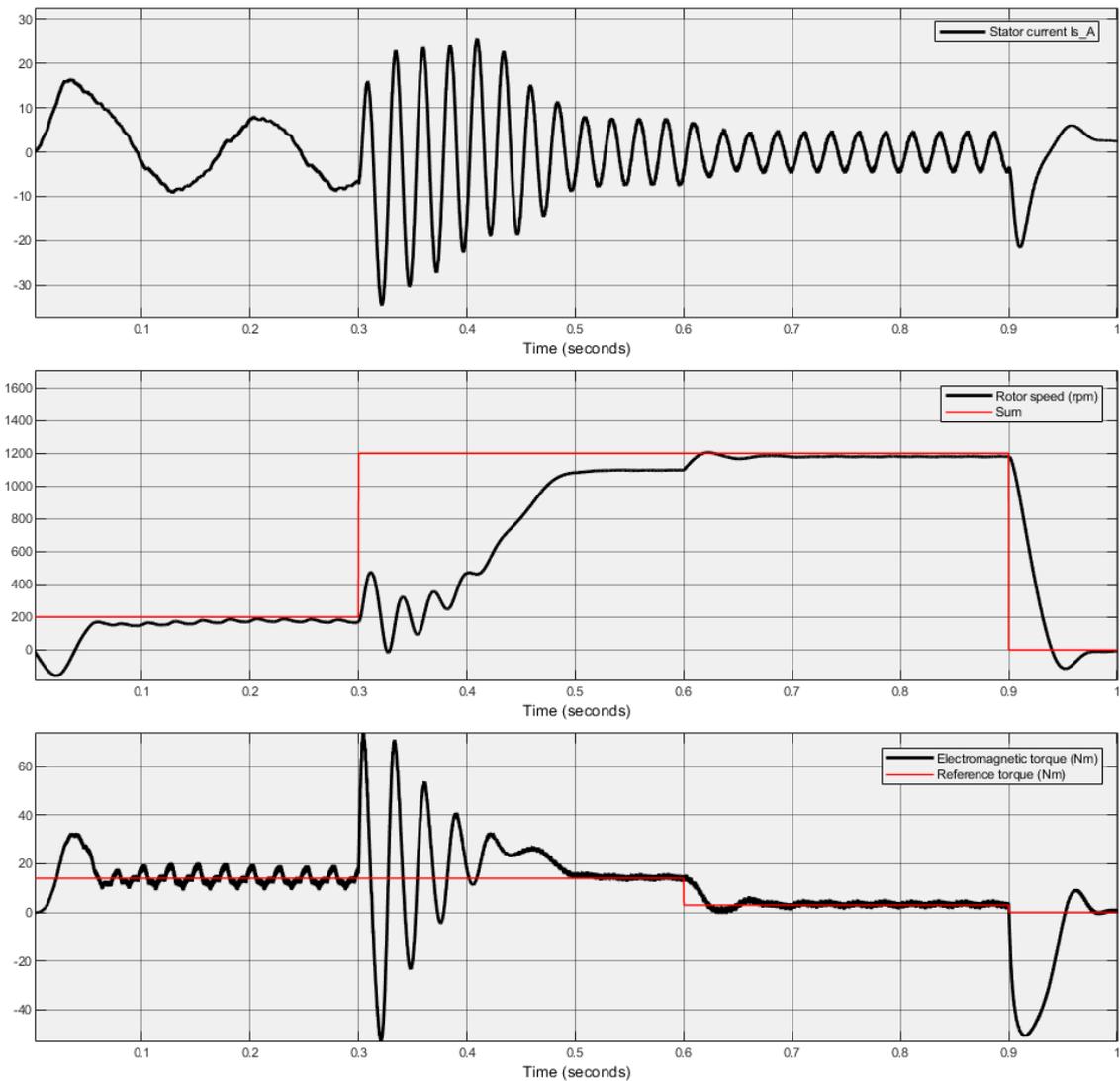


Figura 1.6.5.2.11. Respuesta de la corriente, velocidad y par para unas etapas de velocidad y par determinadas.

Como se puede apreciar, en el instante 0.3s, al realizar un cambio de 200rpm a 1200rpm, se produce un rizado tanto en la velocidad como en el par, al igual que en el instante 0.9 al pasar de 1200rpm a 0rpm. Estas oscilaciones en una aplicación real serian inadmisibles, por lo tanto, este tipo de control no se emplea en situaciones de precisión en el que se requieran cambios bruscos de velocidad.

Aun así, esta situación se puede mejorar. Para ello se deja de trabajar en bucle abierto, en el que no se tiene una referencia real de la velocidad a la que está funcionando el motor y se pasa a un bucle cerrado, en el cual se añade un sensor de velocidad en el eje del motor para conseguir una retroalimentación de la velocidad instantánea del motor, con la finalidad de compararla con la referencia y obtener un valor de error. Siendo el sistema capaz de corregir este valor y ajustarlo en lo posible a cero, y así reducir lo máximo posible la diferencia entre la velocidad de referencia y la real.

1.6.5.3.- Control escalar en bucle cerrado con regulador PID.

Con el fin de lograr un control más eficaz y preciso, se hace uso del control de lazo cerrado. Este tipo de control utiliza una señal de retroalimentación de la variable que se desea controlar y a partir de la referencia establecida por el usuario se comparan ambas y se genera una señal de error, esta señal es controlada por el sistema con el fin de reducirla y así conseguir la mayor precisión posible. El método más empleado para realizar este control es el PID (Proporcional - Integral - Derivativo) y es con el que se va a trabajar en este apartado.

Para su implantación, se va a partir con el modelo de control escalar planteado anteriormente y sobre él se añadirá el regulador PID. Este regulador seguirá la siguiente expresión:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de}{dt}$$

Donde:

- u(t): señal de salida del regulador PID.
- e(t): señal de error del regulador PID.
- K_p: ganancia proporcional.
- K_i: ganancia integral.
- K_d: ganancia derivativa.

De tal forma que el regulador PID queda implementado en Simulink como se puede observar en la figura 1.6.5.3.1.

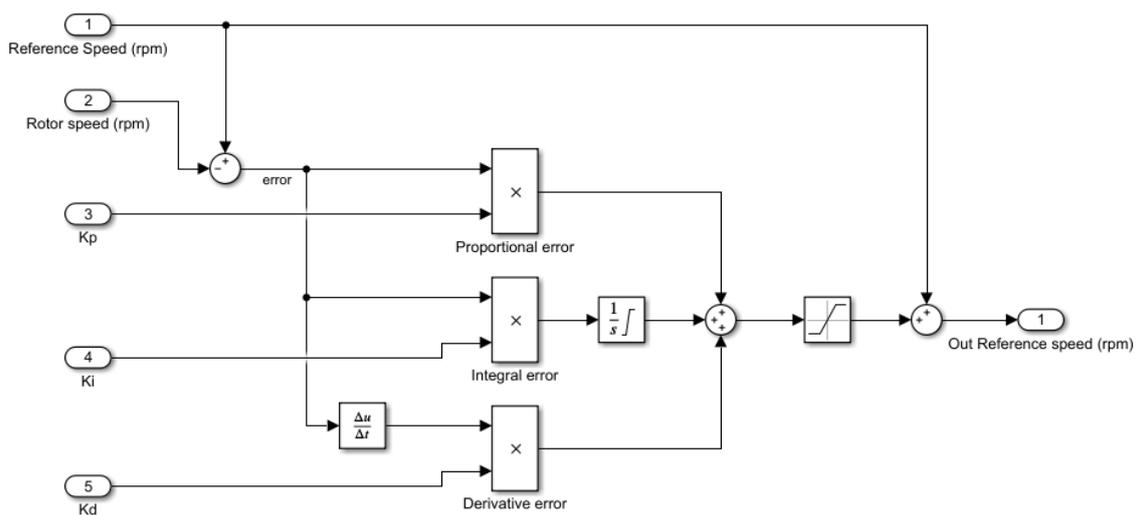


Figura 1.6.5.3.1. Regulador PID para el control escalar.

Y el regulador queda implementado en el modelo del control escalar a través de un subsistema tal y como se muestra en la figura 1.6.5.3.2.

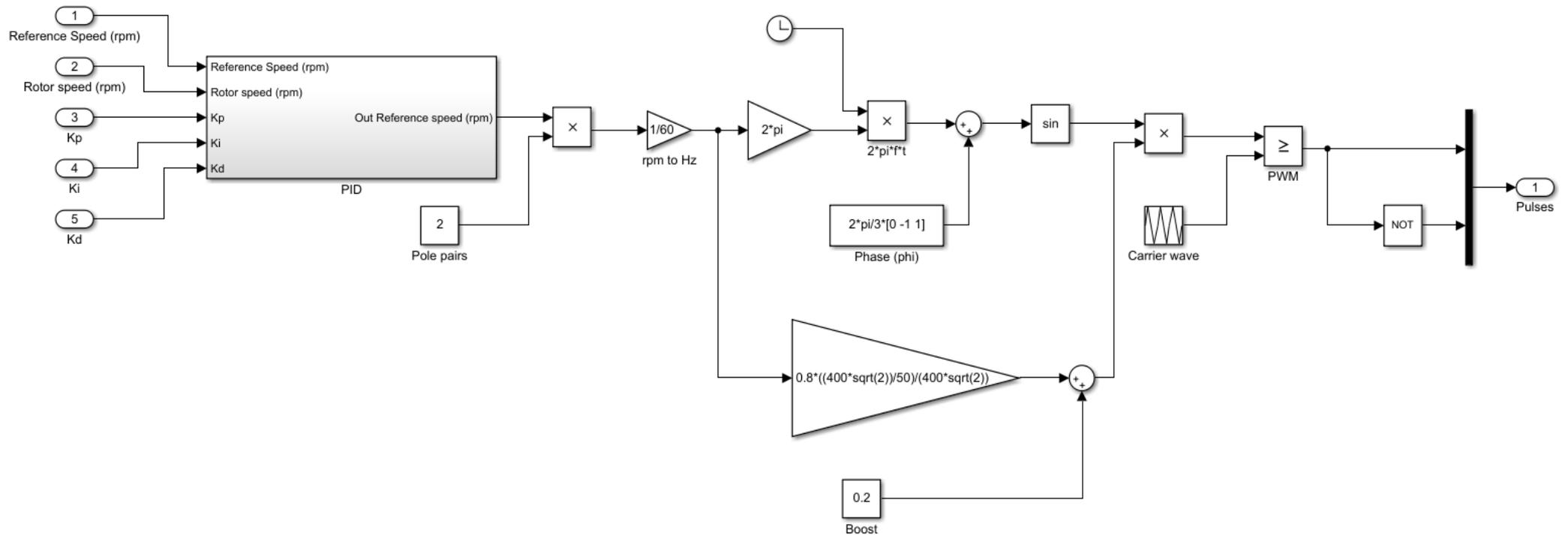


Figura 1.6.5.3.2. Regulador PID implementado en el control escalar a través de un subsistema.

En primer lugar, y para poder trabajar en bucle cerrado con el regulador PID, es necesario sintonizar este. Su función consiste obtener los valores de K_p , K_i y K_d para la situación a la que se desee trabajar y así evitar perturbaciones conservando la máxima velocidad de respuesta que sea posible. Para ello se emplean métodos empíricos, tal y como se va a mostrar a continuación.

Para la realización de este ensayo se va a partir de la consigna realizada en el apartado 1.6.5.2, con los siguientes valores de par y velocidad a determinados tiempos:

Tiempo (s)	Velocidad (rpm)	Par (Nm)
0	200	14
0.3	1200	14
0.6	1200	3
0.9	0	0

Tabla 1.6.5.3.1. Valores de las etapas simulando un proceso real.

Y la sintonización del PID se va a realizar a partir del siguiente método empírico:

1) Ganancia proporcional: se aumentará poco a poco la acción proporcional para aumentar la velocidad y disminuir el error. Si se alcanza la respuesta deseada ya está sintonizado. Si se vuelve inestable se actúa sobre la ganancia derivativa.

2) Ganancia derivativa: se aumenta poco a poco la acción derivativa hasta alcanzar la estabilidad del sistema.

3) Ganancia integral: en caso de que el error del sistema sea mayor al deseado, se aumenta poco a poco la acción integral hasta conseguir el valor de error deseado. En caso de que el sistema se vuelva inestable se volverá al punto 2.

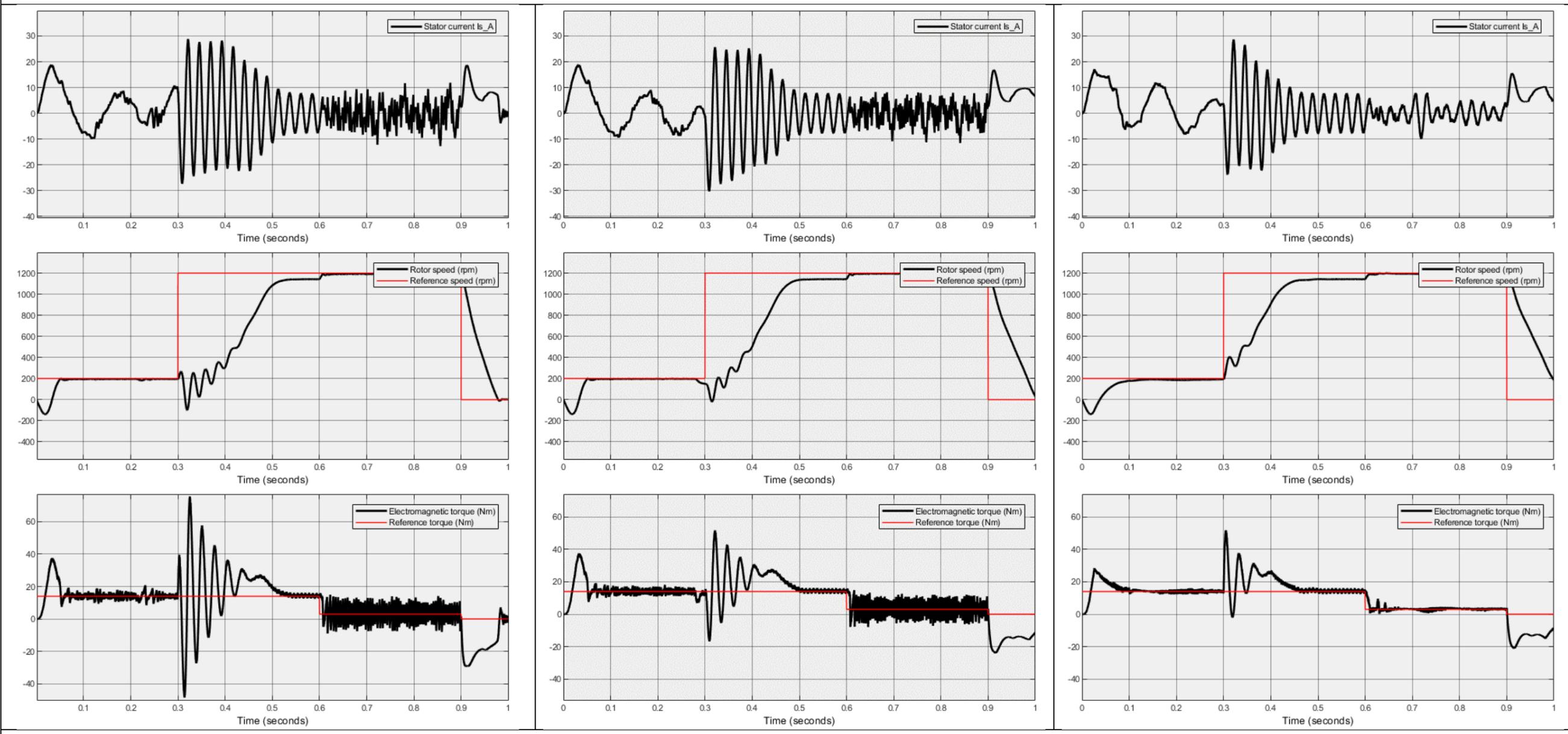
A continuación, en las figuras 1.6.5.3.3 y 1.6.5.3.4, se muestra la evolución de la corriente, velocidad y par aplicando los pasos del modelo empírico anterior.

Sintonización del PID

Paso 1

Paso 2

Paso 3



$K_p = 7$	$K_i = 0$	$K_d = 0$	$K_p = 10$	$K_i = 0$	$K_d = 0$	$K_p = 10$	$K_i = 0$	$K_d = 0.3$
-----------	-----------	-----------	------------	-----------	-----------	------------	-----------	-------------

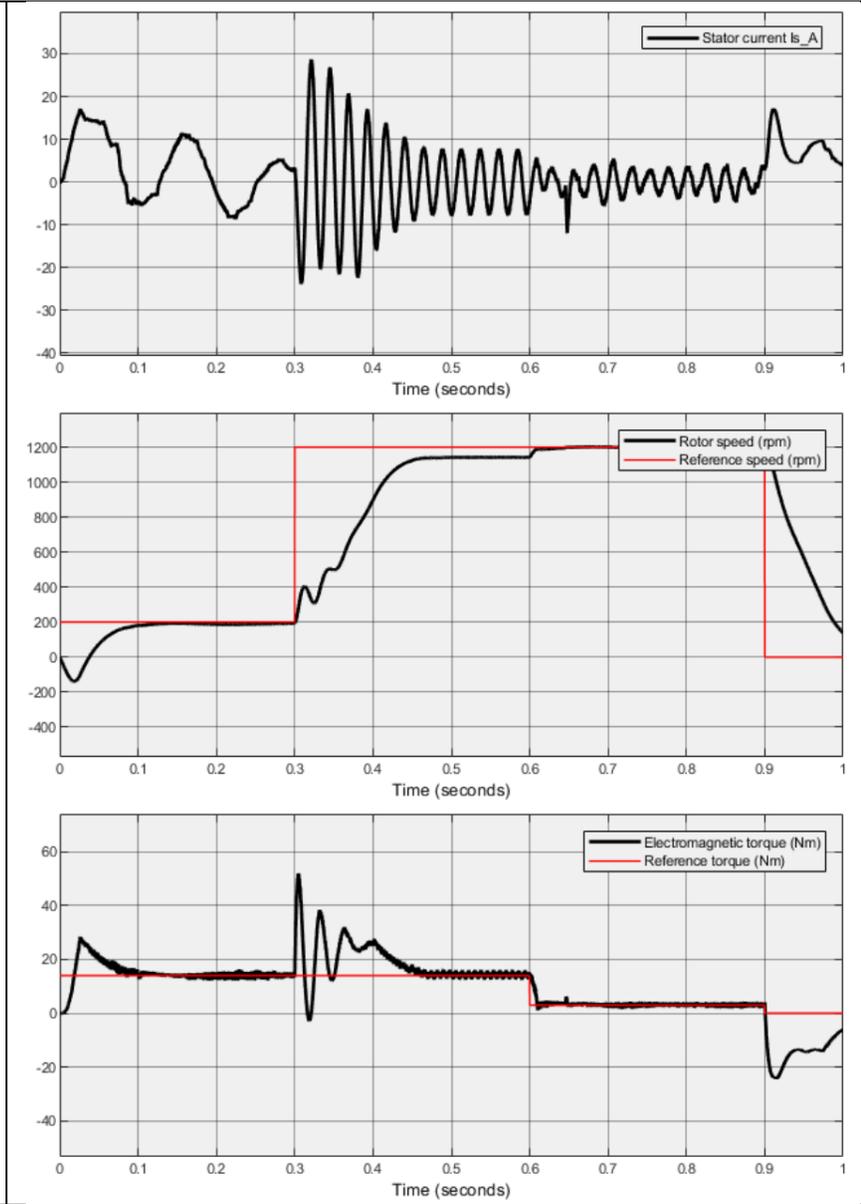
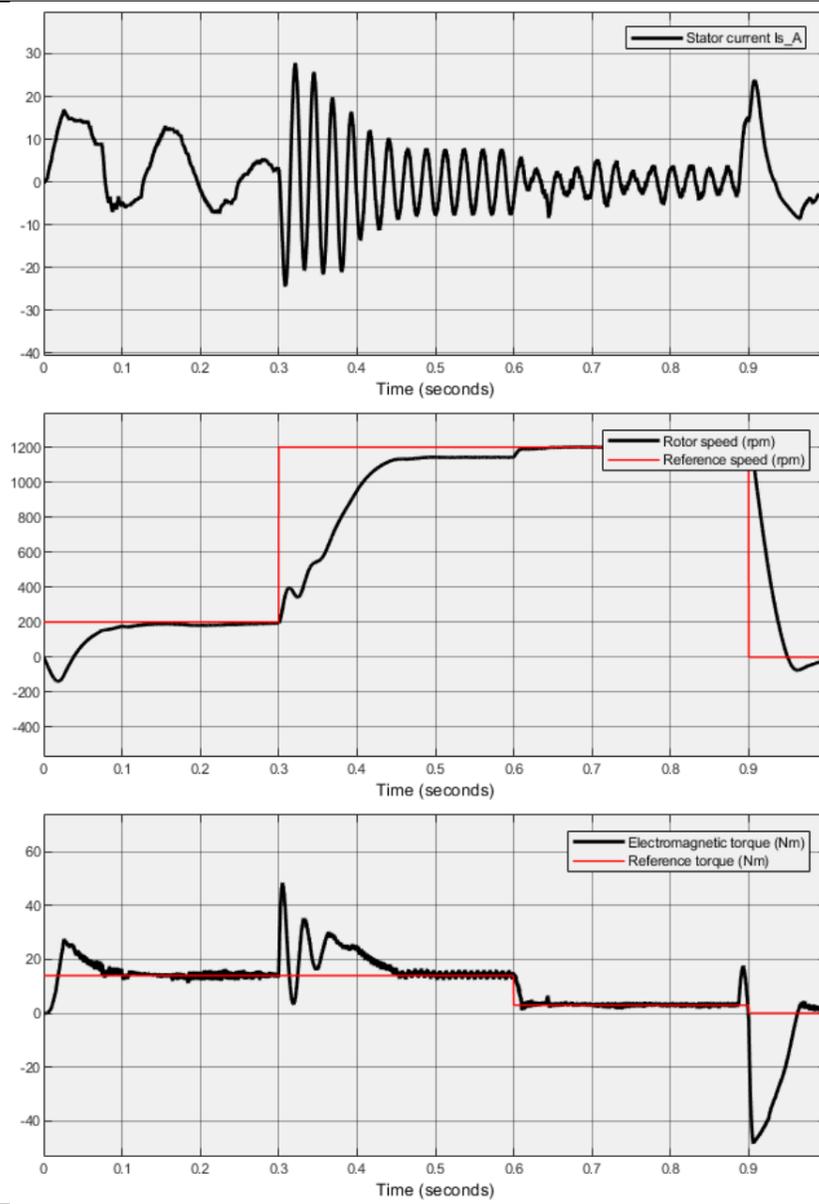
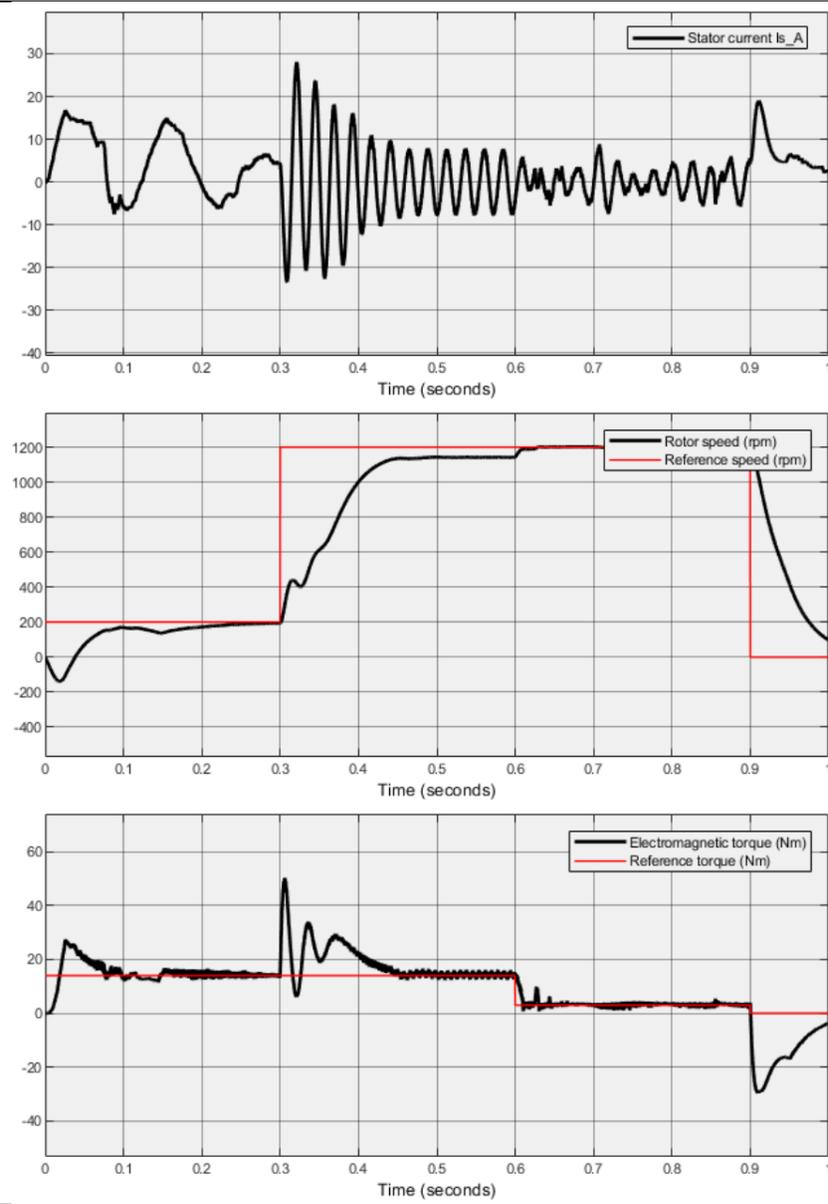
Figura 1.6.5.3.3. Sintonización del PID.

Sintonización del PID

Paso 4

Paso 5

Paso 6



$K_p = 10$	$K_i = 1$	$K_d = 0.3$	$K_p = 10$	$K_i = 1$	$K_d = 0.32$	$K_p = 10$	$K_i = 1$	$K_d = 0.325$
------------	-----------	-------------	------------	-----------	--------------	------------	-----------	---------------

Figura 1.6.5.3.4. Sintonización del PID.

Como se puede observar, aplicando el método empírico antes mencionado se consigue un buen resultado con unos pocos pasos, consiguiendo aproximarse a la velocidad de referencia sin importar el par de carga aplicado y sin tener grandes oscilaciones en los cambios de velocidad o par, por lo tanto, este es un muy buen método si se van a realizar ciclos constantes durante un largo periodo de tiempo. En el caso de que sea un proceso muy dinámico, esto es un defecto, ya que a cada cambio de sistema que accione el motor siempre va a ser necesario volver a sintonizar el regulador PID.

En estos casos es donde se ve el potencial de digitalizar un proceso de producción en la industria, ya que, como se ha podido comprobar, se han podido obtener los parámetros del regulador PID de manera digital sin la necesidad de estar trabajando sobre la máquina, con las ventajas que ello conlleva, ya que actualmente en los procesos de producción prima el tiempo y no es viable tener una máquina parada durante un largo periodo de tiempo por la necesidad de ajustar el regulador PID.

Aun así, como ya se ha comentado y se ha analizado a lo largo del apartado 1.4.3, el control escalar tiene sus limitaciones para el control del motor de inducción en procesos de precisión de velocidad y par, es por ello por lo que se desarrollaron los modelos vectoriales basados en separar dinámicamente el par del flujo del motor, consiguiendo, con un método más complejo, una respuesta mucho mejor que con este control.

1.6.6.- Control de campo orientado (FOC).

1.6.6.1.- Método indirecto (IFOC).

Si se repasan los métodos de control expuestos en el apartado 1.4.3, se puede ver que hay una gran variedad de técnicas de control mediante el método vectorial, en lo que precede a este apartado, la técnica que se va a implantar va a ser el control de campo orientado mediante la orientación del flujo del rotor por el método indirecto, tal y como puede observarse en la figura 1.6.6.1.1.

