



La versión digital de esta tesis está protegida por la Ley de Derechos de Autor del Ecuador.

Los derechos de autor han sido entregados a la "ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL" bajo el libre consentimiento del (los) autor(es).

Al consultar esta tesis deberá acatar con las disposiciones de la Ley y las siguientes condiciones de uso:

- Cualquier uso que haga de estos documentos o imágenes deben ser sólo para efectos de investigación o estudio académico, y usted no puede ponerlos a disposición de otra persona.
- Usted deberá reconocer el derecho del autor a ser identificado y citado como el autor de esta tesis.
- No se podrá obtener ningún beneficio comercial y las obras derivadas tienen que estar bajo los mismos términos de licencia que el trabajo original.

El Libre Acceso a la información, promueve el reconocimiento de la originalidad de las ideas de los demás, respetando las normas de presentación y de citación de autores con el fin de no incurrir en actos ilegítimos de copiar y hacer pasar como propias las creaciones de terceras personas.

Respeto hacia sí mismo y hacia los demás.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL POR ORIENTACIÓN DE CAMPO FOC PARA UN MOTOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES TIPO BLAC

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO EN “ELECTRÓNICA Y CONTROL”**

CHRISTIAN DAVID GÓMEZ MISNAZA

christian.gomez01@epn.edu.ec

DIRECTOR: M.Sc. JORGE LUIS MEDINA MORA

jorge.medinaj@epn.edu.ec

CODIRECTOR: DR.-ING. PAUL MARCELO POZO PALMA

marcelo.pozo@epn.edu.ec

Quito, Agosto 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Christian David Gómez Misnaza, bajo mi supervisión.

M.Sc. JORGE LUIS MEDINA MORA
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DR.-ING. PAUL MARCELO POZO PALMA
CODIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, Christian David Gómez Misnaza, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

CHRISTIAN DAVID GÓMEZ MISNAZA

AGRADECIMIENTO

A mis padres, familiares, amigos, profesores y tutores de tesis, quienes me han ayudado a poder alcanzar esta meta.

A mis padres por su apoyo desde pequeño para ir alcanzando una a una las metas que me he propuesto, a mis familiares que han estado ahí a pesar de la distancia, pero siempre he sentido su apoyo, a mis amigos que cada vez han ido siendo más con los cuales hemos compartido momentos muy agradables a lo largo de la carrera y quienes hicieron el paso por la universidad más ameno y alegre.

A mis profesores, por todos los conocimientos que me han entregado, los cuales me han permitido afrontar la vida profesional y poder desenvolverme en el campo laboral de una mejor forma, a mis tutores de tesis quienes me guiaron en el desarrollo de esta tesis.

A la UME lugar en el cual hice muchos amigos, aprendí mucho y viví momentos muy felices.

Gracias a todos de corazón.

Christian Gómez

*"Si lo que quieres es encontrar los secretos del universo, piensa en términos de energía,
frecuencia y vibración"*

Nicola Tesla

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
AGRADECIMIENTO.....	III
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	IV
RESUMEN	VI
ABSTRACT	VII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.3.1 Motores eléctricos.....	5
1.3.1.1 Partes de un motor eléctrico de imanes permanentes tipo BLAC.....	8
1.3.1.2 Principio de operación de un PMSM tipo BLAC.....	9
1.3.2 Control por orientación de campo FOC para PMSM tipo BLAC.....	10
1.3.3 Cambio de coordenadas.....	13
1.3.3.1 Representación en espacios vectoriales	13
1.3.3.2 Transformación de Clarke (ABC a $\alpha\beta$).....	14
1.3.3.3 Transformación de Park ($\alpha\beta$ a dq0).....	15
1.3.4 Controlador de velocidad	16
1.3.5 Modulación SVPWM	17
2. METODOLOGÍA.....	19
2.1. Modelo matemático de una PMSM tipo BLAC	20
2.2. Control vectorial FOC.....	25
2.3. Control de velocidad.....	33
2.4. Modulación SVPWM	39
2.5. Interfaz gráfica.....	49
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	55
3.1 Pruebas del lazo interno de control.....	55
3.2 Pruebas del lazo externo e interno.....	59
3.3 Pruebas del sistema con debilitamiento de campo	76
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	78
4.1 Conclusiones.....	78
4.2 Recomendaciones.....	79
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	80

6. ANEXOS.....	82
----------------	----

RESUMEN

Este trabajo de titulación presenta el diseño y simulación del control por orientación de campo de un motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC, para lo cual se cuenta con el modelado tanto de la parte eléctrica como de la mecánica del motor en ejes de coordenadas $qd0$, el control aplicado en dos lazos uno interno y otro externo con el fin de controlar la corriente y la velocidad respectivamente, la implementación de la simulación en MATLAB/SIMULINK, la implementación de la técnica de modulación SVPWM y adicionalmente se cuenta con un debilitamiento de campo con el fin de lograr velocidades superiores a las nominales por el motor.

Este trabajo busca asemejarse al control usado en la vida práctica, por lo cual se modela en voltaje entregado por un inversor trifásico con el fin de observar el rizado que se genera en la señal de voltaje que alimenta el motor. También se usa métodos para la sintonización de los controladores de velocidad y corriente usados en sistemas de controles prácticos de motores síncronos de imanes permanentes tipo BLAC.

Se presenta una interfaz gráfica para que el usuario pueda cambiar los parámetros del motor con el fin de que se puedan hacer pruebas ante diferentes perfiles de velocidad y carga a motores PMSM tipo BLAC con diferentes características de construcción. La interfaz se implementa en APP DESIGNER herramienta de MATLAB y también permitirá observar las gráficas de las variables más importantes en el diseño del control FOC.

PALABRAS CLAVE: PMSM, BLAC, APP DESIGNER, FOC, SVPWM

ABSTRACT

This work presents the design and simulation of field orientation control of a permanent magnet synchronous motor BLAC type, for which modeling of both the electrical and mechanical parts of the motor in coordinate axes $qd0$ is provided, the control applied in two loops, one internal and the other external, in order to control the current and speed, respectively, the implementation of the simulation in MATLAB / SIMULINK, the implementation of the SVPWM modulation technique, and additionally there is a field weakening in order to achieve speeds higher than the nominal ones for the motor.

This work seeks to resemble the control used in practical life, which is why it is modeled on the voltage delivered by a three-phase inverter in order to observe the ripple that is generated in the voltage signal that supplies the motor. Methods are also used for tuning the speed and current controls used in practical permanent magnet synchronous motor control systems BLAC-type.

A graphical interface is presented so that the user can change the motor parameters to test PMSM BLAC type with different construction characteristics before different speed and load profiles. The interface is implemented in the APP DESIGNER MATLAB tool and we can also detect the graphs of the most important variables in the design of the FOC control.

KEYWORDS: PMSM, BLAC, APP DESIGNER, FOC, SVPWM

1. INTRODUCCIÓN

A medida que los seres humanos han ido evolucionando, resolver las necesidades básicas de alimentos, ropa y refugio ha sido una gran preocupación para toda la humanidad y a medida que se mejora el estilo de vida, aumenta la cantidad de productos que se deben producir. Todos estos productos son obtenidos del procesamiento de materias primas para lo cual el uso de maquinaria era necesario. Inicialmente la agricultura se basaba en el uso de animales, lo cual llevó a que se desarrollara la cultura agrícola. Luego en el siglo XVIII se da lugar a la revolución industrial donde se desarrolla la máquina a vapor. Y desde que se inventó el motor de combustión interna en el siglo XIX, las fábricas han aumentado su producción de forma considerable. En el siglo XIX, en el cual se inventó la máquina eléctrica, la potencia mecánica que la máquina eléctrica entregaba era la mayor fuente de potencia que se había conocido hasta ese momento. Aunque la eficiencia de generar electricidad desde su fuente primaria (energía hidráulica, energía solar, energía termoeléctrica, etc.), luego convertirla a energía eléctrica y llevarla hasta el punto de consumo es, en el mejor de los casos el 40%; la electricidad es la fuente que más conviene al momento de controlar y convertir a otra forma de energía. Es por ello por lo que la energía electromecánica basada en las máquinas eléctricas es la fuente de energía mecánica que permite que la industria de hoy avance en gran medida. En la actualidad es la fuente de energía mecánica más utilizada, en la parte de transporte los motores eléctricos no eran muy utilizados hace unos años. Actualmente, los motores eléctricos son usados también en el área de transporte, sector en el cual el motor de combustión interna ha dominado por muchos años como fuente de energía mecánica, aunque inicialmente la mayoría de los vehículos eran eléctricos y de vapor, y existían muy pocos de combustión interna. En el momento que aparece el Ford modelo T con motor de combustión interna que se fabricó en masa y que permitía alcanzar el doble o triple de kilómetros que uno de vapor o eléctrico, hizo que estos desaparecieran. Pero la crisis energética y escasez del petróleo en 1970 y luego en 1980 con la preocupación de la calidad del aire y las posibles consecuencias del efecto invernadero hace que se reactive la idea de construir vehículos eléctricos. En la actualidad se cuenta con vehículos híbridos que usan motor de combustión y motor eléctrico, vehículos puramente eléctricos y vehículos con motor eléctrico junto con una fuente de hidrógeno de donde se obtiene la energía que alimenta el motor. En relación con la tendencia, antes de la mitad del siglo XXI, la mayor parte de la potencia mecánica se podrá obtener de la conversión de potencia electromecánica [1] [2] [3].

La máquina eléctrica tiene algunas ventajas en comparación a la de combustión interna y a las turbinas de gas como son [1]:

- El rango de potencia puede extenderse de unos milivatios como para manejar pequeños aparatos electrónicos hasta megavatios como para manejar grandes bombas.
- El rango operativo de velocidad y par es muy amplio, desde máquinas que funcionan a cientos de miles de revoluciones por minuto como máquinas que utilizan decenas de mega Newton-metros.
- Las máquinas eléctricas se pueden adaptar fácilmente a cualquier entorno en comparación a uno de combustión interna, además es libre de emisiones en sí mismo, la vibración y ruido es menor, y es amigable con el medio ambiente.
- El tiempo de respuesta de una máquina eléctrica es alrededor de 10 veces menor.
- Las máquinas eléctricas tienen una eficiencia de funcionamiento mayor.
- La dirección de giro y el torque se pueden cambiar de forma relativamente fácil.
- Es posible controlar el par independientemente de la dirección de rotación.
- Una máquina eléctrica puede ser diseñada en varias formas y se conecta de forma fácil en el lugar donde se debe aplicar la potencia mecánica.
- Su fuente de alimentación es energía eléctrica y el sistema de control es compatible con dispositivos modernos.

A medida que la electrónica de potencia y la construcción de materiales magnéticos se han desarrollado, las máquinas eléctricas han ido teniendo un mayor uso en muchos lugares, el torque de este tipo de máquinas es comparable con un sistema hidráulico. Además, con el desarrollo de la electrónica de potencia es posible controlar de manera relativamente fácil el accionamiento de la máquina eléctrica desde un sistema de procesamiento de información [2].

La máquina de CA de imanes permanentes se está utilizando ampliamente. Esto se atribuye a que cuenta con un torque relativamente alto y su facilidad de control en relación con arquitecturas de máquinas alternativas. Dependiendo de la estrategia de control, el rendimiento de esta combinación inversor-máquina permite emular el funcionamiento de un motor de corriente continua de imán permanente que tiene como características: operar con un torque máximo, proporcionar una técnica de debilitamiento de campo que permite aumentar el rango de velocidad para la operación a potencia constante, y mantener el torque máximo posible a cualquier velocidad de rotor dada [3].

En el Departamento de Automatización y Control Industrial-DACI, particularmente en el Laboratorio de Electrónica de Potencia y control de Máquinas no se dispone de un sistema de control de máquinas síncronas de imanes permanentes-PMSM, por lo cual en el presente trabajo se diseña y simula un sistema con un control por orientación de campo FOC para un motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC, el cual permitirá visualizar y manipular de manera amigable el control por orientación de campo y el control de velocidad para una PMSM tipo BLAC. Se utilizará una técnica de modulación espacial vectorial-SVM, a fin de demostrar de manera didáctica las bondades del control vectorial y de la modulación vectorial en este tipo de máquinas, y que los estudiantes se vayan familiarizando con este tipo de técnica de control y de modulación, así como este tipo de máquinas que las encontrarán en la vida práctica.

1.1 Objetivos

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

Diseñar y simular el control por orientación de campo FOC para un motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC.

Los objetivos específicos de este Proyecto Técnico son:

- Realizar un estudio bibliográfico de las características del control FOC y control de velocidad para una PMSM.
- Diseñar y simular un control vectorial FOC y control de velocidad con modulación SVM para una PMSM tipo BLAC.
- Diseñar e implementar una interfaz gráfica la cual permita visualizar las diferentes variables inherentes al control FOC para una PMSM tipo BLAC y manipular el setpoint correspondiente.
- Realizar pruebas de funcionamiento del control implementado, tanto de su lazo externo como interno.

1.2 Alcance

- Se realizará un estudio:
 - ✓ Del modelamiento, funcionamiento, operación y control de una PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) tipo BLAC en los ejes de referencia dq0.

- ✓ Del control vectorial FOC y el cambio de sistema de referencia estacionario a un sistema de referencia rotacional dq0.
 - ✓ Del control de velocidad en cascada con el control de corriente en los ejes dq0 para una PMSM tipo BLAC.
 - ✓ De la modulación SVM la cual se implementará.
- A partir de la bibliografía existente se utilizará el modelo matemático equivalente mecánico, eléctrico en ejes de referencia rotacionales dq0 del motor de imanes permanentes para a partir de esto diseñar el control FOC y el control de velocidad.
 - Se diseñará el control de corrientes en lazo cerrado en el sistema de referencia dq0 para una PMSM tipo BLAC en MATLAB/SIMULINK.
 - Se diseñará el controlador de velocidad para una PMSM tipo BLAC en MATLAB/SIMULINK.
 - Se diseñará una modulación SVM mediante la cual se alimentará al motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC.
 - Se simulará y analizará la propuesta de diseño de control vectorial FOC con el control de velocidad para una PMSM tipo BLAC, para diferentes perfiles de velocidad y torque, por lo menos dos perfiles en MATLAB/SIMULINK.
 - En la simulación se analizarán los comportamientos de las corrientes en el sistema de referencia rotacional dq0 y en el sistema estacionario ABC, el torque y la velocidad de la PMSM tipo BLAC, así como los flujos magnéticos, tanto del estator y rotor.
 - Se implementará una interfaz gráfica en MATLAB/SIMULINK en la cual se podrá observar el comportamiento de: las corrientes en el sistema de referencia rotacional dq0 y en el sistema estacionario ABC, el torque y la velocidad de la PMSM tipo BLAC, así como los flujos magnéticos, tanto del estator y rotor, para diferentes perfiles de velocidad y torque de carga.
 - Se verificará el funcionamiento del sistema con diferentes referencias o setpoints, primero del lazo interno del control de corriente y luego del lazo externo de control de velocidad.

1.3 Marco Teórico

En este capítulo se realizará una revisión breve de los temas necesarios para tener una mayor comprensión del proyecto, los temas principales a tratar son: motores PMSM tipo BLAC, cambio de coordenadas rectangulares a rotacionales y viceversa, control vectorial FOC, control de velocidad y modulación SVM.

1.3.1 Motores eléctricos

Para que un objeto tenga un movimiento lineal o giratorio es necesario que este sea impulsado por un motor. Un motor, es el que produce energía mecánica por el uso de energía ya sea esta térmica, eléctrica, hidráulica, vapor, gas, etc. Los motores eléctricos se han convertido en uno de los motores más importantes y su uso aumenta rápidamente [1][4][5].

Los motores eléctricos se pueden clasificar en dos tipos diferentes según la fuente de energía utilizada como se muestra en la Figura 1.1[4].

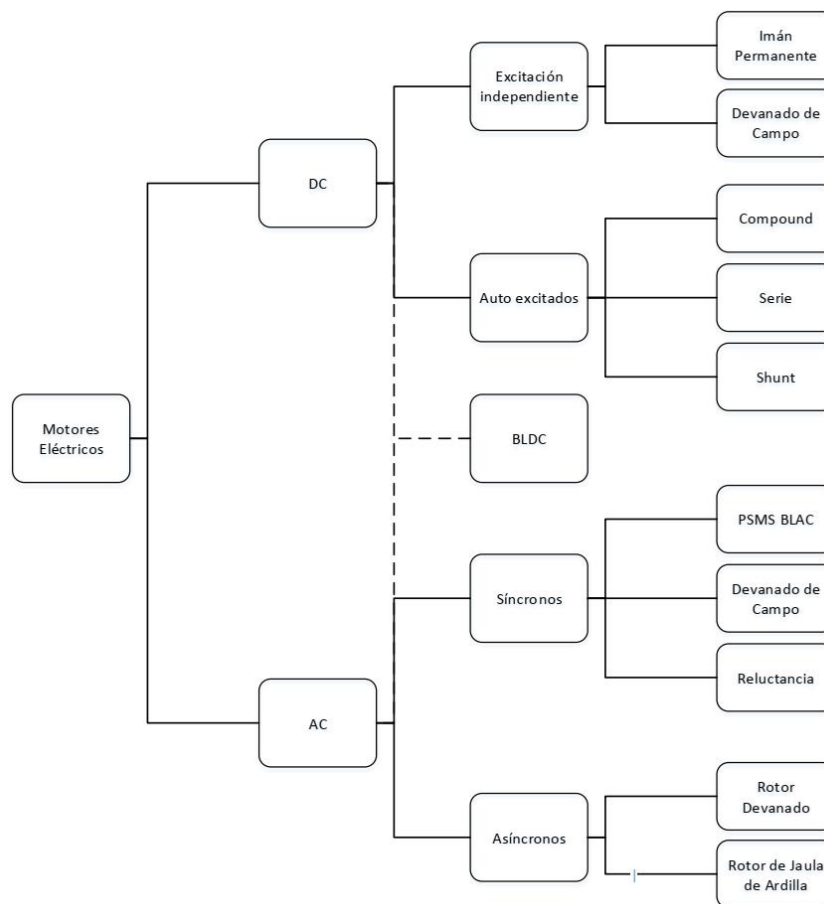


Figura 1.1. Clasificación de motores eléctricos [4].

El primer motor eléctrico construido fue inspirado en los descubrimientos de Michael Faraday, quien mediante experimentos de laboratorio logró operar el primer motor eléctrico. Más tarde, en 1834 Jacobi inventó el primer motor DC práctico. En 1888, Nikola Tesla obtuvo una patente por la invención de motores de corriente alterna, en donde se incluyen motores síncronos, motor de reluctancia y motor de inducción. En 1896 el motor de inducción se puso a disposición para uso comercial [4][6].

Dependiendo de la aplicación práctica van emergiendo diferentes tipos de motores, que van desde varios milivatios hasta millones de kilovatios, donde se incluyen motores síncronos, motores de inducción, motores de CC, reluctancia conmutada, etc. El motor síncrono cuenta con ventajas de gran par, excelentes características mecánicas, alta precisión y eficiencia, pero presenta dificultades en la regulación de la velocidad, lo que limita el alcance de su aplicación. El motor de inducción tiene las ventajas de una estructura simple, fácil fabricación, trabajo confiable y bajo precio, pero implementar la regulación de velocidad no es económico sin que presente problemas en un amplio rango y su arranque no es fácil. Un motor de reluctancia conmutada tiene una estructura simple y precio bajo, puede producir un alto par a velocidad baja, sin embargo, las ondas de ruido y torque limitan su popularización y aplicaciones. Los motores de CC todavía se usan en gran parte en sistemas de accionamiento de energía eléctrica en los cuales se tiene demandas de arranque y regulación de velocidad, debido a que estos motores cuentan con una alta eficiencia y un buen rendimiento de regulación de velocidad; en la actualidad los motores de CC de pequeña capacidad todavía se usan en sistemas de automatización y control. Pero en los motores de CC tradicionales la conmutación es mediante cepillos, lo cual provoca problemas como la fricción mecánica que disminuye la vida útil y crea ruido, chispas eléctricas e interferencias y un mantenimiento muy frecuente, teniendo en cuenta las desventajas del costo de producción y mantenimiento, la gama de aplicaciones es limitada. Por lo cual, las aplicaciones en las cuales se necesita motores de mediana y baja potencia, necesitan urgentemente motores de alto rendimiento [2][4][6][7][8].

En 1915, Langmuir, inventó el rectificador de mercurio para controlar el electrodo de rejilla e hizo el convertidor CC/CA. Contraponiendo las desventajas de los motores tradicionales, en 1930, comenzaron a desarrollar motores sin escobillas en los que se implementó la conmutación electrónica. Sin embargo, los dispositivos electrónicos de potencia todavía estaban en la etapa inicial de desarrollo, y no se contaba con un dispositivo de conmutación apropiado. Este tipo de motor solo se usó en laboratorios sin ser popularizado. El principio de funcionamiento de un motor síncrono de imanes permanentes es el siguiente: al girar el rotor, se induce una fuerza electromotriz periódica (EMF) en el devanado de la señal, lo

que ocasiona la conducción de tiristores relacionados. Por lo tanto, los devanados eléctricos se alimentan por turnos. Sin embargo, cuando el rotor deja de girar, no se puede producir EMF en los devanaos de la señal y el tiristor no está polarizado, por lo que el devanado de potencia no puede alimentar la corriente y este tipo de motor sin escobillas no tiene par de arranque, el consumo de energía es grande porque el gradiente de la pendiente del potencial eléctrico es pequeño. Para superar estos problemas, los investigadores introdujeron conmutadores con planta centrífuga o colocaron un imán de acero para garantizar el arranque de forma confiable. La primera solución es más compleja y la segunda necesita un pulso inicial. Luego de esto, mediante numerosos experimentos y prácticas, el motor sin escobillas de conmutación electrónica se desarrolló con la ayuda de elementos hall en 1962, donde se inauguró una nueva era de motores BLDC. En la década de 1970, se utilizó un diodo sensor de imán, cuya sensibilidad es casi miles de veces mayor que la del elemento Hall, para el control del motor. Más tarde, a medida que se desarrollaba la industria eléctrica y electrónica, surgieron una gran cantidad de semiconductores de potencia de alto rendimiento y también materiales de imanes permanentes como: el samario cobalto y NdFeB, lo cual estableció una base sólida para el uso de motores BLDC [3][4][6][8].

En 1978, en Alemania se lanzó oficialmente el motor DC sin escobillas MAC y su sistema de accionamiento en las ferias comerciales en Hannover, lo que indica que el motor BLDC había entrado en la parte práctica. En 1995, Harrison y Rye solicitaron la patente para un circuito de conmutación de tiristores para reemplazar la parte de conmutación mecánica. Desde entonces, se han realizado más investigaciones. Los motores BLDC de onda-trapezoidal/onda-cuadrada y onda sinusoidal se desarrollaron sucesivamente. El motor de CC sin escobillas de onda sinusoidal es el llamado motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC. Este motor tiene la topología que se muestra en la Figura 1.2(a) que es igual a la de un motor de CC sin escobillas de onda-trapezoidal/onda-cuadrada. Se considera un PMSM tipo BLAC donde la detección de posición del rotor se utiliza para controlar la conmutación con el fin de garantizar la operación de sincronización automática sin iniciar los devanados. Tanto los BLAC como los BLDC tienen el mismo circuito equivalente que se muestra en la Fig. 1.2(b), en el que L-M es la inductancia equivalente en cada fase [1][6].

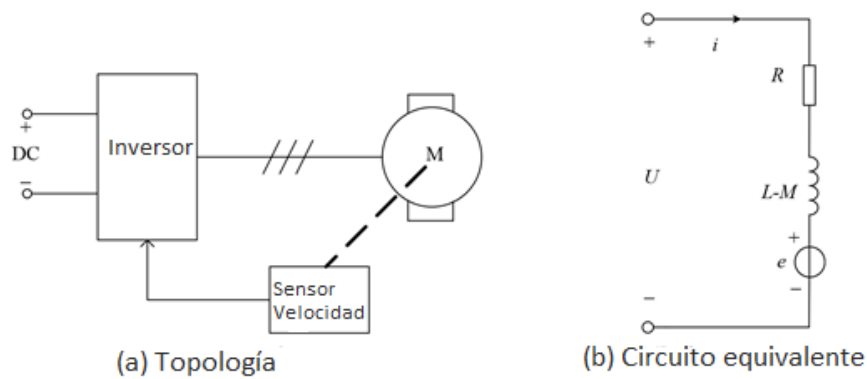


Figura 1.2. Topología y circuito equivalente de un PMSM tipo BLAC [6].

1.3.1.1 Partes de un motor eléctrico de imanes permanentes tipo BLAC

Un motor eléctrico se compone de dos partes principales: una parte estacionaria llamada estator y una parte móvil llamada rotor como se muestra en la Figura 1.3. El espacio de aire entre el estator y el rotor es necesario para permitir que el rotor gire, y la longitud del espacio de aire puede variar según el tipo de motores [1][2][3][5][6].

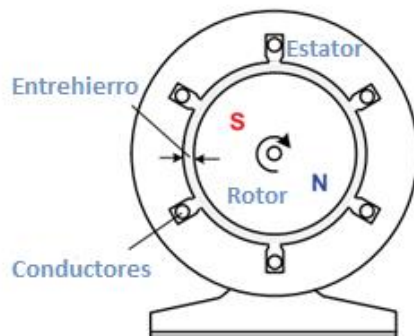


Figura 1.3. Configuración de una PMSM tipo BLAC [4].

El estator y la parte del rotor tienen un circuito eléctrico y otro magnético. El estator y el rotor están contruidos con un núcleo de hierro como se muestra en la Figura 1.4, a través del cual se conducirá el flujo magnético creado por las corrientes del devanado y que desempeña un papel de soporte de los conductores de los devanados. Los conductores que transportan corriente insertados en las ranuras del núcleo de hierro forman el circuito eléctrico. Cuando la corriente fluye en estos conductores, se crea un campo magnético a través del núcleo de hierro, y el estator y el rotor se convierten en un electroimán [4].

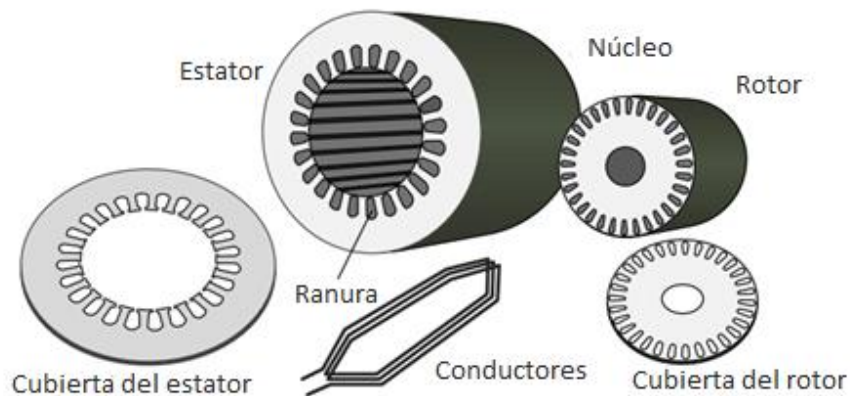


Figura 1.4. Partes de un PMSM tipo BLAC [4].

Para obtener un mayor flujo magnético para una corriente dada en los conductores, el estator o el rotor crea un flujo magnético al usar un imán permanente [4].

1.3.1.2 Principio de operación de un PMSM tipo BLAC

Se entiende que todos los motores eléctricos giran según el mismo principio de funcionamiento. Como se muestra en la Figura 1.5, generalmente hay dos campos magnéticos formados dentro de los motores. Uno de ellos se desarrolla en el estator estacionario y el otro en el rotor giratorio. Estos campos magnéticos se generan a través de devanados energizados y el uso de imanes permanentes. La fuerza producida por la interacción entre estos dos campos magnéticos da lugar a un par en el rotor y hace que el rotor gire. La mayoría de los motores de uso comercial hoy en día, incluidos los motores de CC, de inducción y síncronos, explotan la fuerza producida a través de la interacción entre dos campos magnéticos para producir un par mayor. El par desarrollado en el motor debe producirse continuamente para funcionar como un motor que impulsa una carga mecánica [9].

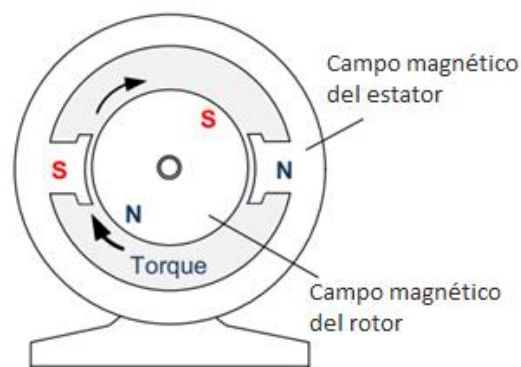


Figura 1.5. Rotación de un PMSM tipo BLAC [4].

A diferencia de los motores de CC que giran debido a la fuerza entre dos campos magnéticos estacionarios, los motores de CA aprovechan la fuerza entre dos campos magnéticos giratorios. En los motores de CA, tanto el campo magnético del estator como el campo magnético del rotor giran, como se muestra en la Figura 1.6 [5].

Estos dos campos magnéticos siempre rotan a la misma velocidad y, por lo tanto, están parados uno con respecto al otro y mantienen un ángulo específico. Como resultado, se produce una fuerza constante entre ellos, lo que hace que el motor de CA funcione continuamente. El principio operativo del motor de CA es que la fuerza producida por la interacción entre los dos campos magnéticos giratorios hace que el rotor gire [5].

En los motores de CA, el campo magnético giratorio en el estator es creado por corrientes trifásicas. Cuando se aplica una fuente de alimentación de CA trifásica a los devanados del estator trifásico del motor de CA, las corrientes trifásicas que fluyen en estos devanados crean un campo magnético giratorio [5].

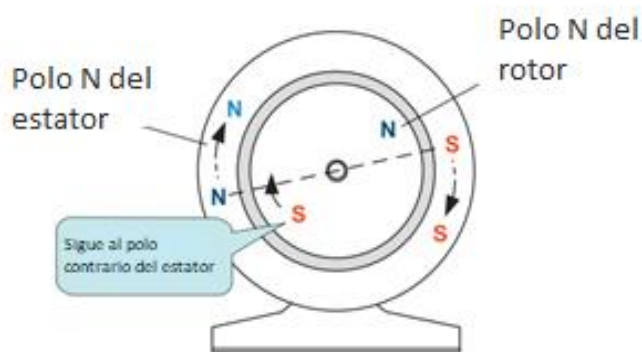


Figura 1.6. Principio de operación de un motor de CA [4].

En un motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC, el campo magnético en el rotor es generado por un imán permanente o por un devanado de campo alimentado por una fuente de alimentación de CC separada de la fuente de alimentación de CA del estator. En este motor, el campo magnético del rotor es estacionario con relación al rotor. Por lo tanto, para producir un par, el rotor debe girar a la misma velocidad que el campo magnético giratorio del estator. Esta velocidad se llama velocidad síncrona. Es por eso por lo que este motor se conoce como motor síncrono [3].

1.3.2 Control por orientación de campo FOC para PMSM tipo BLAC.

Los motores síncronos de imán permanente tipo BLAC han recibido una mayor atención en la industria debido al desarrollo de los materiales, tecnología de diseño y rendimiento en comparación con los motores de CC y los de inducción. Su alta relación de torque a

inercia, densidad de potencia y alta eficiencia los convierten en una alternativa atractiva para la industria en muchas aplicaciones. Dependiendo de los requisitos dinámicos y la precisión del control de velocidad, se utilizan motores CC sin escobillas (BLDC) o PMSM tipo BLAC. El primero se usa principalmente con cantidades más bajas de imanes. Este último se utiliza para altos requisitos y tiene mayores cantidades de imanes. El BLDC también se denomina Motor de imán permanente conmutado (SPMM) o motor de imán permanente trapezoidal (TPMM). Este tipo de motor se alimenta usando una forma de onda de corriente cuadrada; de ahí que el carácter de la FEM posterior sea trapezoidal. El PMSM tipo BLAC es alimentado por una forma de onda de corriente sinusoidal y es ampliamente utilizado en la industria [5].

La PMSM tipo BLAC permite tratos similares con el motor que con una máquina DC de excitación independiente. El control vectorial para una PMSM tipo BLAC es relativamente simple en comparación con el de los motores de inducción, esto se debe a que la posición del rotor y flujo del rotor son las mismas, por lo cual no se requieren algoritmos de estimación complicados como se necesita en un motor de inducción para el cálculo del flujo del rotor, ya que el flujo es esencial para el control vectorial. En el trabajo actual se implementará el control vectorial a una PMSM tipo BLAC de montaje superficial [6].

En una PMSM tipo BLAC el flujo de campo del rotor es producido por imanes permanentes, mientras que la corriente que produce el torque está dada por la corriente de los devanados del estator, por lo tanto, el flujo de campo y la corriente que produce el torque se pueden controlar de forma independiente. La corriente que produce el torque puede controlarse de forma instantánea por medio de un controlador de corriente por medio del inversor PWM [8].

El torque eléctrico producido de la máquina se puede presentar como en la Ecuación 1.1:

$$t_e = \frac{3p}{2} [\Psi_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (1.1)$$

Donde:

t_e : Torque eléctrico

p : Número de pares de polos de la máquina

Ψ_f : Flujo eléctrico

i_d, i_q : Corrientes en ejes dq0

L_d, L_q : Inductancias en ejes dq0

Y en por unidad como en la Ecuación 1.2.

$$t_e = \Psi_f i_q + i_d i_q (L_d - L_q) \quad (1.2)$$

Para máquinas PMSM tipo BLAC con montaje superficial, las inductancias d y q son iguales ($L_d=L_q$). El torque producido en esta situación se muestra en la Ecuación 1.3.

$$t_e = \Psi_f i_q \quad (1.3)$$

Por lo tanto, el torque puede ser expresado como en la Ecuación 1.4.

$$t_e = \Psi_f i_s \sin \beta \quad (1.4)$$

i_s : Magnitud del vector de corriente

β : Ángulo comprendido entre el eje d y el vector de corriente

Se obtiene el mayor par para un ángulo β igual a 90 grados para un valor dado de corriente del estator. Esto proporciona un par máximo por amperio y, por lo tanto, una mayor eficiencia [8].

En la Figura 1.7 se presenta un esquema general del modelo de control FOC para una PMSM tipo BLAC, el cual consiste en un modelo PMSM tipo BLAC del cual se obtiene la velocidad para luego determinar el ángulo el cual permitirá realizar las conversiones de ejes de referencia necesarios y la ubicación del sector para la implementación de la SVPWM que es la técnica de modulación que permitirá la conmutación de los semiconductores, la velocidad es necesaria también para realizar el control de la misma por medio de un controlador PI el cual se conecta en cascada con el controlador de corriente, para el este controlador se realimenta las corrientes realizando una conversión previa a ejes dq0 para poder realizar el control de forma independiente de cada corriente en estos ejes mediante controladores PI, y finalmente se envía la acción de control al inversor el cual se controla mediante ondas SVPWM para de esta manera entregar el voltaje al motor [5] [7].

