



UNIVERSIDAD TÉCNICA
FEDERICO SANTA MARÍA



Universidad Técnica Federico Santa María

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Memoria de Titulación

Estudio comparativo e implementación de
observadores de enlace de flujo de rotor en lazo
cerrado para el control vectorial de una
máquina de inducción

Opta al título de Ingeniero Civil Electricista:

Maximiliano Carlos Carvajal Arizaga

Profesores guía:

Dr.-Ing. Jorge Juliet Avilés

Dr. Andrés Mora Castro

Junio de 2025

Agradecimientos

A mi madre, Pilar. Gracias por tu incansable esfuerzo, tu dedicación y por permitirme aprender de ti todos estos años. Es gracias a ti que soy la persona que soy, y todos mis talentos se atribuyen a la crianza que me diste, lo cual, de por sí, es increíble considerando la temprana edad a la que me tuviste. Gracias por los consejos, por los retos, por las risas y por las penas. Eres mi ídolo, mi admiración y amor por ti crecen cada día.

A mi padre, Roberto. Gracias por transmitirme tu pasión por las cosas, por darme tu determinación y por haber sido un pilar de fuerza en esta aventura. Gracias por ayudarme a desarrollar mi personalidad y apoyar todas mis decisiones. Gracias por ser mi compañero y mi modelo a seguir. Eres mi héroe y mi mejor amigo, espero algún día ser un padre como tú.

A mis abuelas, Ester y Luisa. Gracias por su amor incondicional durante toda mi vida. Si mis padres son personas exitosas, se debe a la labor de ellas, lo cual hoy se traduce en este logro académico. Gracias por enseñarme a leer, por irme a buscar al colegio y llevarme a clases y talleres. Siempre agradeceré su cariño, por lo que siempre tendrán el mío.

A mis hermanos, Juan Pablo, Florencia y Amelia. Espero que esto les sirva de guía para que ustedes puedan emprender su propio camino. Siempre estaré ahí para ustedes. A mi abuelo y mi tía, Marcelo y María José, gracias por su apoyo y cariño durante todos estos años y por compartir conmigo en los momentos importantes. A mi madrastra, Mariela. Gracias por incluirme en tu familia y compartir tantas experiencias bonitas juntos.

A mis amigos y compañeros: Matías, Rafael, Alexis, Joaquín, Branko, José, Bastián, Javier, Daniel, Pablo y Rubén. Me siento orgulloso y agradecido de haber vivido esta etapa con ustedes, pues, sin ustedes, no hubiese sido posible completarla. Gracias por todas las risas y por su dedicación en todos los trabajos que realizamos juntos. Sé que todos seremos exitosos, y a los que aún no se titulan, los estoy esperando desde el otro lado, estoy seguro de que lo van a lograr.

A mis compañeros de Piscina USM, especialmente a Pablo, Stephanie, Gustavo, Matías, Nicolás, Natalia, Catalina y Francisca. Gracias por dejarme compartir con ustedes en la oficina y por permitirme ser su administrador. Me siento agradecido de haberlos conocido, y tengan por seguro que siempre podrán contar conmigo para lo que necesiten, pues mi gratitud hacia ustedes es eterna.

Finalmente, a mi profesor guía, Jorge. Gracias por su disposición y vocación para enseñar, por ayudarme en el trabajo de memoria y por estar siempre ahí cada vez que necesité ayuda, tanto en los ramos como en la elaboración de este trabajo.

Índice

1	Introducción	8
2	Objetivos	10
3	Fundamentos teóricos del trabajo realizado	11
3.1	Máquina de inducción	11
3.1.1	Ecuaciones dinámicas de la máquina asincrónica	11
3.2	Control por campo orientado	13
3.3	Métodos de observación	15
3.3.1	Estimador de primer orden	15
3.3.2	Observador de orden reducido de Luenberger	16
3.3.3	Filtro de Kalman	17
4	Simulación computacional	19
4.1	Determinación de parámetros de la máquina de inducción	19
4.1.1	Determinación de resistencia de estator	19
4.1.2	Ensayo de vacío	19
4.1.3	Ensayo de deslizamiento nominal a tensión reducida	22
4.1.4	Obtención de parámetros del circuito equivalente	22
4.1.5	Ensayo de desaceleración	23
4.2	Realización del control vectorial	24
4.2.1	VSI y método de modulación	24
4.2.2	Parámetros para el control vectorial	25
4.2.3	Calibración y prueba de los lazos de corriente de estator	26
4.2.4	Calibración y prueba del lazo de corriente de magnetización	28
4.2.5	Calibración y prueba del lazo de velocidad	30
4.2.6	Prueba del sistema de control completo	32
4.3	Implementación de estimadores y observadores	34
4.3.1	Implementación del estimador de primer orden	34
4.3.2	Implementación del observador de orden reducido de Luenberger	35
4.3.3	Implementación del filtro de Kalman en estado estacionario	36
4.4	Análisis en estado estacionario ante incerteza de parámetros	37
4.4.1	Observadores calibrados con $r_r = 1.5r_{r0}$	38
4.4.2	Observadores calibrados con $l_m = 1.2l_{m0}$	39
4.4.3	Observadores calibrados con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$	40
4.5	Análisis en estado estacionario ante ruido de mediciones	41
4.5.1	Ruido moderado en la medición de corriente	41
4.5.2	Ruido amplificado en la medición de corriente	44
4.6	Análisis de observabilidad transitoria	45
4.6.1	Escalones de referencia de corriente de magnetización	45
4.6.2	Escalón de referencia de velocidad	46
4.7	Análisis de observabilidad bajo efectos del tiempo muerto	47

4.7.1	Efecto del tiempo muerto en la estimación de $\dot{i}_{mr}$	50
4.7.2	Método de la medida única para compensar efecto del tiempo muerto	53
4.7.3	Aplicación del método propuesto en la simulación	54
5	Implementación en laboratorio	58
5.1	Implementación del control por campo orientado	58
5.1.1	Control de corriente $\alpha\beta$	58
5.1.2	Control de corriente dq bajo frecuencia arbitraria	60
5.1.3	Implementación de métodos de observación	60
5.1.4	Control de corriente dq en coordenadas de campo	63
5.1.5	Control de corriente de magnetización	64
5.1.6	Control de velocidad	65
5.1.7	Sensibilidad del filtro de Kalman ante variaciones de q_f	67
5.2	Implementación y prueba del filtro de Kalman en el control vectorial	68
5.2.1	Efecto del momento de carga en la estimación de ambos observadores	70
5.2.2	Aplicación de estimador con máquina cargada	73
5.3	Ensayos del sistema calibrado	74
5.3.1	Ensayos de pequeña señal sin carga mecánica aplicada	74
5.3.2	Ensayos de pequeña señal con carga mecánica aplicada	76
5.3.3	Ensayos de gran señal sin carga mecánica aplicada	78
5.3.4	Ensayos de gran señal con carga mecánica aplicada	81
5.3.5	Ensayos de rechazo de perturbaciones	84
6	Conclusiones	87
A	Anexos	92
A.1	Simulación computacional	92
A.1.1	Code declarations	92
A.1.2	Start function code	96
A.1.3	Update function code	98
A.1.4	Output function code	102
A.2	Programación en laboratorio	103
A.2.1	Code declarations	104
A.2.2	Start function code	106
A.2.3	Output function code	106
A.2.4	Conmutador	109

Índice de figuras

3.2.1 Diagrama de bloques representativo del control vectorial para una máquina de inducción [1].	14
4.1.1 Curva de reactancia total por fase.	20
4.1.2 Pérdidas de núcleo y de roce y ventilación.	21
4.1.3 Pérdidas de núcleo.	21
4.1.4 Circuito equivalente por fase de la máquina asincrónica [12].	22
4.1.5 Velocidad angular en el ensayo de desaceleración.	23
4.2.1 Esquema de modulación por suboscilación [14].	24
4.2.2 Diagrama de bloques del control de corriente.	26
4.2.3 Respuesta a escalón teórica del control de corriente.	27
4.2.4 Esquema antienrollamiento [8].	27
4.2.5 Escalones de referencia de 0.2 pu.	28
4.2.6 Diagrama de bloques del control de corriente de magnetización.	28
4.2.7 Respuesta a escalón teórica del lazo de i_{mr}	29
4.2.8 Escalón de 0.1 pu de referencia en canal i_{mr}	30
4.2.9 Diagrama de bloques del control de velocidad	30
4.2.10 Respuesta a escalón teórica del lazo de velocidad.	31
4.2.11 Escalón de 0.01 pu de referencia en canal ω	32
4.2.12 Ensayo de prueba del control.	33
4.3.1 Prueba de la implementación del estimador.	35
4.3.2 Prueba de la implementación del observador de Luenberger.	36
4.3.3 Prueba de la implementación del filtro de Kalman.	37
4.4.1 Error porcentual de magnitud de i_{mr} con $r_r = 1.5r_{r0}$	38
4.4.2 Error angular de i_{mr} con $r_r = 1.5r_{r0}$	38
4.4.3 Error porcentual de magnitud de i_{mr} con $l_m = 1.2l_{m0}$	39
4.4.4 Error angular de i_{mr} con $l_m = 1.2l_{m0}$	39
4.4.5 Error porcentual de magnitud de i_{mr} con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$	40
4.4.6 Error angular de i_{mr} con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$	40
4.5.1 Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.	42
4.5.2 Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.	42
4.5.3 Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.	43
4.5.4 Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.	43
4.5.5 Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.	44
4.5.6 Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.	44
4.6.1 Comportamiento dinámico ante escalón de i_{mr}^* a velocidad nula.	45
4.6.2 Comportamiento dinámico ante escalón de i_{mr}^* a velocidad nominal.	46
4.6.3 Comportamiento dinámico ante escalón de ω	47
4.7.1 Ensayo de prueba del control bajo efectos del tiempo muerto	49
4.7.2 Oscilaciones de sexta armónica en los lazos de corriente.	50

4.7.3 Efecto del tiempo muerto en la estimación a velocidad nula.	50
4.7.4 Efecto del tiempo muerto en la estimación a velocidad nominal.	51
4.7.5 Efecto del tiempo muerto en la estimación a distintas velocidades para estimador de primer orden.	52
4.7.6 Efecto del tiempo muerto en la estimación a distintas velocidades para filtro de Kalman.	52
4.7.7 Distribución de la tensión de distorsión según ϕ [18].	53
4.7.8 Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0$ pu.	55
4.7.9 Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.2$ pu.	55
4.7.10 Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.5$ pu.	56
4.7.11 Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.97$ pu.	56
5.1 Estación de trabajo utilizada.	58
5.1.1 Ensayo de pequeña señal del canal de corriente α	59
5.1.2 Ensayo de pequeña señal con controlador recalibrado.	59
5.1.3 Ensayos de pequeña señal con frecuencia arbitraria.	60
5.1.4 Estimación a velocidad nula.	61
5.1.5 Estimación a 0.2 pu de velocidad.	61
5.1.6 Estimación a 0.5 pu de velocidad.	62
5.1.7 Estimación a 0.97 pu de velocidad.	62
5.1.8 Ensayos de pequeña señal con frecuencia arbitraria.	63
5.1.9 Velocidad y corriente de magnetización durante el escalón de i_{sq}	64
5.1.10 Ensayo de pequeña señal del control de i_{mr}	65
5.1.11 Ensayo de gran señal del control de i_{mr}	65
5.1.12 Ensayo de pequeña señal del control de velocidad	66
5.1.13 Ensayos de gran señal y de rechazo de perturbaciones.	66
5.1.14 Estimación de observadores ante cambio de velocidad.	68
5.2.1 Ensayo de aceleración de 0.2 a 0.3 pu.	69
5.2.2 Ensayo de desaceleración de 0.3 a 0.2 pu.	70
5.3.1 Ensayo de pequeña señal sin carga mecánica aplicada de 0.1 a 0.15 pu de velocidad.	75
5.3.2 Ensayo de pequeña señal sin carga mecánica aplicada de 0.5 a 0.55 pu de velocidad.	76
5.3.3 Ensayo de pequeña señal con carga mecánica aplicada de 0.1 a 0.15 pu de velocidad.	77
5.3.4 Ensayo de pequeña señal con carga mecánica aplicada de 0.5 a 0.55 pu de velocidad.	78
5.3.5 Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0 a 0.2 pu de velocidad.	79
5.3.6 Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0.3 a 0.5 pu de velocidad.	80
5.3.7 Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0.2 a 0.3 pu de velocidad.	81
5.3.8 Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0 a 0.2 pu de velocidad.	82
5.3.9 Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0.3 a 0.5 pu de velocidad.	83
5.3.10 Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0.2 a 0.3 pu de velocidad.	84
5.3.11 Ensayo de rechazo de perturbaciones a 0.2 pu de velocidad.	85
5.3.12 Ensayo de rechazo de perturbaciones a 0.5 pu de velocidad.	86

A.1.1Diagrama programado en PLECS.	92
A.2.1Diagrama programado en plecs para el laboratorio.	103
A.2.2Diagrama de bloques del filtro de Kalman.	104

Índice de cuadros

4.1.1 Datos de placa de la máquina bajo ensayos.	19
4.1.2 Mediciones de resistencia de estator	19
4.1.3 Mediciones del ensayo de vacío.	20
4.1.4 Mediciones del ensayo de deslizamiento nominal a tensión reducida.	22
4.1.5 Parámetros del circuito equivalente obtenidos en laboratorio.	22
4.7.1 Resultados del método de la medida única en pu.	54
5.1.1 Datos de ruido de medición y tensión de distorsión.	60
5.1.2 Error porcentual de la estimación de $\hat{i}_{mr}$ para distintos filtros de Kalman. . .	67
5.2.1 Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.25$ pu.	72
5.2.2 Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.5$ pu.	72
5.2.3 Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.75$ pu.	73
5.2.4 Error de estimadores para $\omega = 0.25$ pu.	73
5.2.5 Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.75$ pu.	74

Resumen

El presente trabajo abarca la realización de un análisis comparativo de métodos de observación para el control vectorial de una máquina de inducción. A través de una simulación computacional en el programa PLECS, se llevó a cabo un análisis en estado estacionario y transitorio, ante ruido de mediciones y efectos del tiempo muerto, a un estimador de primer orden y dos observadores de lazo cerrado: el observador de Luenberger y el filtro de Kalman.

Se realizó un análisis en base a la incerteza de parámetros de la máquina controlada, de lo cual se observó el buen rendimiento del filtro de Kalman ante dicha incertidumbre. Si bien el estimador y el observador de Luenberger operaban bien bajo ciertos niveles de imprecisión, el filtro de Kalman lograba adaptarse a casi todos los casos, viéndose perjudicado por el efecto del tiempo muerto, en especial a velocidades bajas.

Posteriormente, se realizó un trabajo de laboratorio. En dicho trabajo se analizó el funcionamiento en tiempo real del control bajo la utilización del estimador y el filtro de Kalman, obteniendo resultados diferentes a los observados en la simulación, debido principalmente al efecto del tiempo muerto en la distorsión de la tensión de estator.

Finalmente, se implementó el estimador de primer orden para velocidades bajas, realizando una recalibración para un correcto funcionamiento bajo carga mecánica. Por otra parte, el filtro de Kalman se utilizó para velocidades altas, en el cual su porcentaje de error se ve considerablemente disminuido. El trabajo concluyó en un sistema de control por campo orientado que funciona de manera correcta y solo se ve limitado por las capacidades del banco de pruebas utilizado.

1. Introducción

El control por campo orientado (también llamado control vectorial) es un método de control para máquinas de campo giratorio. En el caso de una máquina asíncrona, dicho método consiste en controlar corrientes y enlace de flujo usando un sistema de coordenadas orientado al enlace de flujo del rotor de la máquina (o, alternativamente, al enlace de flujo de estator). Se utiliza la corriente de estator y enlace de flujo de rotor como variables de estado para el sistema de ecuaciones dinámicas [1]. De esta manera, junto con un lazo de control interno de corriente de estator, es posible controlar de manera cuasi-desacoplada tanto el enlace de flujo del rotor como el momento electromagnético producido por la máquina, lo que lleva, finalmente, al control de la velocidad angular de la misma [2].

El lazo anidado de corriente de estator utiliza como actuación la tensión de estator, cuya magnitud puede ser impuesta a partir de convertidores de frecuencia. Existen muchas aplicaciones de control de máquinas de inducción que utilizan control vectorial (y que utilizan lazo de corriente anidado) debido a su alta utilidad ante aplicaciones con altos requerimientos dinámicos [3].

Bajo este ámbito, la observabilidad (definida como la capacidad de un sistema de control de determinar sus variables de estado en tiempo real a partir de sus entradas y salidas, ya sea midiendo dichas variables o estimando su valor [4]) es un aspecto importante para considerar a la hora de implementar el control vectorial. Esto se debe a que la realización de un control por campo orientado requiere de la observación del enlace de flujo de rotor, ya que de esta variable depende la transformación de coordenadas que permite el desacople del control de la corriente de estator proyectada en los ejes d y q del sistema de coordenadas [2].

Existen diversos métodos de observación, como, por ejemplo, la utilización de sensores de flujo instalados en el entrehierro de la máquina que permiten estimar la magnitud y posición del flujo de rotor [2]. Sin embargo, la aplicación de estos sensores suele ser extremadamente compleja y de alto costo como para ser implementada en cualquier tipo de accionamiento.

Otra forma de estimar el enlace de flujo de rotor es utilizando estimadores, siendo una alternativa simple el estimador de primer orden basado en la ecuación del rotor, en el que el enlace de flujo de rotor es determinado a partir de las mediciones de corriente de estator y velocidad de rotor. Si bien es un método sencillo para estimar magnitud y ángulo del enlace de flujo de rotor, este es muy sensible a los errores de medición y especialmente a los parámetros del modelo, en particular a los parámetros de resistencia de rotor e inductancia magnetizante pues, al tratarse generalmente de máquinas de inducción con rotor jaula de ardilla, no existe una medición directa que permita obtener los parámetros del rotor de la máquina [5], si bien se puede recurrir a estimadores para ello.

Un método de estimación más complejo corresponde al observador de orden reducido de Luenberger, el cual, mediante aproximaciones lineales, reduce el sistema para obtener estimaciones simultáneas de las variables deseadas, en este caso, enlace de flujo de rotor y velocidad angular. A través de la sintonización de una ganancia que lleva el error a cero con el tiempo, este método de observación es más preciso que el estimador ya mencionado, además de ser relativamente simple de implementar [6].

Otro método de observación corresponde al filtro de Kalman, el cual se asimila al observador de Luenberger, con la diferencia que el primero considera el ruido tanto de la medición como del modelo para determinar la ganancia del estimador de manera recursiva, siendo más robusto que el observador mencionado anteriormente [7]. De esta manera, el filtro de Kalman (en especial su variación en estado estacionario, que disminuye la complejidad numérica) permite ajustar sus parámetros para accionamientos puntuales en donde la confianza que se le tenga al modelo o a los sensores sea de relevancia para el correcto desempeño del control. Este último método posee múltiples aplicaciones en la industria, y en [7] lo consideran como una de las herramientas más poderosas disponibles para el diseño de sistemas de control.

Bajo este contexto, la realización de un análisis comparativo entre estos métodos de observación vía simulación computacional supone un tema interesante para la realización de una memoria de titulación. La implementación de un método de observabilidad del enlace de flujo de rotor para un control vectorial en laboratorio constituye de igual forma una labor interesante para el estudio, pues además de enriquecer el crecimiento académico e intelectual del estudiante, entrega al Departamento de Ingeniería Eléctrica una herramienta útil para el diseño de sistemas de control que no existía previamente.

Por último, es adecuado mencionar que en este trabajo se utilizará una nueva plataforma de control que ha sido desarrollada y puesta en marcha en una memoria reciente en el Departamento de Ingeniería Eléctrica, lo que permitirá realizar demostraciones y experiencias en laboratorio para nuevos estudiantes.

2. Objetivos

Objetivo general

Realizar un control vectorial de una máquina de inducción, utilizando un observador de enlace de flujo en lazo cerrado, incluyendo estudio comparativo con estimadores.

Objetivos específicos

- Realizar estudio bibliográfico sobre aplicación de observadores de flujo en control vectorial.
- Obtener el modelo discreto de la máquina asincrónica, para poder plantear control con observadores en lazo cerrado en un programa computacional.
- Realizar simulación computacional donde se implemente control vectorial de una máquina asincrónica, que permita comparar el desempeño de distintos observadores de flujo. Posteriormente seleccionar un observador para la aplicación.
- Aplicar observador de flujo en lazo cerrado en el control vectorial de una máquina asincrónica del Laboratorio de Máquinas Eléctricas, utilizando plataforma de control existente.
- Verificar correcto desempeño del control realizado.

3. Fundamentos teóricos del trabajo realizado

En esta sección se estipularán las bases teóricas necesarias para la elaboración de este trabajo.

3.1. Máquina de inducción

La máquina sujeta a ensayos corresponde a una máquina asincrónica (también llamada máquina de inducción). Dicha máquina está compuesta por un estator y un rotor, los cuales están separados por un entrehierro relativamente pequeño respecto a otro tipo de máquinas [1]. El devanado de estator es trifásico conexión delta o estrella sin neutro, mientras que el rotor puede contener un devanado trifásico conexión estrella unido a tres anillos rozantes (llamado rotor devanado), permitiendo alimentar los devanados del rotor. El rotor también puede contener diversas barras paralelas al eje unidas (por lo tanto, cortocircuitadas) en sus extremos mediante anillos rozantes (rotor jaula de ardilla).

Para modelar matemáticamente el comportamiento dinámico de la máquina se plantearon ecuaciones en términos de fasores espaciales utilizando como base la memoria de titulación [8], la cual explica en detalle las mismas ecuaciones dinámicas utilizadas en este trabajo. De manera complementaria, se utilizan demostraciones desarrolladas en [1] para resumir procesos matemáticos que conducen a ecuaciones que representan el comportamiento dinámico de la MAS respecto a las variables de corriente de estator y enlace de flujo de rotor.

3.1.1. Ecuaciones dinámicas de la máquina asincrónica

La formulación del modelo electromagnético y mecánico y deducción de parámetros y ecuaciones para máquinas de campo giratorio y, en particular, máquinas asincrónicas, se encuentra en [22], mientras que su transformación para expresar tales ecuaciones en términos de variables en un sistema de coordenadas común se detalla en [23]. Para simplificar la resolución de este sistema de ecuaciones se emplea una reducción a un sistema por unidad (pu) cuyas bases se detallan en [9].

Al realizar la reducción a base común las inductancias mutuas l_{sr} y l_{rs} se igualan, ahora recibiendo el nombre l_m . A su vez, al normalizar la ecuación de equilibrio mecánico aparece la constante de inercia H , cuyo valor se determina utilizando la siguiente ecuación [9]:

$$H = \frac{\frac{1}{2}J \cdot \left(\frac{\omega_b}{p}\right)^2}{S_b}, \quad (3.1.1)$$

donde J es el momento de inercia de la máquina, S_b y ω_b son la potencia y velocidad base del sistema normalizado, respectivamente. De esta manera, se lista las ecuaciones que rigen el sistema dinámico de la máquina de inducción en base común, usando un sistema de coordenadas común y utilizando la expresión $(\mathbf{x})$ para variables normalizadas:

$$(\mathbf{v}_{sk}) = r_s(\mathbf{i}_{sk}) + \frac{d(\boldsymbol{\psi}_{sk})}{d\tau} + j(\omega_x)(\boldsymbol{\psi}_{sk}) \quad (3.1.2)$$

$$(\mathbf{v}_{rk}) = r_r(\mathbf{i}_{rk}) + \frac{d(\boldsymbol{\psi}_{rk})}{d\tau} + j[(\omega_k) - (\omega)](\boldsymbol{\psi}_{rk}) \quad (3.1.3)$$

$$(\boldsymbol{\psi}_{sk}) = l_s(\mathbf{i}_{sk}) + l_m(\mathbf{i}_{rk}) \quad (3.1.4)$$

$$(\boldsymbol{\psi}_{rk}) = l_m(\mathbf{i}_{sk}) + l_r(\mathbf{i}_{rk}) \quad (3.1.5)$$

$$\tau_m \frac{d(\omega)}{d\tau} = (T) - (T_c) \quad (3.1.6)$$

$$(T) = k_r \text{Im}\{(\boldsymbol{\psi}_r)^*(\mathbf{i}_s)\}, \quad (3.1.7)$$

donde $\mathbf{i}_s$ e $\mathbf{i}_r$ son las corrientes de estator y rotor, $\boldsymbol{\psi}_s$ y $\boldsymbol{\psi}_r$ son los enlaces de flujo de estator y rotor, respectivamente, ω es la velocidad mecánica del conjunto, ω_k es la velocidad del sistema de coordenadas impuesto, r_s y l_s son la resistencia e inductancia de estator, mientras que r_r y l_r son la resistencia e inductancia de rotor, $\tau = \omega_b \cdot t$ es el tiempo normalizado, $k_r = \frac{l_m}{l_r}$, $\tau_m = 2H\omega_b$ es la constante de tiempo electromecánica normalizada, T y T_c son el momento electromagnético y de carga, respectivamente. Desde ahora en adelante se supondrá que las ecuaciones descritas se encuentran en pu, por lo que no se utilizarán paréntesis para representarlo.

Las ecuaciones de enlace de flujo (3.1.4) y (3.1.5) permiten obtener expresiones de dos variables electromagnéticas en base a las otras dos restantes. De esta forma, las variables de estado del sistema son tres, a saber, dos variables electromagnéticas y la velocidad angular ω . En el contexto de control es común que una de las variables de estado sea la corriente de estator, debido a su sencilla medición mediante sensores de corriente. Para efectos de este trabajo, es conveniente, a su vez, utilizar el enlace de flujo de rotor como segunda variable de estado. El resultado de reemplazar $\boldsymbol{\psi}_s$ e $\mathbf{i}_r$ por expresiones de $\mathbf{i}_s$ y $\boldsymbol{\psi}_r$ en las ecuaciones de tensión es el siguiente [1]:

$$\tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{d\tau} + \mathbf{i}_s = \frac{1}{r_\sigma} \left(-j\omega_k l_\sigma \mathbf{i}_s + k_r \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{v}_s \right) \quad (3.1.8)$$

$$\tau_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{d\tau} + \boldsymbol{\psi}_r = -j(\omega_k - \omega)\tau_r \boldsymbol{\psi}_r + l_m \mathbf{i}_s \quad (3.1.9)$$

Donde:

- $r_\sigma = r_s + k_r^2 r_r$ es la resistencia equivalente de la máquina.
- $l_\sigma = \sigma l_s$ es la inductancia de dispersión total de la máquina.
- $\tau_\sigma = \frac{l_\sigma}{r_\sigma}$ es la constante de tiempo transitoria de la armadura de la máquina.

- $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$ es la constante de tiempo del rotor.
- $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$ es el coeficiente de dispersión de la máquina.

En máquinas de inducción τ_σ suele ser mucho menor en valor que τ_r , lo que implica que las dinámicas que afectan al enlace de flujo de rotor son mucho más lentas que las dinámicas de las corrientes de estator.

3.2. Control por campo orientado

Si se orienta el sistema de coordenadas rotatorio al enlace de flujo de rotor, ω_k pasa a ser la velocidad angular de ψ_r (desde ahora denominada ω_s) y el flujo de rotor solo tendría componente real:

$$\psi_r = \psi_r \quad (3.2.1)$$

Esto conlleva a nuevas expresiones para las ecuaciones de momento y flujo de rotor, pues al descomponerlas en los ejes d y q se obtienen las siguientes relaciones:

$$T = k_r \psi_r i_{sq} \quad (3.2.2)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{d\tau} + \psi_r = l_m i_{sd} \quad (3.2.3)$$

$$\omega_r \tau_r \psi_r = l_m i_{sq} \quad (3.2.4)$$

Donde $\omega_r = \omega_s - \omega$. Como se puede observar en la ecuación (3.2.2), el momento electromagnético desarrollado por la máquina depende exclusivamente del flujo de rotor y la corriente i_{sq} . Por otro lado, de la ecuación (3.2.3) se deduce que la dinámica de ψ_r es afectada por la constante de tiempo τ_r , mientras que en estado estacionario la magnitud de enlace de flujo depende de la corriente i_{sd} .

Es posible controlar el valor de ψ_r y T utilizando como actuación las corrientes i_{sd} e i_{sq} respectivamente. Si bien el momento se ve afectado por el flujo de rotor, la dinámica de este último es mucho más lenta en comparación a la de i_{sq} , por lo que es posible realizar un control cuasi-desacoplado de las variables mencionadas, que deriva posteriormente en un control de velocidad y flujo de rotor con lazos internos de corriente de estator.

El control por campo orientado (o control vectorial) se basa en las ecuaciones descritas anteriormente para un sistema orientado al enlace de flujo de rotor. El diagrama de bloques representativo del control vectorial se ilustra en la figura 3.2.1.

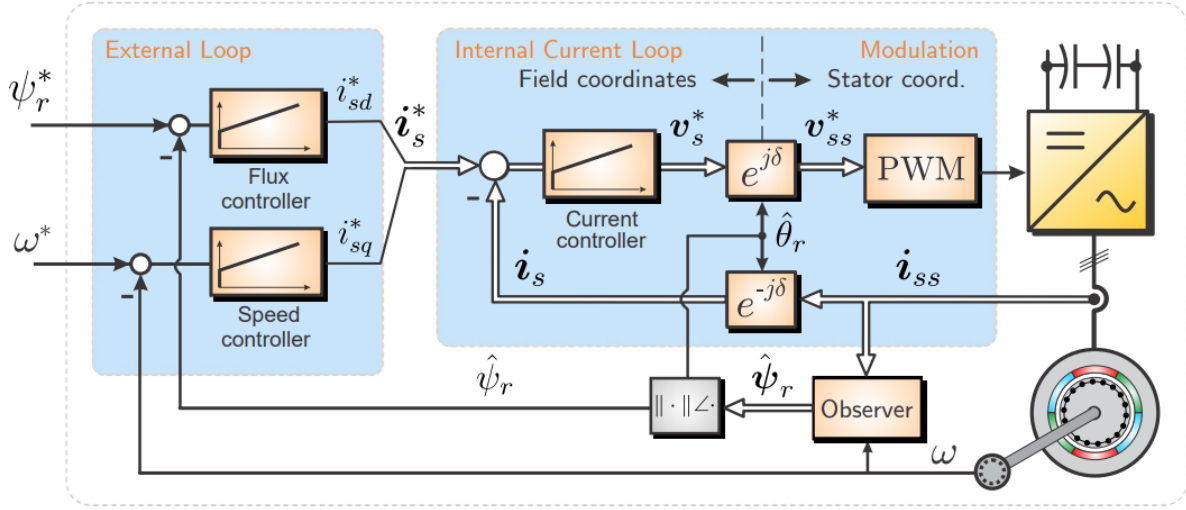


Fig. 3.2.1: Diagrama de bloques representativo del control vectorial para una máquina de inducción [1].

El control funciona bajo la siguiente secuencia:

- A partir de las referencias ψ_r^* y ω^* , los controladores de flujo y velocidad envían corrientes i_{sd}^* e i_{sq}^* de referencia respectivamente a los lazos internos de corriente.
- Los controladores de corriente i_{sd} e i_{sq} utilizan como actuación las tensiones de estator v_{sd} y v_{sq} respectivamente.
- El inversor impone la tensión de estator requerida, alimentando la máquina para que opere en el punto deseado.
- El observador o estimador implementado determina magnitud y ángulo del fasor espacial de flujo y envía estos valores a la retroalimentación del control de flujo y a las transformaciones de coordenadas requeridas en cada etapa respectivamente.

Para simplificar el control vectorial se introduce el fasor espacial de corriente de magnetización i_{mr} :

$$i_{mr} = \frac{\psi_r}{l_m} \quad (3.2.5)$$

De esta manera ya no es necesario conocer el valor de l_m pues este desaparece de la ecuación de momento, resultando en la siguiente expresión con campo orientado ($i_{mr} = i_{mr}$):

$$T = (1 - \sigma) l_s \cdot i_{mr} \cdot i_{sq} \quad (3.2.6)$$

A su vez, el lazo externo de enlace de flujo de rotor pasa a ser un lazo de corriente de magnetización, el cual está sujeto a la siguiente dinámica:

$$\tau_r \frac{di_{mr}}{d\tau} + i_{mr} = i_{sd} \quad (3.2.7)$$

3.3. Métodos de observación

Esta sección detalla los fundamentos teóricos y el planteamiento de los estimadores y observadores de flujo bajo análisis comparativo en este trabajo. Si bien la literatura generalmente expresa relaciones matemáticas en función del enlace de flujo de rotor, en este trabajo se expresarán en base a la corriente de magnetización, con el propósito de mantener la misma estructura que el control vectorial implementado.

3.3.1. Estimador de primer orden

Este estimador aprovecha la ecuación de rotor para determinar magnitud y ángulo del fasor espacial $\hat{\mathbf{i}}_{mr}$. El modelo de corriente usado en este trabajo utiliza mediciones de corriente de estator, velocidad y posición de la máquina de inducción, y puede ser implementado bajo distintos sistemas de coordenadas. Si bien la ecuación es siempre la misma, la utilización de distintos sistemas de coordenadas afecta en el rendimiento del estimador, pues cada implementación requiere mediciones distintas, las cuales pueden ser más accesibles o de mayor precisión.

El estimador en coordenadas de campo utiliza las mediciones de corriente y velocidad para aprovechar las siguientes ecuaciones:

$$\hat{\tau}_r \frac{d\hat{\mathbf{i}}_{mr}}{d\tau} + \hat{\mathbf{i}}_{mr} = \mathbf{i}_{sd} \quad (3.3.1)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{i_{sq}}{\hat{\tau}_r \hat{\mathbf{i}}_{mr}} \quad (3.3.2)$$

$$\int (\hat{\omega}_r + \omega) d\tau = \hat{\theta}_r \quad (3.3.3)$$

De esta manera, se obtienen las estimaciones de magnitud y ángulo de la corriente de magnetización, $\hat{\mathbf{i}}_{mr}$ y $\hat{\theta}_r$ respectivamente.

Por otro lado, el estimador en coordenadas de rotor utiliza las mediciones de corriente y posición de la máquina, lo cual según [1] y [5] mejora el desempeño del estimador, pues la medición de posición es más accesible y tiene mayor precisión que la medición de velocidad, la cual suele venir de una estimación a partir de la medición de posición. Las ecuaciones de este modelo se presentan a continuación:

$$\mathbf{i}_{sr} = \mathbf{i}_s \cdot e^{-j\gamma} \quad (3.3.4)$$

$$\hat{\tau}_r \frac{d\hat{\mathbf{i}}_{mr}}{d\tau} + \hat{\mathbf{i}}_{mr} = \mathbf{i}_{sr} \quad (3.3.5)$$

El ángulo del fasor de corriente de magnetización en coordenadas de estator se obtiene al sumar γ al ángulo obtenido para el fasor en coordenadas de rotor, este luego se usa para orientar el sistema al campo.

Como el estimador utiliza las ecuaciones propias de la máquina, en condiciones ideales, donde la medición de variables no posee ruido y la constante de rotor se conoce de forma precisa el seguimiento de $\mathbf{i}_{mr}$ debiese ser perfecto. Sin embargo, conocer el valor exacto de τ_r es muy difícil pues en un rotor de jaula de ardilla los parámetros asociados a dicha constante (específicamente l_r y r_r) no son fáciles de medir y determinar de forma precisa. De forma contigua, el calentamiento de la máquina provoca que distintos puntos de operación alteren el valor de r_r , de esta manera cambiando la constante de tiempo y provocando que el estimador no funcione de buena manera.