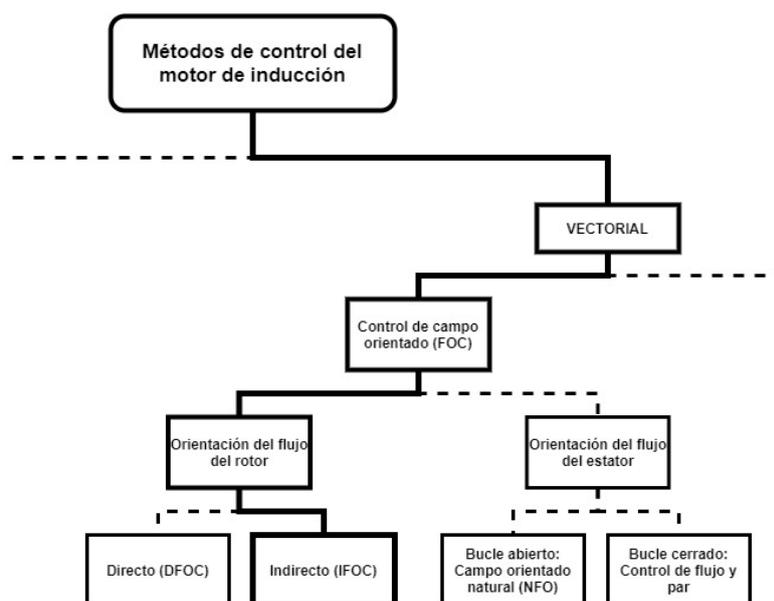


Figura 1.6.6.1.1. Ruta del método IFOC.

El motivo de la elección de esta técnica se debe a que, a diferencia del método directo, en este método no es necesario un estimador del flujo, sino que se trabajará a partir del ángulo de desacoplamiento rotor-estator ρ obtenido a partir de la referencia de par y flujo, además de la velocidad real del motor, empleando un sensor de velocidad alojado en el eje del rotor. El esquema con los procedimientos a seguir para obtener estos valores se muestra en la figura 1.6.6.1.2.

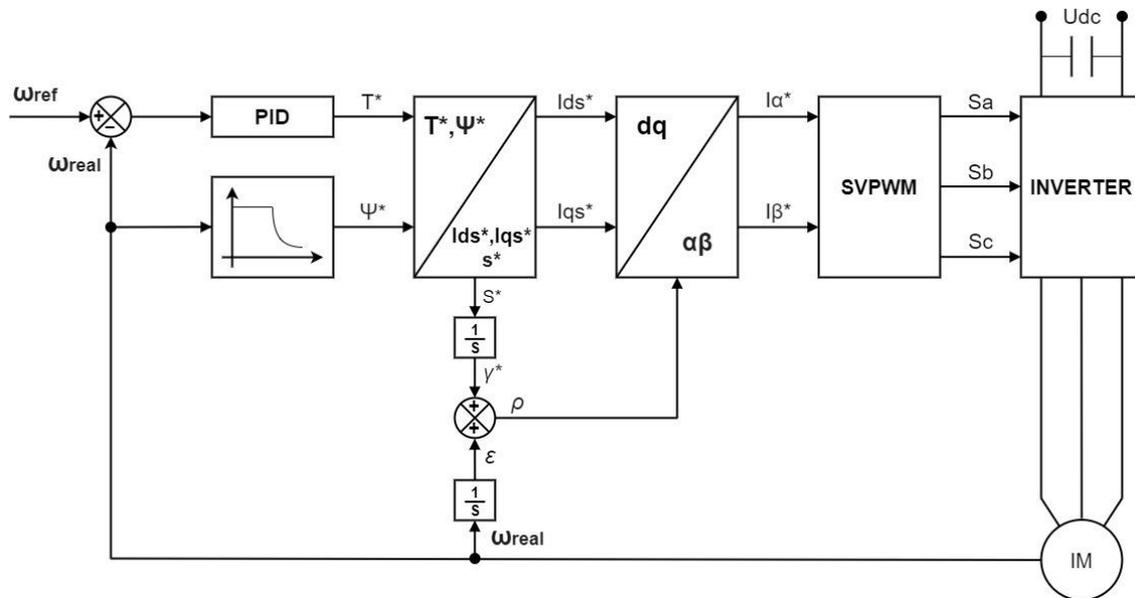


Figura 1.6.6.1.2. Esquema de la implementación del control IFOC.

Analizando dicho esquema, en primer lugar, se puede observar que la velocidad angular del motor ω_{real} se emplea tanto para la obtención del par y el flujo de referencia, T^* y ψ^* respectivamente a través de unos reguladores, como también para la obtención de la posición exacta del rotor ε , a través de la integral de la velocidad real del motor. Si se continua con los valores de par y flujo de referencia, se puede observar que se emplean para la obtención de las corrientes directa y de cuadratura del estator, I_{ds}^* y I_{qs}^* respectivamente, además de la velocidad instantánea de deslizamiento S^* . Esta velocidad de deslizamiento se puede expresar como la siguiente ecuación:

$$s = \frac{d\gamma}{dt} = \omega_{fr} - \omega_{real}$$

Donde:

- $d\gamma/dt$: velocidad angular instantánea de deslizamiento del rotor.
- ω_{fr} : velocidad angular instantánea del vector flujo del rotor.
- ω_{real} : velocidad angular instantánea del rotor.

Por lo tanto, integrando la velocidad instantánea de deslizamiento se obtiene el ángulo rotor-flujo rotórico γ , que, sumado al ángulo de la posición exacta del rotor ε , permite obtener el ángulo de desacoplamiento rotor-estator ρ . Estas relaciones se pueden ver con mayor claridad a través del diagrama fasorial de las componentes involucradas en dicho control, mostrado en la figura 1.6.6.1.3.

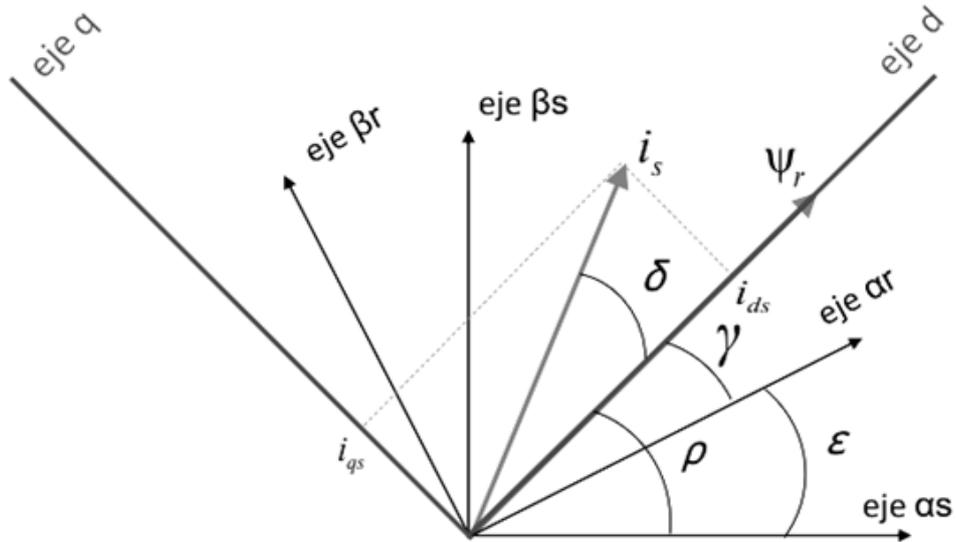


Figura 1.6.6.1.3. Diagrama fasorial de las componentes del rotor y del estator sobre los planos $\alpha\beta$ y dq .

Continuando con el esquema. Teniendo ya las componentes de referencia de la corriente directa y de cuadratura y el ángulo de desacoplamiento rotor-estator, se pueden obtener los valores de las componentes de la corriente sobre el plano $\alpha\beta$, con las cuales obtener los parámetros de control para el modulador SVPWM, tal y como se explicó en el apartado 1.4.3. El modulador, como ya se mencionó, dará los estados de los IGBT en cada instante de tiempo para la alimentación del motor, y al tratarse de un sistema retroalimentado, constantemente se estarán obteniendo los valores instantáneos para estos parámetros, permitiendo así realizar el control ante perturbaciones de los elementos externos que acciona el motor de inducción.

Dado que para trabajar con estos valores es necesario conocer varios de los elementos que caracterizan al motor de inducción, se va a partir del circuito equivalente de una de las fases mostrado en la figura 1.6.6.1.4, ya que, los ensayos y cálculos para la obtención de dichos valores no son competencia de este trabajo.

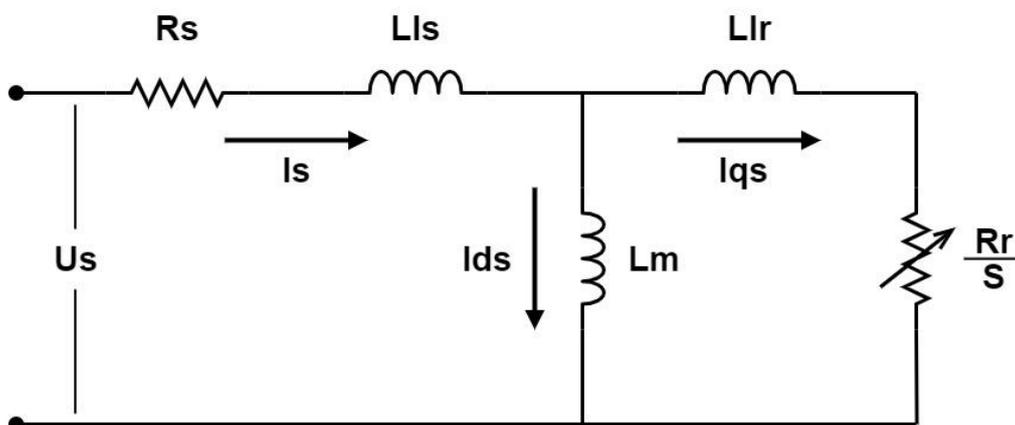


Figura 1.6.6.1.4. Circuito equivalente de una de las fases del motor de inducción.

En el cual, no se han tenido en cuenta las pérdidas en el núcleo causadas por la resistencia en el hierro R_{FE} , dado su bajo valor.

Y los valores de cada elemento del circuito equivalente son los incluidos en la tabla 1.6.6.1.1.

Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción		
R_s	Resistencia del devanado del estator (Ω)	3.3
L_{ls}	Inductancia de fuga del devanado del estator (H)	0.01378
L_{lr}	Inductancia de fuga del estator referida al rotor (H)	0.01378
R_r/s	Resistencia del rotor en función del deslizamiento (Ω)	2.9 (en estático)
L_m	Inductancia magnetizante o inductancia mutua (H)	0.216

Tabla 1.6.6.1.1. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción.

1.6.6.2.- Implementación del control de campo orientado indirecto (IFOC).

Conocida ya la metodología que se va a emplear y los valores que van a afectar a dicho control, se va a explicar la implementación de este en Simulink.

Partiendo de la figura 1.6.6.1.2, y empezando de izquierda a derecha y de arriba a abajo, se va a empezar a implementar los reguladores de par y flujo de referencia.

El par de referencia se obtendrá a partir de la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad real del motor, expresada en radianes/s. pasando a través de un regulador PID y de un control de saturación, el cual permitirá limitar los valores de par generado en el límite que se desee. La implementación se puede observar en las figuras 1.6.6.2.1. y 1.6.6.2.2.

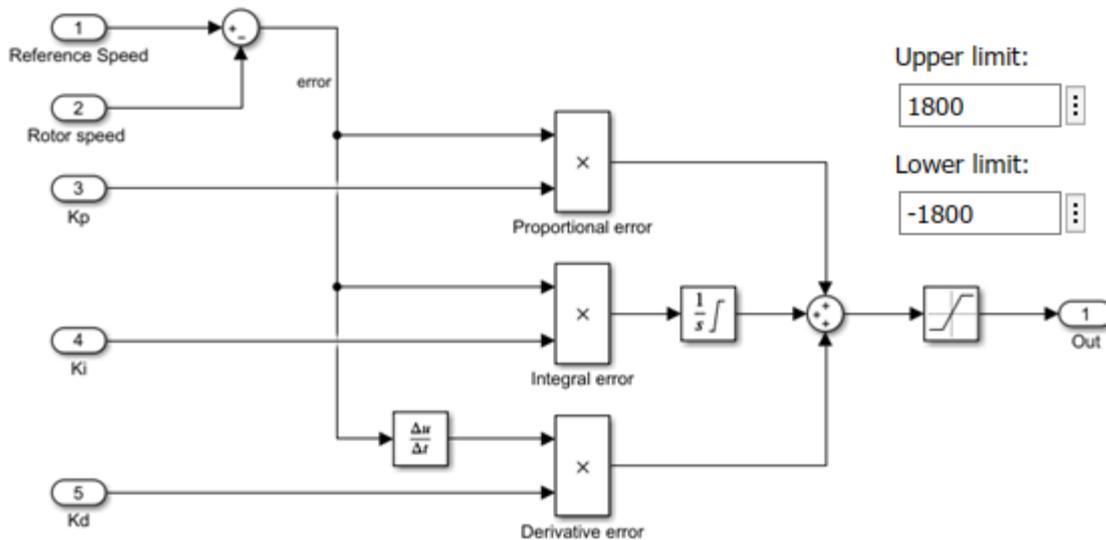


Figura 1.6.6.2.2. Regulador PID para la regulación del par de referencia.

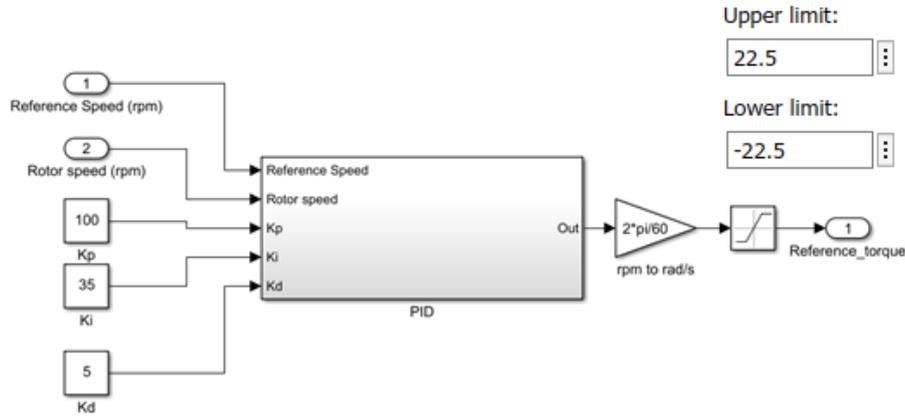


Figura 1.6.6.2.3. Regulación de la saturación del par de referencia.

El motivo por el cual se ha seleccionado en la figura 1.6.6.2.2. el valor de 1800rpm se debe a que es la velocidad de sincronismo a 60Hz, ya que una de las características del control vectorial es la posibilidad de aumentar la velocidad por encima de la nominal de sincronismo sin que este afecte al control. Aun así, se ha limitado a 1800rpm para evitar problemas en el motor, ya que su construcción física (rodamientos, ventilación, etc) están calculados para 1500rpm, y a la larga podría dar problemas superar este umbral.

En la figura 1.6.6.2.3, el valor establecido para el par ha sido $3/2 \cdot T_n$, ya que se establece que el par de arranque del motor está alrededor de 1.5 veces su par nominal para condiciones de tensión y frecuencia nominales.

Como se puede ver, el control PID es muy similar al empleado en el control escalar y la consigna para su sintonización ha sido la misma. Si se analiza la respuesta de este regulador en un pequeño instante de tiempo, se puede ver cómo actúa sobre el par de referencia.

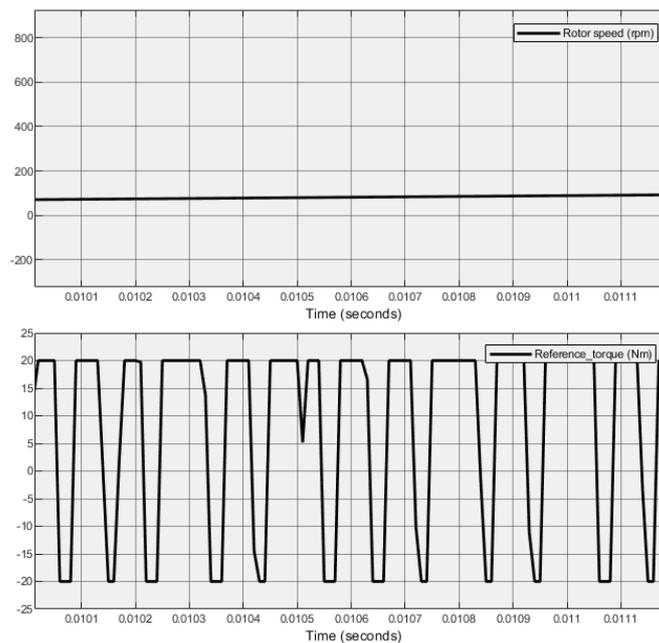


Figura 1.6.6.2.4. Respuesta del par de referencia ente variaciones de la velocidad real del motor.

Como se puede observar, ante un incremento de la velocidad real del motor (poco apreciable dado que el instante de tiempo es muy pequeño), se producen constantes fluctuaciones en par de referencia para tratar de corregir la respuesta de la velocidad y conseguir la mejor respuesta posible del control.

Para la implementación del regulador de flujo se ha partido de la consigna de que el flujo es constante en todo el abanico de velocidades de trabajo del motor. Superada esta, se encontrará en la zona de debilitamiento de campo, tal y como se muestra en la figura 1.6.6.2.5.

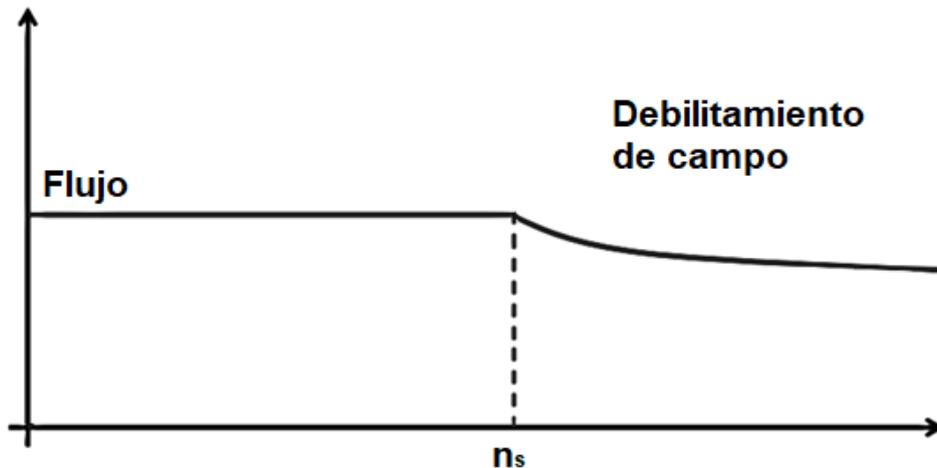


Figura 1.6.6.2.5. Evolución del flujo en función de la velocidad.

Por lo tanto, para implementar esta función en Simulink se ha realizado el modelo de la figura 1.6.6.2.6.

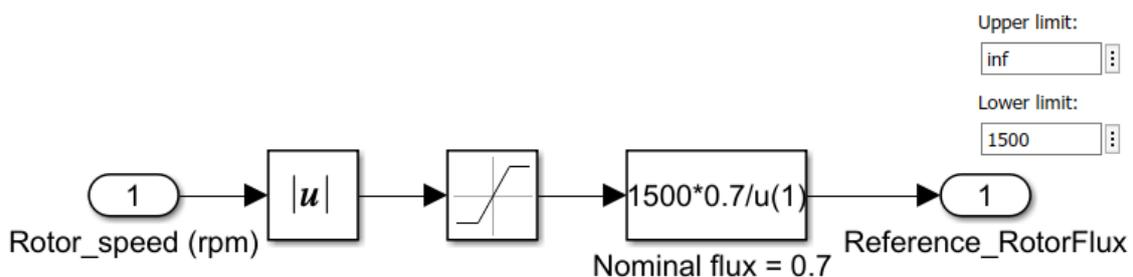


Figura 1.6.6.2.6. Regulador del flujo en función de la velocidad.

Como se puede observar, hasta que no se alcance las 1500rpm la referencia del flujo será de 0.7Wb, si supera esta velocidad, decaerá en función de la velocidad del motor.

Este valor del flujo se ha obtenido midiéndolo directamente de un ensayo del motor con valores nominales de 400V y 50Hz, y, pese a que dicha medida da un valor de 0.96Wb tal y como se puede ver en la figura 1.6.6.2.7, se ha rebajado un poco este valor ya que causaba problemas en determinadas condiciones de trabajo.

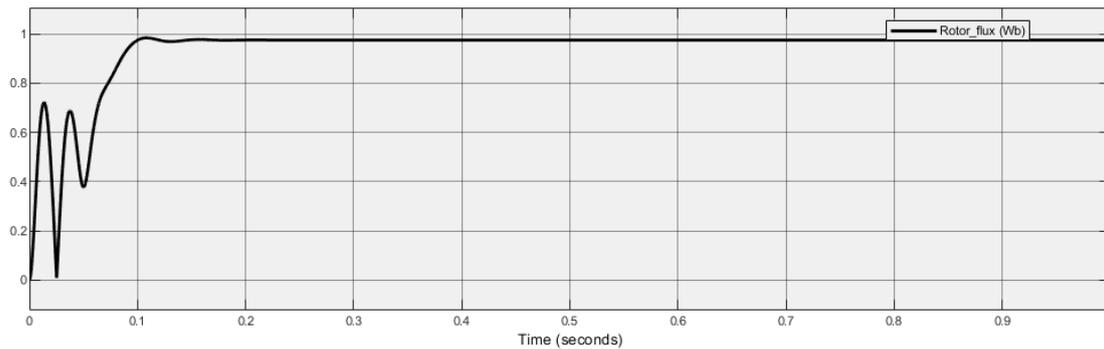


Figura 1.6.6.2.7. Evolución del flujo del rotor para valores nominales de tensión y frecuencia.

Una vez terminados los reguladores de par y flujo de referencia, y siguiendo con el esquema de la figura 1.6.6.2.2, se van a implementar las ecuaciones que calculen los valores de la corriente directa y de cuadratura, y el valor de la velocidad instantánea de deslizamiento. Para ello, se han seguido las siguientes ecuaciones:

$$I_{ds}^* = \frac{\psi_r^*}{L_m} + \frac{\tau_r}{L_m} \cdot \frac{d\psi_r^*}{dt} \quad I_{qs}^* = \frac{3L_r}{2L_m} \cdot \frac{T^*}{\psi_r^*} \quad s^* = \frac{3R_r}{2} \cdot \frac{T^*}{(\psi_r^*)^2}$$

Y siendo:

$$\tau_r = L_r / R_r \quad L_r = Ll_r + L_m$$

Donde:

- I_{dqs}^* : corriente directa y de cuadratura de referencia.
- ψ_r^* : flujo del rotor de referencia.
- L_m : inductancia mutua.
- τ_r : constante de tiempo del rotor.
- L_r : inductancia de los devanados del rotor.
- T^* : par de referencia.
- s^* : velocidad instantánea de deslizamiento.
- R_r : resistencia de los devanados del rotor.
- Ll_r : inductancia de fuga del estator referida al rotor.

Quedando implementado en Simulink como se muestra en la figura 1.9.2.8.

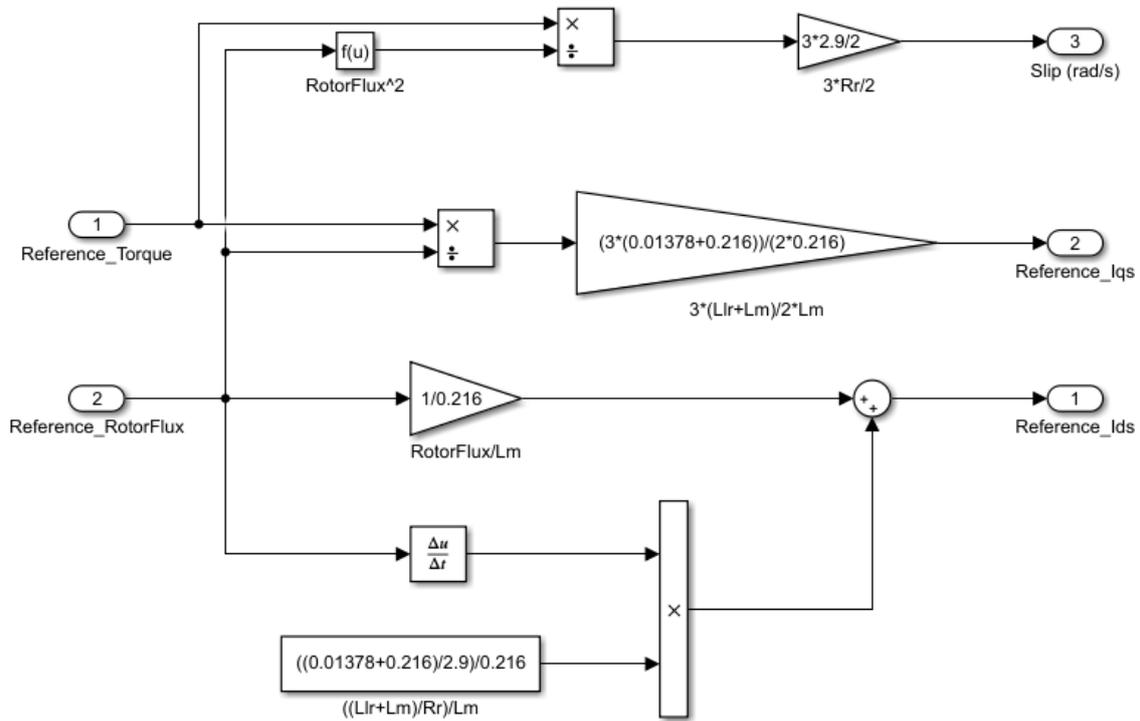


Figura 1.6.6.2.8. Obtención de las componentes directa y de cuadratura, y la velocidad instantánea de deslizamiento.

Con los valores de la corriente directa y de cuadratura, simplemente faltaría obtener el ángulo de desacoplamiento rotor-estator ρ para obtener las corrientes de referencia en el plano $\alpha\beta$, con las que controlar el modulador SVPWM. Para ello, y como ya se ha explicado, se va a sumar el ángulo rotor-flujo rotórico γ y al ángulo de la posición exacta del rotor ϵ , obtenidos a través de la integral de su respectiva velocidad, tal y como se muestra en la figura 1.6.6.2.9.

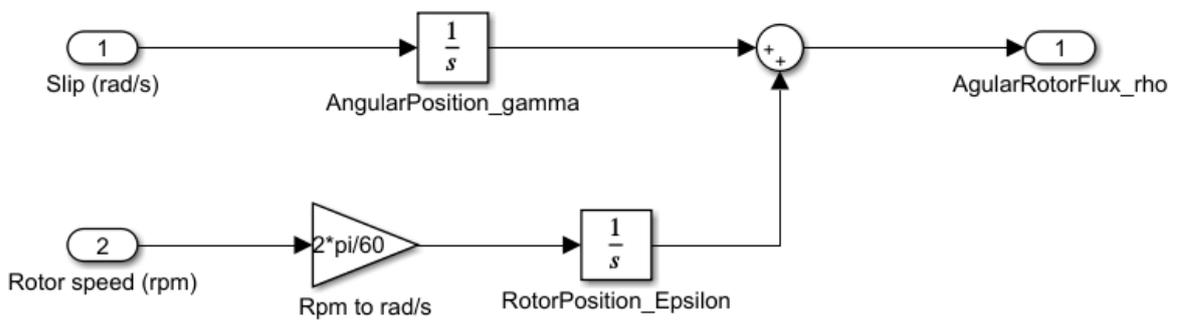


Figura 1.6.6.2.9. Obtención del ángulo de desacoplamiento rotor-estator ρ .

Una vez obtenidos los tres valores necesarios para generar las corrientes de referencia $i_{\alpha\beta}^*$, estas se van a obtener aplicando la siguiente transformada, la cual pase del plano dq al plano $\alpha\beta$.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

Siendo el resultado de la matriz el siguiente:

$$I_\alpha = \cos(\rho) \cdot I_d - \sin(\rho) \cdot I_q$$

$$I_\beta = \sin(\rho) \cdot I_d + \cos(\rho) \cdot I_q$$

Y su implementación en Simulink queda tal y como se muestra en la figura 1.9.2.10.