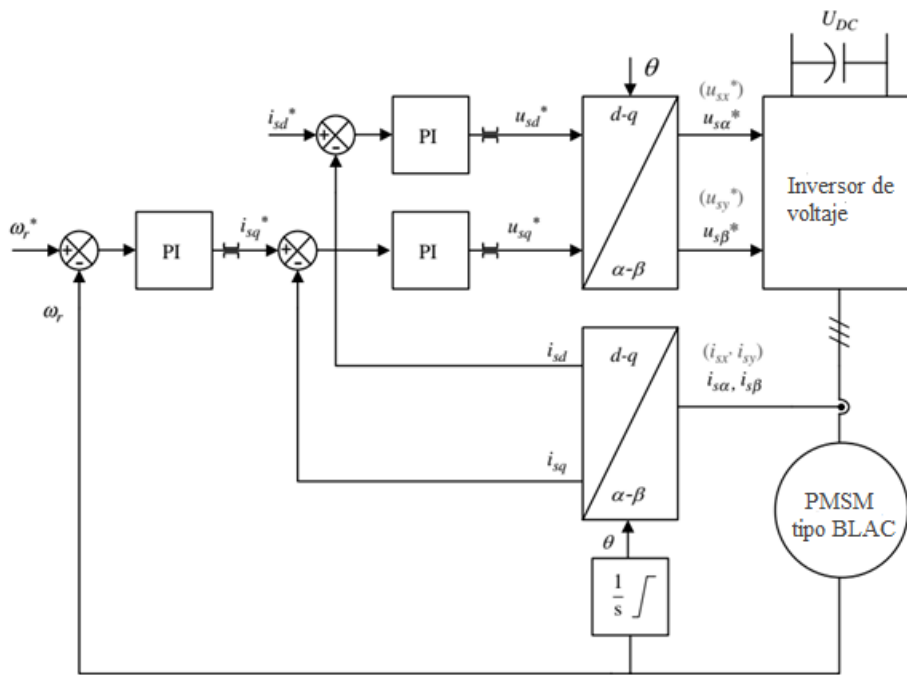


Figura 1.7. Esquema de control para una PMSM tipo BLAC [5].

Mantener i_{sd} igual a cero, es el control más común para las máquinas de imanes permanentes. Esto ayuda a proteger las máquinas contra condiciones de baja o sobreexcitación [2].

1.3.3 Cambio de coordenadas

1.3.3.1 Representación en espacios vectoriales

Se puede describir una máquina de CA trifásica utilizando el método del vector espacial, como fue demostrado por Kovacs y Racz. Por esta razón, las variables del motor de CA $K_A(t)$, $K_B(t)$ y $K_C(t)$ para una máquina simétrica cumple la condición que se presenta en la Ecuación 1.5 [8].

$$K_A(t) + K_B(t) + K_C(t) = 0 \quad (1.5)$$

La suma de estas variables da el vector espacial que se muestra en la Ecuación 1.6.

$$K = \frac{2}{3} [K_A(t) + aK_B(t) + a^2K_C(t)] \quad (1.6)$$

En las Ecuaciones 1.7 y 1.8 se muestran los valores de a y a^2 .

$$a = e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (1.7)$$

$$a^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi} \quad (1.8)$$

La Figura 1.8 muestra el vector espacial complejo. El vector espacial K puede representar las variables del motor (Corriente, voltaje y flujo). El principio de control vectorial en máquinas de CA aprovecha las ventajas de transformar las variables del sistema físico trifásico ABC a un sistema estacionario $\alpha\beta$, o un sistema rotacional dq0 [8].

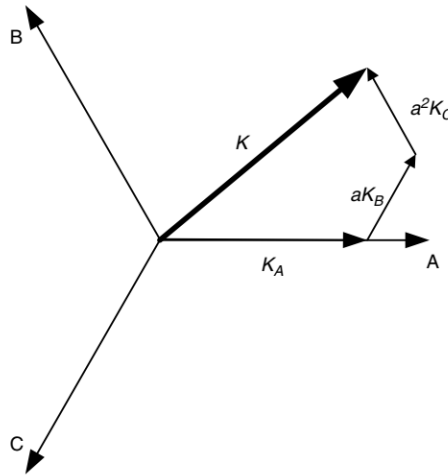


Figura 1.8. Representación del vector espacial para variables trifásicas [8].

1.3.3.2 Transformación de Clarke (ABC a $\alpha\beta$)

Las variables trifásicas sinusoidales se pueden representar como un vector espacial expresado en dos ejes ortogonales ($\alpha\beta$), como se muestra en la Figura 1.9 [8].

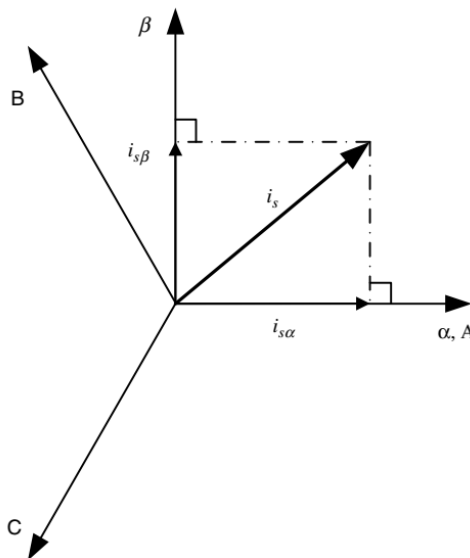


Figura 1.9. Componentes de la corriente del estator en $\alpha\beta$ [8].

La corriente del estator como vector se describe por la forma que se muestra en la Ecuación 1.9.

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (1.8)$$

Donde

$$i_{s\alpha} = \text{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sA} + ai_{sB} + a^2 i_{sC}] \right\} \quad (1.9)$$

$$i_{s\beta} = \text{Im} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sA} + ai_{sB} + a^2 i_{sC}] \right\} \quad (1.10)$$

Luego

$$i_{s\alpha} = i_{sA} \quad (1.11)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sA} + 2i_{sB}) \quad (1.12)$$

Esto equivale a:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

La transformada inversa e Clarke de $\alpha\beta$ a ABC es:

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Las ecuaciones pueden ser aplicadas a diferentes tipos de variables como: voltaje, flujo, etc [8].

1.3.3.3 Transformación de Park ($\alpha\beta$ a dq0)

Esta transformación tiene como objetivo proyectar los componentes de dos fases $\alpha\beta$ en el marco estacionario al marco de referencia giratorio dq0 que gira con velocidad angular ω_k . Si consideramos que el eje d está alineado con el flujo del rotor en el eje d, entonces hablamos sobre el sistema orientado al flujo del rotor. Como ejemplo, el vector espacial actual de la corriente del estator y su componente en (α, β) y en (d, q) se muestran en la Figura 1.10 [8].

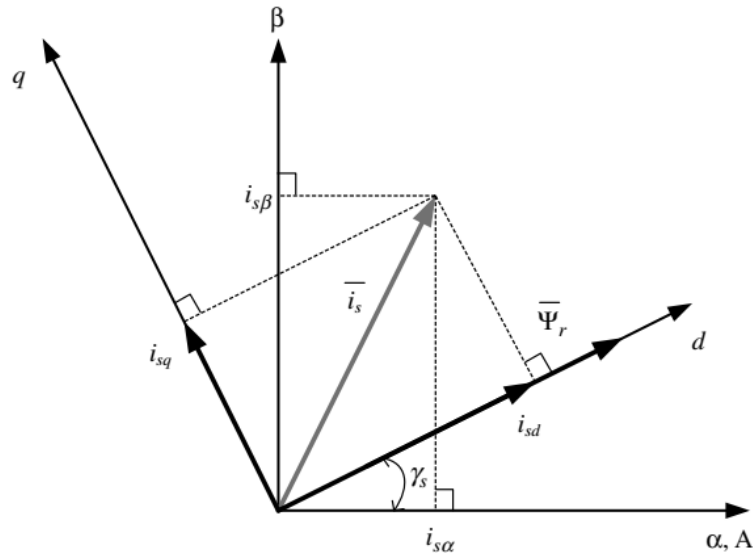


Figura 1.10. Componente de corriente en ejes $\alpha\beta$ y $dq0$ [8].

El vector de corriente en los ejes $dq0$ es:

$$\bar{i}_s = i_{sd} + j i_{sq} \quad (1.15)$$

Lo cual es equivalente a:

$$\bar{i}_s = (i_{s\alpha} \cos(\gamma_s) + j i_{s\beta} \sin(\gamma_s)) + j(i_{s\beta} \cos(\gamma_s) - j i_{s\alpha} \sin(\gamma_s)) \quad (1.16)$$

γ_s : Ángulo formado entre el eje de coordenadas d y el eje de coordenadas α

Al final quedaría:

$$\bar{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_s) & \sin(\gamma_s) \\ -\sin(\gamma_s) & \cos(\gamma_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

La transformada inversa de Park es:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_s) & -\sin(\gamma_s) \\ \sin(\gamma_s) & \cos(\gamma_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Las ecuaciones pueden ser aplicadas a diferentes tipos de variables como: voltaje, flujo, etc [8].

1.3.4 Controlador de velocidad

El control de velocidad juega un papel importante en el control actual de los motores PMSM tipo BLAC, existen dos tipos de control: los de lazo cerrado y los de lazo abierto, el control de lazo cerrado con un lazo interno de corriente es el más utilizado. El lazo interno se

encarga del control del torque del motor mientras que el lazo externo se encarga del control de velocidad de la máquina.

El control de velocidad permite mejorar las respuestas de las partes transitorias y de estado estacionario al momento que se realizan cambios en los setpoints de velocidad, en la parte industrial el tipo de controlador que se usa es un tipo PID con una configuración de una parte proporcional y una integral. Para poder realizar este tipo de control es necesario que en la parte del lazo interno de control se realice un control que permita que la corriente i_d sea igual a cero como se muestra en la Figura 1.11, debido a que de no presentar esta condición el sistema se volvería inestable ya que las corriente i_d e i_q tienen componentes la una de la otra o utilizar un método de desacoplamiento para que las corriente no dependan entre ellas, al lograr que i_d sea igual a cero o realizar el desacoplamiento, se logra que la PMSM tipo BLAC se asemeje a una máquina DC de excitación independiente .

Cuando el motor funciona en modo normal, es decir a una velocidad por debajo de la nominal; se busca mantener i_d igual a cero; pero al momento que se necesita que el motor funcione a velocidades superiores a la nominal, es necesario realizar un debilitamiento de campo que conlleva variar i_d . En la Figura 1.11 se muestra un esquema del control de velocidad en cascada con el control de corriente [4].

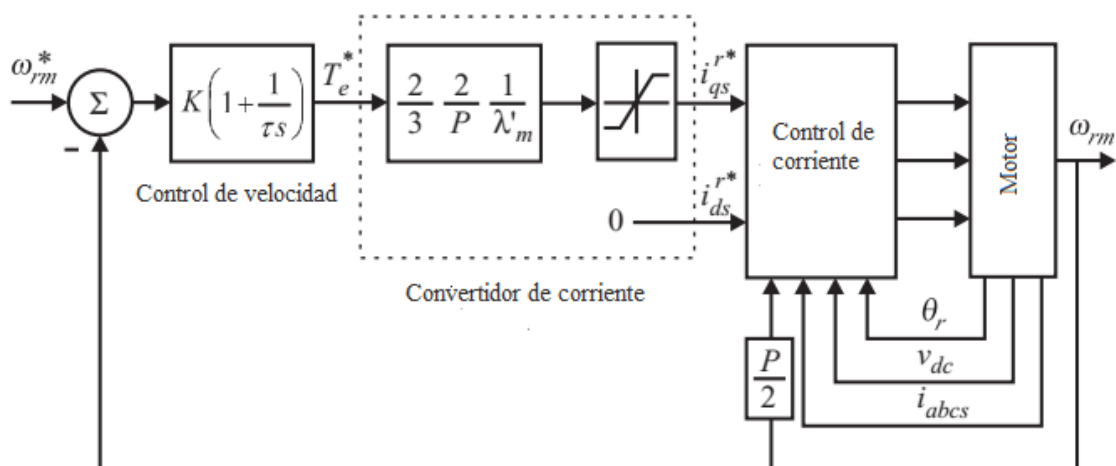


Figura 1.11. Esquema de control de velocidad en cascada con FOC [5].

1.3.5 Modulación SVPWM

La topología del circuito de alimentación de un inversor de fuente de voltaje trifásico se muestra en la Figura 1.12. Cada interruptor de alimentación es un transistor o IGBT con diodos en antiparalelo [4].

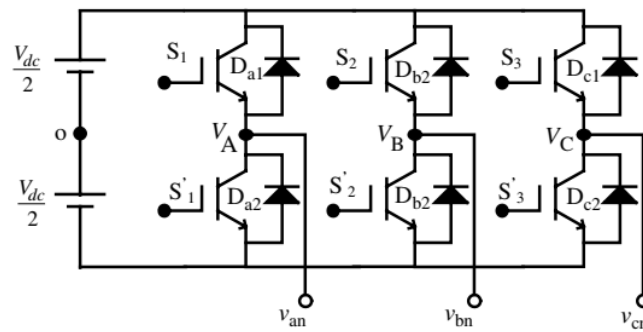


Figura 1.12. Topología de un inversor trifásico de potencia.

Los voltajes V_A , V_B y V_C pueden alcanzar valores de $+0.5V_{dc}$ cuando el switch superior está cerrado y de $-0.5V_{dc}$ cuando el switch inferior está cerrado. El voltaje de fase aplicado a la carga es: V_{an} , V_{bn} y V_{cn} . El funcionamiento de los interruptores de un mismo ramal es complementario [6].

Las señales de conmutación pueden ser generadas por circuitos analógicos o microprocesadores de señal digital, para operar en modos de seis pasos o tipos de señales PWM como puede ser SPWM o SVPWM que es la que se implementará en este trabajo de titulación [6].

Para el funcionamiento del inversor en modo de onda cuadrada o de seis pasos, las señales de conmutación que llegan a la compuerta se proporcionan de tal manera que los interruptores de alimentación cambian el estado solo dos veces en un ciclo fundamental (OFF a ON y luego ON a OFF). Cada tramo recibe la señal de activación con un cambio de fase de 120 grados, para mantener el mismo cambio de fase entre tres voltajes de salida. La salida en este caso es más alta y las pérdidas de conmutación son mínimas; sin embargo, los voltajes de salida contienen fuertes armónicos de bajo orden, especialmente 5 y 7. Con la llegada de los dispositivos de procesamiento rápido de señales, es más fácil implementar una modulación PWM o sus variaciones como son SPWM o SVPWM y, por lo tanto, se evita una operación de paso normal [5] [7].

La técnica SVPWM es una de las técnicas PWM más populares debido a un mayor uso de voltaje de bus de CC (mayor voltaje de salida en comparación con el SPWM) y una fácil implementación digital. El concepto de SVPWM se basa en la representación de la salida del inversor como vectores o fasores espaciales. La representación del vector espacial de los voltajes de salida del inversor se realiza para la implementación de SVPWM. El vector espacial representa simultáneamente cantidades trifásicas como un vector giratorio, por lo tanto, cada fase no se considera por separado. Las tres fases se suponen como una sola cantidad. La representación del vector espacial es válida para condiciones transitorias y de

estado estacionario en contraste con la representación fasorial, que es válida solo para condiciones de estado estacionario [4] [6].

La modulación SVPWM logra formas de onda de voltaje trifásicas que carecen de contenido armónico de baja frecuencia [5] [7].

Los vectores espaciales se muestran gráficamente en la Figura 1.13. Las puntas de los vectores espaciales, cuando se unen, forman un hexágono. El hexágono consta de seis sectores distintos que abarcan los 360 grados (un ciclo de onda senoidal corresponde a una rotación del hexágono), cada sector es de 60 grados. Los vectores espaciales son estacionarios mientras que el vector de referencia V_s^* gira a la velocidad de la frecuencia fundamental de la tensión de salida del inversor [5].

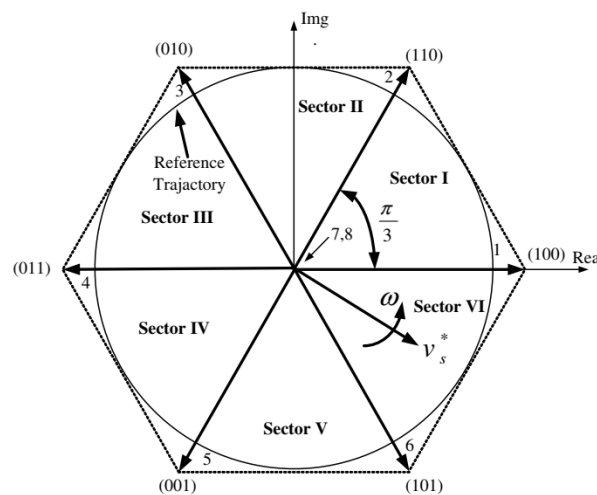


Figura 1.13. Ubicación de los diferentes sectores.

2. METODOLOGÍA

Este proyecto de titulación permite realizar prueba a máquinas PMSM tipo BLAC, para observar cómo sería su comportamiento en la vida real, en esta simulación se ha incluido un control FOC en cascada con un controlador de velocidad, los cuales se acoplan a un inversor trifásico que se controla por medio de una señal SVPWM, el voltaje entregado por el inversor trifásico es modelado con lo cual permite asemejar los resultados a lo que se observaría en una implementación real, el inversor implementado asemeja el uso de MOSFET's o IGBT's lo que permitirá observar el ruido que ocasiona la conmutación de la electrónica de potencia en la forma de onda de la corriente. También se puede observar el comportamiento de la corriente en el eje q al momento que se inserta o se quita carga, la respuesta de velocidad de la máquina al momento de incrementar o decrementar el setpoint de la misma, además se puede observar el voltaje que alimenta a cada fase del

motor, el cual es entregado por el inversor trifásico, otro parámetro muy importante que es posible observar son las corrientes en los ejes de coordenadas $\alpha\beta$ como también en los ejes de coordenadas ABC y observar su comportamiento a cambios de torque de carga como cambios en la velocidad. Es un sistema de pruebas que no cuenta el laboratorio de control de máquinas, lo que permitirá a los estudiantes familiarizarse con el control como con el comportamiento de este tipo de máquinas que poco a poco se han ido convirtiendo en máquinas muy importantes a nivel industrial. Con este trabajo de titulación se podrá simular diferentes máquinas PMSM tipo BLAC, debido a que es posible ingresar los parámetros del motor y observar los comportamientos de las variables más importantes y que forman parte del control.

Se debe tomar en cuenta que este trabajo cuenta con cuatro partes, la primera fue una revisión de la parte teórica que conforma el trabajo que es lo que se detalló en el capítulo anterior. En la segunda parte encontraremos el modelado de una máquina PMSM tipo BLAC en los ejes de referencia $dq0$, el diseño de los controladores tanto del control vectorial FOC como del controlador de velocidad y el modelo de la parte del inversor junto con la modulación SVPWM técnica muy usada en la actualidad debido a que permite reducir la cantidad de armónicos y optimizar la energía entregada a la máquina, en este capítulo también encontraremos el diseño de la interfaz que permitirá al usuario ver el comportamiento de la máquina ante diferentes escenarios de torque y velocidad. En la tercera parte se encontrará las pruebas que se realizaron al sistema para su validación, así como las respuestas del control para diferentes perfiles de carga y de velocidad, con lo cual se demostrará el funcionamiento de este proyecto y ver el comportamiento del control implementado. Finalmente, en la cuarta parte se presentan las conclusiones y recomendaciones a las que se llegó con este proyecto de titulación permitiendo a las personas que realicen investigaciones en el mismo tema o temas a fines en un futuro poder tomar este trabajo como un punto de partida en el cual apoyarse para realizar nuevos estudios.

2.1. Modelo matemático de una PMSM tipo BLAC

En la actualidad los motores PMSM tipo BLAC son muy importantes en la industria debido a todas las aplicaciones en las que pueden ser utilizados, tanto en la zona industrial como también en la parte de vehículos, últimamente debido a que se busca reducir la contaminación ambiental se ha visto un mayor interés en la idea de desarrollar vehículos eléctricos tanto terrestres como marítimos, esto debido a que presentan grandes prestaciones de torque y velocidad, además de presentar características como son las de menor tamaño, casi nulo mantenimiento y que los sistemas de control son relativamente

más sencillos [2] [7] [10]. Es por ello que estos motores se han convertido últimamente en foco de estudio, y para poder observar el comportamiento de estos motores se ha realizado una representación de forma matemática, lo que permite simular su funcionamiento y de esta forma ver cómo se comporta ante diferentes eventos, uno de ellos sería aplicar cargas al motor con cambios en las amplitudes de torque y otro evento serían las variaciones de velocidad tanto en sentido de las manecillas del reloj como en contra, permitiendo así tener una idea de su respuesta en la práctica. El trabajo de titulación propone realizar un modelamiento del motor PMSM tipo BLAC en MATLAB/SIMULINK, basándose en modelos matemáticos existentes, para poder implementar los respectivos controles y luego ver su respuesta ante diferentes perfiles de carga y velocidad. A continuación, se muestra la parte de la modelación del motor en ejes dq0.

El modelo eléctrico en ejes dq0 del esquema de una máquina PMSM tipo BLAC que se muestra en la Figura 2.1 es el que se presenta en las Ecuaciones (2.1), (2.2), (2.3) y (2.4) [4], [5], [8], [11-16]:

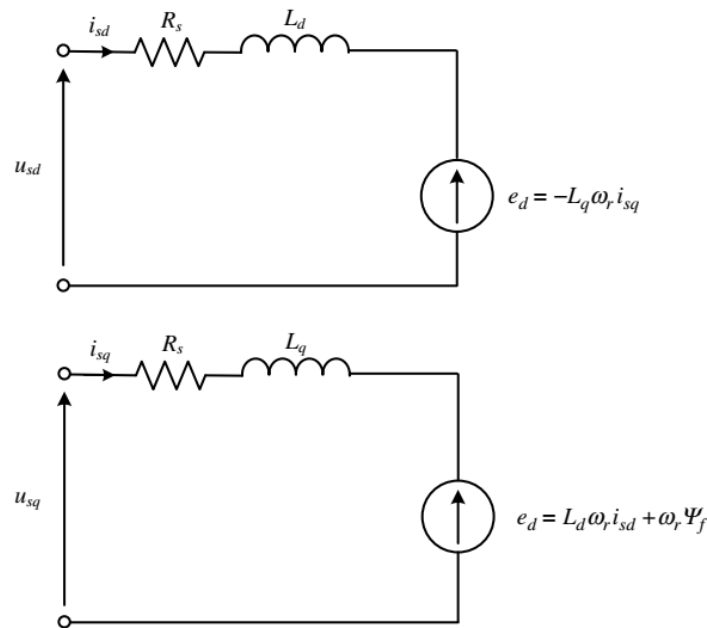


Figura 2.1. Esquema de una máquina PMSM en coordenada dq0 [8].

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega_m \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$T_e = \frac{3p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.3)$$

Donde:

i_{dq} : Corriente (A) en ejes rotacionales

V_{dq} : Voltaje (V) en ejes rotacionales

ψ_{dq} : Flujo eléctrico (Wb) en ejes rotacionales

ψ_m : Flujo magnético (Wb)

p : Número de pares de polos

R : Resistencia de armadura (Ω)

$L_d = L_q = L$: Inductancia (H) en ejes dq0

T_e : Torque electromagnético (Nm)

El modelo mecánico es el siguiente:

$$w_m = \int \left(\frac{T_e - T_m - Bw_m}{J} \right) dt \quad (2.4)$$

Donde:

w_m : Velocidad mecánica (rad/s)

T_m : Torque de carga (Nm)

B : Coeficiente de fricción viscosa (N.m.s/rad)

J : Inercia (Kg.m²)

Para ver los efectos de los voltajes trifásicos en los devanados del estator en coordenadas dq0, primero se debe realizar las conversiones a coordenadas $\alpha\beta$ y luego a coordenadas dq0, como se muestra a continuación [4].

$$C_{dq\leftarrow abc} = C_{qd\leftarrow\alpha\beta} C_{\alpha\beta\leftarrow abc} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = C_{qd\leftarrow\alpha\beta} C_{\alpha\beta\leftarrow abc} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = C_{dq\leftarrow abc} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$C_{dq\leftarrow abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La transformación inversa es:

$$C_{abc \leftarrow dq} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Para la implementación del modelo del motor en MATLAB/SIMULINK se utilizaron las Ecuaciones (2.1), (2.2), (2.3) y (2.4) además que se utilizó el cambio de coordenadas que se muestra en las Ecuaciones (2.7) y (2.9) para transformar las corrientes de ejes estacionarios ABC a ejes rotacionales dq0, la implementación se la realizó como se muestra en la Figura 2.2, el contenedor del modelamiento del motor se muestra en la sección a) de la Figura 2.2, el cual cuenta con tres partes como se muestra en la Figura 2.2, la sección b) es una conversión de coordenadas ABC a coordenadas dq0, debido a que el inversor envía un voltaje en ejes ABC y es necesario convertirlo a ejes dq0 ya que es en lo que está modelado el motor, una vez que se tiene el voltaje en ejes dq0, se entrega este voltaje al siguiente bloque donde se encuentra el modelo eléctrico y mecánico en ejes dq0 que es lo que se muestra en el literal c) de la Figura 2.2, finalmente se tiene un bloque de conversión de corrientes de coordenadas dq0 a coordenadas ABC lo cual permitirá observar el comportamiento de las corrientes en las tres fases.

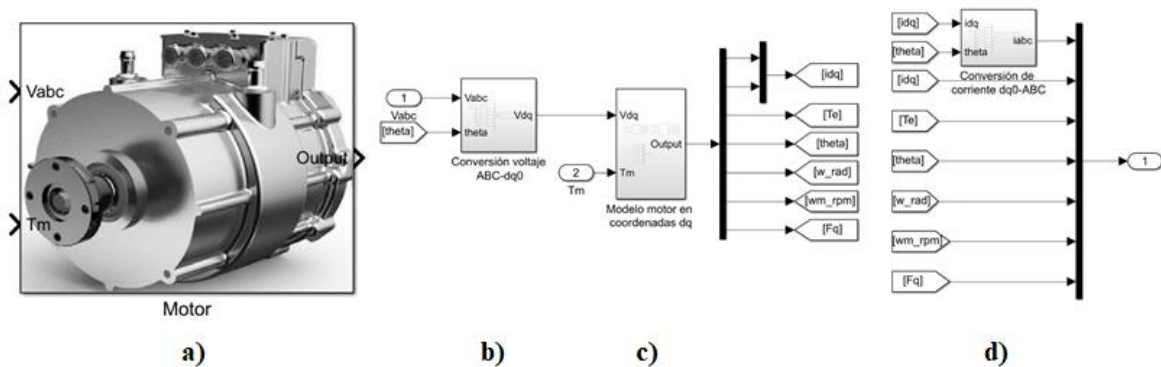


Figura 2.2. Implementación del modelo del motor en ejes dq0.

A continuación, se podrá observar de manera más detallada las partes b), c) y d) de la Figura 2.2. La parte b) se muestra en más detalle en la Figura 2.3.

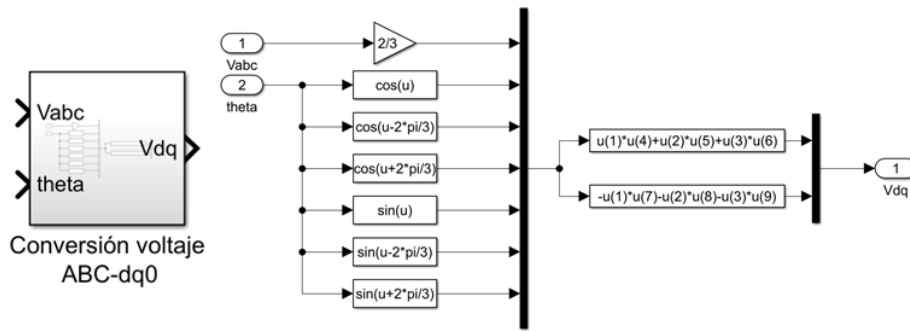


Figura 2.3. Conversión de voltaje de ejes ABC a ejes dq0.

El voltaje que entrega el inversor es trifásico y está en coordenadas ABC y al tener el motor modelado en ejes dq0 necesitamos realizar el respectivo cambio de coordenadas para poder entregar el voltaje en los respectivos ejes dq0, para lo cual se utilizó la Ecuación (2.7) que permite realizar este cambio de coordenadas, permitiendo cambiar de un eje rotacional a un eje estacionario.

El modelo de la parte eléctrica del motor, así como su parte mecánica en ejes dq0, que se encuentra en el bloque c) de la Figura 2.2 se muestra en más detalle en la Figura 2.4.

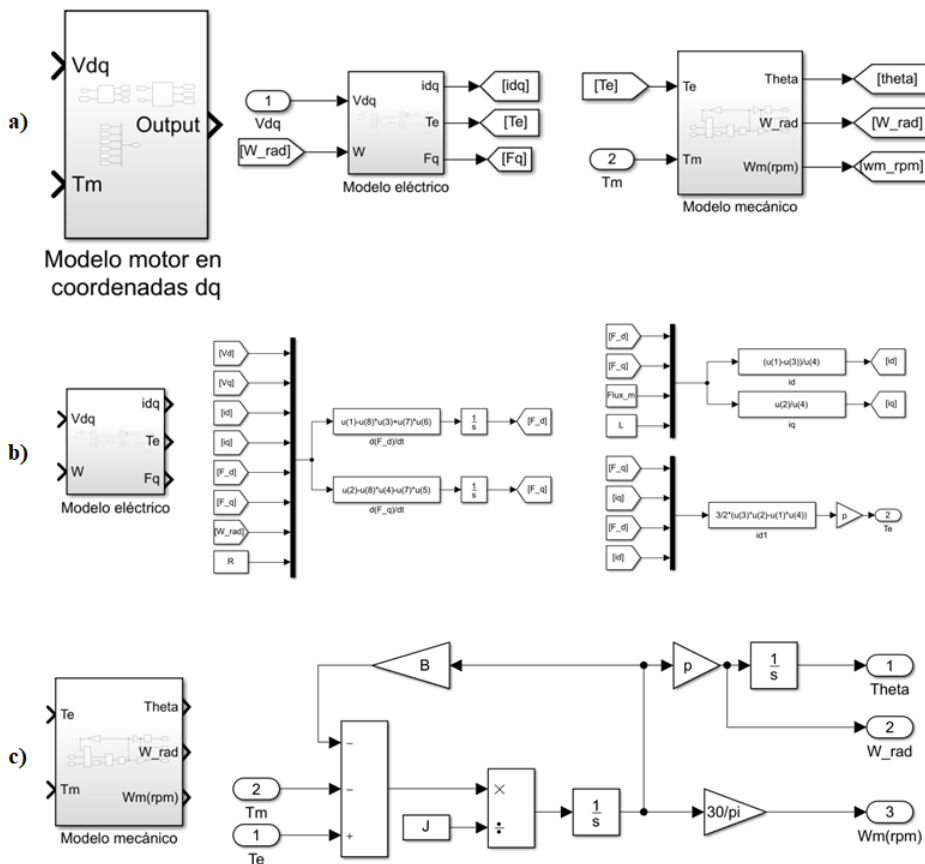


Figura 2.4. Modelo eléctrico y mecánico de una PMSM tipo BLAC en ejes dq0.

El modelo del motor PMSM tipo BLAC implementado en este proyecto de titulación se muestra en la Figura 2.4, el literal b) de la Figura 2.4 muestra el modelamiento eléctrico del motor en ejes dq0 utilizando las Ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3), este bloque se conecta con el modelado mecánico del motor también en ejes dq0, como se muestra en la sección a) de la Figura 2.4, y para el modelamiento mecánico del motor se utilizó la Ecuación (2.4) lo cual se muestra en el literal c) de la Figura 2.4. El modelado del motor se lo realiza en este tipo de coordenadas debido a que permite realizar el control de una manera relativamente más fácil debido a que tenemos las corrientes en ejes dq0 las cuales necesitamos realimentar para realizar el control FOC del lazo interno y del modelo mecánico obtenemos la velocidad la cual realimentaremos y de esta manera permitirá realizar el control del lazo externo, de la velocidad también es posible obtener el ángulo con el cual se puede realizar cambios de coordenadas así como también encontrar el sector para la implementación de la SVPWM.

2.2. Control vectorial FOC

El control de las máquinas de CA puede clasificarse en controles "escalares" y "vectoriales". Los controles escalares son simples de implementar y ofrecen una buena respuesta estable; sin embargo, la dinámica es lenta porque los transitorios no están controlados. Para obtener una alta precisión y una buena dinámica, se han inventado esquemas de control de vectores para usar con controles de retroalimentación de circuito cerrado. Por lo tanto, los esquemas de "control de vectores" de las máquinas de CA tienen una aplicación mucho mayor debido a su control tanto en estado estable como en la parte transitoria a diferencia del método de control escalar [2][8][17].

El control vectorial se implementa en los variadores de velocidad para ofrecer ahorros de energía significativos y respuestas rápidas y precisas en aplicaciones industriales. A principios de la década de 1970, se introdujeron los principios de control de par y flujo y se denominó "control orientado al campo" o "control vectorial" para máquinas de inducción de jaula de ardilla y más tarde para máquinas síncronas. La idea de control vectorial se basa en el control de los vectores espaciales de corriente del estator de una manera similar, pero más complicada, que una máquina de CC. El avance en las máquinas de CA de velocidad variable fue lento hasta la década de 1980, cuando la revolución del microprocesador permitió implementar algoritmos de control complejos, lo que convirtió a las máquinas de CA en la máquina dominante en el mercado. La investigación sobre el control vectorial de máquinas de CA está constantemente actualizándose y mejorándose. Los nuevos avances son de alta precisión e incluyen el uso de soluciones novedosas, como la operación sin sensores [18]–[20].

El control vectorial FOC permite realizar un desacoplamiento, para así poder realizar el control de forma independiente tanto de torque como de velocidad de los motores de CA, que es similar al control de los motores de CC de excitación independiente. En el motor de CC, la corriente de armadura que controla directamente el par y la corriente de campo en el rotor que producen el flujo de magnetización son accesibles de forma independiente y la armadura y el flujo del rotor se mantienen ortogonalmente entre sí a través del sistema de conmutación mecánica, como cepillos y conmutadores. Pero en el caso de los motores de CA, el ángulo espacial entre el campo del estator giratorio y el flujo del rotor cambia con la carga, lo que provoca una respuesta oscilatoria. El control FOC emula las condiciones de una máquina de CC en la estructura del motor de CA al monitorear la posición del campo del rotor y orientar el campo del estator, logrando así que el ángulo entre ambos campos pueda mantenerse a 90°. De esta forma, se puede alcanzar la condición de par máximo mientras se controla independientemente la velocidad del rotor. El control FOC requiere un sensor de posición para monitorear constantemente la posición del rotor, por lo tanto, la posición de flujo del rotor también. El campo del estator está orientado a través de las fases variables de las corrientes trifásicas [18] [21]–[24].

