

2023-08

# Realización de un control digital de tipo sensorless basado en modelo fundamental para una máquina de inducción

Knuckey Zúñiga, Cristian José

---

<https://hdl.handle.net/11673/56410>

*Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA*



UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

Departamento de Ingeniería Eléctrica

---

---

Realización de un control digital de tipo *sensorless*  
basado en modelo fundamental para una máquina de  
inducción

---

---

Cristian José Knuckey Zúñiga

Memoria de titulación para optar al título de  
Ingeniero Civil Electricista

Profesores guía:  
Jorge Juliet  
Pablo Lezana

Agosto, 2023

Dedicado a mi madre Sara, por ser la primera universitaria de la familia y que junto a mi padre fomentaron y motivaron a la siguiente generación de profesionales. Y a mi esposa Verónica, por haber resistido junto a mí y nuestro hijo los peores momentos y sobre todo, por su paciencia.

---

## Resumen

Se realiza en el laboratorio un sistema de control digital de tipo *sensorless* basado en modelo fundamental para una máquina de inducción alimentada por un convertidor PWM, para así prescindir del sensor de posición de la máquina.

Se ajusta un sistema de control por campo orientado con el enlace de flujo del estator para la máquina asincrónica. Luego, este se programa en un DSP, y finalmente se evalúa la dinámica y el desempeño del sistema de control, comparando la velocidad estimada del accionamiento con la velocidad medida a través de un sensor de posición.

El desarrollo de este trabajo se divide en cuatro capítulos. En el capítulo 2 se estudia el convertidor y la modulación PWM, analizando la topología del convertidor utilizado, la técnica de modulación de tensión SVM y los efectos no lineales del inversor. Se analiza detalladamente el efecto del tiempo muerto y la técnica de compensación utilizada. En el capítulo 3 se estudian los fundamentos teóricos de la máquina de inducción, planteando un modelo descrito por fasores espaciales que facilita el tratamiento y la posterior formulación de los esquemas de control. En el capítulo 4 se realiza un estudio teórico de los esquemas de control por campo orientado con el enlace de flujo de estator en base a estimadores de flujo y velocidad, así como los métodos de integración, compensación de perturbaciones, filtros de señales y métodos que minimicen el error en la estimación de la velocidad. Con lo anterior, se plantean los lazos de control para el enlace de flujo y la velocidad. Finalmente, en el capítulo 5 se presenta la implementación del banco de pruebas y el sistema de control. Se muestran los distintos componentes del banco de pruebas, se determinan los parámetros de la máquina requeridos para cada lazo de control y se diseñan los controladores. Por último, se presentan las curvas de interés de los ensayos realizados en el laboratorio para evaluar el sistema de control.

Con este trabajo ya finalizado, se pretende que el sistema de control se pueda usar a futuro en otros experimentos, ya sea para impulsar máquinas de laboratorio o bancos de prueba sin necesidad del sensor de posición, o para investigar más profundamente el método y sus complementos (por ejemplo, estudios relativos a estimación de variables y parámetros).

---

---

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
<b>2. Convertidor y modulación PWM</b>	<b>3</b>
2.1. Topología y funcionamiento del convertidor . . . . .	4
2.2. Modulación de tensión . . . . .	5
2.2.1. Modulación vectorial . . . . .	7
2.3. Efectos no lineales del inversor . . . . .	9
2.3.1. Tiempo muerto . . . . .	10
2.3.2. Efectos de conducción . . . . .	12
2.3.3. Compensación del tiempo muerto . . . . .	13
<b>3. Fundamento teórico de la máquina de inducción</b>	<b>16</b>
3.1. El fasor espacial [7] . . . . .	17
3.2. Modelo de la máquina de inducción . . . . .	19
3.2.1. Modelo de estator . . . . .	19
3.2.2. Modelo de rotor . . . . .	20
3.2.3. Ecuaciones de flujo . . . . .	21
3.3. Transformación de sistemas de coordenadas . . . . .	22
3.3.1. Ecuaciones en un sistema de referencia común . . . . .	23
3.4. Ecuación de equilibrio mecánico . . . . .	24
3.5. Modelo normalizado . . . . .	25
<b>4. Control por campo orientado con enlace de flujo de estator</b>	<b>26</b>
4.1. Variables de estado . . . . .	27
4.2. Estimadores y ecuaciones del sistema . . . . .	28
4.2.1. Implementación de mejoras en el modelo . . . . .	32
4.3. Esquemas de control . . . . .	33
<b>5. Implementación del banco de pruebas y el sistema de control digital</b>	<b>36</b>
5.1. Banco de pruebas . . . . .	37
5.1.1. Procesador digital de señales y manejo de periféricos [17] . . . . .	38
5.1.2. Inversor . . . . .	39
5.1.3. Máquinas de prueba y carga . . . . .	39
5.2. Diseño de controladores . . . . .	40
5.2.1. Control de corriente . . . . .	41
5.2.2. Compensación del tiempo muerto . . . . .	43
5.2.3. Control de flujo . . . . .	44
5.2.4. Control de velocidad . . . . .	46
5.3. Evaluación del sistema de control . . . . .	50
5.3.1. Respuestas a escalón de referencia . . . . .	50
5.3.1.1. Escalón de referencia . . . . .	50
5.3.1.2. Pulso de referencia . . . . .	53
5.3.1.3. Inversión de marcha . . . . .	56
5.3.1.4. Operación con carga nominal constante . . . . .	59

5.3.2. Respuestas a perturbación . . . . .	61
5.3.2.1. Pulso de torque de carga nominal . . . . .	61
5.3.2.2. Operación con velocidad constante . . . . .	63
5.3.3. Límite de estabilidad: mínima referencia de velocidad sin carga . . . . .	66
5.3.4. Comparación con el sistema de control con <i>encoder</i> . . . . .	68
5.3.5. Comparación con un convertidor comercial . . . . .	70
<b>6. Conclusiones</b>	<b>71</b>
<b>Referencias</b>	<b>75</b>



Para realizar esto, las variables de interés se obtienen en base a estimadores, determinados mediante el sistema de control utilizado. En este trabajo se pretende trabajar con un sistema como el presentado en el esquema de control de la figura 1.1 [1], donde el bloque *Modelo* contiene un modelo dinámico con las operaciones para calcular los estimadores de velocidad y flujo. Por esta razón, se dice que este método es del tipo basado en modelo fundamental, en contraposición a los llamados métodos basados en efectos secundarios de la máquina. El primer tipo consiste en utilizar las relaciones fundamentales que describen el comportamiento dinámico de la máquina para estructurar el sistema de control. Estas relaciones consideran solo los efectos de la distribución espacial de campo fundamental en el entrehierro. Por otro lado, el segundo tipo consiste en determinar variables y/o parámetros de la máquina en base a la observación y explotación de efectos secundarios en la máquina, típicamente aquellos producidos por campos electromagnéticos armónicos en el entrehierro que contengan información relativa a la posición del rotor, como por ejemplo las armónicas de ranuración de rotor, saliencias debidas a la saturación o a los polos del rotor.

Debido a la eliminación del sensor de posición, se implementa un método de control por campo orientado con el flujo del estator, reduciendo así la complejidad y tamaño del *hardware* del accionamiento, como también los costos por concepto de instrumentos de medición y mantención de estos.