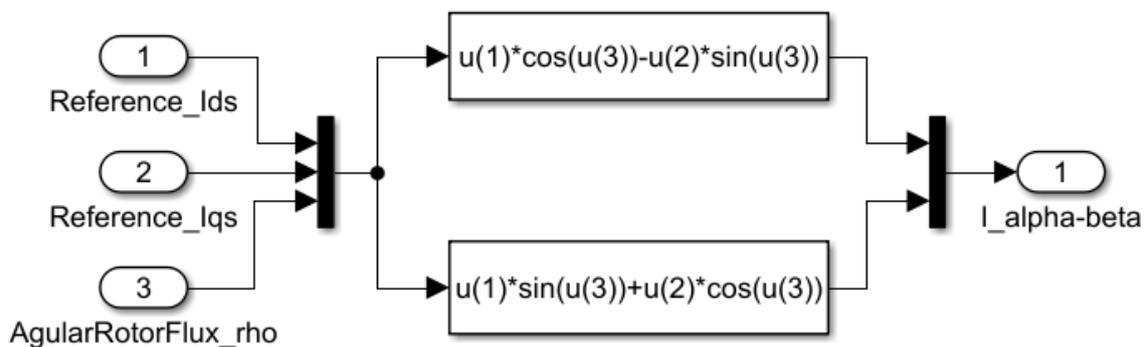


Figura 1.6.6.2.10. Conversión del sistema dq al sistema $\alpha\beta$.

Con las referencias de corriente de la forma $I_{\alpha\beta}$, se va a proceder a generar la señal PWM a través del modulador. En este caso, se ha empleado un bloque específico para ello, ya que, para esta técnica, hay que tener mucha precisión con los tiempos de conmutación, y estos bloques han sido generados y testeados por grandes empresas del sector.

El bloque en concreto se llama *SVPWM Generator (2-Level)*, alojado en la librería de *SimPowerSystems* y desarrollado por la empresa Texas Instruments. La técnica que se ha empleado es la misma que se desarrolló en el apartado 1.4.4. Determinan el sector donde está alojado el vector de referencia en el plano $\alpha\beta$, y a través de las ecuaciones que se plantearon, determinan el tiempo de conmutación de cada IGBT a través de una tabla, generando así un vector de referencia rotatorio sobre el plano $\alpha\beta$.

En la figura 1.6.6.2.11 se puede ver el modulador y su menú. En el, se puede elegir el sistema de entrada de las referencias, pudiendo ser del tipo: modulo-argumento, alfa-beta o generadas internamente por el sistema. También se puede seleccionar el modo de obtención del vector de referencia, a través del patrón #1 o el patrón #2. Y por último, la frecuencia de conmutación máxima de los IGBT. Por lo que respecta a este trabajo, las opciones que se han seleccionado son las que se muestran en la figura mencionada.

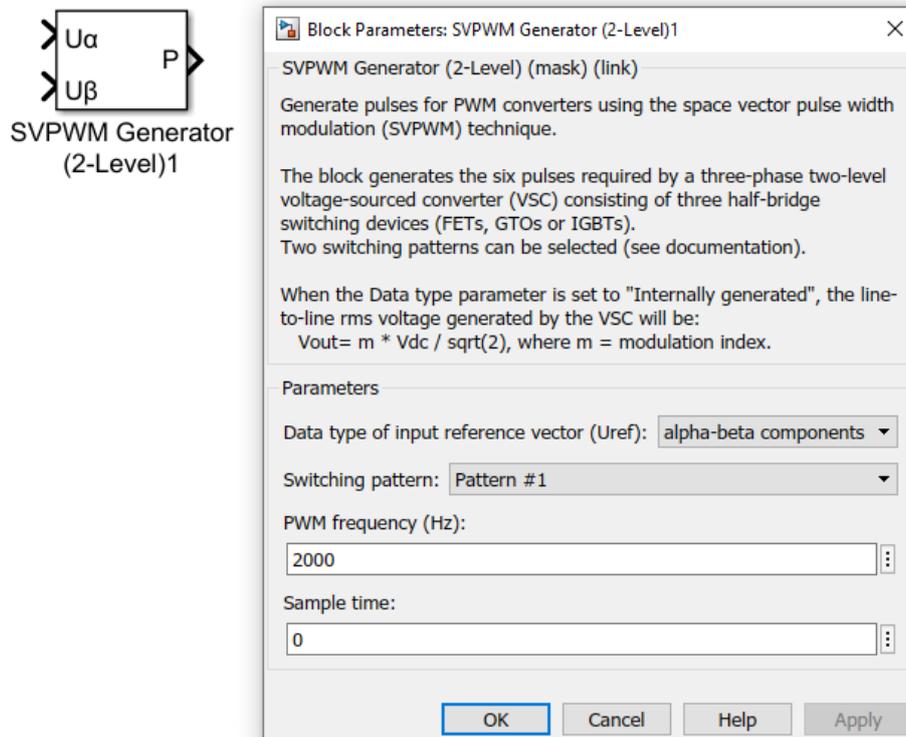


Figura 1.6.6.2.11. Modulador SVPWM.

Por lo tanto, ya se tiene implementado todo el sistema mediante el método de control del campo orientado indirecto, quedando implementado en Simulink como se muestra en la figura 1.6.6.2.12.

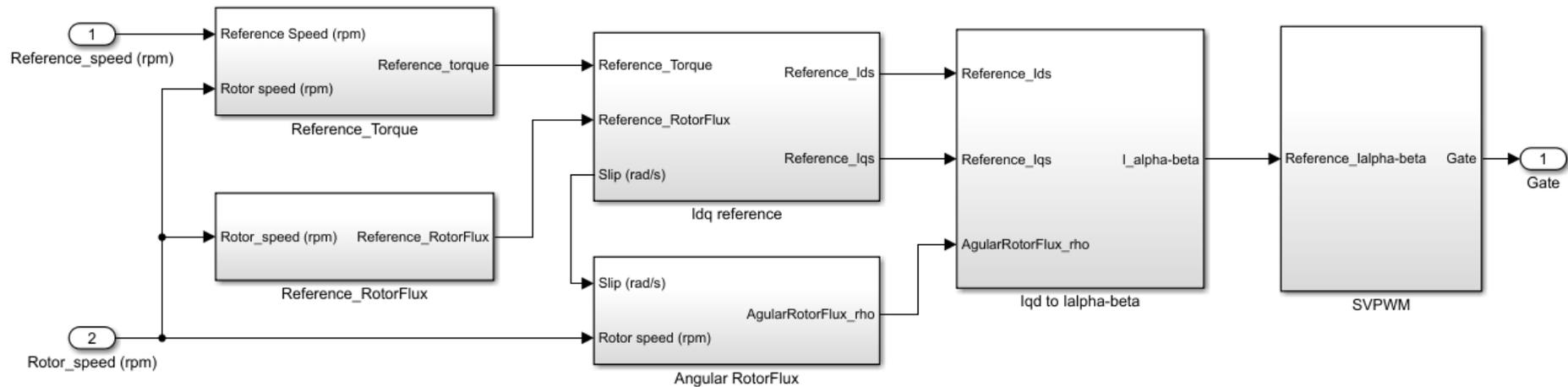


Figura 1.6.6.2.12. Control de campo orientado indirecto (IFOC)

Con el modelo ya implementado, se va a realizar un ensayo para verificar su correcto funcionamiento. Para ello, y al igual que se realizó con el modelo del control escalar, se va a comprobar su respuesta a determinados valores de par de carga y velocidad de referencia, pero en este caso, y sabiendo que la respuesta de este control es mucho mejor, los ensayos se van a realizar en condiciones extremas, es decir en baja y a alta frecuencia, incluso superando la velocidad de sincronismo, como ya se ha comentado. Así mismo, se va a realizar uno con un valor de velocidad en un punto intermedio, con el fin de que sirva como referencia para compararlo con el resto de los ensayos.

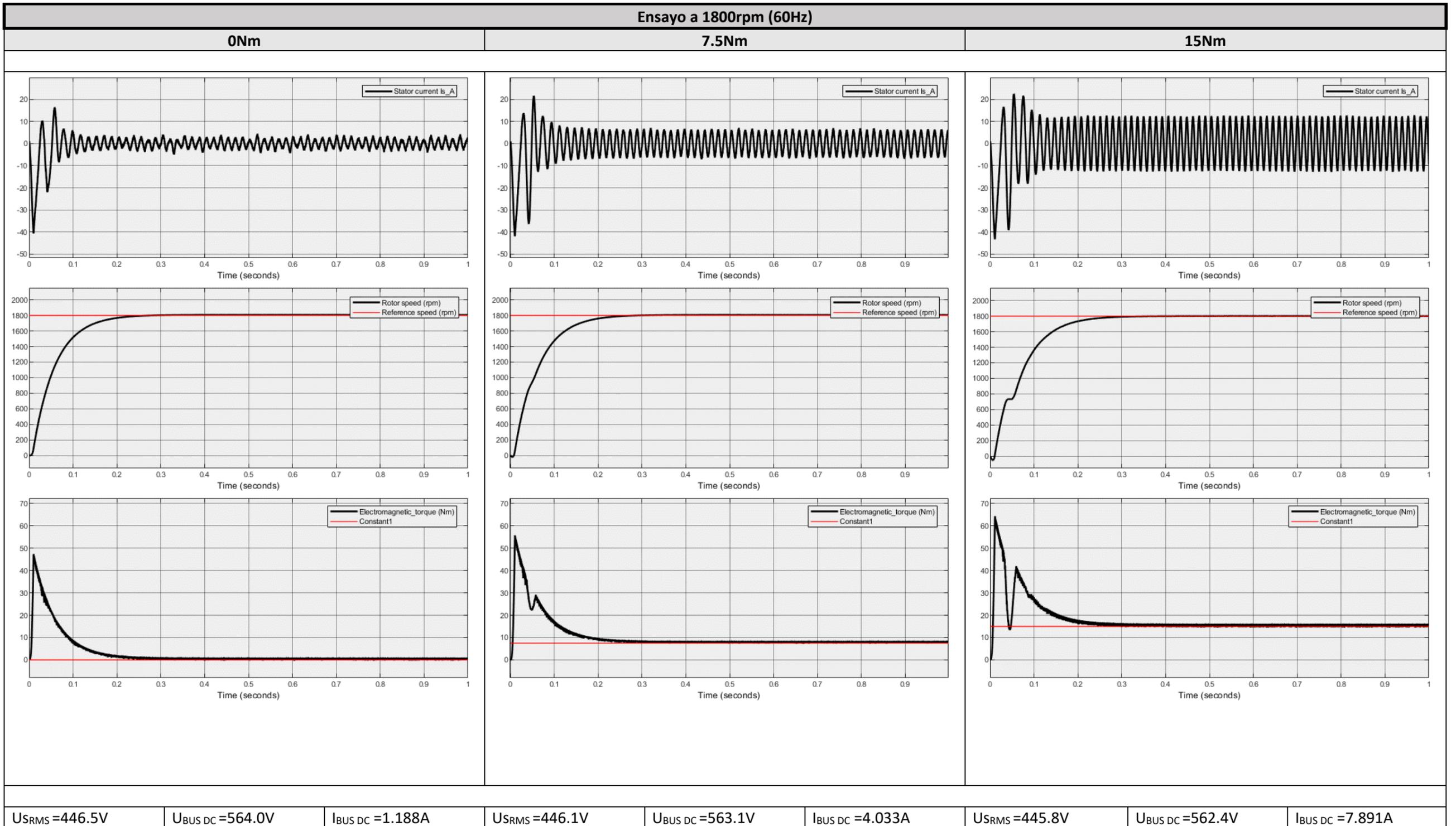


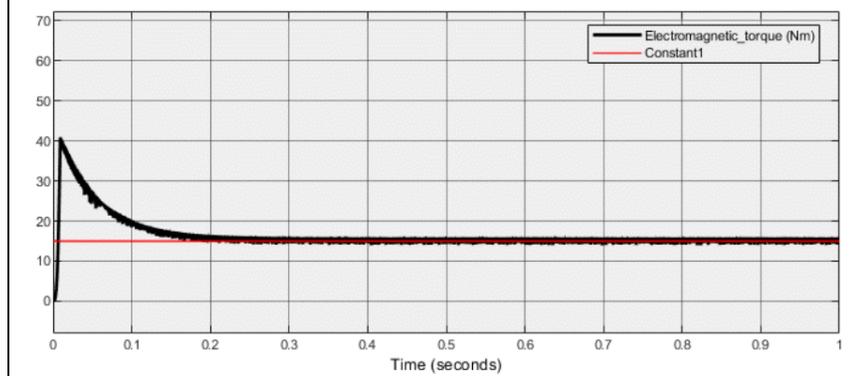
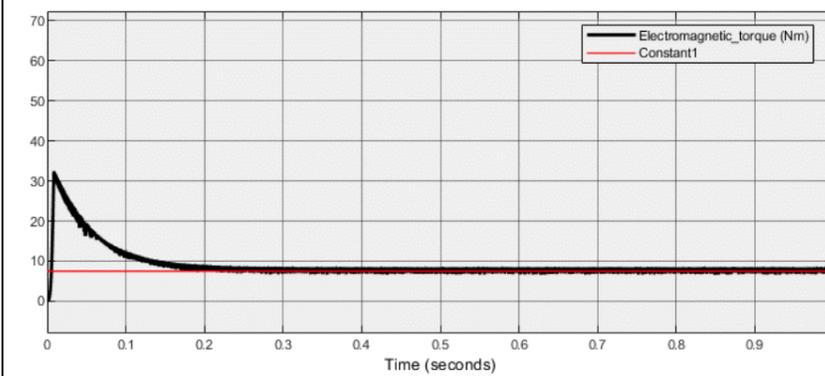
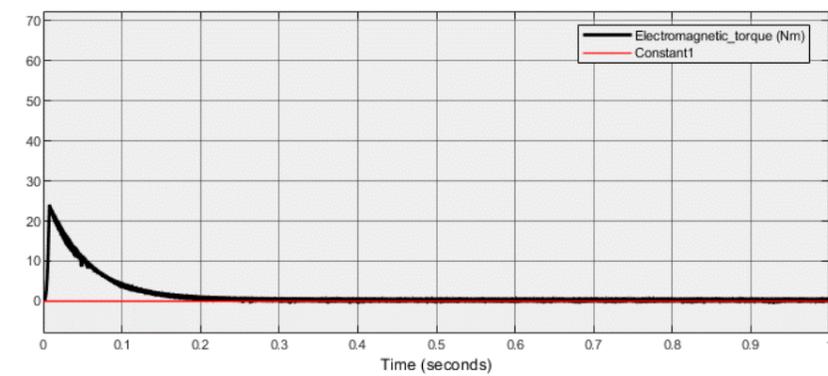
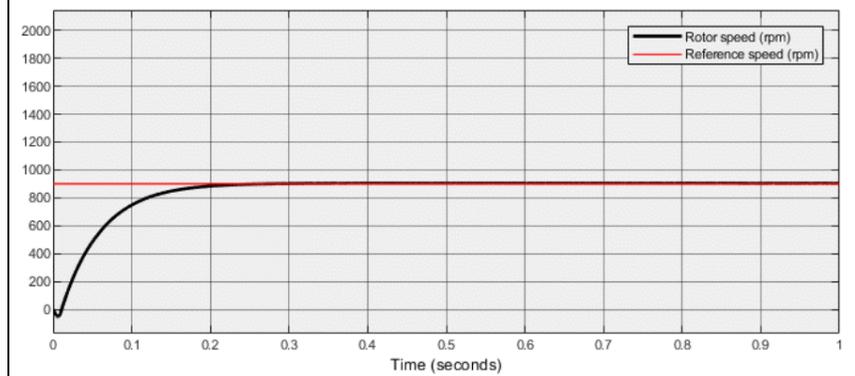
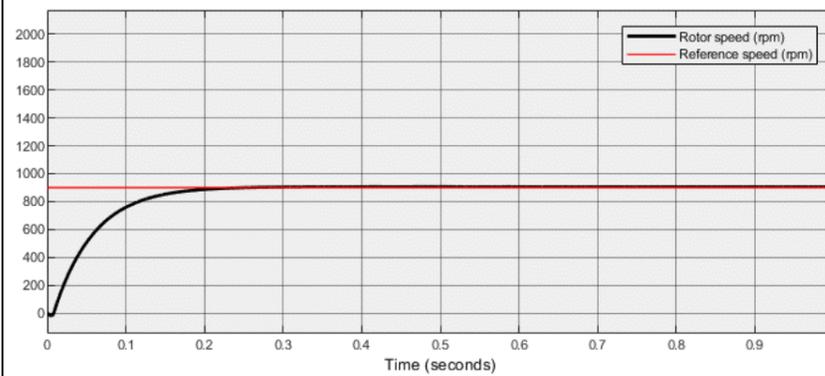
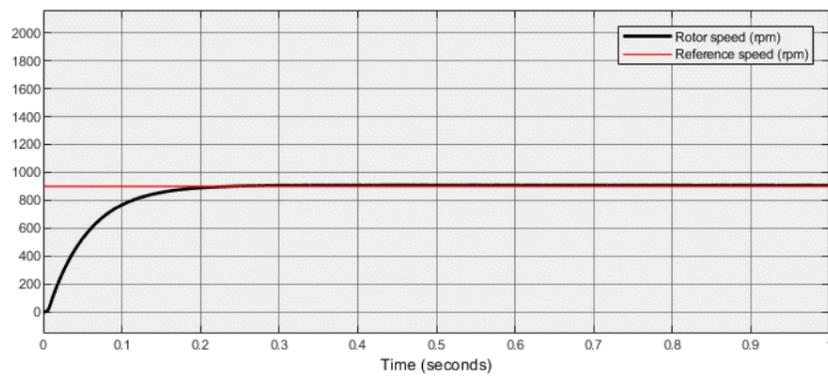
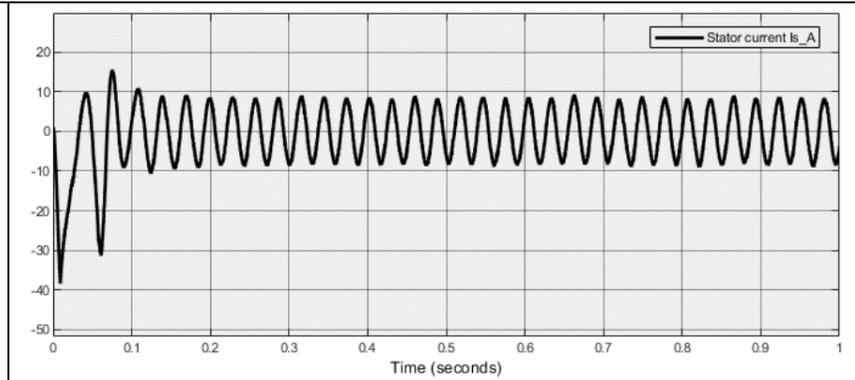
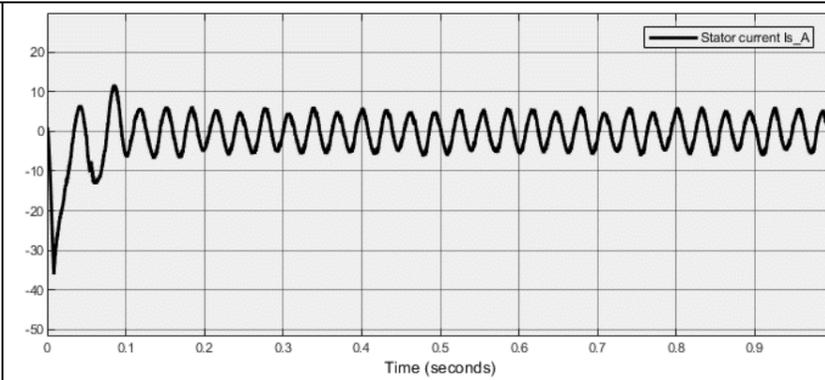
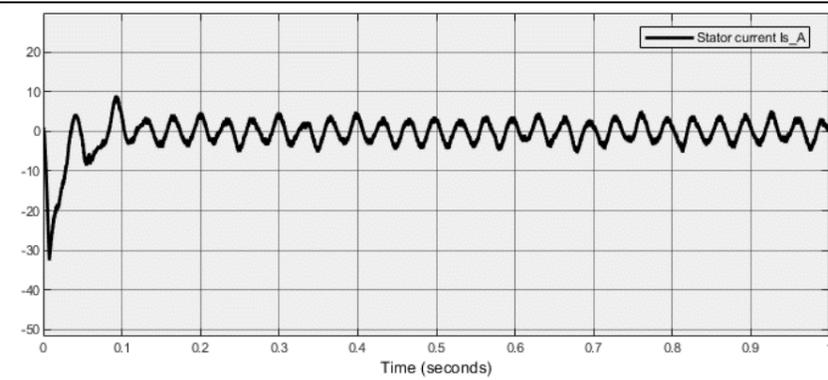
Figura 1.6.6.2.13. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 1800rpm

Ensayo a 900rpm (30Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



U_{RMS} =446.9V

U_{BUS DC} =564.0V

I_{BUS DC} =1.555A

U_{RMS} =445.9V

U_{BUS DC} =563.5V

I_{BUS DC} =4.908A

U_{RMS} =445.9V

U_{BUS DC} =563.1V

I_{BUS DC} =5.280A

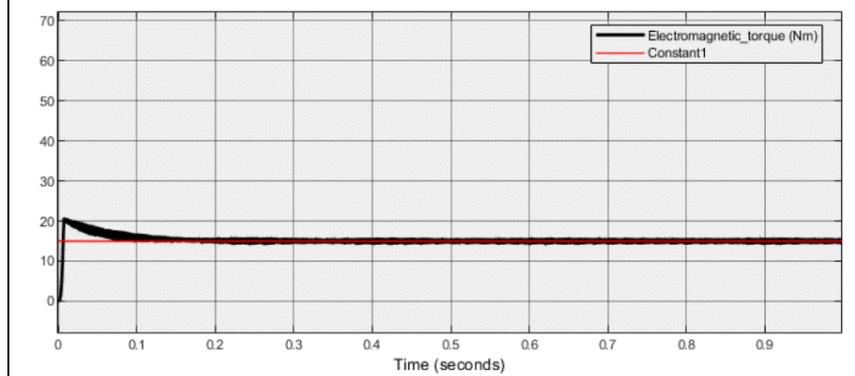
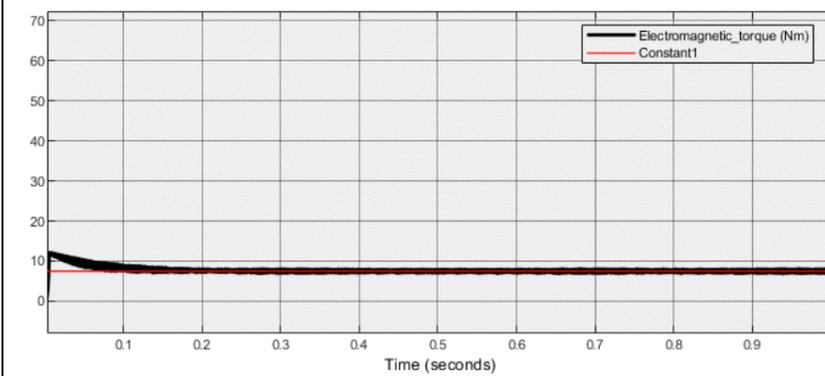
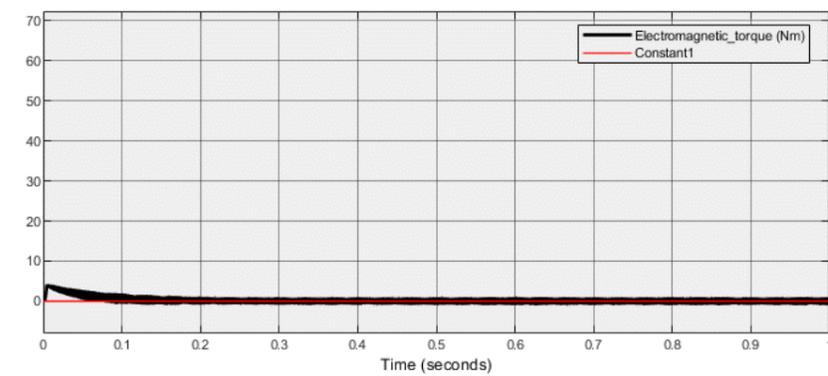
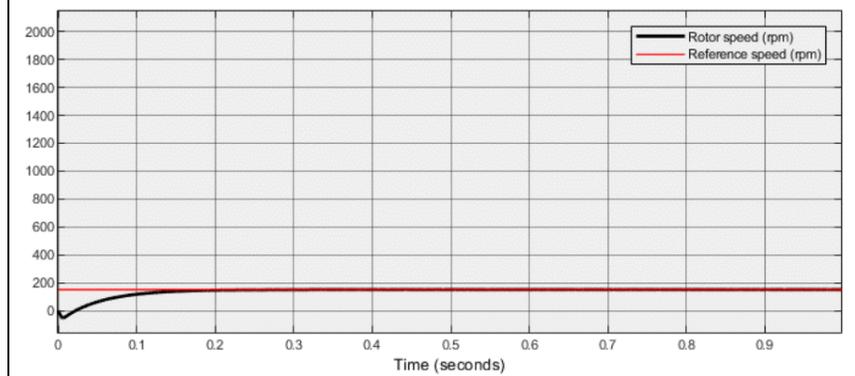
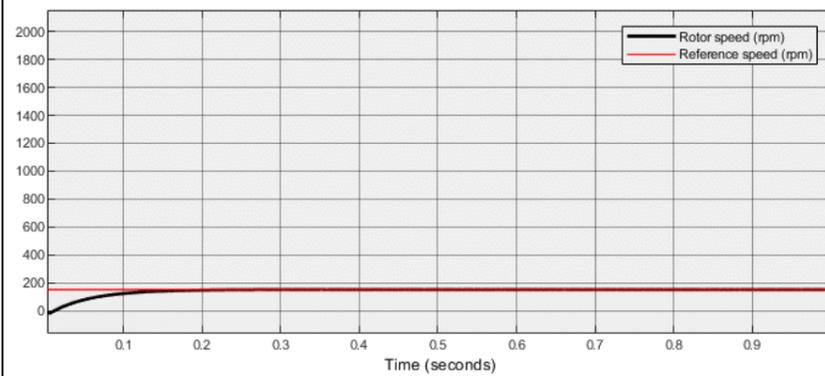
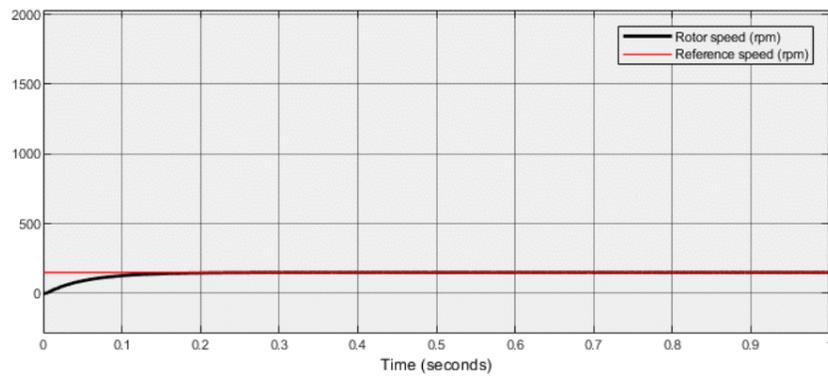
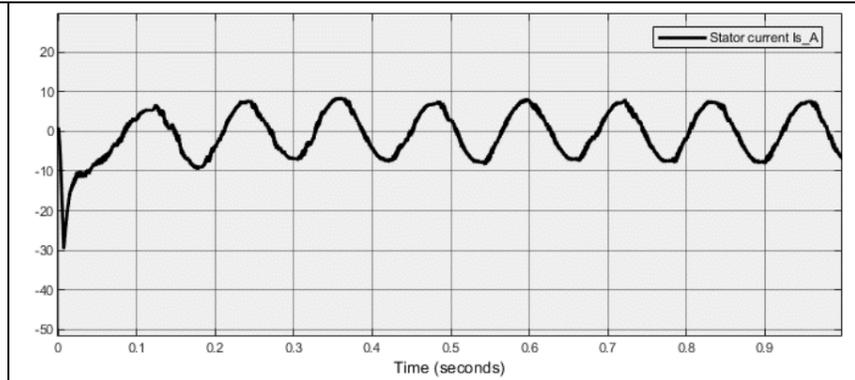
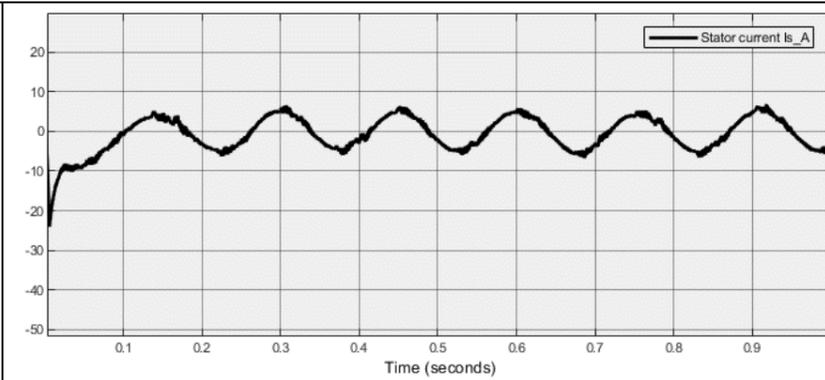
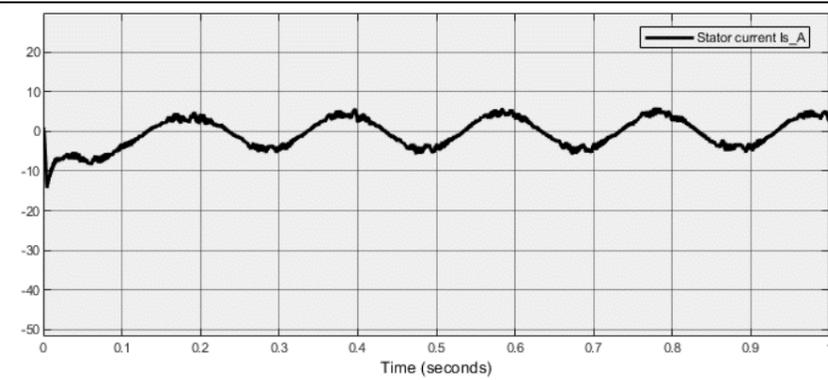
Figura 1.6.6.2.14. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 900rpm

Ensayo a 150rpm (5Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



USRMS =448.0V

UBUS DC =564.0V

IBUS DC =2.760A

USRMS =445.7V

UBUS DC =563.9V

IBUS DC =3.305A

USRMS = 444.7V

UBUS DC =563.7V

IBUS DC =4.224A

Figura 1.6.6.2.15. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 150rpm

Ensayo control del campo orientado indirecto (IFOC)									
Magnitud	n = 1800rpm (60Hz)			n = 900rpm (30Hz)			n = 150rpm (5Hz)		
	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta
Par resistente (Nm)	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15
Par generado (Nm)	0.630	8.075	15.47	0.490	7.798	15.29	0.448	7.566	15.06
Velocidad (rpm)	1803	1801	1799	901.9	900.1	899.7	150.1	150.0	149.5
Tensión estator_ab (V)	446.5	446.1	445.8	446.9	445.9	445.9	448.0	445.7	444.7
Intensidad estator_a (A)	2.052	5.669	8.102	2.700	3.632	5.381	3.517	3.802	5.127
Frecuencia (Hz)	58.363	63.696	70.079	28.62	30.214	33.381	5.009	6.187	7.519
Deslizamiento (rpm)	0	0	1	0	0	0.300	0	0	0.500

Tabla 1.6.6.2.1. Toma de datos del control de campo orientado indirecto (IFOC).