Despejando v_d y v_q de la Ecuación 2.1 se obtiene:

$$v_d = Ri_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_m \Psi_q \quad 2.10$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_m \Psi_d \quad 2.11$$

Despejando Ψ_d y Ψ_q de la Ecuación 2.2 se obtiene:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_m \quad 2.12$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad 2.13$$

Reemplazando la Ecuación 2.13 en la Ecuación 2.10 se tiene:

$$L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - R_s i_d + \omega_m L_q i_q \quad 2.14$$

Una vez hecho el reemplazo obtenemos la ecuación 2.14, a esta se la pasa al dominio de Laplace quedando:

$$i_d = \frac{v_d + \omega_m L_q i_q}{L_d s + R_s} \quad 2.15$$

Reemplazando la Ecuación 2.12 en la Ecuación 2.11 se tiene:

$$L_q \frac{di_q}{dt} = v_q - R_s i_q - w_m (L_d i_d + \Psi_m) \quad 2.16$$

Pasando a dominio de Laplace la Ecuación 2.16 y despejando i_q queda:

$$i_q = \frac{v_q - w_m L_d i_d - w_m \Psi_m}{L_q s + R_s} = \frac{v_q - w_m L_d i_d - w_m k_e}{L_q s + R_s} \quad 2.17$$

Reemplazando las Ecuaciones 2.12 y 2.13 en la Ecuación 2.3 queda lo siguiente:

$$T_e = \frac{3p}{2} (L_d i_q i_d + \psi_m i_q - L_q i_q i_d) \quad 2.18$$

Como el modelo que se toma es de una PMSM tipo BLAC de montaje superficial, entonces:

$$L_d = L_q \quad 2.19$$

Aplicando esta igualdad en la Ecuación 2.18 queda finalmente:

$$T_e = \frac{3p}{2} \psi_m i_q = k_t * i_q \quad 2.20$$

Desarrollando la Ecuación 2.4 y pasando al dominio de Laplace se obtiene:

$$w_m = \frac{T_e - T_L - B w_m}{J s} \quad 2.21$$

Resolviendo lo anterior y despejando queda:

$$w_m = \frac{T_e - T_m}{J s + B} \quad 2.22$$

A partir de estas Ecuaciones 2.15, 2.17 y 2.22 se obtiene el siguiente diagrama de bloques:

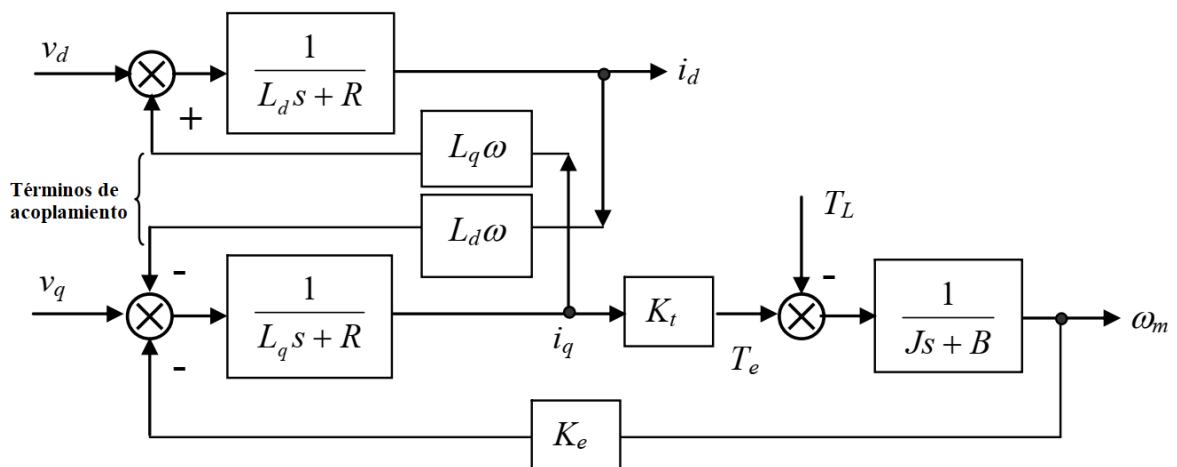


Figura 2.5. Diagrama de bloques del modelo del motor PMSM tipo BLAC en ejes dq0 [4].

Las Ecuaciones 2.15 y 2.17 tiene componentes tanto de i_d como de i_q por lo cual se necesita usar un método de desacoplamiento para poder realizar el control de forma independiente de cada una de las corrientes. Para esto se utiliza un desacoplamiento feedforward con una compensación de EMF que es el siguiente [4] [18] [21]–[24]:

$$v_{d_{ff}} = -w_m L_q i_q \quad 2.23$$

$$v_{q_{ff}} = w_m (L_d i_d + \Psi_m) \quad 2.24$$

Con esto podremos controlar de forma independiente la corriente i_d como la i_q colocando un PI en cada una de las corrientes para así lograr que cambios en una de las corriente no afecte de sobremanera a la otra logrando así un control independiente, ya que lo que se busca es que i_d se mantenga en 0 y que la i_q varíe según el torque requerido [25]. El diagrama de desacoplamiento y los controladores se muestra en la Figura 2.6 el cual fue implementado en MATLAB/SIMULINK.

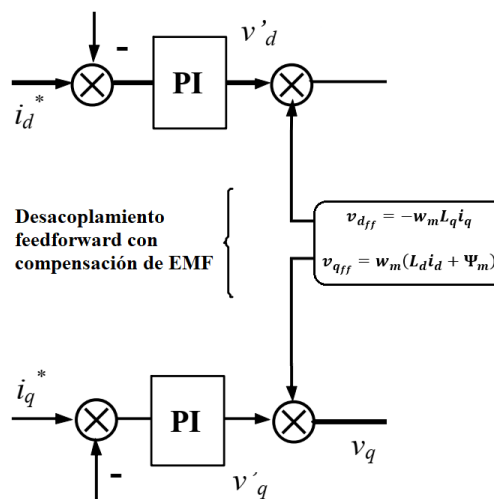


Figura 2.6. Desacoplamiento feedforward con compensación de EMF en un motor PMSM tipo BLAC [4].

Una vez realizado el desacoplamiento, se puede realizar la sintonización de los controladores. Lo que se busca con este trabajo de titulación es relacionar al estudiante con la realidad para lo cual se utilizó un controlador PI para las corrientes i_d e i_q que es lo comúnmente usado en la industria, además para el control de máquinas en las cuales se hacen un control interno de corriente y externo de velocidad el método de sintonización más utilizado es el de magnitud óptima. El principio del criterio de magnitud óptima, introducido por Sartorius y Oldenbourg, se basa en la idea de diseñar un controlador que haga que la magnitud de la respuesta de frecuencia de lazo cerrado sea lo más cercana posible a la unidad, en el rango de frecuencia más amplio posible [26]–[28].

Primero, para el diseño de los controladores se asume que se tiene una carga RL ya que cada ramal del motor se puede simplificar como una carga de este tipo, partiendo de esto se puede modelar como se muestra en la Ecuación 2.25.

$$L \frac{di}{dt} = v - Ri \quad 2.25$$

Pasando la ecuación anterior a Laplace se obtiene:

$$\frac{i}{v} = \frac{1}{Ls + R} \quad 2.26$$

La Ecuación 2.26 sería nuestra planta a la cual se le aumentaría el controlador y se cerraría el lazo quedando un sistema como se muestra en la Figura 2.7

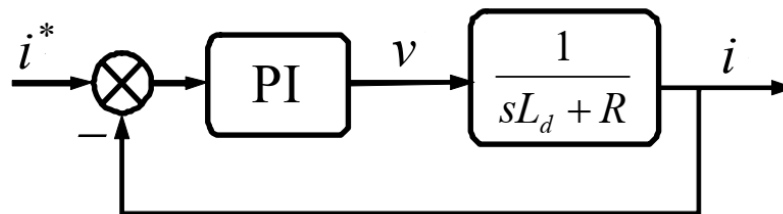


Figura 2.7. Sistema en lazo cerrado con controlador tipo PI [4].

Como se dijo anteriormente, el control a usar es un PI con lo que se logra que el sistema tenga una respuesta rápida a cambios de referencia, así como lograr que el error en estado estable sea cero. La estructura del controlador es la que se muestra en la Ecuación 2.27 [27] [28].

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad 2.27$$

Utilizando la ecuación de un sistema en lazo cerrado que viene dado por:

$$\frac{G}{1 - GH} \quad 2.28$$

Aplicando la Ecuación 2.28 al sistema quedaría:

$$\frac{i}{i^*} = \frac{\left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{Ls + R}\right)}{1 + \left(\frac{K_p s + K_i}{s}\right) * \left(\frac{1}{Ls + R}\right)} \quad 2.29$$

Resolviendo la Ecuación 2.29 se obtiene:

$$\frac{i}{i^*} = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (K_p + R)s + K_i} \quad 2.30$$

Al resolver el sistema obtenemos una ecuación de segundo orden como se muestra en la Ecuación 2.30, pero siempre se trata de trabajar con sistema de primer orden para reducir los sobrepicos y las oscilaciones en el sistema, es por ello que se busca que el sistema pueda ser expresado de la forma mostrada en la Ecuación 2.31 [27] [28].

$$\frac{i}{i^*} = \frac{w_{cc}}{s + w_{cc}} \quad 2.31$$

Donde w_{cc} es el ancho de banda en lazo cerrado del controlador de corriente. Para la sintonización de las constantes del controlador K_p y K_i se debe realizar una relación entre las Ecuaciones 2.30 y 2.31 con lo que se obtiene lo siguiente:

$$\frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (K_p + R)s + K_i} = \frac{w_{cc}}{s + w_{cc}} \quad 2.32$$

Desarrollando la ecuación queda:

$$K_p s^2 + (K_i + K_p w_{cc})s + K_i w_{cc} = Lw_{cc}s^2 + (K_p + R)w_{cc}s + K_i w_{cc} \quad 2.33$$

Igualando términos de la Ecuación 2.33 queda lo siguiente:

$$K_i = R w_{cc} \quad 2.34$$

$$K_p = L w_{cc} \quad 2.35$$

Donde:

$$w_{cc} = 2 * \pi * f_{cc} \quad 2.36$$

Con lo que el controlador queda en función de la frecuencia y de las constantes del motor, permitiendo así que el sistema funcione para diferentes tipos de motores ya que los parámetros son datos que da el fabricante de cada motor, es por eso por lo que se usa en los variadores de velocidad ya que así se puede trabajar con diferentes motores siempre y cuando el sistema de potencia lo permita.

Utilizando la Ecuación 2.31 para obtener un diagrama de bode a diferentes frecuencias de operación se obtiene las respuestas en magnitud y fase que se muestran en la Figura 2.8.

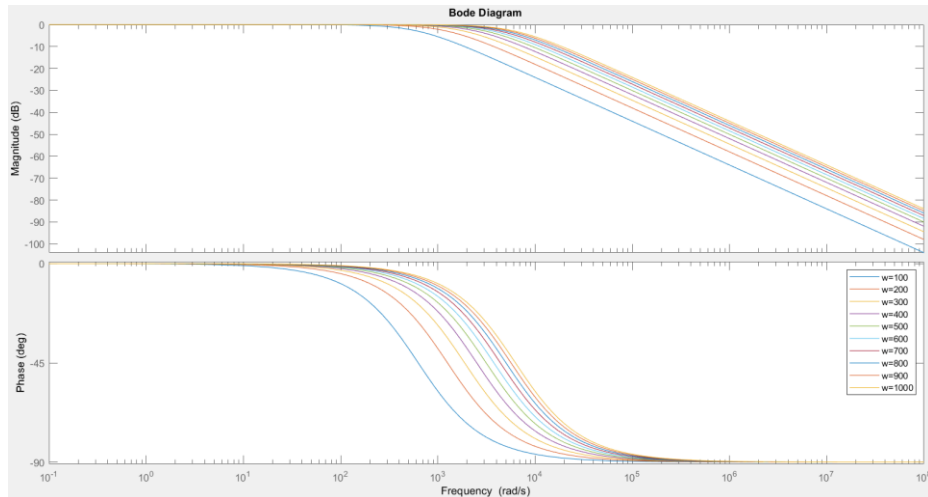


Figura 2.8. Diagrama de bode de la función de transferencia del controlador a diferentes frecuencias.

En la Figura 2.9 se muestra el bloque que contiene el controlador PI implementado en MATLAB/SIMULINK dentro del cual se encuentra tanto el controlador como también un saturador, lo cual permite obtener una señal que al ser enviada al actuador sea físicamente posible de lograr debido a que se busca asemejar el sistema de simulación que se presenta en este trabajo con la realidad, por lo cual es necesario obtener señales físicamente posibles y que se puedan lograr en la práctica.

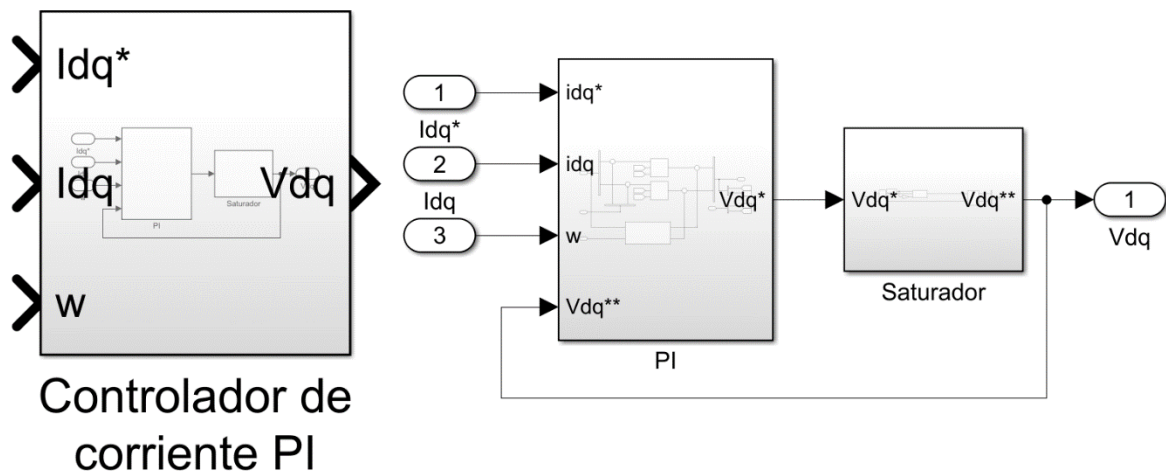


Figura 2.9. Bloque del controlador PI de corriente implementado en MATLAB/SIMULINK.

En la Figura 2.10 podemos observar que dentro del bloque PI podemos encontrar el controlador de cada una de las corrientes i_d e i_q necesarios para el control del motor PMSM tipo BLAC, así como el desacoplamiento feedforward con compensación de EMF del cual se había hablado anteriormente y su forma matemática esta expresado en las Ecuaciones

2.23 y 2.24 para de esta forma poder realizar un control de forma independiente en cada una de las corrientes.

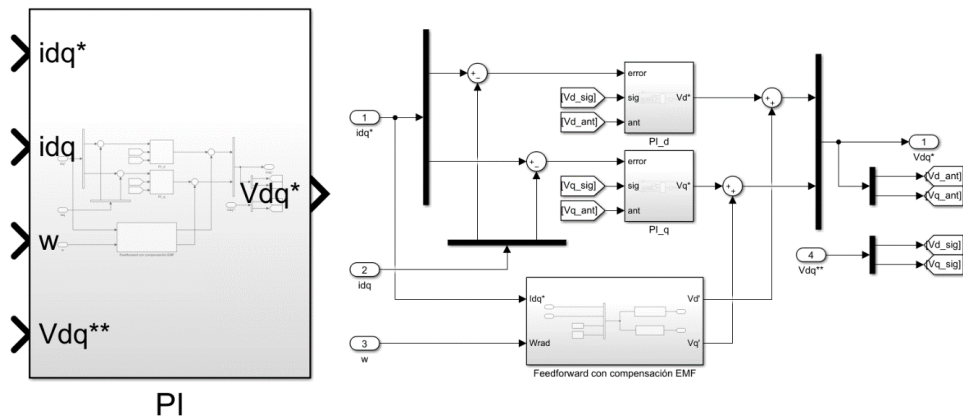


Figura 2.10 Controladores PI de corriente y desacoplamiento feedforward con compensación de EMF implementados en MATLAB/SIMULINK.

En la Figura 2.11 podemos observar la implementación en MATLAB/SIMULINK de los controladores PI para las dos corrientes i_d como i_q a los cuales se les aumentó el anti-wind up que es un mecanismo que permite evitar que la parte integral del controlador se sature, por lo cual a medida que llega a un valor mayor la salida que su valor actual se vuelve a cero la acción de control de la parte integral y de esta manera evitamos que aumente el valor sin un control.

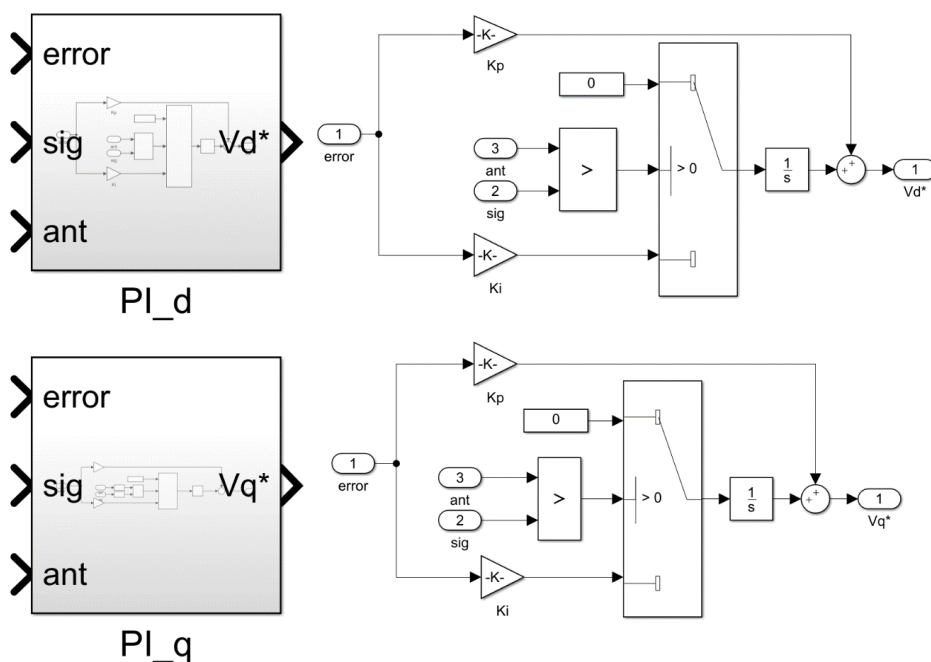


Figura 2.11. Controlador PI de i_q y controlador Pi de i_d y anti-wind up

En la Figura 2.9 se observa que existe un bloque de saturación, este bloque se muestra de forma más amplia en la Fig. 2.12 donde podemos observar que obtenemos el módulo del vector que está compuesto por las componentes de v_d y v_q y lo saturamos en relación del voltaje del bus que alimenta al sistema inversor dividido para la raíz cuadrada de 3 para limitar con el valor rms del voltaje y de esta forma podemos asegurar que el valor de la acción de control se encuentra en límites físicamente posibles una vez delimitado el valor del módulo volvemos a transformarlo a voltaje en coordenadas dq0, dicho valor se envía a la parte de modulación SVM que permitirá variar el ancho de pulso y frecuencia de la señal de control.

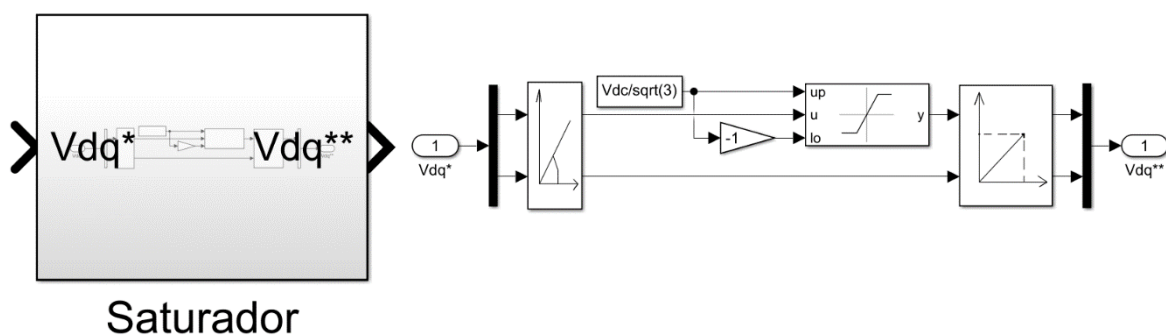


Figura 2.12 Saturador para el lazo de control de corriente.

2.3. Control de velocidad

El control de velocidad es muy usado en la industria debido a que muchos procesos necesitan tener un control sobre esta variable y en conjunto con el control interno de corriente que se habló anteriormente es una buena combinación para la mayoría de los procesos, en especial para la aplicación en vehículos que es uno de los campos en los que este tipo de motores cada vez va tomando más fuerza debido a que actualmente se quiere migrar a carros eléctricos. Pero en general es aplicable a procesos de bandas transportadoras, turbinas, mezcladoras, etc., procesos muy comunes en la industria en los cuales anteriormente se usaba motores de inducción o DC, debido a las características que presentan los motores PMSM tipo BLAC que son muy optimas en lo referente a mediana potencia [1] [29]–[31].

Para realizar el control de velocidad se realiza un lazo externo al lazo de corriente anteriormente realizado, de igual manera se implementará un PI debido a que es lo más usado en la industria y se evita la parte derivativa la cual puede causar problema con el ruido generado por la conmutación de los semiconductores de potencia que hacen parte del inversor, el cual envía la señal de voltaje al motor para que este se mueva. Inicialmente se toma el lazo como se muestra en la Figura 2.13 [1].

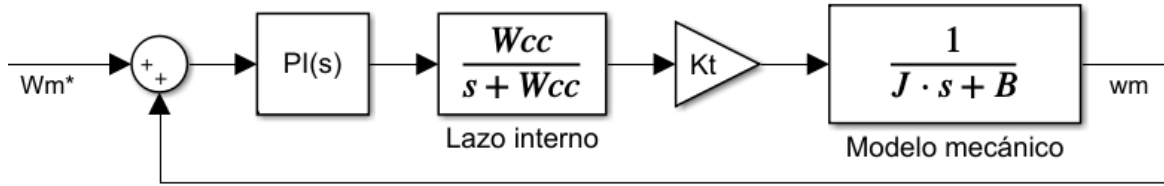


Figura 2.13. Lazo externo de velocidad [1].

Ahora se debe tomar en cuenta que la constante B que es el coeficiente de viscosidad en las PMSM tipo BLAC su valor es cero prácticamente en todos los casos y no se toma en cuenta para la sintonización de los controladores por lo cual el sistema queda como se muestra en la Figura 2.14.

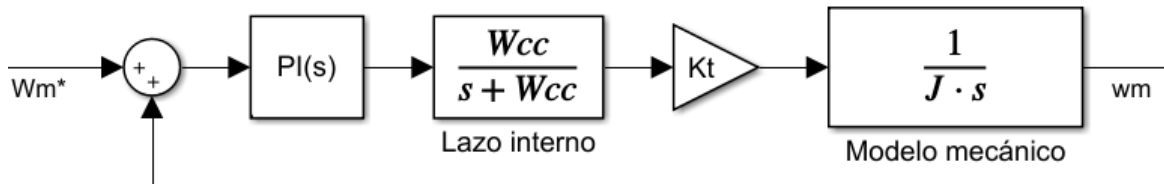


Figura 2.14. Lazo de velocidad simplificado [1].

A partir del sistema de la Figura 2.14 la función de transferencia en lazo abierto quedaría como se muestra a continuación:

$$G_s(s) = \left(K_{p_s} + \frac{K_{i_s}}{s} \right) \left(\frac{W_{cc}}{s + W_{cc}} \right) \frac{K_t}{J s} \quad 2.37$$

Para sistemas en cascada se debe tomar en cuenta que la variable interna tiene un ancho de banda mucho mayor al del lazo externo lo que conlleva a que la respuesta del lazo interno sea mucho más rápida que la respuesta del lazo externo es por ello por lo que la variable a controlar internamente es la que produce cambios más rápidos y la variable o variables externas son las que tienen cambios más lentos[27], [28]. Partiendo de esa premisa se puede concluir que el ancho de banda para la sintonización del controlador de velocidad va a ser mucho menor que el ancho de banda que se usó para sintonizar el controlador de corriente. La sintonización del controlador de velocidad parte de que la relación del ancho de bando del controlador de velocidad es el siguiente [1]:

$$w_{PI} = \frac{K_{i_s}}{K_{p_s}} \quad 2.38$$

A partir de la función de transferencia de la Ecuación 2.37 se puede obtener un diagrama de bode aproximado como el que se muestra en la Figura 2.15.

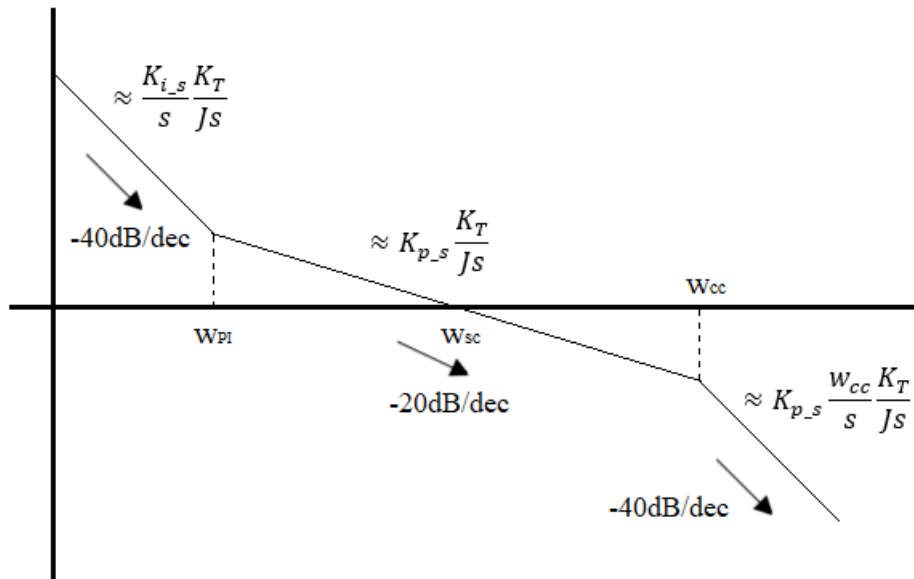


Figura 2.15. Diagrama de bode de la Ecuación 2.37 en lazo abierto [1].

Para realizar la sintonización de los controladores se usan comúnmente dos formas, la primera parte de encontrar la función de transferencia en lazo cerrado de la Ecuación 2.37 pero para simplificar un poco la función de transferencia se parte del hecho de que la función de transferencia de lazo cerrado interno tiene como ganancia 1 que es lo que se buscó anteriormente, con lo cual se obtendría al cerrar el lazo y retroalimentarlo [1] [28]:

$$G_{sc}(s) \cong \frac{\frac{K_{p,s}K_T}{J}s + \frac{K_{i,s}K_T}{J}}{s^2 + \frac{K_{p,s}K_T}{J}s + \frac{K_{i,s}K_T}{J}} \quad 2.39$$

Al desarrollar el sistema en lazo cerrado se obtiene una ecuación de segundo orden que es posible comparar con una ecuación típica de segundo orden con un cero que es del tipo como se muestra en la Ecuación 2.40.

$$G(s) = \frac{2\xi w_n(s + a)}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad 2.40$$

Haciendo una relación entre la Ecuación 2.39 y la Ecuación 2.40 se podría obtener la sintonización de las constantes del controlador usando parámetros como es el sobre pico, tiempo de establecimiento, etc., pero esto hace que las constantes dependan de factores que no se pueden fácilmente controlar y quedaría el control muy limitado a determinados valores, por lo cual en la industria se utilizan otros parámetros que permiten un control más flexible y que logra ajustarse a diferentes motores, para esto se toma en cuenta primero el diagrama de bode mostrado en la Figura 2.15 y se parte de la idea de que la frecuencia de

sintonización del controlador de velocidad es mucho menor que la del controlador de corriente por lo cual se tiene [1]:

$$W_{sc} = \frac{K_T K_{p_s}}{J} \quad \rightarrow \quad K_{p_s} = \frac{J W_{sc}}{K_T} \quad 2.41$$

Y como W_{PI} debe ser menor a W_{sc} se puede optar por la siguiente relación $W_{sc}=W_{PI}/4$ con lo que al reemplazar la Ecuación 2.41 y la relación de W_{sc} en la Ecuación 2.38 se obtendría [1]:

$$K_{i_s} = K_{p_s} \frac{W_{sc}}{4} \quad 2.42$$

Con esto volvemos a obtener una relación de las constantes de los controladores con relación a parámetros propios del motor, lo que permite variar entre motores PMSM tipo BLAC con diferentes características, lo único que se debe hacer es ingresar los parámetros que el fabricante entrega y se podrá ver la respuesta del motor que es lo que se busca con este trabajo de titulación.

En la Figura 2.16 se muestra el bloque del control PI de velocidad implementado en MATLAB/SIMULINK en el cual podemos encontrar las constantes antes determinadas y también se implementó un anti-wind up en la parte del integrado para evitar saturaciones que pueden afectar en el control para lo cual se hizo lo mismo que en el control de corriente, lo que permite reiniciar el valor de la parte integral [6].

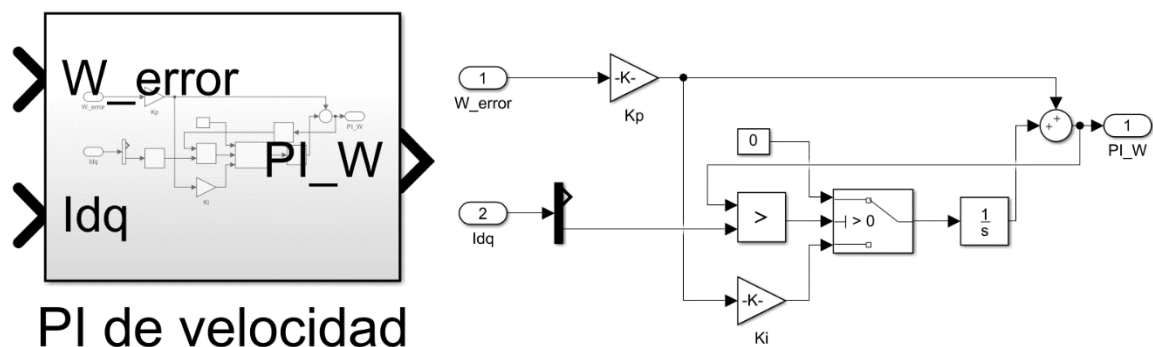


Figura 2.16. Bloque del controlador PI para el alzo de velocidad.

El controlador de velocidad se debe acoplar al controlador de corriente y para lo cual de igual forma se utiliza un saturador que permita enviar setpoints de referencia a la parte del control de corriente en relación con las características físicas del sistema como son: el voltaje del bus DC y corriente máximas que puede soportar el motor, esto se muestra en la Figura 2.17 donde se presenta la implementación en MATLAB/SIMULINK.

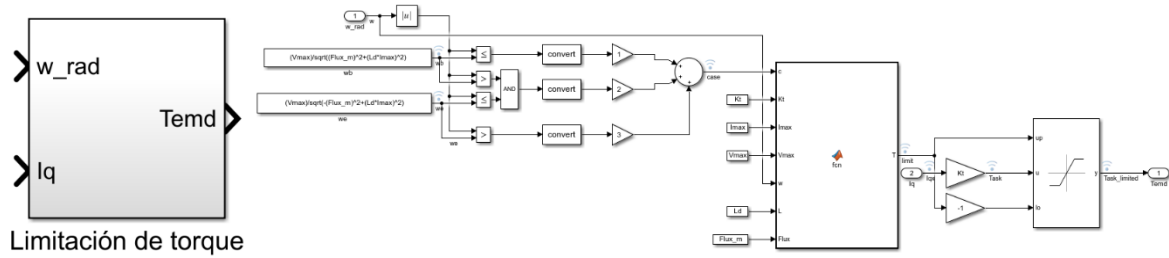


Figura 2.17. Saturador del controlador PI de velocidad.

Una vez realizada la saturación de la acción de control del controlador de velocidad se implementa en la simulación la parte de debilitamiento de campo que permite que el motor trabaje a velocidades mayores a la nominal, siempre y cuando el torque se mantenga por debajo del nominal, en la Figura 2.18 se muestra la implementación de la parte de debilitamiento de campo que es la que se acopla con el control de corriente que es el lazo interno y es quien provee de los setpoints para la corriente i_d e i_q .

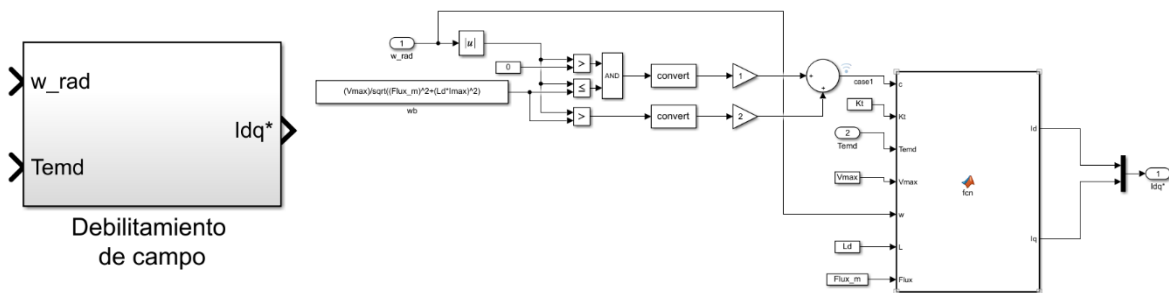


Figura 2.18. Implementación de debilitamiento de campo para una PMSM tipo BLAC

El debilitamiento de campo permite que la máquina trabaje a velocidades mucho mayores a las cuales fue diseñada, para que se pueda realizar el debilitamiento de campo hay que tomar en cuenta algunos aspectos con el fin de no causar daños en la máquina. El debilitamiento es aplicado muy comúnmente a máquinas PMSM tipo BLAC de montaje superficial, un ejemplo práctico es en las lavadoras que mayoritariamente se usan. Para la aplicación del debilitamiento de campo se busca trabajar en los límites de corriente y voltaje máximos que soporta la máquina. La limitación de corriente se la presenta en la ecuación 2.43 [3] [4] [9].