3.3.2. Observador de orden reducido de Luenberger

Este observador utiliza las ecuaciones dinámicas de la máquina de inducción en coordenadas de estator para obtener los valores estimados de las variables de estado de la máquina, a saber, la corriente de estator y el enlace de flujo de rotor. Debido a la naturaleza discreta del observador, es necesario llevar las ecuaciones de la máquina a un modelo en tiempo discreto, cuya forma se presenta a continuación:

El modelo matricial de la máquina en variables de estado es el siguiente [10] [20]:

$$\frac{d}{d\tau} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_{mr} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} \mathbf{I} & \frac{k_r \cdot l_m}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - \mathbf{J}\omega \right) \\ \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} & -\left(\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - \mathbf{J}\omega \right) \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}(\omega)} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_{mr} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{v}_s, \quad (3.3.6)$$

donde $\mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$, $\mathbf{i}_{mr} = [i_{mr\alpha} \ i_{mr\beta}]^T$, $\mathbf{v}_s = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$, $\mathbf{I}$ es la matriz identidad $\mathbf{I}_2$ y $\mathbf{J}$ es la representación matricial del número imaginario j :

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3.7)$$

Para reducir la cantidad de variables del sistema, la velocidad ω se supone como parámetro. La transformación a tiempo discreto se realiza aproximando los parámetros de las matrices $\mathbf{A}$ y $\mathbf{B}$ según [10], donde h es el tiempo de muestreo del sistema en tiempo continuo:

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{I}_4 + \mathbf{A}h + \frac{\mathbf{A}^2 h^2}{2} \quad (3.3.8)$$

$$\mathbf{B}_d = \left(\mathbf{I}_4 h + \frac{\mathbf{A} h^2}{2} \right) \mathbf{B} \quad (3.3.9)$$

Para un instante k en el que $\omega = \omega(k)$ y $\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_s(k)$, se puede plantear el siguiente observador de orden reducido:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_s(k) + \mathbf{K}_F [\mathbf{y}(k) - \mathbf{C} \hat{\mathbf{x}}(k)] \quad (3.3.10)$$

Donde $\hat{\mathbf{x}}$ es el vector de variables de estado estimadas por el observador, $\mathbf{K}_F$ es la ganancia del observador, $\mathbf{y} = \mathbf{i}_s$ y $\mathbf{C} = [\mathbf{I} \ 0]$. De esta manera, a partir de una velocidad de diseño designada se construyen las matrices $\mathbf{A}_d$ y $\mathbf{B}_d$, luego se utilizan las mediciones de corriente

de estator para determinar el error de estimación y a partir de la ganancia $\mathbf{K}_F$ se corrige la estimación para el siguiente muestreo, determinando de esta manera magnitud y ángulo de $\dot{\mathbf{i}}_{mr}$.

Los parámetros de la ganancia $\mathbf{K}_F$ se pueden obtener utilizando el comando *place* de Matlab, como se expresa a continuación [10]:

$$\mathbf{K}_F^T = \text{place}(\mathbf{A}_d^T, \mathbf{C}^T, \exp(h[\mathbf{p}_1 \ \mathbf{p}_1^* \ \mathbf{p}_2 \ \mathbf{p}_2^*])) \quad (3.3.11)$$

A diferencia del estimador de primer orden, el observador de Luenberger corrige de manera iterativa la estimación realizada en cada paso de tiempo, por lo que es menos susceptible a errores producidos por incerteza de parámetros que el estimador simple. Sin embargo, la precisión de la estimación sigue dependiendo del ruido que exista en la medición de corriente, pues el observador ajusta la estimación en base a esta medición y confía en ella plenamente.

3.3.3. Filtro de Kalman

El filtro de Kalman utiliza la misma estructura que el observador de Luenberger, pero la ganancia $\mathbf{K}_F$ se determina resolviendo la ecuación de Ricatti del modelo discreto [10], la cual toma en cuenta el ruido de mediciones y la confianza que se le tenga al modelo dinámico de la máquina. Representar el sistema en tiempo discreto considerando el ruido de medición y proceso resulta en las siguientes expresiones:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_k \mathbf{v}_s(k) + \mathbf{w}_k \quad (3.3.12)$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{v}_k \quad (3.3.13)$$

Donde $\mathbf{w}_k$ y $\mathbf{v}_k$ representan el ruido de proceso y medición, respectivamente. Ambas variables representan ruido blanco y de valor medio nulo, además de poseer matrices de covarianza conocidas, denominadas $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$ de forma respectiva [10].

El modelo matricial del observador se presenta a continuación [22]:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{v}_s(k) + \mathbf{G}_{\text{obs}}[\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{y}}(k)] \quad (3.3.14)$$

$$\mathbf{G}_{\text{obs}} = \mathbf{A}_d \mathbf{P} \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \mathbf{P} \mathbf{C}^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (3.3.15)$$

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A}_d - \mathbf{G}_{\text{obs}} \mathbf{C}_d) \mathbf{P} \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}, \quad (3.3.16)$$

donde $\mathbf{G}_{\text{obs}}$ es la ganancia del observador y $\mathbf{P}$ es la matriz de covarianza en estado estacionario de $\hat{\mathbf{x}}(k)$.

En escenarios en donde no se pueda confiar en el modelo dinámico planteado (por ejemplo, ante incerteza de parámetros), o en aquellos en donde se perciba ruido en los sensores de medición, el filtro de Kalman permite estimar de manera eficiente las variables de estado de la máquina, actuando frente a la incertidumbre asociada con la máquina de inducción y con el control por campo orientado.

En un caso real, los valores de $\mathbf{R}$ se pueden determinar de forma estadística al medir una corriente constante de valor conocido con el sensor a utilizar en el control, determinando posteriormente la covarianza de la medición. De forma contigua, los valores de $\mathbf{Q}$ se obtienen a partir de que tan confiable es el modelo. De esta manera, aumentar la covarianza del ruido de proceso hará que el filtro corrija de mayor manera la estimación realizada a partir de las mediciones de corriente realizadas. Por otro lado, disminuir la covarianza del ruido de proceso hará que el filtro confíe más en el modelo planteado, disminuyendo la corrección realizada por las mediciones [11].

De esta manera, la ganancia $\mathbf{K}_F$ (equivalente a $\mathbf{G}_{\text{obs}}$) se obtiene al resolver la ecuación de Ricatti planteada en las ecuaciones (3.3.15) y (3.3.16), lo cual se puede hacer utilizando el comando *idare* de Matlab de la siguiente forma [10]:

$$[\mathbf{P}, \mathbf{K}_F^T, \mathbf{L}] = \text{idare}(\mathbf{A}_d^T, \mathbf{C}^T, \mathbf{Q}, \mathbf{R}) \quad (3.3.17)$$

Donde $\mathbf{L}$ es la matriz de valores propios de $\mathbf{A}_{\text{obs}}$, que es la matriz en lazo cerrado del observador y es la que determina la dinámica del error asociado a la estimación:

$$\mathbf{A}_{\text{obs}} = \mathbf{A}_d - \mathbf{K}_F \mathbf{C} \quad (3.3.18)$$

4. Simulación computacional

Esta sección detalla la elaboración del trabajo a nivel computacional, comenzando con la obtención de parámetros de la máquina de inducción bajo ensayos, luego con la realización del control vectorial en el programa PLECS, y finalizando con el análisis comparativo de los estimadores y observadores planteados.

4.1. Determinación de parámetros de la máquina de inducción

Para mantener correlación entre el trabajo computacional y de laboratorio, se obtuvieron los parámetros de la máquina de inducción *Marelli* disponible en laboratorio. Dichos parámetros se determinaron bajo el método 3 de la norma IEEE Std 112-2017 [12]. Los datos de placa de la máquina bajo ensayos se detallan en la tabla 4.1.1.

Tensión nominal	380 V
Corriente nominal	11.3 A
Potencia activa nominal	5.5 kW
Velocidad nominal	1455 rpm
Factor de potencia nominal	0.84

Tabla 4.1.1: Datos de placa de la máquina bajo ensayos.

4.1.1. Determinación de resistencia de estator

El valor de resistencia de estator se obtuvo mediante la medición de resistencia a través de las tres fases del estator de la máquina, utilizando un puente de Kelvin. Se obtuvieron las mediciones de la tabla 4.1.2.

N° medición	R_s [Ω]
1	0.695
2	0.724
3	0.695

Tabla 4.1.2: Mediciones de resistencia de estator

Con estos datos se obtuvo una resistencia de estator promedio de 0.705Ω , equivalente a 0.0362 pu.

4.1.2. Ensayo de vacío

Al realizar el ensayo sin carga descrito por la norma [12], se obtuvieron las mediciones de la tabla 4.1.3.

Tensión de fase [V]	Corriente [A]	Potencia activa [W]	Factor de potencia
60	1.68	214	0.716
70	1.70	221	0.625
80	1.77	226	0.530
90	1.83	227	0.456
100	2.00	235	0.390
110	2.20	246	0.342
130	2.50	265	0.271
165	3.20	337	0.214
180	3.60	366	0.188
200	4.15	391	0.158
220	5.00	465	0.137
230	5.70	484	0.123
245	7.00	562	0.106

Tabla 4.1.3: Mediciones del ensayo de vacío.

A partir de este ensayo se determinó que la corriente de vacío de la máquina corresponde a 5 A, equivalente a 0.4434 pu. La curva de reactancia total por fase versus tensión por fase, obtenida según [12] e ilustrada en la figura 4.1.1, se utiliza para posteriormente determinar los parámetros de la máquina.

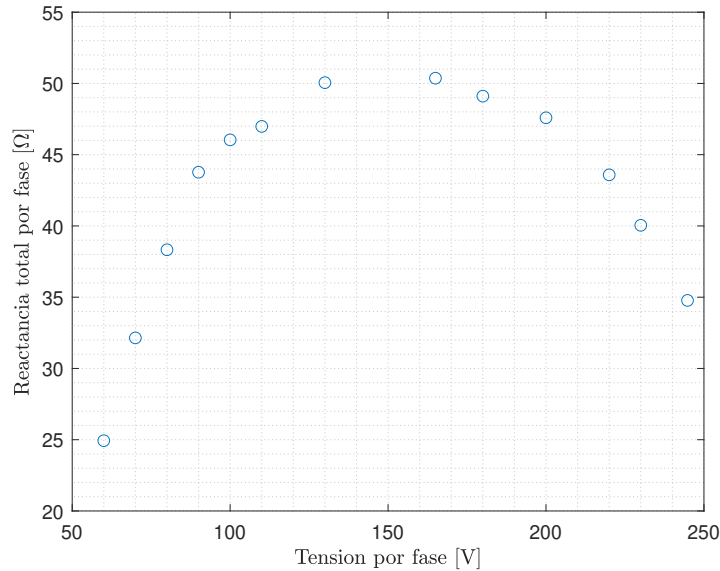


Fig. 4.1.1: Curva de reactancia total por fase.

Para la separación de pérdidas, se resta las pérdidas de estator de la potencia activa obtenida en cada punto de medición, obteniendo así una curva de pérdidas de núcleo y de roce y ventilación según tensión por fase al cuadrado. Para separar dichas curvas, se realiza

un ajuste lineal de los datos para tensiones menor al 50 % de la tensión nominal, obteniendo el gráfico de la figura 4.1.2.

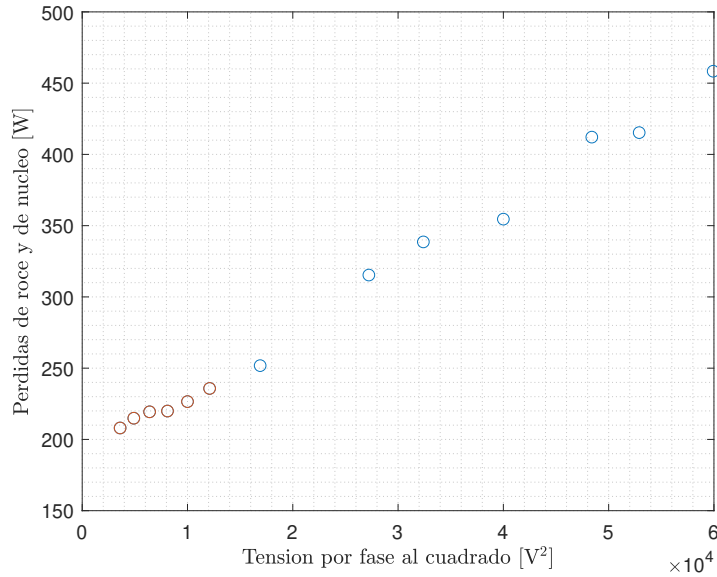


Fig. 4.1.2: Pérdidas de núcleo y de roce y ventilación.

Al realizar el ajuste lineal, se obtienen pérdidas de roce y ventilación equivalentes a 198.7 W. Restando dichas pérdidas del restante, se obtienen las pérdidas de núcleo según tensión de fase. Dicha característica junto con su aproximación cuadrática se observa en la figura 4.1.3.

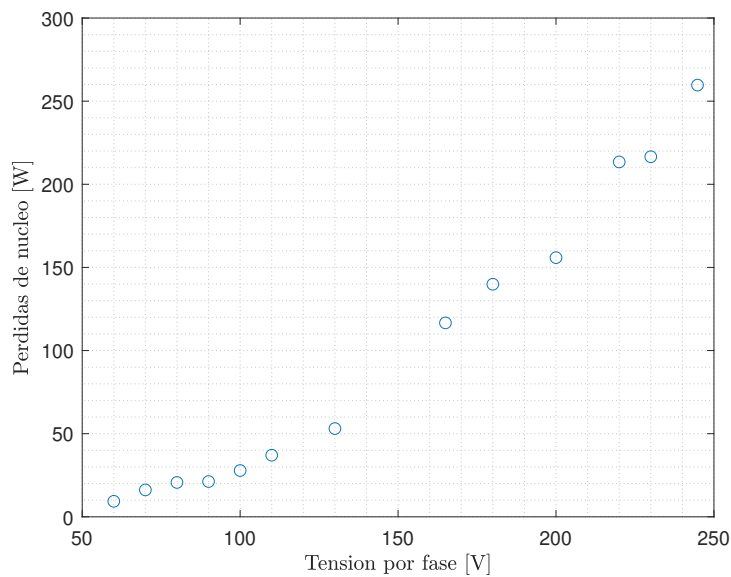


Fig. 4.1.3: Pérdidas de núcleo.

Se obtiene, entonces, 213.43 W de pérdidas de núcleo para tensión nominal y 198.7 W de pérdidas por roce y ventilación para velocidades cercanas a la sincrónica y nominal.

4.1.3. Ensayo de deslizamiento nominal a tensión reducida

El ensayo consistió en alimentar la máquina sin carga con tensión reducida, de forma que su velocidad de giro equivaliera a su velocidad nominal. Se obtuvo para este punto los datos de medición expuestos en la tabla 4.1.4.

Tensión [V]	Corriente [A]	Potencia activa [kW]	Factor de potencia	Velocidad [rpm]
35.4	2.33	0.214	0.873	1456

Tabla 4.1.4: Mediciones del ensayo de deslizamiento nominal a tensión reducida.

4.1.4. Obtención de parámetros del circuito equivalente

Con los ensayos realizados y los datos recopilados, es posible obtener los parámetros del circuito equivalente por fase de la máquina de inducción, el cual se ilustra en la figura 4.1.4. Dichos parámetros se introducirán posteriormente al modelo de PLECS.

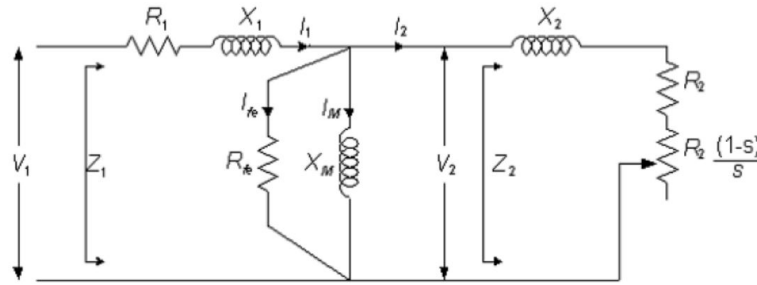


Fig. 4.1.4: Circuito equivalente por fase de la máquina asincrónica [12].

De esta manera, realizando el proceso iterativo del método 3 de la norma [12] y posterior a una calibración, se obtienen los parámetros de circuito equivalente expuestos en la tabla 4.1.5.

Parámetro	Valor	Valor [pu]
R_1	0.705 Ω	0.0362
X_1	1.6165 Ω	0.083
X_m	42.262 Ω	2.1707
R'_2	0.619 Ω	0.0318
X'_2	1.6182 Ω	0.0831

Tabla 4.1.5: Parámetros del circuito equivalente obtenidos en laboratorio.

4.1.5. Ensayo de desaceleración

Para obtener el momento de inercia de la máquina se realizó un ensayo de desaceleración [21], el cual consistió en la alimentación de la máquina con tensión tal que superase la velocidad de vacío. Luego, se desconectó la alimentación, con el propósito de que la máquina desacelere producto de las pérdidas mecánicas. Al medir velocidad del eje mecánico, se obtuvo el oscilograma de la figura 4.1.5.

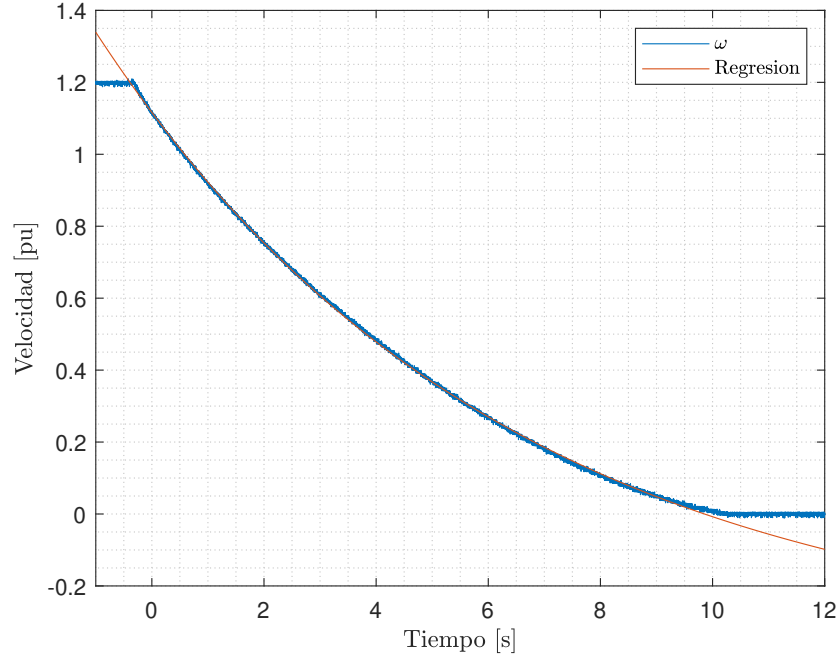


Fig. 4.1.5: Velocidad angular en el ensayo de desaceleración.

Para determinar el valor del momento de inercia J se utiliza la siguiente ecuación:

$$J = \frac{p \cdot T_c}{\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{\omega=\omega_s}} = \frac{P_{\text{mec}} \cdot p}{\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{\omega=\omega_s} \cdot \omega_s}, \quad (4.1.1)$$

donde P_{mec} corresponde a las pérdidas de roce y ventilación obtenidas desde la separación de pérdidas (ensayo que se realizó con el mismo conjunto acoplado de máquinas que el ensayo de desaceleración).

A través de una regresión exponencial de la curva 4.1.5, se obtiene que la derivada en $\omega = 1500$ rpm corresponde a 30.122 rad/s^2 . De esta forma, se obtiene un momento de inercia $J = 0.042 \text{ kgm}^2$. Utilizando la ecuación (3.1.1) se obtiene una constante de inercia equivalente a 0.0697 s .

4.2. Realización del control vectorial

La simulación computacional se realizó en el programa PLECS, en el cual se conectó una máquina de inducción con rotor jaula de ardilla a un inversor VSI de dos niveles. En el lado DC del inversor se conectó una fuente de tensión continua independiente (si bien para estas aplicaciones se suele utilizar un condensador como enlace DC, se optó por la fuente DC pues el principal propósito de este trabajo es estudiar observabilidad del enlace de flujo, por lo que la carga y descarga del condensador puede provocar alteraciones que impidan realizar este análisis correctamente).

4.2.1. VSI y método de modulación

Para el inversor se utilizó modulación PWM con suboscilación modificada con método *Min-Max* [14]. Dicha modulación (junto con el resto del control) se programó en un bloque *C-Script* de PLECS, cuya frecuencia de muestreo se fijó en 5 kHz. El esquema de un método de modulación por suboscilación se observa en la figura 4.2.1

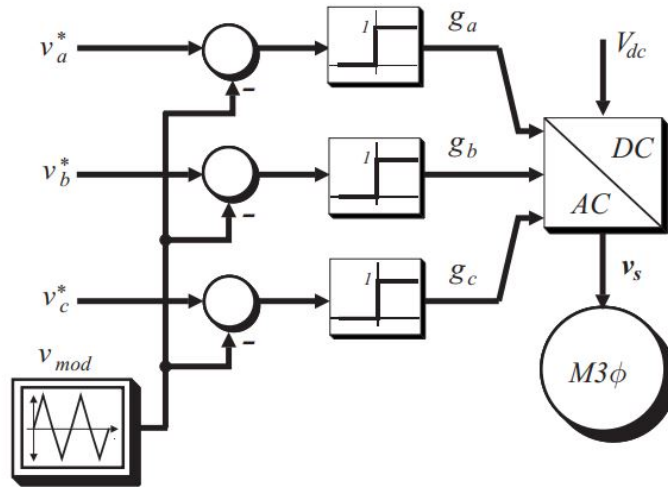


Fig. 4.2.1: Esquema de modulación por suboscilación [14].

Como se puede observar, las tensiones abc de referencia se comparan con una rampa, lo que activa los pulsos de los IGBTs del inversor. Con este esquema, la magnitud del fasor espacial de tensión de la máquina $\mathbf{v}_s$ obtiene su valor máximo cuando la máxima amplitud de las señales comparadoras $\hat{v}_x^*$ ($x \in \{a, b, c\}$) es igual a la amplitud de la señal moduladora $\hat{v}_{mod}$. Para este punto, el fasor espacial $\mathbf{v}_s$ tiene una amplitud equivalente a $V_{dc}/2$, donde V_{dc} es la tensión del enlace de continua [14]. Para este trabajo, se designó una tensión continua de $380\sqrt{2}$ V, además, se le agregó una reserva de tensión del 10 %, para no perder controlabilidad durante aplicaciones de grandes escalones de referencia, cuyas sobreoscilaciones provocasen pérdida de control de flujo y velocidad.

El método *Min-Max* consiste en modificar la señal comparadora promediando el máximo y el mínimo de las tensiones de referencia, para posteriormente sustraer este valor. De esta manera, las nuevas señales comparadoras se calculan como se expresa a continuación:

$$v_x^{(\text{comp})} = v_x^* - \frac{\min(v_a^*, v_b^*, v_c^*) + \max(v_a^*, v_b^*, v_c^*)}{2} \quad (4.2.1)$$

Con este método, la magnitud máxima de $\mathbf{v}_s$ obtiene un nuevo valor de $V_{dc}/\sqrt{3}$, es decir, un 15.5 % mayor que con suboscilación sin modificar. Cabe destacar que, con este método, el índice de modulación máximo que se obtiene es el mismo que con modulación vectorial [14].

Para la transformación de coordenadas dq a $\alpha\beta$ se utilizó la medición de flujo de rotor en coordenadas de estator proveniente del modelo de PLECS. De dicha medición se extrajo tanto la magnitud como el ángulo del fasor espacial de enlace de flujo de rotor, los cuales fueron utilizados para la realización del control. Esto se hizo con el propósito de poder comparar el estimador y los observadores con el valor real de enlace de flujo que presenta la máquina simulada.

4.2.2. Parámetros para el control vectorial

Con los parámetros obtenidos en la sección 4.1 se calculan los parámetros importantes para el control vectorial, dichos cálculos se detallan a continuación:

$$l_s = l_{\sigma s} + l_m = 2.2537 \text{ pu} \quad (4.2.2)$$

$$l_r = l'_{\sigma r} + l_m = 2.2538 \text{ pu} \quad (4.2.3)$$

$$k_r = \frac{l_m}{l_r} = 0.9631 \quad (4.2.4)$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s \cdot l_r} = 0.0724 \quad (4.2.5)$$

$$r_\sigma = r_s + k_r^2 r'_r = 0.0657 \text{ pu} \quad (4.2.6)$$

$$\sigma l_s = 0.1631 \text{ pu} \quad (4.2.7)$$

$$\tau_\sigma = \frac{\sigma l_s}{r_\sigma} = 2.483 \text{ pu} = 7.9 \text{ ms} \quad (4.2.8)$$

$$\tau_r = \frac{l_r}{r_r} = 70.874 \text{ pu} = 225.6 \text{ ms} \quad (4.2.9)$$

$$\tau_m = 2H = 139.4 \text{ ms} \quad (4.2.10)$$

4.2.3. Calibración y prueba de los lazos de corriente de estator

La estructura del control de corriente es la misma para los canales d y q . El diagrama de bloques de ambos canales se presenta en la figura 4.2.2.

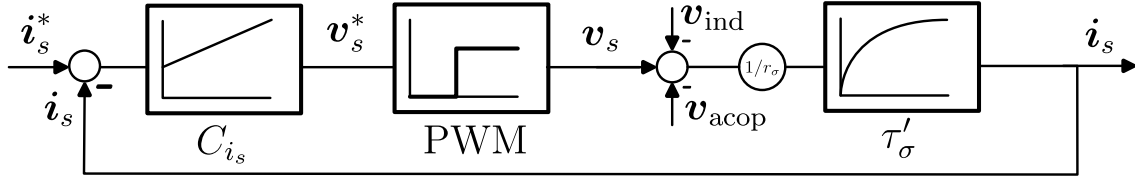


Fig. 4.2.2: Diagrama de bloques del control de corriente.

Como se puede observar, las tensiones inducidas y de acoplamiento se modelan como perturbaciones, por lo que la planta posee una ganancia equivalente a r_{σ}^{-1} , un retardo asociado al muestreo y conmutación del modulador y una función de primer orden asociada a la ecuación de estator. Para convertir la planta a tiempo discreto se utiliza el comando `c2d` de Matlab, el cual transforma funciones de transferencia en tiempo continuo a tiempo discreto, según la frecuencia de muestreo deseada (en este caso de 0.2 ms).

De esta manera, la planta en tiempo discreto se presenta a continuación. El retardo asociado al muestro se modela como un paso de tiempo, es decir, $1/z$.

$$H_i(z) = \frac{0.3803}{z^2 - 0.9741z} \quad (4.2.11)$$

Según [13], el controlador adecuado para este lazo corresponde a un proporcional integral (PI), cuyos parámetros pueden ser optimizados en función de la simetría. Utilizando la herramienta `rltool` de Matlab se sintonizan los parámetros del controlador, obteniendo de esta manera el siguiente PI:

$$C_i(z) = 0.95929 \frac{z - 0.79297}{z - 1} \quad (4.2.12)$$

Dicho controlador posee los siguientes valores teóricos:

- **Coeficiente de amortiguamiento:** 0.5
- **Tiempo de subida:** 0.8 ms
- **Tiempo de establecimiento:** 4.2 ms
- **Porcentaje de sobreoscilación:** 54 %

La respuesta a escalón teórica se ilustra en la figura 4.2.3.

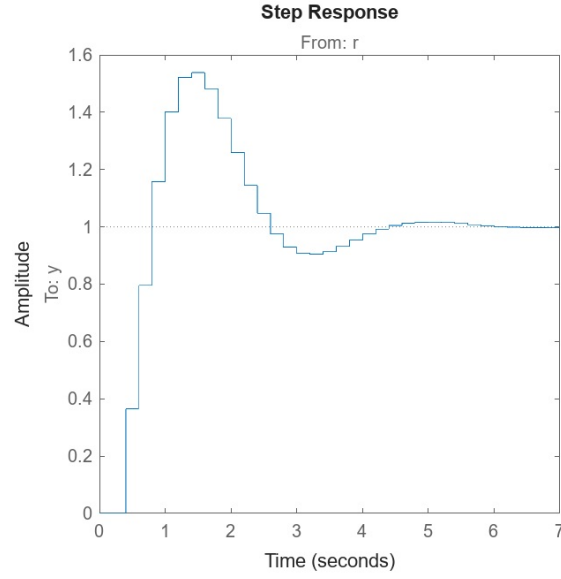


Fig. 4.2.3: Respuesta a escalón teórica del control de corriente.

Además, el controlador se modifica para plantear un esquema antienrollamiento. Dicho esquema evita que el PI siga sumando una vez que la actuación llega a su límite. De no ser así, la parte integral del controlador seguiría sumando aún con el controlador saturado, lo cual afectaría la dinámica del control en caso de que el error cambiase de signo, pues el PI demoraría más tiempo en corregir su actuación [15]. El esquema antienrollamiento aplicado se ilustra en la figura 4.2.4, el cual aplica tanto para tiempo continuo como tiempo discreto [7].

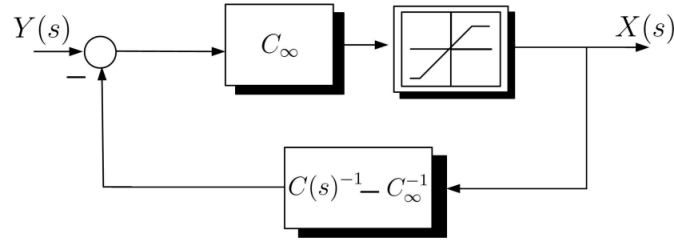


Fig. 4.2.4: Esquema antienrollamiento [8].

Donde C_∞ representa el valor de convergencia del controlador cuando $z \rightarrow \infty$. De esta manera, se plantea el controlador PI con antienrollamiento, utilizando una variable interna la cual será llamada x_x , donde el subíndice representa los canales d y q . Siendo e_x el error a la entrada de cada PI y v_x la actuación de cada controlador, el controlador se formula de la siguiente forma:

$$e_x = i_{sx}^* - i_{sx} \quad (4.2.13)$$

$$x_{x_k} = 0.79297x_{x_{k-1}} - 0.21578v_{x_{k-1}} \quad (4.2.14)$$

$$v_{x_k} = 0.95929(e_x - x_{x_k}) \quad (4.2.15)$$

Planteando estas ecuaciones en el bloque *C-Script* se realizan ensayos de escalón a pequeña señal de cada canal para comprobar el correcto funcionamiento de los lazos calibrados. La figura 4.2.5 representa ensayos de escalón de 0.2 pu de corriente en los canales *d* y *q* respectivamente.

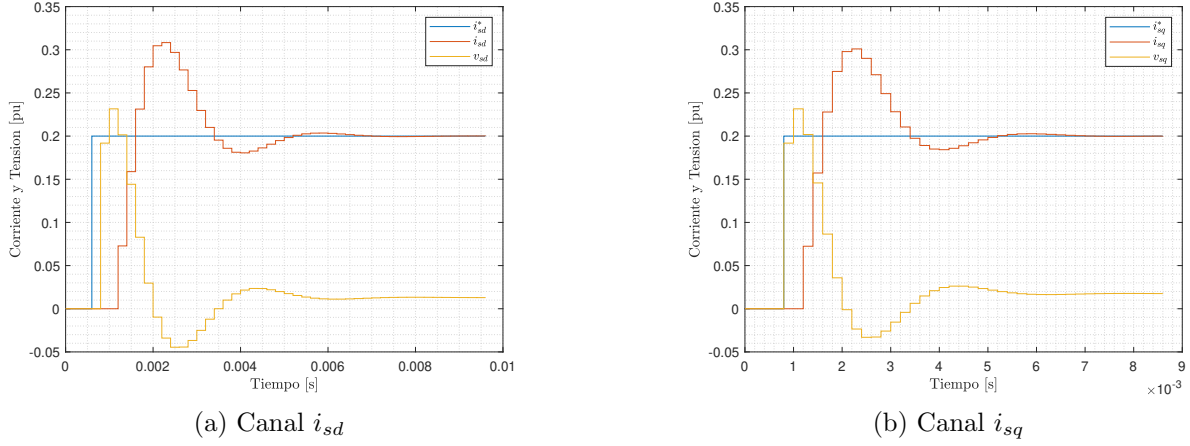


Fig. 4.2.5: Escalones de referencia de 0.2 pu.

Se observa que el comportamiento de los lazos es casi idéntico al de la figura 4.2.3.

4.2.4. Calibración y prueba del lazo de corriente de magnetización

El lazo de corriente de magnetización posee el lazo de corriente i_{sd} anidado. De esta manera, el diagrama de bloques que representa el esquema de control de la corriente de magnetización se representa en la figura 4.2.6.

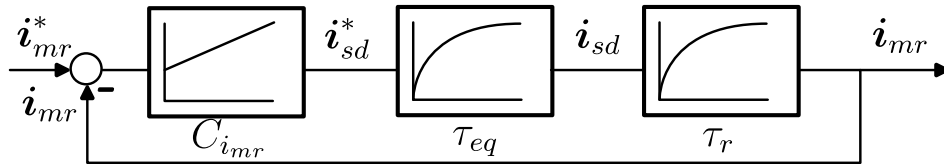


Fig. 4.2.6: Diagrama de bloques del control de corriente de magnetización.

El lazo de corriente interno se representa como una función de primer orden, cuya constante de tiempo equivalente se aproxima a $\tau_{eq}=1$ ms. Debido a que las constantes de tiempo τ_{eq} y τ_r son muy diferentes en magnitud, se opta por realizar este control con una frecuencia de muestreo menor, a saber, 1 kHz. De esta forma la ganancia del controlador disminuye y el control no funciona de manera exagerada ante errores pequeños, perdiendo riesgo de desmagnetización ante ensayos con escalones de gran señal en distintos canales.

Con esta información se determina la función de transferencia de la planta:

$$H_{i_{mr}}(z) = \frac{0.002795}{z^2 - 1.363z + 0.3663} \quad (4.2.16)$$

Para controlar esta planta nuevamente se utiliza un controlador PI. Con *rltool* se obtiene el siguiente controlador:

$$C_{i_{mr}}(z) = 5.3261 \frac{z - 0.9694}{z - 1} \quad (4.2.17)$$

Los parámetros del controlador fueron sintonizados para poseer los siguientes valores teóricos:

- **Coeficiente de amortiguamiento:** 0.5
- **Tiempo de subida:** 48 ms
- **Tiempo de establecimiento:** 263 ms
- **Porcentaje de sobreoscilación:** 25.66 %

La respuesta a escalón teórica se ilustra en la figura 4.2.7.

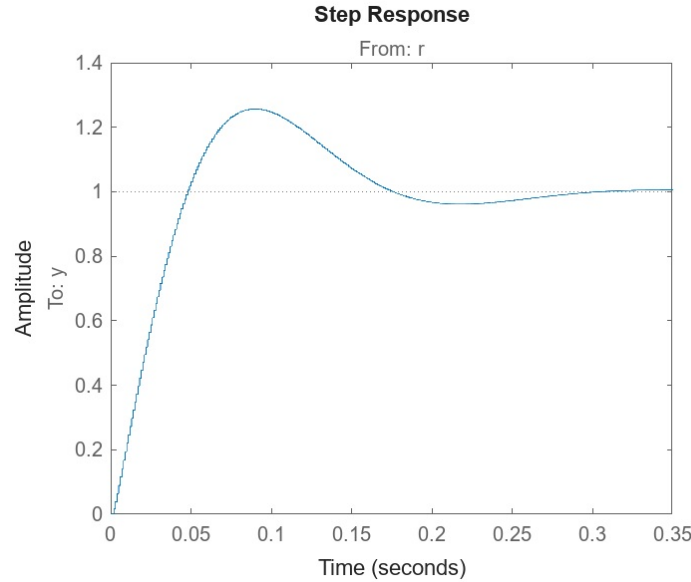


Fig. 4.2.7: Respuesta a escalón teórica del lazo de i_{mr} .

El planteamiento del esquema antienrollamiento resultó en las siguientes ecuaciones:

$$e_{i_{mr}} = i_{mr}^* - i_{mr} \quad (4.2.18)$$

$$x_{i_{mr}_k} = 0.9694x_{i_{mr}_{k-1}} - 0.0057642i_{sd_{k-1}}^* \quad (4.2.19)$$

$$i_{sd_k}^* = 5.3261(e_{i_{mr}} - x_{i_{mr_k}}) \quad (4.2.20)$$

Para limitar la actuación del controlador, se consideró una corriente límite igual a 2 veces el valor nominal de i_{sd} . De esta manera, se comprobó el funcionamiento del control aplicando un escalón de referencia i_{mr}^* equivalente a 0.1 pu. Los resultados se observan en la figura 4.2.8

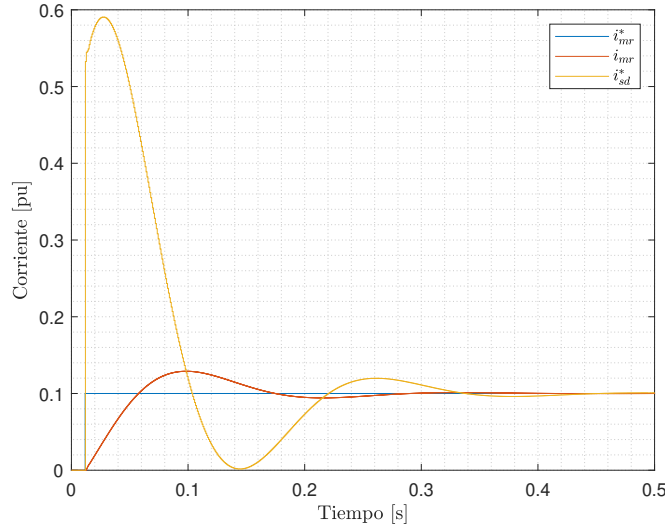


Fig. 4.2.8: Escalón de 0.1 pu de referencia en canal i_{mr} .