En primer lugar, y como ya se comentó en el control escalar, hay que destacar que los valores numéricos se han tomado en el régimen permanente con el fin de obtener unos resultados verídicos y sin falsos resultados que se pudieran dar por considerar también el régimen transitorio.

Como se puede comprobar, hay una gran mejora respecto al control escalar. En cualquier rango de velocidad y en cualquier rango de carga se consigue la misma respuesta del motor, además, su evolución es suave, no apreciándose rizados en su régimen transitorio.

Como excepción, se puede apreciar en la figura 1.6.6.2.13, que la velocidad, en las condiciones de 7.5 y 15Nm si tiende a deformarse ligeramente, produciéndose también una fluctuación en el par. Es por ello por lo que también se ha limitado la velocidad del motor a las 1800rpm, en condiciones de velocidad más altas, la respuesta del motor empeoraría. También, referente a trabajar en estas condiciones, en la tabla 1.6.6.2.1 se puede ver que con 1800rpm y 15Nm, el motor está consumiendo 8.1A, siendo esto peligroso para los devanados del estator.

Viendo el correcto funcionamiento y la buena respuesta que tiene este tipo de control en velocidad y cargas constantes, se le va a someter al mismo ensayo que se le realizó al control escalar con regulación PID, en el cual se trataba de simular un proceso real. Con el fin de comparar ambos resultados más adelante.

Para ello, se va a partir de las mismas consignas de tiempo, velocidad y par aplicados al control escalar con regulador PID.

Tiempo (s)	Velocidad (rpm)	Par (Nm)
0	200	14
0.3	1200	14
0.6	1200	3
0.9	0	0

Tabla 1.6.6.2.2. Valores de las etapas simulando un proceso real.

Y el resultado para estas consignas es el mostrado en la figura 1.6.6.2.16.

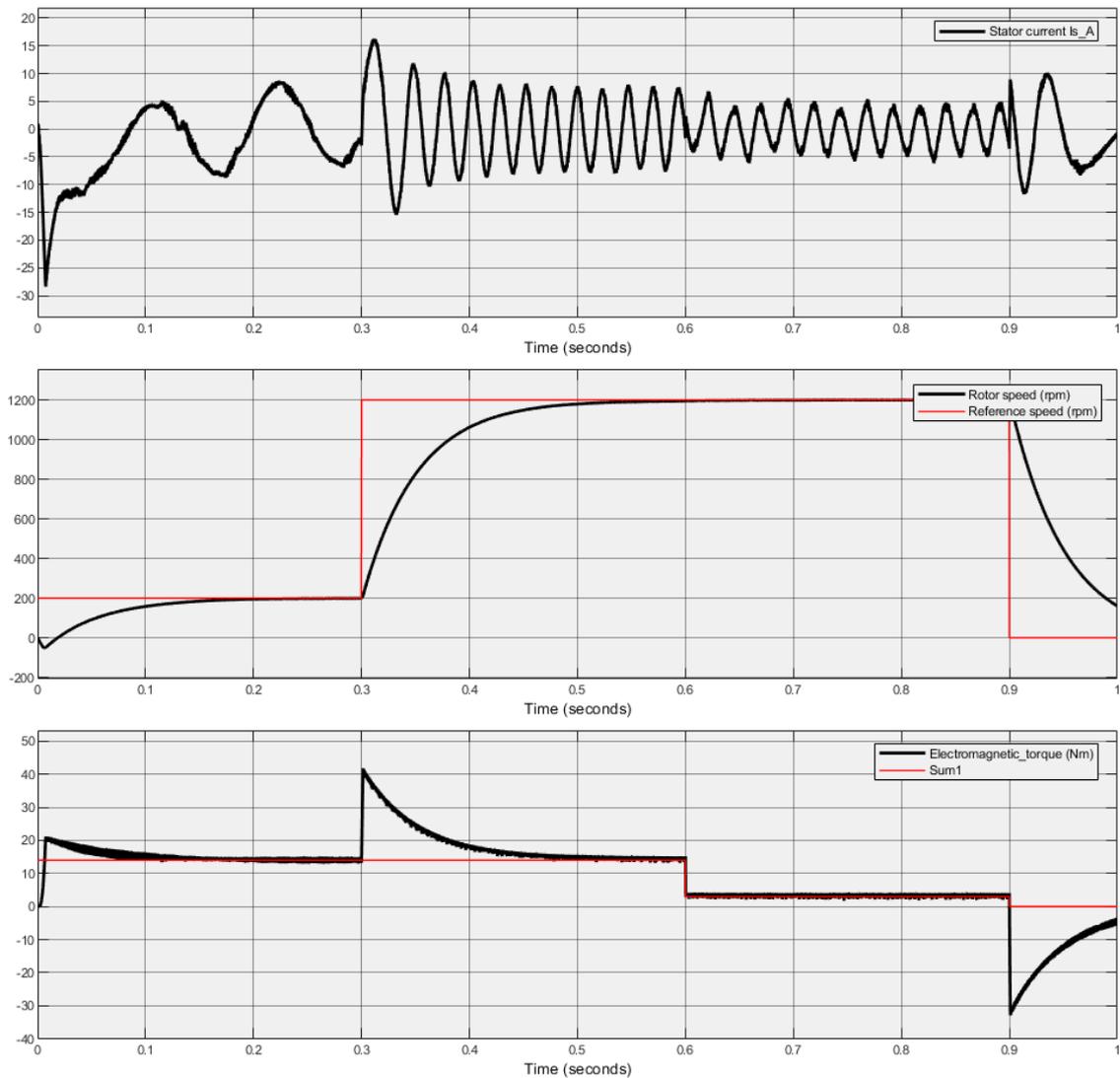


Figura 1.6.6.2.16. Respuesta de la corriente, velocidad y par para unas etapas de velocidad y par determinadas.

Como se puede apreciar, el resultado es mucho mejor que el control escalar con regulador PID, teniendo menos rizado en la velocidad y el par y una mejor respuesta en ambos.

Posteriormente se compararán los resultados de todos los tipos de controles implementados a lo largo de este trabajo, en un apartado en específico, por lo tanto, se da por buena la implementación del control del campo orientado indirecto (IFOC).

1.6.7.- Control directo de par (DTC).

Como ya se ha comentado, para el control directo de par se va a realizar su implementación con la intención de trazar la trayectoria del flujo del estator a través de unas bandas de histéresis, tratando de mantener la trayectoria lo más homogénea posible. Esta estrategia ofrece una respuesta muy rápida en el par, siendo su comportamiento dinámico muy alto. Además, se parte con la premisa de que este modelo es más sencillo de implementar, ya que no se emplean transformaciones complejas y la tabla de conmutación con la que genera el vector de referencia no debe calcular los tiempos de conmutación, por lo tanto, el modelo será más liviano computacionalmente hablando. Así que, tras estas premisas, se va a realizar la implementación del control DTC para verificar que sea cierto.

Para ello y tal como se realizó con el modelo del control del campo orientado, se va a realizar la implementación paso a paso siguiendo el esquema de la figura 1.6.7.1.

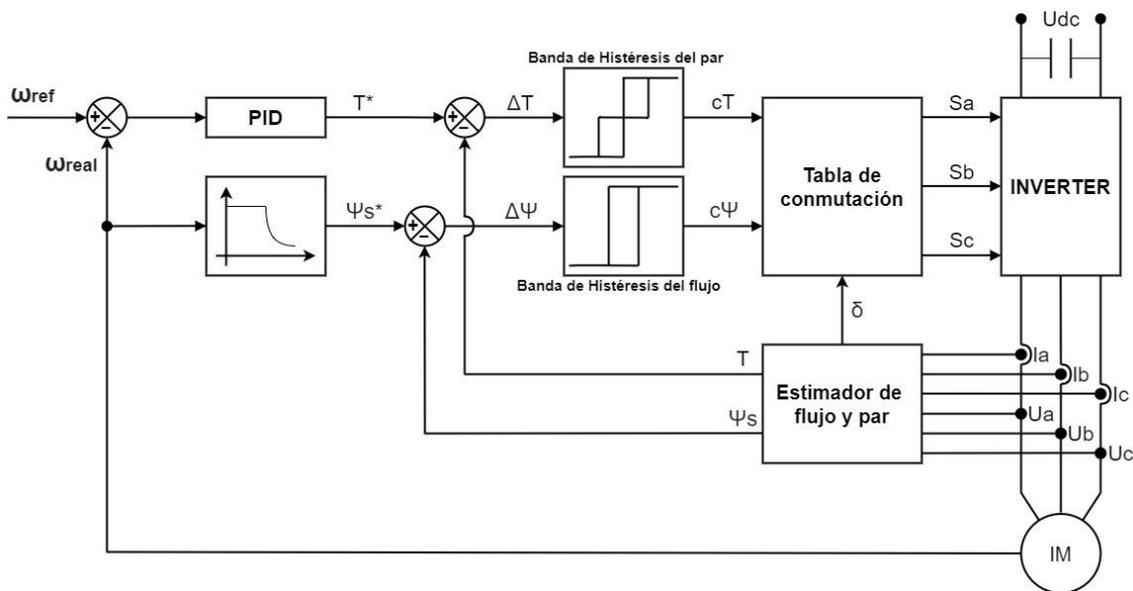


Figura 1.6.7.1. Esquema de la implementación del control DTC.

Analizando el esquema se puede observar que, al igual que con el control del campo orientado, el par de referencia T^* y el flujo de referencia ψ^* se obtienen a partir de la velocidad de referencia ω_{ref} y la real del motor ω_{real} , tras pasar por sus respectivos reguladores. En este caso, el flujo obtenido no es el del rotor, ya que, como se ha comentado, el control directo de par trabaja con el flujo del estator.

Una vez obtenidos los valores de par y flujo de referencia, estos se comparan con los estimados. Estos valores provienen de la medida de tensión V_{abc} y corriente I_{abc} de alimentación del motor, dicho estimador nos permite obtener el par T y el módulo y

argumento del flujo del estator, ψ y δ respectivamente, ya que será necesario más adelante. Tras haber obtenido los valores de referencia y los estimados, estos pasan a través de una banda de histéresis, la cual permitirá obtener una señal de control para la tabla de conmutación. Hay que tener en cuenta que estas bandas de histéresis son las encargadas de mantener el flujo y par dentro de los límites deseados, por lo tanto, un mal ajuste de estas puede afectar en gran medida al control del motor. En la tabla de conmutación, como ya se ha comentado, se generará un vector de referencia V^* el cual guíe al flujo por la trayectoria óptima para el funcionamiento del motor, y esto lo logra a través de unas tablas de accionamiento de los transistores IGBT del inversor.

También, y al igual que con el control del campo orientado, para implementar este control será necesario conocer los valores del circuito equivalente del motor, siendo estos los mostrados anteriormente en las figuras 1.6.6.1.4 y la tabla 1.6.6.1.1.

1.6.7.1.- Implementación del control directo de par (DTC).

Partiendo de la figura 1.6.7.1. y empezando de izquierda a derecha y de arriba a abajo, se va a empezar con los reguladores de par y flujo, pero dado que el regulador de par es el mismo que en el control del campo orientado mostrado en las figuras 1.6.6.2.2 y 1.6.6.2.3, no se va a repetir su explicación. Respecto al regulador de flujo sí que hay una ligera diferencia, ya que, como se ha explicado, este realiza la regulación sobre el flujo del estator y no del rotor como en el caso anterior, por lo tanto, el resultado de dicho regulador es el mostrado en la figura 1.6.7.1.1.

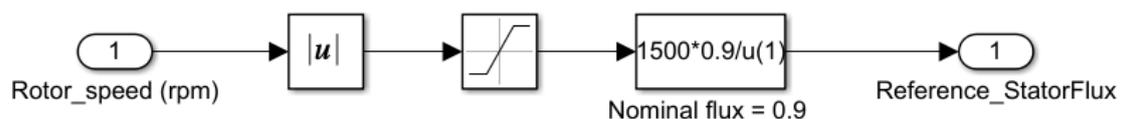


Figura 1.6.7.1.1. Regulador del flujo en función de la velocidad.

Como se puede apreciar, la única diferencia es que en este caso el flujo nominal del estator se ha marcado en los 0.9Wb, ya que, al igual que se hizo en el control del campo orientado se ha medido este valor sobre un ensayo en condiciones nominales, y tras realizar alguna prueba, se ha seleccionado dicho valor.

Teniendo ya los valores de referencia, ahora es necesario obtener los estimados para su posterior comparación. En primer lugar, dada la dificultad de obtener los valores de par y flujo referenciados en el sistema abc , los valores de tensión y corriente sobre este plano se van a transformar al plano $\alpha\beta$. Para ello se va a aplicar la transformada de Clarke, tal y como se muestra en la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

En donde, resolviendo la matriz, las expresiones que definen las tensiones y corrientes sobre el plano $\alpha\beta$ quedan del siguiente modo:

$$\begin{aligned} U_{\alpha} &= \frac{2}{3} \cdot \left(U_a - \frac{1}{2} \cdot U_b - \frac{1}{2} \cdot U_c \right) & I_{\alpha} &= \frac{2}{3} \cdot \left(I_a - \frac{1}{2} \cdot I_b - \frac{1}{2} \cdot I_c \right) \\ U_{\beta} &= \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_c \right) & I_{\beta} &= \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_c \right) \end{aligned}$$

Una vez obtenidas las tensiones y corrientes en el plano deseado, se van a calcular los valores del par y el flujo, para ello, se van a emplear las siguientes expresiones:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= \int (U_{\alpha} - I_{\alpha} \cdot R_s) dt \\ \psi_{\beta s} &= \int (U_{\beta} - I_{\beta} \cdot R_s) dt \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \psi_s &= \sqrt{\psi_{\alpha s}^2 + \psi_{\beta s}^2} \\ \delta &= \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \end{aligned}$$

$$T = \frac{3 \cdot p}{4} \cdot (\psi_{\alpha s} \cdot I_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot I_{\alpha s})$$

Donde:

- $\Psi_{\alpha\beta s}$: flujo del estator sobre el plano $\alpha\beta$.
- $U_{\alpha\beta s}$: tensión del estator sobre el plano $\alpha\beta$.
- $I_{\alpha\beta s}$: corriente del estator sobre el plano $\alpha\beta$.
- R_s : resistencia de los devanados del estator.
- δ : ángulo de posición del flujo del estator.
- T: par motor.

p: número de pares de polos.

Que, implementadas en el modelo de Simulink, quedan de la forma mostrada en la figura 1.6.7.1.2.

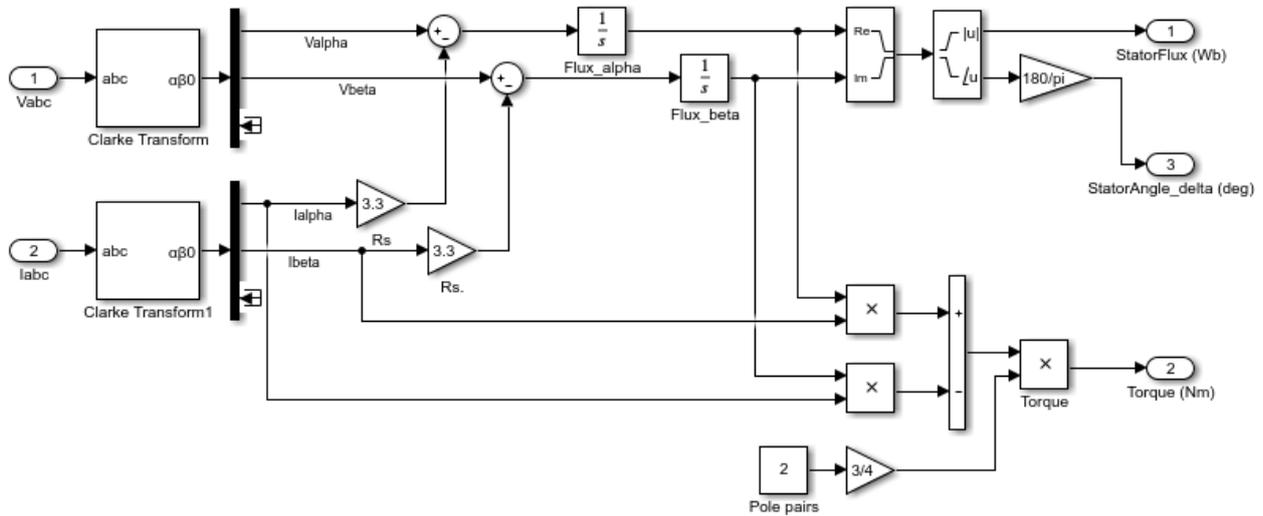


Figura 1.6.7.1.2. Estimador de par y modulo y argumento del flujo del estator.

Una vez obtenidos los valores de par y flujo tanto de referencia como los estimados, ya se puede proceder a implementar los reguladores de histéresis para cada valor, tal y como se muestra en la figura 1.6.7.1.3.

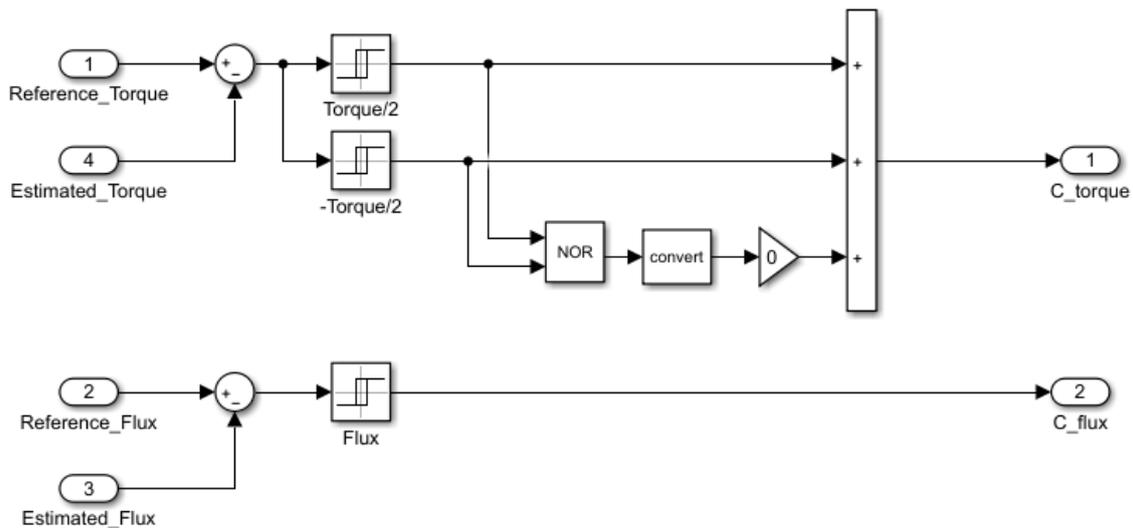


Figura 1.6.7.1.3. Bandas de histéresis para el error del par y del flujo del estator.

En donde cada una de las bandas sigue la forma mostrada en la figura 1.6.7.1.4.

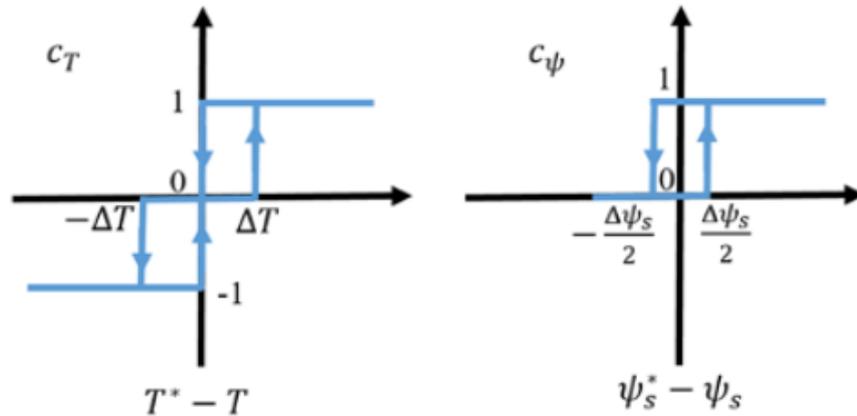


Figura 1.6.7.1.4. Bandas de histéresis para el par y el flujo respectivamente.

Como se puede observar, la banda de histéresis para el par está dividida en dos secciones, comprendidas entre $-1 \rightarrow 0$ y $0 \rightarrow +1$, mientras que la del flujo en una solamente una, comprendida entre $0 \rightarrow +1$. Es por ello por lo que en Simulink el par tiene dos bloques de histéresis mientras que el flujo solamente uno. En lo que precede a este control y debido a cómo funcionan las tablas empleadas para la conmutación de los IGBT, los valores numéricos que dará el regulador de histéresis en el caso del par serán de 0, 1 y 2, y en el caso del flujo 0 y 1.

Respecto a los valores introducidos para establecer los límites de las bandas de histéresis, estos serán mostrados más adelante, ya que su regulación es muy importante para el correcto funcionamiento del control.

Una vez se han obtenido los valores de control del par y del flujo, se va a proceder a implementar la tabla de conmutación de los IGBT. Para ello, y como ya se mostró en el punto 1.6.3, se van a emplear unas tablas optimizadas para el control directo de par.

HISTERESIS		SECTORES EN EL PLANO					
		Sector1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
$\Delta\psi \uparrow$	$\Delta T \uparrow$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$\Delta T 0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	$\Delta T \downarrow$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$\Delta\psi \downarrow$	$\Delta T \uparrow$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$\Delta T 0$	V0	V7	V0	7	V0	V7
	$\Delta T \downarrow$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tabla 1.6.7.1.1. Vector en función de la banda de histéresis del flujo y del par, y de la posición del flujo por sectores.

VECTORES	ESTADO DE LOS TRANSISTORES					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
V0	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
V1	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
V2	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
V3	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
V4	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
V5	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
V6	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
V7	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF

Tabla 1.6.7.1.2. Estado de los transistores en función del vector de selección.

Si se analiza la primera tabla se puede observar cómo para cualquier valor obtenido de las señales de control de par y flujo provenientes del regulador de histéresis (primera y segunda columna), y al estar ubicado el vector del flujo del estator en uno de los seis sectores (segunda fila), tiene prefijado un vector de posición. A su vez, estos vectores tienen prefijados los estados de conmutación de los IGBT mostrados en la segunda tabla, así, ante el movimiento rotatorio del flujo del estator, y al estar el sistema de control retroalimentado, ante cualquier variación de los parámetros de consigna del motor, el sistema será capaz de reaccionar y corregir el defecto.

Estas tablas se han implementado en Simulink tal y como se muestra en la figura 1.6.7.1.5.

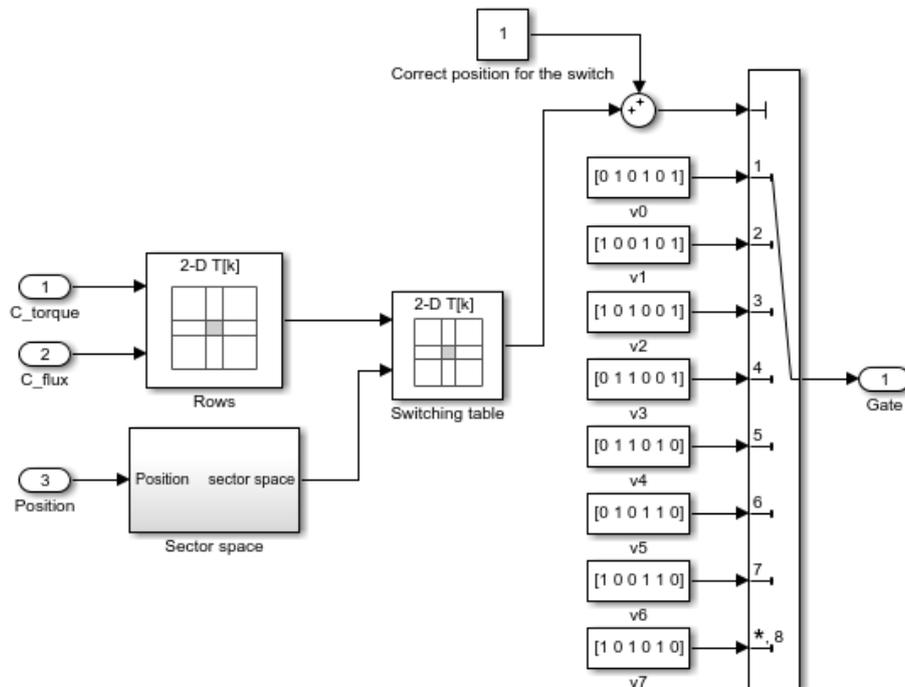


Figura 1.6.7.1.5. Tablas para el control del vector de referencia y la conmutación de los IGBT.

El funcionamiento de las tablas que se han empleado se basa en una matriz, en la cual el valor numérico de la entrada superior selecciona la fila y el valor numérico de la entrada inferior selecciona la columna. Es por ello por lo que se ha necesitado dos matrices, ya que, si se observa la tabla 1.6.7.1.1, esta tiene dos condiciones de flujo y tres de par, y no sería posible realizarlo en una sola matriz. Por lo tanto, la primera matriz, con el nombre *Rows*, da un valor numérico del 0 al 5 en función de las señales de control, tal y como se muestra en la tabla 1.6.7.1.3.

HISTERESIS		FILAS	
$\Delta\psi \uparrow$	$\Delta T \uparrow$	0	
	$\Delta T 0$	1	
	$\Delta T \downarrow$	2	
$\Delta\psi \downarrow$	$\Delta T \uparrow$	3	
	$\Delta T 0$	4	
	$\Delta T \downarrow$	5	

Tabla 1.6.7.1.3. Posición de la fila en función de la señal de control proveniente de la banda de histéresis.