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \quad (2.43)$$

I_{max} : Corriente máxima del estator

Esta limitación de corriente viene presentada como una circunferencia en los ejes de coordenadas dq0. Para operación normal sin debilitamiento de campo se trabaja dentro del

círculo que representa la ecuación 2.43 que se puede ver en la Figura 2.19, además como se dijo anteriormente se busca que la corriente i_d sea igual a cero y que la corriente se concentre solo en el eje i_q que es lo que se ve representado en la Figura 2.19 [3] [4] [9].

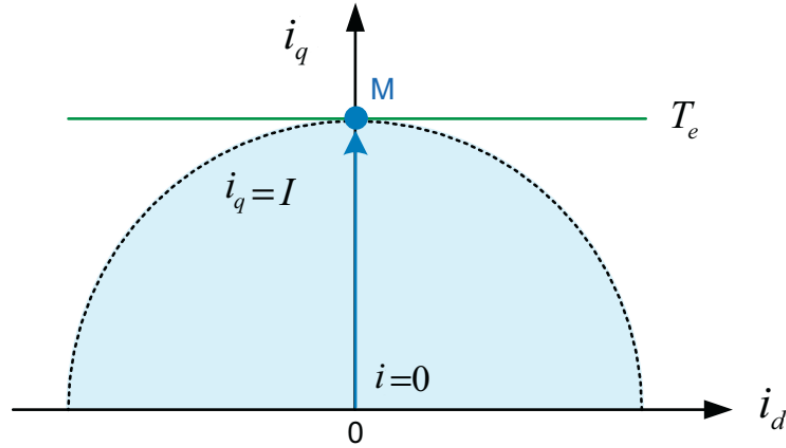


Figura 2.19. Límite de corriente de una PMSM tipo BLAC [4].

Ahora se debe buscar los límites dados por la parte del voltaje, este límite viene dado por la expresión que se muestra en la ecuación 2.44.

$$V_d^2 + V_q^2 \leq V_{max}^2 \quad (2.44)$$

Reemplazando los valores de V_d y V_q de las ecuaciones 2.23 y 2.24 respectivamente se obtiene lo siguiente:

$$(-w_m L_q i_q)^2 + (w_m (L_d i_d + \Psi_m))^2 \leq V_{max}^2 \quad (2.45)$$

De igual manera que la corriente a partir de la ecuación 2.45 se puede obtener una representación gráfica como se muestra en la Figura 2.20. Para poder realizar el debilitamiento se debe tomar en cuenta las dos gráficas de límite de corriente como de límite de voltaje para así poder determinar los límites máximos de velocidad que puede alcanzar la máquina por medio de este método, estos límites vienen dados por la ecuación 2.46 con lo cual la máquina podrá trabajar a velocidades mayores a las que fue diseñada, este método es muy usado en la práctica debido a que en muchos procesos no se trabaja con altos torque pero si es necesario trabajar a muy altas velocidades [3] [4] [9].

$$i_d = \frac{\left(\frac{V_{max}}{W}\right)^2 - \Psi_m^2 - (L * I_{max})^2}{2 * L * \Psi_m} \quad (2.46)$$

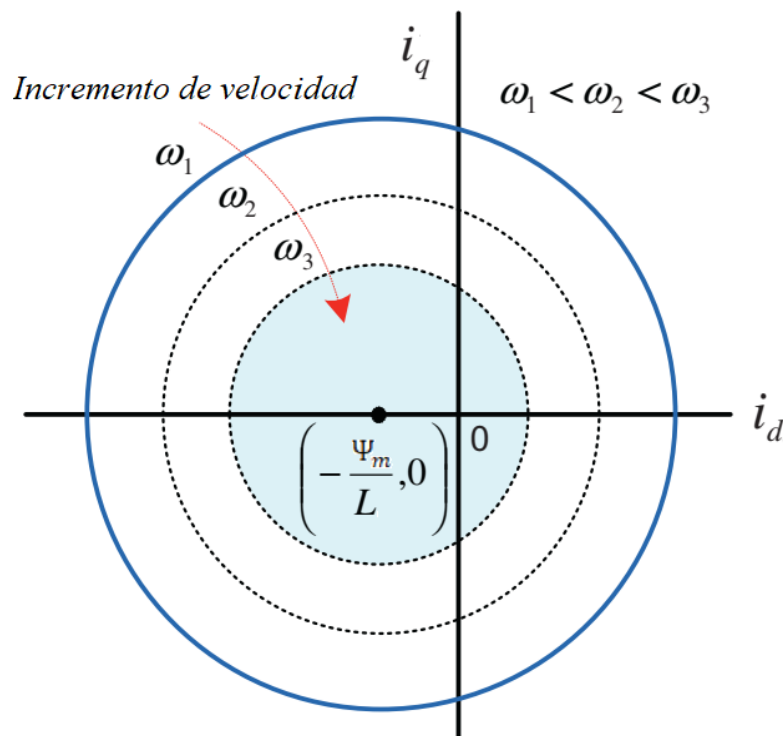


Figura 2.20. Límite de voltaje de un PMSM tipo BLAC [4].

2.4. Modulación SVPWM

Las técnicas de modulación de ancho de pulso PWM son parte principal de un sistema de control de una PMSM tipo BLAC ya que permite generar voltajes trifásicos a partir de un puente inversor de tres ramales, para así obtener un voltaje por fase y de esta manera poder realizar el control del motor, en este caso del torque y la velocidad del motor. Las técnicas de modulación PWM, la SPWM, la PWM basada en portadora, la PWM de eliminación armónica, etc., se utilizan para el control de motores AC a través de puentes inversores. La PWM de espacios vectoriales (SVPWM), es la técnica de modulación más importante, debido a su capacidad de minimizar la distorsión armónica, lo cual permite entregar un mayor voltaje, reducir la cantidad de armónicos a la salida del inversor y también reducir las pérdidas producidas por la conmutación, son estas razones las que hacen que esta técnica en comparación con otras técnicas de modulación PWM sea la más adecuada al momento de implementar un control en una máquina PMSM tipo BLAC [4] [8] [32] [33].

Con la modulación PWM, el inversor se considera como tres etapas de impulsión push-pull separadas, que son las conmutaciones que se realizan en cada ramal para permitir la apertura y cierre de los conmutadores, estas tres etapas permiten crear una forma de onda por cada fase de forma independiente. Con la técnica de modulación SVPWM, sin

embargo, se trata al inversor como una sola unidad y se puede conducir a ocho estados únicos como se muestra en la Tabla 2.1. Esta estrategia de control se implementa en sistemas digitales. El objetivo de la modulación SVPWM es generar voltajes de línea de carga PWM que son en promedio iguales a un voltaje de línea de carga dado, lo cual se realiza en cada período de muestreo seleccionando adecuadamente los estados de conmutación del inversor y el cálculo del período de tiempo apropiado para cada estado. Para realizar la selección de los estados y sus respectivos periodos de tiempo, se lo hace mediante la transformación del vector espacial [8] [32] [33].

En la implementación de la modulación SVPWM en el presente trabajo, la acción de control proveniente de los lazos en cascada de corriente y de voltaje, está representada por dos voltajes, que se encuentran en ejes de referencia dq0, este es un eje de referencia rotacional por lo cual se necesita transformar estos valores a dos vectores igualmente pero que estén en un eje de referencia fijo, es por ello que se utiliza la transformada de Planck inversa para pasar de voltajes en referencia dq0 a voltajes en referencia $\alpha\beta$. Para realizar este cambio de coordenadas se hace uso de la Ecuación 1.18. En la Figura 2.21, se muestra la implementación de esta transformación realizada en MATLAB/SIMULINK, una vez aplicada la Ecuación 1.18 se obtiene el voltaje V_α y V_β que son las componentes del vector de voltaje en los respectivos ejes, estos valores van a ir variando a medida que la acción de control varíe, esto permitirá que el motor gire a la velocidad a la cual se ha seteado el setpoint y de igual manera variará el torque del motor.

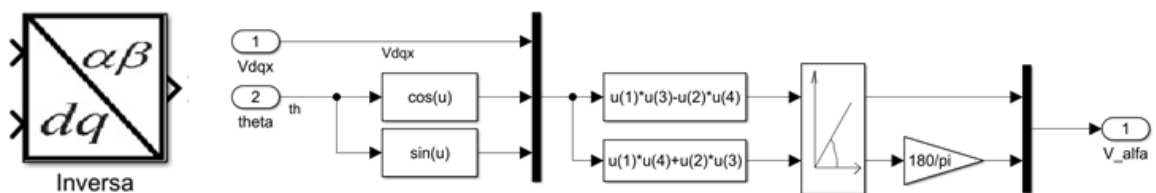


Figura 2.21. Implementación de transformada de Planck inversa.

El vector de voltaje tiene una magnitud y un ángulo como se puede observar en la Figura 2.22 los cuales se pueden obtener mediante la aplicación de las Ecuaciones 2.47 y 2.48, estos valores se calculan de las componentes del vector V_α y V_β que se obtuvieron por medio de la Ecuación 1.18 donde se aplica la transformada inversa de Planck. En el cálculo del ángulo es importante tomar en cuenta que se facilitan mucho los cálculos si el valor está comprendido entre $0^\circ < \alpha < 360^\circ$, éste ángulo es medido siempre en referencia al eje α y permite saber la ubicación del vector en el plano $\alpha\beta$ [4] [8] [33] [34].

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (2.47)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \quad (2.48)$$

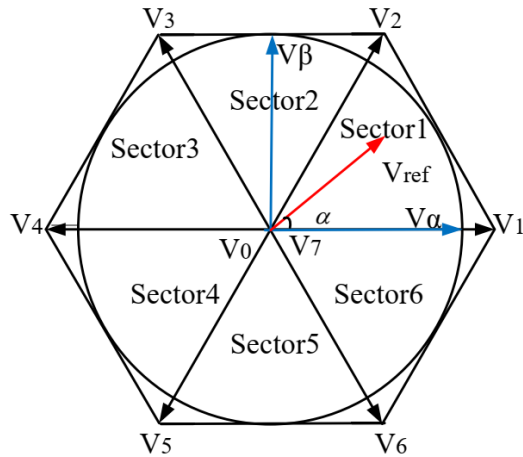


Figura 2.22. Desplazamiento del vector de voltaje en los sectores [34].

Luego de aplicar la Ecuación 2.48 el ángulo obtenido va a estar comprendido entre los valores de -180° y 180° lo cual se debe tomar en cuenta para poder determinar el sector en el que se encuentra. En la implementación luego de realizar el cálculo del ángulo para poder determinar el sector en el cual se encuentra le vector de voltaje se realizaron las comparaciones respectivas que se ven en la Figura 2.23 las cuales permiten conocer el sector que será requerido en cálculos posteriores en la implementación de la señal SVPWM que activará los transistores del puente inversor.

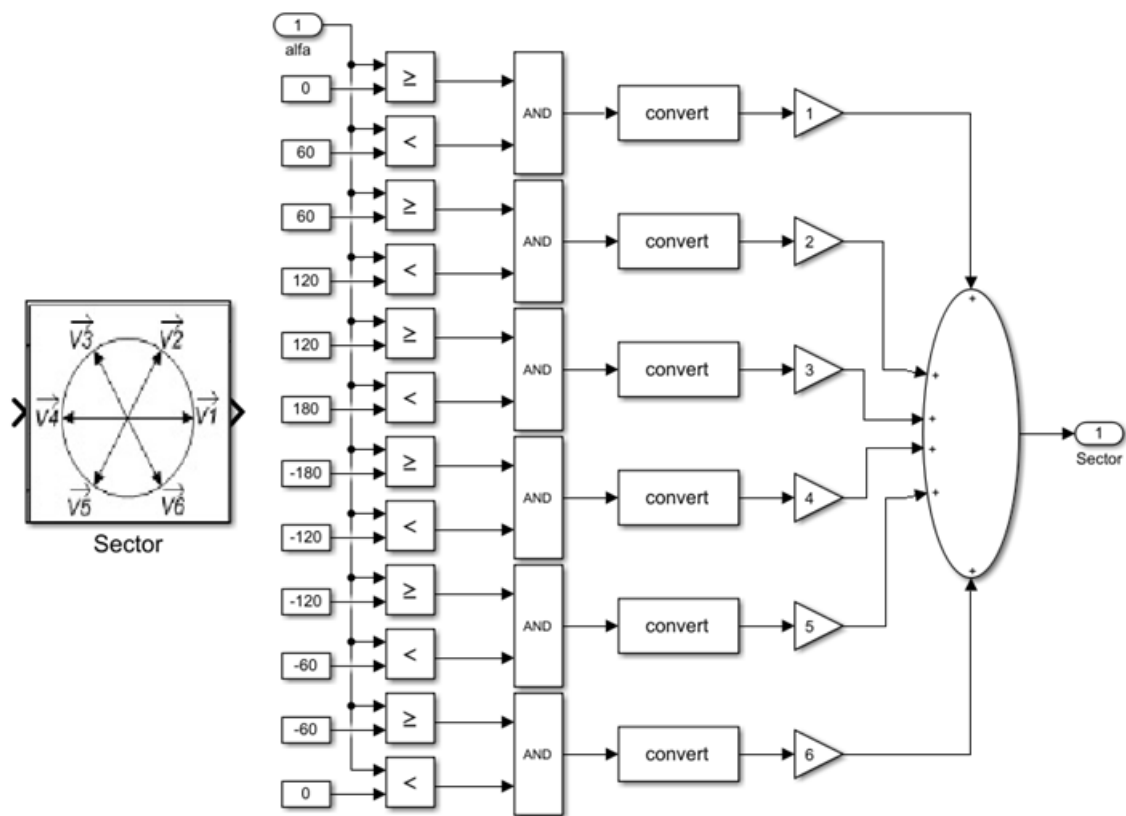


Figura 2.23. Selección del sector según el ángulo del vector de voltaje.

Como se muestra en la Figura 2.22 la implementación de la SVPWM conlleva dividir una circunferencia en 6 sectores, cada sector está dividido en un ángulo de 60° , en cada uno de éstos, los transistores del puente inversor van tomando diferentes configuraciones como se muestra en la Figura 2.24, esto es lo que permite que el voltaje del bus que es DC se convierta en AC y se pueda entregar al motor el voltaje adecuado para lograr su movimiento, las configuraciones como se puede observar en la Tabla 2.1 van desde la $V_0(000)$ hasta la $V_7(111)$, pero como se puede ver en esa tabla, en las configuraciones V_0 y V_7 no existe voltaje entregado al motor, por lo cual de las 8 combinaciones existentes se tiene 6 combinaciones en las cuales el voltaje que se entrega al motor es diferente de cero y 2 combinaciones en donde el voltaje entregado es cero. Las combinaciones en las cuales se puede entregar voltaje al motor dan nombre a cada sector que va desde el V_1 hasta el V_6 que son los que se observan en la Figura 2.22 y V_0 y V_7 son los que entregan un voltaje nulo se ubican en el centro de la circunferencia [4] [8] [33] [35].

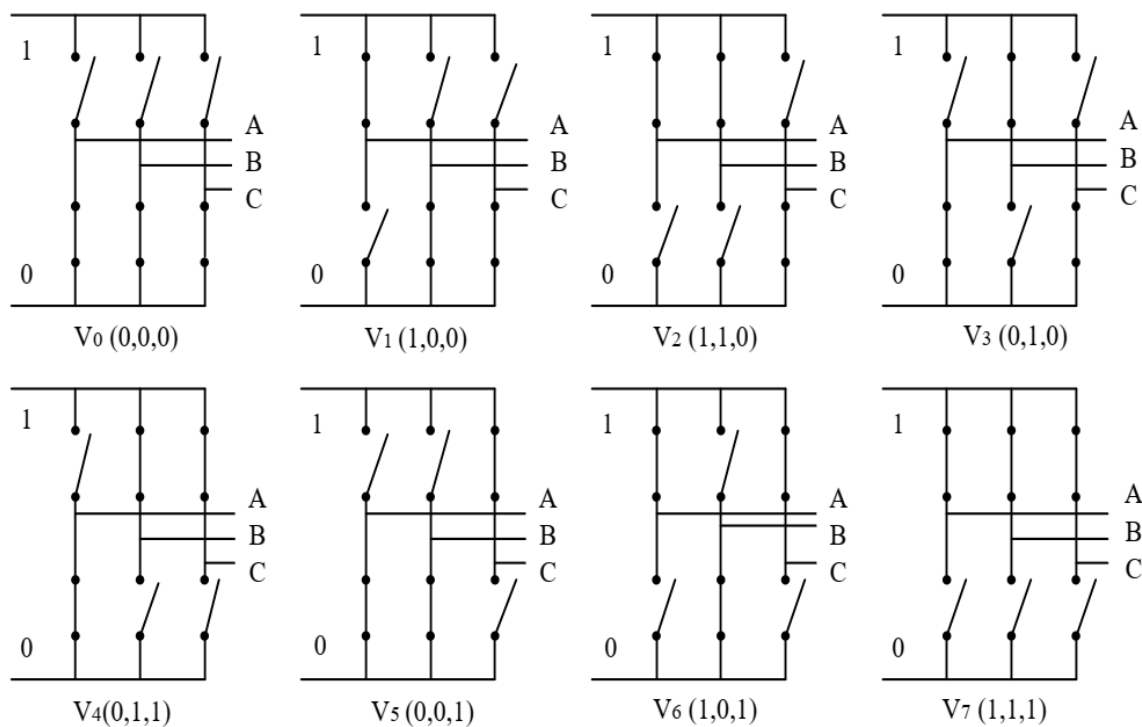


Figura 2.24. Activación de los transistores de potencia según el sector [33].

Tabla 2.1 Estado de los transistores y voltajes de salida del inversor [33].

Sector	Estado transistores			Voltaje línea-neutro			Voltaje línea-línea		
	S ₁	S ₃	S ₅	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
V ₀	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V ₁	1	0	0	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V ₂	1	1	0	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V ₃	0	1	0	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V ₄	0	1	1	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V ₅	0	0	1	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V ₆	1	0	1	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V ₇	1	1	1	0	0	0	0	0	0

En la Figura 2.25 se ha extraído el primer sector con el vector de voltaje, este vector se puede descomponer utilizando la combinación de dos componentes de conmutación adyacentes no nulas, en este caso V₁ y V₂, y una componente nula que puede ser V₀ o V₇, esto se representa en la Ecuación 2.45 [4] [8] [33] [36].

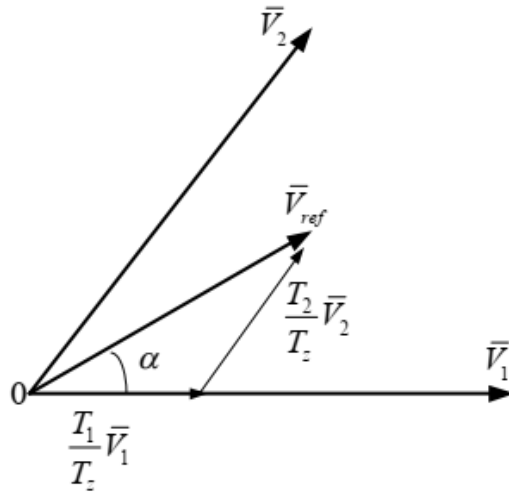


Figura 2.25. Análisis del vector de voltaje en el primer sector [34].

$$\int_0^{T_s} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (2.49)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (2.50)$$

Donde T_s es el tiempo de conmutación

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.51)$$

Y f_s es la frecuencia de conmutación. De la Ecuación (2.49) el voltaje V_0 no contribuye con voltaje, por lo cual la Ecuación 2.49 queda como se muestra a continuación [4] [8] [33] [37]:

$$T_s \bar{V}_{ref} = T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2 \quad (2.52)$$

Sustituyendo V_1 y V_2 con los voltaje línea-neutro de a Tabla 2.1 convertidos a su equivalente $\alpha\beta$, haciendo uso de la Ecuación 1.13, que da como se muestra a continuación [4] [8] [33] [37]:

$$T_s |\bar{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$T_1 = T_s \frac{3}{2} \frac{|V_{ref}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.54)$$

$$T_2 = T_s \frac{3}{2} \frac{|V_{ref}| \sin(\alpha)}{V_{dc} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (2.55)$$

El índice de modulación para la SVPWM relaciona el voltaje de referencia con el voltaje DC del bus, como se muestra a continuación.

$$M = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (2.56)$$

Para calcular los tiempos en los otros sectores, se utilizan las Ecuaciones (2.57), (2.58) y (2.59), ecuaciones que se obtiene de reemplazar la Ecuación (2.56) en las Ecuaciones (2.54) y (2.55), y se debe tomar en cuenta que el ángulo α debes estar entre 0° y 60° [4] [8] [33] [34].

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \alpha\right) \quad (2.57)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\alpha - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \quad (2.58)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (2.59)$$

Existen cuatro tipos de patrones de conmutación que son: secuencia simétrica, secuencia alineada a la derecha, secuencia alterna de vector cero y secuencia máxima de corriente no conmutada, cualquiera de estos patrones debe cumplir con dos requerimientos para disminuir la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia, el primero es que si uno de los interruptores del mismo ramal esta activo el otro debe desactivarse instantáneamente para reducir la frecuencia de conmutación y el segundo es, que para cambiar de un sector a otro se lo debe hacer con el menor número de conmutaciones posibles, lo que permite que las pérdidas por conmutación se reduzcan en gran medida. Los investigadores han demostrado y recomendado que el mejor método es la secuencia simétrica ya que reduce las pérdidas por conmutación. En la Tabla 2.2 se muestra las ecuaciones para trabajar en esta secuencia las cuales se implementaron en el trabajo actual y están contenidas en el bloque de MATLAB FUNCTION que se muestra en la Figura 2.26 [4] [8] [33] [37].

Tabla 2.2. Tiempo de conmutación de los transistores en cada intervalo [37].

Sector	Transistores superiores	Transistores inferiores
1	$T_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b = T_2 + T_0/2$ $T_c = T_0/2$	$T_a = T_0/2$ $T_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b = T_1 + T_0/2$
2	$T_a = T_1 + T_0/2$	$T_a = T_2 + T_0/2$

	$T_b=T_1+T_2+T_0/2$ $T_c=T_0/2$	$T_b=T_0/2$ $T_c=T_1+T_2+T_0/2$
3	$T_a=T_0/2$ $T_b=T_1+T_2+T_0/2$ $T_c=T_2+T_0/2$	$T_a=T_1+T_2+T_0/2$ $T_b=T_0/2$ $T_c=T_1+T_0/2$
4	$T_a=T_0/2$ $T_b=T_1+T_0/2$ $T_c=T_1+T_2+T_0/2$	$T_a=T_1+T_2+T_0/2$ $T_b=T_2+T_0/2$ $T_c=T_0/2$
5	$T_a=T_2+T_0/2$ $T_b=T_0/2$ $T_c=T_1+T_2+T_0/2$	$T_a=T_1+T_0/2$ $T_b=T_1+T_2+T_0/2$ $T_c=T_0/2$
6	$T_a=T_1+T_2+T_0/2$ $T_b=T_0/2$ $T_c=T_2+T_0/2$	$T_a=T_0/2$ $T_b=T_1+T_2+T_0/2$ $T_c=T_2+T_0/2$

En la Figura 2.26 se observa la implementación de las Ecuaciones 2.56, 2.57, 2.58 y 2.59, además del tiempo de conmutación en cada ciclo que se muestra en la Tabla 2.2, a partir de esto se obtendrá una señal de referencia que será comparada con una señal triangular generando los pulsos de activación o desactivación de los transistores, la señal de referencia va variar su frecuencia según la acción de control, lo que permite el voltaje y corriente entregado al motor con lo cual se logra variar su velocidad como su torque. En la Figura 2.27 se puede observar cómo se realizó la implementación de la comparación de las señales y en la Figura 2.28 se muestra las señales TA, TB y TC que son comparadas con una señal triangular que tiene una frecuencia mucho mayor con lo cual se puede generar la señal SVPWM que se enviará a los transistores para su activación. Las señales TA, TB y TC tienen esa forma debido a que esta modulación incorpora la eliminación del tercer armónico lo cual da la señal mostrada.

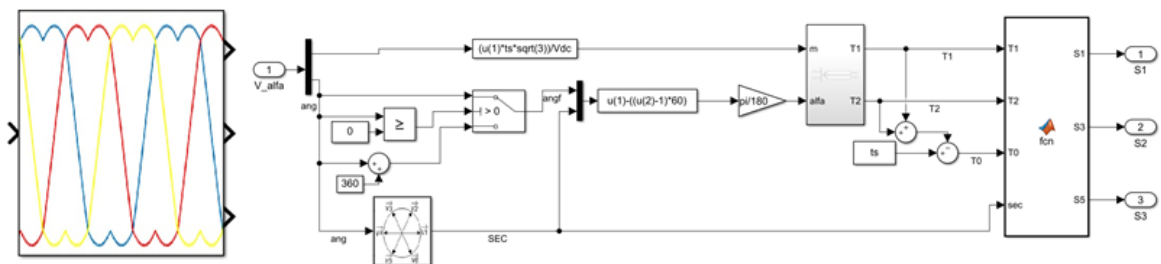


Figura 2.26. Implementación de secuencia simétrica en MATLAB/SIMULINK.

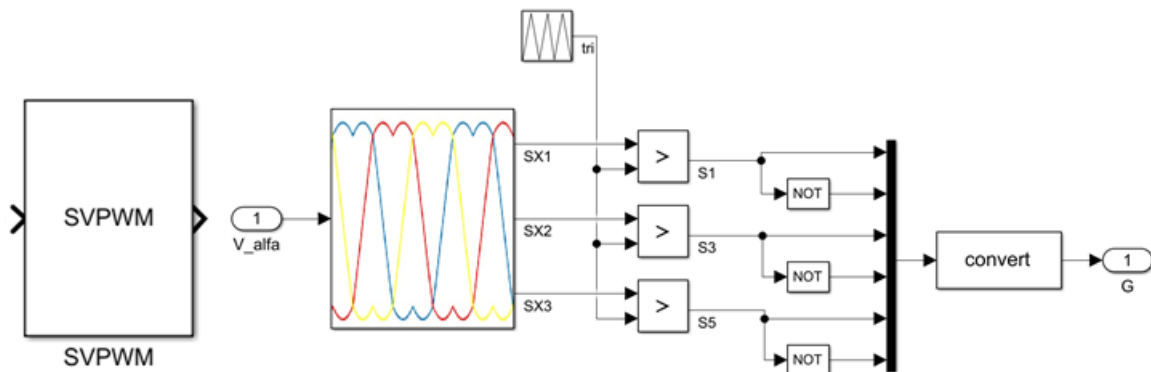


Figura 2.27. Comparación de la señal modulante con la portadora.



Figura 2.28. Señales TA, Tb y TC comparadas con una señal triangular.

Las señales S1, S3 y S5 que se muestra en la Figura 2.28 son las que se enviarán a los transistores, con lo cual se permite el paso del voltaje al motor. Para la parte del inversor de voltaje en la implementación en MATLAB7SIMULINK, de igual manera se modeló el voltaje entregado por el sistema de conmutación que puede estar constituido por TBJ's,

MOSFET's o IGBT's que son los sistemas de electrónica de potencia más usados actualmente. El modelado parte de la idea del esquema mostrado en la Figura 2.29 donde se muestran los 6 transistores que forma tres ramales, cada ramal generara una fase del voltaje entregado al motor, estos tres ramales están alimentados por voltaje DC y por medio de la conmutación de los transistores el voltaje se vuelve AC, hay que tomar en cuenta que por ramal siempre deben alternarse la conmutación de los sistemas electrónicos de potencia, caso contrario se producirá un cortocircuito en el sistema [33] [34].

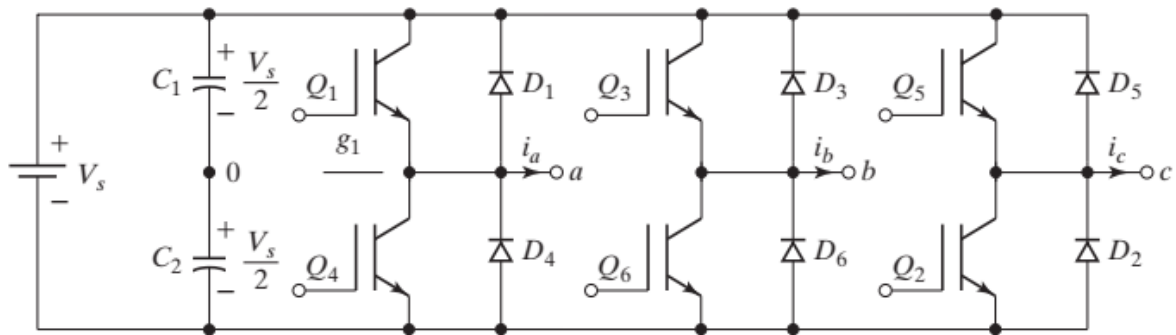


Figura 2.29. Esquema del puente inversor implementado en MATLAB/SIMULINK.

En cada ramal, los transistores no se pueden accionar al mismo tiempo por lo tanto solo uno se activa en un momento dado permitiendo así el paso del voltaje al motor y esto se repite en cada ramal, por lo cual el voltaje fase neutro que se obtiene a la salida del inversor el cual llega a los terminales del motor es [4] [34]:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad 2.60$$

Como se puede ver, en la Ecuación 2.60 se toma en cuenta solo los transistores superiores, esto es debido a que los transistores de la parte inferior son lo inverso por lo cual no es necesario poner los 6, con solo los tres superiores queda modelado todo el puente inversor. En el presente trabajo la implementación del puente inversor en MATLAB/SIMULINK se lo realizó como se muestra en la Figura 2.30.

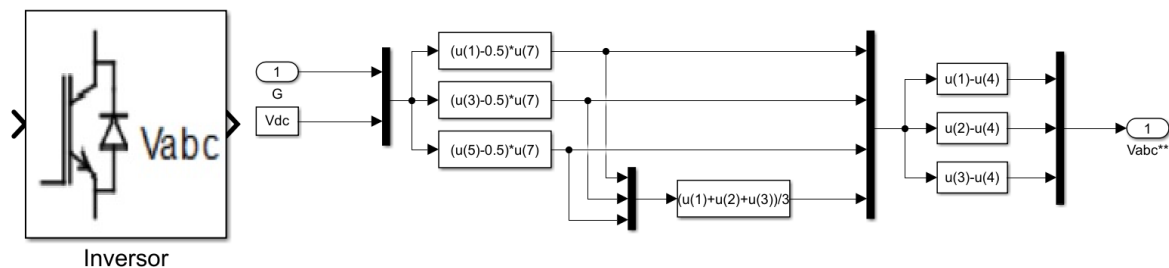


Figura 2.30. Modelo del inversor implementado en MATLAB/SIMULINK.

En la Figura 2.31 se puede observar el voltaje entregado al motor luego de pasar por el puente inversor el cual será el voltaje que se entrega a motor en cada una de sus fases, se debe tomar en cuenta que estos voltajes se encuentran con un desfase de 120° .

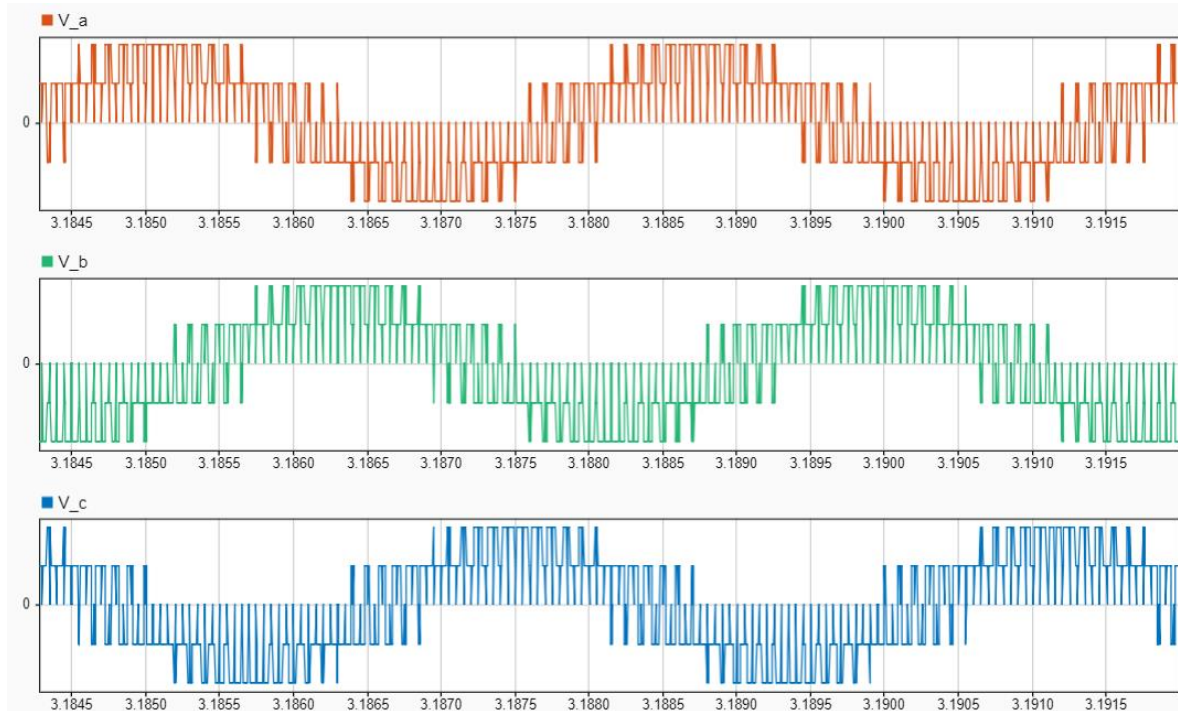


Figura 2.31. Voltajes de línea neutro que genera el puente inversor.

2.5. Interfaz gráfica

Una interfaz gráfica permite al usuario poder interactuar con todo tipo de programas de una forma más sencilla y hace que muchas personas puedan usarla ya sea por intuición o ayudadas por un manual, para el presente trabajo se desarrolló una interfaz en la cual el usuario puede seleccionar perfiles de velocidad y torque, cambiar valores preestablecidos de la máquina con lo cual se pueden modelar diferentes maquinas PMSM tipo BLAC, todo esto con el fin de comprobar su respuesta y comportamiento de la máquina y del sistema de control.

Existen muchas formas de realizar interfaces en MATLAB pero desde la versión 2016 se cuenta con una nueva opción la cual es APP DESIGNER que es una herramienta de MATLAB que permite el desarrollo de interfaces gráficas para todo tipo de trabajos con el fin de dar mayores facilidades al momento de crear objetos en la interfaz, así como dar una mejor experiencia para el usuario, por lo cual es la herramienta que se seleccionó en este caso para la implementación de la interfaz del trabajo de titulación actual.