Nuevamente, la respuesta a escalón corresponde a la teórica, finalizando esta etapa.

4.2.5. Calibración y prueba del lazo de velocidad

Para el lazo de velocidad se vuelve a utilizar la constante de reemplazo del lazo de corriente, pues este control utiliza el canal q para controlar velocidad a partir del momento electromagnético. Como ya se explicó, la corriente de magnetización también afecta en el momento desarrollado por la máquina, pero su dinámica es mucho más lenta que la de i_{sq} , por lo que el control se diseña para un i_{mr} constante igual a su valor nominal de 0.4434 pu. Tomando en cuenta lo anterior, el diagrama de bloques del lazo de velocidad se expone en la figura 4.2.9.

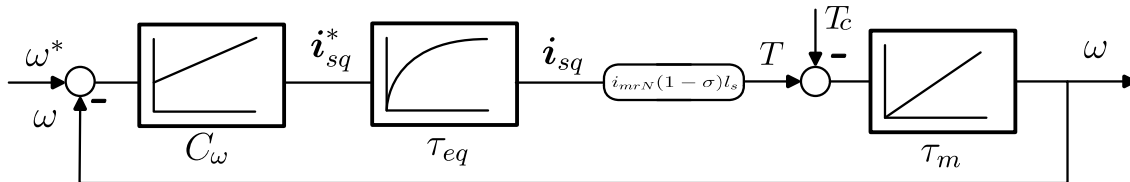


Fig. 4.2.9: Diagrama de bloques del control de velocidad

Utilizando nuevamente una frecuencia de muestreo de 1 kHz, la planta posee la siguiente función de transferencia en tiempo discreto:

$$H_{\omega}(z) = \frac{0.004193}{z^2 - 1.361z + 0.3652} \quad (4.2.21)$$

Nuevamente se utiliza un PI como controlador, el cual posee la siguiente estructura:

$$C_{\omega}(z) = 11.796 \frac{z - 0.947478}{z - 1} \quad (4.2.22)$$

Los parámetros del controlador fueron sintonizados para poseer los siguientes valores teóricos:

- **Coeficiente de amortiguamiento:** 0.62
- **Tiempo de subida:** 18 ms
- **Tiempo de establecimiento:** 70 ms
- **Porcentaje de sobreoscilación:** 24.74 %

La respuesta a escalón teórica se ilustra en la figura 4.2.10.

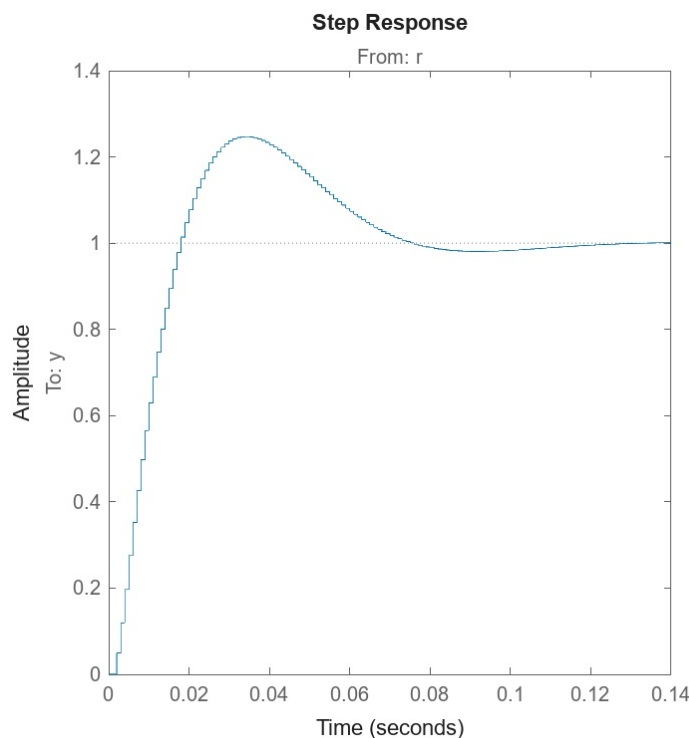


Fig. 4.2.10: Respuesta a escalón teórica del lazo de velocidad.

El planteamiento del esquema antienrollamiento resultó en las siguientes ecuaciones:

$$e_{\omega} = \omega^* - \omega \quad (4.2.23)$$

$$x_{\omega_k} = 0.947458x_{\omega_{k-1}} - 0.0044322i_{sq_{k-1}}^* \quad (4.2.24)$$

$$i_{sq_k}^* = 11.796(e_{\omega} - x_{\omega}) \quad (4.2.25)$$

La actuación del control se limitó con tal de obtener un momento máximo equivalente a 1.5 veces el momento nominal, es decir, $i_{sq_{max}} = \pm 1.23$ pu. Para comprobar el buen funcionamiento del control, se realizó un ensayo de pequeña señal aplicando una referencia de velocidad $\omega^* = 0.01$ pu en un instante en donde la corriente de magnetización ya estuviera establecida en su valor nominal. Los resultados se observan en la figura 4.2.11.

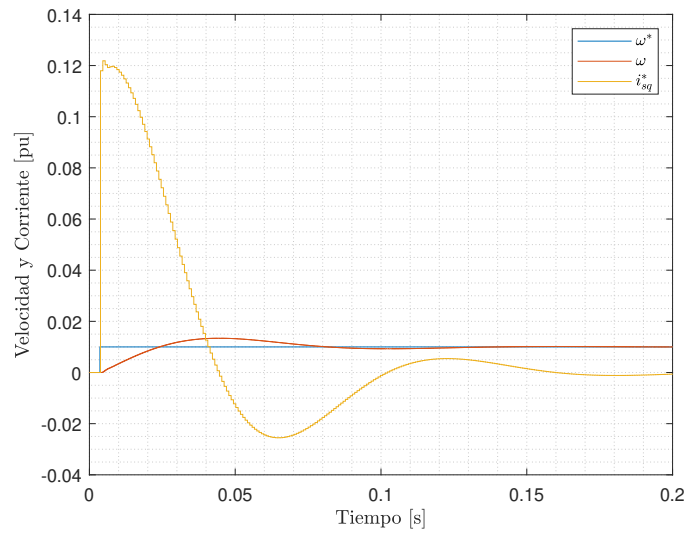


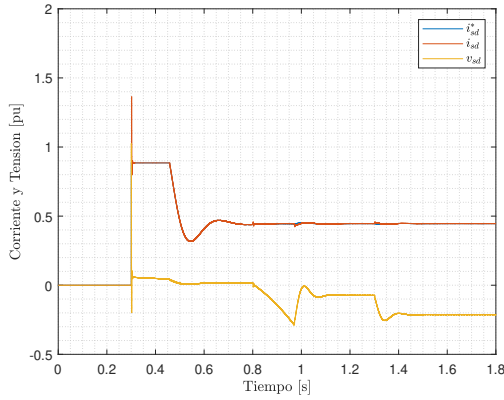
Fig. 4.2.11: Escalón de 0.01 pu de referencia en canal ω .

Nuevamente se cumplen los tiempos de subida y establecimiento, por lo que se comprueba el correcto funcionamiento del controlador.

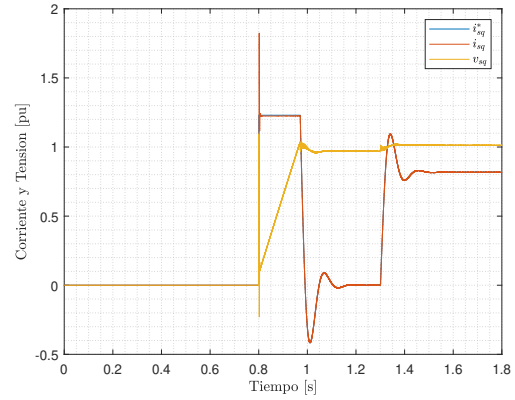
4.2.6. Prueba del sistema de control completo

Para probar el funcionamiento del sistema en su plenitud, se realiza el siguiente ensayo: en vacío y con la máquina detenida, se magnetiza la máquina en su punto nominal, estableciendo una referencia $i_{mr}^* = 0.4434$ pu. Posteriormente, se eleva la velocidad de la máquina a su valor nominal (0.97 pu), para finalizar cargando la máquina con momento nominal.

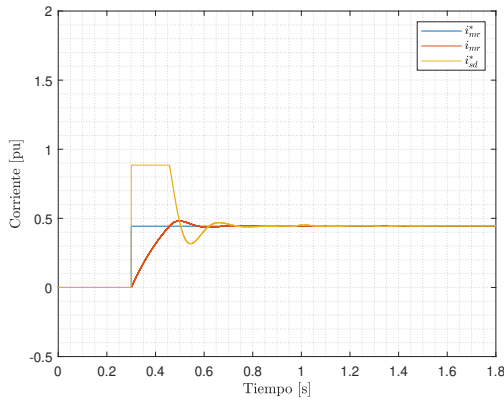
El comportamiento de los 4 lazos de control se expone en la figura 4.2.12. Para mayor entendimiento de los oscilogramas, el escalón de i_{mr}^* se realiza a los 0.3 segundos de simulación, a los 0.8 segundos se cambia la referencia de velocidad. Finalmente, el momento de carga se aplica a los 1.3 segundos.



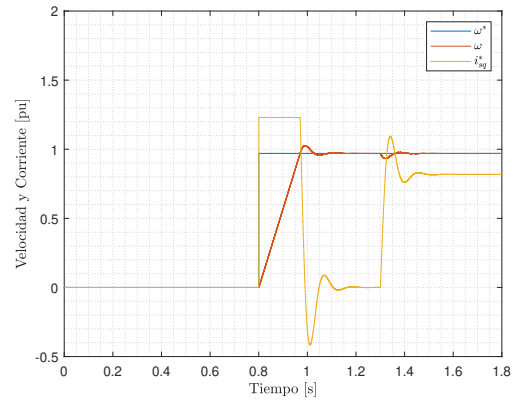
(a) Lazo de corriente i_{sd}



(b) Lazo de corriente i_{sq}



(c) Lazo de corriente i_{mr}



(d) Lazo de velocidad

Fig. 4.2.12: Ensayo de prueba del control.

Se puede observar que los canales de corriente de estator funcionan de manera apropiada incluso ante la presencia de acoplamiento entre ellos mismos. A medida que aumenta la velocidad, la tensión inducida en el lazo interno aumenta, por lo que v_{sq} aumenta de manera progresiva con la velocidad para rechazar dicha perturbación.

Respecto a los lazos externos, ambos operan en estado de saturación. Es gracias a la reserva de tensión que los controladores son capaces de llegar a la velocidad deseada sin perder flujo enlazado en el rotor, pues las sobreoscilaciones asociadas a los escalones de referencia y a los rechazos de perturbaciones provocan que se requiera de tensión mayor a la nominal. En un caso real en donde no se posea reserva de tensión esto se puede compensar vía alisamiento de la consigna, limitación de pendiente o adición de filtros adicionales, los cuales reducirían las sobreoscilaciones existentes. Otra opción sería diseñar controladores con mayor coeficiente de amortiguamiento, sacrificando el tiempo de compensación de perturbaciones.

La aplicación de momento nominal en el eje mecánico de la máquina genera una variación transitoria de la velocidad de la misma, esto producto de la gran sobreoscilación de i_{sq}^* producto de la elevada ganancia del controlador de velocidad. Sin embargo, la perturbación

es rechazada rápidamente. Bajo todo este análisis, se comprueba el correcto funcionamiento del sistema de control, por lo que se da por finalizada la realización del control vectorial.

Tanto el dibujo en PLECS como las líneas de código del bloque *C-Script* se pueden observar en el anexo A.1 de este trabajo.

4.3. Implementación de estimadores y observadores

Los métodos de observabilidad implementados en PLECS se realizaron por fuera del control, es decir, el control opera con la magnitud y ángulo del enlace de flujo de rotor extraídos del modelo de PLECS. De esta manera, las comparaciones de magnitud y ángulo se realizaron con el fasor de corriente de magnetización real de la máquina.

4.3.1. Implementación del estimador de primer orden

Utilizando la estructura en coordenadas de rotor explicada en 3.3.1 y el operador diferencial $p = \frac{d()}{dt}$ se obtiene la siguiente relación en tiempo continuo:

$$\hat{\mathbf{i}}_{mr} = \frac{1}{\hat{\tau}_r p + 1} \mathbf{i}_{sr} \quad (4.3.1)$$

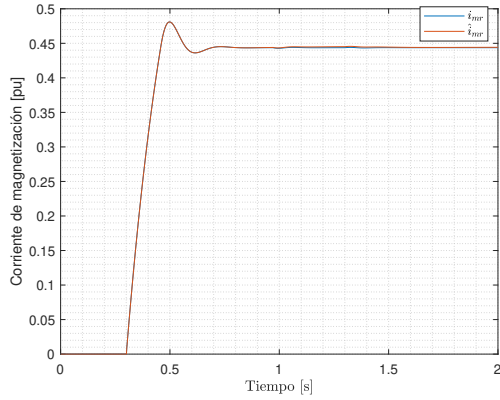
Convirtiendo a tiempo discreto se obtiene la siguiente ecuación en diferencias:

$$\hat{\mathbf{i}}_{mr_k} = k_1 \hat{\mathbf{i}}_{mr_{k-1}} + k_2 \mathbf{i}_{sr_{k-1}} \quad (4.3.2)$$

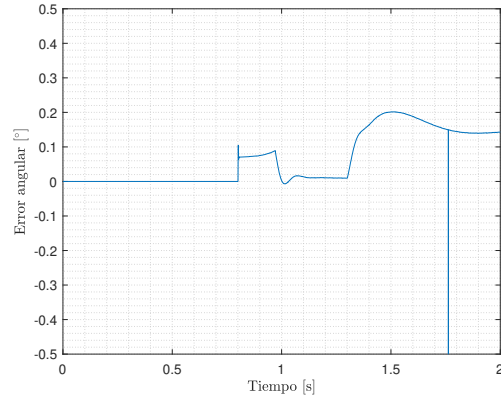
Descomponiendo en los ejes d y q se obtienen dos ecuaciones idénticas y desacopladas, cuyos parámetros k_1 y k_2 dependen del valor estimado de la constante de rotor. De esta manera se programa el estimador para determinar el fasor de corriente de estator en coordenadas de rotor a partir de las mediciones de corriente y posición. Una vez estimadas las componentes d y q de la corriente de magnetización, el ángulo del fasor de $\mathbf{i}_{mr}$ se calcula utilizando la siguiente línea de código en el bloque *C-Script*:

$$\hat{\theta}_{i_{mr}} = \text{atan2}(\hat{i}_{mr_q}, \hat{i}_{mr_d}) + \theta_r \quad (4.3.3)$$

Para probar el estimador planteado, se realiza el mismo ensayo que en 4.2.6 para un estimador con parámetros perfectos (el cual será llamado desde ahora “estimador en condiciones ideales”, lo cual también aplicará para observadores con parámetros perfectos). Los resultados se observan en la figura 4.3.1.



(a) Magnitud de fasor espacial i_{mr} .



(b) Error angular del estimador.

Fig. 4.3.1: Prueba de la implementación del estimador.

Como se puede observar, el seguimiento es casi perfecto tanto para la magnitud como el ángulo. Los errores se producen al acelerar la máquina y luego al cargarla con momento nominal. Dichos errores se deben a alcances numéricos que impiden un seguimiento perfecto en simulación, sin embargo, el error es despreciable, por lo que se considera correcta la implementación del estimador de primer orden en coordenadas de rotor.

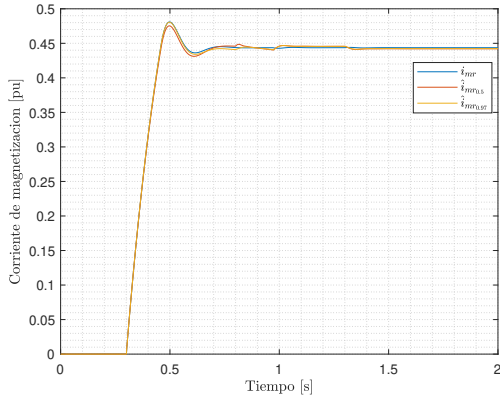
4.3.2. Implementación del observador de orden reducido de Luenberger

Se plantean las ecuaciones descritas en la sección 3.3.2 en el bloque *C-Script* de la simulación. Para obtener los parámetros de las matrices $\mathbf{A}_d$, $\mathbf{B}_d$ y $\mathbf{K}_F$ se utiliza MATLAB, para la asignación de los polos del observador, se consideran todos con un coeficiente de amortiguamiento de 0.8, mientras que las frecuencias naturales se modifican conforme al caso estudiado.

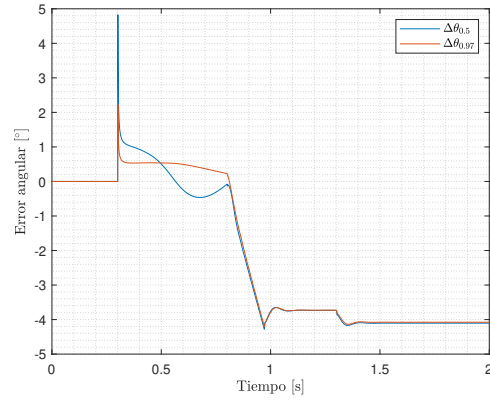
Si bien la ganancia del observador se ajusta bajo una velocidad de diseño (la cual determina ciertos parámetros de las matrices $\mathbf{A}_d$ y $\mathbf{B}_d$), estos parámetros aplican solamente en la etapa de diseño del observador. La rutina de control debe actualizar dichos parámetros de forma continua durante la simulación, por lo que es necesario utilizar la medición de velocidad para actualizar las ecuaciones del observador para cada instante de tiempo.

Como las ecuaciones están planteadas en coordenadas de estator, una vez se finaliza la estimación de i_{mr} se obtiene su magnitud y fase de la misma forma del estimador, solo que sin considerar la posición angular del rotor en la última.

Para probar el correcto planteamiento del observador de Luenberger, se realiza el mismo ensayo que para el estimador, esta vez utilizando dos velocidades de diseño, las cuales corresponden a 0.5 y 0.97 pu. Las frecuencias naturales de los polos se ajustaron en 100 y 120 Hz. Los resultados se observan en la figura 4.3.2.



(a) Magnitud de fasor espacial i_{mr} .



(b) Error angular de los observadores.

Fig. 4.3.2: Prueba de la implementación del observador de Luenberger.

Se observa que ambos observadores realizan un correcto seguimiento tanto de la magnitud como del ángulo del fasor espacial i_{mr} durante gran parte de la realización del ensayo. La elección de la velocidad de diseño determina comportamientos dinámicos del observador, mas afecta débilmente en el desempeño en estado estacionario, por lo que la elección de esta no debiese suponer una etapa de diseño muy importante y se debería acomodar a la velocidad normal del accionamiento a controlar.

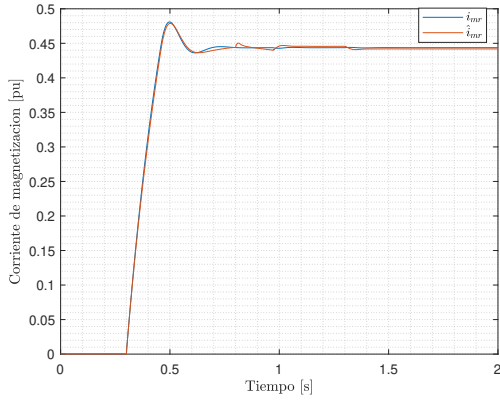
En comparación con el estimador en condiciones ideales, el observador carece del seguimiento casi perfecto tanto de magnitud como de ángulo. Esto se debe a que el estimador realiza una resolución de la ecuación diferencial de rotor de la máquina en tiempo real, que a nivel de simulación corresponde a un seguimiento perfecto, pues sus parámetros son los mismos que los de la máquina. En cambio, el observador está desarrollado a partir de una aproximación lineal de las ecuaciones de la máquina para ser interpretadas en tiempo discreto. Pese a esto, el error angular es estable, llegando a su peor valor de aproximadamente -4° con la máquina cargada a momento nominal.

4.3.3. Implementación del filtro de Kalman en estado estacionario

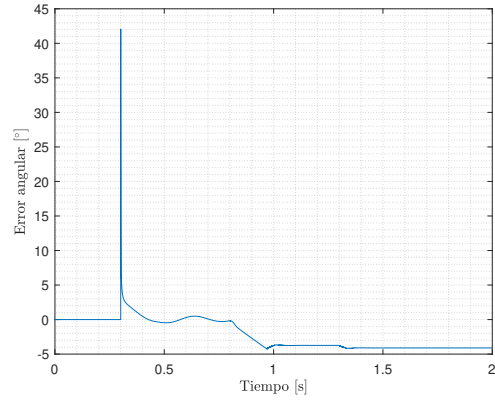
El filtro de Kalman aprovecha la misma arquitectura empleada para el observador de Luenberger, por lo que su implementación conlleva a la determinación de su ganancia $\mathbf{K}_F$ a partir de las matrices de covarianza asignadas. Dicha ganancia se calcula con la ecuación (3.3.17) descrita anteriormente.

Para el ruido de mediciones se utiliza una matriz nula (pues este ensayo no contiene ruido de mediciones), por otro lado, se le asigna al modelo una matriz de covarianza $\mathbf{Q} = q_f \mathbf{I}_4$, con $q_f = 1/1500$. Debido a que los sensores no poseen ruido, el valor asignado a q_f es trivial pues el observador tenderá a confiar plenamente en las mediciones realizadas, por lo que no se harán comparaciones de distintos q_f en esta etapa. En estudios posteriores, con presencia de ruido de mediciones, se estudiará el efecto de q_f en la calibración del filtro.

Los resultados del ensayo de prueba se observan en la figura 4.3.3.



(a) Magnitud de fasor espacial i_{mr} .



(b) Error angular del observador.

Fig. 4.3.3: Prueba de la implementación del filtro de Kalman.

Se observa nuevamente un correcto seguimiento del fasor espacial de corriente de magnetización. Al confiar más en las mediciones que el observador de Luenberger, el filtro de Kalman posee comportamientos dinámicos más agresivos, ya que su ganancia es mayor. Pese a esto, su error angular y de magnitud es comparable al del observador de Luenberger, por lo que se considera correcta la implementación del observador.

4.4. Análisis en estado estacionario ante incerteza de parámetros

El primer análisis consiste en el error producido en estado estacionario tanto en magnitud como en ángulo del fasor espacial de corriente de magnetización bajo distintos puntos de operación. El estudio se hace calibrando los observadores y el estimador considerando un error considerable en ciertos parámetros de la máquina. Para no hacer demasiado extensa la realización del análisis, solo se considerarán parámetros que han demostrado afectar la observabilidad en trabajos anteriores [5], a saber, la resistencia de rotor, la inductancia mutua y la inductancia de dispersión de rotor.

Los puntos de operación se rigen bajo distintas velocidades y momentos de carga aplicados, mientras que el enlace de flujo de rotor se mantiene constante en su valor nominal. Los valores de velocidad y momento son los siguientes: $\omega = \{0, 0.5, 0.97\}$ pu y $T_c = \{0, 0.5T_n, T_n\}$. En total son 9 puntos de operación.

Las frecuencias naturales de los polos del observador de Luenberger y las matrices de covarianza del filtro de Kalman se ajustan de la misma manera que en las etapas de prueba. Las ganancias y cálculos de parámetros de matrices se modifican acorde al error del parámetro establecido. Los resultados se expresan como error porcentual de la magnitud del fasor (es decir, respecto a la corriente de magnetización nominal).

4.4.1. Observadores calibrados con $r_r = 1.5r_{r0}$

El error porcentual de magnitud y el error angular del fasor $\mathbf{i}_{mr}$ se representa en los gráficos de barras de las figuras 4.4.1 y 4.4.2.

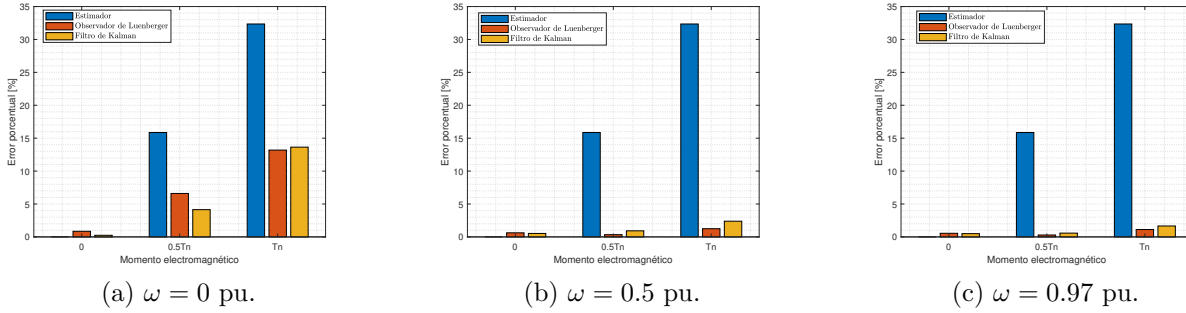


Fig. 4.4.1: Error porcentual de magnitud de $\mathbf{i}_{mr}$ con $r_r = 1.5r_{r0}$.

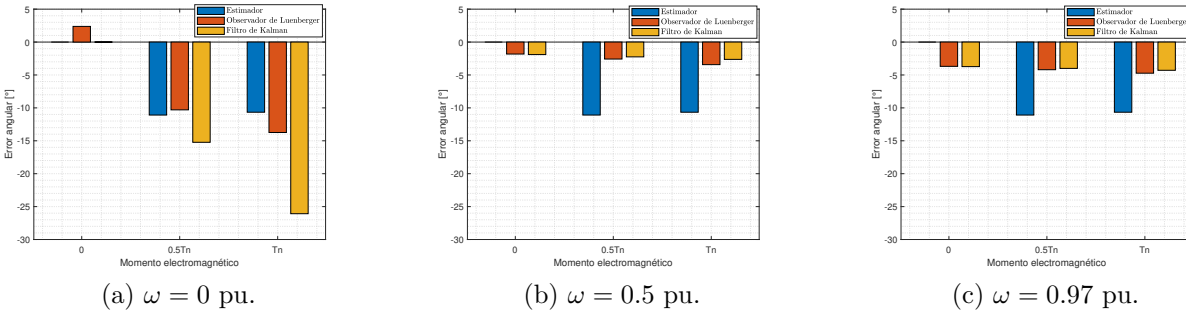


Fig. 4.4.2: Error angular de $\mathbf{i}_{mr}$ con $r_r = 1.5r_{r0}$.

Se observa que en condición de vacío los observadores y el estimador funcionan sin mayores problemas. Al aplicar carga el estimador sufre errores más elevados, llegando aproximadamente al 30% en momento nominal y -10° a $0.5T_n$. Por otro lado, los observadores tienen un bajo desempeño a velocidad nula, pero al aumentar la velocidad se observa poco error respecto al valor nominal de $\mathbf{i}_{mr}$. De todas formas, el error aumenta al aplicar mayor momento de carga, llegando a un máximo de aproximadamente 4% y -5° tanto para el observador de Luenberger como para el filtro de Kalman.

Si bien el desempeño de los observadores es relativamente parecido, el observador de Luenberger tiene un rendimiento ligeramente superior tanto en magnitud como en ángulo para casi todos los puntos de operación. El error producido en el estimador se debe principalmente a la gran influencia que tiene r_r en la ecuación de rotor. Esto es importante, pues es difícil estimar de manera precisa el valor de la resistencia de rotor (además de este depender de la temperatura de la máquina, por lo que distintos puntos de operación conllevan a resistencias de rotor diferentes). Considerando lo anterior, que los observadores no se vean afectados en gran mayoría al error de parámetros supone una gran ventaja respecto al estimador de primer orden.

4.4.2. Observadores calibrados con $l_m = 1.2l_{m0}$

Los resultados para este caso se observan en las figuras 4.4.3 y 4.4.4.

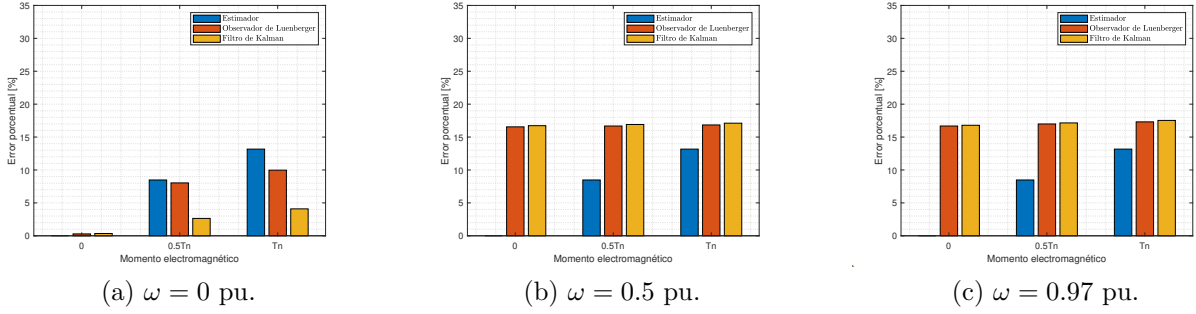


Fig. 4.4.3: Error porcentual de magnitud de i_{mr} con $l_m = 1.2l_{m0}$.

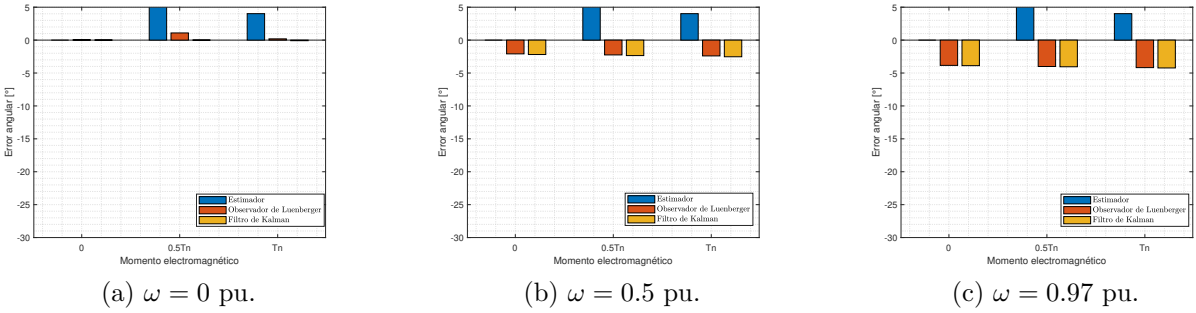


Fig. 4.4.4: Error angular de i_{mr} con $l_m = 1.2l_{m0}$.

El error aumenta considerablemente para los observadores, llegando a aproximadamente un 17% de error. El error angular se mantiene respecto al caso anterior. Esto se debe a la importancia de l_m en la parametrización de las matrices $\mathbf{A}_d$ y $\mathbf{B}_d$, además de inferir en el cálculo directo de i_{mr} como la razón entre el enlace de flujo de rotor y la inductancia mutua. Por otro lado, el estimador posee errores menores tanto en magnitud como en ángulo respecto al caso $r_r = 1.5r_{r0}$ y respecto a los observadores (aún presentando un error de magnitud considerable del 13% aproximadamente para momento nominal). Si bien l_m afecta a la ecuación de rotor (de ahí el error tanto en magnitud como en ángulo presente), el aumentar un 20% la inductancia mutua no afecta tanto como aumentar un 50% la resistencia de rotor.

Pese a que los observadores tienen un desempeño pobre bajo este error de parámetro, la inductancia mutua es el parámetro más fácil de determinar de la terna de parámetros propuestos en este trabajo. Esto se debe a que dicha inductancia está fuertemente relacionada con la corriente de vacío, la cual es de fácil acceso y que permite estimar de manera precisa el valor de l_m . Debido a esto, la posibilidad de obtener errores elevados en observadores de flujo debido a esta incertidumbre es baja. A su vez, es preciso afirmar que nuevamente el observador de Luenberger posee un desempeño levemente mayor al del filtro de Kalman.

Cabe destacar que el desempeño del estimador ante distintos momentos de carga funciona de manera inversa a la expuesta en [5] para este parámetro, para el cual el error era máximo con la máquina en vacío y mínimo a carga nominal. Esto se debe a que en dicho documento los resultados se expresaban para el enlace de flujo de rotor y no para i_{mr} . Considerando lo anterior, si para $l_m = 1.2l_{m0}$ con la máquina en vacío i_{mr} estimado es muy parecido al real, entonces el flujo de rotor estimado es un 20 % mayor al real. Por otro lado, si para carga nominal i_{mr} estimado es menor que el real, el enlace de flujo estimado se acerca más al valor real.

4.4.3. Observadores calibrados con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$

Finalmente, los resultados al modificar la inductancia de dispersión de rotor se observan en las figuras 4.4.5 y 4.4.6.

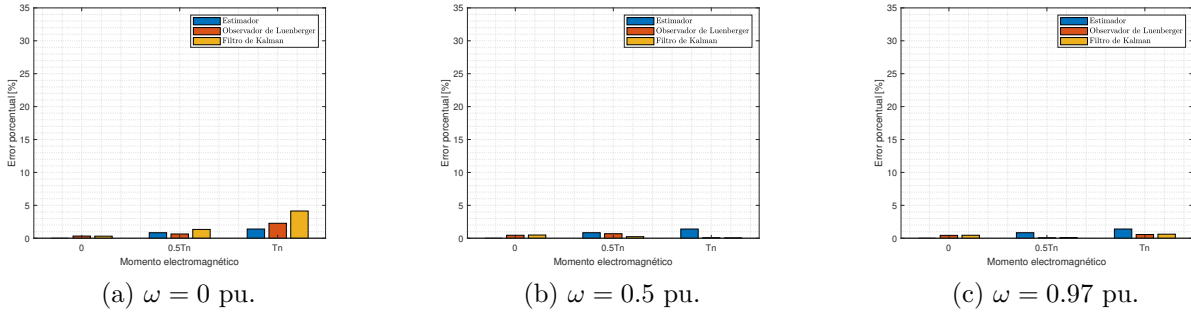


Fig. 4.4.5: Error porcentual de magnitud de i_{mr} con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$.

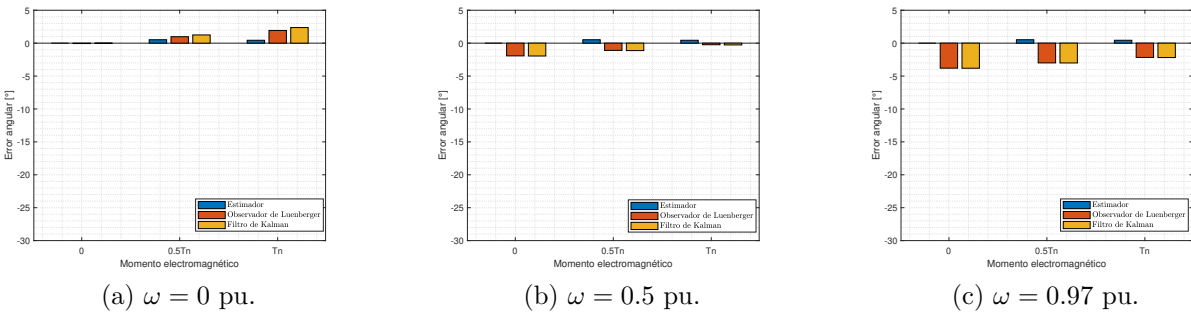


Fig. 4.4.6: Error angular de i_{mr} con $l_{\sigma r} = 1.5l_{\sigma r0}$.

No se observan errores considerables tanto para observadores como para el estimador. Esto era esperable, pues las dispersiones de la máquina son menores en magnitud respecto a la inductancia mutua, por lo que su efecto en las ecuaciones no es significativo. Si bien los observadores y el estimador son mejores unos que otros para distintos puntos de operación, ninguno posee un error demasiado significativo, por lo que la incertidumbre en el valor de este parámetro no supone un factor de riesgo para la observabilidad del sistema.

Al observar los gráficos de la presente sección, se ve que tanto los observadores como el estimador poseen ventajas y debilidades ante diferentes incertezas de parámetros y puntos de operación. Por ejemplo, el estimador posee menor sensibilidad a l_m y su error no depende significativamente de la velocidad, mientras que los observadores son considerablemente menos sensibles a la incertidumbre asociada a la resistencia de rotor y a las variaciones de carga. Al comparar entre observadores, se observa que Luenberger posee un rendimiento levemente superior a Kalman, tanto en magnitud como en desfase angular, por lo que en primer lugar se consideraría como una mejor opción. Considerando lo anterior, junto con el análisis realizado previamente, se considera que el caso crítico de estudio es el de incerteza en el valor de r_r , pues dicho valor es el más difícil de estimar y su dependencia de la temperatura implica que el método de observación utilizado debe tener una baja sensibilidad a dicha incertidumbre.