Debajo de la tabla *Rows* se encuentra un bloque llamado *Sector space*, la función de este bloque es estimar en que sector de los seis posibles está ubicado el vector del flujo del estator, para ello, compara el valor obtenido a través del estimador de flujo con los valores de los límites de cada sector, dando un valor numérico del 0 al 5 en función de la posición del vector del flujo, tal y como se muestra en la figura 1.6.7.1.6.

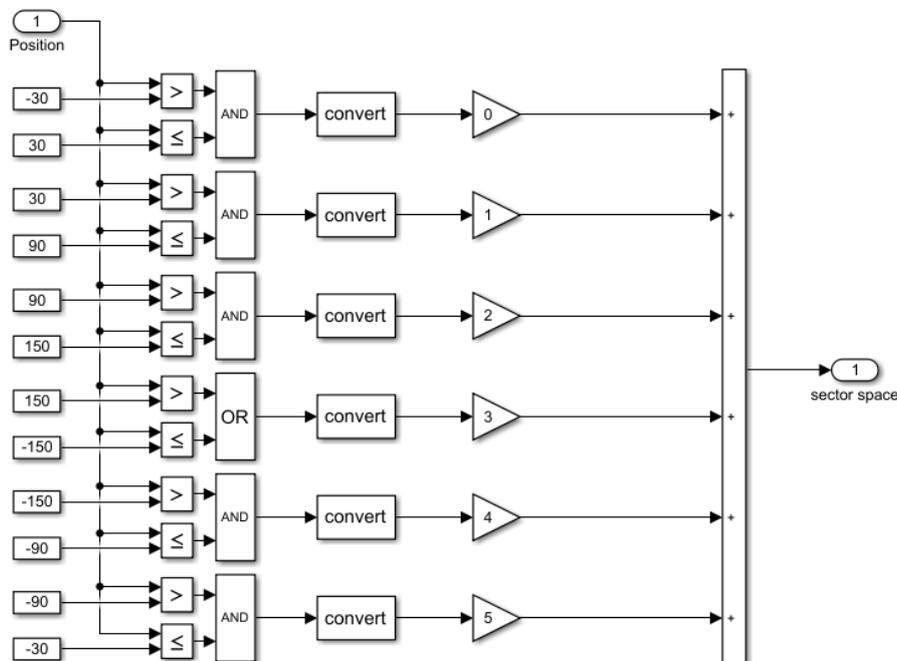


Figura 1.6.7.1.6. Estimador de la posición del vector flujo del estator.

El siguiente bloque es el denominado *Switching table*, en esta matriz ya sí que están incluidos los valores de los vectores tal y como se muestran en la tabla 1.6.7.1.1 y, como se puede observar, dichos valores serán accionados por el par-flujo y la posición del vector flujo en el plano, a través de la elección de la fila y la columna.

Por último, el bloque de la derecha es un conmutador, dependiendo del valor numérico que se le introduzca por la entrada, dará a la salida *Gate* el valor de los vectores V0-V7. El motivo por el cual el valor de entrada de este bloque se le suma un 1 se debe a que el funcionamiento de las matrices da el valor 0 para la primera condición, por lo tanto, como los posibles estados del conmutador van del 1-8, es necesario sumarle un 1 al valor de entrada.

Por lo tanto, a falta de introducir los valores de los reguladores de histéresis anteriormente mencionados, se da por concluido el control directo de par (DTC), quedando los bloques explicados a lo largo de este apartado implementados como se muestra en la figura 1.6.7.1.7.

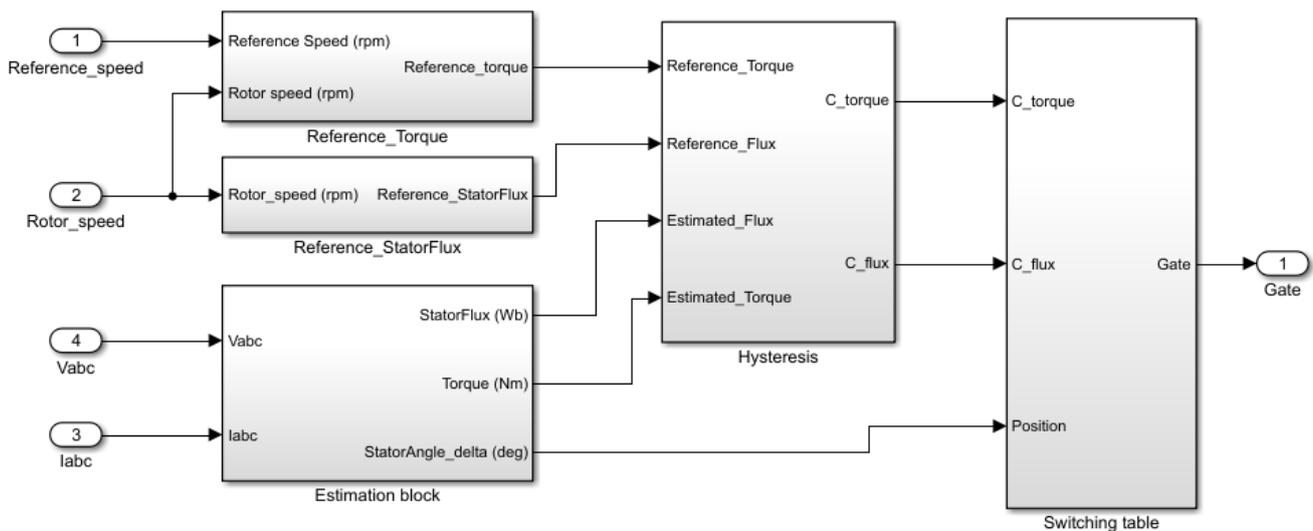


Figura 1.6.7.1.7. Control directo de par (DTC).

Dada la importancia de realizar un buen ajuste a la banda de histéresis debido a que es un elemento fundamental en el control directo de par, se ha decidido dejar esta tarea para el final, una vez que el resto de los elementos estén correctamente implementados.

El motivo de su importancia se debe a que, si se realiza un ajuste de las bandas muy grande, el sistema no tendrá la rápida respuesta que se desea de él, pero sin embargo, si el ajuste de la banda de histéresis es muy pequeño, puede llegar a ocasionar una alta conmutación en los IGBT, lo que ocasionaría que el sistema pierda la referencia del flujo y colapse debido a que el sistema que se ha implementado no tiene un limitador de frecuencia de conmutación, todo el ajuste se realiza a través de la banda de histéresis.



Para encontrar los valores óptimos de ajuste, se va a partir de la mitad de los valores de referencia de par y flujo, y el ensayo se va a realizar a 1500rpm y 0Nm. Siendo los resultados los mostrados en la figura 1.6.7.1.8.

Prueba 1: Banda de histéresis de par y flujo del estator para los valores $\rightarrow \pm\Delta T = 22.5/2$ y $\pm\Delta\Psi = 0.9/2$

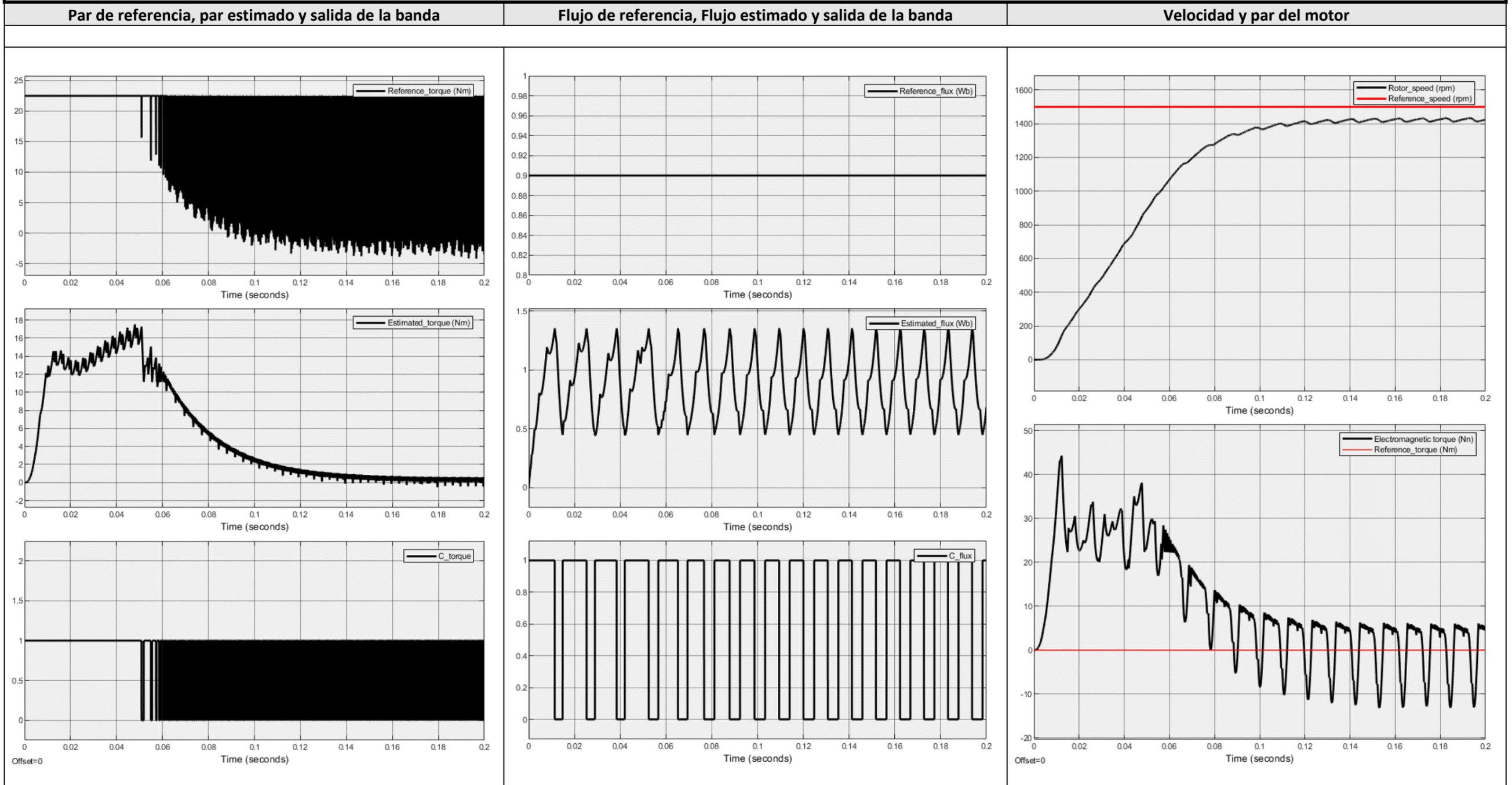


Figura 1.6.7.1.8. Prueba1: obtención de los límites de la banda de histéresis.

Como se puede observar en la salida del control, tanto de la banda de par como la de flujo, los valores de los límites de la banda son muy elevados. En el caso del par, debería estar dando pulsos entre 1 y 2, cosa que no hace, y respecto al flujo, la frecuencia de los pulsos es baja. Estos inconvenientes se pueden observar en la velocidad y par de salida, en ambos casos no cumplen las expectativas para este tipo de control. Por lo tanto y vistos los resultados, se va a realizar una nueva prueba.

Para la segunda prueba se va a emplear la décima parte de los valores de referencia de par y flujo, ya que, teniendo en cuenta que la señal de error se considera baja, los límites de las bandas deberán ser pequeños.

Prueba 2: Banda de histéresis de par y flujo del estator para los valores $\rightarrow \pm\Delta T = 22.5/10$ y $\pm\Delta\Psi = 0.9/10$

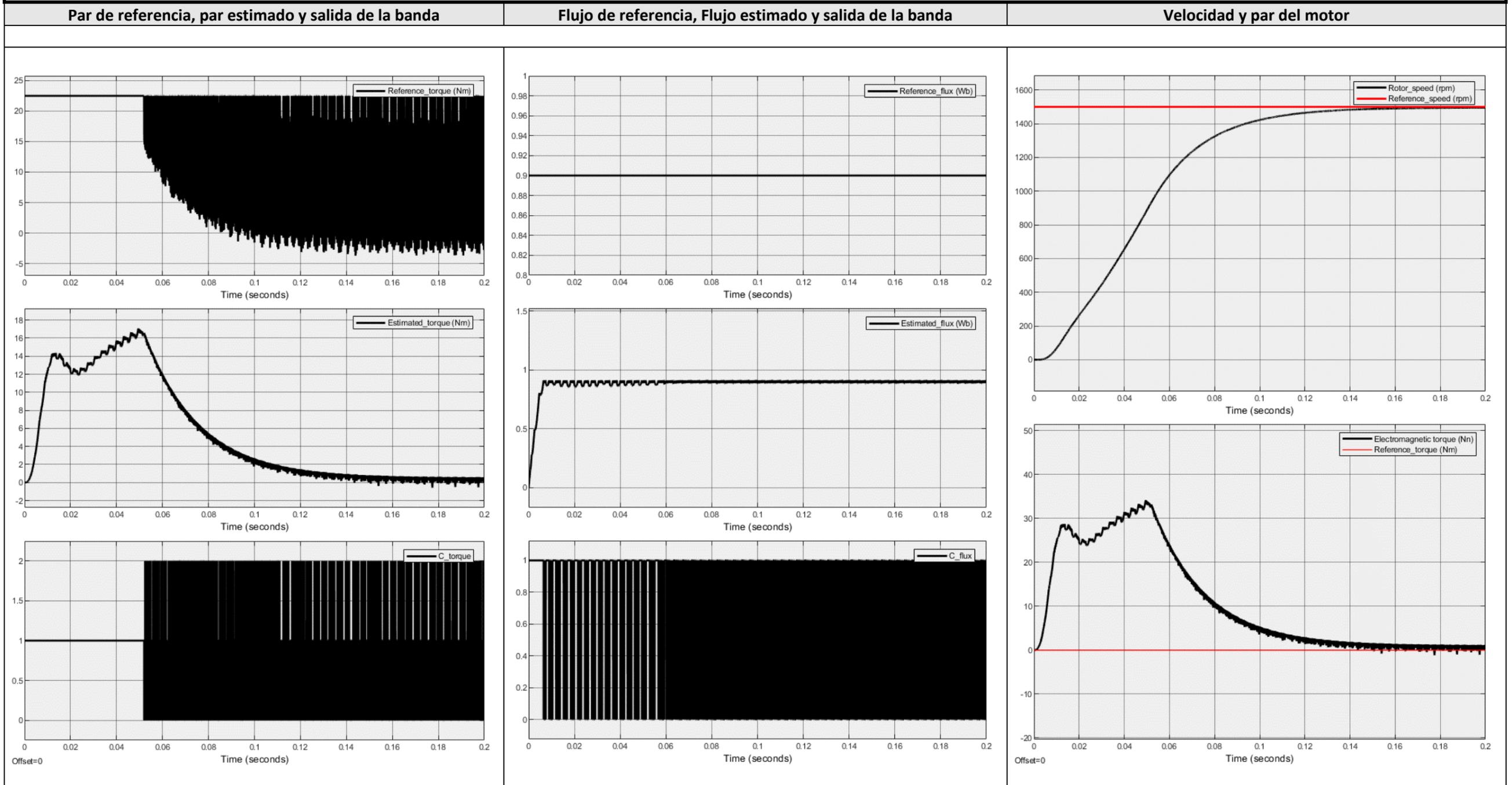


Figura 1.6.7.1.9. Prueba2: obtención de los límites de la banda de histéresis.

Como se puede observar el sistema ha mejorado mucho, las salidas de control tanto de par como de flujo ya actúan como deben y la respuesta de la velocidad y del par son las esperadas. Aun así, se va a realizar una tercera prueba para tratar, si es posible, de reducir el pequeño rizado que se observa en el par motor.

Para la tercera prueba, se va a probar con la veintava parte del par y del flujo de referencia.

Prueba 3: Banda de histéresis de par y flujo del estator para los valores $\rightarrow \pm\Delta T = 22.5/20$ y $\pm\Delta\Psi = 0.9/20$

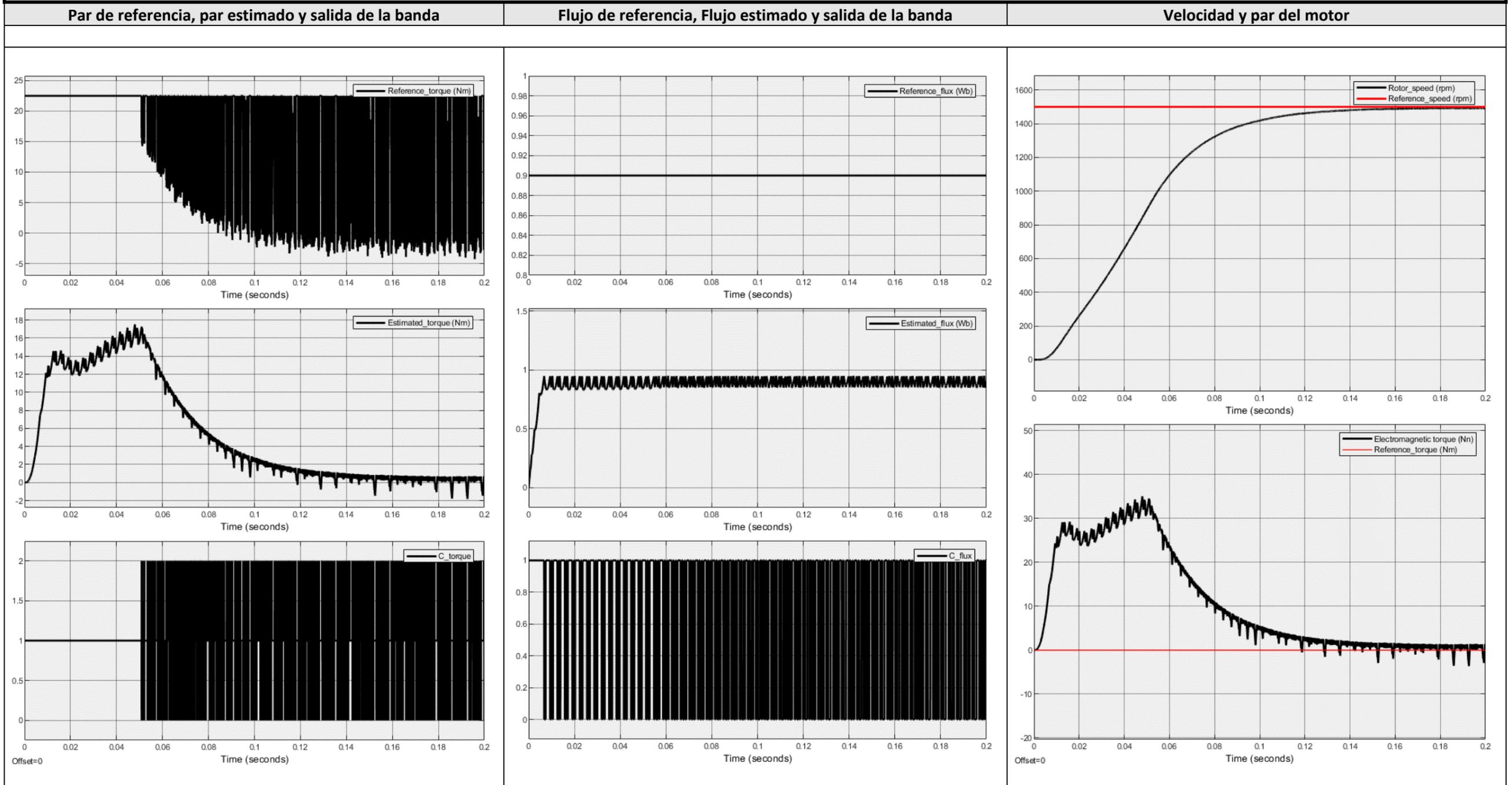


Figura 1.6.7.1.10. Prueba3: obtención de los límites de la banda de histéresis.

Como se puede apreciar, el rizado en el par ha aumentado debido a que los límites de la banda de histéresis se han estrechado demasiado, produciendo este rizado. Por lo tanto, los valores que se van a establecer para la banda de histéresis serán los de la segunda prueba, ya que ofrecen una buena respuesta tanto de velocidad como de par.

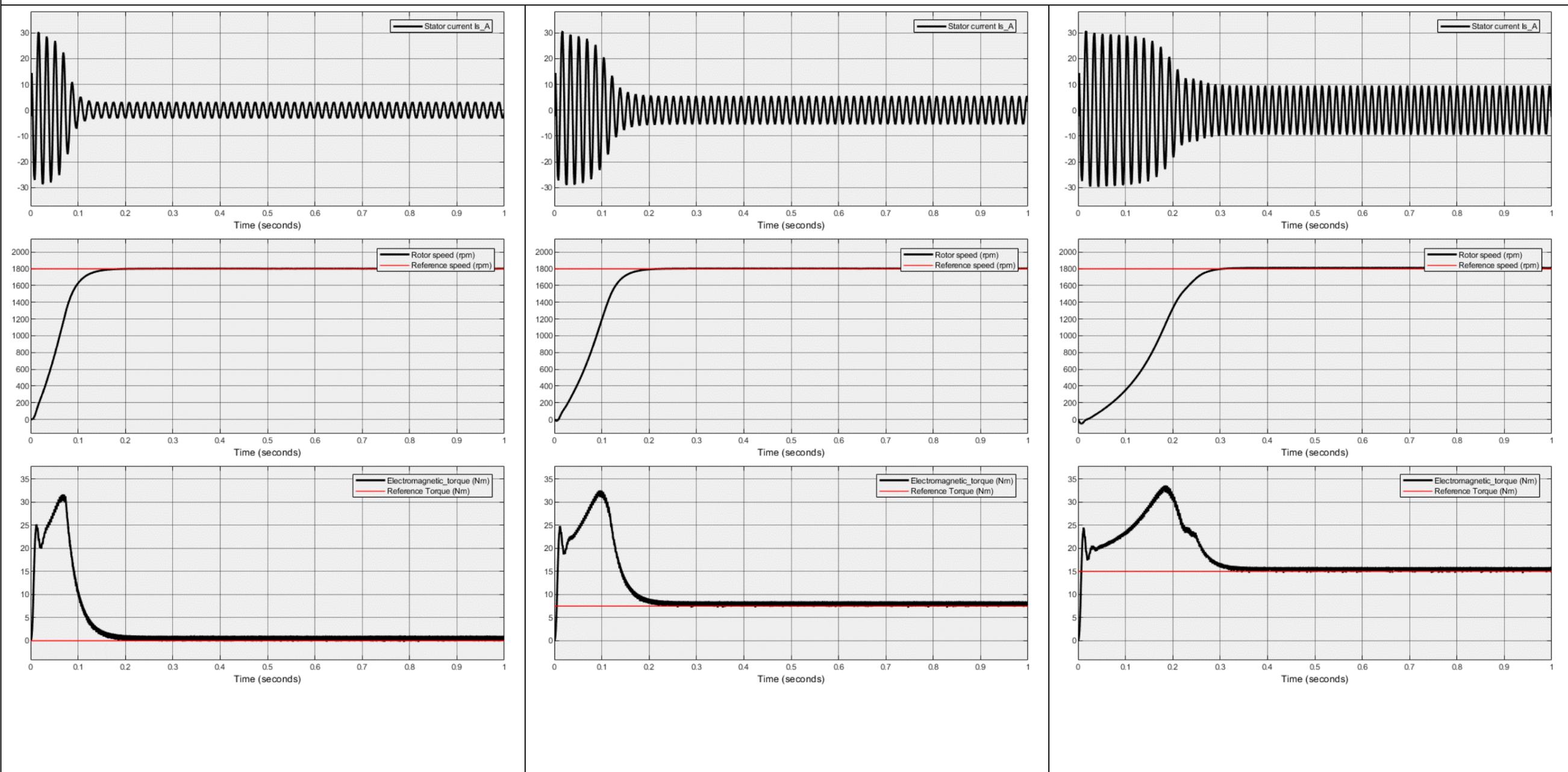
Teniendo los límites de la banda de histéresis correctamente ajustados, se van a realizar los mismos ensayos que en los sistemas de control anteriores, ya que, pese a que se observa que el sistema tiene una buena respuesta, se debe de comprobar para todo el abanico de velocidades. Para ello, y al igual que se hizo con el control del campo orientado, se va a probar en los valores extremos de velocidad, ya que este tipo de control también tiene una respuesta muy buena, además de un valor en un punto intermedio, para que sirva de referencia.