Dada la naturaleza del sistema de control por campo orientado (control vectorial), su implementación solo es posible a través de un controlador digital. Solo así se pueden aprovechar las altas prestaciones dinámicas que ofrece este sistema de control. Para su implementación es necesario contar con un estudio y dominio de algún procesador digital de señales, como la plataforma digital DSP/FPGA del Laboratorio de Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE) del departamento, la cual será utilizada para programar el sistema de control.

---

## Convertidor y modulación PWM

Para operar a diferentes puntos de operación  $T - \omega$  en una máquina de inducción es necesario contar con un convertidor que permita transformar la tensión de la red a tensiones de salida de magnitud y frecuencia variables. Algunos de estos convertidores consisten en una etapa rectificadora y luego en una etapa inversora que realiza una transformación  $DC - AC$  de la energía eléctrica. Adicionalmente, entre ambas etapas se incorpora un condensador para el caso de convertidores tipo VSI<sup>1</sup> con tal de generar un enlace  $DC$  que mejore la tensión rectificada disminuyendo el *ripple* y aumentando la estabilidad del convertidor.

Para lograr la tensión y frecuencia deseada en la salida de la etapa inversora se puede modular esta tensión a través de pulsos de ancho variable, y usar estas señales de control para actuar sobre los estados de conducción de los semiconductores que conforman al inversor.

Un tipo de semiconductor ampliamente utilizado para aplicaciones PWM<sup>2</sup> es el IGBT<sup>3</sup>, debido a que los niveles de corriente de conducción (del orden de las centenas de A), la tensión de bloqueo (del orden de los kV) y su alta frecuencia de conmutación (del orden de las decenas de kHz), lo hacen el semiconductor preferido para aplicaciones de media potencia que se desarrollen a través de control vectorial y su implementación en procesadores digitales de señales.

En el presente capítulo se presenta la topología del convertidor utilizado, la estrategia de modulación PWM utilizada, los efectos de distorsión causados por el funcionamiento natural del convertidor y como estos afectan al sistema de control debido a diferencias entre la tensión modulada y la tensión real aplicada en los terminales de la carga. Finalmente, se presentan métodos que ayuden a compensar estas distorsiones causadas principalmente por el efecto del tiempo muerto, con tal de mejorar la estabilidad y respuesta dinámica de los controladores del accionamiento.

---

<sup>1</sup>Por la sigla de *Voltage Source Inverter*

<sup>2</sup>Por la sigla de *Pulse Width Modulation*

<sup>3</sup>Por la sigla de *Insulated Gate Bipolar Transistor*

## 2.1. Topología y funcionamiento del convertidor

El convertidor utilizado en este trabajo, visto en la figura 2.1, consiste en una etapa rectificadora no controlada compuesta por un puente de diodos trifásico, el cual tiene como entrada a las tensiones de la red. Este tipo de rectificador no permite el flujo de potencia hacia la red, ya que las corrientes que circulan en ese mismo sentido son bloqueadas por los diodos, por lo tanto, en caso de trabajar en un punto de operación regenerativo, la energía será almacenada en el condensador y provocará el aumento de la tensión  $V_{dc}$  del enlace de continua (*DC link*).

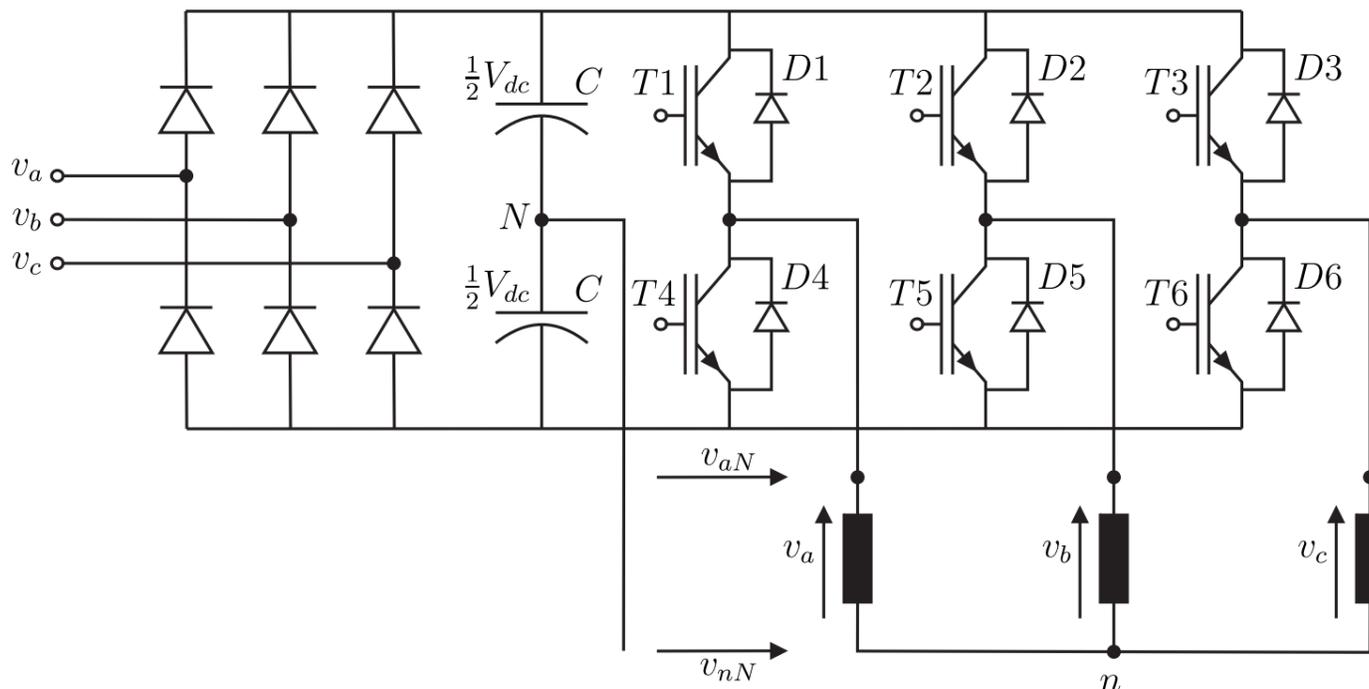


Figura 2.1: Esquema de un convertidor trifásico de dos niveles.

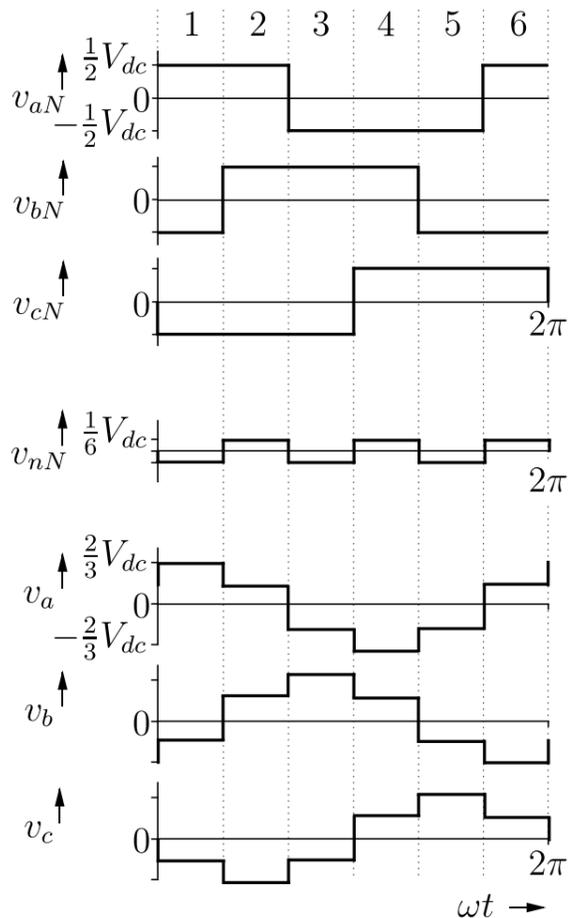
Posterior a la etapa de rectificación y al *DC link* está la etapa inversora, compuesta por seis IGBT con diodos en antiparalelo o diodos volantes, los cuales se disponen para conformar tres piernas (una para cada fase) de dos módulos cada una.