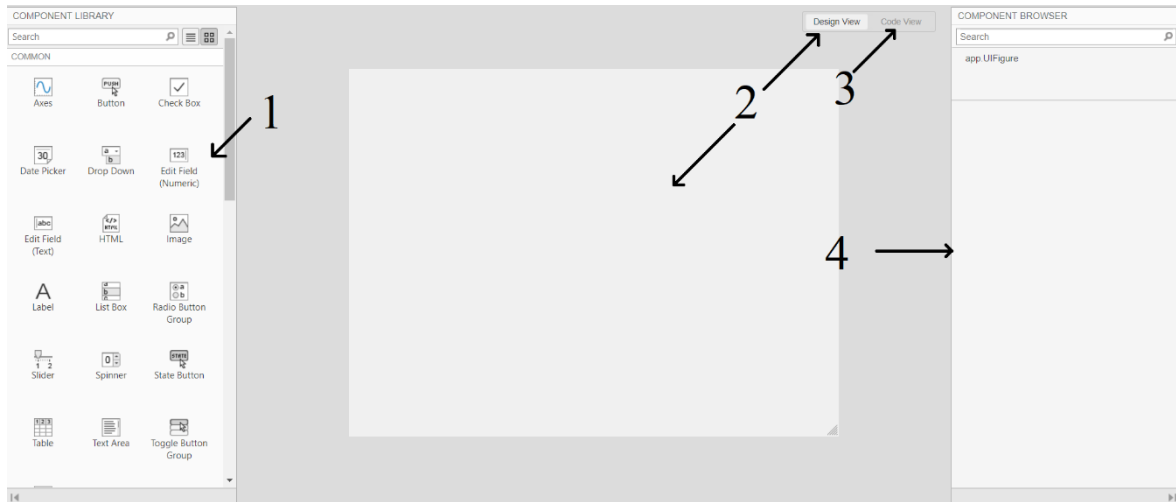


Figura 2.32. Interfaz de APP DESIGNER herramienta de MATLAB.

```

1  classdef app1 < matlab.apps.AppBase
2
3      % Properties that correspond to app components
4      properties (Access = public)
5          UIFigure matlab.ui.Figure
6      end
7
8      % Component initialization
9      methods (Access = private)
10
11         % Create UIFigure and components
12         function createComponents(app)
13
14             % Create UIFigure and hide until all components are created
15             app.UIFigure = uifigure('Visible', 'off');
16             app.UIFigure.Position = [100 100 640 480];
17             app.UIFigure.Name = 'UI Figure';
18
19             % Show the figure after all components are created
20             app.UIFigure.Visible = 'on';
21         end
22     end
23
24     % App creation and deletion
25     methods (Access = public)
26
27         % Construct app
28         function app = app1
29
30             % Create UIFigure and components
31             createComponents(app)
32
33     end

```

Figura 2.33. Espacio de programación de la interfaz.

Una vez se abre la herramienta APP DESIGNER, se despliega una pantalla como la mostrada en la Figura 2.32, el espacio de trabajo se divide en 4 partes como observa en la Figura 2.32, en la primera se encuentran los objetos con los se puede construir la interfaz que son: bloques de texto en los cuales puede ingresar datos el usuario, bloques para mostrar texto, se cuenta también con botones, sliders, elementos para listar, checkbox, indicadores para el área de instrumentación, etc., luego de esto se encuentran las

secciones 2 y 3, en la sección 2 se encuentra el espacio de trabajo al cual podemos arrastrar cualquiera de los elementos que encontramos en la parte de la izquierda para ir dando forma a la interfaz que se desea según las necesidades del usuario, la sección 3 esta de la mano con la sección 2 ya que es donde irá el código de programación de la pantalla que permitirá dar la función a cada elemento que se vaya a usar en la interfaz como se muestra en la Figura 2.33 y por último en la parte de la derecha de la Figura 2.32 encontramos el buscador de componentes, que es donde encontraremos cada uno de los componentes que se han llevado al espacio de trabajo y sabremos cuál es su nombre y también podremos editar las características de cada uno.



Figura 2.34. Pantalla principal para el control de una PMSM tipo BLAC

Para el trabajo actual se realizó una serie de pantallas 5 en total en la Figura 2.34 se puede observar la pantalla principal con la que el usuario interactuará, en esta se colocaran los parámetros del motor, seleccionar el perfil con el cual se van a realizar las pruebas, un checkbox con el cual se puede activar o desactivar el uso de debilitamiento de campo, indicadores que permitirán saber al usuario si se ha comenzado con la simulación o está ya llegado a su fin y un botón que permitirá dar inicio a la simulación. Para la selección del perfil se cuenta con un desplegable que permite seleccionar entre tres tipos de perfil, al seleccionar cualquiera de las dos primeras opciones de perfiles se abre una pantalla como se muestra en la Figura 2.35, en la cual el usuario podrá observar la forma del perfil ce

carga y velocidad con lo cual podrá escoger el más adecuado según sus necesidades, la opción 3 del perfil permite al usuario crear su propio perfil de acuerdo con sus requerimientos como se muestra en la Figura 2.36, esta ventana permite probar el perfil que se ha creado dando clic en el botón de “probar” con lo cual se mostrará en la parte derecha la gráfica del perfil, si se da clic en el botón “aceptar” los datos de los perfiles se guardarán para la simulación.

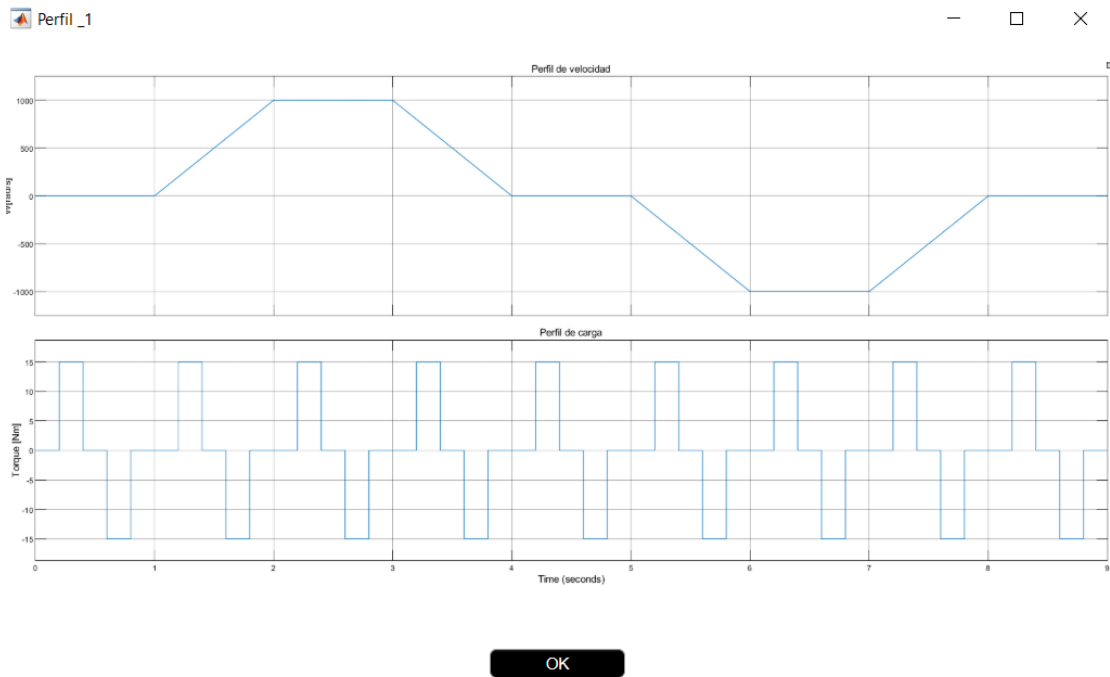


Figura 2.35. Pantalla de uno de los perfiles para pruebas del motor

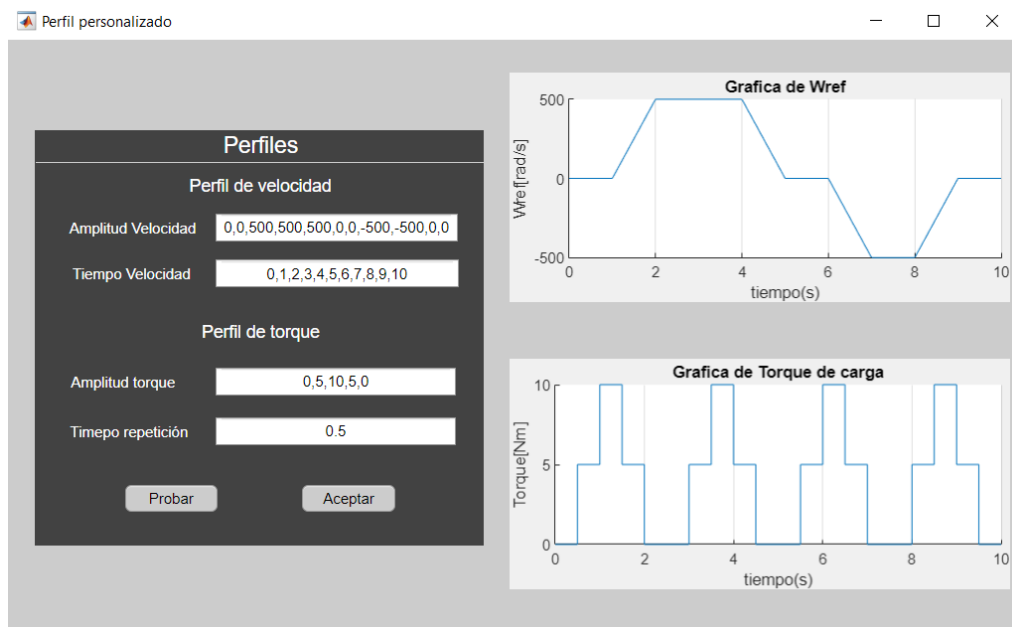


Figura 2.36. Ventana para crear perfil

El botón de simular inicialmente se encuentra desactivado como se muestra en la Figura 2.34, debido a que el usuario debe seleccionar un perfil, una vez seleccionado cualquiera de los perfiles, el botón se activará y se podrá dar clic sobre este, una vez hecho esto se encenderá un indicador verde que muestra que la simulación se está ejecutando como se muestra en la Figura 2.37, una vez terminada la simulación este indicador cambia a rojo y otro indicador que da a conocer que la simulación ha terminado se encenderá en verde como se indica en la Figura 2.38.



Figura 2.37. Indicador de proceso en estado de simulación



Figura 2.38 Indicador de termino de simulación

Finalmente se desplegará otra ventana como se puede observar en la Figura 2.39 en la cual se podrá observar las gráficas de las variables más importantes en el estudio de este control, entre ellas se podrá observar las corrientes en diferentes ejes de coordenada, los flujos, los voltajes, velocidades, etc.

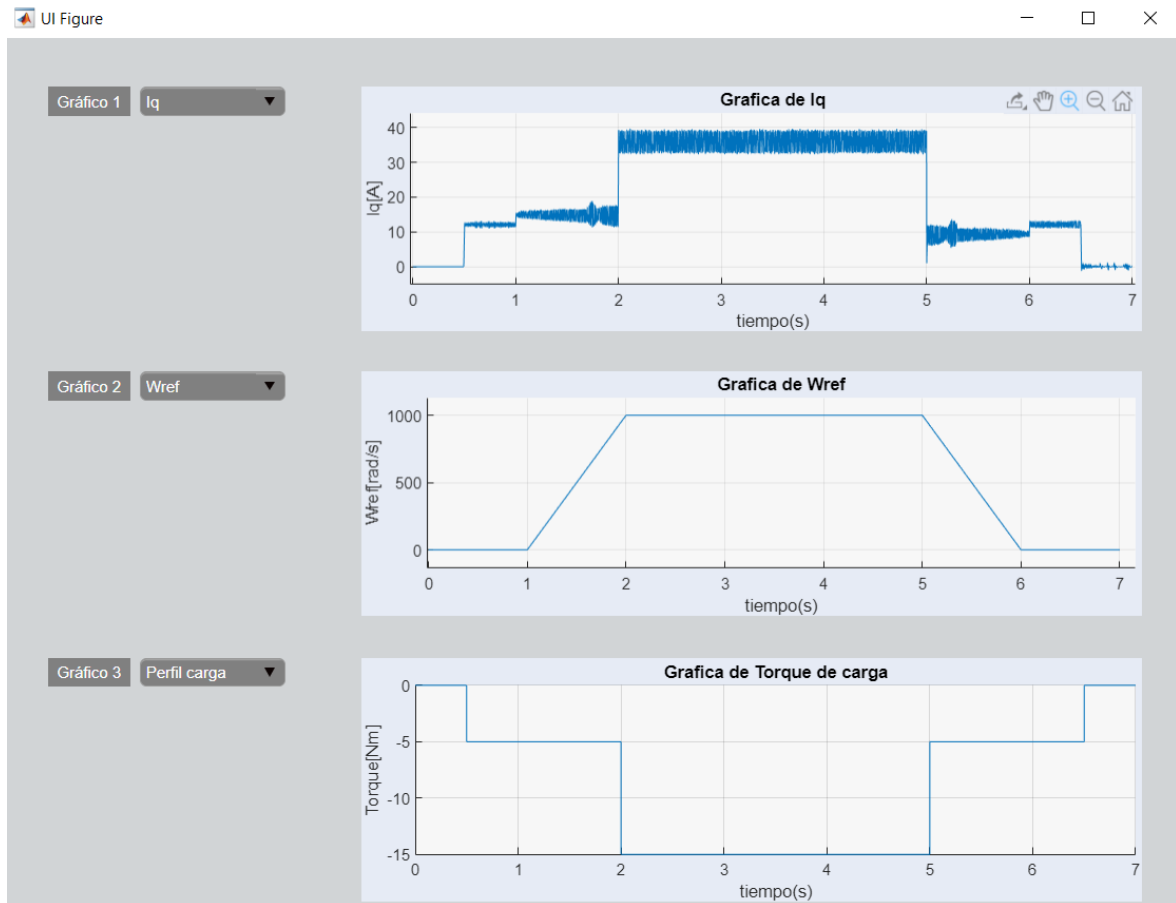


Figura 2.39. Pantalla del gráfico de variables del motor PMSM tipo BLAC.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En el capítulo presente se realizarán las pruebas al sistema implementado en MATLAB/SIMULINK, se inicia verificando el funcionamiento del lazo interno que es el lazo de control vectorial FOC, se probará cual es la respuesta ante variaciones de referencia de corriente en el eje q, para lo cual se lo realizará asemejando pruebas a rotor bloqueado, para ello se elevó en gran medida el valor de la inercia del motor, con esto se asemeja a que el motor esta truncado y no puede moverse.

Como segundo punto será la prueba del control de velocidad en conjunto con el control de corriente para lo cual se volverán los valores de inercia del motor a su valor de fábrica y luego de ello se observará la respuesta del sistema a perfiles de velocidad variable sin y con carga constante. Luego se realizan pruebas utilizando perfiles de velocidad y carga variable al mismo tiempo.

Finalmente se realizarán pruebas del sistema aplicando el debilitamiento de campo con torque de carga constante.

3.1 Pruebas del lazo interno de control

Una vez que se tiene el modelado del motor se procede a probar el lazo de control de corriente, para lo cual se usa el modelo del controlador mostrado en la Ecuación 2.27, el valor de las constantes se determinó en la Ecuación 2.34 y 2.35, los valores de R y L de las constantes del controlador están basados en los parámetros del motor que se encuentran en el Anexo I, el valor de la frecuencia f_{cc} que es la frecuencia que se debe sintonizar del controlador, la cual se mostró en el diagrama de bode de Figura 2.8 y los valores que puede tomar van desde los cientos hasta los miles de Hz, se realizó pruebas utilizando frecuencias de 200, 500, 800 y 1000 Hz y se obtuvo los resultados para I_d e I_q como se muestra en las Figuras 3.1 y 3.2 respectivamente. Para realizar estas pruebas es necesario hacerlas a rotor bloqueado, esto se logra aumentando la inercia del motor, con lo cual se simula que el motor esta truncado, adicionalmente se idealizó la parte de la electrónica de potencia, realizando una transformación del eje de coordenadas rotacionales dq0 a un eje de coordenadas estacionarias ABC, esto permite pasar directamente la acción de control que entrega un voltaje que se encuentra en coordenadas dq0 y se realiza la conversión a voltaje en coordenadas ABC, ya que primero se busca comprobar que el sistema llegue a los puntos de referencia establecidos evitando observar el rizado provocado por la conmutación ya que se logra tener una señal más limpia como se observa en las Figuras 3.1 y 3.2, una vez comprobado esto se procede a quitar la parte ideal de la electrónica de potencia y se añade la parte de la modulación SVPWM y de esta

manera observar una señal de salida más parecida a lo que se encontrará en pruebas reales como se observa en las Figuras 3.3 y 3.4.

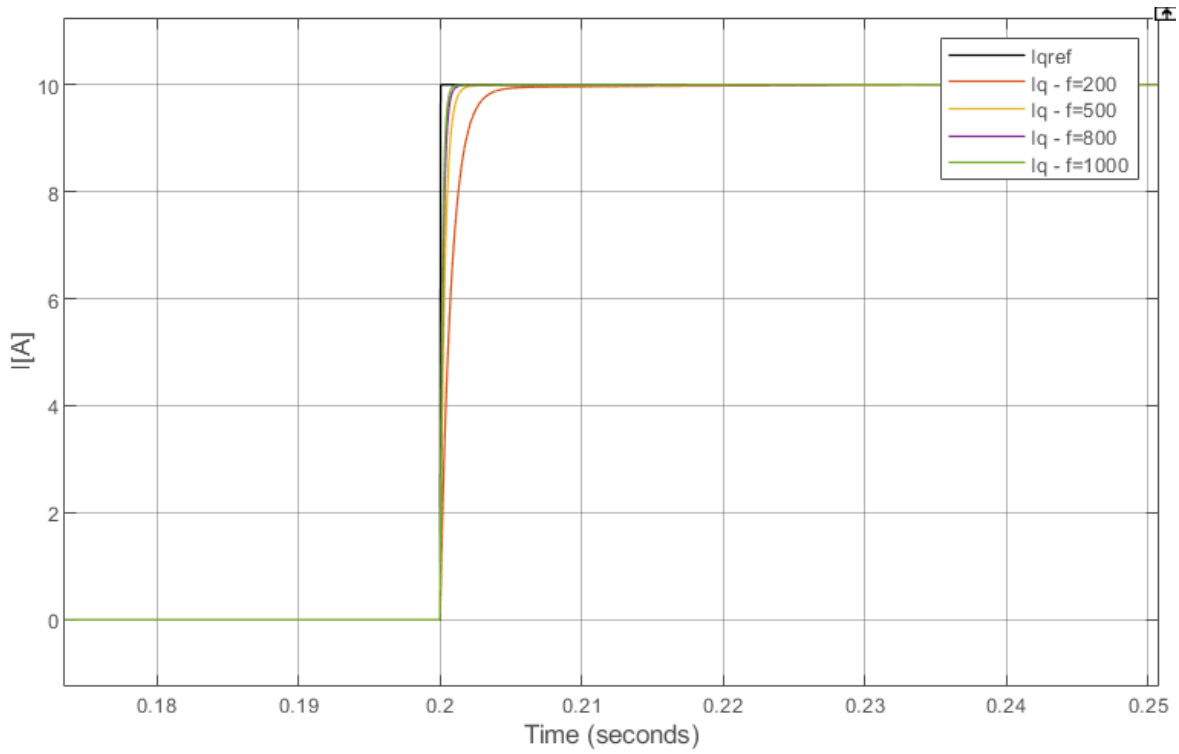


Figura 3.1. Respuesta de I_q a un cambio de setpoint de corriente.

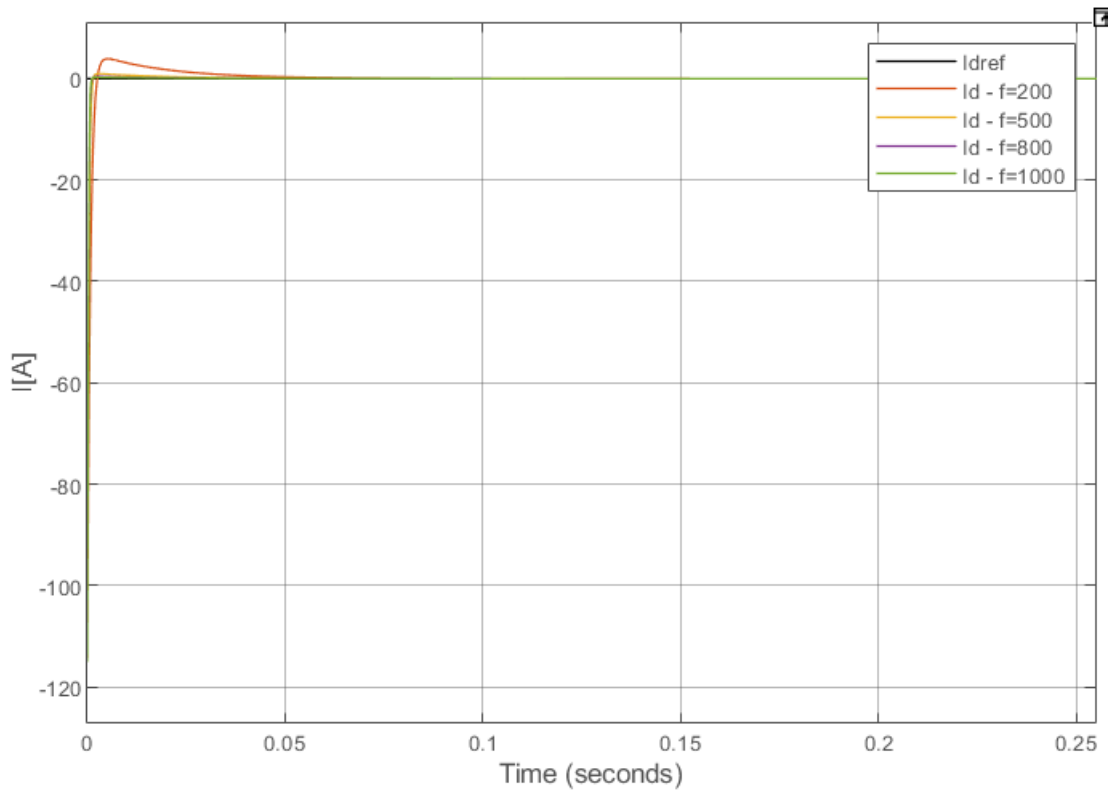


Figura 3.2. respuesta de I_d a cambio de setpoint de corriente

Como se observa en la Figura 3.1 al variar el parámetro de la frecuencia del controlador de corriente se obtiene una respuesta más rápida o lenta según se aumente o disminuya su valor, se tomó dos índices de desempeño para comparar la respuesta del sistema de control en relación al cambio de frecuencia f_{cc} , los índices que se tomaron en cuenta son: el ISE que es la integral del error al cuadrado, con lo cual entre más bajo sea el valor de ISE mejor es la respuesta del controlador, este índice permite evaluar el desempeño de un esquema de control tanto de la parte transitoria y permanente[38], y el otro índice utilizado fue el de tiempo de establecimiento el cual es una medida de la velocidad de respuesta del sistema y es el tiempo mínimo donde la respuesta alcanza y se mantiene dentro de un rango de error preestablecido[38]. Los resultados obtenidos con cada índice se indican en las Tablas 3.1 y 3.2.

Tabla 3.1. Índices de desempeño ante cambio de referencia de I_d .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
200	5.015	0.07 s
500	2.669	0.04 s
800	2.509	0.025 s
1000	2.484	0.02 s

Tabla 3.2. Índices de desempeño ante cambio de referencia de I_q .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
200	0.04	50 ms
500	0.016	30 ms
800	0.01	27 ms
1000	0.008	20 ms

Una vez realizadas las pruebas de funcionamiento del controlador con la parte ideal de la electrónica de potencia y en relación con los índices obtenidos se puede observar que los valores de frecuencia del controlador de corriente de 800 y 1000 Hz permiten que el sistema obtenga mejores resultados en relación con los setpoints establecidos. Una vez realizado esto se procede a eliminar la parte ideal de la electrónica de potencia y pasar a la forma

real de las conmutaciones por medio de la modulación SVPWM y observar sus resultados, los datos obtenidos se presentan en la Tabla 3.3 y Tabla 3.4, estas pruebas se realizaron únicamente con valores de frecuencia f_{cc} para el controlador de corriente de 500, 800 y 1000 Hz en relación con los datos obtenidos por los índices en las pruebas anteriores.

Tabla 3.3. Índices de desempeño ante cambio de referencia de I_d .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
500	2.68	35 ms
800	2.52	25 ms
1000	2.5	20 ms

Tabla 3.4. Índices de desempeño ante cambio de referencia de I_q .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
500	0.018	15 ms
800	0.012	11 ms
1000	0.009	8 ms

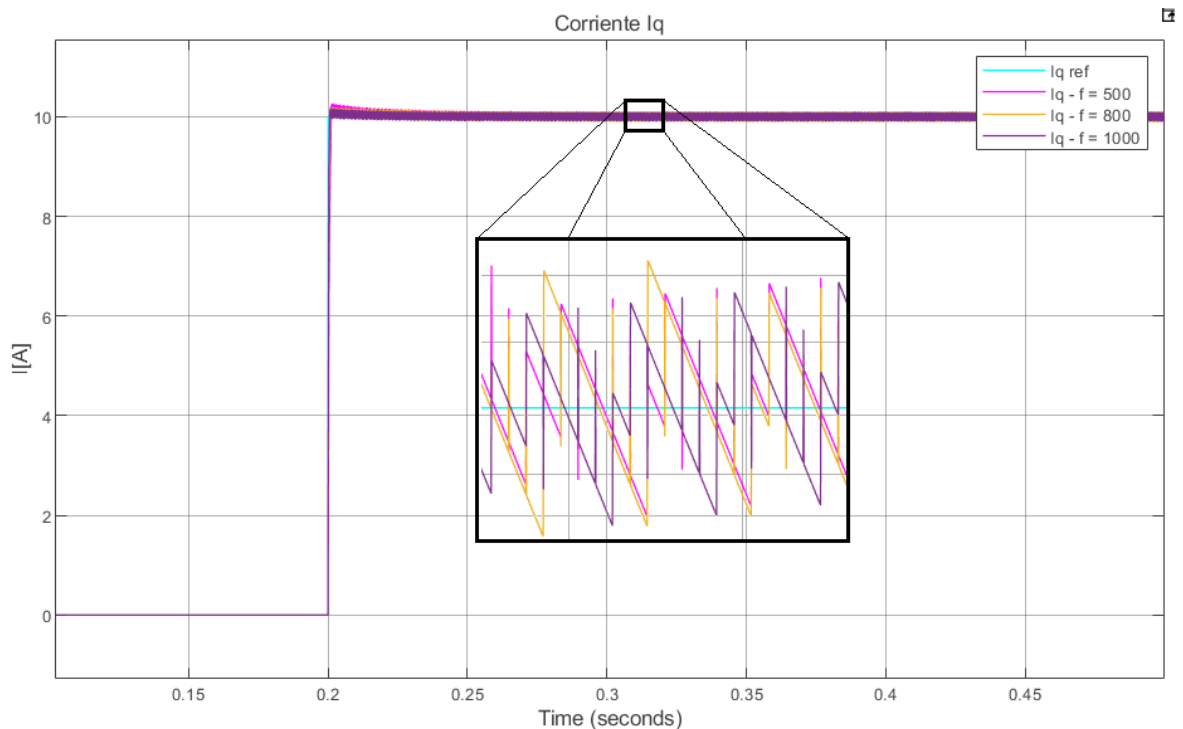


Figura 3.3. Rizado en la señal de corriente I_q

Como se puede observar en los datos de las Tablas 3.3 y 3.4 se encuentra una pequeña variación a los datos obtenidos anteriormente, pero se mantiene que a mayor frecuencia mejor es la respuesta del controlador según los resultados obtenidos por los índices, al incluir la parte de potencia y de la modulación SVPWM se presenta en la señal de corriente un rizado provocado por la conmutación de la parte de potencia como se muestra en las Figuras 3.3 y 3.4.

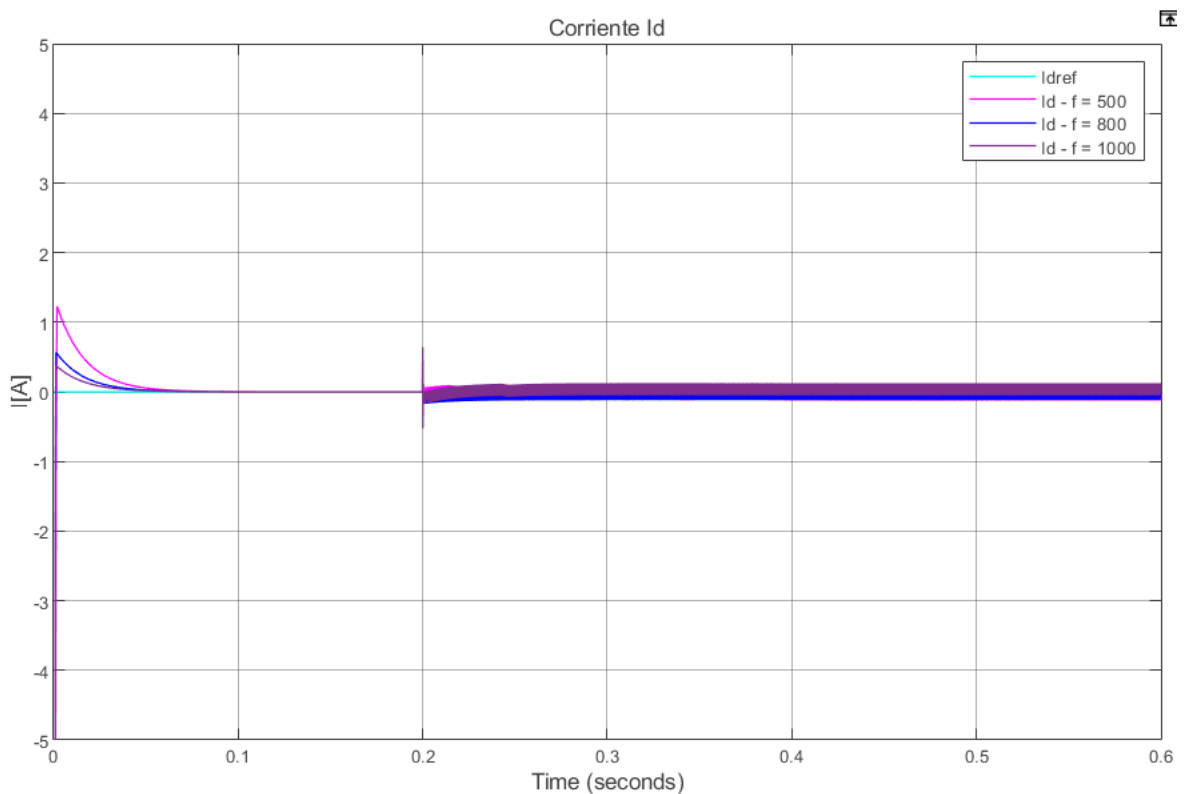


Figura 3.4. Rizado en la señal de corriente I_d

Como se puede observar en la Figuras 3.3 y 3.4 la respuesta del sistema con o sin la parte de potencia llega al setpoint establecido, la única diferencia es el rizado que se presenta al momento de incluir la parte de conmutación del sistema inversor. Con estas pruebas es posible notar que el controlador tiene un buen funcionamiento y esto se fundamenta en que se logra llegar al setpoint establecido, la estabilización la hace de forma rápida según lo muestra los tiempos de establecimiento obtenidos y un bajo valor de ISE.

3.2 Pruebas del lazo externo e interno

Una vez que se comprobó que el lazo interno tiene una buena respuesta a cambios de referencia a rotor bloqueado que en este caso se lo hizo mediante el incremento en gran medida de la constante de inercia del motor la cual tomo un valor de 1×10^{-6} logrando así

simular que el motor está truncado, se vuelve a los valores nominales del motor y se incrementa la parte del control de velocidad para así controlar la velocidad de la máquina y evitando que esta se embale, que son los efectos que se tendrían en la práctica al no tener un control de velocidad, es por ello que es muy necesario realizar un lazo de control de velocidad.

Para aplicar el control se aplica el control PI del cual se habla en el capítulo 2 con la estructura del controlador que se muestra en la Ecuación 2.37; para determinar las constantes del controlador, de igual manera que para el control de corriente los parámetros del motor que se necesita para el cálculo de las constantes del controlador se encuentran en el anexo I. La frecuencia para el cálculo de las constantes del controlador de velocidad según la teoría se busca que sean al menos 10 veces menores de la frecuencia del lazo externo, debido a que la variable a controlar en el lazo interno realiza cambios más rápidos que la del lazo externo. Para las pruebas siguientes se tomaron frecuencias de 500, 800 y 1000 Hz en el lazo interno y sus equivalentes 10 veces menores para el lazo externo. Se usará primero un perfil como el que se muestra en la Figura 3.5, sin perturbaciones de carga para ver el comportamiento del controlador de velocidad en conjunto con el controlador de corriente y de igual manera obtener datos de tiempo de establecimiento e ISE y compararlos para así determinar cuál es la frecuencia más adecuada para el control.

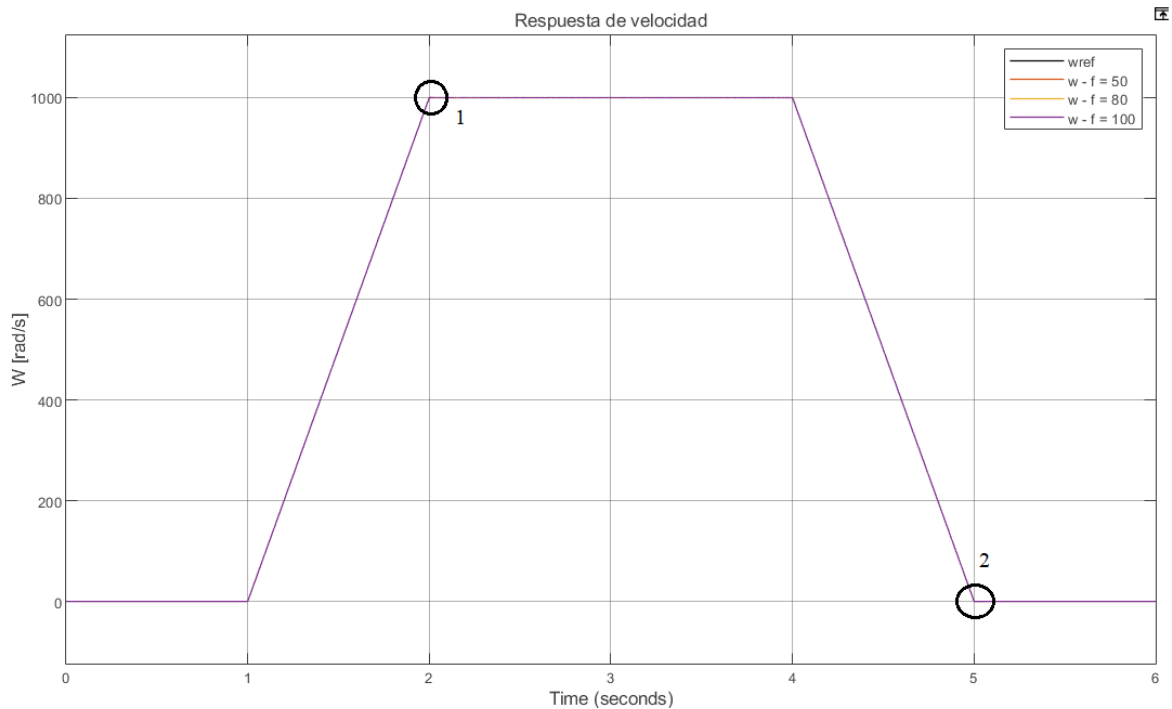


Figura 3.5. Perfil de velocidad para pruebas de los lazos de control

En la Figura 3.5 se muestra la respuesta de los lazos de control a un perfil de velocidad que aumenta la velocidad de cero a 1000rad/s, se mantiene un tiempo en esa velocidad y luego vuelve a cero, los puntos a tomar en cuenta son los marcados con los números 1 y 2, de los cuales se han ampliado en las Figuras 3.6 y 3.7 respectivamente para observar de mejor manera lo que ocurre en estos sectores.