4.5. Análisis en estado estacionario ante ruido de mediciones

El siguiente caso de estudio corresponde al análisis de observabilidad ante ruido en mediciones de corriente. Tanto para este caso como para los siguientes solo se tomará en cuenta la incertidumbre de la resistencia de rotor, por las razones ya descritas anteriormente y para acotar el análisis a casos de estudio relevantes. El ruido utilizado corresponde a ruido blanco, de valor medio cero y una matriz de covarianza de valor aún no determinado. Para determinar un nivel de ruido esperable en laboratorio, se utiliza la ficha técnica del sensor de corriente SL261 de *AEMC Instruments* [16], posteriormente, se hace un ensayo con un nivel de ruido 10 veces mayor al determinado, para hacer comparaciones entre casos con distintos niveles de ruido de medición.

Según [16], el sensor de corriente presenta un error del $\pm 4\% + 50$ mA de la medición en rangos de 500 mA a 40 A peak. Considerando una corriente máxima equivalente al doble de la nominal, el error de medición máximo que se produce es de ± 1.328 A, equivalente a 0.083 pu de corriente. Con esta información, la matriz de covarianza de ruido se define en la ecuación (4.5.1).

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0.00691 & 0 \\ 0 & 0.00691 \end{bmatrix} \quad (4.5.1)$$

Para comprobar el efecto de distintos niveles de ruido, todos los observadores serán sometidos al mismo ensayo: magnetización de la máquina en vacío y detenida a los 0.3 segundos de simulación, luego, a los 0.8 segundos, aceleración a velocidad nominal (lo cual deja la máquina girando de forma controlada a los 1.15 segundos de simulación), para finalmente aplicar dos escalones de carga en los instantes 5 y 10 s. Los escalones son de $0.5T_n$ y T_n respectivamente.

4.5.1. Ruido moderado en la medición de corriente

Se utilizan estimadores y observadores calibrados con una resistencia de rotor 50 % mayor a la real, Luenberger posee las mismas frecuencias naturales que en casos anteriores y Kalman se calibra con $q_f = 1/1500$ y la matriz $\mathbf{R}$ calculada anteriormente. Los resultados se exponen en las figuras 4.5.1 y 4.5.2.

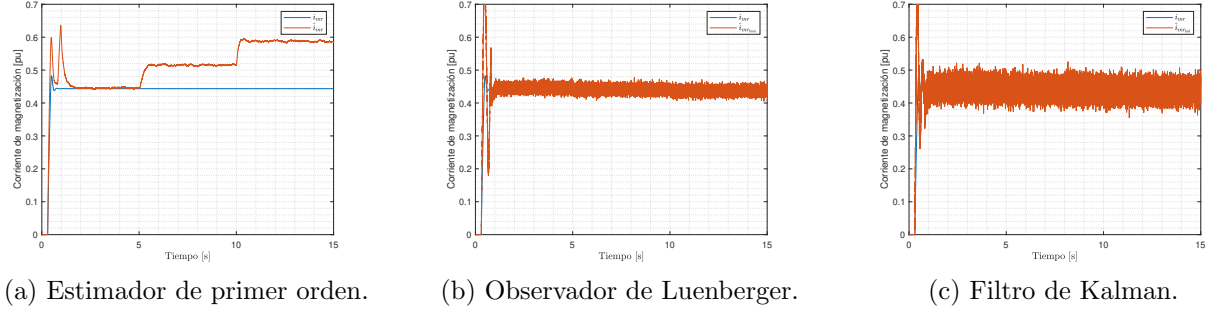


Fig. 4.5.1: Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.

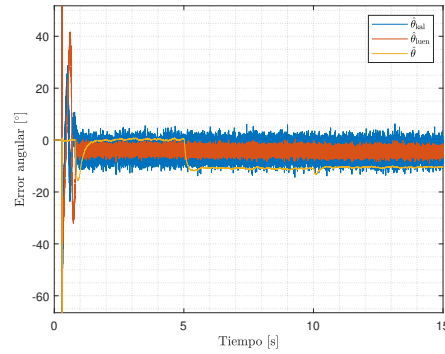


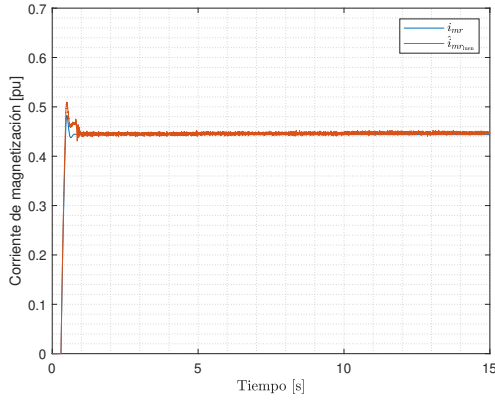
Fig. 4.5.2: Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.

El nivel de ruido presente no afecta en gran mayoría al estimador. Pese a que sí se percibe la presencia de ruido, el coeficiente que amplifica la corriente de estator en la ecuación en diferencias del rotor es muy pequeño para generar un nivel de error suficiente en la estimación de $\hat{i}_{mr}$. Sin embargo, el error estacionario debido al error de parámetro se mantiene y se observa tanto en magnitud como en ángulo bajo los cambios de carga aplicada.

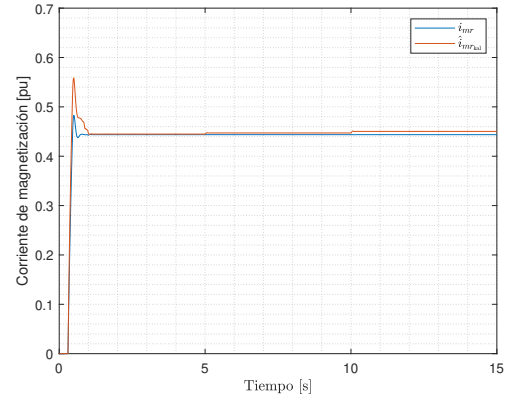
Por otro lado, tanto el observador de Luenberger como el filtro de Kalman se encuentran descalibrados, pues el ruido afecta mucho su estimación tanto de magnitud como de ángulo. Pese a esto, el valor medio no se ve afectado por el cambio de carga aplicada. Luenberger posee polos con frecuencias naturales muy rápidas para esta aplicación, por lo que reducir las frecuencias hará que el observador quiera corregir menos su estimación a partir de la medición y de esta manera suprimir el ruido traspasado a la estimación, sacrificando la dinámica del observador ante fenómenos transitorios. El filtro de Kalman, por su parte, confía demasiado en las mediciones, por lo que es necesario reducir el valor de q_f para así suprimir el ruido en la estimación de $\hat{i}_{mr}$, sacrificando en parte la precisión de la estimación en estado estacionario al confiar más en un modelo erróneo.

De esta manera se realizan acciones correctivas para los dos observadores. Para Luenberger se reducen las frecuencias naturales hasta el máximo nivel permitido, pues llega un punto en

el que los parámetros de $\mathbf{K}_F$ cambian de signo y el observador deja de estimar de manera correcta. Dicho límite corresponde a polos con frecuencias naturales de 16 y 19.2 Hz. Por otro lado, se reduce el valor de q_f para el filtro de Kalman, llegando a un valor de $1 \cdot 10^{-9}$. Este valor se puede seguir reduciendo, pero no genera mayores cambios en la estimación de $\dot{\mathbf{i}}_{mr}$. Los resultados para los observadores recalibrados se observan en las figuras 4.5.3 y 4.5.4.



(a) Observador de Luenberger.



(b) Filtro de Kalman.

Fig. 4.5.3: Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.

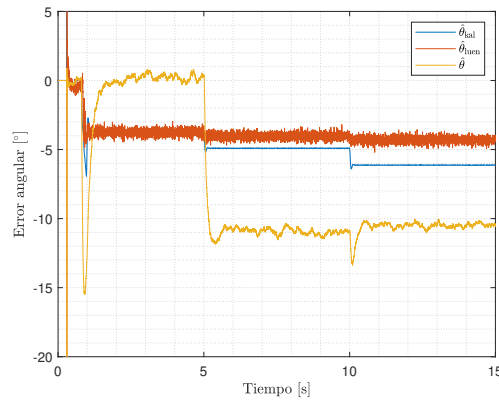


Fig. 4.5.4: Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.

El desempeño de ambos observadores mejora notoriamente, ambos reduciendo el ruido absorbido en la estimación tanto de magnitud como de ángulo. Si bien Kalman reduce prácticamente todo el ruido, Luenberger mantiene un mejor valor medio de variación angular respecto al ángulo real de $\dot{\mathbf{i}}_{mr}$. Si bien esto supondría que el observador de Luenberger podría ser considerado mejor que el filtro de Kalman en escenarios con poco ruido, el primero está calibrado en el límite de supresión de ruido, mientras que Kalman aún tiene un grado de libertad para recalibrar dado un nivel de ruido distinto, tal y como se verá en la sección a continuación.

4.5.2. Ruido amplificado en la medición de corriente

Se realizó el mismo ensayo, esta vez con un nivel de ruido diez veces mayor al original. Los resultados se observan en las figuras 4.5.5 y 4.5.6. Mientras que el estimador y el observador de Luenberger no se pudieron recalibrar, al filtro de Kalman se le modifica su matriz de covarianza $\mathbf{R}$ a los siguientes valores:

$$\mathbf{R}' = \begin{bmatrix} 0.691 & 0 \\ 0 & 0.691 \end{bmatrix} \quad (4.5.2)$$

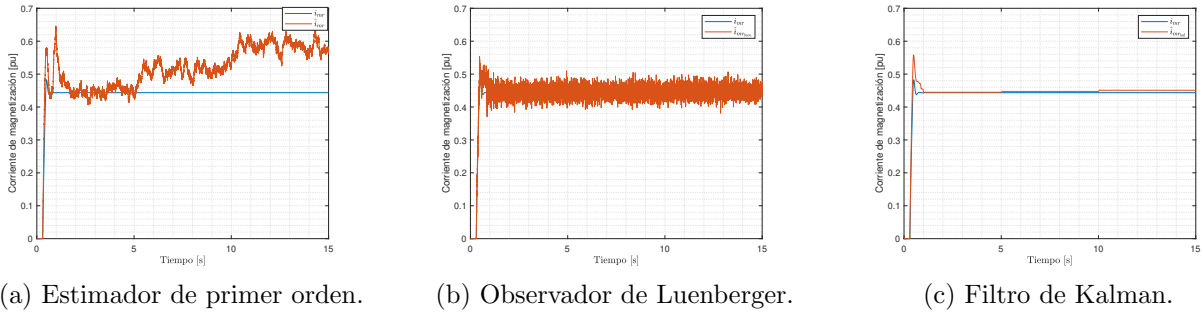


Fig. 4.5.5: Corriente de magnetización estimada por estimador y observadores ante ruido moderado.

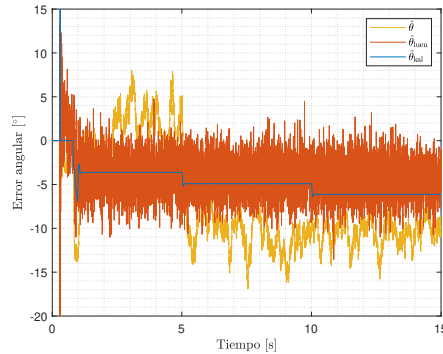


Fig. 4.5.6: Errores angulares de estimador y observadores ante ruido moderado.

Como se puede observar, la estimación de Luenberger y del estimador de primer orden empeora considerablemente, mientras que la del filtro de Kalman no sufre mayores alteraciones que en el caso con menos ruido. Esto se debe a que el filtro de Kalman es mucho más versátil que los otros métodos de observación, pues su matriz $\mathbf{K}_F$ se acomoda a cualquier caso de ruido y permite suprimirlo de manera efectiva si el valor de q_f es calibrado correctamente. El observador de Luenberger por su lado queda a merced del nivel de ruido presente, y solo puede absorber hasta cierto punto del mismo. Por otro lado, el estimador es incapaz de absorber el ruido, lo que ya se suma a la pobre estimación dada la incertidumbre de parámetros.

4.6. Análisis de observabilidad transitoria

El siguiente análisis consiste en el estudio del comportamiento dinámico de los observadores ante escalones de referencia de i_{mr} y ω . El comportamiento ante escalones de T_c ya se ha observado previamente, experimentando errores en estado estacionario para los tres observadores a medida que se aumentaba la carga. Dada la incertidumbre de parámetros, el error del estimador es mucho mayor al de los observadores, los cuales no presentan mayores problemas, pues su sensibilidad al error de r_r es baja.

Los ensayos se hacen considerando incertidumbre de parámetros y ruido de mediciones (este último a nivel moderado). Los observadores están calibrados para suprimir de la mejor manera el ruido de mediciones, es decir, ajustados según el nivel de ruido presente en este ensayo.

4.6.1. Escalones de referencia de corriente de magnetización

Para probar el desempeño bajo escalones de i_{mr}^* se realizan dos escalones de 0 a flujo nominal: el primero es a velocidad nula, mientras que el segundo es a velocidad nominal. Los escalones se realizan en vacío para no contaminar el análisis con errores de estado estacionario. El resultado para velocidad nula se observa en la figura 4.6.1, mientras que el de velocidad nominal se expone en la figura 4.6.2.

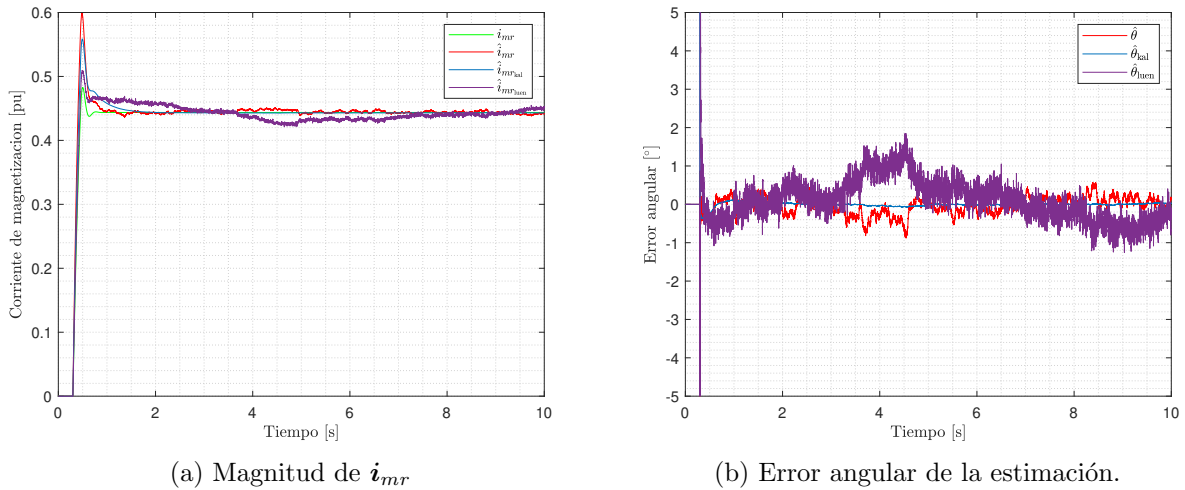


Fig. 4.6.1: Comportamiento dinámico ante escalón de i_{mr}^* a velocidad nula.

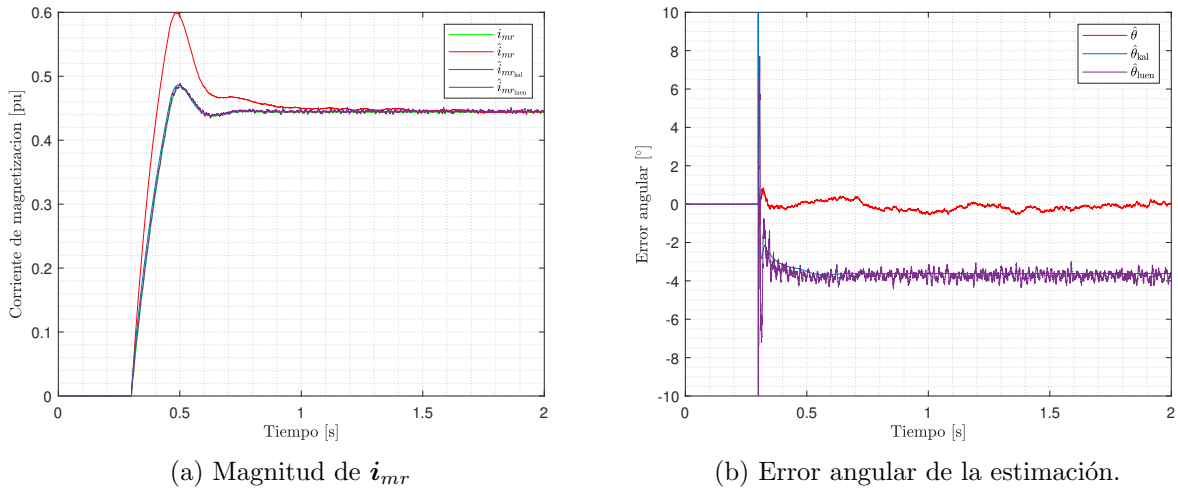


Fig. 4.6.2: Comportamiento dinámico ante escalón de i_{mr}^* a velocidad nominal.

A velocidad nula tanto los observadores como el estimador no logran seguir de manera perfecta a la corriente de magnetización. El estimador posee un mayor sobrepaso que los observadores, pero es el primero en recuperar el valor real de corriente luego de fracciones de segundo. Luenberger es el que menos sobrepaso tiene, pero, debido a su baja dinámica, (proveniente de la reducción de las frecuencias naturales de sus polos) su tiempo de establecimiento es mucho mayor al del filtro de Kalman, el cual se recupera unos instantes después que el estimador. Respecto al error angular, se percibe ruido debido al ruido de medición de corriente pero no se percibe un error angular importante para ninguno de los observadores. Dado este análisis y el de la sección 4.5, se podría concluir que a velocidades bajas (y velocidad nula) los observadores poseen dificultades para realizar una estimación precisa, más aún si se aplica carga al eje rotacional de la máquina. El estimador posee menos dificultades a velocidades bajas, pero su sensibilidad a las variaciones de carga es muy notoria ante la incertidumbre de valor de resistencia de rotor.

Por otra parte, a velocidad nominal los observadores realizan un seguimiento casi perfecto del flujo de rotor. En cambio, el estimador mantiene prácticamente el mismo comportamiento anterior. Pese a que tanto Kalman como Luenberger poseen error angular, este no es excesivo y se debe exclusivamente a la incerteza de parámetros. Esto no empeora ante la presencia de momento de carga, lo cual no se puede decir del estimador, cuyo error tanto en magnitud como en ángulo aumenta considerablemente al aumentar la carga aplicada (como se observó en la sección 4.4).

4.6.2. Escalón de referencia de velocidad

El ensayo realizado consistió en un escalón de velocidad de 0 a 0.97 pu manteniendo flujo de rotor nominal. Todos los observadores ya se habían establecido en el valor real de i_{mr} una vez aplicado el escalón de velocidad. Los resultados se exponen en la figura 4.6.3.

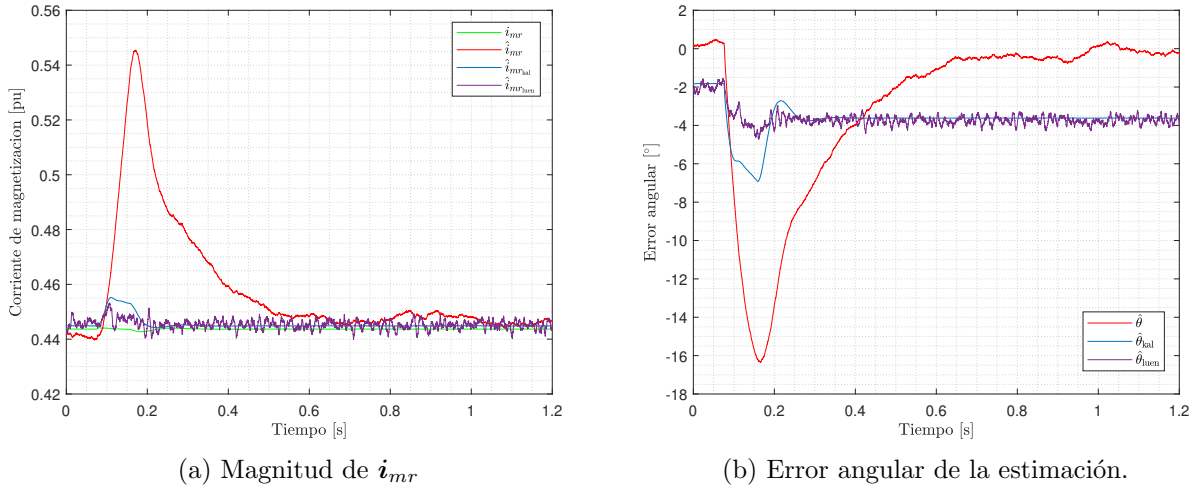


Fig. 4.6.3: Comportamiento dinámico ante escalón de ω .

Se puede observar la alta sensibilidad del estimador ante cambios de velocidad. Tanto en magnitud como en ángulo, el escalón de referencia genera transitorios de importante magnitud, los cuales se corrigen en el tiempo estacionándose en el valor real de flujo de rotor. Los observadores, en cambio, no son tan sensibles al cambio de velocidad, sufriendo un pequeño transitorio el cual es corregido casi de inmediato (en especial para el observador de Luenberger, el cual, debido a su baja dinámica, no alcanza a sufrir un transitorio tan grande). Si bien llegan a valor estacionario en pocos instantes de tiempo, sí terminan sufriendo un error angular leve, producto de la incerteza de parámetros.

Finalizando este análisis, se concluye que los métodos de observación estudiados poseen fortalezas y debilidades para diferentes comportamientos dinámicos. Luenberger en general suele ser el observador más lento de los tres, lo cual aprovecha para disminuir dinámicas ante cambios de puntos de operación, lo mismo perjudica su acción ante cambios de flujo, en especial para velocidades bajas. El filtro de Kalman le sigue en este aspecto, pues a velocidades bajas no tiene un comportamiento ideal pero sí posee mayor dinámica que Luenberger (además de suprimir de mejor manera el ruido, aspecto que ya se vió anteriormente). El estimador, por su parte, posee una gran sensibilidad a cambios de velocidad, por lo que no sería una opción considerable para accionamientos de alto comportamiento dinámico (además de su pobre desempeño bajo carga aplicada).

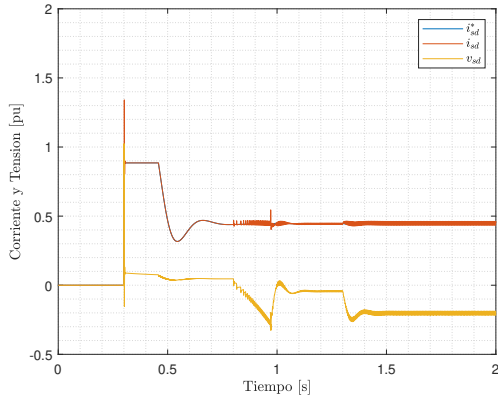
4.7. Análisis de observabilidad bajo efectos del tiempo muerto

Antes de realizar el trabajo de laboratorio se realizó un estudio del efecto del tiempo muerto añadido a los pulsos del circuito de disparo del VSI. Según [17], los tiempos de encendido y apagado simultáneos de los transistores IGBT provocan cortocircuito entre el enlace de continua del inversor y los puentes entre diodos, por lo que la adición de este tiempo muerto protege los equipos ante dicho evento. Sin embargo, al agregar dicho tiempo muerto se produce una distorsión en el fásor espacial de tensión de estator, lo cual introduce distorsiones

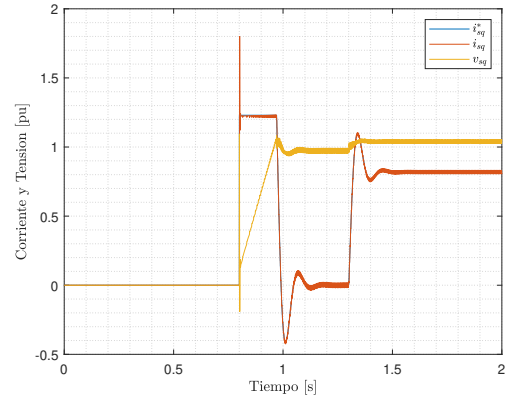
en las tensiones de fase. Dichas distorsiones se producen a frecuencia fundamental y armónicos de quintuple y séptuple frecuencia principalmente. El efecto de distorsión no es despreciable y puede provocar errores importantes en la estimación de la tensión de estator de la máquina, lo cual afectaría a la estimación de flujo realizada por el filtro de Kalman, especialmente a velocidades bajas donde la componente fundamental, al sufrir una disminución importante de la amplitud, adquiere una diferencia importante respecto a la tensión real [18].

Para efectos de desempeño del control por campo orientado, este no varía mucho respecto al caso ideal, pues el gran ancho de banda del lazo interno de corriente permite compensar el efecto del tiempo muerto, al menos en parte, evitando así que se observen oscilaciones importantes en el control de flujo y de velocidad [17] [18]. Sin embargo, si se piensa utilizar el filtro de Kalman en un escenario donde existe este fenómeno, es necesario primero estudiar cómo afecta a la estimación y observación del enlace de flujo de rotor. Esto ya que la tensión de entrada al observador se obtiene desde la salida de los controladores y no corresponde a una medición real. Como dichos controladores compensan, al menos en parte, el efecto del tiempo muerto, la información que llega al observador está distorsionada, afectando la estimación de magnitud y ángulo.

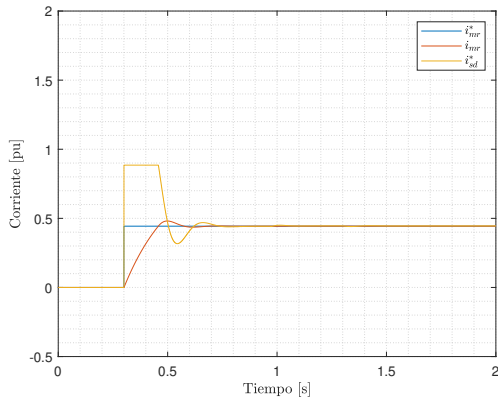
Mediante bloques de *delay* tanto para el encendido como el apagado, se incluyó a los disparos un tiempo muerto de $3\ \mu\text{s}$ y un tiempo de apagado a los transistores de 600 ns (ambos valores presentes en el banco de pruebas disponible en laboratorio). Para comprobar el correcto funcionamiento del control bajo este nuevo efecto, se realizó la misma prueba que en la sección 4.2.6, para lo cual se obtuvo la respuesta de la figura 4.7.1.



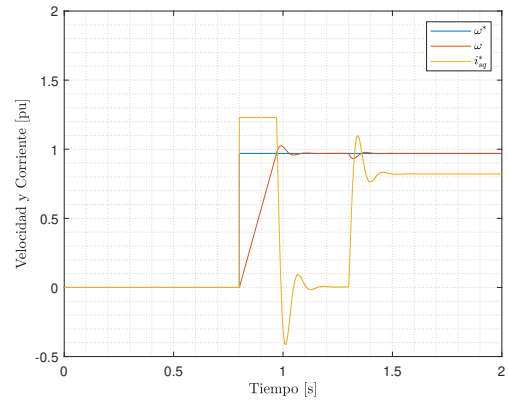
(a) Lazo de corriente i_{sd}



(b) Lazo de corriente i_{sq}



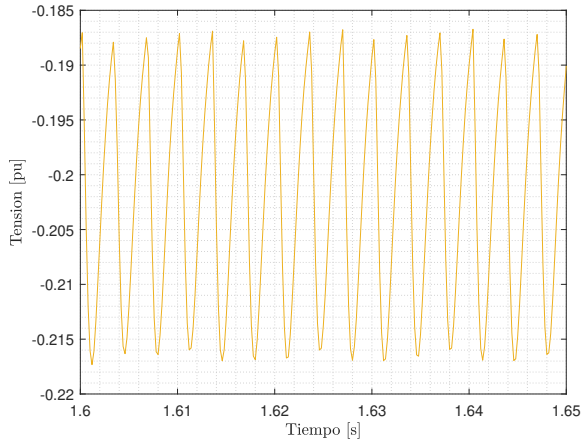
(c) Lazo de corriente i_{mr}



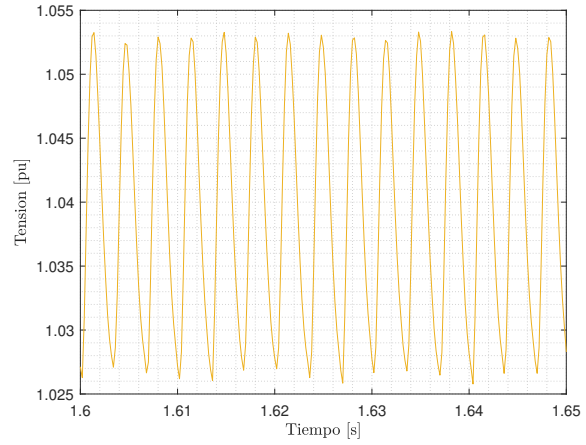
(d) Lazo de velocidad

Fig. 4.7.1: Ensayo de prueba del control bajo efectos del tiempo muerto

Se puede observar como el control no se ve mayormente afectado por la adición del tiempo muerto. Si bien los canales de corriente d y q se ven afectados por una oscilación de sexta armónica (las cuales se pueden observar en la figura 4.7.2), esta no se traduce a cambios significativos en el comportamiento dinámico de los lazos de velocidad y corriente de magnetización.



(a) Tensión en el eje d .

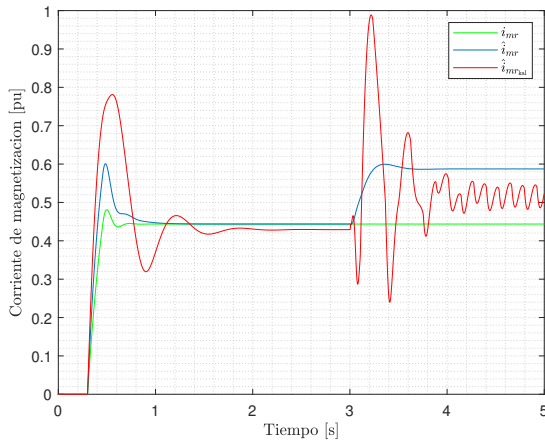


(b) Tensión en el eje q .

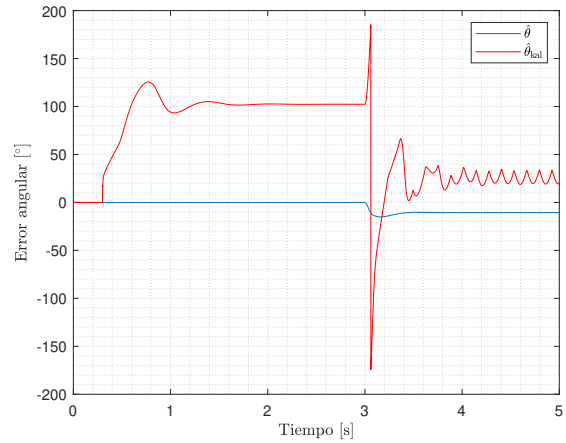
Fig. 4.7.2: Oscilaciones de sexta armónica en los lazos de corriente.

4.7.1. Efecto del tiempo muerto en la estimación de i_{mr}

El ensayo consistió en la siguiente secuencia: magnetización inicial de la máquina a i_{mr} nominal, posteriormente, se establece una referencia de velocidad, para finalmente cargar la máquina con momento nominal. Al mantener la máquina detenida se observan los resultados de la figura 4.7.3.



(a) Magnitud de i_{mr}



(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.3: Efecto del tiempo muerto en la estimación a velocidad nula.

A diferencia del estimador de primer orden, se observa un detrimento considerable en la estimación del filtro de Kalman tanto de magnitud como de ángulo. Además de un empeoramiento del comportamiento transitorio, al aplicar carga la estimación de magnitud pierde mucha estabilidad, observándose transitorios de alta magnitud, mientras que el valor medio

en estado estacionario difiere mucho más en comparación al caso ideal. Por otro lado, el error angular llega a aproximadamente 100° con la máquina en vacío. Al aplicar el escalón de carga la estimación de ángulo mejora, pero sigue teniendo un nivel de error considerable en comparación al estimador.

Este error se debe principalmente a que la tensión que piden los PI de corriente no es la tensión real que existe en la máquina (producto del tiempo muerto). A bajas velocidades este error es bastante considerable, lo que empeora la estimación del filtro. Para comprobar que este efecto no ocurre para velocidades altas, se realiza el mismo ensayo, salvo que se acelera la máquina hasta la velocidad nominal entre la magnetización y la aplicación de carga. Los resultados se observan en la figura 4.7.4.

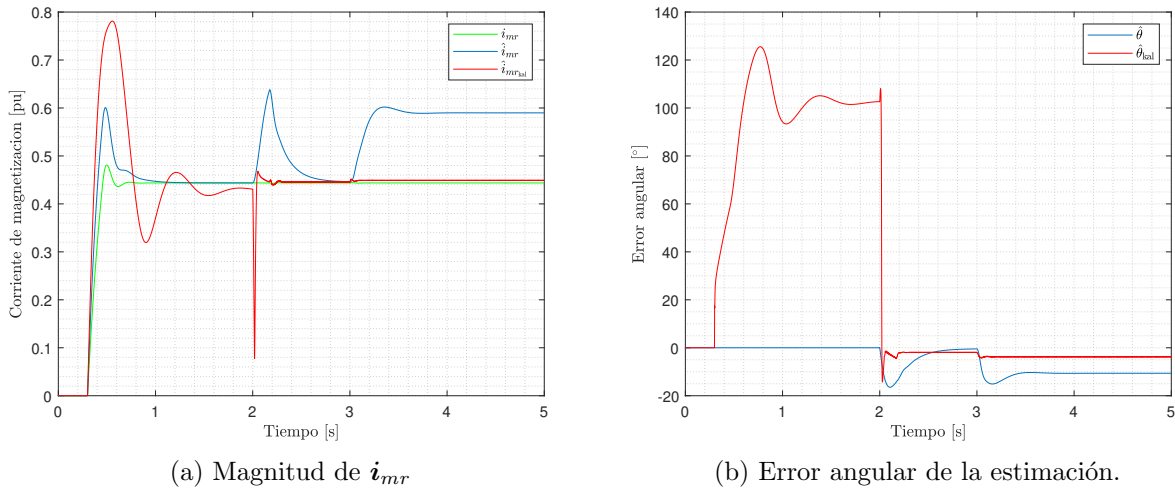
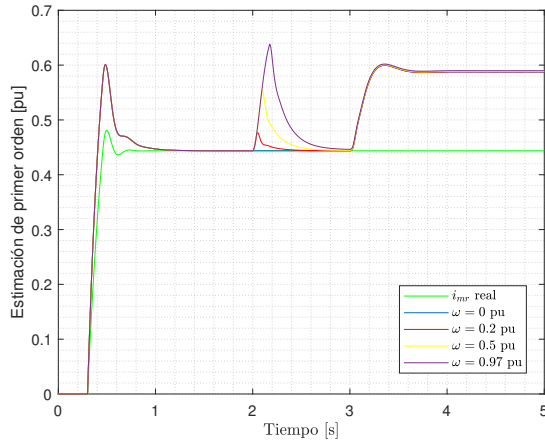
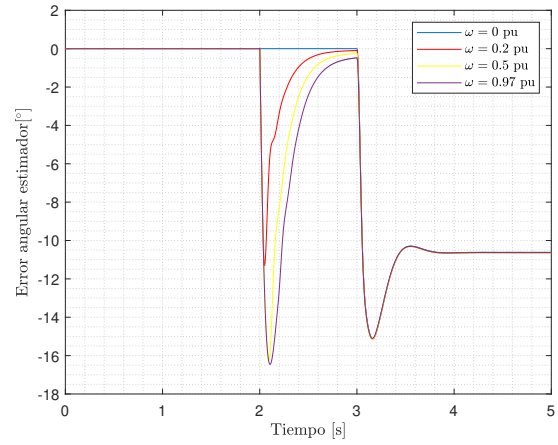


Fig. 4.7.4: Efecto del tiempo muerto en la estimación a velocidad nominal.