Los estados de conducción o estados de conmutación de los semiconductores en una misma pierna del inversor deben ser, en primera instancia, idealmente complementarios. Dada esta condición, existen dos posibles combinaciones para los estados de conmutación en cada pierna, permaneciendo encendido el semiconductor superior o el inferior. Esto hace que el inversor imponga una tensión en el terminal de cada fase con respecto al punto neutro  $N$  del *DC link*, la cual puede tomar los valores  $\frac{1}{2}V_{dc}$  y  $-\frac{1}{2}V_{dc}$ , siendo este el motivo por el cual esta topología de inversor es denominada de dos niveles. Estos dos posibles estados de conmutación por pierna del inversor dan lugar a ocho combinaciones de estados de conmutación en la carga (ver tabla 2.1), generando cinco posibles valores de tensión en cada fase con respecto al neutro  $n$  de la carga.

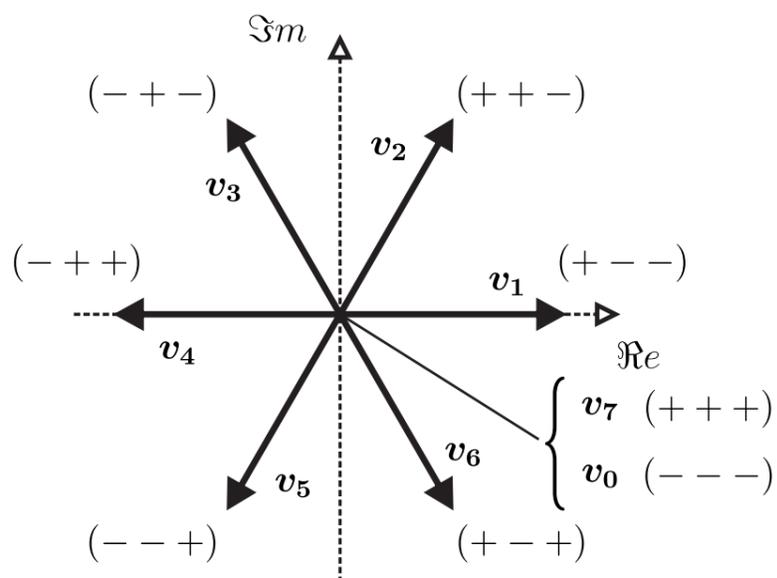
$T_1$	$T_2$	$T_3$	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_a$	$v_b$	$v_c$
1	0	0	$1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$
1	1	0	$1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$
0	1	0	$-1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$
0	1	1	$-1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$
0	0	1	$-1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$
1	0	1	$1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$
0	0	0	$-1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	$-1/2V_{dc}$	0	0	0
1	1	1	$1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	$1/2V_{dc}$	0	0	0

Tabla 2.1: Estados del inversor y las tensiones de fase correspondientes.

Al representar los ocho estados de conmutación en un plano complejo a través del concepto de fasor espacial (ver sección 3.1), se obtienen los fasores de la figura 2.2b, de los cuales  $v_1 \dots v_6$  son denominados fasores activos, ya que producen una tensión con magnitud distinta de cero en la carga, y los fasores  $v_7$  y  $v_0$  son denominados fasores nulos, ya que producen una tensión de fase igual a cero en la carga, al mantener los semiconductores superiores de las tres piernas (T1,T2,T3) en estado encendido o apagado respectivamente.



(a) Formas de onda de un ciclo de conmutación de seis pasos.



(b) Fasores espaciales de los estados de conmutación del inversor.

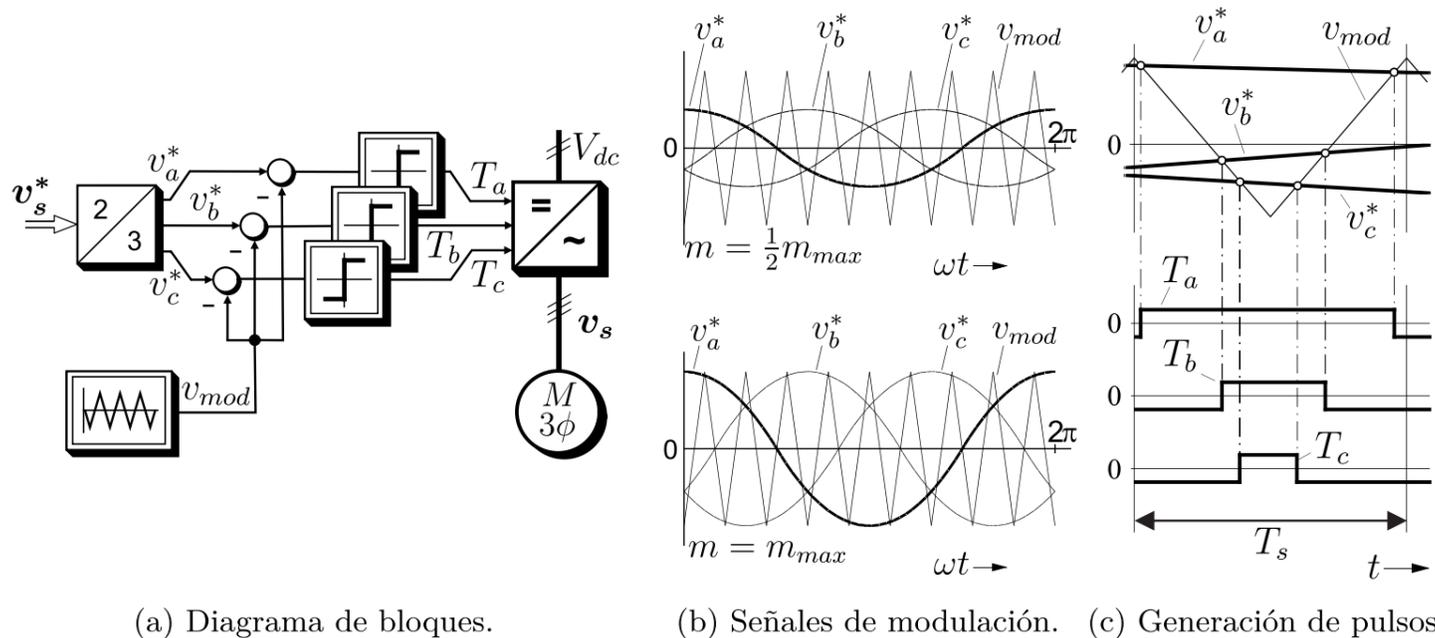
Figura 2.2: Esquemas para la modulación de tensión.