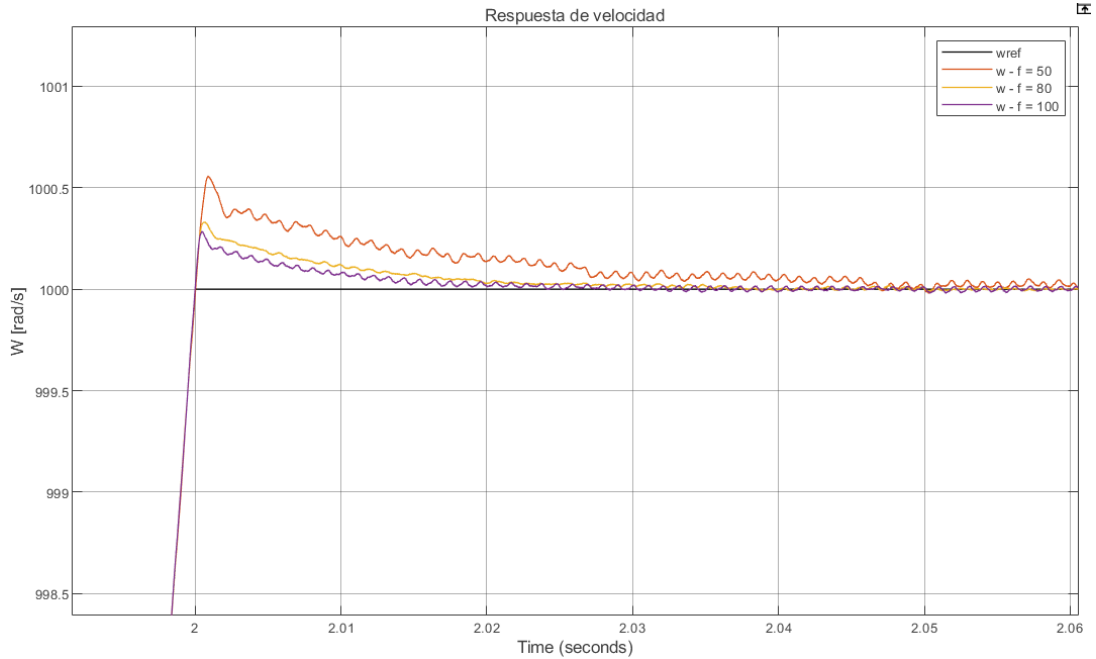


Figura 3.6. Acercamiento al punto 1 de la Figura 3.5

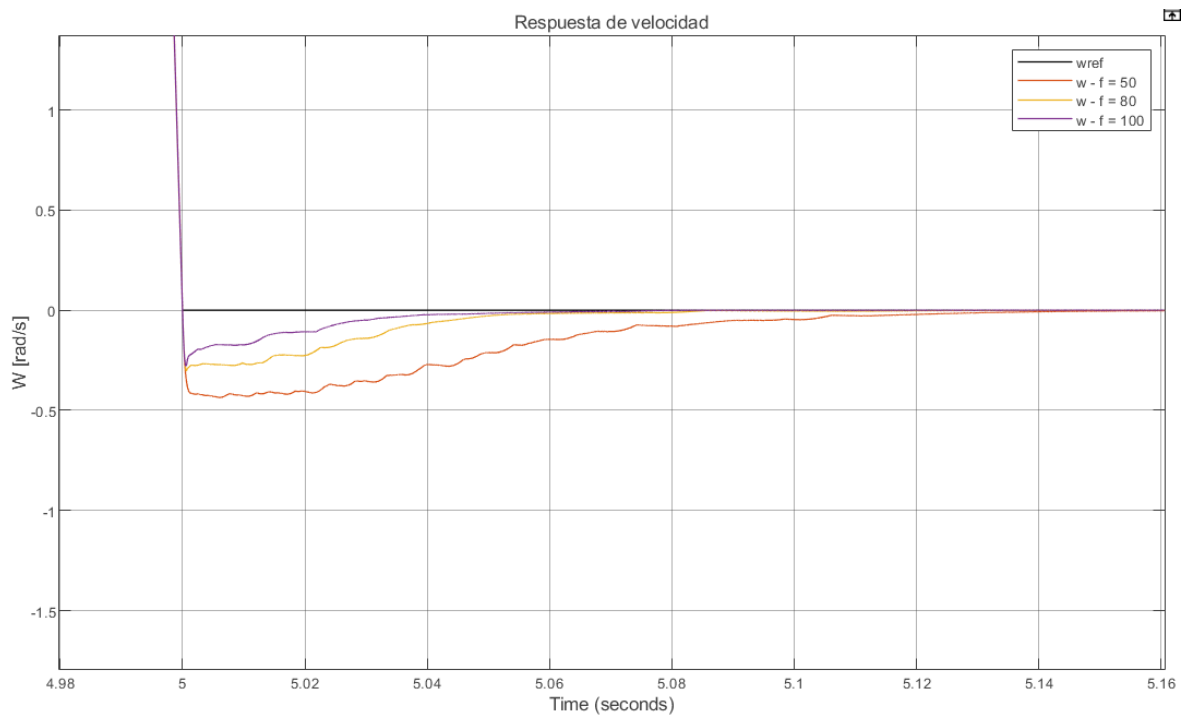


Figura 3.7. Acercamiento al punto 2 de la Figura 3.5

Como se observa en la Figura 3.5, no se nota a simple vista la diferencia del comportamiento de cada controlador, pero al acercar la imagen tanto en el punto 1 y en el punto 2 se puede observar que si se tiene una diferencia. Los datos obtenidos en los índices para el control de velocidad se muestran en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5. Índices para el control de velocidad

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
50	0.022	20 ms
80	0.005	10 ms
100	0.002	7 ms

En las Figuras 3.8, 3.9 y 3.10 se muestra como la corriente I_d es afectada al momento en que el motor varía su velocidad debido a que para poder poner el motor en marcha es necesario romper la inercia por lo cual se necesita aplicar un torque y como la corriente I_d es proporcional al torque se presenta esta variación.

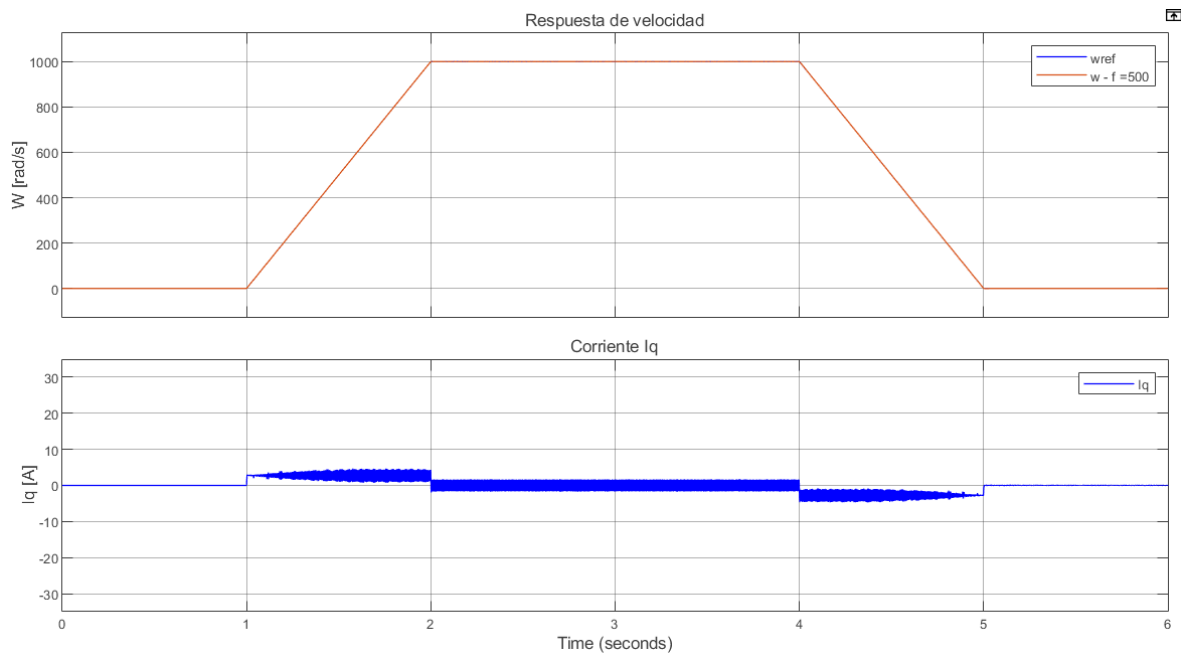


Figura 3.8. Comportamiento de la corriente I_d a la frecuencia de 500 Hz

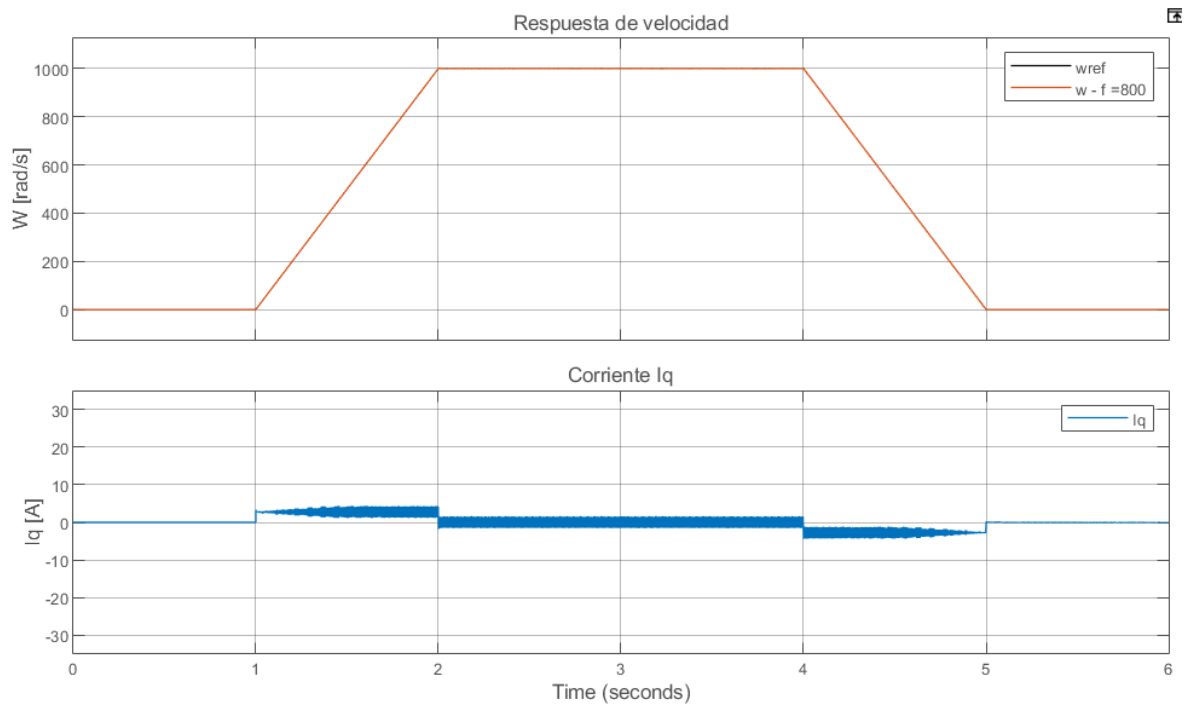


Figura 3.9. Comportamiento de la corriente I_d a la frecuencia de 800 Hz

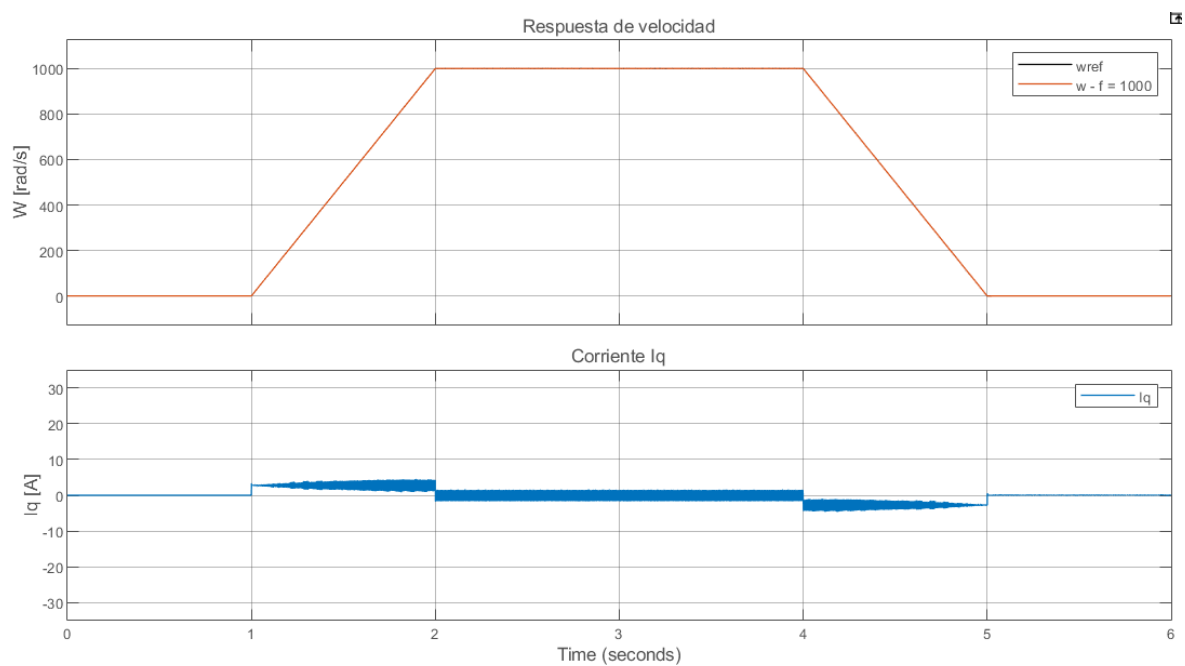


Figura 3.10. Comportamiento de la corriente I_d a la frecuencia de 1000 Hz

Como se puede observar en las Figuras 3.8, 3.9 y 3.10 el comportamiento generado en la corriente I_d está relacionado con los sectores donde la máquina acelera o desacelera su movimiento ya que para ello necesita romper la inercia o frenar la máquina que es lo que se ve representado en las Figuras.

En base a los datos obtenidos en los índices de la Tabla 3.5 se concluye que los valores de frecuencia de 80 y 100 Hz dan los mejores resultados para el controlador de lazo externo por ende los valores de 800 y 1000 Hz del lazo interno serían los apropiados para el control. Ahora se realizará pruebas con perturbaciones de carga para observar el comportamiento de los lazos de control en conjunto.

Para la primera prueba tendrá una referencia de velocidad positivo y un torque de carga en contra del movimiento del motor, el perfil de velocidad y el perfil de carga con el cual se pondrá a prueba los lazos de control se muestra en la Figura 3.11.

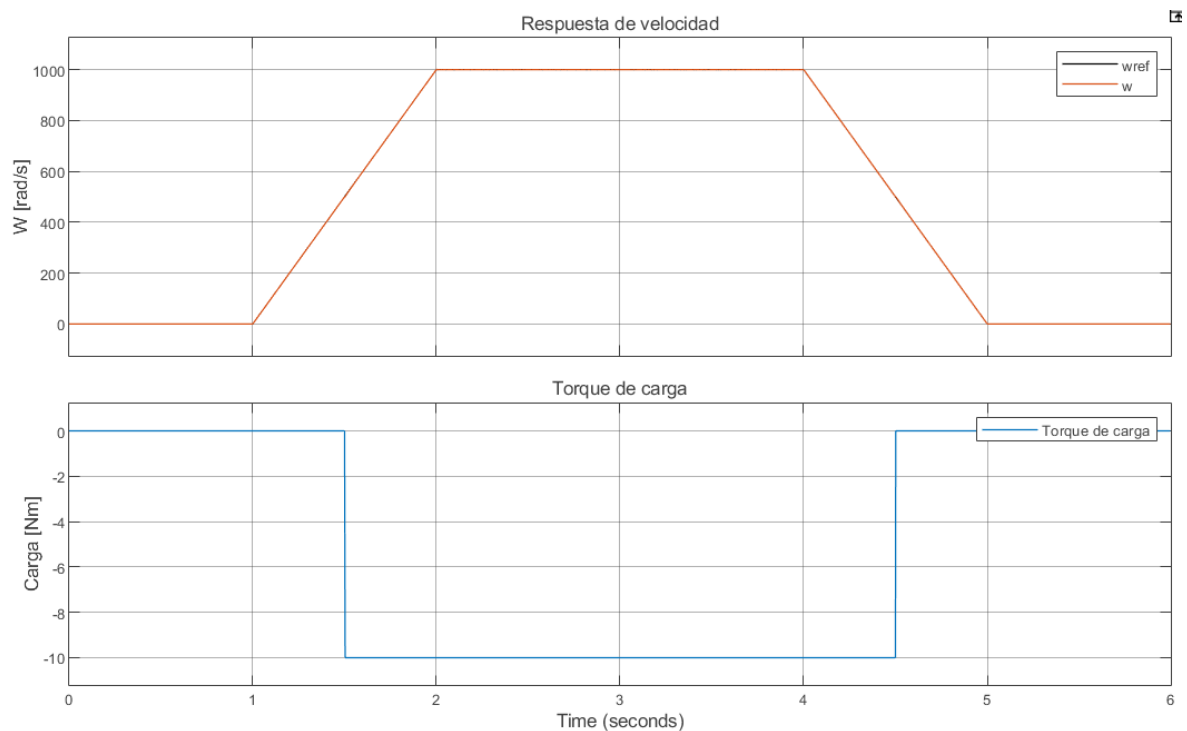


Figura 3.11. Perfil de carga y velocidad

En la Figura 3.12 se observa las respuestas de la corriente I_q , la respuesta de velocidad, el perfil de velocidad y el perfil de carga con el cual se realizan las pruebas. Como se puede observar en la velocidad no se ven diferencias muy representativas entre los dos tipos de controladores que cuentan con constantes a frecuencias diferentes, se realizara un acercamiento en los puntos de máxima velocidad retorno a cero para ver más de cerca lo que ocurre, en las gráficas de I_q se puede observar cómo existe una variación al momento en que el motor comienza a acelerar o desacelerar y de igual manera se tiene una variación al momento en que entra el perfil de carga, momento en el cual la corriente realiza una compensación en contra para mantener el movimiento del motor.

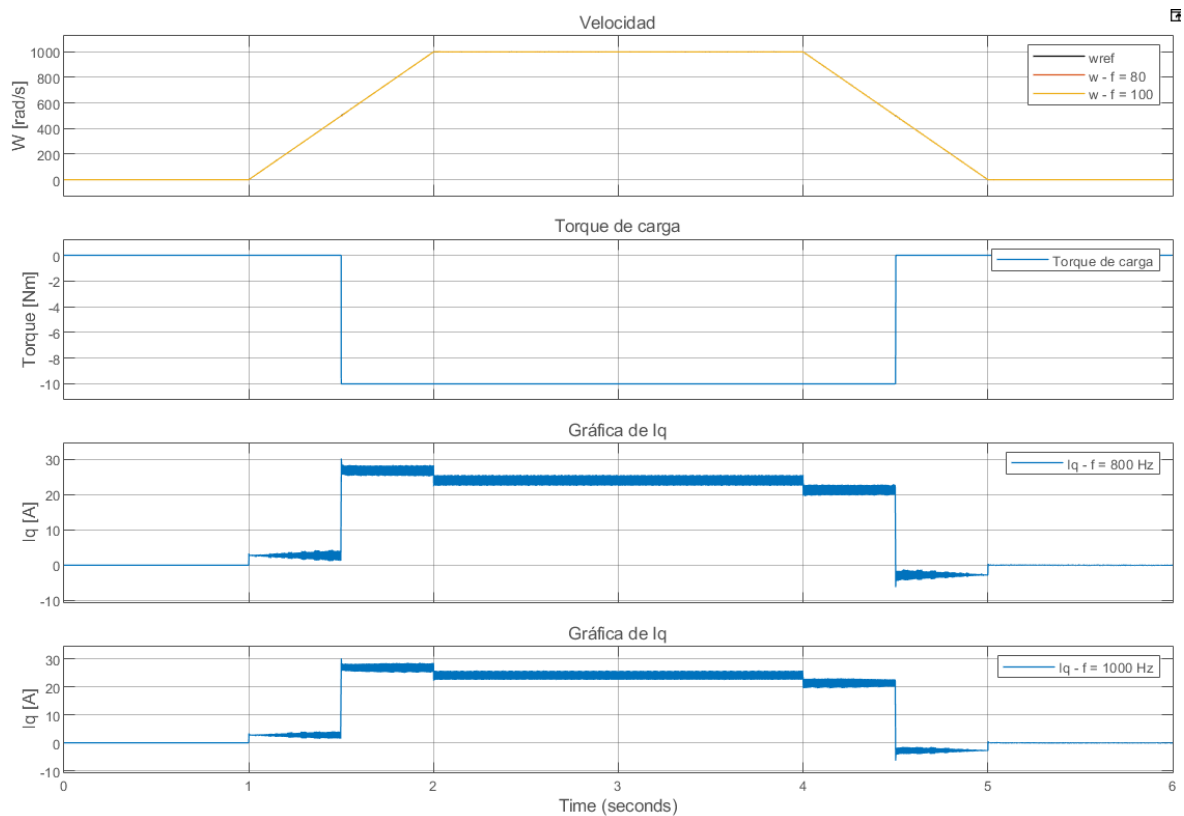


Figura 3.12. Setpoint positivo de velocidad, perfil de carga en contra del movimiento y respuesta de I_d e I_q para frecuencias de 800 y 1000Hz.

Los índices de ISE y de tiempo de establecimiento se muestran en las Tablas 3.6, 3.7 y 3.8 en la cual se puede ver que la frecuencia de 800Hz para el controlador de corriente en el lazo interno presenta menores valores de ISE que la frecuencia a 1000 Hz.

Tabla 3.6. Índices para el control de velocidad

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
80	0.15	12 ms
100	0.13	10 ms

Tabla 3.7. Índices de desempeño de I_d .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
800	3.37	28 ms
1000	3.39	25 ms

Tabla 3.8. Índices de desempeño de I_q .

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
800	2.11	15 ms
1000	2.15	14 ms

En plantas donde se va a tener setpoint positivos y negativos es necesario realizar pruebas para los dos casos, para así obtener los valores de los índices y poder comparar de mejor manera la respuesta de cada uno de los controladores debido a que el motor puede girar en el sentido de las manecillas del reloj o en contra, para lo cual se realizara una prueba similar con setpoint negativo de velocidad y una perturbación en el perfil de carga en contra al movimiento como se puede observar en a Figura 3.13.

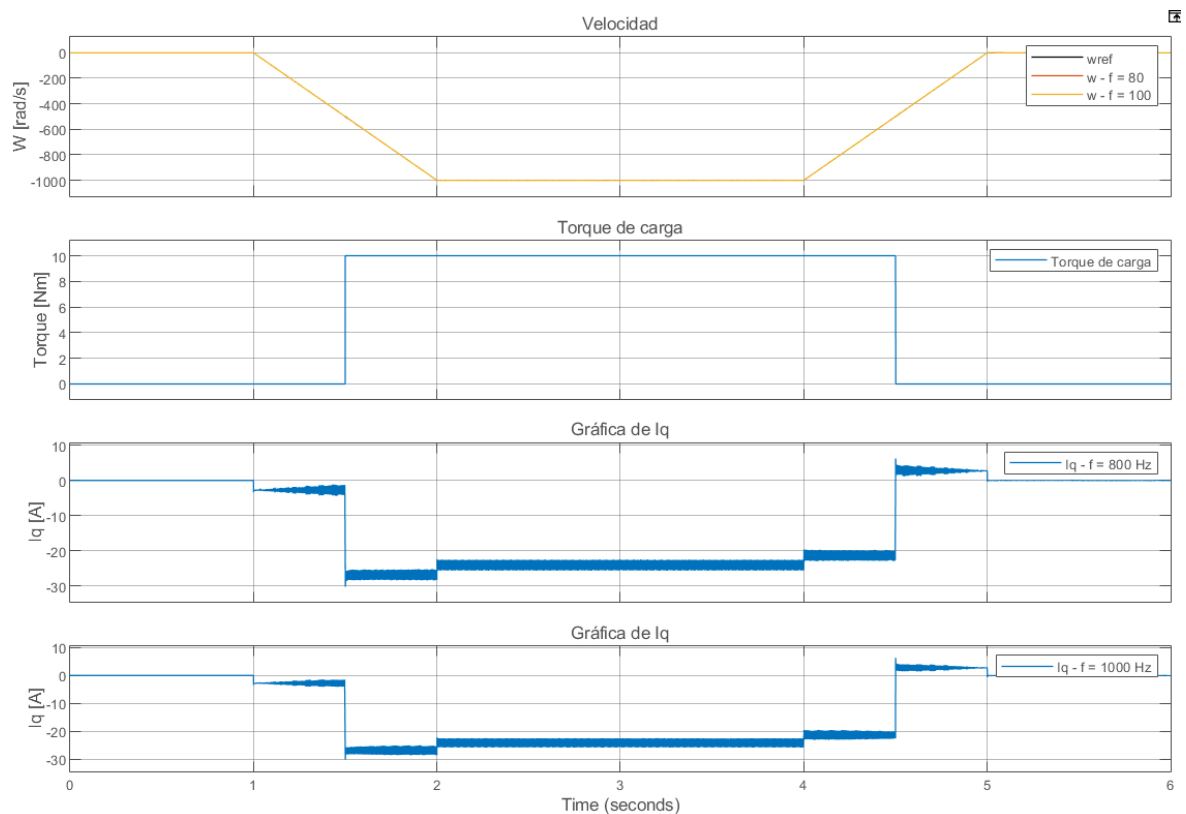


Figura 3.13. Setpoint negativo de velocidad, perfil de carga en contra del movimiento y respuesta de I_d e I_q para frecuencias de 800 y 1000Hz.

De igual manera de la prueba que se muestra en la Figura 3.13 se muestra el valor de los índices en las Tablas 3.9, 3.10 y 3.11, en los cuales se puede observar que se tiene un valor muy similar y en casos igual al de las tablas 3.6, 3.7 y 3.8.

Tabla 3.9. Índices para el control de velocidad

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
80	0.14	12 ms
100	0.125	10.3 ms

Tabla 3.10. Índices de desempeño de Id.

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
800	3.36	26 ms
1000	3.39	28 ms

Tabla 3.11. Índices de desempeño de Iq.

Frecuencia [Hz]	Índice	
	ISE	Tiempo de establecimiento
800	2.105	14 ms
1000	2.14	15.5 ms

Al observar los valores obtenidos en las tablas 3.6, 3.7, 3.8, 3.9, 3.10 y 3.11 se puede concluir que las dos frecuencias trabajan de una manera muy similar, pero la frecuencia de 800 Hz en el lazo interno y su correspondiente de 80 Hz en el lazo externo presentan mejores resultados en el ISE que es un parámetro que toma en cuenta tanto la parte transitoria como estable de la respuesta del sistema.

Finalmente se realiza una prueba en la cual se observe al mismo tiempo setpoints positivos y negativos tanto de torque como de velocidad, para así comparar los controladores y ver que frecuencia trabaja mejor ante estas condiciones que se presentan en la Figura 3.14.

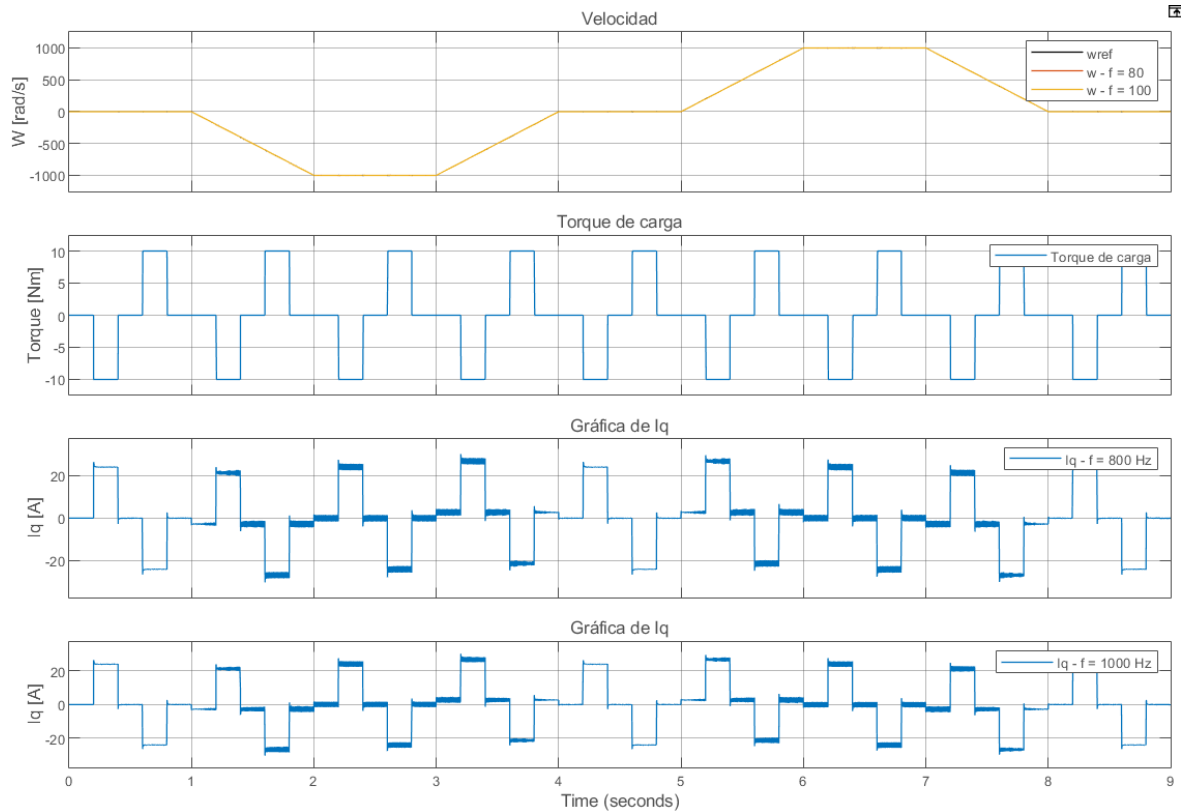


Figura 3.14 Setpoint de velocidad positivo y negativo, con perturbaciones de carga positivos y negativos y respuesta de la corriente I_q con frecuencias de 800 y 1000 Hz.

Como se puede observar en la Figura 3.14 se ven las perturbaciones que se genera en la corriente I_q al momento que entran y salen pasos de torque, pero la velocidad es también afectada, para lo cual se ampliaran los puntos marcados en la Figura 3.15 para observar de mejor manera el efecto ocasionado por los pasos de carga en la velocidad.