Desde el momento en el que la máquina aumenta su velocidad se observa que la estimación del filtro de Kalman mejora notablemente. El estimador de primer orden posee un transitorio importante durante el cambio de velocidad (aspecto que ya se había revisado en la sección 4.6). Dado que la distorsión en la tensión es menor relativo a la tensión real en el estator de la máquina, el observador puede realizar una mejor estimación. Se realiza un ensayo comparativo para la misma maniobra pero a distintas velocidades, lo cual se expone en las figuras 4.7.5 y 4.7.6 para el estimador y filtro de Kalman, respectivamente.

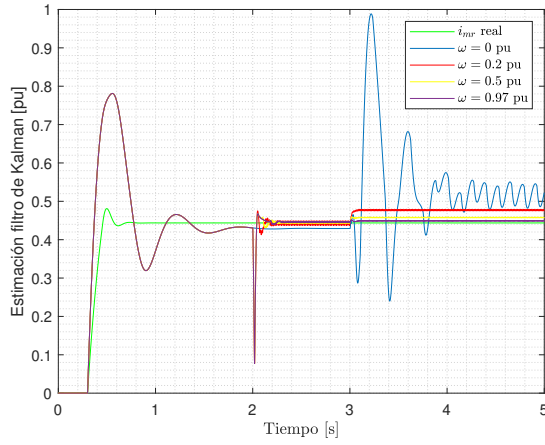


(a) Magnitud de i_{mr}

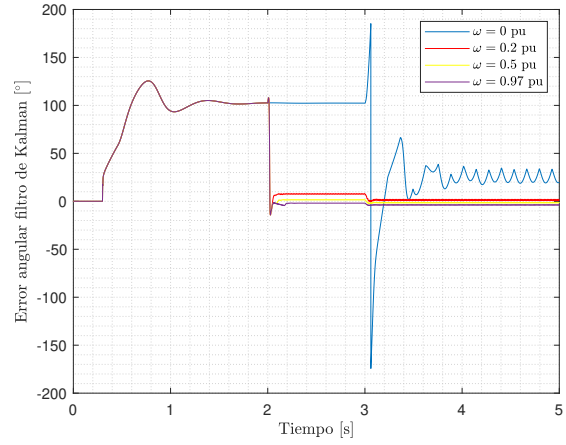


(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.5: Efecto del tiempo muerto en la estimación a distintas velocidades para estimador de primer orden.



(a) Magnitud de i_{mr}



(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.6: Efecto del tiempo muerto en la estimación a distintas velocidades para filtro de Kalman.

Respecto al estimador de primer orden, solo se perciben diferencias entre velocidades en el momento en que se aplica el escalón de ω^* . El error en estado estacionario es prácticamente el mismo para todas las velocidades y se atribuye a la sensibilidad en el error de r_r . En contraparte, Kalman mejora sustancialmente su estimación conforme aumenta la velocidad de la máquina, además de perder oscilaciones en estado estacionario y disminuir el error final en el mismo.

Si bien para velocidades altas no supone un problema mayor utilizar el filtro de Kalman, a velocidades bajas el efecto es demasiado importante como para no considerarlo, y por esto

es necesario realizar un tipo de compensación de tiempo muerto. Ya que no es necesario incluirlo en el control de la máquina, esta compensación solo se realizará para el observador.

4.7.2. Método de la medida única para compensar efecto del tiempo muerto

Para solucionar el problema del filtro de Kalman para velocidades bajas se propone adaptar el método de la medida única planteado en [18]. Dicho método se realiza para obtener el valor del fasor espacial de tensión de distorsión $\mathbf{v}_{dist}$ en el plano $\alpha\beta$ y así restar dicho valor a las tensiones de referencia que llegan al observador, mejorando así la estimación sin afectar las tensiones enviadas al modulador.

Si bien la magnitud de la tensión de distorsión depende de la tensión V_{DC} , del tiempo de muestreo y del tiempo muerto, la orientación del fasor espacial de tensión de distorsión depende exclusivamente del ángulo del fasor corriente de estator en el plano $\alpha\beta$, ahora denominado ϕ . La figura 4.7.7 expone como se distribuye la tensión de distorsión en el mismo plano. La tensión se reduce a un sistema en por unidad cuya base corresponde al valor máximo de $\mathbf{v}_{dist}$, por lo que al conocer ese valor se puede obtener la magnitud del fasor para todos los ángulos del fasor espacial de corriente.

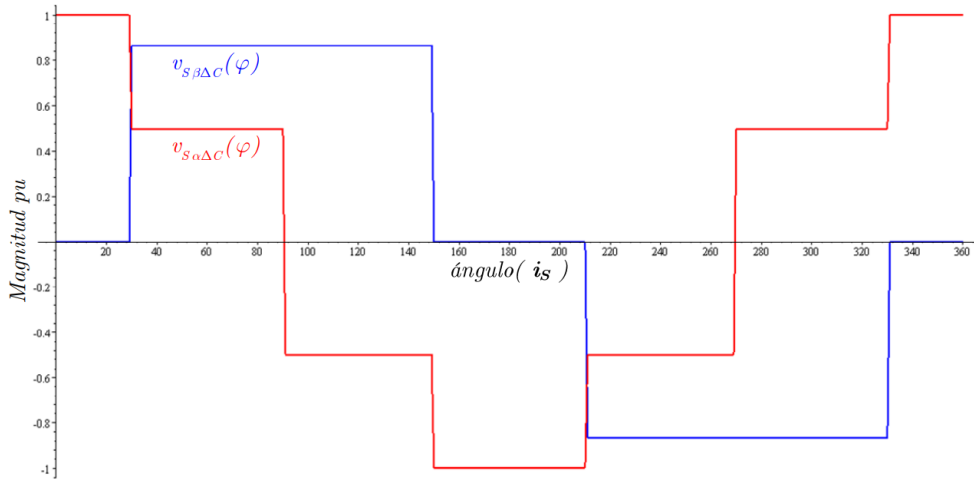


Fig. 4.7.7: Distribución de la tensión de distorsión según ϕ [18].

Como se puede observar, si ϕ está en el rango de -30° a 30° la tensión de distorsión se ubica únicamente en el eje α . Se sabe que la tensión real en el estator $\mathbf{v}_s$ de la máquina será la suma entre las tensiones de referencia que salen de los PIs de corriente $\mathbf{v}_s^*$ y de la distorsión según el ángulo de la corriente de estator. Además se sabe que si se emplea una referencia de corriente $\alpha\beta$ continua, $\mathbf{v}_s$ también es equivalente al producto entre la corriente de estator y la resistencia equivalente de la máquina R_{eq} en estado estacionario, es decir, $\mathbf{v}_s$ e $\mathbf{i}_s$ comparten el mismo ángulo ϕ :

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_s^* + \mathbf{v}_{dist} = R_{eq} \mathbf{i}_s \quad (4.7.1)$$

Tomando en cuenta lo anterior, es posible determinar la magnitud de $\mathbf{v}_s$ utilizando la componente β de la tensión de referencia, siempre y cuando $-30^\circ < \phi < 30^\circ$:

$$|\mathbf{v}_s| = \frac{v_{s\beta}^*}{\sin(\phi)} \quad (4.7.2)$$

Finalmente, la magnitud de $\mathbf{v}_{dist}$ se obtiene de la siguiente forma:

$$|\mathbf{v}_{dist}| = v_{s\alpha}^* - |\mathbf{v}_s| \cos(\phi) \quad (4.7.3)$$

Conociendo entonces la magnitud del fasor, la tensión de distorsión se descompone en tiempo real a partir de la medición de corriente de estator, y de esta manera se realiza la compensación de tiempo muerto utilizando una sola medición.

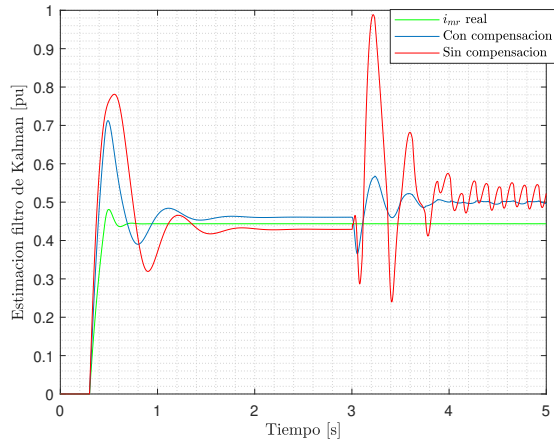
4.7.3. Aplicación del método propuesto en la simulación

Se modificó el control de corriente para que este funcione con corrientes de referencia $\alpha\beta$, ajustando $\mathbf{i}_s^*$ para obtener un ángulo $\phi = 15^\circ$ y corriente nominal. Se obtuvieron los resultados de la tabla 4.7.1

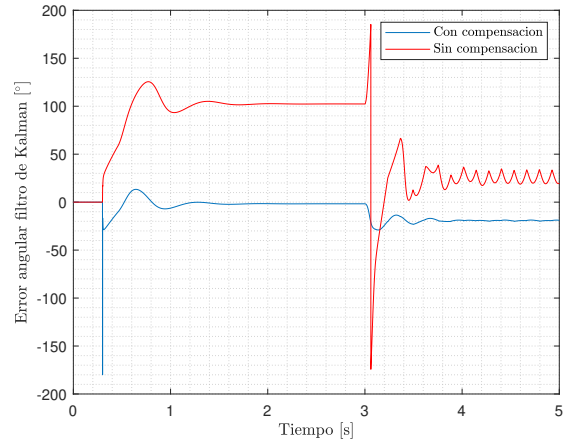
$i_{s\alpha}$	0.96592
$i_{s\beta}$	0.2588
$v_{s\alpha}^*$	0.0668828
$v_{s\beta}^*$	0.0094004
$ \mathbf{v}_s $	0.03632
$ \mathbf{v}_{dist} $	0.0315

Tabla 4.7.1: Resultados del método de la medida única en pu.

Posteriormente se empleó un determinador de distorsión en el bloque *C-Script*, cuyas líneas de código se exponen en el anexo A.1. A continuación, las figuras 4.7.8, 4.7.9, 4.7.10 y 4.7.11 exponen gráficos comparativos entre observaciones con el filtro de Kalman con y sin compensación para las cuatro velocidades estudiadas.

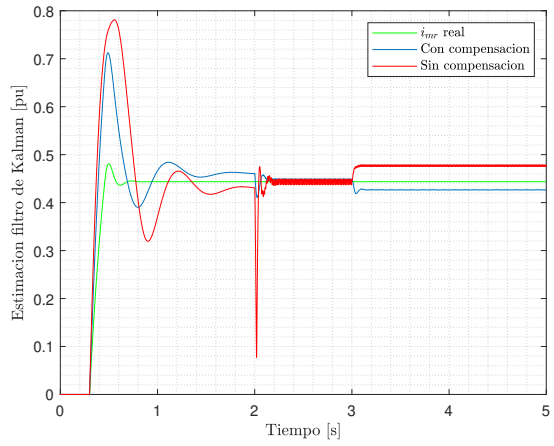


(a) Magnitud de i_{mr}

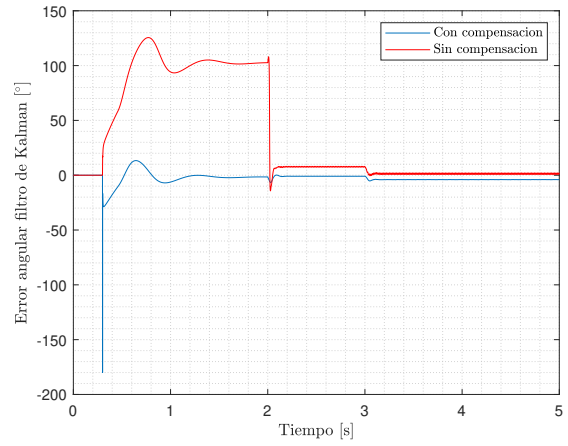


(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.8: Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0$ pu.

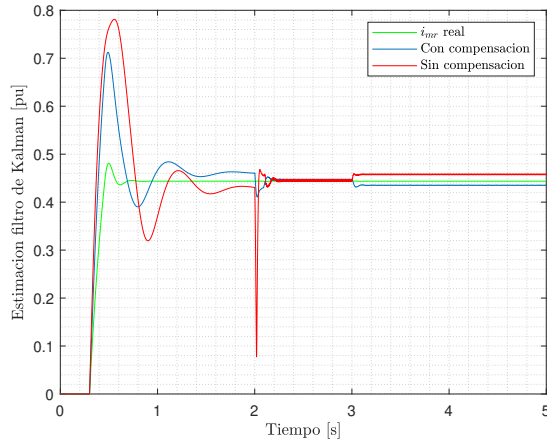


(a) Magnitud de i_{mr}

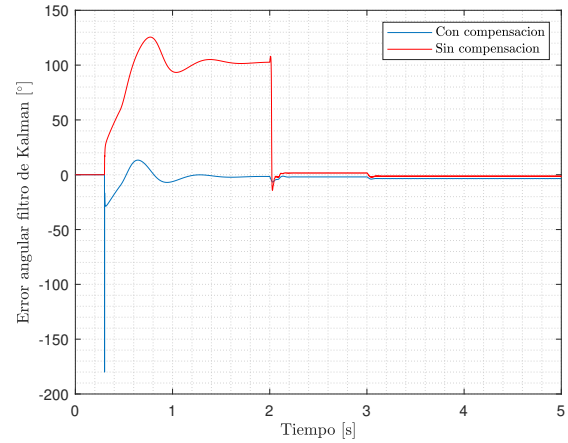


(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.9: Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.2$ pu.

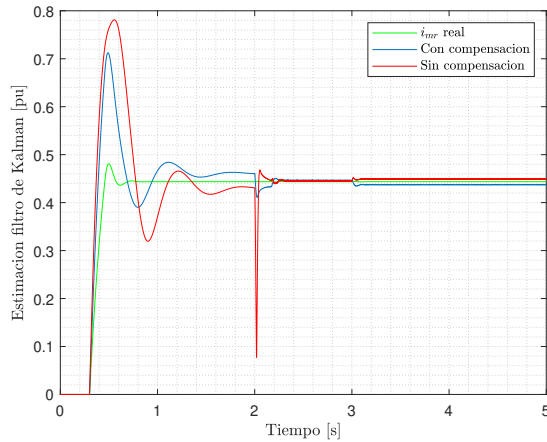


(a) Magnitud de i_{mr}

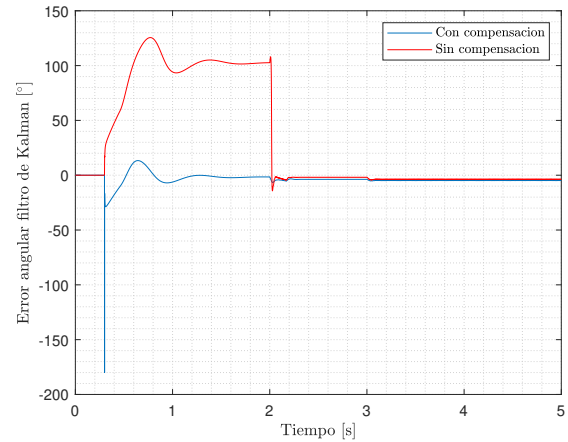


(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.10: Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.5$ pu.



(a) Magnitud de i_{mr}



(b) Error angular de la estimación.

Fig. 4.7.11: Comparación del efecto de la compensación para $\omega = 0.97$ pu.

Se observa una notable mejora en la estimación, tanto en magnitud como en ángulo, para todas las velocidades. Si bien desde 0.5 pu de velocidad la diferencia no es demasiado notoria, a velocidades bajas (que es donde radica el problema) el error en estado estacionario es menor y existe un efecto reducido en los transitorios presentes. Si bien en [18] el método de la medida única no bastó para realizar una compensación de tiempo muerto general, en este caso fue útil para mejorar la estimación del observador, en especial para velocidades bajas, donde el observador se ve muy afectado producto de la distorsión.

Una vez finalizado el trabajo de simulación, el siguiente capítulo contiene el análisis del trabajo realizado en laboratorio. A partir del estudio hecho en la presente sección, en labo-

ratorio se utilizarán tanto el estimador como el filtro de Kalman para realizar seguimiento del enlace de flujo de rotor.

5. Implementación en laboratorio

A raíz del estudio desarrollado en el capítulo anterior, se llevó a cabo la implementación del control vectorial de un motor de inducción real. Se utilizó la estación de trabajo desarrollada en la memoria [19], la cual consiste en una plataforma de procesamiento digital de señales y un convertidor como el utilizado en la simulación. A su vez, la estación permite operar de manera remota desde PLECS, facilitando el desarrollo de esquemas de control a través de bloques del programa, como el *C-Script* utilizado en el capítulo anterior.

La plataforma en cuestión utiliza el Launchpad LAUNCHXL-F28379D fabricado por Texas Instruments como DSP y el convertidor trifásico SEMISTACK SKS 22F B6U+B6CI+E1CIF 13 V12, fabricado por SEMIKRON. Además, el sistema cuenta con una interfaz fabricada para el Launchpad, que cuenta con protecciones a nivel de hardware y canales de fibra óptica para transmitir los pulsos de disparo [19].

Como se explicó anteriormente, la máquina bajo ensayos posee los datos de la tabla 4.1.1, y sus parámetros fueron estimados según la norma [12] y determinados en la sección 4.1. La estación de trabajo se presenta en la figura 5.1.

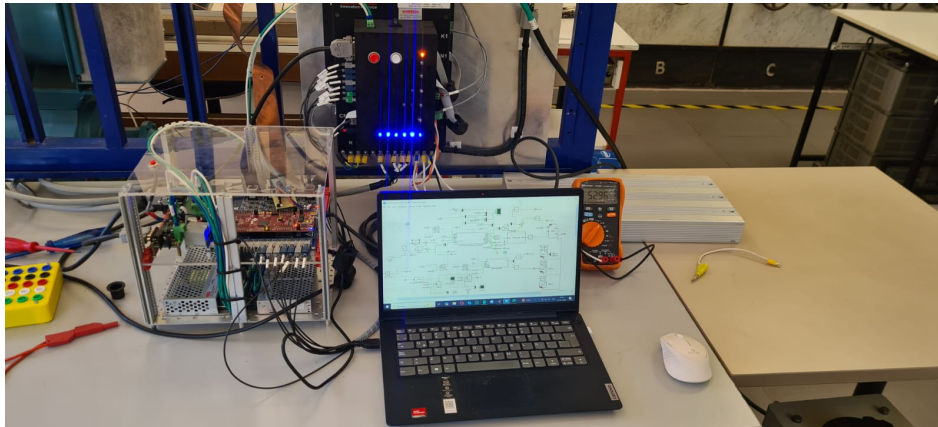


Fig. 5.1: Estación de trabajo utilizada.

5.1. Implementación del control por campo orientado

Al igual que en la etapa de simulación, la implementación del control se hizo desde los lazos internos hacia los externos. En primer lugar, se realizó el control de corriente en coordenadas $\alpha\beta$, esto para medir el ruido de medición de corriente y determinar el módulo de la tensión de distorsión utilizando el método de la medida única.

5.1.1. Control de corriente $\alpha\beta$

Se programó en un bloque *C-Script* el mismo controlador utilizado en la simulación, cuyos parámetros se determinan en la sección 4.2.3. La figura 5.1.1 muestra un ensayo de pequeña señal realizado en el canal de corriente α .

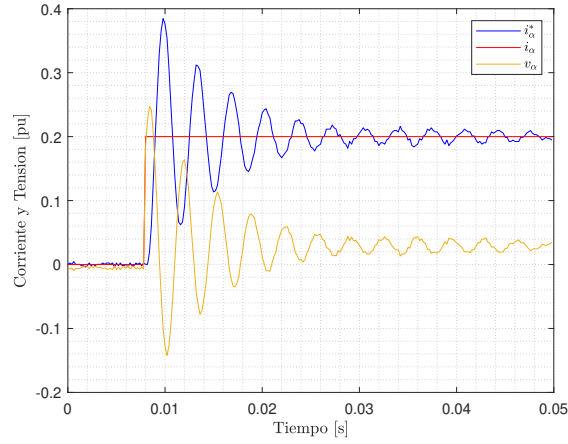
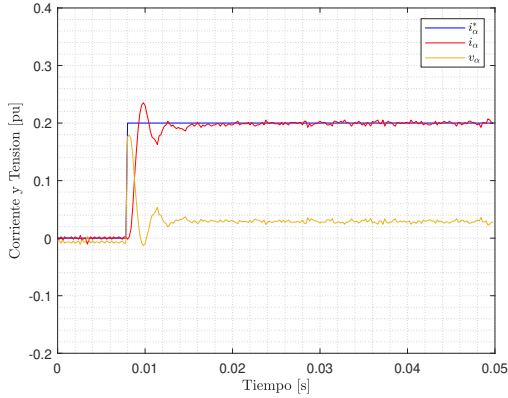
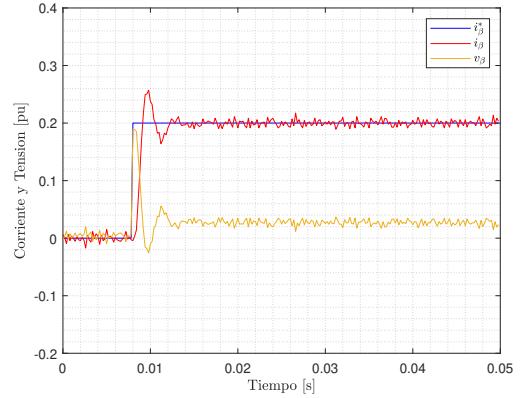


Fig. 5.1.1: Ensayo de pequeña señal del canal de corriente α .

Se observa un comportamiento muy oscilatorio, posiblemente debido a la incerteza asociada a la constante de tiempo τ_σ . La figura 5.1.2 muestra el resultado de un ensayo de pequeña señal con un controlador recalibrado, esta vez optimizado en función del módulo.



(a) Canal de corriente $i_{s\alpha}$.



(b) Canal de corriente $i_{s\beta}$.

Fig. 5.1.2: Ensayo de pequeña señal con controlador recalibrado.

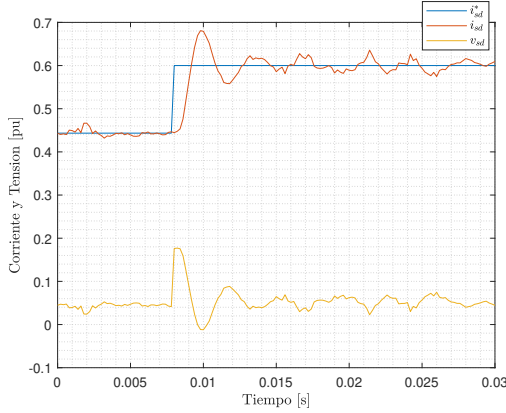
El tiempo de subida de ambos canales corresponde a aproximadamente 1.2 ms, lo que se asimila con lo observado en la etapa de simulación. Con el control ya calibrado correctamente, se determina el nivel de ruido en la medición de corriente y de distorsión en la tensión de estator con los métodos utilizados en el capítulo anterior. A partir de una referencia continua se obtienen los resultados de la tabla 5.1.1.

σ_i^2	0.000873
$i_{s\alpha}$	0.9659
$i_{s\beta}$	0.2588
$v_{s\alpha}^*$	0.0822
$v_{s\beta}^*$	0.0111
$ \mathbf{v}_s $	0.0428
$ \mathbf{v}_{dist} $	0.0408

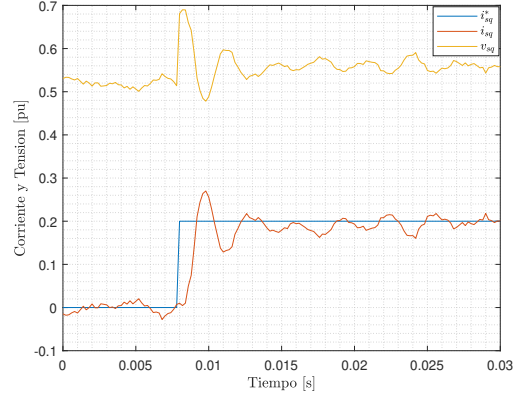
Tabla 5.1.1: Datos de ruido de medición y tensión de distorsión.

5.1.2. Control de corriente dq bajo frecuencia arbitraria

Se implementa un bloque *C-Script* que calcula un ángulo de referencia a partir de la integral de una frecuencia arbitraria, adjunta a un limitador de pendiente. Los resultados del ensayo de pequeña señal se presentan en la figura 5.1.3, los cuales se hicieron a una frecuencia arbitraria de 0.5 pu de velocidad.



(a) Canal de corriente i_{sd} .



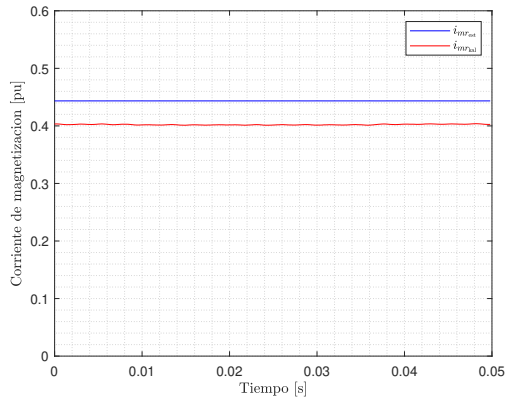
(b) Canal de corriente i_{sq} .

Fig. 5.1.3: Ensayos de pequeña señal con frecuencia arbitraria.

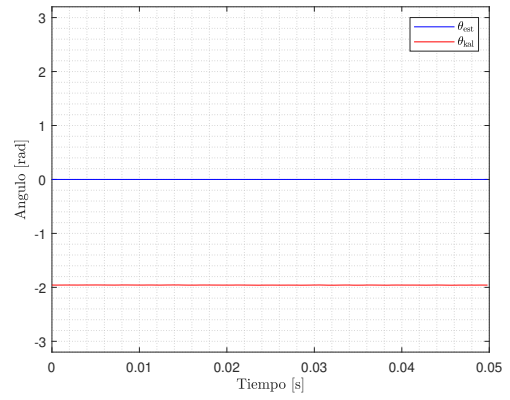
5.1.3. Implementación de métodos de observación

Para implementar el estimador de primer orden, se utilizó el mismo código que en la simulación. Por otra parte, debido a limitaciones del programa, no fue posible implementar el filtro de Kalman en el bloque *C-Script*, por lo que se fabricó el filtro mediante bloques de PLECS. Esto se puede observar en el anexo A.2.

Para probar la estimación de ambos métodos se utilizó el mismo esquema de control utilizado en la sección anterior. Posteriormente, se asignó una corriente tal que la máquina tuviera flujo nominal, para luego elevar la velocidad al punto deseado para realizar la medición. Los resultados para distintas velocidades se observan en la figuras 5.1.4, 5.1.5, 5.1.6 y 5.1.7.

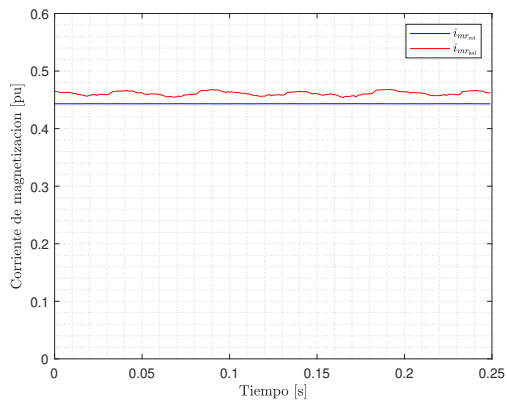


(a) Magnitud de i_{mr} .

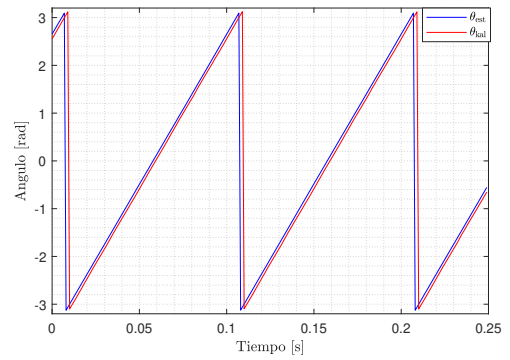


(b) Ángulo del flujo de rotor.

Fig. 5.1.4: Estimación a velocidad nula.

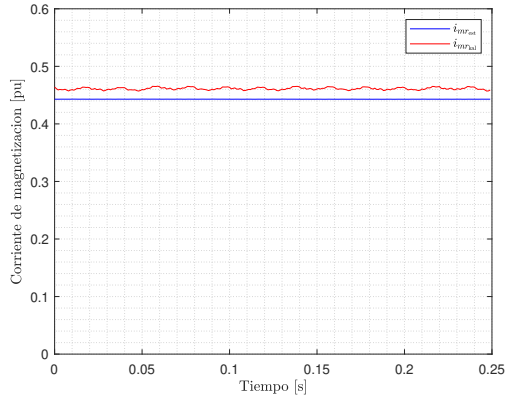


(a) Magnitud de i_{mr} .

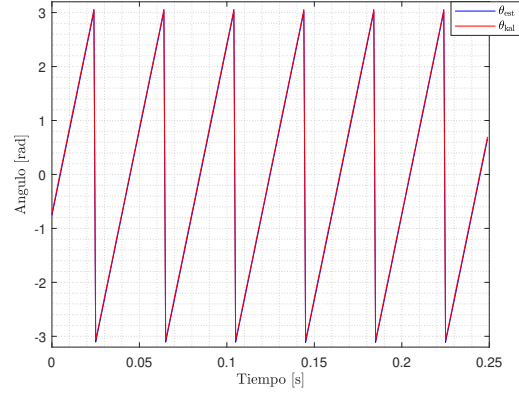


(b) Ángulo del flujo de rotor.

Fig. 5.1.5: Estimación a 0.2 pu de velocidad.

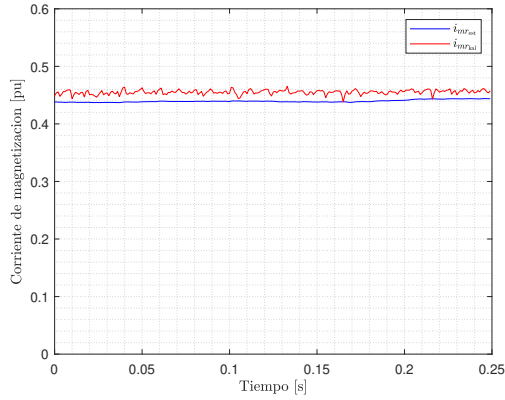


(a) Magnitud de i_{mr} .

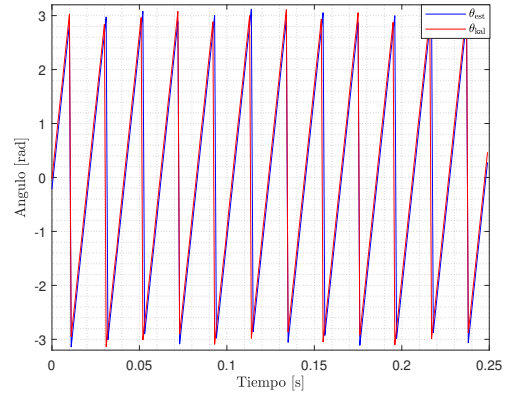


(b) Ángulo del flujo de rotor.

Fig. 5.1.6: Estimación a 0.5 pu de velocidad.



(a) Magnitud de i_{mr} .



(b) Ángulo del flujo de rotor.

Fig. 5.1.7: Estimación a 0.97 pu de velocidad.

En primer lugar, se observa que el estimador posee una medición precisa de la corriente de magnetización, esto debido a que la máquina se encuentra en vacío y en estado estacionario. Como el estimador es básicamente la resolución en tiempo real de una ecuación diferencial, los factores nombrados anteriormente provocan que la incerteza de parámetros no afecte al rendimiento del estimador. Debido a esto, es una fuente confiable de comparación con el filtro de Kalman. Dicho observador, por otra parte, posee complicaciones para estimar a velocidad nula, siendo poco confiable a velocidades bajas (tal y como se había observado en la etapa de simulación). Sin embargo, el determinador de distorsión no permite solucionar este problema, posiblemente debido a un error en su cálculo, por el hecho de ser una aproximación de la verdadera distribución de distorsión en el plano $\alpha\beta$ y por basarse en una medición fuera de línea.

Sin embargo, la estimación angular del filtro de Kalman es bastante confiable en todo el

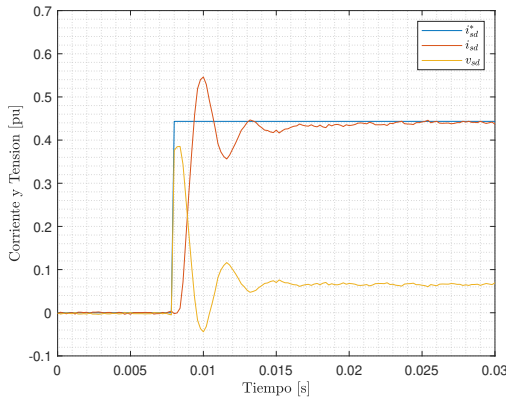
plano de velocidad (exceptuando velocidad nula), por lo que, si se logra acelerar la máquina utilizando el estimador como método de observación, conmutar al filtro de Kalman es una opción viable para el planteamiento del control en coordenadas de campo. Esta conmutación es preferible, pues a velocidades altas el rendimiento del filtro de Kalman posee un error bajo y, como se observó en el capítulo anterior, es mucho menos sensible a las aplicaciones de carga mecánica, por lo que utilizar el filtro en vez del estimador es conveniente en el rango en el que el rendimiento del filtro lo permita.

Respecto a la magnitud de i_{mr} , la estimación realizada por el filtro de Kalman posee un error en estado estacionario de aproximadamente un 3.7 %. Sin embargo, este error no se propaga a la estimación de ángulo, por lo que es posible implementar el control con el filtro de Kalman una vez la máquina tenga una velocidad lo suficientemente elevada como para operar dentro de lo aceptable.

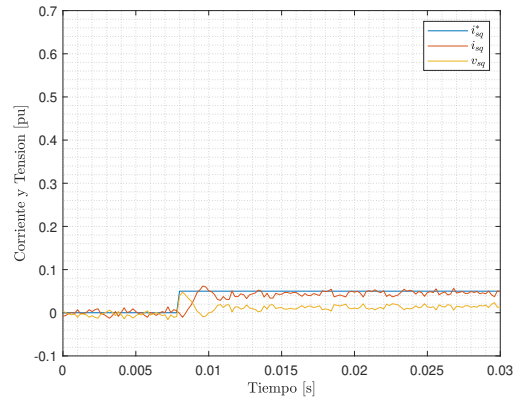
Debido a la incapacidad de controlar velocidad a este punto de la implementación, los siguientes ensayos se realizaron a velocidad nula, por lo que el método de observación utilizado correspondió al del estimador de primer orden. Una vez que se contó con el esquema de control vectorial completo, se realizaron ensayos utilizando el filtro de Kalman, junto con propuestas para utilizar ambos métodos de observación de manera complementaria.

5.1.4. Control de corriente dq en coordenadas de campo

Con la posibilidad de orientar el sistema de referencia al flujo de rotor, se hicieron ensayos de pequeña señal para el control de corriente orientado al campo. Los resultados de los ensayos de pequeña señal se presentan en la figura 5.1.8.



(a) Canal de corriente i_{sd} .



(b) Canal de corriente i_{sq} .

Fig. 5.1.8: Ensayos de pequeña señal con frecuencia arbitraria.

El escalón de i_{sd} se realizó con tal de obtener flujo nominal en estado estacionario, mientras que el de i_{sq} se realizó con tal de no desarrollar un momento electromagnético demasiado elevado. Los tiempos de subida nuevamente se asimilaron al resultado teórico. A raíz de los niveles de corriente aplicados en ambos ejes, se esperó un momento acelerante equivalente

a 0.0464 pu, lo cual corresponde a una aceleración angular de 0.3325 pu/s. La figura 5.1.9 expone la aceleración de la máquina al momento de aplicar el escalón de referencia de i_{sq} , de manera contigua, la corriente de magnetización se mantiene en su valor nominal equivalente a la corriente i_{sd} , lo cual verifica la correcta orientación al flujo de rotor. La aceleración angular observada en la figura tiene un valor aproximado de 0.264 pu/s, lo cual difiere de lo esperado, posiblemente debido a la propagación de errores de la incorrecta estimación del flujo, lo cual provoca errores en el momento esperado y el obtenido realmente, además de la incerteza de parámetros asociada al problema en cuestión.