La conmutación sucesiva de los fasores espaciales activos en el orden establecido generan las formas de onda vistas en la figura 2.2a, donde se observa un comportamiento que tiende a ser sinusoidal y desfasado en  $120^\circ$  entre las tres fases, consecuente con el desplazamiento giratorio de un fasor espacial de tensión, siendo conocida esta forma de activación como operación en modo seis pasos. Es importante destacar que entre conmutaciones solo se altera el estado de conmutación de una pierna a la vez, lográndose así minimizar las pérdidas de conmutación de los semiconductores a lo largo de un ciclo del modo seis pasos.

## 2.2. Modulación de tensión

Para que el inversor aplique las tensiones deseadas sobre la carga, es necesario transmitirle la información a través de señales de control que den la orden de encendido y apagado de los semiconductores. Para la técnica PWM estas señales corresponden a la tensión que se desea imponer, modulada en anchos de pulsos. El ancho del pulso es el tiempo que dura el estado de conducción del transistor, de tal manera que durante un ciclo de conmutación se aplique la tensión  $V_{dc}$  por un intervalo de tiempo determinado que logre el mismo valor medio de la tensión de referencia. Existen diversos métodos de modulación PWM, dentro de los cuales destacan el método de suboscilación [2], un sencillo método de fácil implementación, cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura 2.3a. Este determina el ancho de los pulsos a través de la comparación entre una señal moduladora  $v_{mod}$ , la

cual es una señal triangular de alta frecuencia (frecuencia de muestreo  $f_s$ ), y la tensión de referencia ( $v_a^*$ ,  $v_b^*$ ,  $v_c^*$ ) en por unidad según la tensión base del inversor.



(a) Diagrama de bloques.

(b) Señales de modulación.

(c) Generación de pulsos.

Figura 2.3: Esquemas del método suboscilación.

En la figura 2.3b se aprecian las señales moduladora y de referencia superpuestas para diferentes índices de modulación  $m$  y, por último, en la figura 2.3c se muestra en detalle la comparación de las señales mencionadas y la generación de los pulsos dentro de un ciclo de conmutación  $T_s$ .

También existe el método de suboscilación modificada, el cual es una ampliación del método anterior en la que se adiciona una misma señal formada por componentes de tercera armónica o de secuencia cero a cada tensión de referencia. Estas señales deforman la tensión de referencia original, disminuyendo su amplitud, por lo que aumenta el rango lineal de la modulación y por ende el índice de modulación máximo, todo esto sin traer consecuencias negativas, ya que estas señales adicionales pasan a la carga a través de la modulación, pero sin generar efecto alguno sobre las corrientes de salida debido a la propia naturaleza de estas y a que la carga está conectada en delta o en estrella con neutro flotante. El método *min-max* es uno ampliamente utilizado para este tipo de modulación [3]. En la figura 2.4 se puede apreciar las formas de onda que resultan al adicionar estas señales a las tensiones de referencia originales, que por sí solas sobrepasarían la amplitud de  $v_{mod}$ .

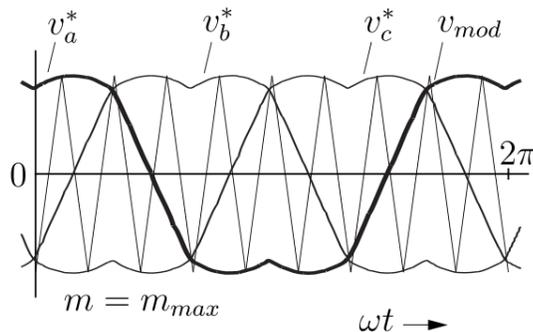


Figura 2.4: Señales de modulación método *min-max*.

Por último, destaca el método de modulación vectorial o SVM<sup>4</sup>, el cual determina los anchos de pulso a partir del cálculo de tiempos en que se deben aplicar los fasores espaciales que representan los estados de conmutación del inversor vistos en la figura 2.2b, con el fin de construir al fasor espacial de tensión de referencia. Este método logra el mismo índice de modulación máximo que el método *min-max* de la suboscilación modificada y es el método que se implementará en este trabajo.

<sup>4</sup>Por la sigla de *Space Vector Modulation*

### 2.2.1. Modulación vectorial

El método de modulación vectorial, a diferencia de los anteriormente mencionados, en que se modula una tensión sinusoidal de referencia por cada pierna, tiene directa relación con los estados de conmutación del inversor, construyendo una tensión en forma de fasor espacial a partir de una aplicación sucesiva de los fasores espaciales activos y nulos, donde estos últimos permiten la aplicación de tensión cero en la carga, aportando un grado de libertad a la modulación de la tensión  $\mathbf{v}_s$ .

Siguiendo esta idea, un fasor espacial  $\mathbf{v}_s$  puede estar ubicado en alguno de los seis sectores delimitados por los fasores activos. Estos sectores tienen una cobertura rotacional de  $60^\circ$  y el primer sector (sector I) está ubicado entre los fasores activos  $\mathbf{v}_1$  y  $\mathbf{v}_2$ , el sector II está ubicado entre los fasores activos  $\mathbf{v}_2$  y  $\mathbf{v}_3$  y así sucesivamente hasta el sector VI. Una vez determinado el sector en el cual se ubica  $\mathbf{v}_s$  es necesario determinar los tiempos en los que se deben aplicar los fasores activos involucrados, además de los nulos, con tal de componer a  $\mathbf{v}_s$  dentro de un periodo de conmutación  $T_s$ .

En la figura 2.5 se muestra el caso de una tensión  $\mathbf{v}_s$  ubicada en el sector I, por lo cual interactúan los fasores activos  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$  y eventualmente los fasores nulos  $\mathbf{v}_0$  y  $\mathbf{v}_7$ . Dicho esto, se deben calcular los tiempos  $t_1$  y  $t_2$  que ponderan a los fasores activos  $\mathbf{v}_1$  y  $\mathbf{v}_2$  respectivamente, con tal de promediar el mismo fasor de tensión  $\mathbf{v}_s$ .

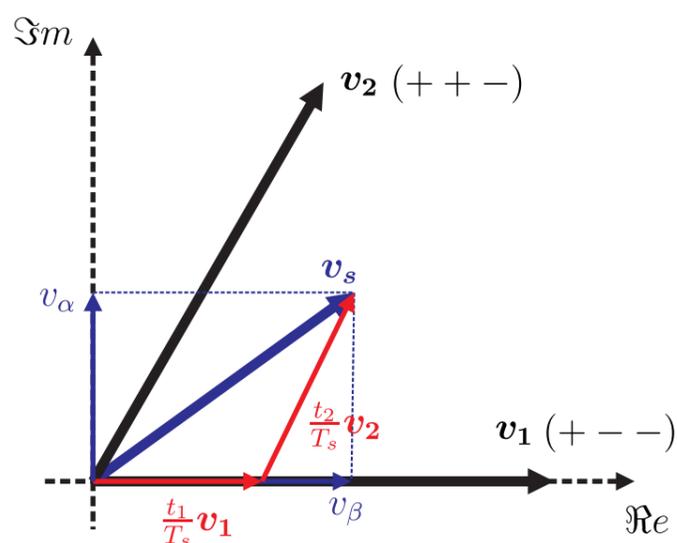


Figura 2.5: Método de la modulación vectorial.