Ensayo a 1800rpm (60Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



$U_{RMS} = 447.4V$	$U_{BUS\ DC} = 564.0V$	$I_{BUS\ DC} = 1.406A$	$U_{RMS} = 447.5V$	$U_{BUS\ DC} = 562.8V$	$I_{BUS\ DC} = 6.895A$	$U_{RMS} = 448.7V$	$U_{BUS\ DC} = 562.2V$	$I_{BUS\ DC} = 7.200A$
--------------------	------------------------	------------------------	--------------------	------------------------	------------------------	--------------------	------------------------	------------------------

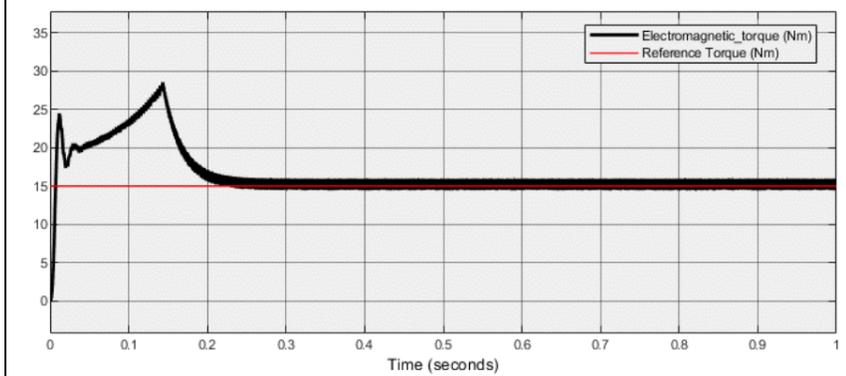
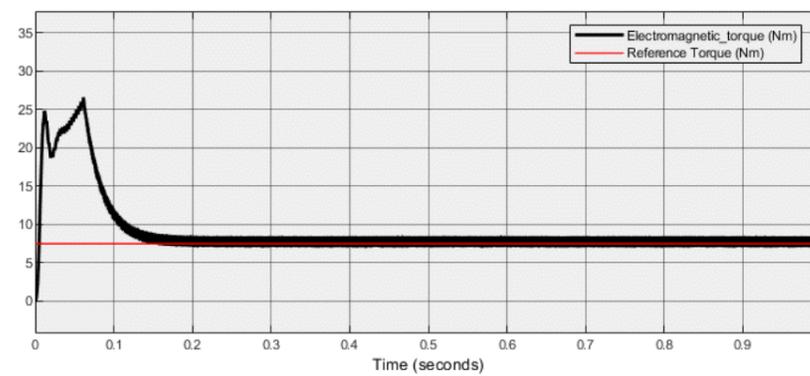
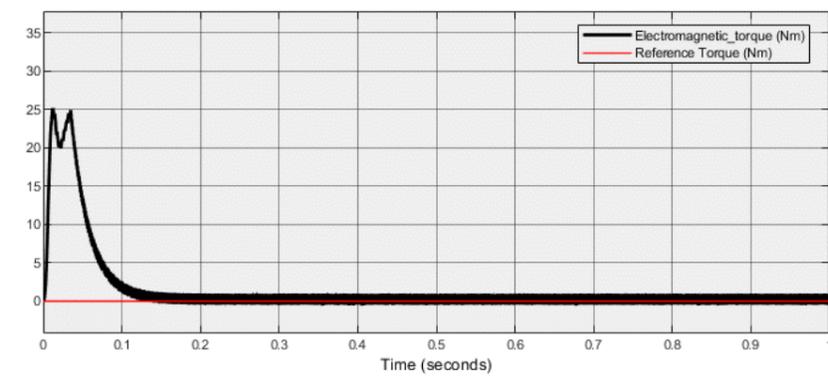
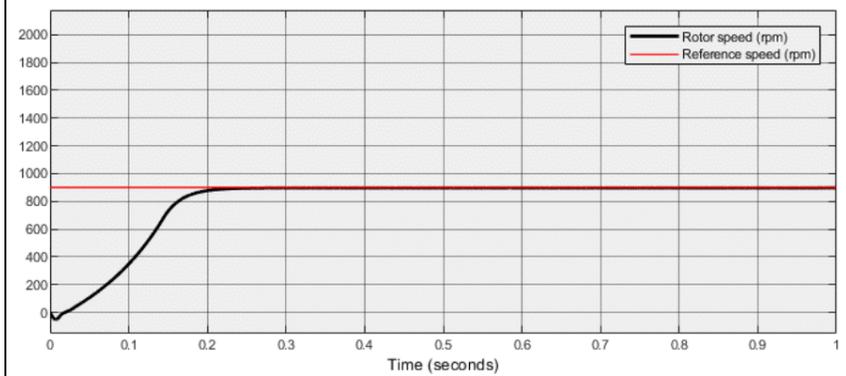
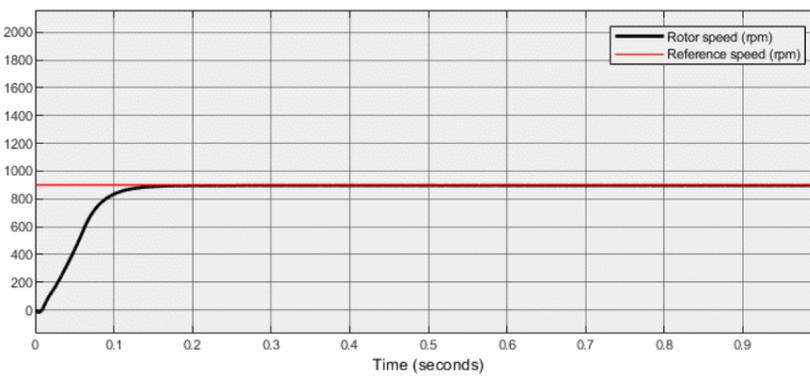
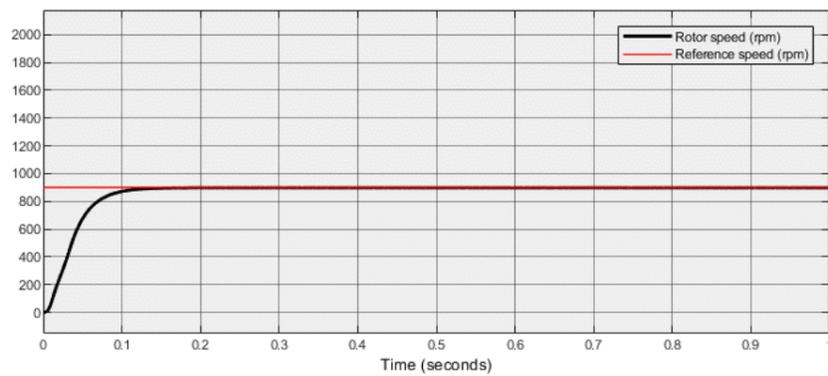
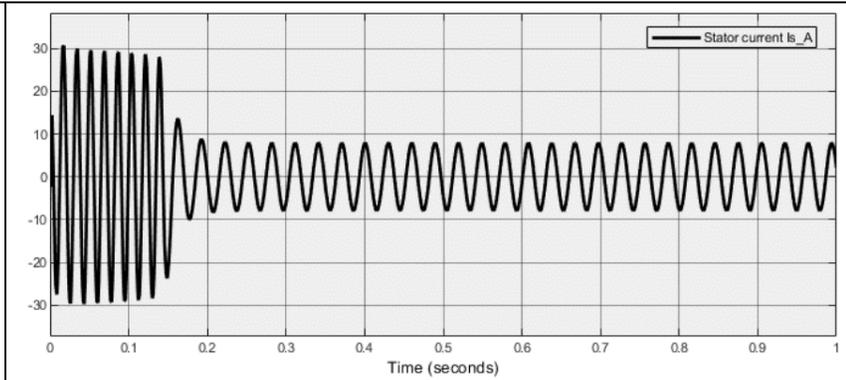
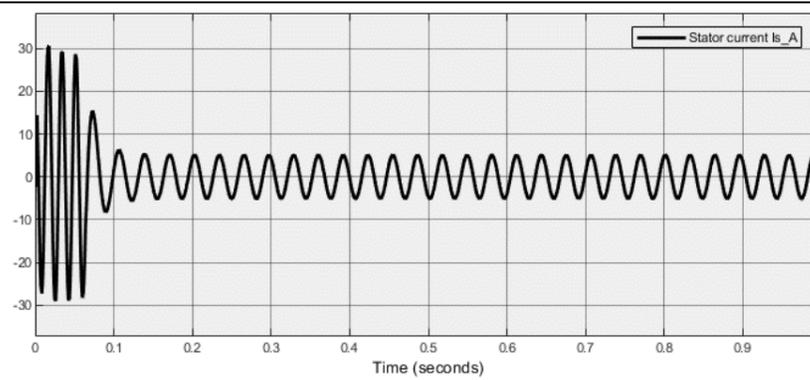
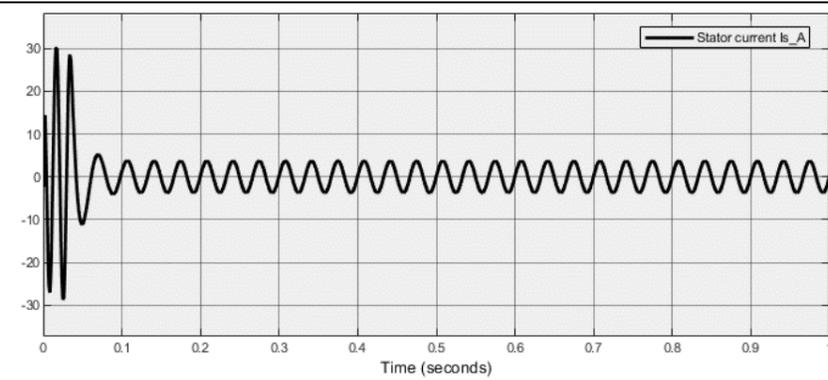
Figura 1.6.7.1.11. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 1800rpm

Ensayo a 900rpm (30Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



U_{SRMS} =451.9V

U_{BUS DC} =564.0V

I_{BUS DC} =1.909A

U_{SRMS} =453.3V

U_{BUS DC} =563.3V

I_{BUS DC} =5.661A

U_{SRMS} =452.5V

U_{BUS DC} =5.631V

I_{BUS DC} =5.828A

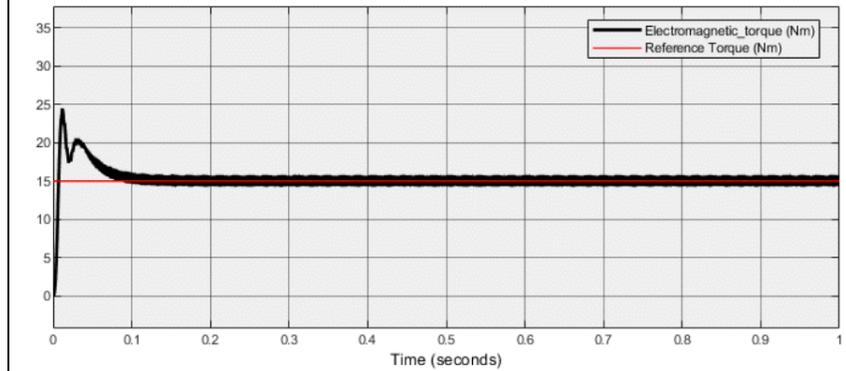
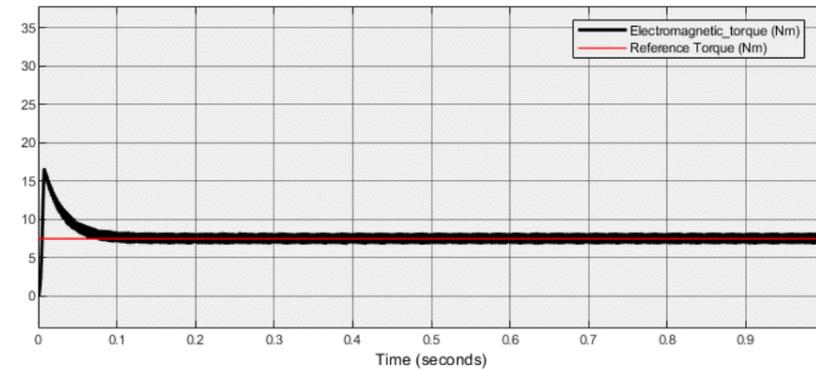
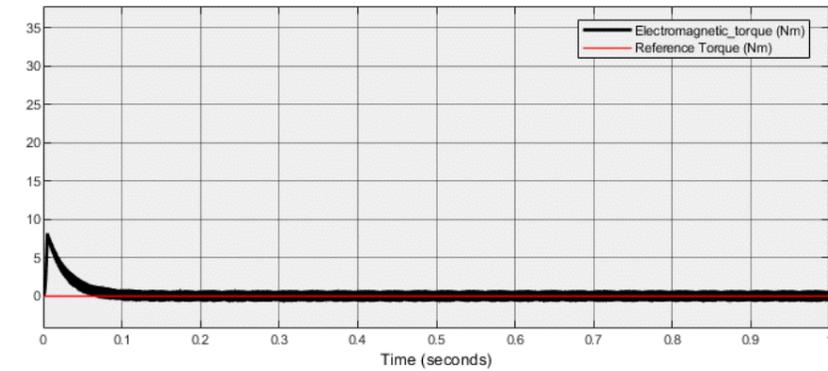
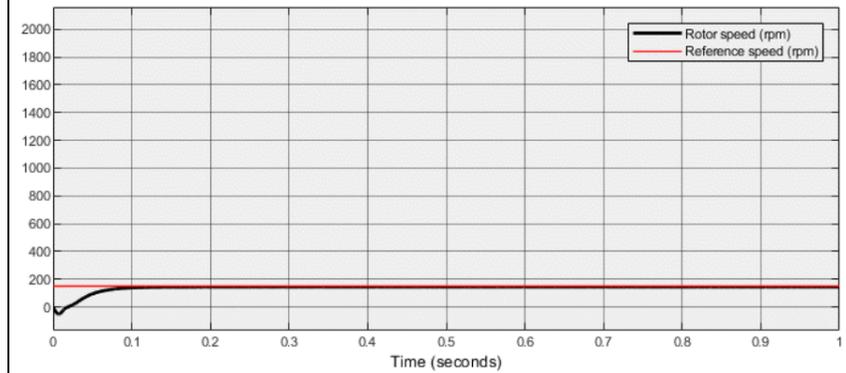
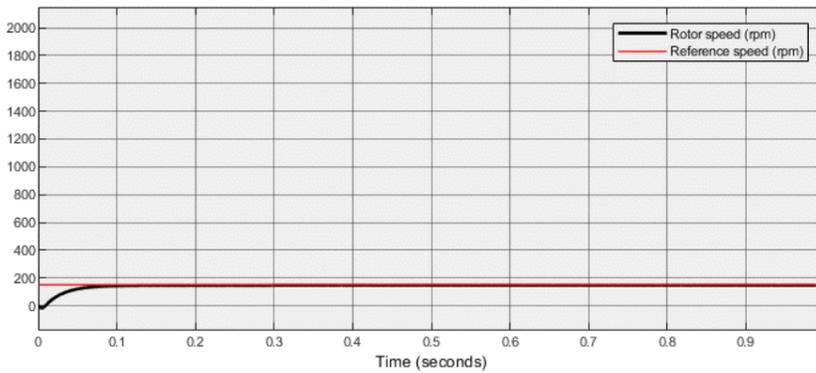
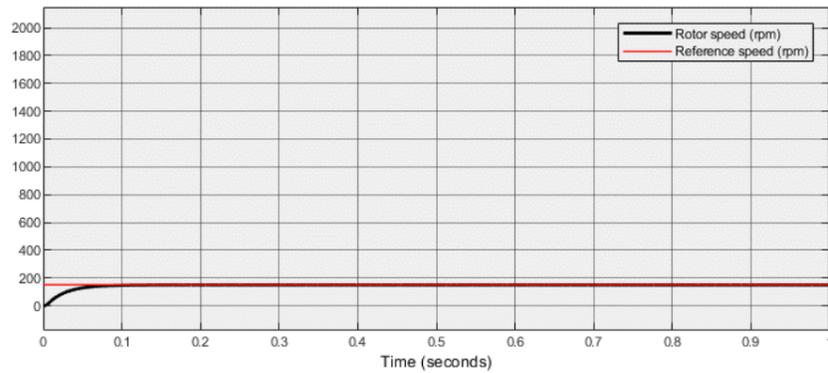
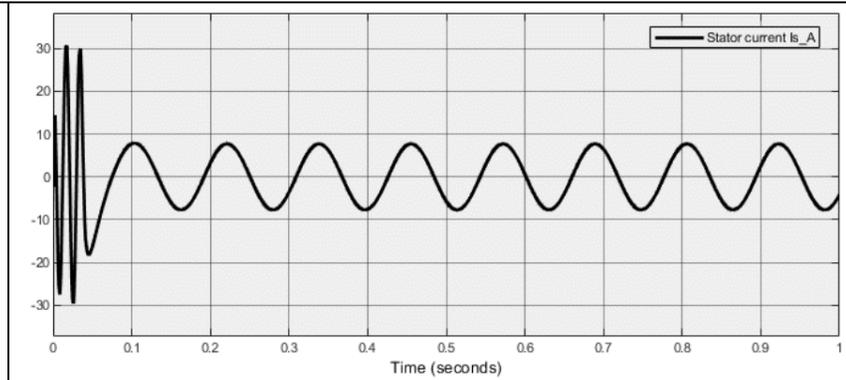
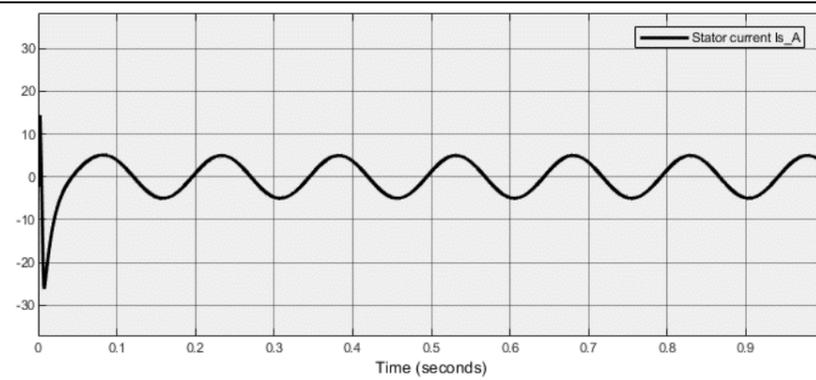
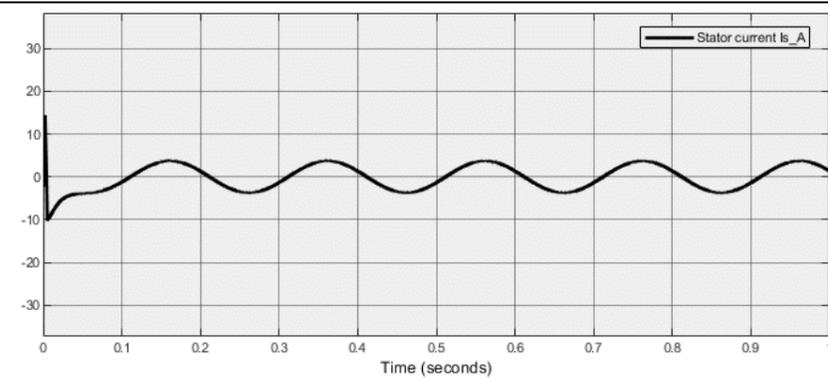
Figura 1.6.7.1.12. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 900rpm

Ensayo a 150rpm (5Hz)

0Nm

7.5Nm

15Nm



USRMS =452.6V

UBUS DC =564.0V

IBUS DC =1.991A

USRMS =451.9V

UBUS DC =563.9V

IBUS DC =3.306A

USRMS =450.2V

UBUS DC =563.7V

IBUS DC =5.618A

Figura 1.6.7.1.13. Respuesta de la corriente, velocidad y par para una velocidad de referencia de 150rpm

Ensayo control directo de par (DTC)									
Magnitud	n = 1800rpm (60Hz)			n = 900rpm (30Hz)			n = 150rpm (5Hz)		
	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta	Baja	Media	Alta
Par resistente (Nm)	0	7.5	15	0	7.5	15	0	7.5	15
Par generado (Nm)	0.636	8.068	15.57	0.452	7.789	15.29	0.998	7.555	15.05
Velocidad (rpm)	1801	1802	1811	897.8	895.9	896.8	146.5	146.8	143.8
Tensión estator_ab (V)	447.4	447.5	448.7	451.9	453.3	452.5	452.6	451.9	450.2
Intensidad estator_a (A)	2.182	3.765	6.640	2.637	3.591	5.519	2.939	3.559	5.452
Frecuencia (Hz)	60.24	63.00	66.62	29.99	31.737	33.741	4.965	6.711	8.551
Deslizamiento (rpm)	0	0	0	2.2	4.1	3.2	3.5	3.2	6.2

Tabla 1.6.7.1.4. Toma de datos del control directo de par (DTC).

Al igual que ya se comentó en los dos sistemas de control anteriores, hay que destacar que los valores numéricos se han tomado en el régimen permanente con el fin de obtener unos resultados verídicos y sin falsos resultados que se pudieran dar por considerar también el régimen transitorio.

Si se analizan los resultados, se ve que tanto el control del campo orientado como el control directo de par son muy similares respecto a la respuesta otorgada, y solo se diferencian por pequeños detalles, ya que en estos ensayos con velocidad y carga constantes ambos trabajan muy bien.

Por lo tanto, se va a realizar la misma prueba simulando un proceso real, tal y como se hizo con los anteriores sistemas de control, con la finalidad de ver si las ventajas que se supone que tiene el DTC frente al FOC son verídicas y se pueden demostrar. Para ello, se va a partir de las mismas consignas, mostradas en la tabla 1.6.7.1.5.

Tiempo (s)	Velocidad (rpm)	Par (Nm)
0	200	14
0.3	1200	14
0.6	1200	3
0.9	0	0

Figura 1.6.7.1.5. Valores de las etapas simulando un proceso real.

Y el resultado para estas consignas es el mostrado en la figura 1.6.7.1.14.

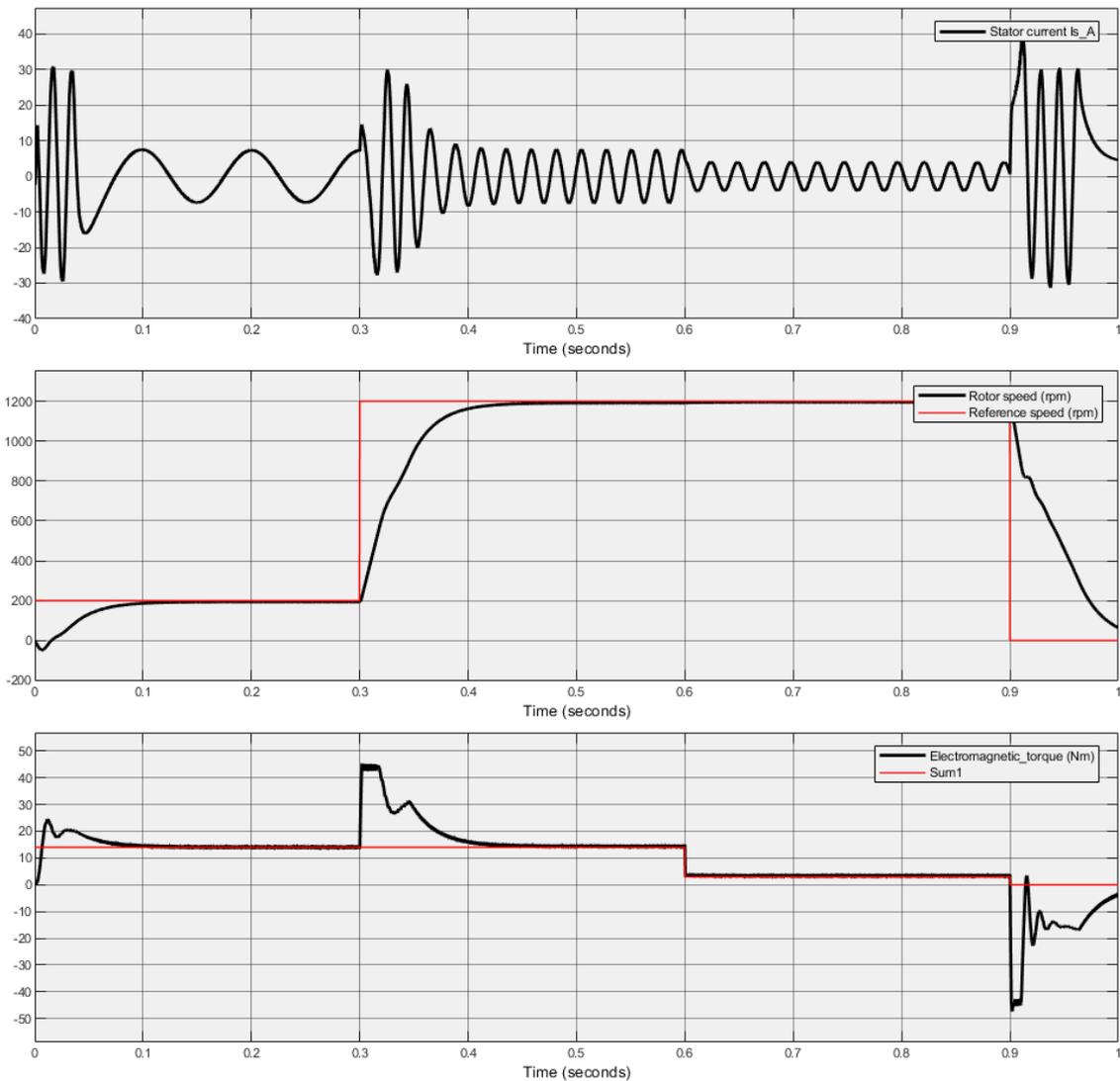


Figura 1.6.7.1.14. Respuesta de la corriente, velocidad y par para unas etapas de velocidad y par determinadas.

En un principio, parece que tiene una peor respuesta de velocidad y par respecto al control del campo orientado, pero esto se analizará con más detalle en el siguiente apartado.

Finalizado este método de control, ya se tienen los tres modelos con las tres técnicas comentadas al principio de este trabajo, por lo tanto, simplemente queda compararlas entre sí y analizar sus ventajas e inconvenientes.

1.6.8.- Comparativa de las técnicas de control.

En este apartado se recogen las técnicas de control implementadas a lo largo de este trabajo para poder compararlas con mayor comodidad, con el fin de obtener unas conclusiones claras sobre ellas.

En primer lugar, se va a mostrar el bloque con todos los modelos implementados. Este es configurable para cualquier motor de inducción con rotor en jaula de ardilla, tiene una fácil configuración de los parámetros y de las técnicas de control a través de los menús y es simple de montar para introducir los valores de referencia y los elementos de medida. En la figura 1.6.8.1 se muestra el bloque y su menú para la configuración de los parámetros.

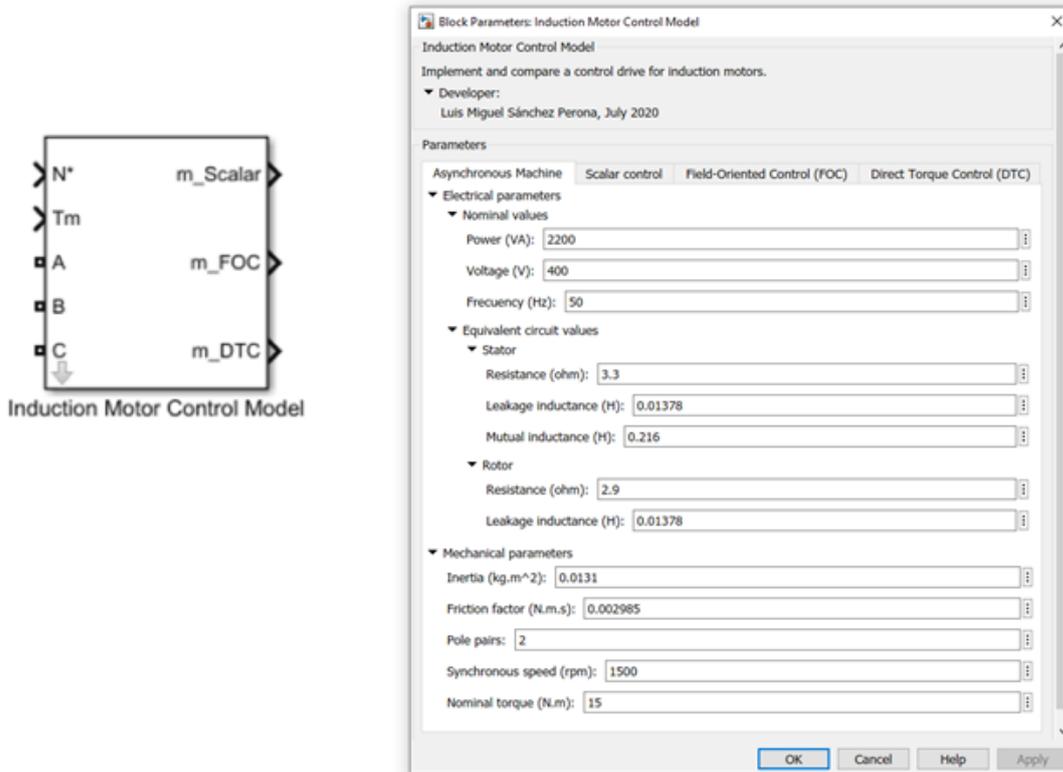


Figura 1.6.8.1. Modelo de control del motor de inducción y su menú.

Y en la figura 1.6.8.2. se muestra la puesta en marcha de este.

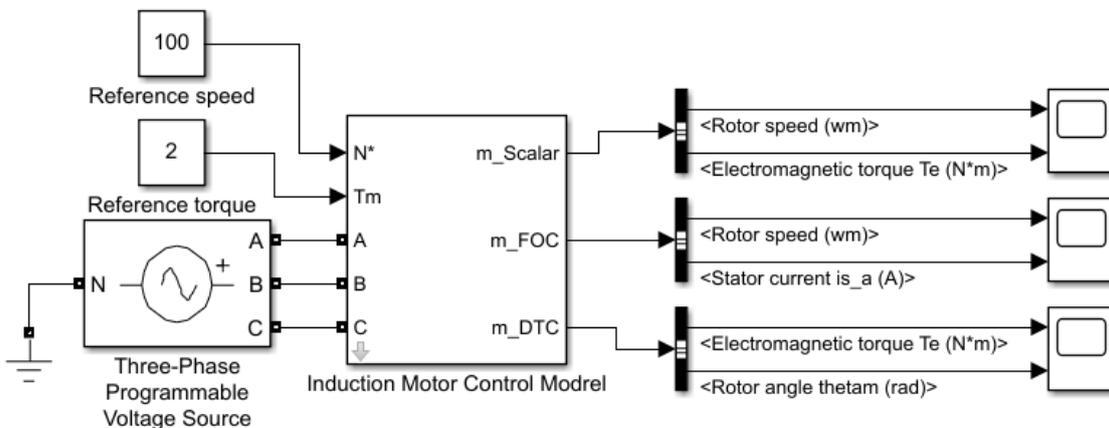


Figura 1.6.8.2. Montaje con el modelo de control del motor de inducción.

A continuación, en la figura 1.6.8.3 se muestra una gráfica con los valores obtenidos de todos los modelos implementados.