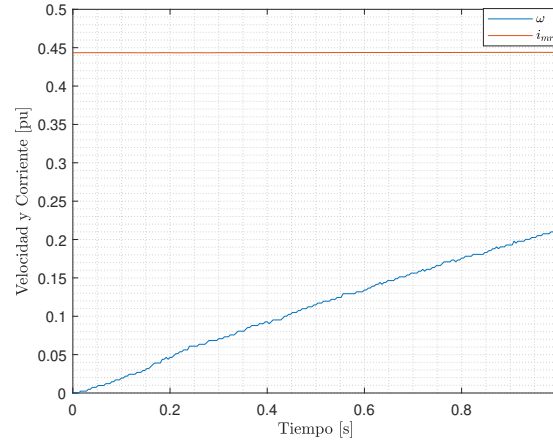


Fig. 5.1.9: Velocidad y corriente de magnetización durante el escalón de i_{sq} .

De esta manera finaliza el proceso de implementación de los lazos internos de corriente. A continuación se presentará el trabajo realizado para los lazos externos de corriente de magnetización y velocidad.

5.1.5. Control de corriente de magnetización

Una vez que los canales de corriente funcionaron orientados al flujo de rotor, se programaron los lazos externos del control vectorial, comenzando por el lazo de i_{mr} . Se utilizó el mismo controlador que en la simulación, para el cual se aplicó un ensayo de pequeña señal, obteniendo los resultados de la figura 5.1.10. Se utilizó el estimador de primer orden para este ensayo, pues la máquina se encontraba detenida.

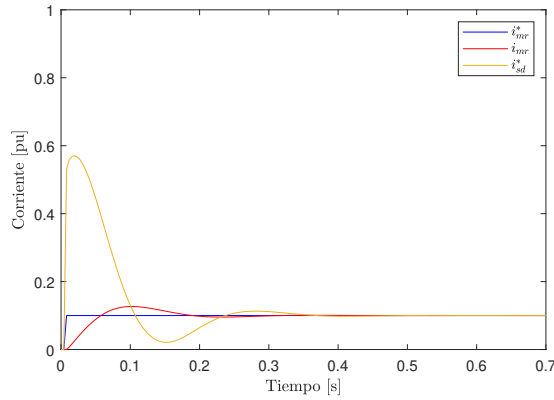


Fig. 5.1.10: Ensayo de pequeña señal del control de i_{mr} .

Si se compara con la respuesta teórica de la figura 4.2.7, se observa un tiempo de subida y porcentaje de oscilación similar, lo cual ratifica el correcto desempeño del controlador planteado en la etapa de simulación.

Para mayor verificación, se realiza un ensayo de gran señal, magnetizando la máquina a su punto nominal. Los resultados se observan en la figura 5.1.11.

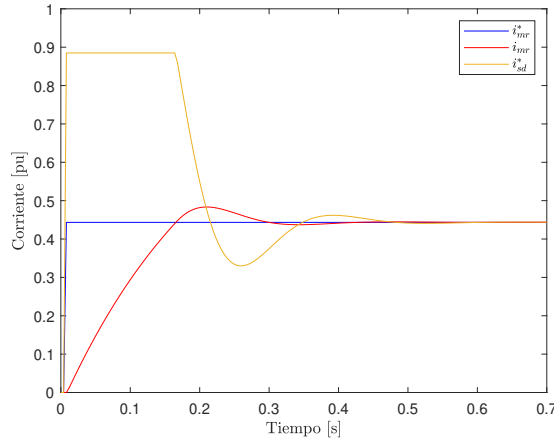


Fig. 5.1.11: Ensayo de gran señal del control de i_{mr} .

El control satura su actuación y se ve una forma de onda similar a las expuestas en la etapa de simulación. Esto ratifica el correcto funcionamiento del controlador implementado.

5.1.6. Control de velocidad

Utilizando el mismo controlador que en la etapa de simulación se implementó el control de velocidad. Se ajustó el límite de corriente a 0.98 pu para evitar la actuación de la protección de sobretensión del banco de pruebas, lo cual puede ocurrir a velocidades altas. Los resultados del ensayo de pequeña señal se observan en la figura 5.1.12.

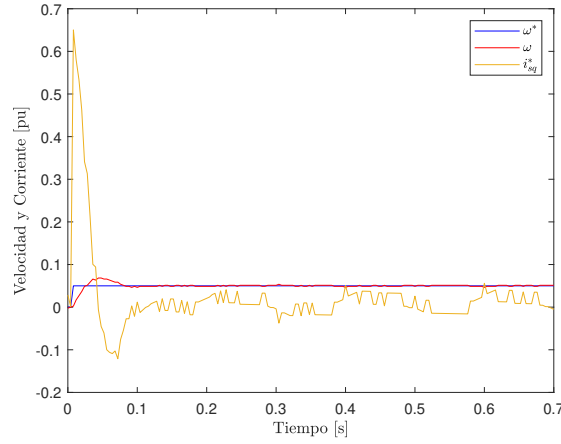
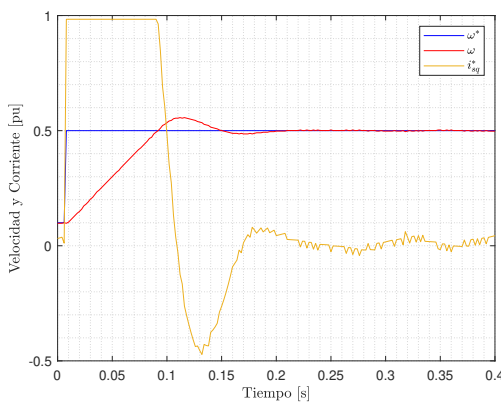
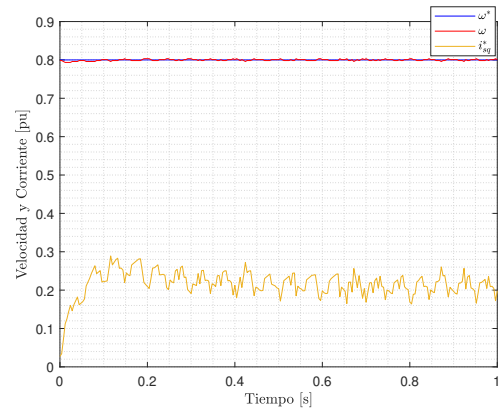


Fig. 5.1.12: Ensayo de pequeña señal del control de velocidad

Se observa un comportamiento similar a la respuesta teórica de la figura 4.2.10, con un tiempo de subida y porcentaje de sobreoscilación correspondiente a los valores teóricos. A su vez, se realizó un ensayo de gran señal y de rechazo de perturbaciones, el cual correspondió a una aplicación de carga equivalente 30 % de la carga nominal, para una velocidad de 0.8 pu, aplicado a través de otra máquina acoplada al eje mecánico del motor bajo ensayos y de momento nominal similar. Dicha máquina se conectó a un convertidor de potencia, el cual poseía la capacidad de operar con control de momento. El ensayo de rechazo de perturbaciones se realizó a baja carga para procurar no agotar la reserva de tensión del sistema durante transitorios (debido a las sobreoscilaciones propias del control realizado) y de esa manera no perder el control de la máquina. Los resultados se observan en la figura 5.1.13.



(a) Ensayo de gran señal.



(b) Rechazo de perturbaciones.

Fig. 5.1.13: Ensayos de gran señal y de rechazo de perturbaciones.

Se observa que el control funciona de forma correcta, incluso ante saturación de la actuación, además, el control rechaza de manera correcta la carga aplicada (la cual correspondió

a un 30 % de la carga nominal, para una velocidad de 0.8 pu).

El control por campo orientado funcionó de manera apropiada. Dadas las limitaciones del banco de pruebas y del *software* utilizado, no fue posible utilizar el filtro de Kalman en esta etapa. Sin embargo, con el control de velocidad disponible, los siguientes ensayos involucrarán el uso del filtro de Kalman a velocidades distintas de cero.

5.1.7. Sensibilidad del filtro de Kalman ante variaciones de q_f

Para calibrar de forma correcta el filtro de Kalman, se realizan una serie de ensayos para determinar el valor óptimo de q_f con el nivel de ruido ya calculado, es decir, determinar la confianza que se le dará al modelo. Para este estudio se ocuparon cuatro valores de q_f y tres valores de velocidad, para los cuales se midió la magnitud de i_{mr} observada por el filtro. De forma contigua, se observó el comportamiento dinámico de la estimación al ocurrir un escalón de velocidad de 0.25 a 0.5 pu. Los resultados de la primera parte se exponen en la tabla 5.1.2.

q_f	$\omega = 0.25$ pu	$\omega = 0.5$ pu	$\omega = 0.75$ pu
1e-12	5.77 %	4.87 %	4.65 %
1e-10	3.74 %	3.07 %	2.62 %
1e-8	3.29 %	2.84 %	2.39 %
1e-6	2.84 %	2.62 %	1.94 %

Tabla 5.1.2: Error porcentual de la estimación de i_{mr} para distintos filtros de Kalman.

Se observa que a medida que aumenta el valor de q_f , el observador tiene mayor capacidad de corrección a partir de la medición de corriente, por lo que la estimación mejora y se reduce su porcentaje de error. Además, aumentar la velocidad mejora la estimación, por lo que se comprueba que el filtro de Kalman funciona mejor a velocidades altas.

La segunda parte de este análisis se expone en la figura 5.1.14. Se puede concluir que si bien el error en estado estacionario mejora al aumentar el valor de q_f , este mismo ajuste provoca una mayor sensibilidad a cambios de velocidad, lo que puede derivar en actuaciones indebidas del control de i_{mr} . Es por esto que se debe encontrar un punto medio entre estabilidad y rendimiento. A partir de los datos recopilados, se establece un $q_f = 1 \cdot 10^{-10}$.

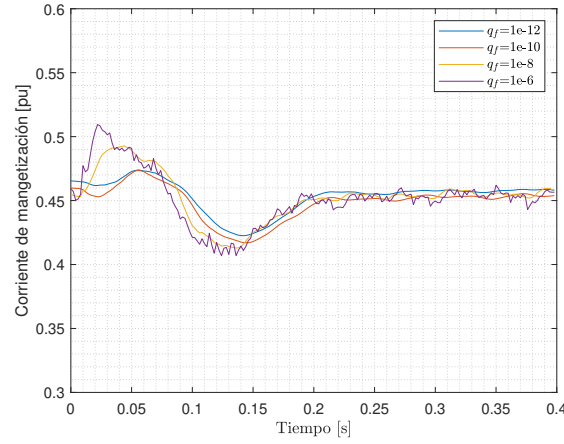
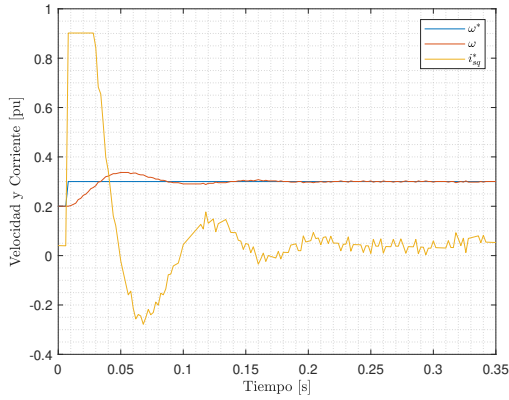


Fig. 5.1.14: Estimación de observadores ante cambio de velocidad.

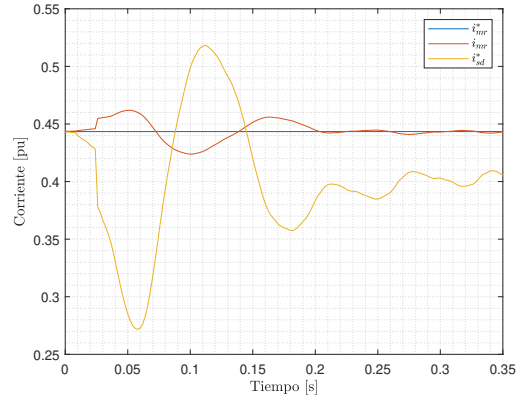
5.2. Implementación y prueba del filtro de Kalman en el control vectorial

Debido a la incapacidad del filtro de Kalman de estimar correctamente a velocidad nula (además de su pobre desempeño a velocidades bajas), la necesidad de utilizar el estimador al comienzo de la operación y a velocidades bajo los 0.25 pu se hizo obligatoria. Es por esto que se empleó un conmutador mediante un bloque *C-Script* el cual permite cambiar entre el estimador y el filtro de Kalman mediante un lazo de histéresis cuyos límites son de 0.24 y 0.26 pu. Si bien los dos observadores funcionan de manera continua durante la conexión a la plataforma de control, la salida del conmutador determina cual observador es el empleado para el control. El código utilizado se expone en el anexo A.2.

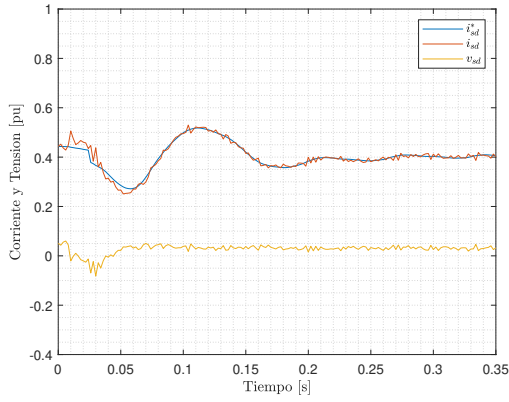
Para comprobar que el control funciona correctamente al realizar la conmutación del estimador al filtro de Kalman y viceversa, se hicieron ensayos de gran señal en el control de velocidad, pasando de los 0.2 a 0.3 pu de velocidad y luego volviendo a 0.2 pu. Los resultados se exponen en la figura 5.2.1.



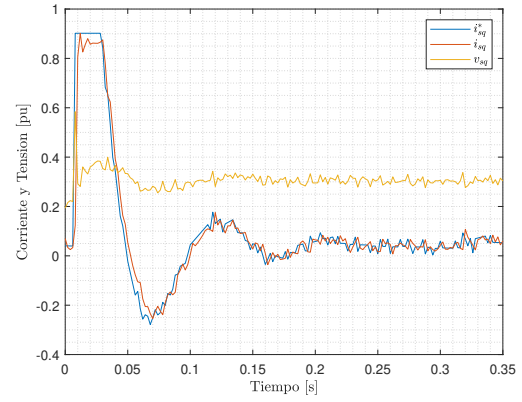
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



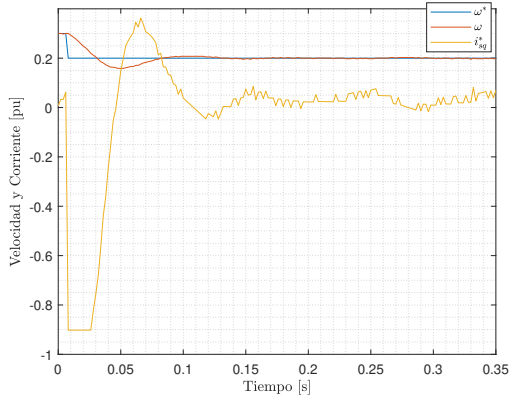
(c) Lazo de corriente i_{sd}



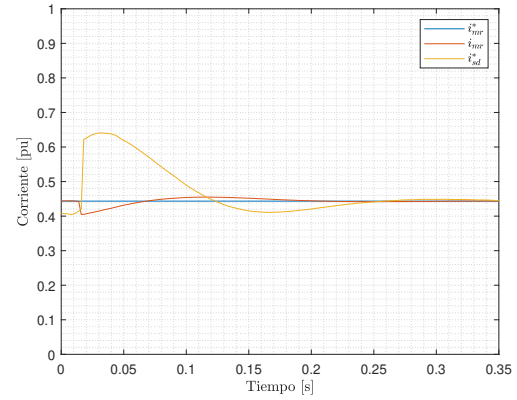
(d) Lazo de corriente i_{sq}

Fig. 5.2.1: Ensayo de aceleración de 0.2 a 0.3 pu.

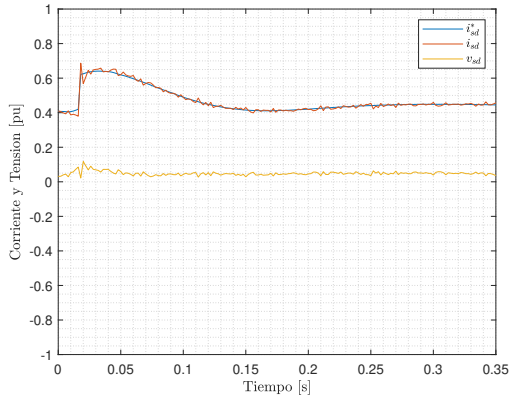
Se observa que, al momento de la aceleración, se observan desestabilizaciones en la estimación de i_{mr} , las cuales son rápidamente amortiguadas por el lazo de i_{sd} . De esta manera se comprueba que la conmutación funciona de manera correcta en el rango de velocidad indicado. La figura 5.2.2 expone el ensayo opuesto, en el cual se reduce la velocidad de 0.3 a 0.2 pu, obteniendo resultados similares.



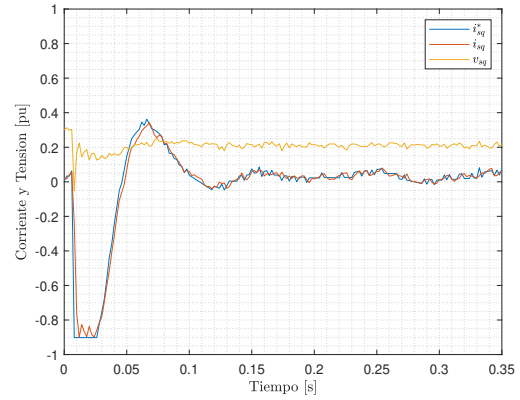
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sd}



(d) Lazo de corriente i_{sq}

Fig. 5.2.2: Ensayo de desaceleración de 0.3 a 0.2 pu.

5.2.1. Efecto del momento de carga en la estimación de ambos observadores

Si bien el estimador funciona de manera perfecta cuando la máquina está en condición de vacío y en estado estacionario, al cargar el conjunto mecánico el estimador con parámetros erróneos posee errores en su estimación tanto de magnitud como de ángulo. El filtro de Kalman por su parte también posee errores, pero se ve menos afectado que el estimador ante incerteza del valor de la resistencia de rotor. A diferencia de la etapa de simulación, este error no se puede calcular de forma exacta, ya que para la operación del control se debe ocupar uno de estos dos métodos de observación (en vez de la magnitud y ángulo real de i_{mr} , valor que se podía obtener en la etapa de simulaciones). Es por esto que fue necesario idear un método de comparación entre ambos observadores cuando la máquina opera bajo carga.

Para cargar la máquina se empleó un convertidor Parker en una máquina acoplada al motor bajo ensayos y de momento nominal similar. Dicho convertidor posee la capacidad de operar con control de momento, por lo que es posible aplicar momento de carga constante y tener conocimiento relativo de su valor. A continuación, se vuelve a presentar la ecuación de

momento para un sistema de coordenadas orientado al enlace de flujo de rotor:

$$T = (1 - \sigma)l_s i_{mr} i_{sq} \quad (5.2.1)$$

La cual en estado estacionario se puede redefinir:

$$T = (1 - \sigma)l_s i_{sd} i_{sq} \quad (5.2.2)$$

Además, se posee la medición de corriente de estator, por lo que su magnitud I_s es conocida y se relaciona con las corrientes de la siguiente forma:

$$I_s^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \quad (5.2.3)$$

Las ecuaciones (5.2.2) y (5.2.3) aplican para un sistema orientado al enlace de flujo de rotor. Si el sistema orientado a través de un observador presenta errores en su sincronización con ψ_r , el momento electromagnético aplicado será distinto al calculable a través de (5.2.2).

Si se carga la máquina con momento de carga conocido (cuyo valor en el caso real se obtendría gracias a la información brindada por el convertidor Parker), el control de velocidad pedirá una corriente i_{sq}^* tal que la suma de momentos sea nula y el conjunto gire a velocidad constante. La cantidad de corriente en el eje q necesaria depende del nivel de magnetización que posea la máquina, es decir, de la magnitud de i_{mr} . Si bien la corriente de magnetización es una variable controlada, debido al error angular en la estimación el valor real de i_{mr} será distinto al valor controlado, por lo que la corriente i_{sq} desarrollada por la máquina también deberá tener un valor distinto al esperado dado el momento de carga aplicado.

Sin embargo, pese al error en la orientación con i_{mr} , el control de i_{sq} pedirá un nivel de corriente tal que la suma de momentos sea nula, pues este es un lazo interno del control de velocidad que detectará un error si los momentos no son iguales y, por ende, se genere una aceleración angular en la máquina. Si se considera el momento de carga del convertidor Parker como parámetro, entonces en estado estacionario es posible determinar el momento electromagnético como $T = T_c$, por lo que a través de las ecuaciones (5.2.2) y (5.2.3) se plantean las siguientes relaciones entre i_{sd} e i_{sq} :

$$i_{sd} = \frac{T}{(1 - \sigma)l_s i_{sq}} \quad (5.2.4)$$

$$I_s^2 = \left(\frac{T}{(1 - \sigma)l_s i_{sq}} \right)^2 + i_{sq}^2 \quad (5.2.5)$$

Lo cual resulta en la siguiente expresión cuadrática:

$$i_{sq}^4 - I_s^2 i_{sq}^2 + \left(\frac{T}{(1 - \sigma)l_s} \right)^2 = 0 \quad (5.2.6)$$

La ecuación (5.2.6) es resoluble en los números reales utilizando los valores nominales de la máquina, por lo que la aplicación de este método permite conocer los valores reales de corriente en el plano dq orientado al enlace de flujo de rotor. Para ello, se necesitaría la medición de corriente de estator (de fácil acceso) y el conocimiento del momento mecánico

aplicado. El valor de dicho momento también será propenso a errores, pero se decide usar en un marco comparativo por razones que se explicarán más adelante.

De esta manera, es posible crear un marco de comparación entre el estimador y el filtro de Kalman al contrastar (con el valor esperado) la magnitud de i_{sq} solicitada por el control al utilizar cada observador bajo una velocidad y momento de carga determinados. Para realizar este estudio se magnetiza la máquina en su valor nominal, utilizando un método de observación. Posteriormente, se eleva la velocidad a un valor asignado y se comienza a cargar la máquina a escalones del 25 % del momento nominal. Finalmente, se registra el valor de i_{sq} medido para cada nivel de momento y velocidad utilizando ambos observadores.

Cabe destacar que, si bien la magnitud de momento de carga aplicado es conocido gracias a la medición del convertidor Parker, este valor también está sujeto a errores, pues depende de la estimación del propio convertidor. Sin embargo, el control de momento se realiza de manera efectiva, por lo que cualquier error asociado a la medición de momento es igual para ambos métodos de observación. A su vez, el estimador está calibrado utilizando la resistencia de rotor que hasta ahora se ha supuesto como correcta, sin hacer sensibilización respecto a su variación.

Bajo este marco de comparación, las tablas 5.2.1, 5.2.2 y 5.2.3 exponen los resultados con el conjunto rotando a 0.25, 0.5 y 0.75 pu de velocidad respectivamente.

T_c	i_{sq} Esperado	i_{sq} Estimador	Error porcentual	i_{sq} Kalman	Error porcentual
0 % T_n	0.000	0.025	-	0.041	-
25 % T_n	0.190	0.171	10.30 %	0.2313	21.61 %
50 % T_n	0.380	0.365	3.92 %	0.4305	13.19 %
75 % T_n	0.570	0.6302	10.47 %	0.645	13.10 %
100 % T_n	0.761	0.894	17.53 %	0.886	16.49 %

Tabla 5.2.1: Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.25$ pu.

T_c	i_{sq} Esperado	i_{sq} Estimador	Error porcentual	i_{sq} Kalman	Error porcentual
0 % T_n	0.000	0.037	-	0.016	-
25 % T_n	0.190	0.184	3.26 %	0.2099	10.36 %
50 % T_n	0.380	0.371	2.37 %	0.388	2.12 %
75 % T_n	0.570	0.634	11.15 %	0.592	3.75 %
100 % T_n	0.761	0.878	15.44 %	0.808	6.24 %

Tabla 5.2.2: Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.5$ pu.

T_c	i_{sq} Esperado	i_{sq} Estimador	Error porcentual	i_{sq} Kalman	Error porcentual
0 % T_n	0.000	0.045	-	0.001	-
25 % T_n	0.190	0.182	4.47 %	0.191	0.53 %
50 % T_n	0.380	0.376	1.27 %	0.371	2.35 %
75 % T_n	0.570	0.608	6.52 %	0.555	2.78 %
100 % T_n	0.761	0.674	11.36 %	0.785	3.24 %

Tabla 5.2.3: Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.75$ pu.

Se observa que generalmente el filtro de Kalman posee menor porcentaje de error tanto para velocidades altas como para momentos de carga cercanos al nominal. Por otro lado, el estimador a velocidades bajas presenta mejor comportamiento que el filtro de Kalman, pero si posee un error del 15 % al cargar con momento nominal.

Todo esto indica que la decisión de utilizar el filtro de Kalman para controlar desde 0.25 pu de velocidad en adelante resulta el método más efectivo tanto para aplicaciones con carga o en vacío. Sin embargo, para mejorar el control a velocidades bajas con la máquina cargada, es necesario proponer una solución que permita implementar el control de la mejor manera posible, dadas las limitaciones del banco de pruebas.

5.2.2. Aplicación de estimador con máquina cargada

Existen diversas formas de mejorar la estimación con la máquina cargada. La mayoría se relaciona con modificar los parámetros del estimador, tal que puedan determinar magnitud y ángulo de i_{mr} de forma correcta con un momento de carga dado. La resistencia de rotor afecta el valor de los parámetros de la ecuación en diferencias del estimador, por lo que corregirlo en tiempo real (a través de un controlador PI que, a partir de un error de i_{mr} medido desde una fuente confiable, ajuste el valor de r_r y, de esa forma, los parámetros de la ecuación en diferencias del estimador) sería la solución ideal al problema. Sin embargo, esto se escapa de los alcances de este trabajo. Por esta razón, se opta por establecer una configuración de parámetros determinada de manera empírica, es decir, utilizando un valor distinto de r_r para obtener un menor error en la estimación. Dicha configuración luego se reemplaza por el estimador original.

Utilizando el mismo marco de comparación que en el caso anterior, se comparan los estimadores bajo los mismos niveles de carga que en el caso anterior para una velocidad de 0.25 pu. El resultado se expresa en la tabla 5.2.4.

T_c	i_{sq} Esperado	i_{sq} Estimador 1	Error porcentual	i_{sq} Estimador 2	Error porcentual
25 % T_n	0.190	0.171	10.30 %	0.200	5.21 %
50 % T_n	0.380	0.365	3.92 %	0.396	4.12 %
75 % T_n	0.570	0.6302	10.47 %	0.616	7.98 %
100 % T_n	0.761	0.894	17.53 %	0.829	8.99 %

Tabla 5.2.4: Error de estimadores para $\omega = 0.25$ pu.

Si bien no se redujo el error de manera completa, la estimación mejora considerablemente, en especial en el rango de 75 % al 100 % del momento nominal. A excepción del 50 % del momento nominal (donde el error es relativamente similar), la estimación mejora en todos los puntos de medición, por lo que se opta por reemplazar los parámetros del estimador antiguo por este.

Al mejorar la estimación para este nivel de velocidad, es necesario comprobar la efectividad de la estimación para velocidades altas y comparar con la estimación del filtro de Kalman. Los resultados se exponen en la tabla 5.2.5

T_c	i_{sq} Esperado	i_{sq} Estimador	Error porcentual	i_{sq} Kalman	Error porcentual
25 % T_n	0.190	0.212	11.46 %	0.191	0.53 %
50 % T_n	0.380	0.399	4.91 %	0.371	2.35 %
75 % T_n	0.570	0.648	13.59 %	0.555	2.78 %
100 % T_n	0.761	0.823	8.19 %	0.785	3.24 %

Tabla 5.2.5: Error asociado a la aplicación de carga para $\omega = 0.75$ pu.

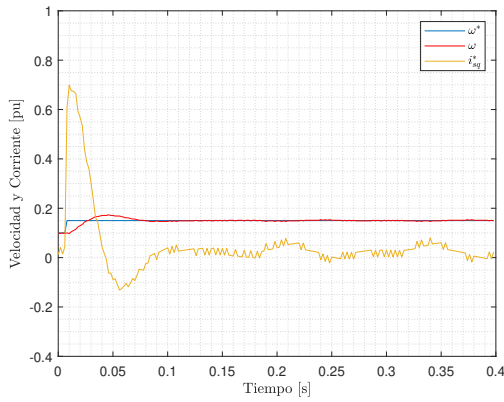
Se observa que el filtro de Kalman sigue teniendo mejores resultados que este nuevo estimador, por lo que su uso se justifica para altas velocidades. Además, si se compara con los datos de la tabla 5.2.3, se puede observar que el estimador antiguo posee mejor rendimiento que el nuevo para esta velocidad, lo que se debe al carácter empírico del ajuste de parámetros realizado, el cual es beneficioso solo a velocidades bajas.

5.3. Ensayos del sistema calibrado

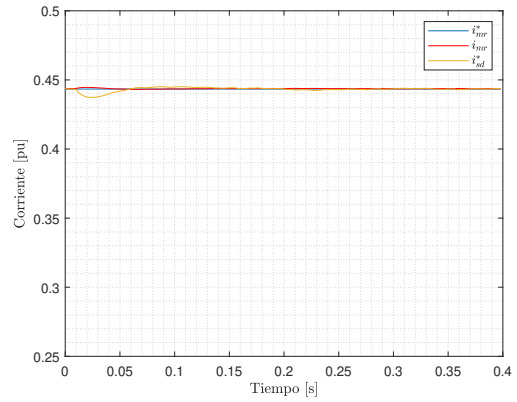
Ya con el sistema completamente calibrado para operar con y sin carga mecánica se realizaron ensayos de pequeña y gran señal, además de un ensayo de rechazo de perturbaciones. Dichos ensayos se exponen a continuación y se hicieron en rangos de velocidades tales, que se utilizaron los dos métodos de observación implementados, junto con un ensayo en donde se conmuta entre los mismos.

5.3.1. Ensayos de pequeña señal sin carga mecánica aplicada

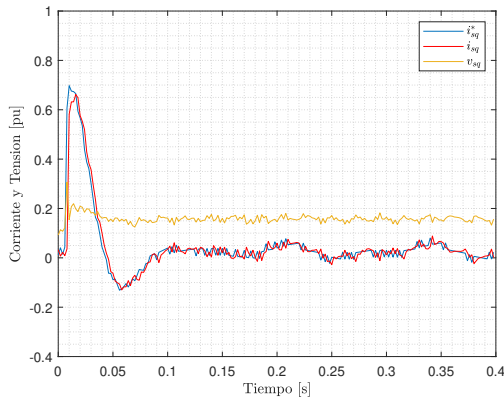
Las figuras 5.3.1 y 5.3.2 exponen los resultados de ensayos de pequeña señal al control de velocidad realizados sin carga mecánica aplicada.



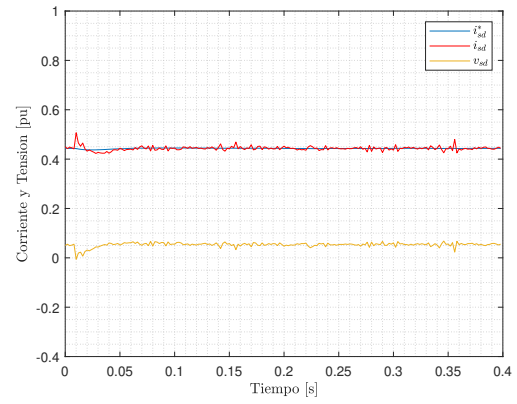
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

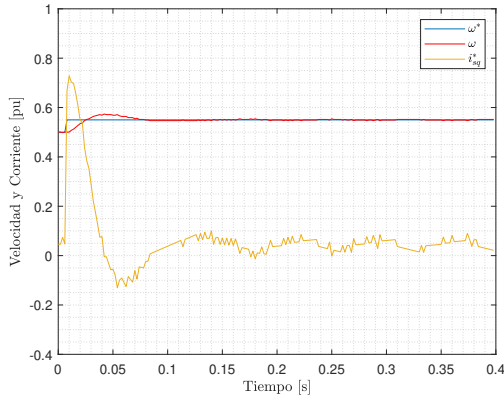


(c) Lazo de corriente i_{sq}

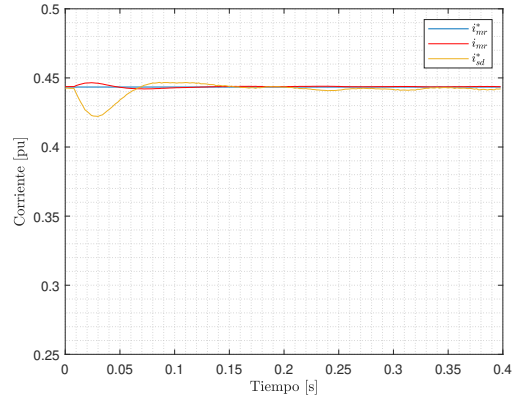


(d) Lazo de corriente i_{sd}

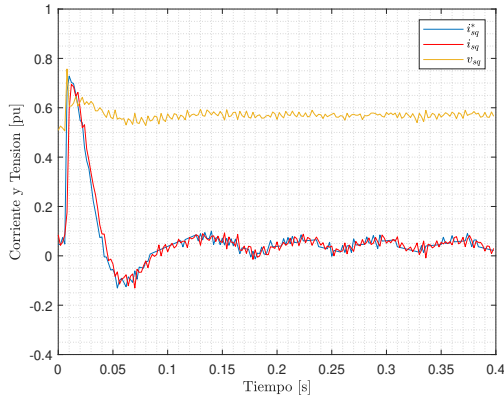
Fig. 5.3.1: Ensayo de pequeña señal sin carga mecánica aplicada de 0.1 a 0.15 pu de velocidad.



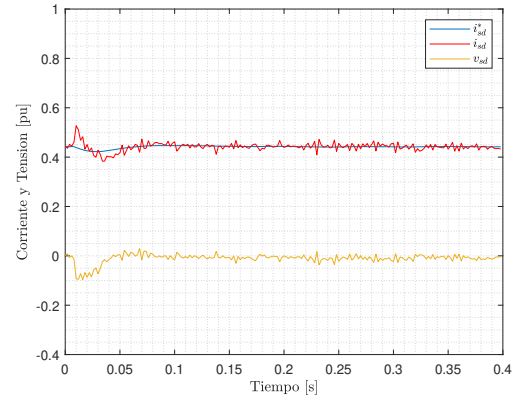
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sq}

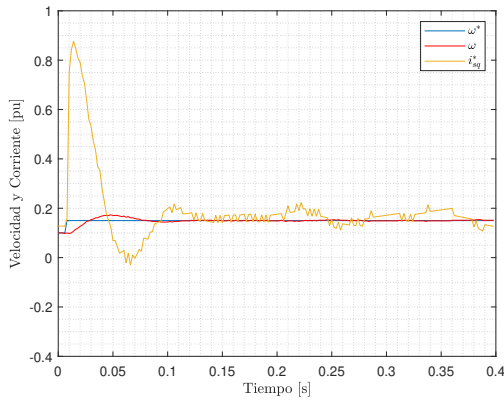


(d) Lazo de corriente i_{sd}

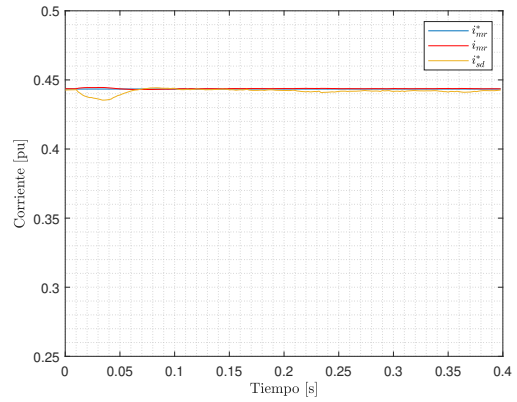
Fig. 5.3.2: Ensayo de pequeña señal sin carga mecánica aplicada de 0.5 a 0.55 pu de velocidad.

5.3.2. Ensayos de pequeña señal con carga mecánica aplicada

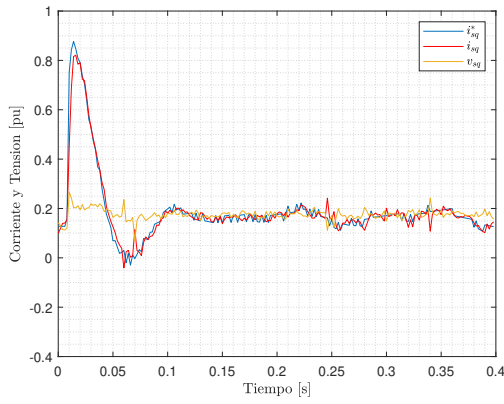
Las figuras 5.3.3 y 5.3.4 exponen los resultados de ensayos de pequeña señal al control de velocidad realizados con carga mecánica aplicada y equivalente al 20 % de la carga nominal.