Para ello se plantean las ecuaciones (2.1) y (2.2), donde  $t_0$  corresponde al tiempo en que se deben aplicar los fasores nulos.

$$\mathbf{v}_s = \frac{t_1}{T_s} \mathbf{v}_1 + \frac{t_2}{T_s} \mathbf{v}_2 \quad (2.1)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 \quad (2.2)$$

De la tabla 2.1 se tiene que la magnitud de todos los fasores activos es  $\frac{2}{3}V_{dc}$ , además, la máxima tensión de fase de la modulación vectorial en zona lineal es  $V_{dc}/\sqrt{3}$ , por lo que al normalizar los fasores activos con respecto a este valor, estos quedan con amplitud  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ , teniendo entonces que  $\mathbf{v}_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}$  y  $\mathbf{v}_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}\left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$ . Por otro lado, la tensión de referencia normalizada con respecto a la misma tensión base del inversor se puede reescribir como  $\mathbf{v}_s = v_\alpha + jv_\beta$ , entonces la ecuación (2.1) se desarrolla según

$$v_\alpha + jv_\beta = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{t_1}{T_s} + \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{t_2}{T_s} + j \frac{t_2}{T_s}. \quad (2.3)$$

Igualando las partes real e imaginaria correspondientes a cada lado de la ecuación se pueden despejar los tiempos de interés en función de las componentes de  $\mathbf{v}_s$  de acuerdo con

$$\begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \end{pmatrix} = T_s \begin{pmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Finalmente, despejando la ecuación (2.2) se tiene que  $t_0 = T_s - t_1 - t_2$ . Este procedimiento válido para el Sector I es el mismo para el caso en que  $\mathbf{v}_s$  se ubique en los cinco sectores restantes, obteniéndose los resultados de la tabla 2.2

Sector	tiempos (normalizados por $T_s$ )	Matriz
I	$\begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \sqrt{3}/2 & -1/2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
II	$\begin{pmatrix} t_2 \\ t_3 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\sqrt{3}/2 & 1/2 \\ \sqrt{3}/2 & 1/2 \end{pmatrix}$
III	$\begin{pmatrix} t_3 \\ t_4 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\sqrt{3}/2 & -1/2 \end{pmatrix}$
IV	$\begin{pmatrix} t_4 \\ t_5 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & -1 \\ -\sqrt{3}/2 & 1/2 \end{pmatrix}$
V	$\begin{pmatrix} t_5 \\ t_6 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -\sqrt{3}/2 & -1/2 \\ \sqrt{3}/2 & -1/2 \end{pmatrix}$
VI	$\begin{pmatrix} t_6 \\ t_1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$

Tabla 2.2: Cálculo de tiempos para la modulación vectorial.

Una vez determinados los tiempos de aplicación de los fasores activos es necesario hacer compatible esta información con una señal moduladora, con el fin de efectuar una comparación que determine los anchos de pulso para cada pierna del inversor, semejante al caso de suboscilación.

Siguiendo con el ejemplo, el sector establece el valor de  $T_a$ ,  $T_b$  y  $T_c$  para cada pierna del inversor, donde para el Sector I son válidas las igualdades

$$T_c = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (2.5)$$

$$T_b = T_c + t_2 \quad (2.6)$$

$$T_a = T_b + t_1. \quad (2.7)$$

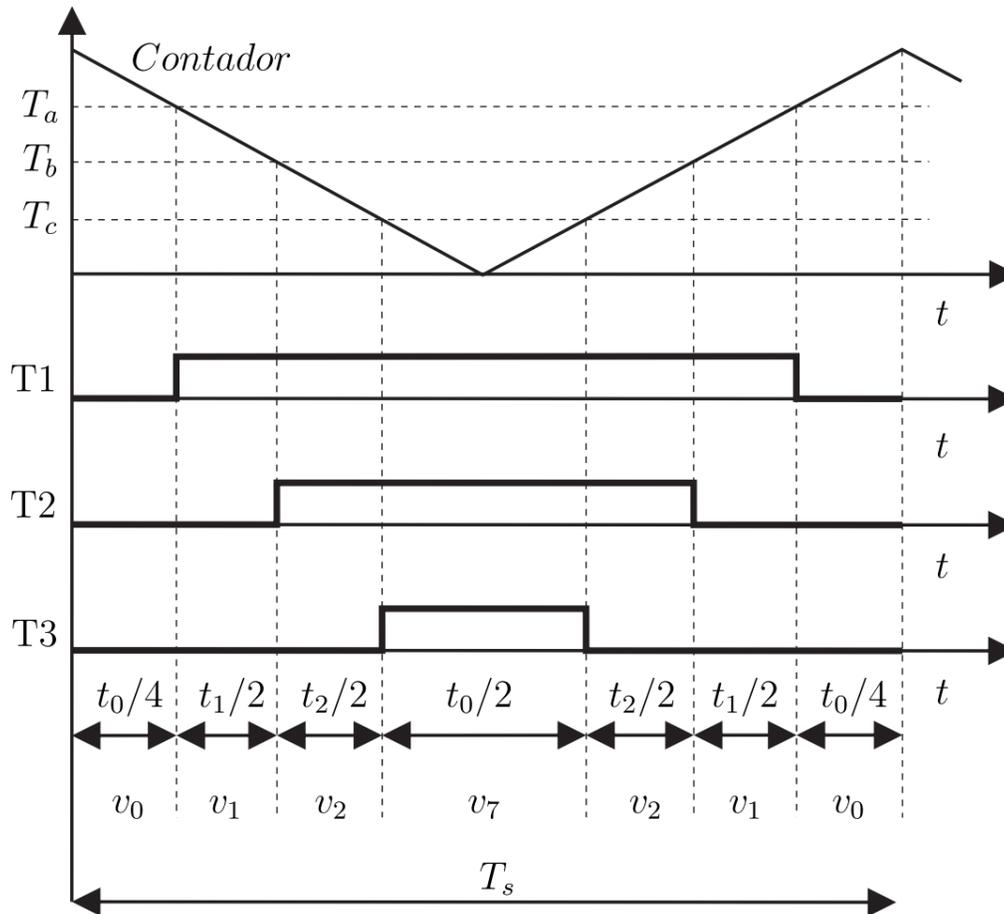


Figura 2.6: Anchos de pulso y estados de conmutación del inversor.

En la figura 2.6 se puede apreciar la concordancia entre los tiempos calculados y los anchos de pulso  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$  generados, los cuales son iguales a los valores  $T_a$ ,  $T_b$  y  $T_c$  respectivamente. Además, dentro del periodo  $T_s$  se realiza la secuencia de conmutación  $v_0 \langle t_0/4 \rangle \rightarrow v_1 \langle t_1/2 \rangle \rightarrow v_2 \langle t_2/2 \rangle \rightarrow v_7 \langle t_0/2 \rangle \rightarrow v_2 \langle t_2/2 \rangle \rightarrow v_1 \langle t_1/2 \rangle \rightarrow v_0 \langle t_0/4 \rangle$ , la cual corresponde a seis conmutaciones donde en cada una de estas se modifica el estado de conmutación de una pierna a la vez (similar al modo seis pasos), asegurando el mínimo de pérdidas de conmutación de los semiconductores.