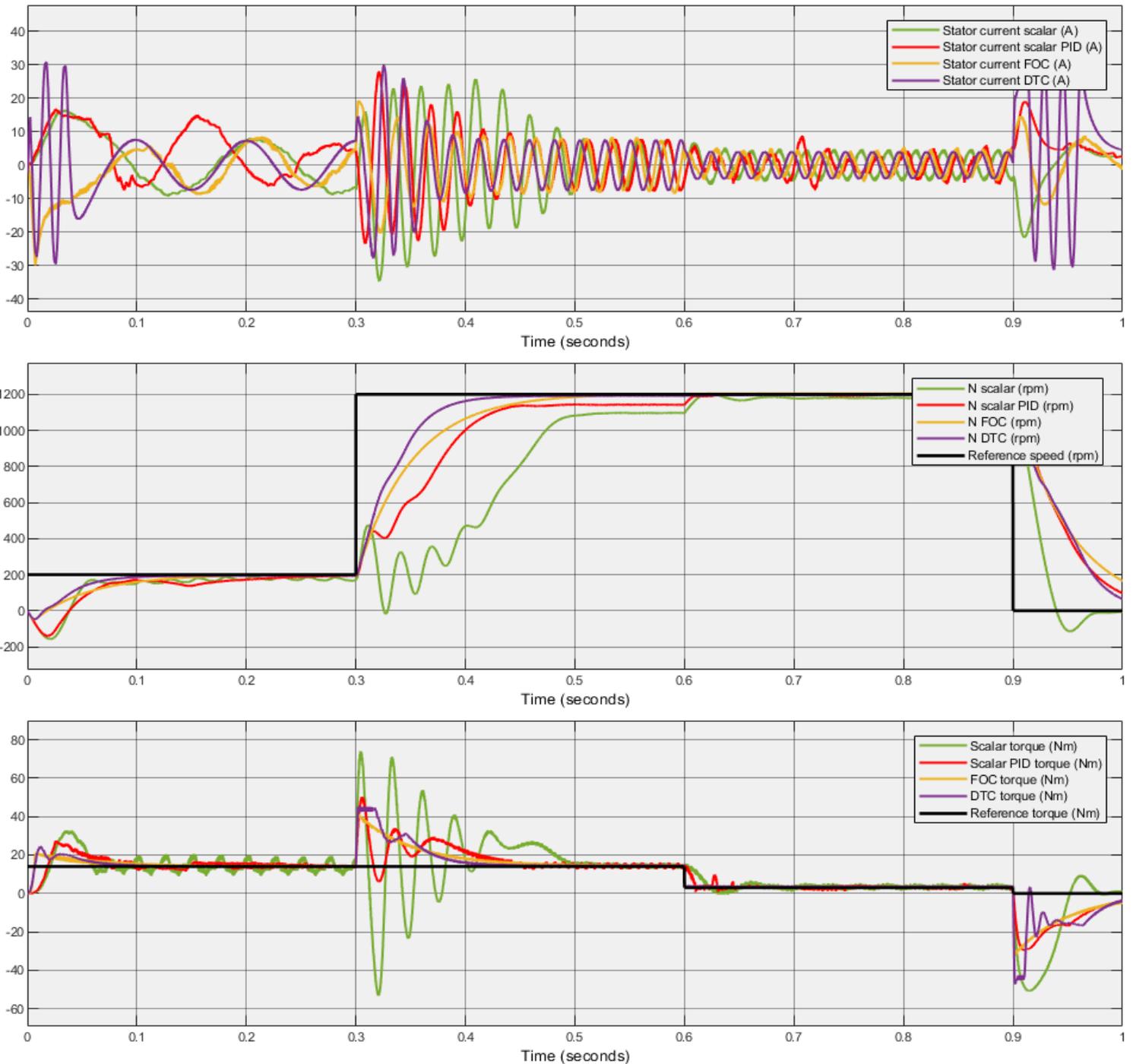


Figura 1.6.8.3. Comparativa de todos los modelos de control.

Analizando la gráfica de las velocidades, y a diferencia de lo que se ha comentado en el anterior apartado, parece ser que el DTC (línea morada) sí tiene una ligera mejoría respecto al FOC (línea amarilla), ya que su respuesta en velocidad, aunque pequeña, es mejor.

Continuando con los controles vectoriales y analizando ahora la respuesta del par, parece ser que el FOC sí que tiene una mejoría sobre el DTC, ya que su respuesta es más rápida y suave, esto es un poco contradictorio, por lo tanto, se analizará con más detalle las posibles causas en el apartado de conclusiones.

En aspectos generales se puede ver que los controles de tipo vectorial, pese a la dificultad de su implementación, tienen mucha mejor respuesta que el escalar, ya que, si vemos las curvas de velocidad y de par del control escalar (línea verde), su respuesta es muy mala en comparación.

Sin embargo, la respuesta del control escalar con regulador PID si que muestra una gran mejora, ya que, pese a que no llega a la altura de los controles vectoriales, está más cerca de estos que del control escalar con regulación V/f, por lo tanto, para determinadas circunstancias, puede ser más interesante implementar este tipo de control.

Para finalizar, y observando la gráfica de las corrientes, se puede ver que todos los métodos tienen cierto rizado en la forma de onda de la corriente. La distorsión por armónicos es una forma de contaminación de la red de alimentación del motor, causada por la implementación de equipos electrónicos para su control, por lo tanto, y con la creciente demanda de estos equipos en la industria, es de interés analizar estas perturbaciones. Para ello, en la figura 1.6.8.2, se muestra, las componentes armónicas de cada uno de los métodos de control implementados.

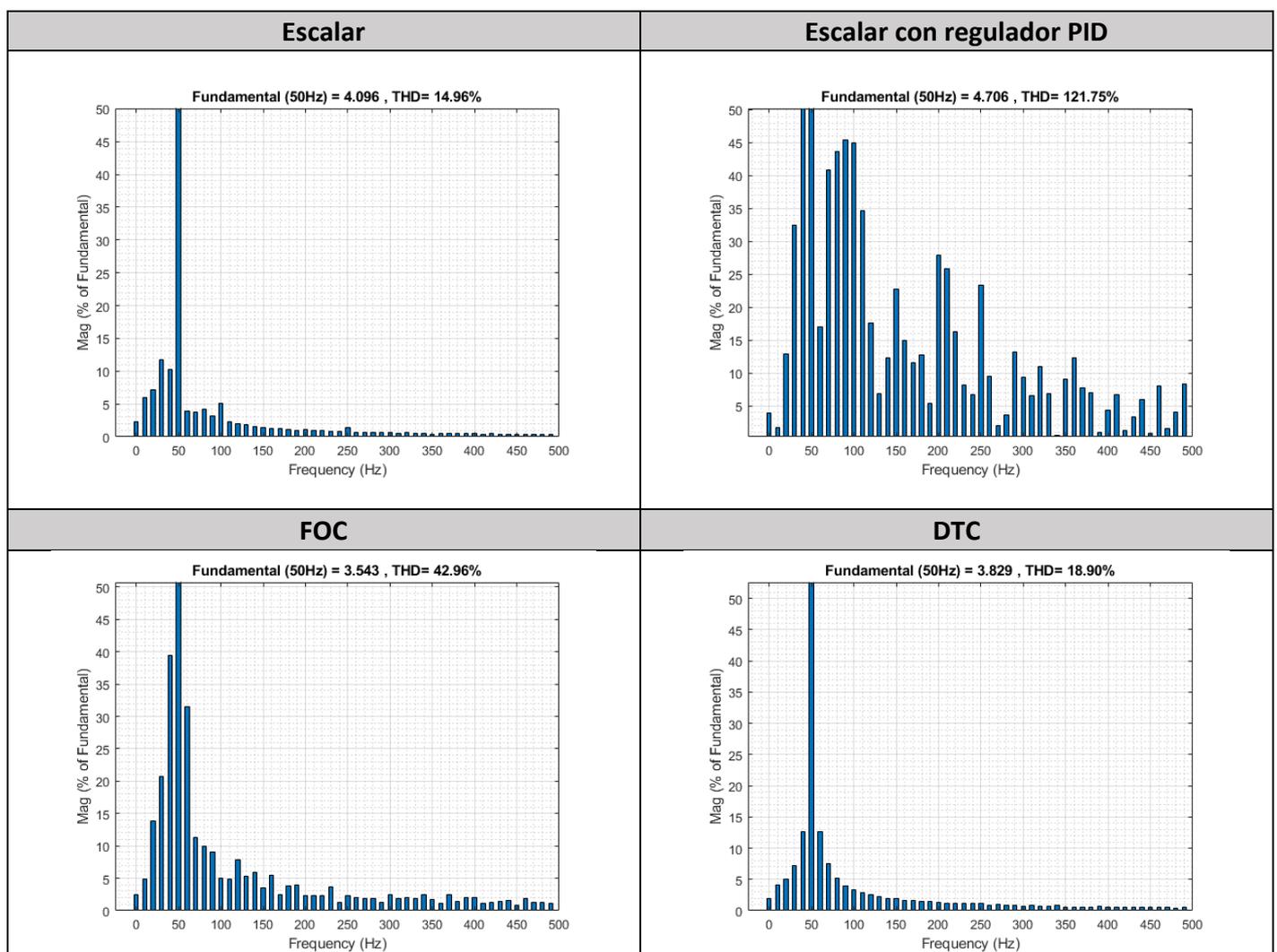


Figura 1.6.8.4. Tasa de distorsión armónica (THD) de los sistemas de control.

Como se puede apreciar, el control escalar con regulador PID es el que tiene un peor registro armónico, cuyos armónicos de 3^o y 5^o orden están muy marcados, esto se puede apreciar en tu tasa de distorsión armónica (THD), la cual es del 121.75% sobre la fundamental.

El resto de los sistemas de control, pese a que se ve reducido su THD, tampoco se podría decir que es bueno, ya que en equipos profesionales para el control de motores la tasa de distorsión armónica está entorno al 5-10%, empleando filtros pasivos en los elementos electrónicos del variador.

1.7.- Conclusiones.

1.7.1.- Conclusiones del trabajo de fin de grado.

A lo largo de este trabajo se han podido ver los diferentes métodos de control para el motor de inducción empleados en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universitat Politècnica de València, y las técnicas seguidas para su implementación, explicadas paso a paso a través de la herramienta de programación Simulink.

Además, también se ha analizado la respuesta de cada sistema de control a través de unos ensayos y así, mediante gráficos y tablas, ver las características y ventajas e inconvenientes de cada uno. A continuación, se citará cada control con las conclusiones que se han desarrollado tras su implementación:

- Control escalar:

El control escalar es un método sencillo, el cual, pese a que no tiene unas buenas respuestas en cambios bruscos de par y velocidad, en condiciones de trabajo estables es perfectamente válido, ya que, debido a su sencillez, su precio es bastante económico en comparación con los métodos vectoriales. Como se ha podido ver, si este control se realiza en bucle cerrado a través de un regulador PID, mejora sustancialmente sus cualidades, por lo tanto, se le abre un gran abanico de funcionalidades.

- Control del campo orientado (FOC):

Debido a las limitaciones que pueden surgir con los controles escalares, surgió este tipo de control vectorial. Como se ha podido ver su mejora es considerable frente a estos, ya que, para cualquier condición de trabajo tienen una muy buena respuesta. En lo que respecta a este trabajo, se puede considerar que el FOC es el mejor sistema de control que se ha implementado, ya que tanto su respuesta de velocidad como de par son buenas. En parte, esto se puede deber a que el sistema para el control del inversor SVPWM es de la librería de SimPowerSystems, y está desarrollado por profesionales con años de experiencia, por lo que las técnicas que han empleado para tratar las señales, su filtrado y control, siempre van a ser mejores que las implementadas desde cero.

- Control directo de par (DTC):

En control directo de par como se ha visto y se ha comentado, pese a que su funcionamiento es el correcto no llega a tener la respuesta que se desea, ya que, en teoría, su respuesta frente a variaciones de par llega a ser diez veces superior al control del campo orientado, los motivos por los cuales se piensa que no se ha podido llegar a esta característica son dos:

- Regulador de histéresis: cómo se puede ver, para obtener los valores de los límites de la banda de histéresis se ha desarrollado un método empírico en base a unos valores de partida, y se ha concluido tras obtener un buen resultado. Quizás, si se sigue ajustando estos valores a base de prueba y error o con algún modelo de cálculo que se desconoce, se obtenga un mejor resultado.
- Tabla de conmutación: al igual que se ha comentado en las conclusiones del modelo FOC y el modulador SVPWM, en el caso del modelo DTC la tabla de conmutación se ha desarrollado desde cero, esto implica que quizás las señales no estén bien filtradas y se cometan falsos contactos, ya que, como se ha comentado en el desarrollo del modelo DTC, el único limitante para la frecuencia de conmutación de los IGBT es la propia banda de histéresis.

1.7.2.- Conclusiones personales.

Citando textualmente el último párrafo del apartado 1.3:

“Además, como condicionante personal, cabe destacar las habilidades de cada uno y su ingenio para subsanar los problemas que vayan surgiendo. Para la realización de este trabajo hay que tener cierto conocimiento en las distintas técnicas de control, electrónica de potencia y máquinas eléctricas, en concreto el motor de inducción, pudiendo ser un factor limitante el tener alguna carencia en ellas.”

He de decir que sí, he tenido ciertos problemas a la hora de realizar este Trabajo de Fin de Grado. La principal carencia que he notado ha sido referente al motor de inducción, ya que, pese a que constructivamente es sencillo, trabajar con los valores que le caracterizan no lo es tanto.

También, y relacionado con lo mencionado anteriormente, al estar mal acostumbrados a trabajar con información proveniente de internet, muchos de los datos que encontraba estaban sesgados, mal explicados o directamente eran erróneos, por lo tanto, la implementación de las técnicas de control, en algunos casos, me ha resultado complicada, intentando razonar a base de cambios, pruebas y analizando el comportamiento del sistema para averiguar de dónde viene el problema y ponerle solución.



2.- Pliego de condiciones.



<u>2.1.-</u>	<u>Introducción.</u>	101
<u>2.2.-</u>	<u>Licencia del contrato MATLAB con la UPV.</u>	101
<u>2.3.-</u>	<u>Términos y condiciones del bloque de digitalización del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas.</u>	101
<u>2.4.-</u>	<u>Condiciones legales.</u>	105
<u>2.4.1.-</u>	<u>Vías de obtención del modelo de control del motor de inducción.</u>	105
<u>2.4.2.-</u>	<u>Métodos de pago.</u>	105
<u>2.4.3.-</u>	<u>Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA).</u>	105
<u>2.4.4.-</u>	<u>Condiciones tras la compra.</u>	105

2.1.- Introducción.

El pliego de condiciones es el documento donde se exponen los acuerdos contractuales y las condiciones del proyecto, el cual fija las relaciones entre las partes que formalizan el contrato.

Por otro lado, Los términos y condiciones son un conjunto de instrucciones de términos legales definidos por el desarrollador del programa o *software* con el fin de definir las condiciones de uso entre el usuario y el propio desarrollador.

A lo largo de este apartado se recogen las licencias vigentes, los términos de uso y los condicionantes legales que se han de atender para la formalización del contrato.

2.2.- Licencia del contrato MATLAB con la UPV.

El proyecto se ha desarrollado en base a la licencia que concede la Universitat Poliècnica de València (UPV). Incluye el uso de licencias del paquete de MATLAB Total *Academic Headcount (TAH)* ampliada a la modalidad *Full Suite*, de modo que se incluye el uso de la totalidad de productos MATLAB, Simulink y *toolboxes* complementarias.

Profesores, investigadores y estudiantes de la UPV pueden por tanto utilizar todos estos productos para la enseñanza, la investigación y el aprendizaje. Además de su instalación en aulas y laboratorios informáticos del campus, la licencia contempla que los profesores y estudiantes instalen estos productos en sus equipos personales.

MATLAB es un lenguaje de cálculo técnico, que ofrece un potente entorno de programación para desarrollo de algoritmos, análisis de datos, visualización y cálculo numérico. Simulink es por su parte un entorno gráfico para la simulación y el diseño. El paquete incorpora casi un centenar de productos adicionales (*toolboxes*) para tareas especializadas, tales como análisis de datos, procesamiento de imágenes, finanzas, procesamiento de señales modelado, control, etc.

2.3.- Términos y condiciones del bloque de digitalización del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas.

En el siguiente apartado se recogen los Términos y Condiciones de Uso del bloque de digitalización del banco de ensayos de control de máquinas eléctricas, conocido a partir de ahora como IMCM (Induction Motor Control Model), regulando así las reglas de su uso, siendo el desarrollador y propietario el autor de este Trabajo de Fin de Grado.



- I) La descarga o utilización del IMCM atribuye la condición de usuario e implica la aceptación de todas las condiciones y términos recogidos en este documento.
- II) El uso del IMCM se autoriza únicamente a los usuarios que dispongan de una licencia del paquete MATLAB, ya sea por ocio, o uso educativo, sea de la UPV u otra universidad o instituto.
- III) Queda totalmente prohibida la venta del IMCM. Si usted como usuario ha comprado el IMCM por otra vía que no sea la oficial, se le aconseja que reclame la devolución de su dinero.
- IV) La distribución del IMCM únicamente se realizará por la vía oficial o a través de la licencia ofrecida a universidades o institutos.
- V) El IMCM ha sido desarrollado para el uso educativo, con el fin de poder analizar el comportamiento del motor de inducción en determinados tipos de control y de manera digital. Por lo tanto, el desarrollador no se hace responsable de su implementación en el ámbito real, tanto educativo, de ocio o industrial.
- VI) El IMCM ha sido testeado para las condiciones nominales de trabajo del motor, no se garantiza su correcto funcionamiento en otras condiciones de uso.
- VII) Referente al punto VI. No se atenderán las demandas por el mal funcionamiento del IMCM, ya que este ha podido ser modificado tras su venta.
- VIII) El IMCM ha sido desarrollado como una única versión, por lo tanto, no sufrirá actualizaciones de ningún tipo. Corresponderá al usuario realizar algún cambio o mejora si así lo desea.
- IX) El usuario se hace responsable de las modificaciones realizadas por él, o por la persona o entidad que le ha facilitado el IMCM a través de las licencias ofertadas, quedando el desarrollador libre de responsabilidad por el mal funcionamiento de este.
- X) El IMCM está libre de software malicioso o *Malware*, en todo caso, corresponde al usuario disponer de las herramientas adecuadas para la detección y desinfección de estos. Por lo tanto, se recomienda al usuario obtener el IMCM de una persona o entidad de confianza.

- XI) El presente acuerdo se rige e interpreta de conformidad con las leyes de España. Cualquier procedimiento legal que surja en virtud del presente acuerdo se iniciará solo en los tribunales de España.
- XII) El IMCM se protege frente a copias y falsificaciones según las leyes españolas de copyright de acuerdo con la Ley de Propiedad Intelectual del Real Decreto Legislativo 1/1996 del 12 de abril y a su modificación con la Ley 2/2019 del 1 de marzo y según las leyes de la Unión Europea sobre derechos de propiedad intelectual sobre los dibujos y modelos.
- XIII) El IMCM atiende a los requisitos del sistema del paquete MATLAB, siendo estos los mostrados a continuación, no haciéndose responsable el desarrollador de su mal funcionamiento debido al equipo informático del usuario.

WINDOWS:

Sistema operativo

- Windows 10 (versión 1709 o superior)
- Windows 7 Service Pack 1
- Windows Server 2019
- Windows Server 2016

Procesador

Mínimo: Cualquier Intel o AMD x86-64

Recomendado: Cualquier Intel o AMD x86-64 con cuatro núcleos y soporte a la instrucción AVX2

Disco duro

Mínimo: 3GB HDD para únicamente MATLAB, 5-8GB para una instalación típica

Recomendado: se recomienda una unidad SSD

La instalación completa de todos los productos MathWorks ocupan 31GB del disco

RAM

Mínimo: 4GB

Recomendado: 8GB

Para polyspace, se recomienda 4GB

Tarjeta grafica

No es necesario una tarjeta gráfica específica.

Se recomienda una tarjeta gráfica con soporte por hardware compatible con OpenGL 3.3 con una memoria GPU de 1GB.

El soporte de GPU con Parallel Computing Toolbox requiere una GPU que tenga una capacidad de cálculo 3.0 o superior.



MAC:

Sistema operativo <ul style="list-style-type: none">• macOS Catalina (10.15)• macOS Mojave (10.14)• macOS High Sierra (10.13.6) <p>Nota:</p> <ul style="list-style-type: none">• En macOS Sierra se requiere la versión 10.13.6• El soporte para macOS High Sierra (10.13) se suspenderá en la próxima versión	RAM <p>Mínimo: 4GB</p> <p>Recomendado: 8GB</p> <p>Para polspace, se recomienda 4GB</p>
Procesador <p>Mínimo: Cualquier Intel o AMD x86-64</p> <p>Recomendado: Cualquier Intel o AMD x86-64 con cuatro núcleos y soporte a la instrucción AVX2</p>	Tarjeta grafica <p>No es necesario una tarjeta gráfica específica.</p> <p>Se recomienda una tarjeta gráfica con soporte por hardware compatible con OpenGL 3.3 con una memoria GPU de 1GB.</p> <p>El soporte de GPU con Parallel Computing Toolbox requiere una GPU que tenga una capacidad de cálculo 3.0 o superior.</p>
Disco duro <p>Mínimo: 3GB HDD para únicamente MATLAB, 5-8GB para una instalación típica</p> <p>Recomendado: se recomienda una unidad SSD</p> <p>La instalación completa de todos los productos MathWorks ocupan 27GB del disco</p>	

LINUX:

Sistema operativo <ul style="list-style-type: none">• Ubuntu 19.10• Ubuntu 18.04 LTS• Ubuntu 16.04 LTS• Debian 10• Debian 9• Red Hat Enterprise Linux 8• Red Hat Enterprise Linux 7 (mínimo 7.5)• Red Hat Enterprise Linux 6 (mínimo 6.10)• SUSE Linux Enterprise Desktop 12 (mínimo SP2)• SUSE Linux Enterprise Desktop 15• SUSE Linux Enterprise Server 12 (mínimo SP2)• SUSE Linux Enterprise Server 15 <p>Nota:</p> <ul style="list-style-type: none">• El soporte para Red Hat Enterprise Linux 6 se suspenderá en la próxima versión	RAM <p>Mínimo: 4GB</p> <p>Recomendado: 8GB</p> <p>Para polspace, se recomienda 4GB</p>
Procesador <p>Mínimo: Cualquier Intel o AMD x86-64</p> <p>Recomendado: Cualquier Intel o AMD x86-64 con cuatro núcleos y soporte a la instrucción AVX2</p>	Tarjeta grafica <p>No es necesario una tarjeta gráfica específica.</p> <p>Se recomienda una tarjeta gráfica con soporte por hardware compatible con OpenGL 3.3 con una memoria GPU de 1GB.</p> <p>El soporte de GPU con Parallel Computing Toolbox requiere una GPU que tenga una capacidad de cálculo 3.0 o superior.</p>
Disco duro <p>Mínimo: 3GB HDD para únicamente MATLAB, 5-8GB para una instalación típica</p> <p>Recomendado: se recomienda una unidad SSD</p> <p>La instalación completa de todos los productos MathWorks ocupan 28GB del disco</p>	

2.4.- Condiciones legales.

2.4.1.- Vías de obtención del modelo de control del motor de inducción.

Las vías para la obtención del IMCM serán a través del sitio web del desarrollador o a través de licencias para el uso en aulas de universidades o institutos. En ambos casos, estas deben de cumplir los requisitos recogidos en los Términos y Condiciones de Uso.

2.4.2.- Métodos de pago.

El método de pago se realiza a través de la web, mediante PayPal o tarjeta de crédito/debito. En el caso del pago con tarjeta, se deben de introducir los datos de la tarjeta durante la confirmación del pedido y es posible que esta esté sujeta a una verificación del pago por parte de su banco emisor de la misma. El precio será único, recogido su desglose en su apartado correspondiente.

Cabe recordar que para la utilización del IMCM es necesario tener una licencia del paquete de MATLAB, por lo tanto, si no dispone de este, deberá adquirir su licencia, siempre desde el sitio web del fabricante. Las licencias de MATLAB si que tienen un precio en función del usuario, así que se añadirá una sección al presupuesto con estos precios por si es de interés.

2.4.3.- Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA).

Los tipos impositivos de IVA pueden variar dependiendo del país de destino. En la tabla 2.4.3. se recoge el IVA de alguno de los países miembro de Unión Europea.

País	IVA general
España	21%
Portugal	23%
Francia	20%
Alemania	19%
Italia	22%

Tabla 2.4.3. Impuesto sobre el Valor Añadido (IVA)

Al precio del IMCM se le aplicara el impuesto sobre el valor añadido (IVA) del país de procedencia de la compra.

2.4.4.- Condiciones tras la compra.

Tras la realización del pago, este lo debe de confirmar la entidad bancaria o el servicio de pago *online* seleccionado por el usuario, tras ello y tras haberse aceptado el pago, de manera automática se realizará la descarga del IMCM.

En caso de que la descarga no se realice, se deberá de comprobar si se ha rechazado el pago, en caso de que esté correcto, se deberá de poner en contacto con el desarrollador.



3.- Presupuesto.



<u>3.1.-</u>	<u>Introducción.</u>	108
<u>3.2.-</u>	<u>Desglose del presupuesto del modelo.</u>	108
<u>3.3.-</u>	<u>Desglose del presupuesto del equipo informático.</u>	108
<u>3.4.-</u>	<u>Desglose del presupuesto del paquete MATLAB.</u>	109
<u>3.5.-</u>	<u>Presupuesto general.</u>	109

3.1.- Introducción.

La finalidad de este apartado consiste en valorar el total de los costes que ha supuesto la realización del modelo final, para ello, se van a desglosar por apartados las horas involucradas, el precio del equipo empleado y la licencia del paquete MATLAB. Con el fin de poder conocer el precio que se le podría fijar al modelo final para una supuesta venta del mismo.

3.2.- Desglose del presupuesto del modelo.

El precio del modelo se rige por las horas de implementación, redacción y búsqueda de información. Para ello, se va a desglosar cada uno de los sistemas de control y las horas estimadas para su implementación.

Presupuesto del modelo		
Modelo	Total de horas	Precio (15€/h)
Control escalar	60	900
Control del campo orientado	112	1680
Control directo de par	144	2160
TOTAL:		4740€

3.3.- Desglose del presupuesto del equipo informático.

Para la realización del modelo se tuvo que comprar un equipo más potente para la implementación del trabajo, ya que el ordenador portátil con el que se empezó no funcionaba correctamente con las Simulaciones en Simulink. Por lo tanto, basándose en las facturas de los componentes, el presupuesto es el siguiente:

Presupuesto del equipo informático			
Elemento	Marca	Modelo	Precio (sin IVA)
Procesador	AMD	Ryzen 5 1600 AF 3.2/3.6 GHz 6/12	108.32
Placa base	Gigabyte	B450M DS3H	72.99
Tarjeta graf.	KFA2	GTX 1660 super	205.95
Memoria RAM	Corsair	Vengance lpx 3000MHz	77.98
Fuente alim.	Tacens	Mars Gaming MPII650 80 Plus Bronze	31.98
Torre	Aerocool	Cyclon Mini RGB 3.0	31.5
Unidad almac.	KingDian	SSD 480GB	52.6
TOTAL:			581.32€

Y teniendo en cuenta que se han desarrollado 316h de trabajo y considerando que las horas de trabajo anuales son de 1650h, el computo por horas realizadas sobre el precio es de 111.33€ de amortización.

3.4.- Desglose del presupuesto del paquete MATLAB.

Por último, la licencia de MATLAB tiene varias opciones, dependiendo de si es para uso educativo o para uso estándar. Los precios para ambos casos de la licencia anual son los siguientes:

Presupuesto del paquete MATLAB	
Modelo	Precio
Estándar: uso comercial, gubernamental u otros	800€
Educación: docencia e investigación	250€

Por lo tanto, en caso de haber empleado una licencia estándar y con las mismas condiciones de horas de trabajo anuales que en el apartado anterior, el computo de horas realizadas sobre el precio de la licencia es de 162.78€ de amortización.

3.5.- Presupuesto general.

Si ahora se suman todos los desgloses del presupuesto y se considera una licencia de MATLAB para educación y que el país de residencia es España, el presupuesto general es el siguiente:



Presupuesto general	
Desgloses de presupuestos	Precio
Presupuesto del modelo	4740€
Presupuesto del equipo informático	111.33€
Presupuesto del paquete MATLAB	162.78€
TOTAL:	5014.11€

Por lo tanto, el precio del producto final se estimaría alrededor de los 5014€. Este precio es simplemente orientativo, ya que se debería de realizar un estudio de mercado y comprobar por cuanto se venden los modelos de similares características, o en caso de realizar una venta de gran magnitud a una empresa interesada, se podría negociar el precio final.

Además, cabe destacar que el beneficio de este producto al ser totalmente digital son las horas empleadas para su realización, por lo tanto, el margen de beneficios dependerá de las horas dedicadas. Si se obtiene mayor experiencia a la hora de implementar estos sistemas digitales y si el precio se conserva, se podría obtener un mayor beneficio al realizar menos horas o tratar de ser mas competitivo en el mercado al reducir el precio final del producto.



4.- Anexos.