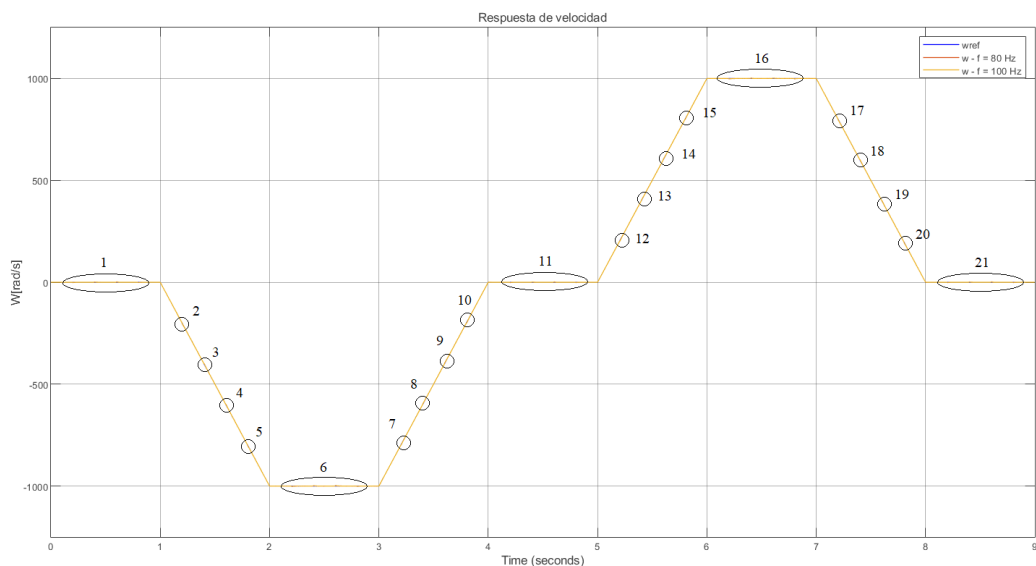


Figura 3.14. Efectos de los pasos de carga en la velocidad

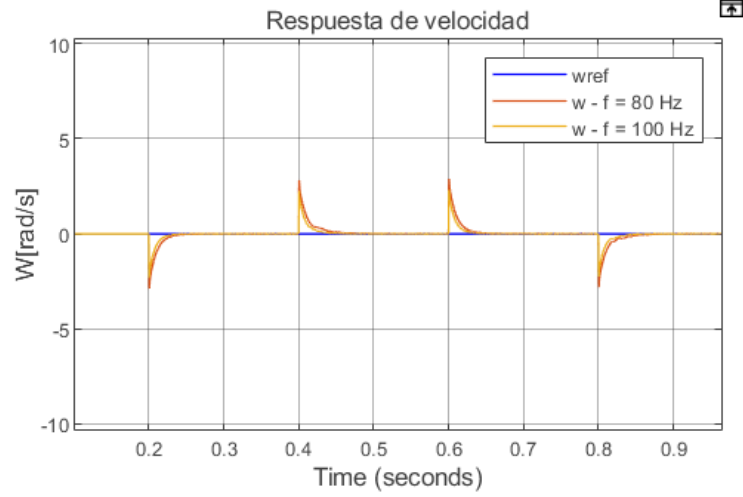


Figura 3.15. Efectos en el punto 1 de la Figura 3.14

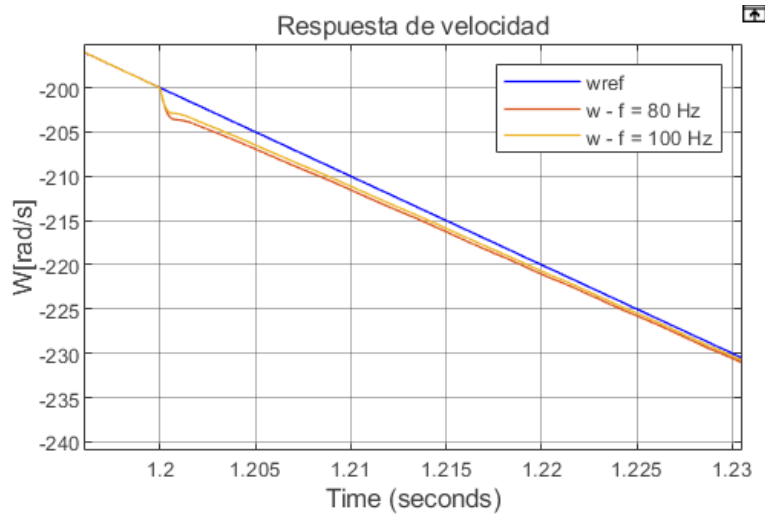


Figura 3.16. Efectos en el punto 2 de la Figura 3.14

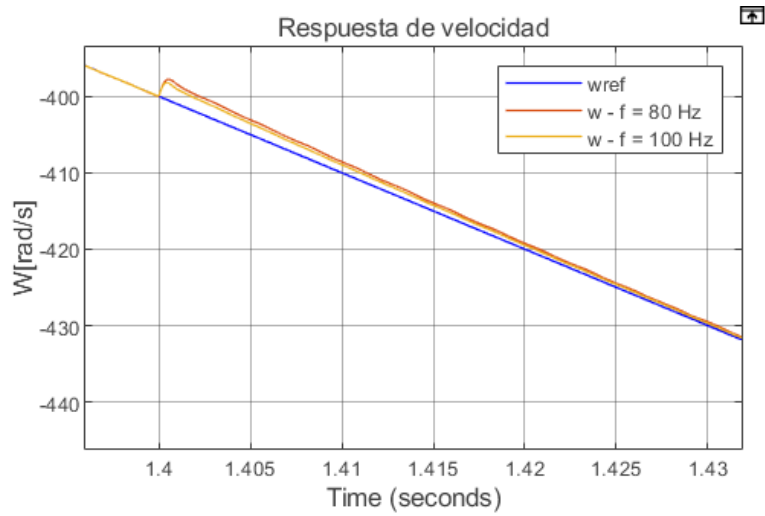


Figura 3.17. Efectos en el punto 3 de la Figura 3.14

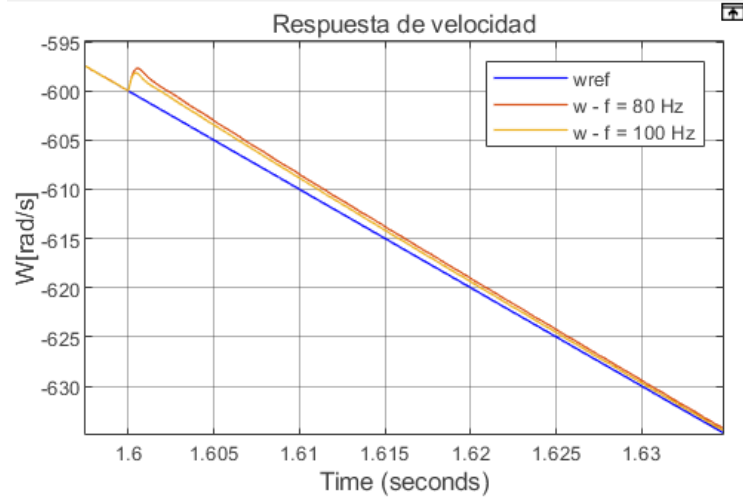


Figura 3.16. Efectos en el punto 4 de la Figura 3.14

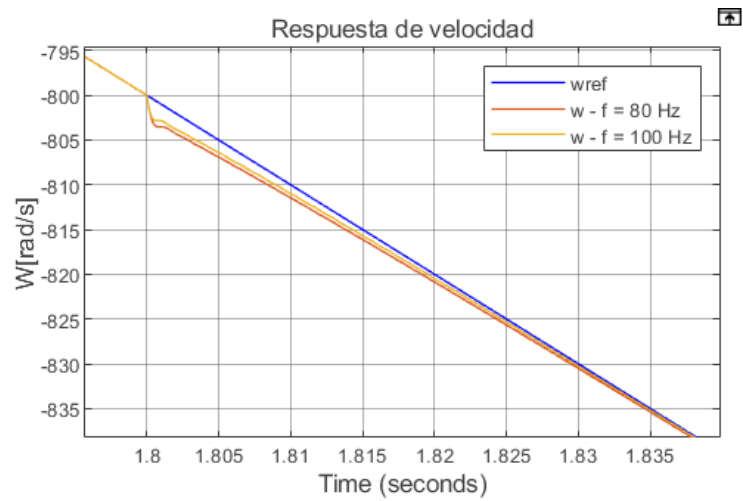


Figura 3.17. Efectos en el punto 5 de la Figura 3.14

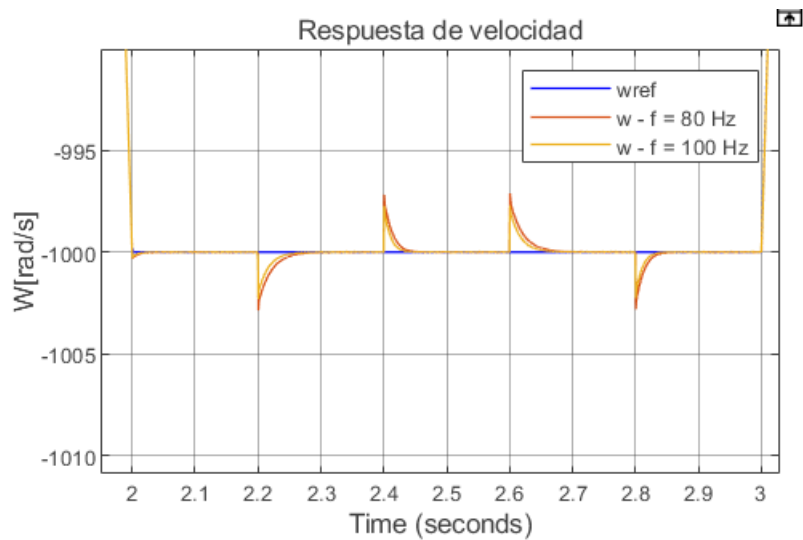


Figura 3.18. Efectos en el punto 6 de la Figura 3.14

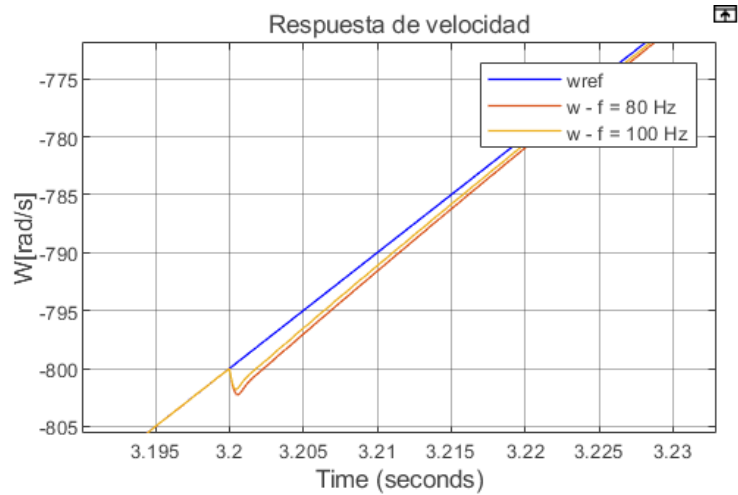


Figura 3.19. Efectos en el punto 7 de la Figura 3.14

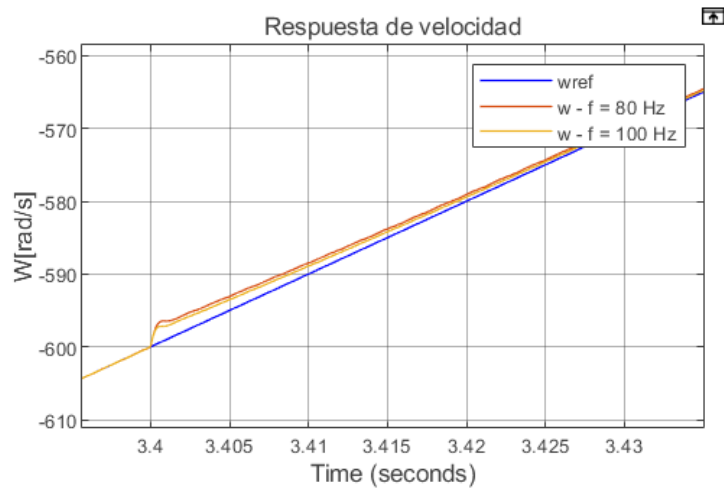


Figura 3.20. Efectos en el punto 8 de la Figura 3.14

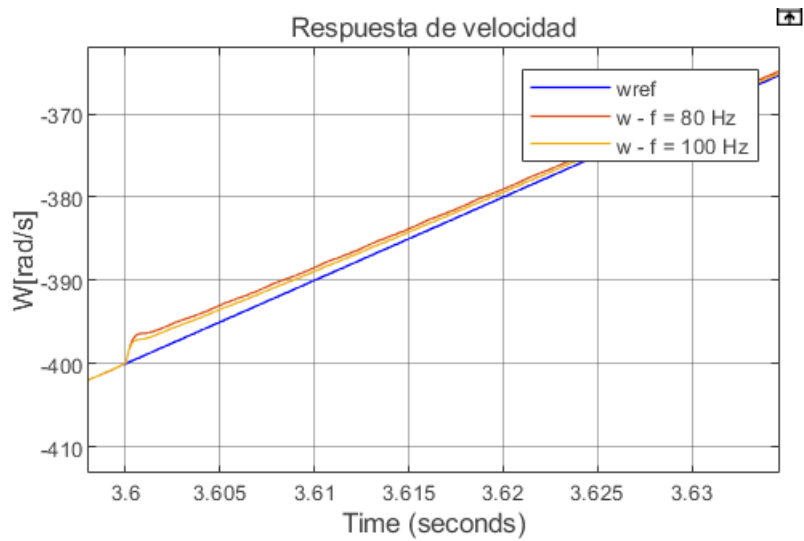


Figura 3.21. Efectos en el punto 9 de la Figura 3.14

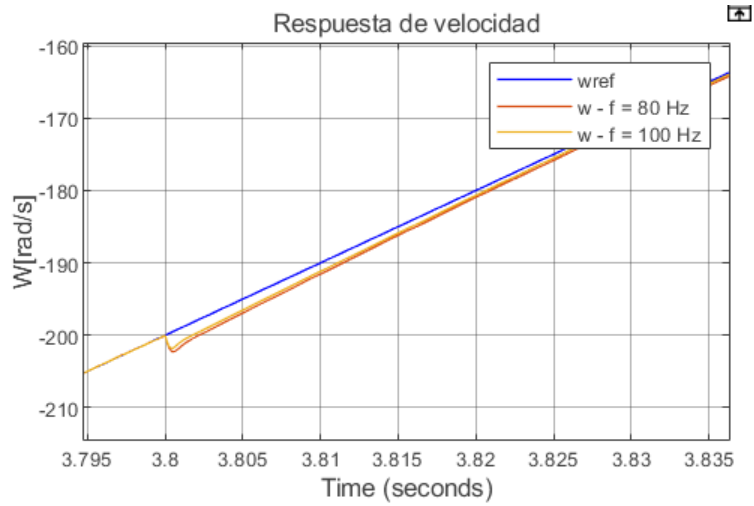


Figura 3.22. Efectos en el punto 10 de la Figura 3.14

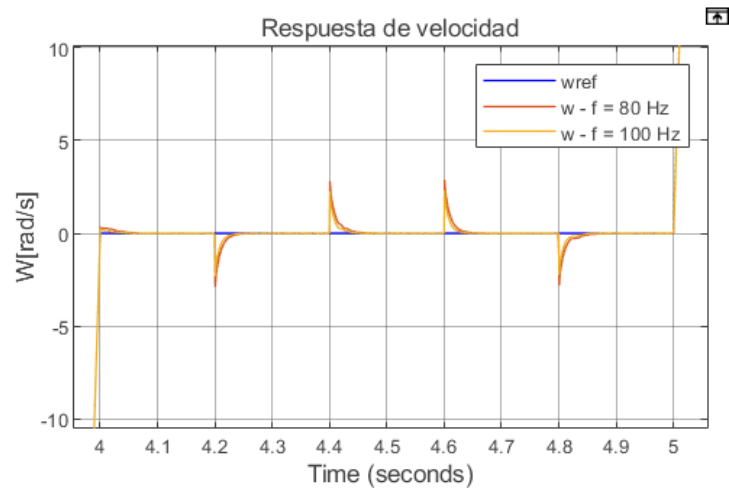


Figura 3.23. Efectos en el punto 11 de la Figura 3.14

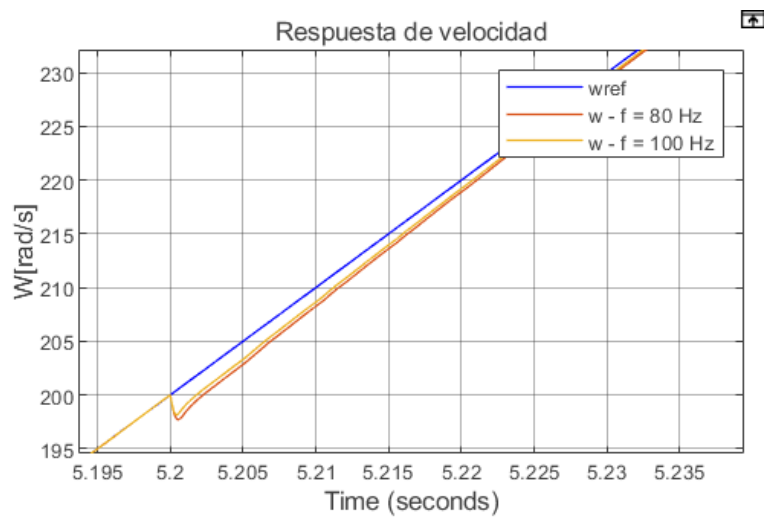


Figura 3.24. Efectos en el punto 12 de la Figura 3.14

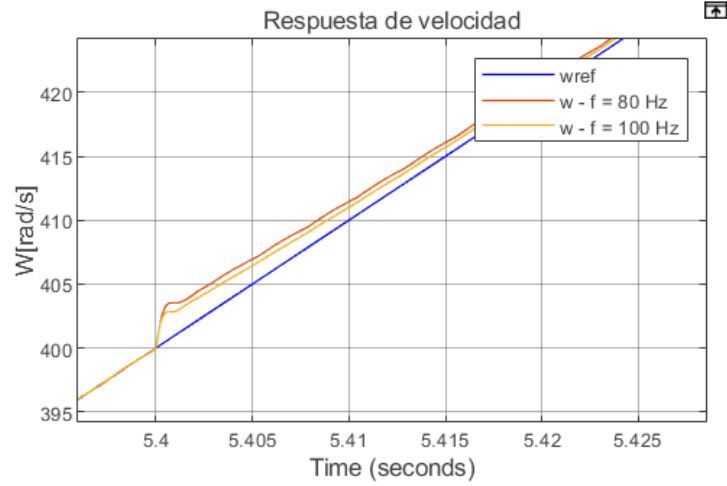


Figura 3.25. Efectos en el punto 13 de la Figura 3.14

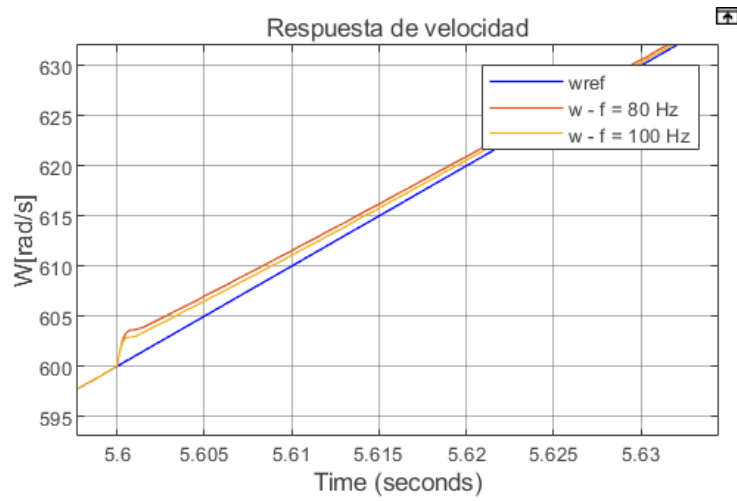


Figura 3.26. Efectos en el punto 14 de la Figura 3.14

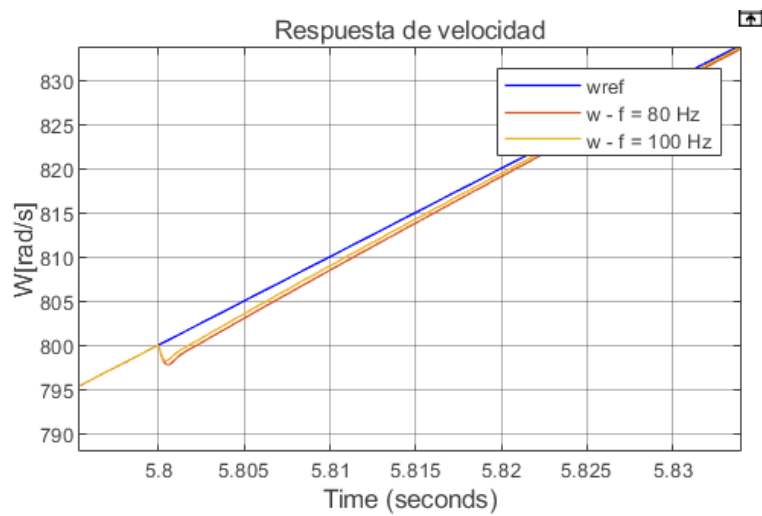


Figura 3.27. Efectos en el punto 15 de la Figura 3.14

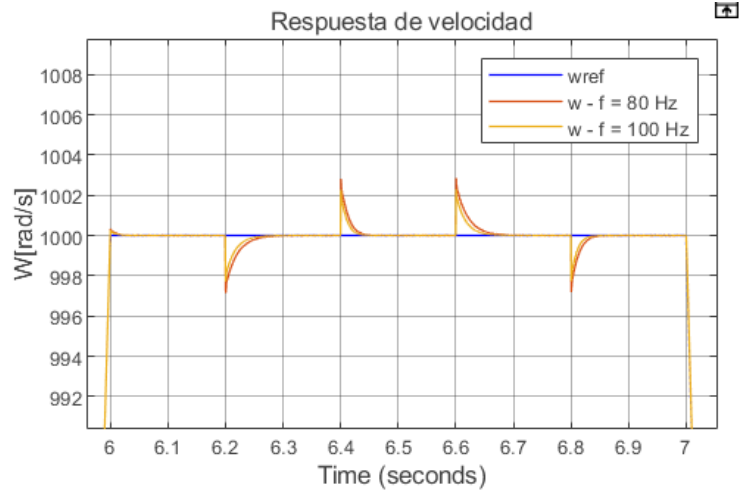


Figura 3.28. Efectos en el punto 16 de la Figura 3.14

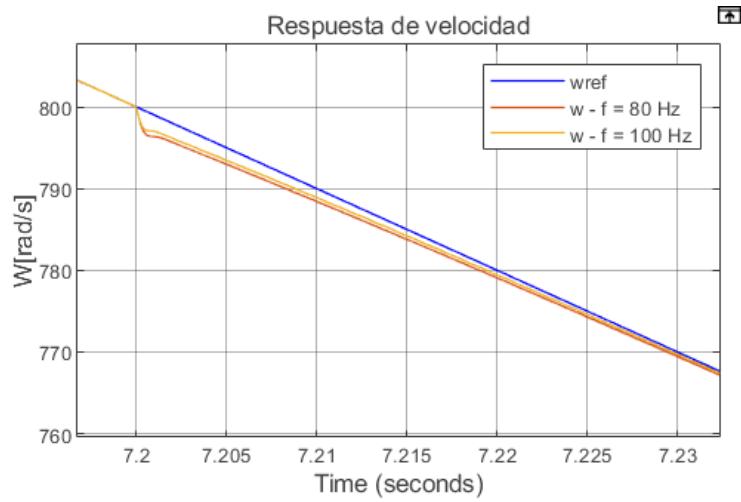


Figura 3.29. Efectos en el punto 17 de la Figura 3.14

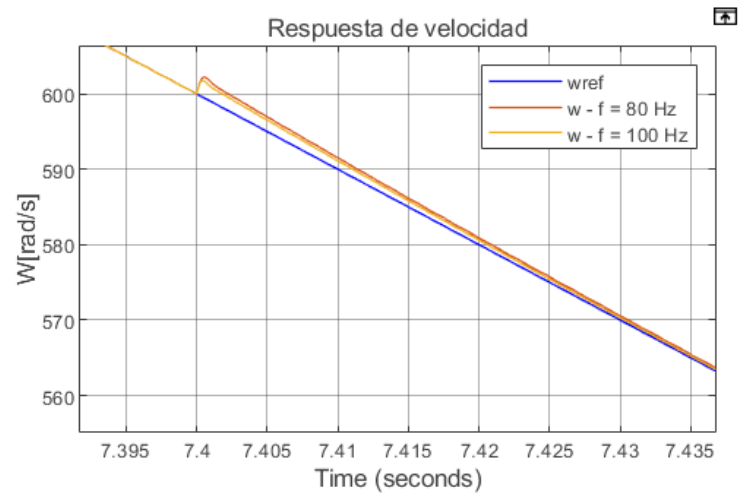


Figura 3.30. Efectos en el punto 18 de la Figura 3.14

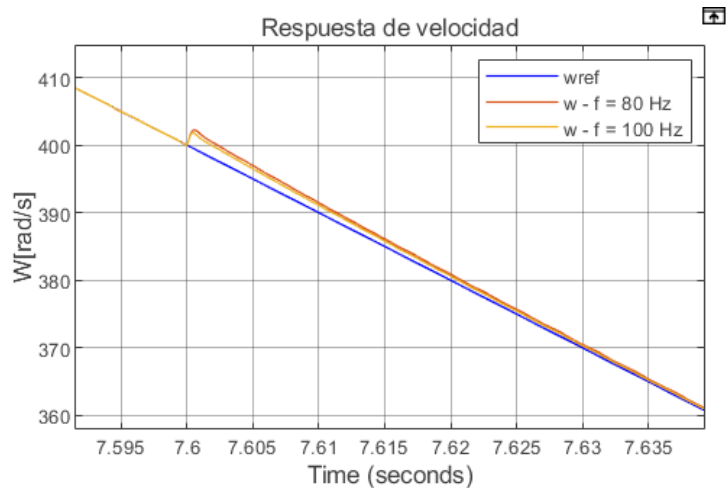


Figura 3.31. Efectos en el punto 19 de la Figura 3.14

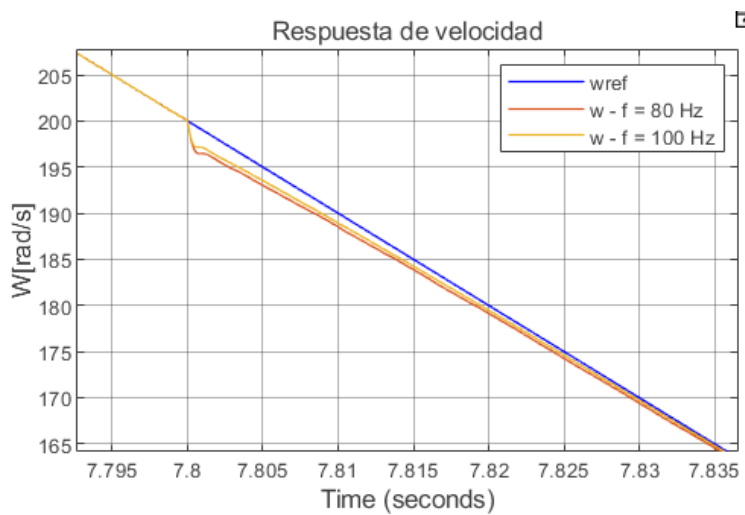


Figura 3.32. Efectos en el punto 20 de la Figura 3.14

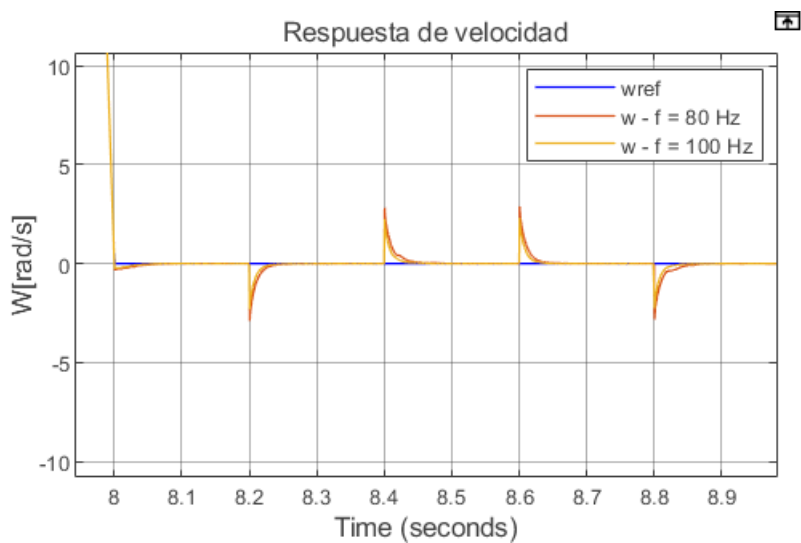


Figura 3.33. Efectos en el punto 21 de la Figura 3.14

3.3 Pruebas del sistema con debilitamiento de campo

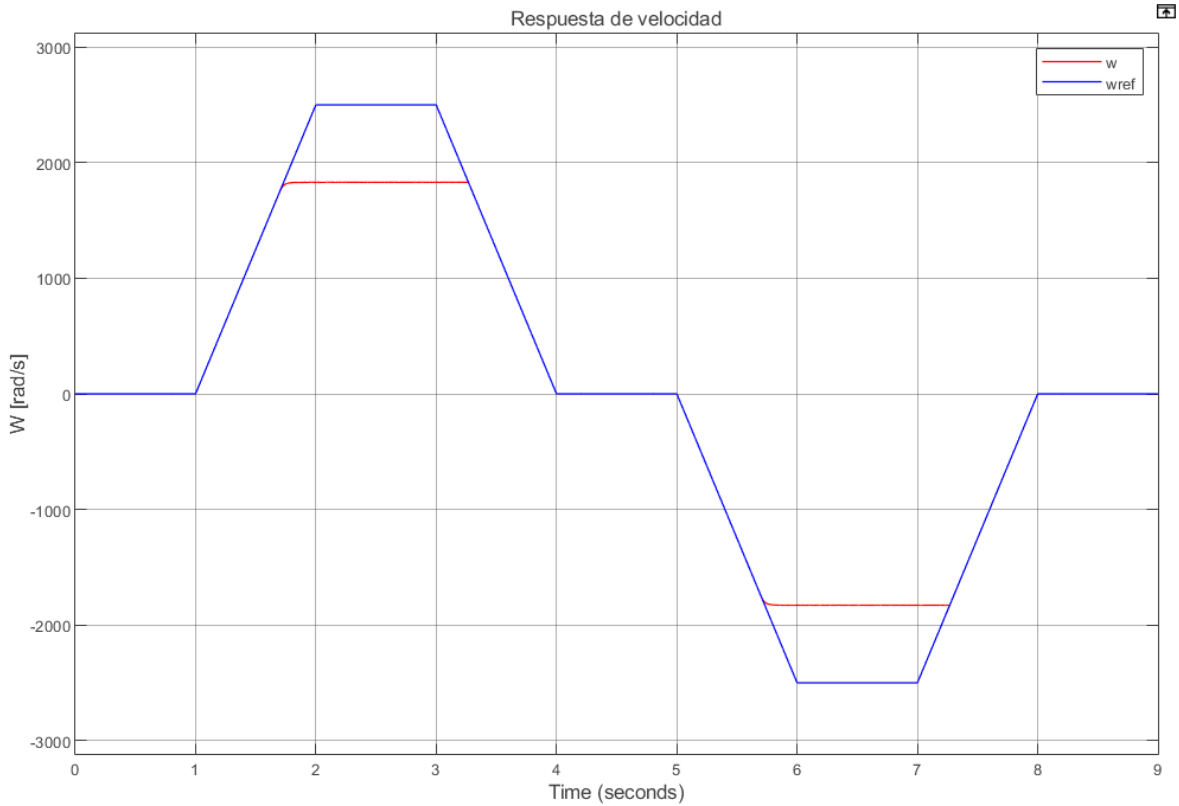


Figura 3.34. Respuesta del sistema a velocidades mayor a la nominal.

Como se muestra en la Figura 3.34 una vez que se supera la velocidad nominal de la máquina, ésta ya no puede seguir el valor de referencia de velocidad y se satura en valores cercanos a valores nominales de velocidad de la máquina, para que se pueda llegar a superar el límite de velocidad nominal es necesario aplicar el método de debilitamiento de campo con lo cual se logra que la máquina pueda superar la barrera de velocidad nominal. Hay que tomar en cuenta que al momento que el torque que se aplica en la carga al motor debe ser menor al nominal para que sea posible aplicar la técnica de debilitamiento de campo para no causar daños a la máquina que sean irreparables.

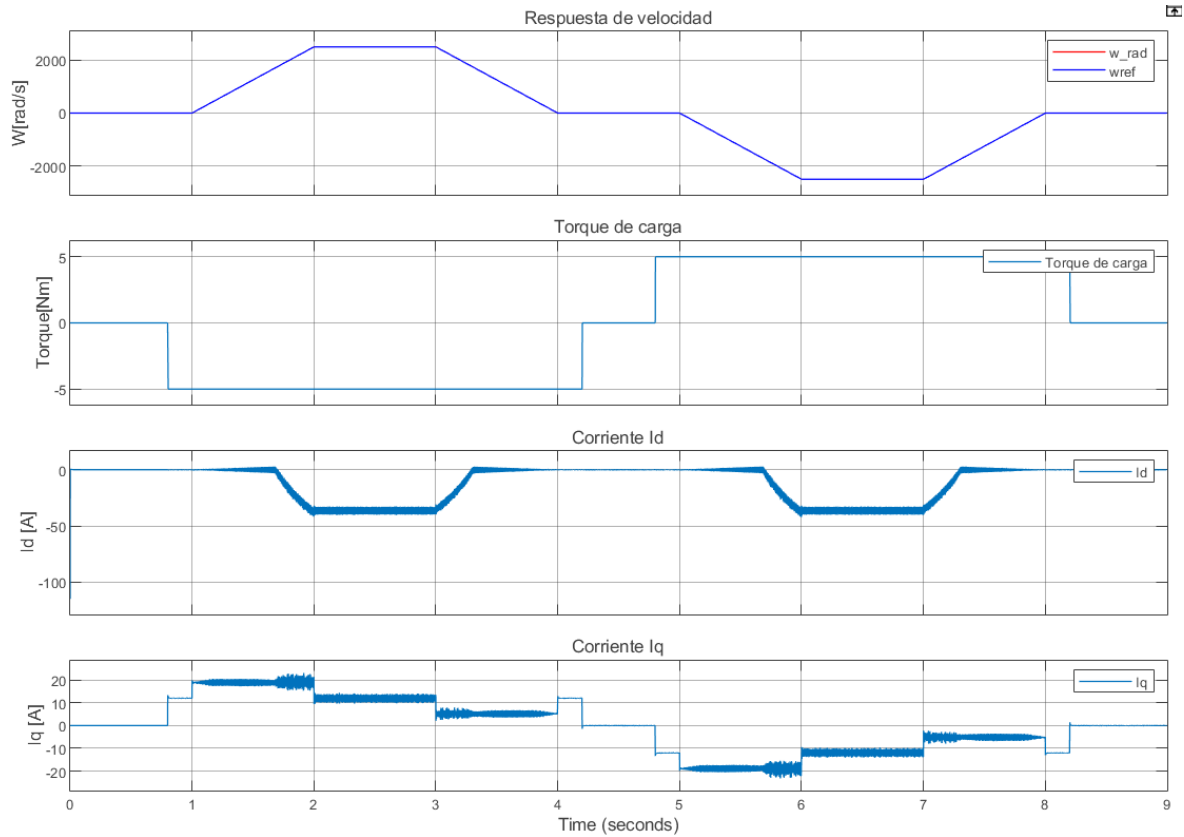


Figura 3.35. Respuesta del sistema con debilitamiento de campo.