Realizando el mismo procedimiento para cada caso se determinan de igual manera los valores para  $T_a$ ,  $T_b$  y  $T_c$ , con la salvedad de que la correspondencia con los anchos de pulsos  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$  se van intercambiando de acuerdo con cada sector.

Debido a la complejidad de este método de modulación, en sistemas de control vectorial solo se hace posible su implementación a través de procesadores digitales de señales (DSP). En este trabajo se utiliza el procedimiento descrito en la sección `SVGEN_DQ` de [4], la cual define estrategias para determinar el sector de  $\mathbf{v}_s$ , el cálculo de los tiempos  $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_0$ , los valores de  $T_a$ ,  $T_b$  y  $T_c$  y los anchos de pulso  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ .

### 2.3. Efectos no lineales del inversor

La caída de tensión a través de los semiconductores en el estado de conducción es distinta de cero, estando esta determinada por una curva característica que depende de la tensión *gate*-emisor y de la temperatura. Esta caída de tensión está asociada a un efecto resistivo y a un campo eléctrico interno inherentes, por lo que puede ser modelada por una tensión  $V_{th}$  y una resistencia equivalente  $r_{th}$ . Otro efecto, de mayor importancia para un inversor de dos niveles, es que al dar la orden de apagado el semiconductor no conmuta de manera instantánea, lo que hace necesaria la inserción de un tiempo muerto, el cual es imprescindible para hacer viable el funcionamiento del inversor y está relacionado con un tiempo de retraso que debe existir entre conmutaciones de dos semiconductores de una misma pierna con el fin de evitar un cortocircuito del *DC link* y dañar al condensador y a los componentes del inversor como los IGBT.

Estos efectos no lineales generan perturbaciones en el sistema de control, debido a que la tensión real aplicada en los terminales de la máquina es distinta de la tensión ajustada por los controladores, por lo que es recomendable “informar” al controlador de estas perturbaciones a través de una compensación que exima a los controladores de corriente de compensar estos efectos y se logre la linealidad deseada.

### 2.3.1. Tiempo muerto

Al dar la orden de apagado de un IGBT, este sufre retardos asociados principalmente a la naturaleza de los semiconductores, denominándose  $T_{st}$  a la suma de un tiempo de demora en la reacción (*Turn-off delay time*  $t_{d(off)}$ ) más un tiempo de bajada (*Fall time*  $t_f$ ) [2]. Este retardo depende, entre otros factores, de la corriente al momento de la conmutación y de la temperatura. De manera similar, la orden de encendido también presenta un retardo, pero este es mucho menor que  $T_{st}$ , por lo que para efectos de análisis será despreciado, y además, como se verá más adelante, las medidas para evitar los problemas asociados al retardo  $T_{st}$  anularán automáticamente los problemas asociados al retardo en la orden de encendido.

Si se respetara la complementariedad entre los pulsos de disparo de dos IGBT de una misma pierna, al momento de enviar una orden de conmutación, el IGBT al cual le corresponde la orden de encendido entrará en estado de conducción mientras el IGBT complementario aún permanece encendido generándose así un cortocircuito del *DC-link*. Para evitar este problema, se adiciona un tiempo de retardo  $T_d > T_{st}$  a la orden de encendido de cada IGBT con tal de asegurarse de que al momento de la orden de encendido el IGBT complementario ya se encuentre apagado. Este tiempo es denominado tiempo muerto y además de evitar que dos semiconductores conduzcan a la vez, también genera un lapso en que ningún semiconductor conduce, por lo que la tensión en la carga queda determinada por el signo de la corriente y no por el estado de la señal moduladora.

Una vez incorporado el tiempo muerto, para poder conocer su efecto sobre la modulación y distorsión sobre la forma de onda de tensión de cada fase, es necesario analizar dos casos, dependiendo del sentido de la corriente al momento de la conmutación.

En la figura 2.7 se aprecia el esquema de una pierna de un inversor, donde el *DC-link* ha sido reemplazado por una fuente de tensión continua ideal de valor  $V_{dc}$ . En cada caso los pulsos de disparo  $k_1$  y  $k_4$  son los resultantes de agregar el tiempo muerto  $T_d$  al pulso original  $k$ , y  $v_a$  es el valor de la tensión de fase resultante.

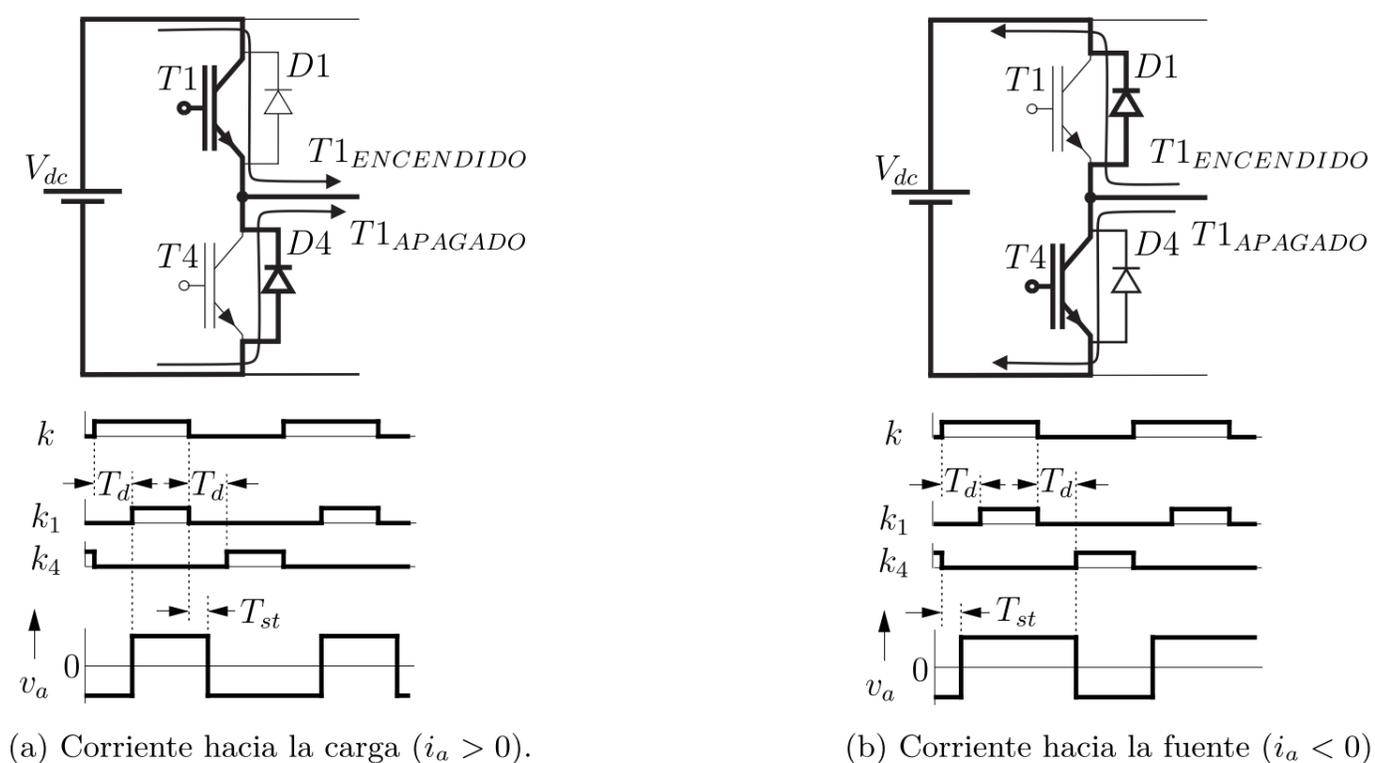


Figura 2.7: Esquemas para el retardo por tiempo muerto  $T_d$ .