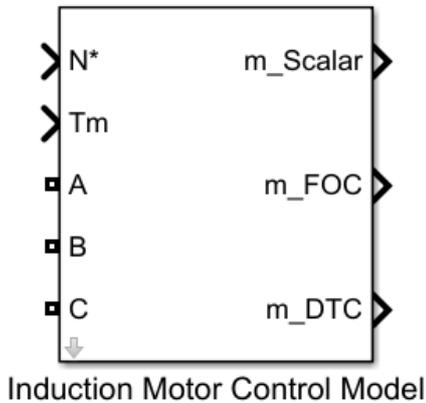
<u>Anexo I: Manual de usuario</u>	113
<u>Anexo II: Lista de parámetros del bloque final.</u>	119



Anexo I: Manual de usuario

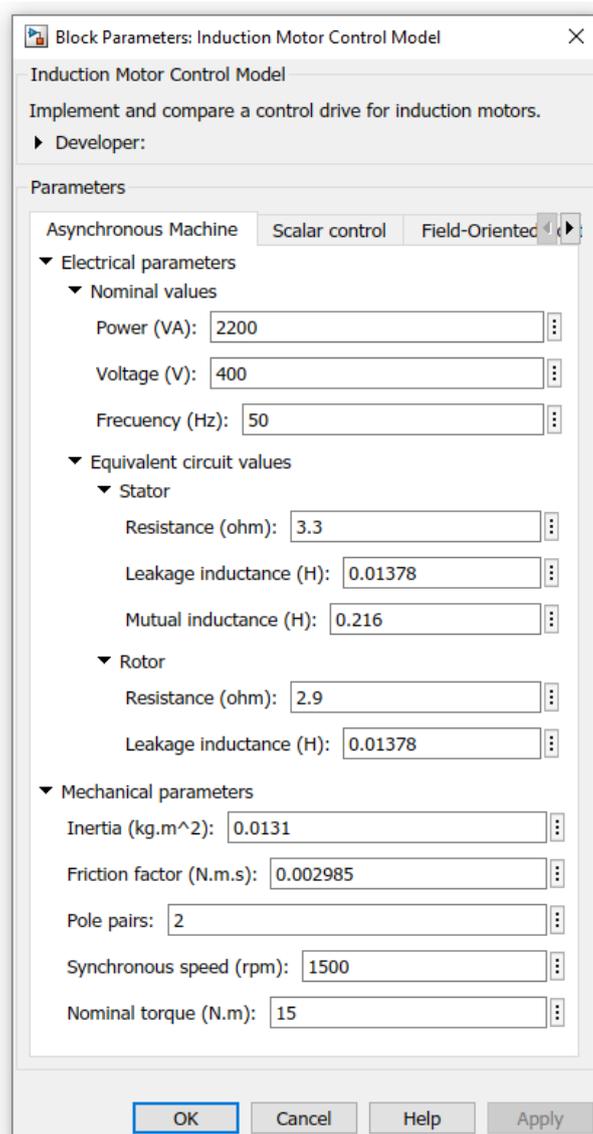
Modelo de control del motor de inducción

Descripción



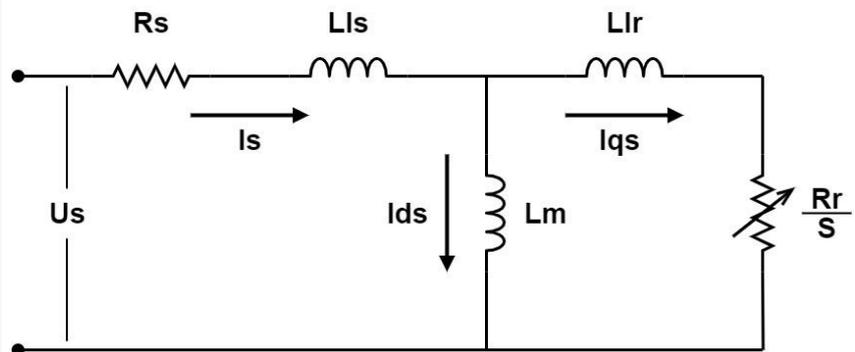
El modelo de control del motor de inducción implementa las técnicas de control más empleadas para la regulación de par y velocidad en las máquinas asíncronas de inducción. Estas son: control escalar en bucle abierto y bucle cerrado con regulador PID, FOC y DTC.

Configuración: motor de inducción



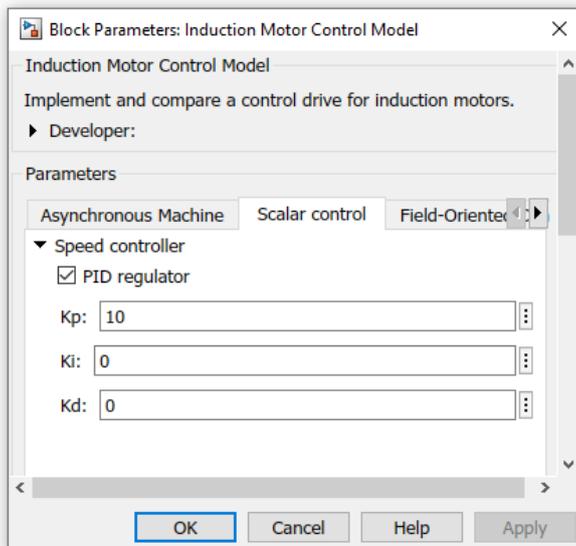
En el menú de configuración del motor de inducción deberá de introducir todos los valores que le caracterizan, tanto nominales, los de su circuito equivalente y los parámetros mecánicos.

En la figura inferior se muestra el circuito equivalente de referencia.



Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción		
R_s	Resistencia del devanado del estator (Ω)	3.3
L_{ls}	Inductancia de fuga del devanado del estator (H)	0.01378
L_{lr}	Inductancia de fuga del estator referida al rotor (H)	0.01378
R_r/s	Resistencia del rotor en función del deslizamiento (Ω)	2.9 (en estático)
L_m	Inductancia magnetizante o inductancia mutua (H)	0.216

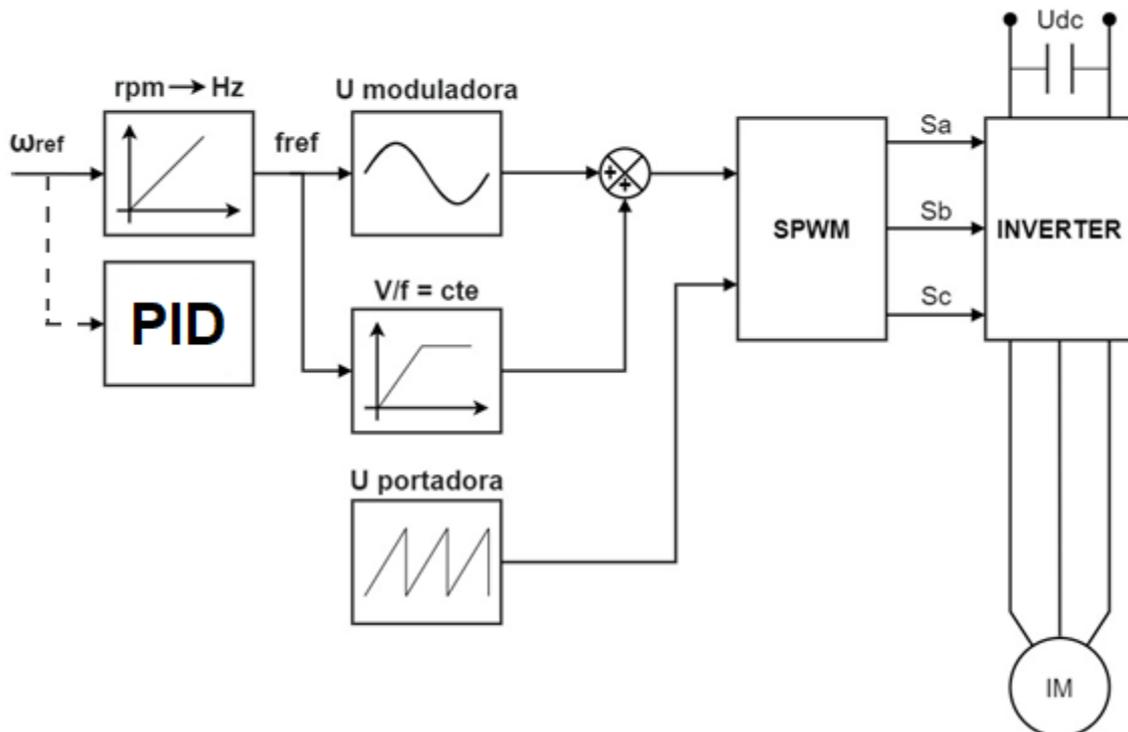
Configuración: control escalar



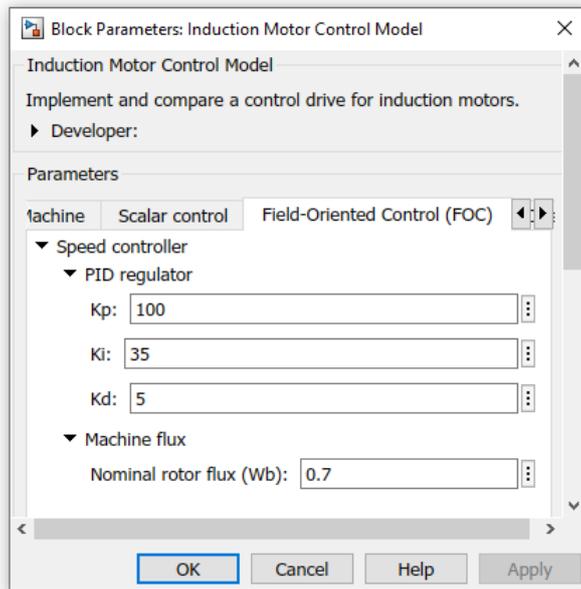
En el menú de configuración del control escalar podrá seleccionar el tipo de regulación que desee implementar, si marca la pestaña *PID regulator* le permitirá trabajar con regulación en bucle cerrado con los parámetros que introduzca en las correspondientes ganancias del control PID.

Si desea trabajar en bucle abierto deseleccione esta pestaña. Los valores de K_p , K_i y K_d no se borrarán, por lo tanto, podrá comparar ambos sistemas de control.

El esquema del control es el mostrado en la figura inferior.

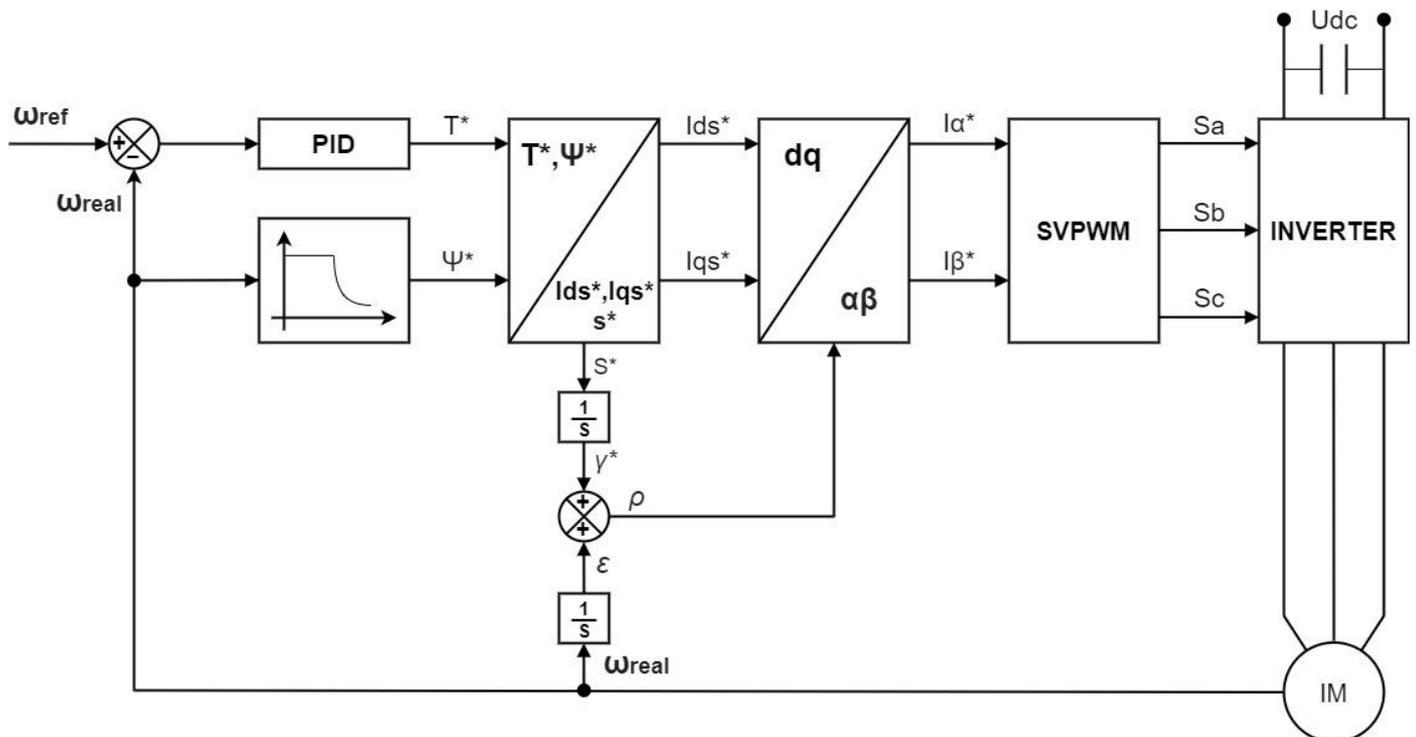


Configuración: control del campo orientado (FOC)

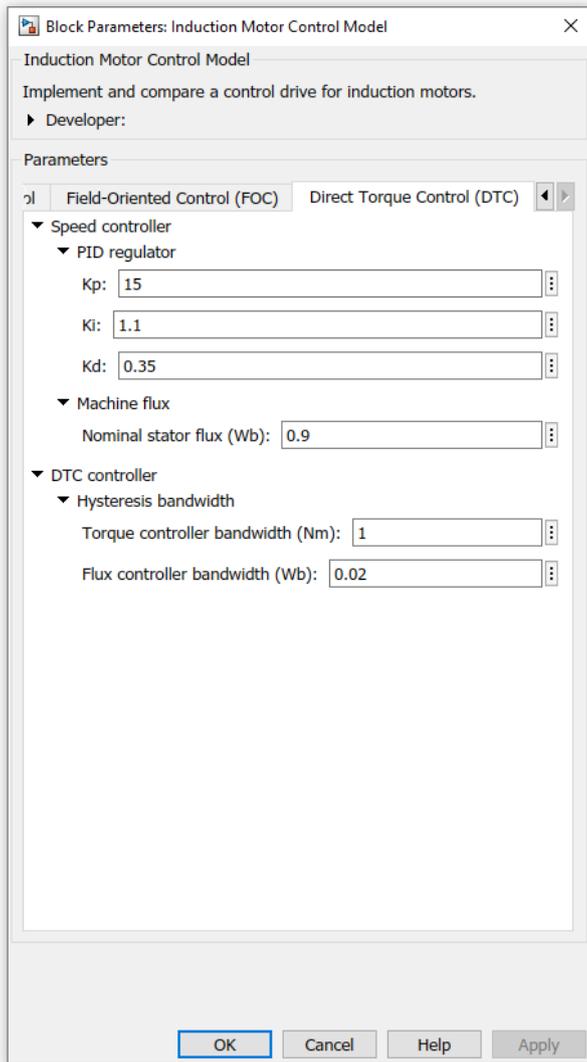


En el menú de configuración del control del campo orientado (FOC) deberá de introducir los valores de *Speed controller* y de *Machine flux* para su correcto funcionamiento. Estos valores corresponden a los reguladores del par de la maquina y del flujo del rotor de referencia (T^* y Ψ^*), por lo tanto, para un buen funcionamiento del control deberá de ajustar correctamente estos valores.

El esquema del control es el mostrado en la figura inferior, correspondiente al método indirecto (IFOC).

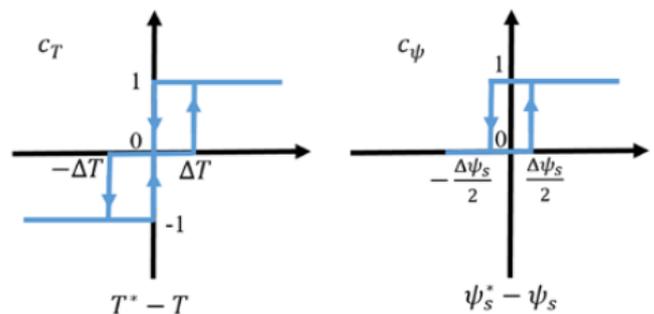


Configuración: control directo de par (DTC)

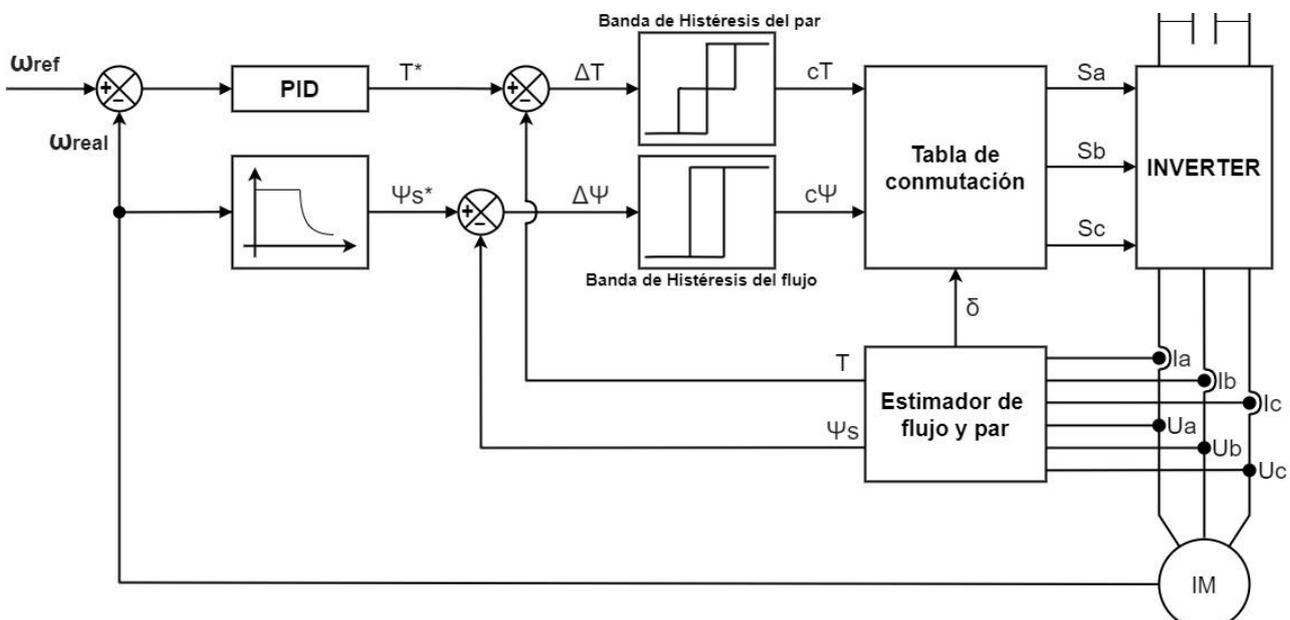


En el menú de configuración del control directo de par (DTC) deberá de introducir los valores de *Speed controller* y de *Machine flux* para su correcto funcionamiento. Estos valores corresponden a los reguladores del par de la maquina y del flujo del estator de referencia (T^* y Ψ^*). Además, deberá de introducir los valores de las bandas de histéresis del controlador de par de la maquina y flujo del estator (c_T y c_Ψ), por lo tanto, para un buen funcionamiento del control deberá de ajustar correctamente estos valores.

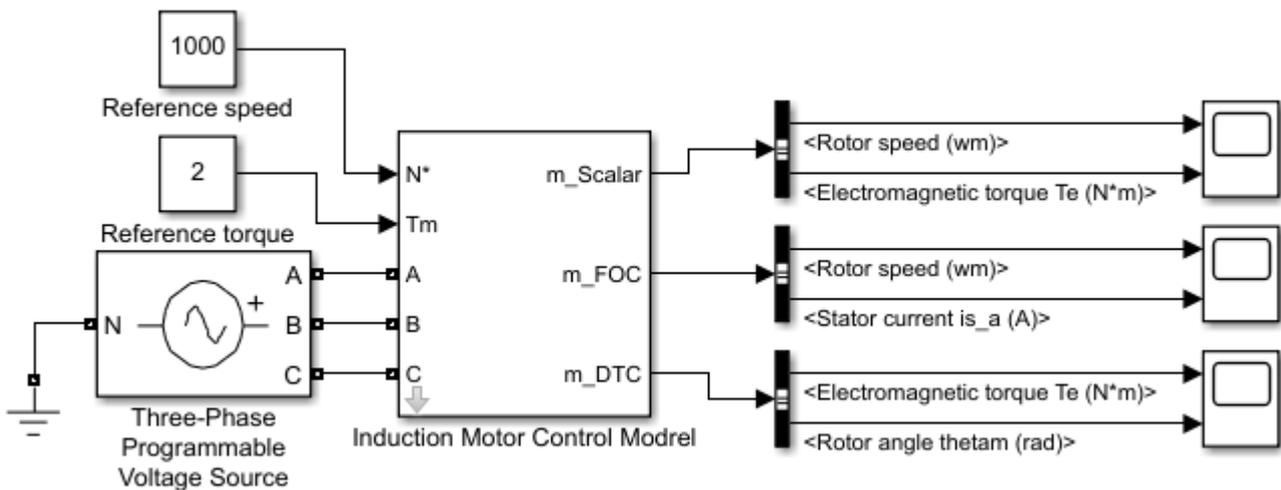
Las bandas de histéresis corresponden a las mostradas en la figura inferior.



El esquema del control es el mostrado en la figura inferior.



Ejemplo de conexión



Para la alimentación del bloque deberá de emplear una fuente de alimentación alterna trifásica (*Three-Phase Programmable Voltage Source*) de la librería de SimPowerSystems y configurarla atendiendo a sus necesidades. Además, deberá de referenciarla a tierra a través del bloque *Ground* para un correcto funcionamiento.

Para las entradas de velocidad y par de referencia se podrán emplear cualquier tipo de bloque que trabaje con valores enteros, como *Constant*, *Ramp* o *Step*.

Para las medidas de las variables deberá de emplear el bloque *Bus Selector* y a través de él podrá seleccionar los parámetros que desee analizar de cualquier tipo de control o juntarlos y comparar los tres métodos mediante los bloques *Display* o *Scope*.



Anexo II: Lista de parámetros del bloque final.

Dialog box

Type	Prompt	Name
	Induction Motor Control Model	DescGroupVar
A	Implement and compare a control drive fo...	DescTextVar
	Developer:	Container33
A	Luis Miguel Sánchez Perona, July 2020	Control3
	Parameters	ParameterGroupVar
	(N/A)	Container3
	Asynchronous Machine	Container4
	Electrical parameters	Container13
	Nominal values	Container18
#1	Power (VA):	Pn
#2	Voltage (V):	Vn
#3	Frecuency (Hz):	fn
	Equivalent circuit values	Container19
	Stator	Container20
#4	Resistance (ohm):	Rs
#5	Leakage inductance (H):	Lls
#6	Mutual inductance (H):	Lm
	Rotor	Container21
#7	Resistance (ohm):	Rr
#8	Leakage inductance (H):	Llr
	Mechanical parameters	Container17
#9	Inertia (kg.m ²):	J
#10	Friction factor (N.m.s):	F
#11	Pole pairs:	p
#12	Synchronous speed (rpm):	nsinc
#13	Nominal torque (N.m):	tn
	Scalar control	Container7
	Speed controller	Container25
#14	PID regulator	pid
#15	Kp:	kpsc
#16	Ki:	kiesc
#17	Kd:	kdesc
	Field-Oriented Control (FOC)	Container9
	Speed controller	Container15
	PID regulator	Container16
#18	Kp:	kpfoc
#19	Ki:	kifoc
#20	Kd:	kdfoc
	Machine flux	Container22
#21	Nominal rotor flux (Wb):	nfluxrot
	Direct Torque Control (DTC)	Container10
	Speed controller	Container24
	PID regulator	Container28
#22	Kp:	kpdtc
#23	Ki:	kidtc
#24	Kd:	kddtc
	Machine flux	Container30
#25	Nominal stator flux (Wb):	nfluxst
	DTC controller	Container27
	Hysteresis bandwidth	Container32
#26	Torque controller bandwidth (Nm):	ht
#27	Flux controller bandwidth (Wb):	hf



5.- Referencias

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS:

- **Control escalar**

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p1

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p2

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p3

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p4

Control escalar de velocidad de un motor trifásico de inducción, Daniel Felipe Urreste

- **FOC**

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p5

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p6

Diseño de un controlador de velocidad para un motor de inducción utilizando control vectorial, Pablo Turmero

Capítulo 4: control de par y flujo, sin identificar.

- **DTC**

Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos, Ud3.-ACIM1p7

Induction Machine Direct Torque Control, MathWorks Help Center

Comparative Study between DTC, SVM-DTC and SVM-DTC with PI Controller of induction motor, Idir abdelhakim, Kidouche Madjid, Zelmat Mimiune and Ahriche Aimad, Université M'Hamed Biudgara de Boumerdès

Estrategia de campo orientado en el control de motores de inducción, Darío Rodas

Capítulo 2: Principio del control directo del par (DTC), sin identificar.

Control directo de par de un motor de inducción utilizando redes neuronales, Libardo Gamboa Araque, Jorge Luis Díaz Rodríguez, and Aldo Pardo García

- **Motor de inducción**

Asynchronous Machine, MathWorks Help Center

Circuito equivalente monofásico del motor trifásico de inducción, fravedesa

- **Fuente de alimentación alterna trifásica**

Three-Phase Programmable Voltage Source, MathWorks Help Center

- **Leyes de Propiedad Intelectual**

Real Decreto Legislativo 1/1996

Ley 2/2019, de 1 de marzo

REGLAMENTO (CE) Nº 6/2002 DEL CONSEJO de 12 de diciembre de 2001 sobre los dibujos y modelos comunitarios

REFERENCIAS DE FIGURAS:

Figura 1.1.1, Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos (Editada)

Figura 1.3.3.1,

[https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/a/ad/Simulink_model_of_a_wind_turbine.tif/lossy-page1-1024px-Simulink_model_of_a_wind_turbine.tif.jpg]

Figura 1.3.3.2, [<https://powersimtech.com/products/psim/pil-module-2/>]

Figura 1.3.3.3, [<http://www.powerqualityworld.com/2011/06/pscad-power-systems-computer-aided.html>]

Figura 1.4.1, Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos (Editada)

Figura 1.4.1.1, [<https://www.pngegg.com/es/png-ymktw/download>]

Figura 1.4.1.2, fuente propia

Figura 1.4.2.1, [<https://new.abb.com/motors-generators/nema-low-voltage-ac-motors/ac-servo-motors/ac-brushless-servo-hds-motors>]

Figura 1.4.3.1, [[https://www.solucionesyservicios.biz/Convertidores MICROMASTER/MICROMASTER-440](https://www.solucionesyservicios.biz/Convertidores%20MICROMASTER/MICROMASTER-440)]

Figura 1.4.3.2, fuente propia

Figura 1.4.3.1.1,

[https://www.solucionesyservicios.biz/epages/64466233.sf/es_ES/?ObjectPath=/Shops/64466233/Products/68581966]

Figura 1.4.3.1.2, fuente propia

Figura 1.4.3.1.3, fuente propia

Figura 1.4.3.2.1, Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos (Editada)

Figura 1.4.3.3.1,

[https://www.solucionesyservicios.biz/epages/64466233.sf/es_ES/?ObjectPath=/Shops/64466233/Products/68581966]

Figura 1.4.3.3.2, [https://www.researchgate.net/figure/Space-vector-PWM-diagram_fig5_295833397]

Figura 1.4.4.1.1, [<https://www.semanticscholar.org/paper/D-space-and-microcontroller-based-SPWM-inverter-for-Kumar-Mishra/896e85797580bf1737e7f13ede473a609d090589>]

Figura 1.5.1, fuente propia

Figura 1.6.6.1.1, fuente propia

Figura 1.6.6.1.2, fuente propia

Figura 1.6.6.1.3, Control de Máquinas y Accionamientos Eléctricos (Editada)

Figura 1.6.6.1.4, fuente propia

Figura 1.6.6.2.5, fuente propia

Figura 1.6.7.1, fuente propia

Figura 1.6.7.1.4, Induction Machine Direct Torque Control, MathWorks Help Center