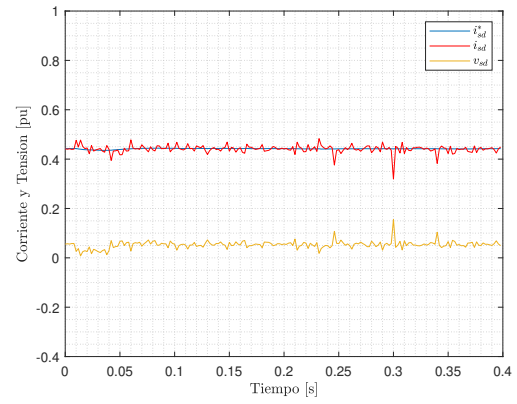
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

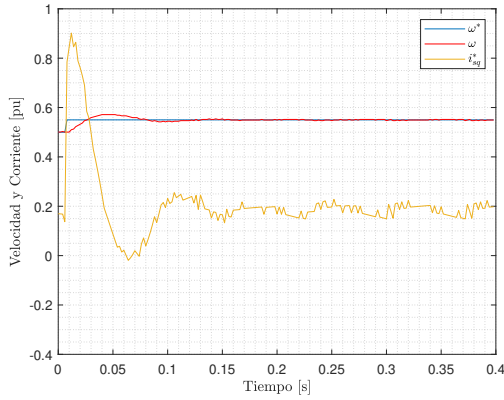


(c) Lazo de corriente i_{sq}

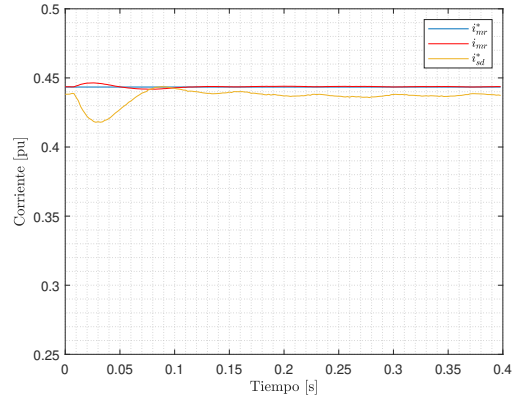


(d) Lazo de corriente i_{sd}

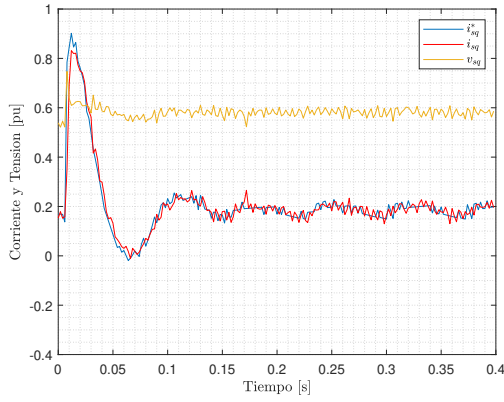
Fig. 5.3.3: Ensayo de pequeña señal con carga mecánica aplicada de 0.1 a 0.15 pu de velocidad.



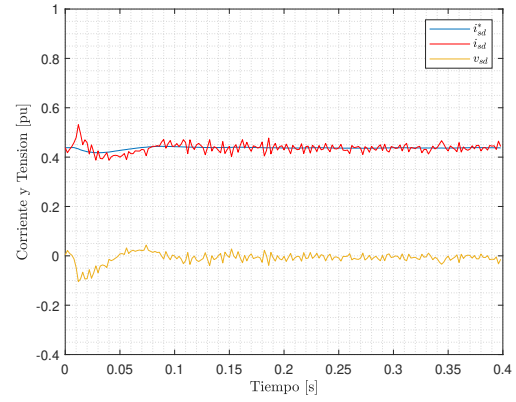
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sq}

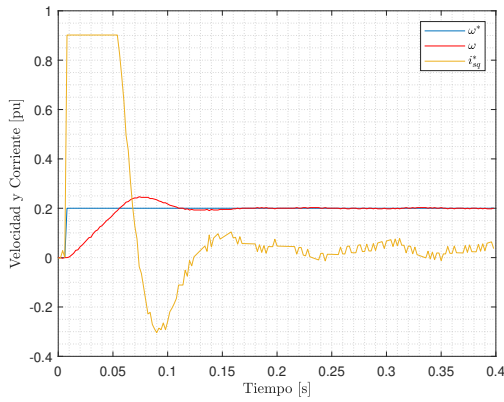


(d) Lazo de corriente i_{sd}

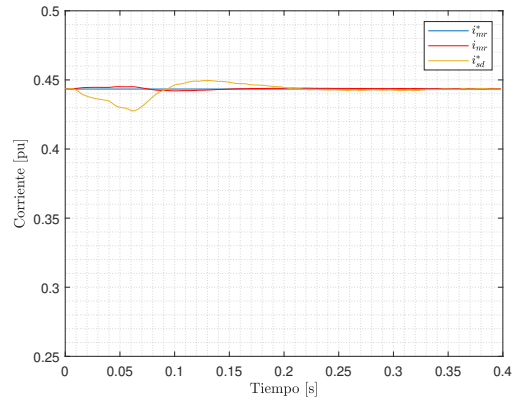
Fig. 5.3.4: Ensayo de pequeña señal con carga mecánica aplicada de 0.5 a 0.55 pu de velocidad.

5.3.3. Ensayos de gran señal sin carga mecánica aplicada

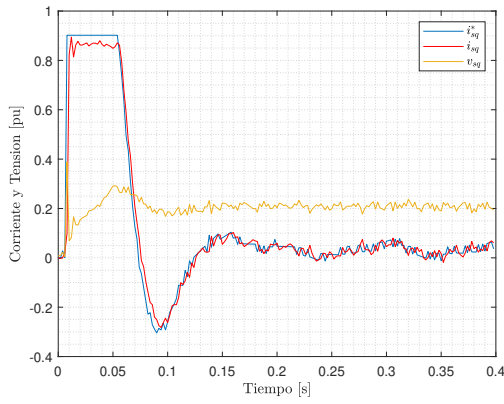
Las figuras 5.3.5, 5.3.6 y 5.3.7 exponen los resultados de ensayos de gran señal al control de velocidad realizados sin carga mecánica aplicada. Cabe destacar que, en la figura 5.3.7, se obliga al sistema a conmutar entre el estimador y el observador.



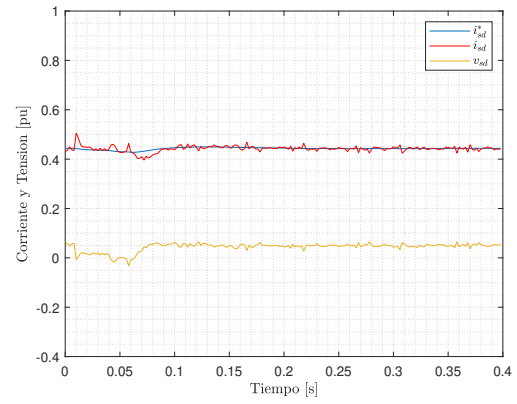
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

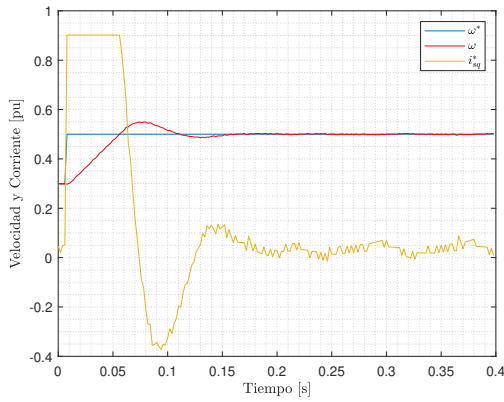


(c) Lazo de corriente i_{sq}

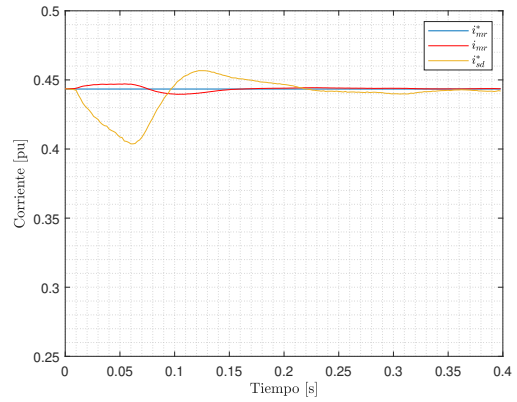


(d) Lazo de corriente i_{sd}

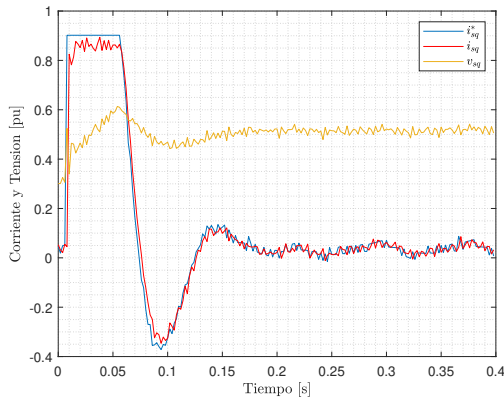
Fig. 5.3.5: Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0 a 0.2 pu de velocidad.



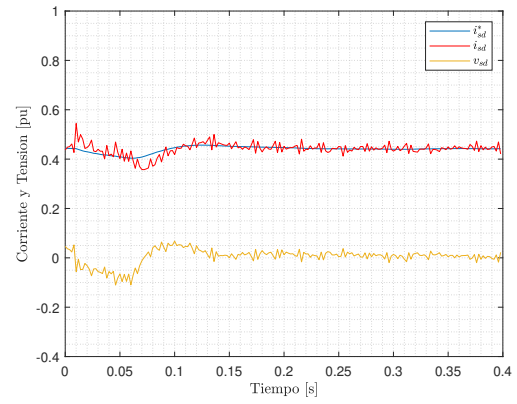
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

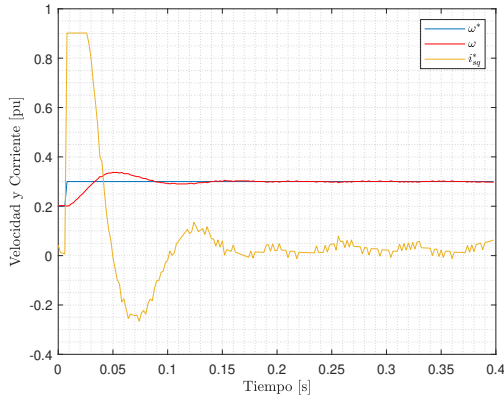


(c) Lazo de corriente i_{sq}

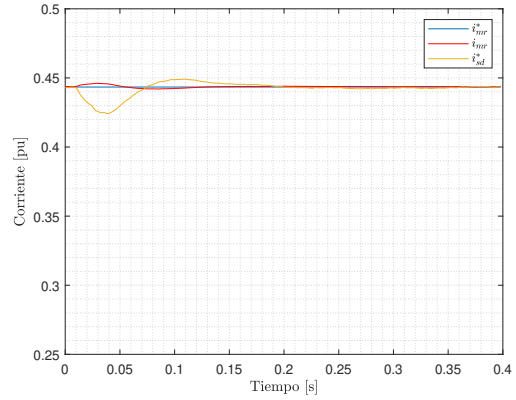


(d) Lazo de corriente i_{sd}

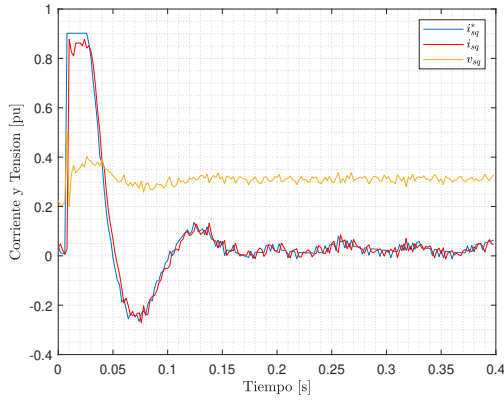
Fig. 5.3.6: Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0.3 a 0.5 pu de velocidad.



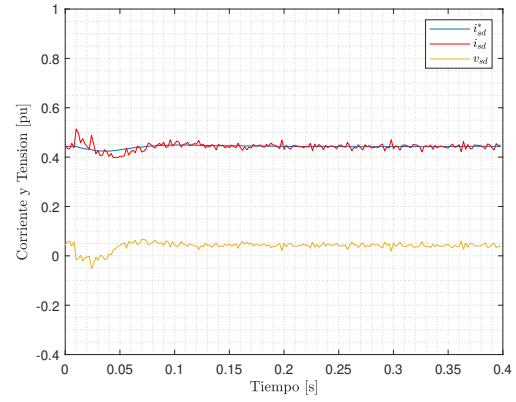
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sq}

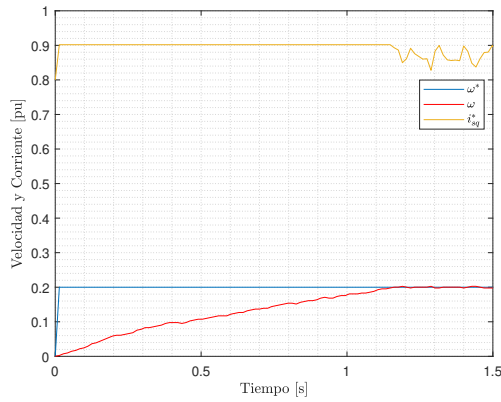


(d) Lazo de corriente i_{sd}

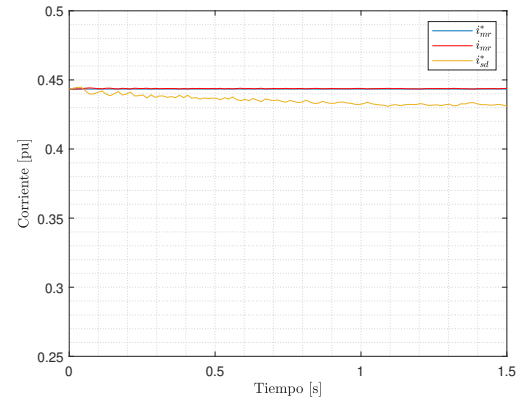
Fig. 5.3.7: Ensayo de gran señal sin carga mecánica aplicada de 0.2 a 0.3 pu de velocidad.

5.3.4. Ensayos de gran señal con carga mecánica aplicada

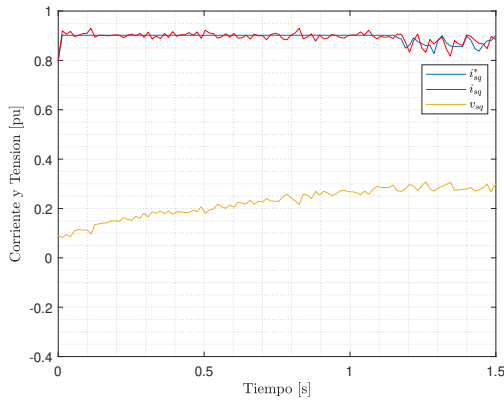
Las figuras 5.3.8, 5.3.9 y 5.3.10 exponen los resultados de ensayos de pequeña señal al control de velocidad realizados con carga mecánica aplicada y equivalente al 80%. Cabe destacar que, en la figura 5.3.10, se obliga al sistema a conmutar entre el estimador y el observador.



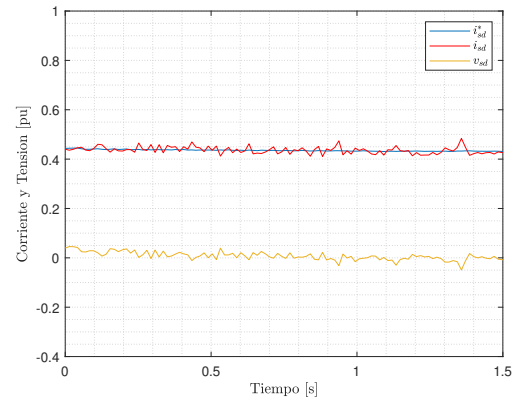
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

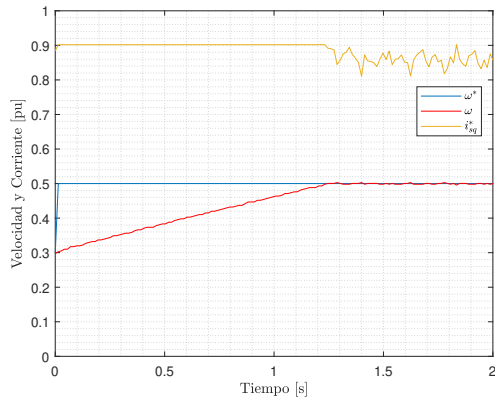


(c) Lazo de corriente i_{sq}

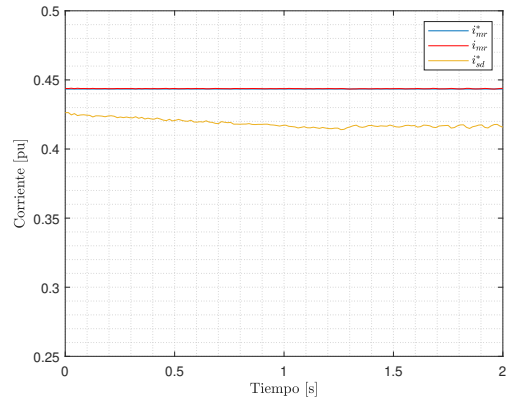


(d) Lazo de corriente i_{sd}

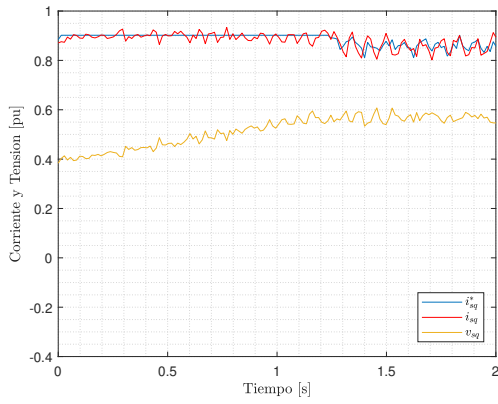
Fig. 5.3.8: Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0 a 0.2 pu de velocidad.



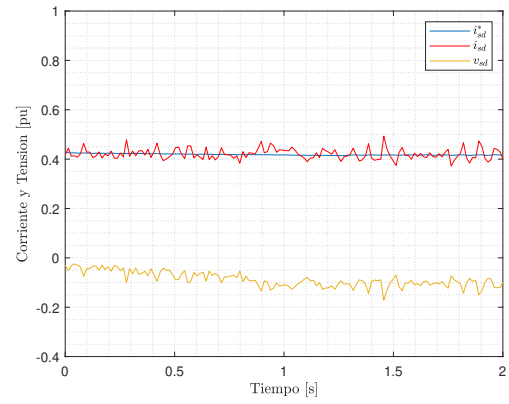
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

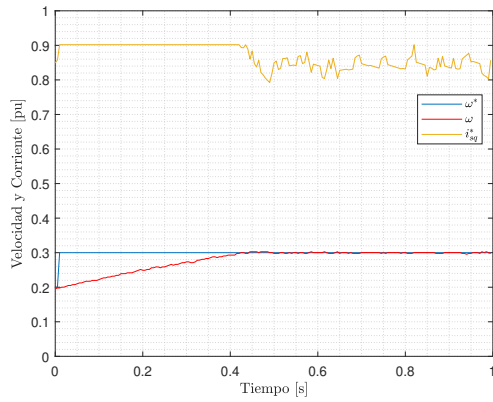


(c) Lazo de corriente i_{sq}

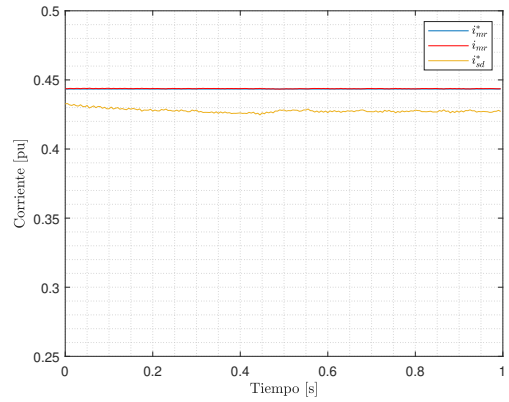


(d) Lazo de corriente i_{sd}

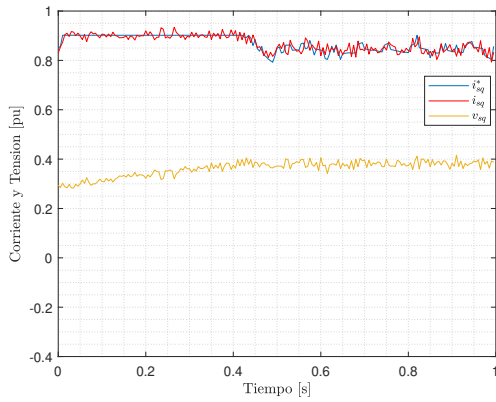
Fig. 5.3.9: Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0.3 a 0.5 pu de velocidad.



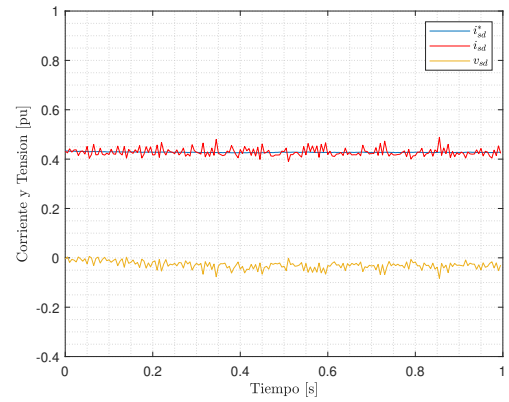
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sq}

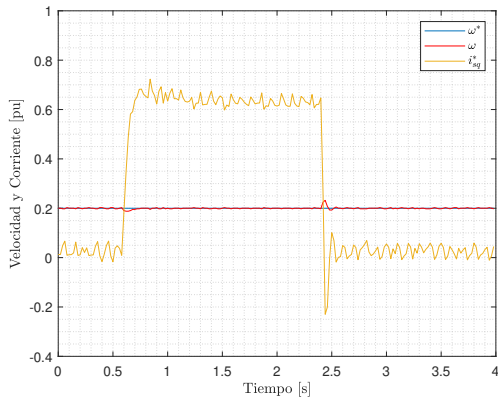


(d) Lazo de corriente i_{sd}

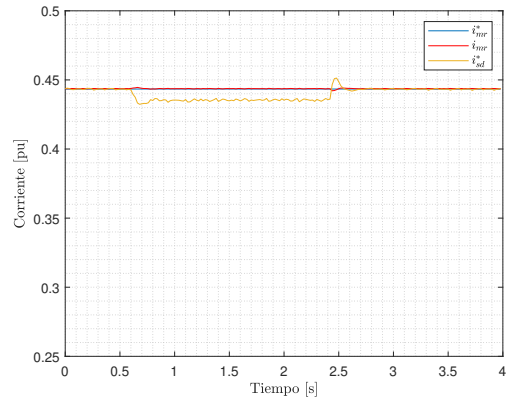
Fig. 5.3.10: Ensayo de gran señal con carga mecánica aplicada de 0.2 a 0.3 pu de velocidad.

5.3.5. Ensayos de rechazo de perturbaciones

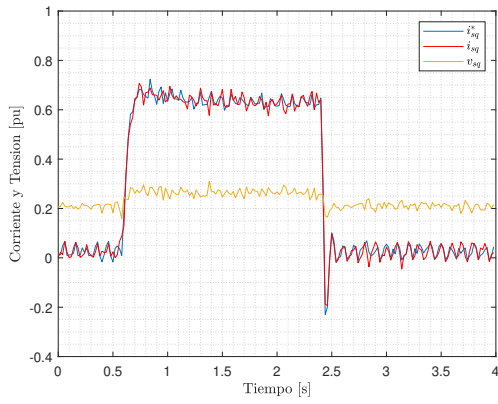
Las figuras 5.3.11 y 5.3.12 exponen los resultados de ensayos de rechazo de perturbaciones al control de velocidad. Se realizó una perturbación del 75 % de la carga nominal en todos los ensayos.



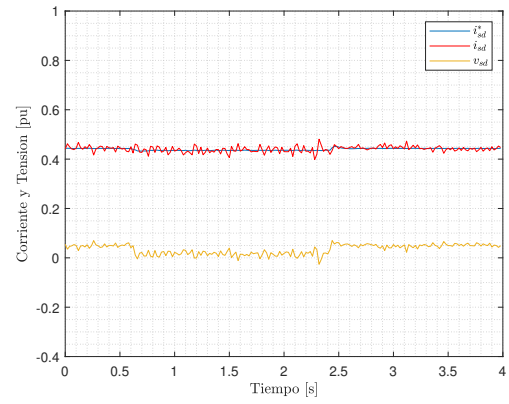
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}

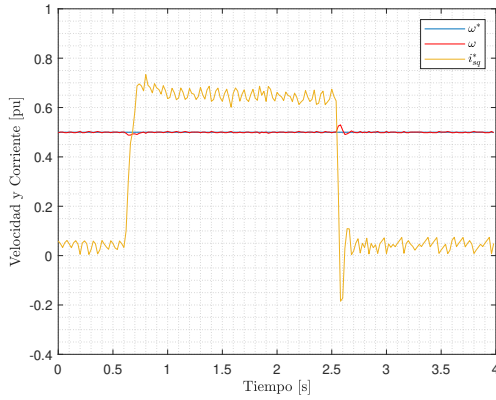


(c) Lazo de corriente i_{sq}

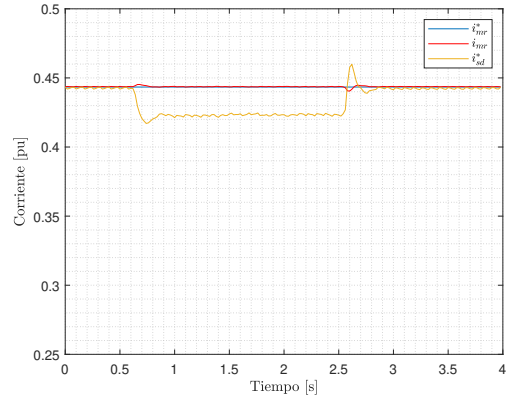


(d) Lazo de corriente i_{sd}

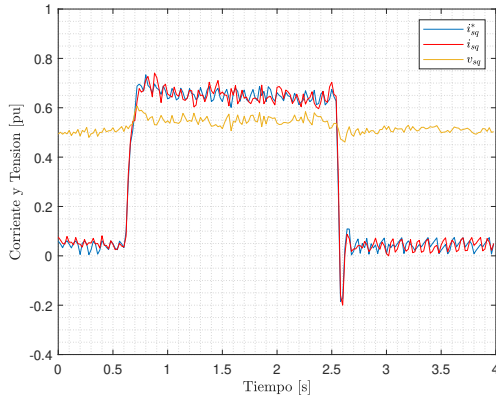
Fig. 5.3.11: Ensayo de rechazo de perturbaciones a 0.2 pu de velocidad.



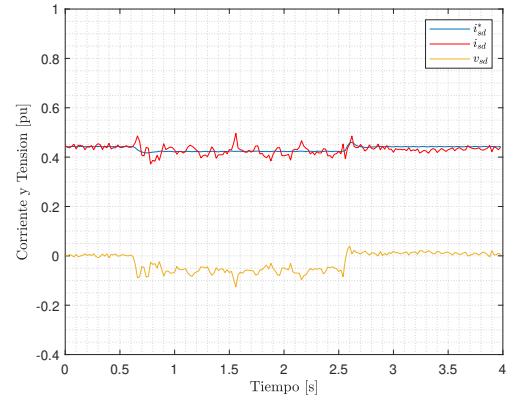
(a) Lazo de velocidad



(b) Lazo de i_{mr}



(c) Lazo de corriente i_{sq}



(d) Lazo de corriente i_{sd}

Fig. 5.3.12: Ensayo de rechazo de perturbaciones a 0.5 pu de velocidad.

Se observa que el control funciona de manera apropiada a lo largo de todos los ensayos realizados. Ya sea con o sin carga aplicada, se alcanza los puntos de operación deseados, manteniendo el enlace de flujo del rotor en su valor nominal de forma estable. Se pudo comprobar que la conmutación entre métodos de observación no afecta el rendimiento del control y que este solo se ve limitado por la reserva de tensión disponible.

De esta manera, se concluye el trabajo de laboratorio, en el cual se desarrolló un sistema de control por campo orientado, el que utiliza un estimador de primer orden a velocidades bajas y un filtro de Kalman a velocidades altas. Si bien la idea era utilizar el filtro de Kalman en todo el rango de velocidades, este no demostró ser eficiente a velocidades bajas, debido principalmente a la distorsión de tensión producida por el tiempo muerto agregado a los pulsos de disparo. Pese a esta complicación que, a diferencia en la etapa de simulación, no se logró compensar (posiblemente debido a la propagación de errores propia de un trabajo de laboratorio), el control funciona de forma correcta y es posible operar la máquina en todo el plano momento-velocidad.

6. Conclusiones

A raíz del trabajo realizado se deducen las siguientes conclusiones:

- El control por campo orientado permite desacoplar las ecuaciones de flujo y velocidad al usar como actuación las corrientes de estator de los ejes d y q respectivamente. La interpretación de las ecuaciones de la máquina de inducción orientadas al flujo magnético conllevó a una realización del control a través del programa PLECS, utilizando bloques *C-Script* para controlar tanto una máquina simulada como una real.
- Si bien la confección del sistema de control es simple, la efectividad de este radica principalmente en la capacidad de orientación del sistema al enlace de flujo de rotor. En este trabajo se analizaron y compararon tres métodos de observación, los cuales, incluidos en el control, permiten identificar la magnitud y ángulo del fasor espacial de enlace de flujo de rotor en tiempo real, parámetros necesarios para el control de flujo y la transformación de coordenadas a un plano dq orientado al campo respectivamente.
- El primer observador utilizado fue un estimador de primer orden en base a la ecuación de rotor de la máquina. Por otro lado, los restantes correspondieron a observadores de lazo cerrado, los cuales a partir de un modelo matemático de la máquina y una corrección en base a mediciones determinan el fasor espacial de enlace de flujo de rotor. Estos dos observadores corresponden al observador de orden reducido de Luenberger y el filtro de Kalman en estado estacionario. Su rendimiento fue evaluado tanto a nivel computacional como en un banco de pruebas de laboratorio, para realizar finalmente un sistema de control por campo orientado capaz de funcionar en todo el rango de velocidad y momento de una máquina de inducción cuyos parámetros se obtuvieron a través de procedimientos normados.
- A nivel computacional, se realizó una simulación la cual incluyó un inversor VSI de seis pulsos y un esquema de control que utilizó el inversor como actuador. Para hacer el análisis, se confeccionaron diferentes observadores utilizando los tres métodos de observación ya descritos. De manera intencional, estos observadores tenían errores en sus parámetros, lo cual permitió estudiar el efecto de la incerteza de parámetros en la observabilidad de cada método. Los parámetros utilizados para este análisis fueron la resistencia de rotor, la inductancia mutua y la inductancia de dispersión de rotor.
- Se logró observar que la resistencia de rotor es el parámetro que afecta en mayor medida al rendimiento del estimador, mientras que los observadores son más sensibles a la incerteza en el valor de la inductancia mutua. Dado que la inductancia mutua es un parámetro mucho más fácil de determinar que la resistencia de rotor, esta última es la principal fuente de incertidumbre que posee el modelo matemático de la máquina, ya que ningún observador tuvo un error importante al calibrarse con una inductancia de dispersión de rotor errónea.
- Se compararon los errores en magnitud y ángulo de los tres observadores a distintos niveles de velocidad y carga. El más afectado fue el estimador, ya que, al ser una resolución de la ecuación diferencial de rotor, su rendimiento se ve mermado ante parámetros

erróneos. Por otro lado, los observadores, al poseer un carácter correctivo, no se vieron afectados por el nivel de carga. Sin embargo, a velocidades bajas y nulas sí tuvieron errores apreciables, debido a errores numéricos que se enaltecen a tensiones bajas.

- El análisis ante ruido de mediciones indicó que tanto el estimador como el observador de Luenberger son capaces de absorber el ruido y no reflejarlo en la estimación, sin embargo, este solo puede ser absorbido hasta cierto punto. El filtro de Kalman, con una correcta calibración, se adapta a cualquier nivel de ruido y posee errores en estado estacionario relativamente similares a en la etapa sin ruido de mediciones. Por otro lado, el análisis de observabilidad transitoria favoreció nuevamente al filtro de Kalman, el cual obtuvo respuestas más rápidas y estables ante cambios de velocidad y de flujo. Si bien el estimador en estado estacionario vuelve al valor original, lo hace de manera lenta, además de solo funcionar correctamente si la máquina está en vacío.
- El filtro de Kalman posee una gran debilidad: el efecto del tiempo muerto en la tensión de estator. Añadir tiempo muerto en los disparos del inversor provoca distorsión en la tensión de estator, lo cual afecta gravemente a la estimación del filtro de Kalman, pues este ocupa las tensiones $\alpha\beta$ como parte del modelo matemático. Se observaron errores considerables en la estimación (en especial a velocidades bajas, donde la magnitud de la distorsión es equiparable al fasor real de tensión de estator, provocando mayores problemas), los cuales no se observaron en el estimador, pues este no utiliza la tensión de estator. Para solucionar este problema, se utilizó el método de la medida única para determinar la magnitud del fasor de distorsión de tensión, y a partir del ángulo de la corriente en el plano $\alpha\beta$ se logró determinar en tiempo real el fasor de tensión real, el cual fue utilizado como entrada al filtro de Kalman, mejorando considerablemente la estimación en todo el rango de velocidades.
- En la etapa de laboratorio se utilizó un banco de pruebas diseñado para operar de forma remota con el programa PLECS. De esta manera, se aprovechó la mayoría del trabajo realizado, teniendo que modificar ciertas etapas del control por la capacidad del sistema. Pese a percances que no se observaron en la etapa de simulación, se logró plantear el control de corriente y los lazos externos de forma eficiente, cumpliendo tiempos de subida y de rechazo de perturbación dentro de rangos aceptables.
- Respecto al rendimiento de los observadores, se implementó el estimador y el filtro de Kalman. El primero tuvo el rendimiento esperado, es decir, un funcionamiento acertado en vacío y error al operar la máquina bajo carga mecánica. Sin embargo, el filtro de Kalman no funcionó de la manera esperada, pues tuvo un error en estado estacionario mayor al observado en la etapa de simulación, además de no operar de manera correcta a velocidades bajas (siendo incapaz de ser incorporado al control a velocidad nula). Esto se debe principalmente al efecto del tiempo muerto, el cual no pudo ser compensado de manera correcta en la etapa de laboratorio.
- Pese a lo anterior, el filtro de Kalman si demostró ser mejor que el estimador a velocidades altas, en donde el error propagado al operar bajo carga es considerablemente menor para el primero. Es por esto que, con el propósito de finalizar el trabajo con

un sistema de control operativo, se utilizó un estimador recalibrado para velocidades bajas, el cual estima de mejor manera ante operaciones con carga que el estimador original. Además, se incorporó un conmutador mediante histéresis, el cual intercambia el método de observación al pasar de velocidades bajas a velocidades altas.

- Finalmente, se realizaron pruebas al control de velocidad con el sistema completamente recalibrado; es decir, con el estimador ajustado y el conmutador en funcionamiento. Se observó que el sistema de control operó correctamente en ensayos tanto de pequeña como de gran señal, ya fuera con la presencia de carga mecánica acoplada o en su ausencia. Los ensayos fueron diseñados para evaluar el rendimiento del esquema de control bajo ambos métodos de observación, así como la transición entre ellos mediante el uso del conmutador.
- El trabajo realizado entrega una herramienta útil al Laboratorio de Máquinas Eléctricas, pues permite operar un control orientado al campo desde una plataforma de fácil acceso como es PLECS. Esto abre la posibilidad a nuevos trabajos con el propósito de mejorar el filtro de Kalman, como la adición de compensación de tiempo muerto al sistema o la posibilidad de operar el estimador utilizando el filtro de Kalman como corrector de los parámetros del primero, entre otros.