En el caso de una corriente positiva (hacia la carga), como se muestra en la figura 2.7a, cuando la señal moduladora  $k$  presente un canto de subida, en ese momento la polaridad de la tensión  $v_a$  es negativa debido a que la corriente circula a través de  $D4$ , luego, el retardo por tiempo muerto hace que la señal  $k_1$  presente su canto de subida  $T_d$  s después, haciendo inmediatamente que la corriente circule a través de  $T1$  volviendo así positiva la polaridad de  $v_a$ . Luego, cuando la señal moduladora  $k$  presente un canto de bajada, la señal  $k_1$  inmediatamente presentará su canto de bajada, pero la corriente seguirá circulando a través de  $T1$  durante un tiempo  $T_{st}$  en que el IGBT tarde en apagarse. Luego de esto la corriente volverá a circular a través de  $D4$  y la tensión  $v_a$  cambiará su polaridad. Entonces, dentro de un ciclo de conmutación, la tensión  $v_a$  tiene un tiempo de encendido  $T_d - T_{st}$  [s] menor que el tiempo de encendido (*duty-cycle*) de la señal moduladora  $k$ , lográndose así, una tensión en los terminales de la carga menor a la tensión modulada.

Haciendo el mismo análisis para el caso de una corriente negativa (hacia la fuente), como se muestra en la figura 2.7b, cuando la señal moduladora  $k$  presente un canto de subida, en ese momento la polaridad de la tensión  $v_a$  es negativa debido a que la corriente circula a través de  $T4$ , e inmediatamente la señal  $k_4$  presentará su canto de bajada, pero la corriente seguirá circulando por  $T4$  durante un tiempo  $T_{st}$  en que el IGBT tarde en apagarse. Luego de este tiempo la corriente empezará a circular por  $D1$  haciendo que la tensión  $v_a$  cambie su polaridad a positiva. Posteriormente, cuando la señal moduladora  $k$  presente un canto de bajada, la señal  $k_4$  presentará su canto de subida  $T_d$  s después haciendo que la corriente pase de circular a través de  $D1$  a circular por  $T4$ , cambiando la polaridad de  $v_a$ . Entonces, dentro de un ciclo de conmutación, la tensión  $v_a$  tiene un tiempo de encendido  $T_d - T_{st}$  [s] mayor que el tiempo de encendido de la señal moduladora  $k$ , lográndose así una tensión en los terminales de la carga mayor a la tensión modulada.

Describiendo la distorsión  $\Delta v_a$  sobre la tensión  $v_a$  en un ciclo de conmutación  $T_s$ , esta se puede expresar de acuerdo a

$$\Delta v_a = V_d \frac{T_d - T_{st}}{T_s} \text{signo}(i_a), \quad (2.8)$$

donde  $\text{signo}(i_a)$  corresponde a la función signo de  $i_a$ .

Extendiendo el análisis a las fases  $b$  y  $c$  y considerando el concepto de fasor espacial descrito en la sección 3.1, la tensión  $\mathbf{v}_s$  en por unidad aplicada en los terminales de la carga queda descrita según

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_s^* - \Delta \mathbf{v}_s \quad (2.9)$$

$$\Delta \mathbf{v}_s = \sqrt{3} \frac{T_d - T_{st}}{T_s} \text{sig}(\mathbf{i}_s), \quad (2.10)$$

donde la función  $\text{sig}(\mathbf{i}_s)$  se define como

$$\text{sig}(\mathbf{i}_s) = \frac{2}{3} \left[ \text{signo}(i_a) + \mathbf{a} \text{signo}(i_b) + \mathbf{a}^2 \text{signo}(i_c) \right]. \quad (2.11)$$

De las relaciones (2.9) y (2.10) se tiene que  $\mathbf{v}_s^*$  corresponde a la tensión modulada y  $\Delta \mathbf{v}_s$  a la distorsión por efecto del tiempo muerto normalizada de acuerdo a la normalización descrita en la sección 2.2.1. En la figura 2.8 se aprecia la representación gráfica de la relación (2.9).

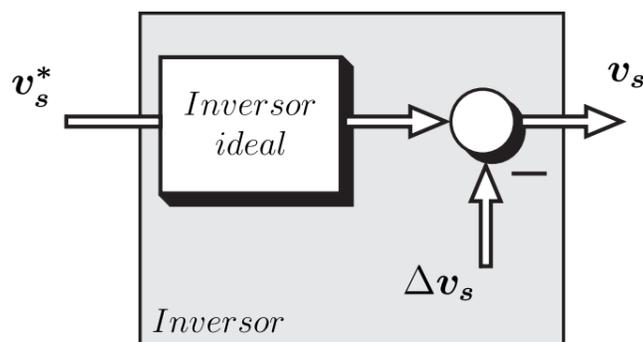
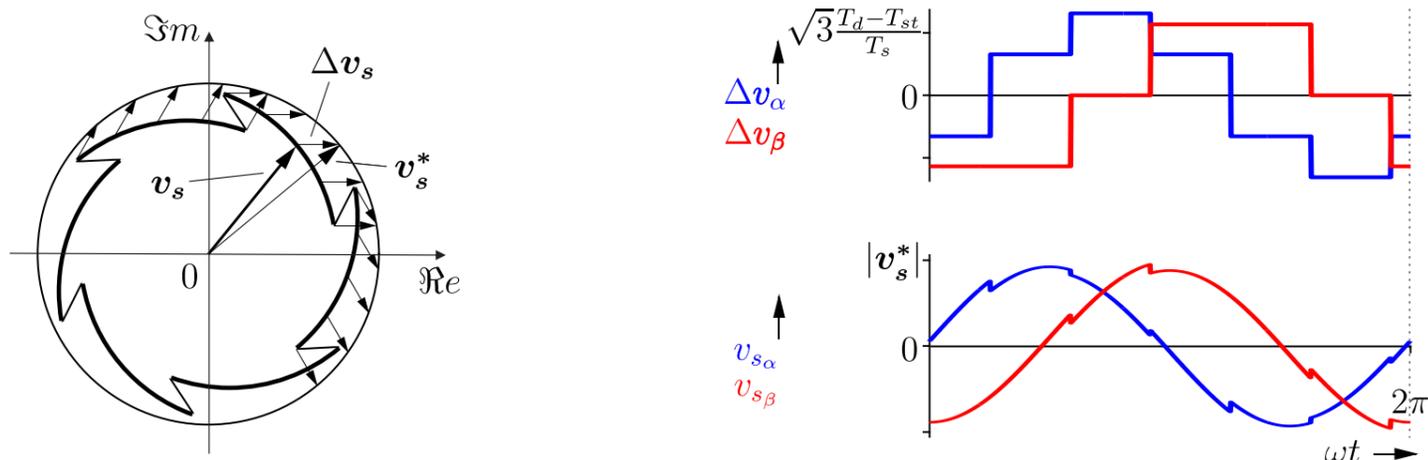


Figura 2.8: Diagrama de bloques del comportamiento del inversor.