Como se puede observar en la Figura 3.35 la respuesta que se obtiene al momento en que se incrementa el debilitamiento es similar al que se obtenía con referencias de velocidades que estén dentro de valores nominales de la máquina, con lo cual se puede mostrar el gran beneficio que se obtiene al momento de aplicar este método, ya que es posible lograr aumentar el rango de velocidades a las que puede trabajar el motor, las variables que si se ven afectadas principalmente son la corriente I_q que comienza a presentar un rizado mucho mayor al momento que supera la velocidad nominal de la máquina y la corriente I_d comienza a tomar valores diferentes de cero una vez que la máquina supera su velocidad nominal, esto es debido que esta variable es la que se afecta con el fin de que el motor logre llegar a velocidades superiores a la nominal. Industrialmente permite reducir costos en la compra de equipos que es una gran salida para empresas en las cuales no se tiene un gran presupuesto, el debilitamiento de campo no afecta en gran medida a la máquina siempre y cuando no se necesite usar por mucho tiempo a la máquina en rangos superiores a sus valores nominales y se mantenga torque de carga menores a los nominales presentados por el fabricante.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 Conclusiones

- Se realizó el estudio del control FOC encontrando la importancia de su implementación en la práctica en máquinas síncronas de imanes permanentes, debido a que permite que los motores trabajen a bajas velocidades dando una buena respuesta de torque y de igual manera se tenga respuestas similares a altas velocidades como se puede observar en los datos obtenidos en este trabajo de titulación.
- Se realizó el diseño del control FOC en conjunto con un control de velocidad para garantizar de esta manera que una máquina PMSM tipo BLAC tenga una respuesta estable ante perfiles de velocidad y carga, con bajos tiempos de respuesta y reducidos sobrepicos, además que implementar la señal SVPWM permite observar cómo se ve afectado la corriente por la conmutación de los transistores, algo que sucede en la práctica.
- Al realizar una interfaz gráfica con la cual el usuario pueda realizar la simulación del control de una PMSM tipo BLAC permite observar cómo se comportan sus variables más importantes y como se ven afectadas ante una perturbación de ingreso de carga o un cambio de velocidad y de esta manera tener una idea clara de cómo respondería la máquina en la práctica.
- Al realizar la prueba de los dos lazos de control se observó que la respuesta era rápida, debido a que el tiempo de establecimiento era de unos pocos milisegundos siendo una respuesta adecuada para este tipo de plantas, además de que haciendo cambios de velocidad e introduciendo perturbaciones no se perdía el control siempre y cuando las referencias de velocidad requeridas se mantengan dentro de los rangos dados por el fabricante.
- Es importante conocer el avance que están teniendo este tipo de máquinas como también los tipos de control que se les realiza, ya que en la práctica es lo que uno se encuentra al salir al mundo laboral, con lo cual es necesario que se tenga conocimientos de cómo es la respuesta de esta máquina, las aplicaciones que se les da y las variables que se ven inmersas en su control.
- El desarrollo de este trabajo de titulación permite que en el laboratorio de control de máquinas se cuente con un sistema de pruebas para PMSM tipo BLAC, con lo cual el estudiante podrá realizar simulaciones del control FOC en conjunto con un control

de velocidad sobre una PMSM tipo BLAC y de esta forma observar el comportamiento del control y de las variables inherentes, como también poder realizar variaciones en los perfiles tanto de carga como de velocidad.

4.2 Recomendaciones

- Se recomienda utilizar el proyecto en versiones de Matlab superiores a la versión 2016b, para que todos los componentes utilizados funcionen de forma correcta y se tenga una buena experiencia de usuario al manejar la interfaz.
- Es necesario que no se modifique los nombres de los archivos que se encuentran en la carpeta que permite la simulación del control de una máquina síncrona de imanes permanentes tipo BLAC debido a que los archivos son necesarios para que la interfaz funcione correctamente.
- La investigación realizada en este proyecto es una base para que futuros trabajos de titulación tengan un punto de partida con el cual realizar mayores avances tanto en simulación como implementación de controles para este tipo de máquinas con el fin de profundizar en aplicaciones más puntuales para las máquinas PMSM tipo BLAC.
- Para futuros trabajos se recomienda usar la bibliografía empleada en este trabajo de titulación debido a que aquí encontrarán información muy relevante en la cual pueden apalancarse para realizar futuras investigaciones ya sea en aplicaciones puntuales como incluir más lazos de control al trabajo realizado en este proyecto de titulación.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] K. T. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*. John Wiley & Sons, 2015.
- [3] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017.
- [4] S.-H. Kim, *Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors*. Elsevier, 2017.
- [5] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, y S. D. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [6] C. Xia, *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] K. T. Chau y Z. Wang, *Chaos in Electric Drive Systems: Analysis, Control and Application*. John Wiley & Sons, 2011.
- [8] H. Abu-Rub, A. Iqbal, y J. Guzinski, *High Performance Control of AC Drives with Matlab / Simulink Models*. Wiley, 2012.
- [9] N. P. Quang y J.-A. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [10] J.-K. Kang, H.-S. Lim, y K.-C. Kim, «A Study on Distributed and Concentric Winding of Permanent Magnet Brushless AC Motor», p. 12.
- [11] K. C. Odo, S. V. Egoigwe, y C. U. Ogbuka, «A Model-based PI Controller Tuning and Design for Field Oriented Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor», p. 8.
- [12] S. A. Kim, J. H. Song, S. W. Han, y Y. H. Cho, «An Improved Dynamic Modeling of Permanent Magnet Synchronous Machine with Torque Ripple Characteristics», *J. Clean Energy Technol.*, vol. 6, n.º 2, p. 4, 2018.
- [13] Y. Zhao, «APPLICATIONS OF SLIDING MODE CONTROLLER AND LINEAR ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROLLER TO A PMSM SPEED SYSTEM», p. 86.
- [14] R. Johansson, «CHRISTOFFER NILSSON DANIEL MODRACK», p. 58.
- [15] E. W. Mukti, S. Wijanarko, A. Muqorobin, y L. Rozaqi, «Field oriented control design of inset rotor PMSM drive», p. 10.
- [16] M. T. Elsayed, O. A. Mahgoub, y S. A. Zaid, «Simulation Study of a New Approach for Field Weakening Control of PMSM», *J. Power Electron.*, vol. 12, n.º 1, p. 9, 2012.
- [17] V. M. Bida y D. V. Samokhvalov, «PMSM Vector Control Techniques - A survey», p. 6.
- [18] F. Mendoza, «Control de Motores Síncronos de Imanes Permanentes (PMSM) Utilizando el Enfoque de Control por Orientación de Campo (FOC)», Universidad Autónoma de Querétaro, 2018.
- [19] F. Amin, E. B. Sulaiman, W. M. Utomo, H. A. Soomro, M. Jenal, y R. Kumar, «Modelling and Simulation of Field Oriented Control based Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System», p. 10.
- [20] W. M. Utomo *et al.*, «Speed Tracking of Field Oriented Control Permanent Magnet Synchronous Motor Using Neural Network», p. 10.
- [21] M. Boujemaa y C. Rachid, «Field Oriented Control of PMSM Supplied By Photovoltaic Source», vol. 6, n.º 3, p. 15, 2016.
- [22] A. Ahmadian, M. Ghanbari, y H. Rastegar, «FIELD-ORIENTED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH OPTIMUM

- PROPORTIONAL-INTEGRATOR-DERIVATIVE CONTROLLER USING DYNAMIC PARTICLE SWARM OPTIMIZATION ALGORITHM», p. 4, 2014.
- [23] R. Morales-Caporal, R. Ordoñez-Flores, E. B. Huerta, y J. C. Hernández-Hernández, «Simulación del control por campo orientado y del control directo del par de un servomotor síncrono de imanes permanentes con control inteligente de velocidad», p. 9, 2011.
- [24] T. Liu, Y. Tan, G. Wu, y S. Wang, «Simulation of PMSM Vector Control System Based on Matlab/Simulink», p. 4.
- [25] L. Qu, W. Qiao, y L. Qu, «An Enhanced Linear Active Disturbance Rejection Rotor Position Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motors», *IEEE Trans. POWER Electron.*, p. 9.
- [26] B. Zigmund, A. Terlizzi, X. T. Garcia, R. Pavlanin, y L. Salvatore, «EXPERIMENTAL EVALUATION OF PI TUNING TECHNIQUES FOR FIELD ORIENTED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS», *Adv. Electr. Electron. Eng.*, p. 6.
- [27] D. V. Lukichev y G. L. Demidova, «Features of Tuning Strategy for Field Oriented Control of PMSM Position Drive System with Two-mass Load», vol. 10, p. 7, 2016.
- [28] *Pid controller tuning using the magnitude optimum criterion*. New York, NY: Springer Berlin Heidelberg, 2014.
- [29] W. Yong-Bin, H. Xiao-Dong, C. Yi, y X. Xin-Qi, «A MPC Method Based on the Oval Invariant Set for PMSM Speed Control System», p. 4.
- [30] «Investigation of PI and Fuzzy Controllers for Speed Control of PMSM Motor Drive», p. 4, 2018.
- [31] B. Cui, J. Li, Z. Han, y J. Mu, «Research on PMSM Speed Control System Based on Improved Reaching Law», p. 6.
- [32] P. Scholar, «PMSM Field Oriented Control using Svpwm for Control Moment Gyroscope (CMG)», *Int. J. Eng. Res.*, vol. 4, n.º 08, p. 5.
- [33] M. H. Rashid, *Power electronics: devices, circuits, and applications*, Fourth edition. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2014.
- [34] F. R. Yasien, «Design New control System for Brushless DC motor Using SVPWM», vol. 13, n.º 1, p. 8, 2018.
- [35] A. Islam, B. Hossen, B. Banik, y B. C. Ghosh, «Field Oriented Space Vector Pulse Width Modulation Control of Permanent Magnet Brushless DC Motor», p. 7, 2017.
- [36] O. Uçak y S. Yilmaz, «Implementation of Space Vector PWM In FOC of a Servo Motor Drive», p. 6.
- [37] M. N. Gujjar y P. Kumar, «Performance Analysis of Space vector pulse width modulation based Sensor less Field oriented control of Brushless DC motor», vol. 5, n.º 2, p. 6, 2017.
- [38] B. C. Kuo, *Sistemas de control automático*. Pearson Educación, 1996.

6. ANEXOS

Los Anexos de este proyecto de titulación se distribuyen de la siguiente manera:

ANEXO I. Tabla de datos de un motor síncrono de imanes permanentes.

ANEXO II. Manual de usuario.

ANEXO I

- Tabla de datos de un motor síncrono de imanes permanentes tipo BLAC

Motor tomado como referencia para aplicar el control de velocidad y corriente desarrollado en este trabajo de titulación.

Topología de la máquina	Maquina síncrona de imanes permanentes de montaje superficial
Número de pares de polos	7
Tipo de conexión	Estrella
Resistencia por fase [$m\Omega$]	22.2
Inductancia sincrónica [mH]	0.344
Constante de flujo magnético [mWb]	39.6
Velocidad base [rpm]	1350
Corriente máxima [A]	121
Momento de inercia [Kgm²]	0.008

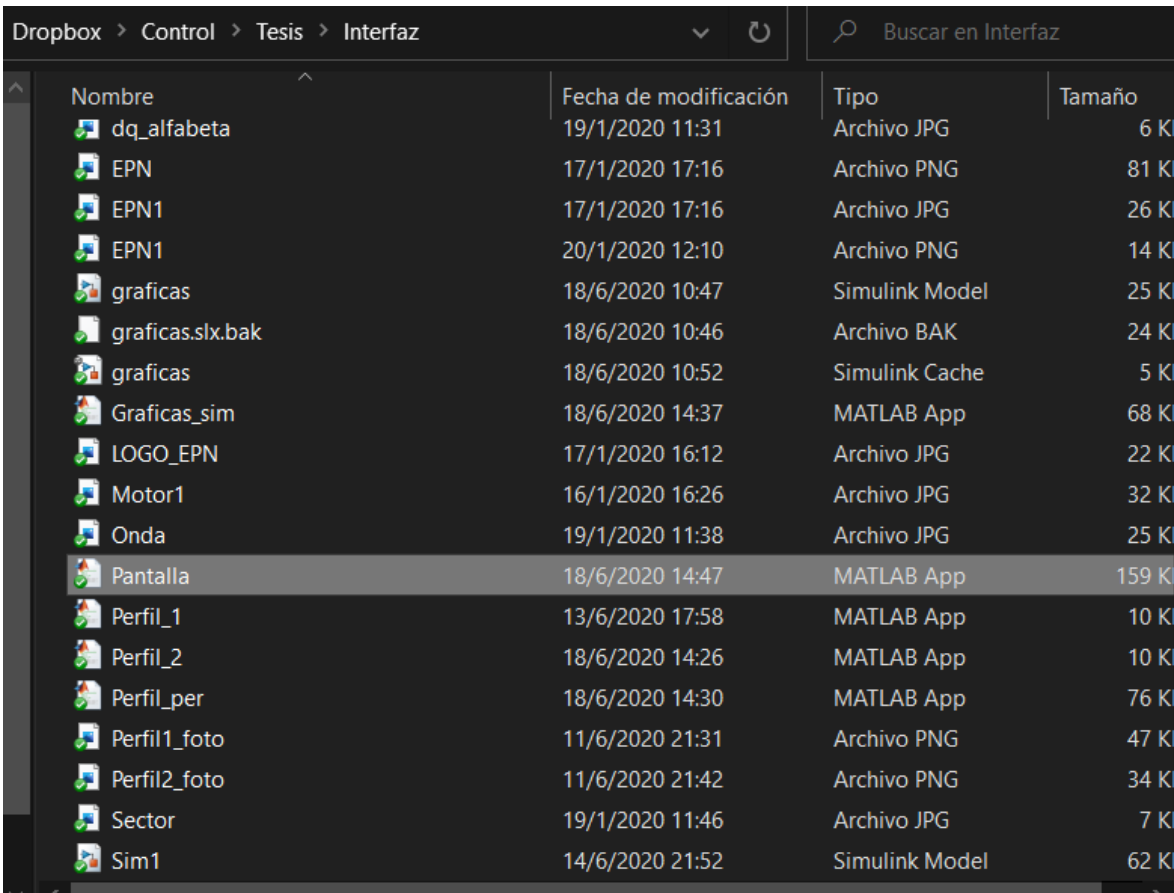
ANEXO II

Manual de usuario

El manual de usuario que se presenta a continuación permite el manejo correcto de la interfaz para simular máquinas síncronas de imanes permanentes tipo BLAC, para lo cual se recomienda el uso de Matlab con una versión superior al 2016b, para evitar errores o malos funcionamiento de la interfaz.

Ejecutar la interfaz

Para abrir la interfaz se puede realizar de distintas maneras, la primera y más sencilla es ubicarnos en la carpeta que contiene los archivos de la simulación y dar doble clic sobre el archivo que lleva por nombre pantalla como se muestra en la Figura A.1



Nombre	Fecha de modificación	Tipo	Tamaño
dq_alfabeta	19/1/2020 11:31	Archivo JPG	6 Ki
EPN	17/1/2020 17:16	Archivo PNG	81 Ki
EPN1	17/1/2020 17:16	Archivo JPG	26 Ki
EPN1	20/1/2020 12:10	Archivo PNG	14 Ki
graficas	18/6/2020 10:47	Simulink Model	25 Ki
graficas.slx.bak	18/6/2020 10:46	Archivo BAK	24 Ki
graficas	18/6/2020 10:52	Simulink Cache	5 Ki
Graficas_sim	18/6/2020 14:37	MATLAB App	68 Ki
LOGO_EPN	17/1/2020 16:12	Archivo JPG	22 Ki
Motor1	16/1/2020 16:26	Archivo JPG	32 Ki
Onda	19/1/2020 11:38	Archivo JPG	25 Ki
Pantalla	18/6/2020 14:47	MATLAB App	159 Ki
Perfil_1	13/6/2020 17:58	MATLAB App	10 Ki
Perfil_2	18/6/2020 14:26	MATLAB App	10 Ki
Perfil_per	18/6/2020 14:30	MATLAB App	76 Ki
Perfil1_foto	11/6/2020 21:31	Archivo PNG	47 Ki
Perfil2_foto	11/6/2020 21:42	Archivo PNG	34 Ki
Sector	19/1/2020 11:46	Archivo JPG	7 Ki
Sim1	14/6/2020 21:52	Simulink Model	62 Ki

Figura A.1. Ubicación del archivo en carpeta.

Una segunda opción es abrir Matlab y poner la ruta en la que se encuentra ubicada nuestra carpeta con los archivos como se muestra en la Figura A.2, y luego en la ventana de comandos escribimos Pantalla y damos ENTER.

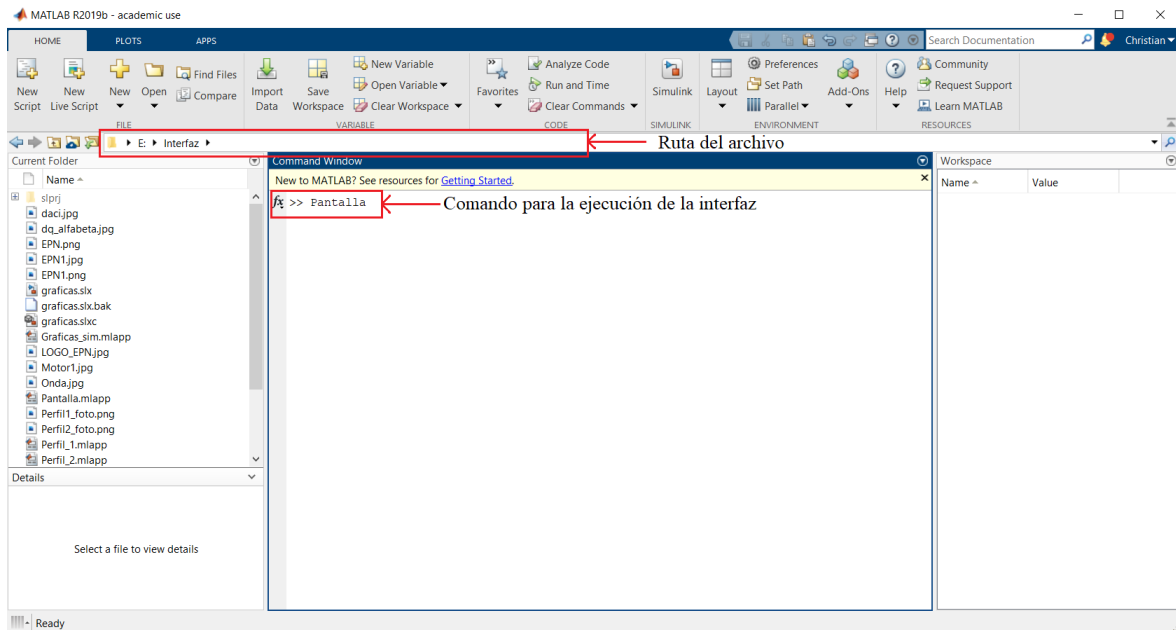


Figura A.2. Ubicación del archivo en Matlab.

Una vez realizado cualquiera de las formas de apertura antes mencionadas, se mostrará la pantalla que se indica en la Figura A.3.



Figura A.3. Pantalla principal de la interfaz.

Al desplegarse la pantalla mostrada en la Figura A.3 es posible realizar cambios en los parámetros del motor, se tiene la opción de activar o no el debilitamiento de campo, podemos seleccionar tres tipos de perfiles de carga, uno de los perfiles de carga los puede

editar el usuario a su gusto, también se cuenta con dos indicadores que se pondrán de color verde indicando en que proceso se encuentra, ya sea simulando o esté terminada la simulación. Al iniciar la pantalla se observa que el botón de simular se encuentra deshabilitado como se puede ver en la Figura A.3, esto es debido a que no se ha seleccionado ningún perfil de carga. Al momento que damos un clic en seleccionar perfil se despliega una lista como se muestra en la Figura A.4.

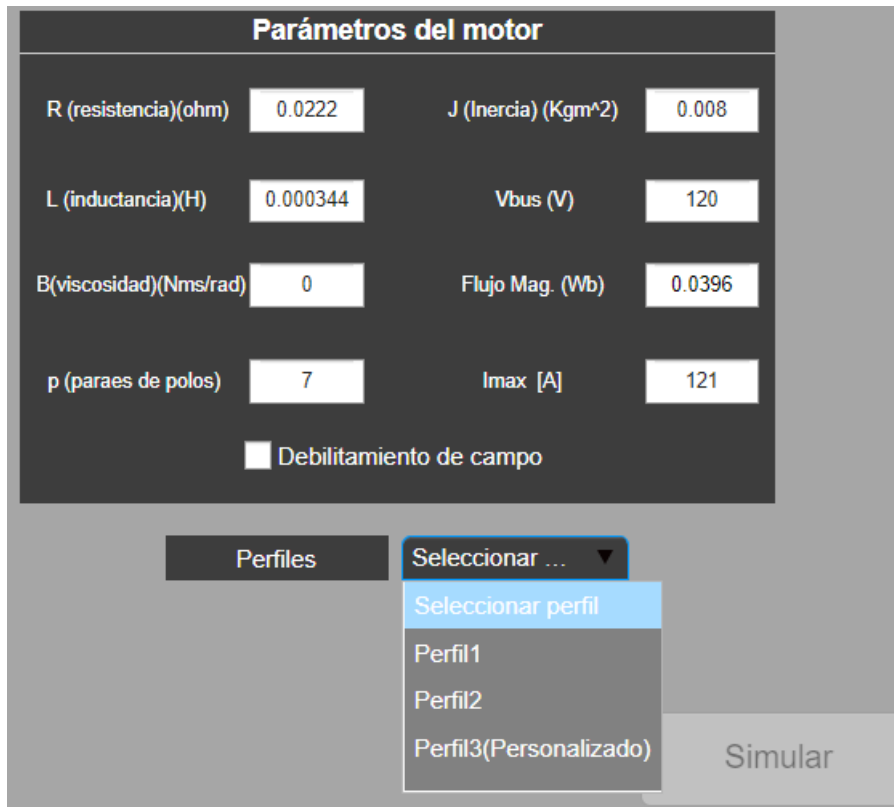


Figura A.4. Perfiles de carga que se puede seleccionar.

Los dos primeros, cuentan con perfiles preestablecidos y al dar clic en cualquiera de ellos se abrirá otra ventana donde se mostrará cual es la forma del perfil tanto de velocidad como de carga al que se someterá el motor como se muestra en las Figura A.5 y A.6. Al momento en que se entra a uno de los perfiles, los botones de la pantalla principal, tanto el de simular como el de selección de perfil dejan de funcionar con el fin de que no entre en conflictos la interfaz como se muestra en la Figura A.7, una vez se da en el botón de OK de la pantalla emergente de uno de los perfiles, se activa el botón de simular como el de selección de perfil por si se desea cambiar el perfil. Al seleccionar la opción 3 de los perfiles, al ser esta personalizable se despliega una pantalla como la que se muestra en la Figura A.8, al igual se bloquean los botones de simular y selección de perfil.

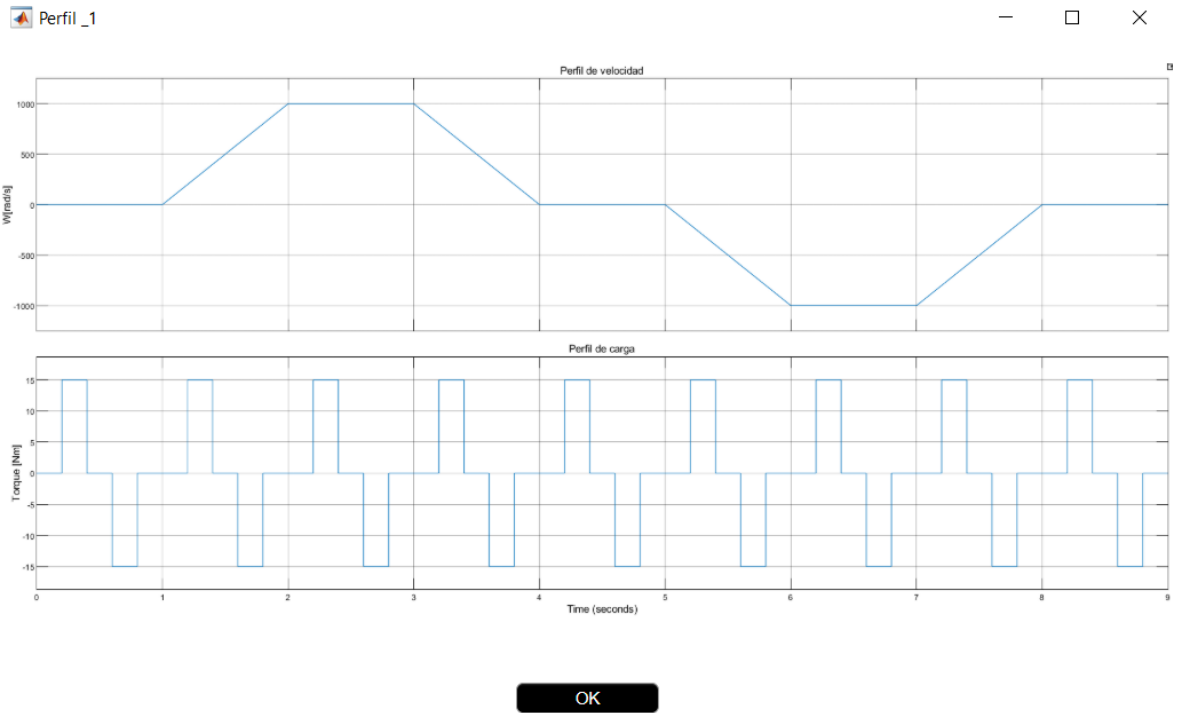


Figura A.5. Selección del primer perfil.

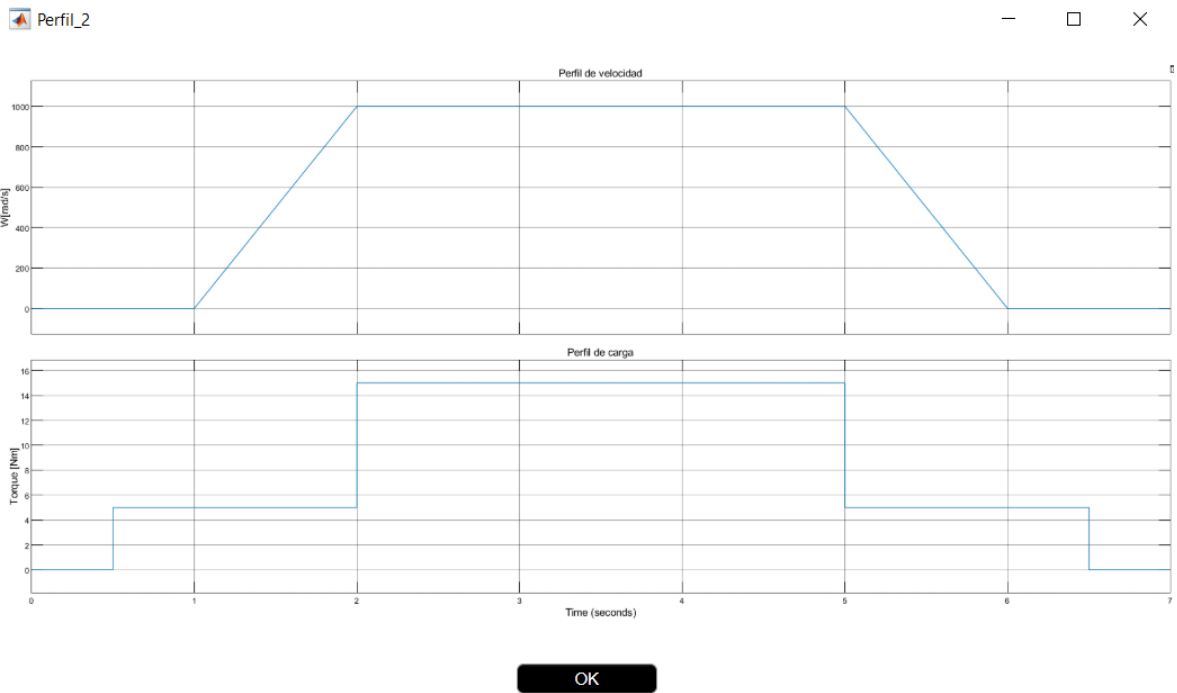


Figura A.6. Selección del segundo perfil.



Figura A.7. Bloqueo de botones de simular y selección de perfil

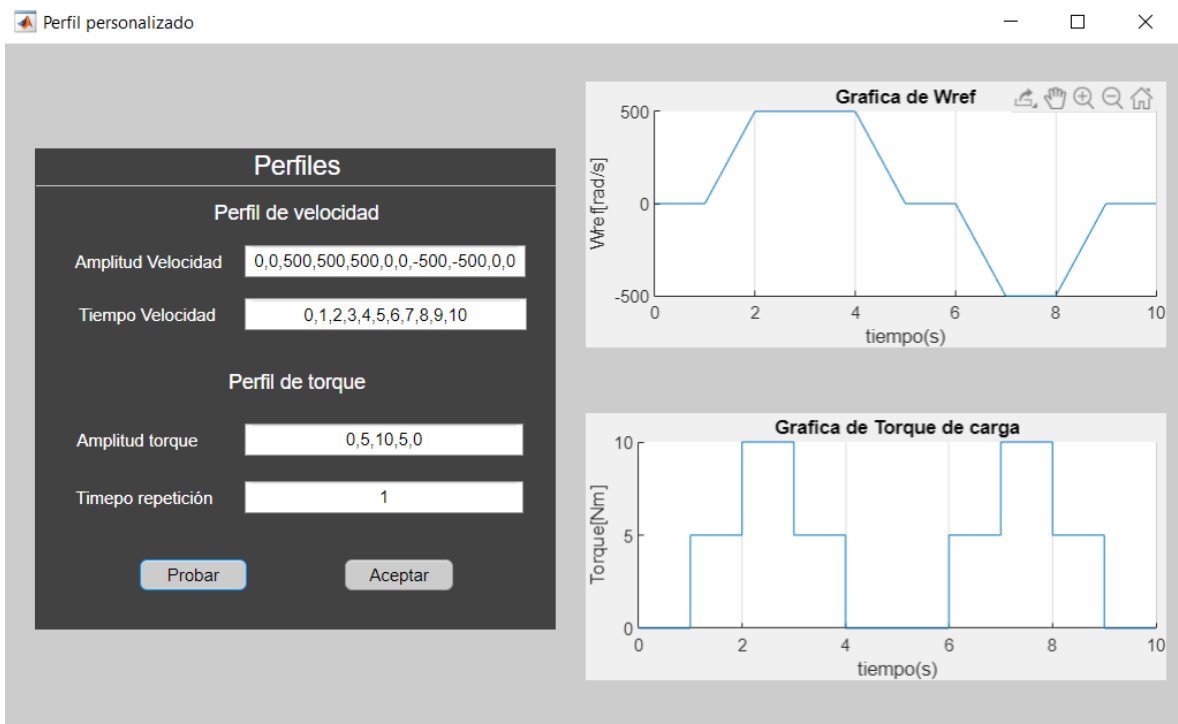


Figura A.8. Pantalla para personalizar los perfiles

Como se puede observar en la Figura A.8 Es posible modificar el perfil, tanto de carga como de velocidad, para editar el perfil de velocidad se tiene dos campos, uno para ingresar

los valores de tiempo y otro campo para ingresar los valores de amplitud, se debe tomar en cuenta que se debe colocar la misma longitud de valores tanto de amplitud como de tiempo, para el caso del tiempo se deben poner valores consecutivos y que incrementen en la unidad caso contrario no funcionará.

Para editar los valores de torque se tiene de igual manera dos campos, uno en el cual se ingresa la amplitud del paso de torque y un segundo en el que se ingresa el tiempo que van a durar cada paso de torque.

Al momento de abrirse la ventana de edición de torque se puede observar un ejemplo para guiarse, también se cuenta con dos botones, uno de los cuales permite plotear los perfiles, con lo cual se puede observar si es el tipo de perfil que buscamos. Al momento en que tenemos el perfil que buscamos le damos al botón de ACEPTAR y volveremos a la pantalla principal para poder dar en SIMULAR.

Una vez damos clic en el botón de SIMULAR se activará el indicador de que se encuentra en simulación, de igual manera se deshabilitan los botones de simular y cambio de perfil para evitar conflictos como se muestra en la Figura A.9.



Figura A.9. Pantalla principal una vez dado el botón de simular

Una vez terminada la simulación, se activan nuevamente los botones para cambiar perfil y volver a simular y también se abre una nueva ventana en la cual podremos observar las

variables más importantes en la simulación y control de una máquina PMSM tipo BLAC con control FOC como se muestra en la Figura A.10, en la ventana de gráficas se observará tres ejes que están relacionados a botones que nos permitirán cambiar las variables que deseamos observar.

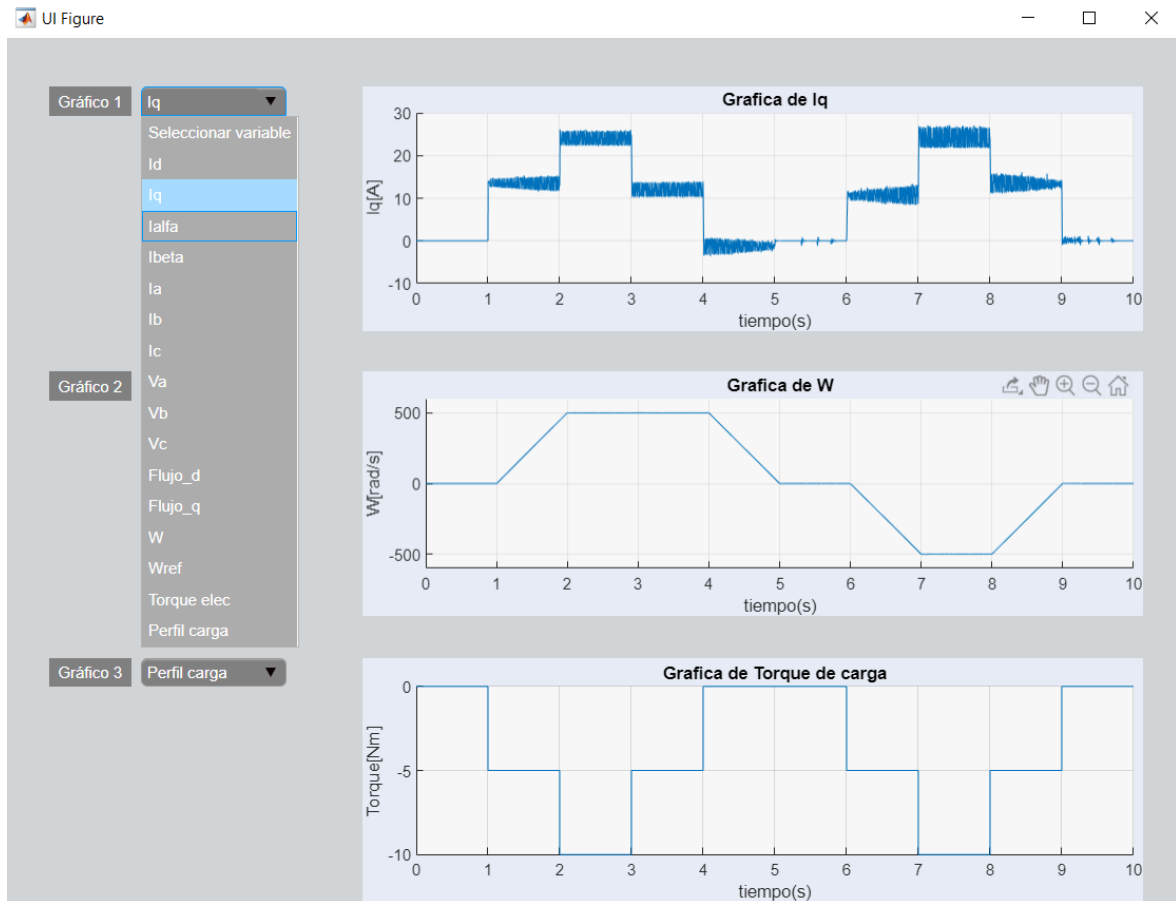


Figura A.10. Pantalla de grafica de variables.

ORDEN DE EMPASTADO