Referencias

- [1] A. Mora Castro, “Control Vectorial de Máquinas de Inducción”, *Apuntes para la asignatura de Accionamientos Eléctricos, DIE USM*, Octubre 2021.
- [2] W. Leonhard, “Control of Electrical Drives, 3rd Edition”, *Springer*, Junio 2001.
- [3] J. Holtz, “The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.42, pp. 263-271, Junio 1995.
- [4] B. Kuo, “Digital Control Systems, Second Edition”, *The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering*, Mayo 1995.
- [5] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, “A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.30, pp. 101-110, Enero/Febrero 1994.
- [6] K. Lee and F. Blaabjerg, “Reduced-Order Extended Luenberger Observer Based Sensorless Vector Control Driven by Matrix Converter with Nonlinearity Compensation”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, pp. 66-75, Febrero 2006.
- [7] G. C. Goodwin, S. F. Graebe and M. E. Salgado, “Control System Design”, P. Hall, Ed., Upper Saddle River, New Jersey, USA: Pearson, 2001.
- [8] D. Barrios Bustamante, “Control digital de velocidad para un banco de pruebas”, *DIE USM*, Abril 2007.
- [9] J. Juliet Avilés, “Sistema pu para análisis de máquinas eléctricas en estado transitorio”, *DIE USM*, Junio 2024.
- [10] A. Mora Castro, “Tópicos Avanzados de Control Vectorial”, *DIE USM*, Marzo 2023.
- [11] M. Rhudy, R. Salguero and K. Holappa, “A Kalman Filtering Tutorial for Undergraduate Students”, *International Journal of Computer Science and Engineering Survey*, vol.8 no.1, Febrero 2017.
- [12] “IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators”, *IEEE Power and Energy Society*, Diciembre 2017.
- [13] F. Fröhr y F. Orttenburger, “Introducción al control electrónico”, *Siemens Aktiengesellschaft*, 1986.
- [14] J. Juliet Avilés, “Método de modulación Min-Max”, *DIE USM*, Agosto 2018.
- [15] J. Juliet Avilés, “Nociones sobre sistemas de tiempo discreto y aplicación en accionamientos eléctricos”, *DIE USM*, Agosto 2022.
- [16] “Ficha técnica AC/DC Current Probe Model SL261”, *AEMC Instruments*.

- [17] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion”, *Proceedings of the IEEE*, vol.82, No.8, pp 1194-1214, Agosto 1994.
- [18] F. Marín Van de Bosch, “Compensación de tiempo muerto en inversores bajo control digital”, *DIE USM*, Agosto 2009.
- [19] M. Trujillo Ponce, “Estación de trabajo para control digital de máquinas y convertidores”, *DIE USM*, Julio 2024.
- [20] J. Juliet Avilés, “Apunte complementario: Deducción de las matrices $\mathbf{A}_{11}$, $\mathbf{A}_{12}(\omega)$, $\mathbf{A}_{21}$, y $\mathbf{A}_{22}(\omega)$ ”, *DIE USM*, 2023.
- [21] “IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines Including Acceptance and Performance Testing and Parameter Determination for Dynamic Analysis”, *IEEE Power and Energy Society*, pp 55-56, Noviembre 2019.
- [22] S. Vazquez, E. Zafra, R. Aguilera, T. Geyer, J. Leon and L. Franquelo, “Prediction Model With Harmonic Load Current Components for FCS-MPC of an Uninterruptible Power Supply”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.37, No.1, pp 322-331, Enero 2022.
- [23] J. Juliet Avilés, “Deducción de ecuaciones del sistema electromagnético para la máquina asincrónica en un sistema de coordenadas común”, *DIE USM*, 2025.
- [24] J. Müller, “Capítulo I, apuntes para la asignatura Máquinas Eléctricas I”, *DIE USM*.

A. Anexos

A.1. Simulación computacional

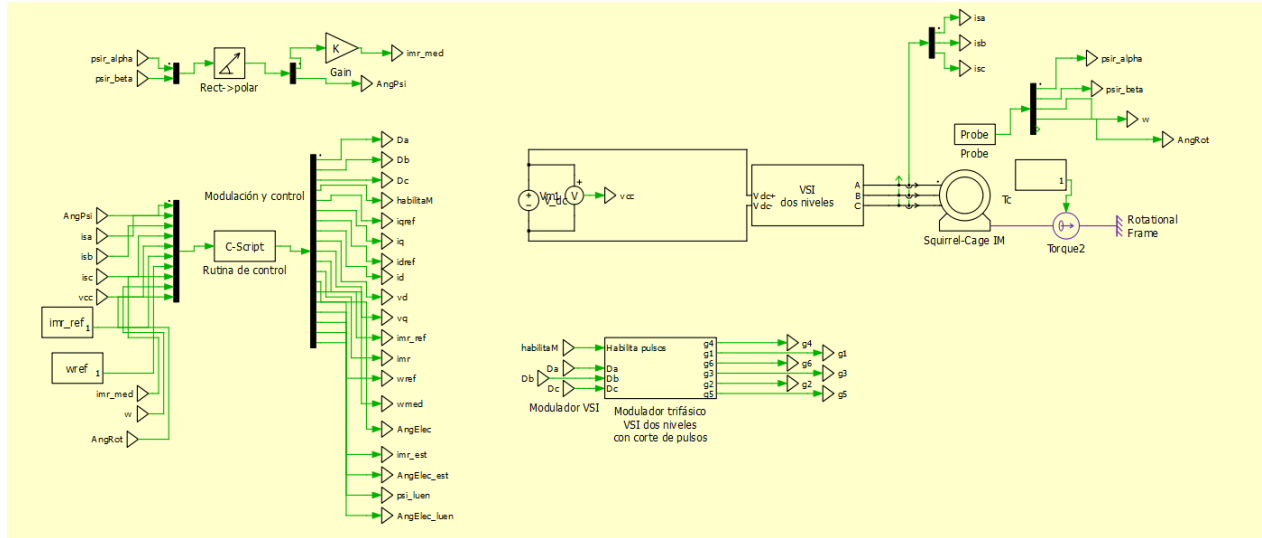


Fig. A.1.1: Diagrama programado en PLECS.

A.1.1. Code declarations

```

1  #include <float.h>
2  #include <math.h>
3  #include <time.h>
4  #include <stdio.h>
5
6  /*Preprocesador*/
7
8  /***** Entradas *****/
9  #define in0      Input(0)
10 #define in1      Input(1)
11 #define in2      Input(2)
12 #define in3      Input(3)
13 #define in4      Input(4)
14 #define in5      Input(5)
15 #define in6      Input(6)
16 #define in7      Input(7)
17 #define in8      Input(8)
18 #define in9      Input(9)
19
20 /***** Estados discretos *****/
21 /***** Estados discretos *****/
22 /***** Estados discretos *****/

```

```

23
24 #define xvssid_k_1 DiscState(0)
25 #define xvsiq_k_1 DiscState(1)
26 #define vvssid_k_1 DiscState(2)
27 #define vvsiq_k_1 DiscState(3)
28
29 #define xisd_k_1 DiscState(4)
30 #define xisq_k_1 DiscState(5)
31 #define isd_ref_k_1 DiscState(6)
32 #define isq_ref_k_1 DiscState(7)
33 #define n DiscState(8)
34
35 #define imrd_k_1 DiscState(9)
36 #define imrq_k_1 DiscState(10)
37 #define AngRot_k_1 DiscState(11)
38 #define isa_k_1 DiscState(12)
39 #define isb_k_1 DiscState(13)
40 #define isc_k_1 DiscState(14)
41
42 #define is_alpha_km1 DiscState(15)
43 #define is_beta_km1 DiscState(16)
44 #define psi_alpha_km1 DiscState(17)
45 #define psi_beta_km1 DiscState(18)
46 #define AngElec_luen_km1 DiscState(19)
47 /***** Otras macros *****/
48
49 #define ttt CurrentTime //tiempo actual
50 //de simulaci n
51 /*****/
52
53
54 /***** Definiciones num ricas *****/
55 #define pi 3.1415926535897932384626433832795
56 //Pi
57 #define raiz3 1.7320508075688772935274463415059
58 //raiz(3)
59 #define raiz3_m1 0.57735026918962576450914878050196
60 //1/raiz(3)
61 #define tercio 0.33333333333333333333333333333333
62 //Un tercio
63 #define Ib_m1 0.062575821
64 #define wb_m1 0.003183098862
65 #define cambio_base 1.154700538/1.1
66
67 #define n1is 0.79297
68 #define n2is 0.21578
69 #define knis 0.95929

```

```

66
67 #define n1imr          0.9694
68 #define n2imr          0.0057642
69 #define knimr           5.3261
70
71 #define n1w             0.947458
72 #define n2w             0.0044322
73 #define knw             11.796
74
75 #define kest1           0.998671407217368
76 #define kest2           0.001328592782632
77
78 //Parametros en condiciones ideales
79 //#define Ad11 0.97501
80 //#define Ad31 0.00087471
81 //#define Bd12 0.3804
82 //#define Bd34 0.00017074
83
84 //Parametros para rr=1.5rr0
85 #define Ad11 0.9695
86 #define Ad31 0.001308
87 #define Bd12 0.37931
88 #define Bd34 0.00025611
89
90
91 #define KF_1_1 0.171685045812125
92 #define KF_1_2 -0.00502287691572681
93 #define KF_2_1 0.00502287691572714
94 #define KF_2_2 0.171685045812124
95 #define KF_3_1 -0.00659759273718145
96 #define KF_3_2 -0.0230573039183909
97 #define KF_4_1 0.0230573039183911
98 #define KF_4_2 -0.00659759273718126
99
100 #define v_dist 0.0315
101 #define pi_6 0.523598775
102 #define pi_2 1.570796327
103 #define cinco_pi_6 2.617993878
104
105
106
107 /*****
108
109 /*Fin preprocesador*/
110
111 /*****          Variables globales          *****/
112 static double h, h_m1;                      //Tiempo de muestro

```

```

113 double habM, imr_ref, wref, w, imr, AngElec, isa, isb, isc,
    vcc_vsi, iVSI_alfa, iVSI_beta, iVSI_d, iVSI_q;
114 double ew, eimr, xisq, xisd, ivsidref, ivsiqref, evsid, evsiq, xvsid,
    xvsiq, vvsi, vvsiq;
115 double vvsi_alfa_mod, vvsi_beta_mod, va_vsi_mod, vb_vsi_mod,
    vc_vsi_mod;
116 double maxvsi, minvsi, minmaxvsi, va_compvsi, vb_compvsi,
    vc_compvsi, Da, Db, Dc;
117
118 double imrd, imrq, AngRot, imr_est, AngElec_est, iVSI_alfa_k_1,
    iVSI_beta_k_1, iVSI_d_k_1, iVSI_q_k_1;
119
120 double is_alfa, is_beta, psi_alfa, psi_beta, AngElec_luen,
    resta_alfa, resta_beta, psi_luen, vvsi_alfa_obs, vvsi_beta_obs;
121
122 double Ang_is, v_dist_alfa, v_dist_beta;
123 double Ad12, Ad13, Ad14, Ad21, Ad23, Ad24, Ad32, Ad33, Ad34, Ad41,
    Ad43, Ad44, w2;
124 /*****
125
126 /*****Funciones*****/
127
128 double constrainAngle(double x){
129     x = fmod(x + 3.14159, 6.28319);
130     if (x < 0)
131         x += 6.28319;
132     return x - 3.14159;
133 }
134
135 double maximo(double x, double y, double z) //Encuentra el m ximo
    entre tres valores
136 {double aux;
137 if (x>y && x>z) aux=x;
138 else if (y>z) aux=y;
139 else aux=z;
140 return(aux);
141 }
142
143 double minimo(double x, double y, double z) //Encuentra el minimo
    entre tres valores
144 {double aux;
145 if (x<y && x<z) aux=x;
146 else if (y<z) aux=y;
147 else aux=z;
148 return(aux);
149 }
150

```

```

151 double alfabetavb(double v_alfa, double v_beta) //Transforma de
    alfabeta a abc para vb
152 {double vb;
153 vb=-0.5*v_alfa+0.866025403*v_beta;
154 return(vb);
155 }
156
157 double alfabetavc(double v_alfa, double v_beta) //Transforma de
    alfabeta a abc para vc
158 {double vc;
159 vc=-0.5*v_alfa-0.866025403*v_beta;
160 return(vc);
161 }
162
163 double dqalfa(double vd, double vq, double gamma)
164 {
165 double v_alfa;
166 v_alfa=vd*cos(gamma)-vq*sin(gamma);
167 return(v_alfa);
168 }
169
170 double dqbeta(double vd, double vq, double gamma)
171 {
172 double v_beta;
173 v_beta=vd*sin(gamma)+vq*cos(gamma);
174 return(v_beta);
175 }

```

A.1.2. Start function code

```

1 h = ParamRealData(0,0);
2
3 h_m1= 1/h;
4
5 xisd_k_1=0;
6 xisq_k_1=0;
7 isd_ref_k_1=0;
8 isq_ref_k_1=0;
9
10 xvssid_k_1=0;
11 xvsiq_k_1=0;
12 vvssid_k_1=0;
13 vvsiq_k_1=0;
14
15 n=0;
16

```

```
17 isa_k_1=0;
18 isb_k_1=0;
19 isc_k_1=0;
20 imrd_k_1=0;
21 imrq_k_1=0;
22 AngRot_k_1=0;
23
24 is_alpha_km1=0;
25 is_beta_km1=0;
26 psi_alpha_km1=0;
27 psi_beta_km1=0;
28 AngElec_luen_km1=0;
```

A.1.3. Update function code

```
1  /***** Iniciacion de variables locales
   *****/
2
3  habM=0;
4  imr_ref=in5;
5  wref=in6;
6  /***** Mediciones *****/
7
8  AngElec=in0;
9  isa=in1*Ib_m1;
10 isb=in2*Ib_m1;
11 isc=in3*Ib_m1;
12 imr=in7;
13 w=in8*2.*wb_m1;
14 w2=w*w;
15 vcc_vsi =1.1; //Tensi n m xima posible entregada por VSI
   normalizado por tensi n base de m quina.
16 AngRot=in9*2;
17 AngRot=constrainAngle(AngRot);
18
19 if (ttt>0.3)
20     {habM=1; //Activaci n VSI
21
22     /***** Estimador de primer orden *****/
23
24     iVSI_alfa_k_1=isa_k_1;
25     iVSI_beta_k_1=isb_k_1*raiz3_m1-isc_k_1*raiz3_m1;
26     iVSI_d_k_1=iVSI_alfa_k_1*cos(AngRot_k_1)
27     +iVSI_beta_k_1*sin(AngRot_k_1);
28     iVSI_q_k_1=-iVSI_alfa_k_1*sin(AngRot_k_1)
29     +iVSI_beta_k_1*cos(AngRot_k_1);
30
31     imrd=kest1*imrd_k_1+kest2*iVSI_d_k_1;
32     imrq=kest1*imrq_k_1+kest2*iVSI_q_k_1;
33     imr_est=sqrt(imrd*imrd+imrq*imrq);
34     AngElec_est=atan2(imrq,imrd)+AngRot;
35     AngElec_est=constrainAngle(AngElec_est);
36
37     /* Actualizaci n del estimador*/
38
39     isa_k_1=isa;
40     isb_k_1=isb;
41     isc_k_1=isc;
42     imrd_k_1=imrd;
43     imrq_k_1=imrq;
```

```

44 AngRot_k_1=AngRot;
45
46
47
48 /***** Control maquina *****/
49
50 iVSI_alfa=isa;
51 iVSI_beta=isb*raiz3_m1-isc*raiz3_m1;
52 iVSI_d=iVSI_alfa*cos(AngElec)+iVSI_beta*sin(AngElec);
53 iVSI_q=-iVSI_alfa*sin(AngElec)+iVSI_beta*cos(AngElec);
54 Ang_is=atan2(iVSI_beta,iVSI_alfa);
55
56 /*****Det. de distorsi n*****/
57
58 if ((-pi_6)<Ang_is && Ang_is<=pi_6) {
59     v_dist_alfa=v_dist;
60     v_dist_beta=0;}
61 if (pi_6<Ang_is && Ang_is<=pi_2) {
62     v_dist_alfa=v_dist*0.5;
63     v_dist_beta=v_dist*0.866025;}
64 if (pi_2<Ang_is && Ang_is<=cinco_pi_6) {
65     v_dist_alfa=v_dist*(-0.5);
66     v_dist_beta=v_dist*0.866025;}
67 if (fabs(Ang_is)>cinco_pi_6) {
68     v_dist_alfa=-v_dist;
69     v_dist_beta=0;}
70 if ((-cinco_pi_6)<Ang_is && Ang_is<(-pi_2)) {
71     v_dist_alfa=v_dist*(-0.5);
72     v_dist_beta=v_dist*(-0.866025);}
73 if ((-pi_2)<Ang_is && Ang_is<=(-pi_6)) {
74     v_dist_alfa=v_dist*0.5;
75     v_dist_beta=v_dist*(-0.866025);}
76
77 //v_dist_alfa=0;
78 //v_dist_beta=0;
79 /*****Observador de Luenberger o filtro de
    Kalman*****/
80
81 //Parametros en condiciones ideales
82 //Ad12=0.00035696*w;
83 //Ad13=0.025305*w2+0.011214;
84 //Ad14=0.79459*w;
85 //Ad41=0.000027844*w;
86 //Ad33=0.99912-0.0019739*w2;
87 //Ad43=0.062419*w;
88
89 //Parametros para rr=1.5rr0

```

```

90 Ad12=0.00053544*w;
91 Ad13=0.025305*w2+0.016768;
92 Ad14=0.79194*w;
93 Ad41=0.000041767*w;
94 Ad33=0.99868-0.0019739*w2;
95 Ad43=0.062213*w;
96
97
98 is_alpha=is_alpha_km1;
99 is_beta=is_beta_km1;
100 psi_alpha=psi_alpha_km1;
101 psi_beta=psi_beta_km1;
102 AngElec_luen=atan2(psi_beta,psi_alpha);
103 psi_luen=sqrt(psi_alpha*psi_alpha+psi_beta*psi_beta);
104
105 resta_alpha=iVSI_alfa-is_alpha;
106 resta_beta=iVSI_beta-is_beta;
107 vvsi_alfa_obs=dqalfa(vvsid_k_1,vvsiq_k_1,AngElec)-v_dist_alfa;
108 vvsi_beta_obs=dqbeta(vvsid_k_1,vvsiq_k_1,AngElec)-v_dist_beta;
109
110 is_alpha_km1=Ad11*is_alpha+Ad12*is_beta+Ad13*psi_alpha
111 +Ad14*psi_beta+Bd12*vvsi_alfa_obs+KF_1_1*resta_alpha+KF_1_2*resta_beta;
112 is_beta_km1=-Ad12*is_alpha+Ad11*is_beta-Ad14*psi_alpha
113 +Ad13*psi_beta+Bd12*vvsi_beta_obs+KF_2_1*resta_alpha+KF_2_2*resta_beta;
114 psi_alpha_km1=Ad31*is_alpha-Ad41*is_beta+Ad33*psi_alpha
115 -Ad43*psi_beta+Bd34*vvsi_alfa_obs+KF_3_1*resta_alpha+KF_3_2*resta_beta;
116 psi_beta_km1=Ad41*is_alpha+Ad31*is_beta+Ad43*psi_alpha
117 +Ad33*psi_beta+Bd34*vvsi_beta_obs+KF_4_1*resta_alpha+KF_4_2*resta_beta;
118
119
120 if (n==0)
121 {
122 /*****Lazo de velocidad*****/
123
124 ew=wref-w;
125 xisq=n1w*xisq_k_1-n2w*isq_ref_k_1;
126 ivsiqref=knw*(ew-xisq);
127
128
129 if (ivsiqref>0.8199*1.5)
130     ivsiqref=0.8199*1.5;
131     else
132     if (ivsiqref<(-0.8199*1.5))
133         ivsiqref=(-0.8199*1.5);
134
135 xisq_k_1=xisq;
136 isq_ref_k_1=ivsiqref;

```

```

137
138 /***** Lazo de corriente de magnetizaci n *****/
139
140     eimr=imr_ref-imr;
141     xisd=n1imr*xisd_k_1-n2imr*isd_ref_k_1;
142     ivsidref=knimr*(eimr-xisd);
143
144     if (ivsidref>0.885)
145         ivsidref=0.885;
146     else
147         if (ivsidref<(-0.885))
148             ivsidref=(-0.885);
149
150     xisd_k_1=xisd;
151     isd_ref_k_1=ivsidref;
152
153 }
154
155 n=n+1;
156     if (n==4)
157         n=0;
158
159 //Canal q//
160
161     evsiq=ivsiqref-iVSI_q;
162     xvsiq=n1is*xvsiq_k_1-n2is*vvsiq_k_1;
163     vvsiq=knis*(evsiq-xvsiq);
164
165     if (vvsiq>vcc_vsi*0.995)
166         vvsiq=vcc_vsi*0.995;
167     else
168         if (vvsiq<(-vcc_vsi*0.995))
169             vvsiq=(-vcc_vsi*0.995
170             );
171
172     vvsiq_k_1=vvsiq;
173     xvsiq_k_1=xvsiq;
174
175 //Canal d//
176
177     evsid=ivsidref-iVSI_d;
178     xvsid=n1is*xvsid_k_1-n2is*vvsid_k_1;
179     vvsid=knis*(evsid-xvsid);
180
181     if (vvsid>sqrt(vcc_vsi*vcc_vsi-vvsiq*vvsiq))
182         vvsid=sqrt(vcc_vsi*vcc_vsi-vvsiq*vvsiq);
183     else

```

```

184         if (vvssid<(-sqrt(vcc_vsi*vcc_vsi-vvsiq*vvsiq)))
185             vvssid=(-sqrt(vcc_vsi*vcc_vsi-vvsiq*vvsiq));
186
187     vvssid_k_1=vvssid;
188     xvssid_k_1=xvssid;
189
190     //Salida a modulador//
191
192     vvsi_alfa_mod=dqalfa(vvssid,vvsiq,AngElec);
193     vvsi_beta_mod=dqbeta(vvssid,vvsiq,AngElec);
194
195     va_vsi_mod=vvsi_alfa_mod*cambio_base;
196     vb_vsi_mod=alfabetavb(vvsi_alfa_mod,vvsi_beta_mod)*cambio_base;
197     vc_vsi_mod=alfabetavc(vvsi_alfa_mod,vvsi_beta_mod)*cambio_base;
198
199     maxvsi = maximo(va_vsi_mod,vb_vsi_mod,vc_vsi_mod);
200     minvsi = minimo(va_vsi_mod,vb_vsi_mod,vc_vsi_mod);
201
202     minmaxvsi = (minvsi+maxvsi)*0.5;
203     va_compvsi = va_vsi_mod-minmaxvsi;
204     vb_compvsi = vb_vsi_mod-minmaxvsi;
205     vc_compvsi = vc_vsi_mod-minmaxvsi;
206
207     Da = va_compvsi*0.5+0.5;
208     Db = vb_compvsi*0.5+0.5;
209     Dc = vc_compvsi*0.5+0.5;
210
211
212
213
214 }
215
216
217     else

```

A.1.4. Output function code

```

1  /*****                      Salidas                      *****/
2
3  //ref inversor
4  Output(0)=Da;
5  Output(1)=Db;
6  Output(2)=Dc;
7  Output(3)=habM;
8  Output(4)=ivsiqref;
9  Output(5)=iVSI_q;

```

```

10 Output(6)=ivsidref;
11 Output(7)=iVSI_d;
12 Output(8)=vvsid;
13 Output(9)=vvsiq;
14 Output(10)=imr_ref;
15 Output(11)=imr;
16 Output(12)=wref;
17 Output(13)=w;
18 Output(14)=AngElec;
19 Output(15)=imr_est;
20 Output(16)=AngElec_est;
21 Output(17)=psi_luen;
22 Output(18)=AngElec_luen;
23
24 /*****

```

A.2. Programación en laboratorio

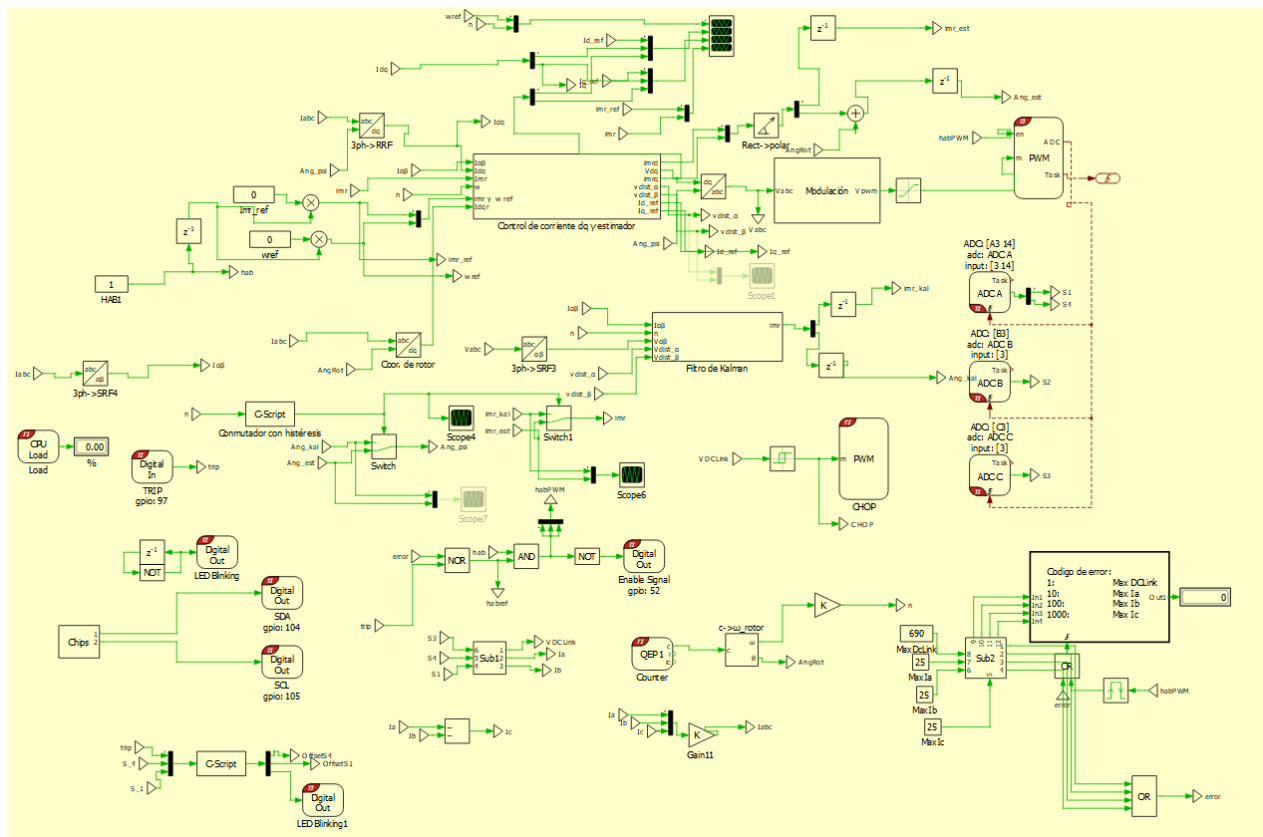


Fig. A.2.1: Diagrama programado en plecs para el laboratorio.

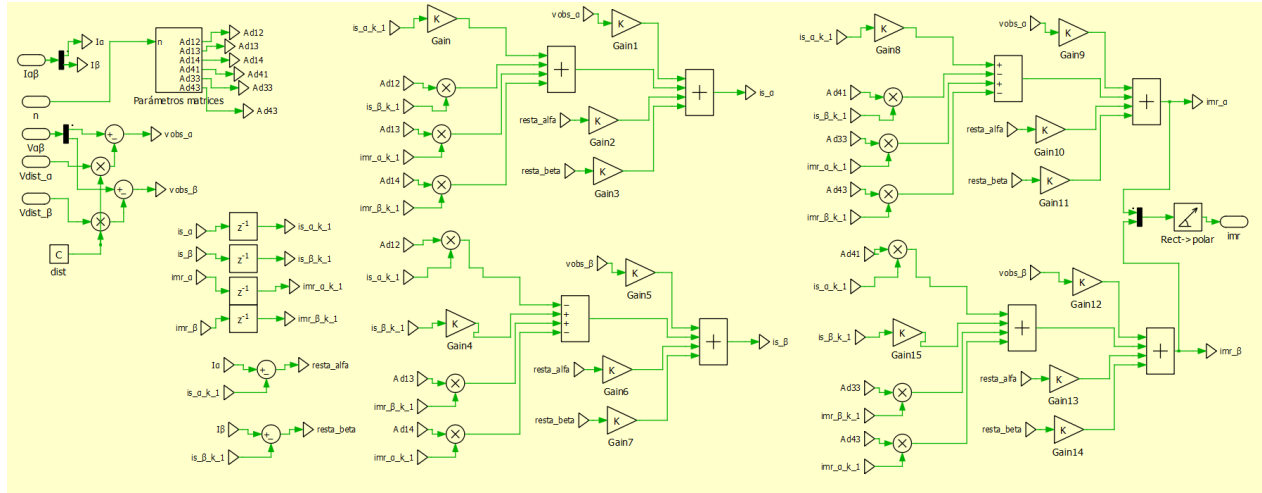


Fig. A.2.2: Diagrama de bloques del filtro de Kalman.

A.2.1. Code declarations

```

1  #include <float.h>
2  #include <math.h>
3  #include <time.h>
4  #include <stdio.h>
5
6  #define in0 Input(0)
7  #define in1 Input(1)
8  #define in2 Input(2)
9  #define in3 Input(3)
10 #define in4 Input(4)
11 #define in5 Input(5)
12 #define in6 Input(6)
13 #define in7 Input(7)
14 #define in8 Input(8)
15 #define in9 Input(9)
16
17
18 double id, iq, id_ref, iq_ref, vd, vq, xd, xq, ed, eq, eimr, imr,
    imr_ref, xisd, ew, w, wref, xisq, iq_ref_alis;
19 static double xd_k_1, xq_k_1, vd_k_1, vq_k_1, vd_lim;
20 double w, imrd, imrq, imr_est, AngElec_est, ialfa, ibeta, Ang_is,
    v_dist_alfa, v_dist_beta;
21 static double imrd_k_1, imrq_k_1, n, xisd_k_1, isd_ref_k_1,
    xisq_k_1, isq_ref_k_1, iqref_alis_km1, w_k_1;
22 double delta_w, alfa, act;
23
24 #define n1is 0.9737
25 #define n2is 0.031
26 #define knis 0.84882

```

```

27
28
29 #define n1imr          0.9694
30 #define n2imr          0.0057642
31 #define knimr          5.3261
32
33 #define n1w            0.947458
34 #define n2w            0.0044322
35 #define knw            11.796
36
37 #define alisa1 0.8465
38 #define alisa2 0.1535
39
40 #define kest1          0.999114075233591
41 #define kest2          8.859247664091032e-04
42 #define kest3          0.999261674838185
43 #define kest4          7.383251618150450e-04
44
45
46 #define vcc 1.002
47
48 #define v_dist 0.040837941062555
49 #define pi_6 0.523598775
50 #define pi_2 1.570796327
51 #define cinco_pi_6 2.617993878
52
53
54 /*Funciones*/
55
56 double constrainAngle(double x){
57     x = fmod(x + 3.14159,6.28319);
58     if (x < 0)
59         x += 6.28319;
60     return x - 3.14159;
61 }
62 double dqalfa(double vd, double vq, double gamma)
63 {
64     double v_alfa;
65     v_alfa=vd*cos(gamma)-vq*sin(gamma);
66     return(v_alfa);
67 }
68
69 double dqbeta(double vd, double vq, double gamma)
70 {
71     double v_beta;
72     v_beta=vd*sin(gamma)+vq*cos(gamma);
73     return(v_beta);

```

```
74 }
```

A.2.2. Start function code

```
1  xd_k_1=0;
2  xq_k_1=0;
3  vd_k_1=0;
4  vq_k_1=0;
5  imrd_k_1=0;
6  imrq_k_1=0;
7  n=0;
8  xisd_k_1=0;
9  isd_ref_k_1=0;
10 xisq_k_1=0;
11 isq_ref_k_1=0;
12 iqref_alis_km1=0;
13 w_k_1=0;
```

A.2.3. Output function code

```
1  imr_ref=in0;
2  wref=in1;
3  id=in2;
4  iq=in3;
5  ialfa=in6;
6  ibeta=in7;
7  imr=in8;
8  w=in9;
9  Ang_is=atan2(ibeta,ialfa);
10
11
12 /*Estimador*/
13
14
15 imrd=kest3*imrd_k_1+kest4*in4;
16 imrq=kest3*imrq_k_1+kest4*in5;
17
18 imrd_k_1=imrd;
19 imrq_k_1=imrq;
20
21 /******Det. de distorsi n******/
22
23 if ((-pi_6)<Ang_is && Ang_is<=pi_6) {
24     v_dist_alfa=v_dist;
25     v_dist_beta=0;}
```

```

26 if (pi_6<Ang_is && Ang_is<=pi_2) {
27     v_dist_alfa=v_dist*0.5;
28     v_dist_beta=v_dist*0.866025;}
29 if (pi_2<Ang_is && Ang_is<=cinco_pi_6) {
30     v_dist_alfa=v_dist*(-0.5);
31     v_dist_beta=v_dist*0.866025;}
32 if (fabs(Ang_is)>cinco_pi_6) {
33     v_dist_alfa=-v_dist;
34     v_dist_beta=0;}
35 if ((-cinco_pi_6)<Ang_is && Ang_is<(-pi_2)) {
36     v_dist_alfa=v_dist*(-0.5);
37     v_dist_beta=v_dist*(-0.866025);}
38 if ((-pi_2)<Ang_is && Ang_is<=(-pi_6)) {
39     v_dist_alfa=v_dist*0.5;
40     v_dist_beta=v_dist*(-0.866025);}
41
42 /*Control*/
43
44
45 if (imr_ref==0 && wref==0){
46     vd=0;
47     vq=0;
48     iq_ref=0;
49     id_ref=0;
50     xisq=0;
51     xisd=0;
52     xd=0;
53     xq=0;}
54 else{
55
56 if (n==0)
57     {
58 /******Lazo de velocidad*****/
59
60 ew=wref-w;
61 xisq=n1w*xisq_k_1-n2w*isq_ref_k_1;
62 iq_ref=knw*(ew-xisq);
63
64
65 if (iq_ref>0.8199*1.1)
66     iq_ref=0.8199*1.1;
67     else
68     if (iq_ref<(-0.8199*1.1))
69         iq_ref=(-0.8199*1.1));
70
71 xisq_k_1=xisq;
72 isq_ref_k_1=iq_ref;

```

```

73
74 /***** Lazo de corriente de magnetizaci n *****/
75
76 eimr=imr_ref-imr;
77 xisd=n1imr*xisd_k_1-n2imr*isd_ref_k_1;
78 id_ref=knimr*(eimr-xisd);
79
80 if (id_ref>0.885)
81     id_ref=0.885;
82     else
83     if (id_ref<(0))
84     id_ref=(0);
85
86 xisd_k_1=xisd;
87 isd_ref_k_1=id_ref;
88
89 }
90
91 n=n+1;
92     if (n==5)
93     n=0;
94
95 iq_ref_alis=iqref_alis_km1;
96 iqref_alis_km1=iq_ref*alisa2+iq_ref_alis*alisa1;
97
98 eq=iq_ref_alis-iq;
99 xq=n1is*xq_k_1-n2is*vq_k_1;
100 vq=knis*(eq-xq);
101
102 if (vq>vcc)
103     vq=vcc;
104     else
105     if (vq<(-vcc))
106     vq=(-vcc
107     );
108
109 vq_k_1=vq;
110 xq_k_1=xq;
111 vd_lim=sqrt(vcc*vcc-vq*vq);
112
113 ed=id_ref-id;
114 xd=n1is*xd_k_1-n2is*vd_k_1;
115 vd=knis*(ed-xd);
116
117 if (vd>vd_lim)
118     vd=vd_lim;
119     else

```

```

120     if (vd<(-vd_lim))
121         vd=(-vd_lim);
122
123 vd_k_1=vd;
124 xd_k_1=xd;}
125
126 Output(0)=vd;
127 Output(1)=vq;
128 Output(2)=imrd;
129 Output(3)=imrq;
130 Output(4)=v_dist_alfa;
131 Output(5)=v_dist_beta;
132 Output(6)=id_ref;
133 Output(7)=iq_ref;

```

A.2.4. Conmutador

```

1 x=Input(0);
2     if (x > 0.27) {
3         prev_output = 1.0; // Salida 1 si x > 0.22
4     } else if (x < 0.23) {
5         prev_output = 0.0; // Salida 0 si x < 0.18
6     } else if (x < -0.27) {
7         prev_output = 1.0; // Salida 1 si x < -0.22 (plano negativo)
8     } else if (x > -0.23) {
9         prev_output = 0.0; // Salida 0 si x > -0.18 (plano negativo)
10    }
11
12    // Asigna la salida persistente
13    Output(0) = 0;

```