La distorsión provocada por el tiempo muerto genera una deformación de la trayectoria del fasor espacial de la tensión modulada  $\mathbf{v}_s^*$  de acuerdo con la figura 2.9a.



(a) Distorsión de la trayectoria del fasor espacial de  $\mathbf{v}_s$  por el efecto del tiempo muerto.

(b) Formas de onda de las componentes de  $\Delta \mathbf{v}_s$  y  $\mathbf{v}_s^*$ .

Figura 2.9: Distorsión de  $\mathbf{v}_s$  por el efecto del tiempo muerto.

Esta deformación no lineal tiene su origen en la forma de onda de  $\Delta \mathbf{v}_s$  y se puede obtener a partir de las relaciones (2.10) y (2.11), donde se desprende que las componentes de  $\Delta \mathbf{v}_s$  están en función del ángulo  $\varphi$  del fasor espacial de corriente  $\mathbf{i}_s$  y estas se pueden apreciar en la figura 2.9b junto a las componentes resultantes de  $\mathbf{v}_s^*$ .

Como resultado de la introducción del tiempo muerto, el torque de origen eléctrico de una máquina controlada presenta oscilaciones indeseadas de seis veces (y sus múltiplos) la frecuencia fundamental. Esto puede generar una condición de inestabilidad en el funcionamiento de la máquina cuando esta tiene poca inercia y/o poca carga. Esta componente de seis veces la frecuencia fundamental en coordenadas sincrónicas proviene de la quinta y séptima armónica en coordenadas  $\alpha - \beta$ , presentes en las formas de onda de la figura 2.9b, con la quinta armónica girando en sentido contrario a la componente fundamental.

### 2.3.2. Efectos de conducción

La caída de tensión de los semiconductores, tanto de los diodos como de los IGBT, genera también una perturbación de la tensión modulada, haciendo que la tensión aplicada en los terminales de la carga sea diferente de  $\mathbf{v}_s^*$ , esta distorsión presenta características similares a la provocada por el tiempo muerto [5], presentando ambas un modelo similar, según se aprecia en la relación

$$\Delta \mathbf{v}_s = V_{th} \cdot sig(\mathbf{i}_s), \quad (2.12)$$

donde  $V_{th}$  corresponde a la tensión umbral de la característica de conducción de los semiconductores, suponiendo que tanto para el IGBT como para el diodo tienen el mismo valor. Para simplificar el análisis, la relación (2.12) no considera a la resistencia equivalente  $r_{th}$  anteriormente mencionada, ya que, como se verá en la siguiente sección, esta será considerada como parte de la resistencia de carga.

Para el caso de convertidores multinivel, esta distorsión puede llegar a ser incluso más importante que la provocada por el tiempo muerto haciendo necesario centrarse en el análisis de la caída de tensión en los semiconductores y en la compensación de la perturbación generada [6], pero para el caso de un convertidor de dos niveles, es el efecto del tiempo muerto el que cobra mayor relevancia, por lo que el estudio en detalle de la perturbación generada por los efectos de conducción no serán, en principio, parte de los alcances de este trabajo. Aun así, como se verá en la sección 2.3.3, la compensación del efecto del tiempo muerto utilizada para este trabajo compensará también la distorsión provocada por los efectos de conducción.

### 2.3.3. Compensación del tiempo muerto

Al emplear un convertidor a través de un sistema de control de corriente en lazo cerrado, si este presenta un ancho de banda lo suficientemente grande, el controlador será lo suficientemente rápido para reaccionar ante la perturbación introducida por el efecto del tiempo muerto, logrando mitigar este efecto a través de la modificación de la tensión de referencia para la modulación y lograr la corriente deseada. Idealmente, para una corriente sinusoidal en una carga lineal, se necesita aplicar una tensión sinusoidal, pero producto de la corrección realizada por el controlador de corriente, esta linealidad se pierde debido a la deformación en la forma de onda de la tensión de referencia.

En este trabajo se emplea un sistema de control por campo orientado que utiliza un determinado estimador de flujo de estator. Este estimador tiene como entrada a la corriente y a la tensión aplicada en los terminales de la máquina. La corriente es medida directamente a través de sensores, y la tensión proviene de la señal ajustada por los controladores ( $\mathbf{v}_s^*$ ). Debido a la deformación de la forma de onda de la tensión utilizada, esta perturbación se traspa al flujo estimado y a la orientación de campo.

Para disminuir la influencia negativa que el efecto del tiempo muerto genera sobre la estimación de flujo, es necesario compensar el tiempo muerto en el lazo de corriente con tal de eximir a los controladores de tener que modificar la tensión de referencia para compensar los cambios de corriente en la carga, permitiéndose alcanzar un mejor desempeño del estimador de flujo, una mayor estabilidad a bajas velocidades y mejorar la calidad del sistema de control.

Existen varias metodologías para compensar el tiempo muerto, algunas vía *software*, en la que la corrección se realiza a través de algoritmos programados en líneas de código en el programa de control, utilizando datos y parámetros fijos configurados con anterioridad. Por otro lado, están los métodos vía *hardware*, en los cuales se requiere de circuitos adicionales que puedan medir variables, como por ejemplo la tensión modulada en los terminales de la máquina. Algunos de estos circuitos son capaces de medir los cantos de subida y de bajada de la tensión aplicada, por lo que con la ayuda de un reloj de alta frecuencia se puede medir la diferencia de tiempo real entre el pulso  $k$  del modulador y la tensión  $v_a$  de la pierna. Siguiendo esta idea, es posible alterar el pulso  $k$  según el tiempo medido con tal de que el ancho de pulso de  $k$  y  $v_a$  sean exactamente iguales. Este método es abordado en detalle en la sección 4.5.3 *Dead-time compensation* de [2], describiendo una compensación que anula completamente el efecto del tiempo muerto, lográndose condiciones estables a bajas velocidades, incluso a velocidad cero.

El método de compensación utilizado en este trabajo será uno implementado vía *software*, siendo este, por un lado, conveniente debido a la simplicidad y bajo costo, al no usar elementos adicionales. Pero este beneficio va en desmedro de la calidad y desempeño del controlador cuando este opera a bajas velocidades, y a diferencia de la compensación vía *hardware*, este no permite controlar a velocidad cero, siendo este método de compensación del tiempo muerto una de las limitantes más relevantes del sistema de control por campo orientado con flujo de estator.

La idea base de la compensación del tiempo muerto está en anular la señal de distorsión  $\Delta\mathbf{v}_s$  incorporada naturalmente por el inversor, a través de una prealimentación de la variable estimada  $\Delta\hat{\mathbf{v}}_s$  con signo contrario en la salida de la tensión modulada  $\mathbf{v}_s^*$  con tal de lograr que esta señal sea igual a  $\mathbf{v}_s$ . Este concepto está representado gráficamente en el diagrama de bloques de la figura 2.10.

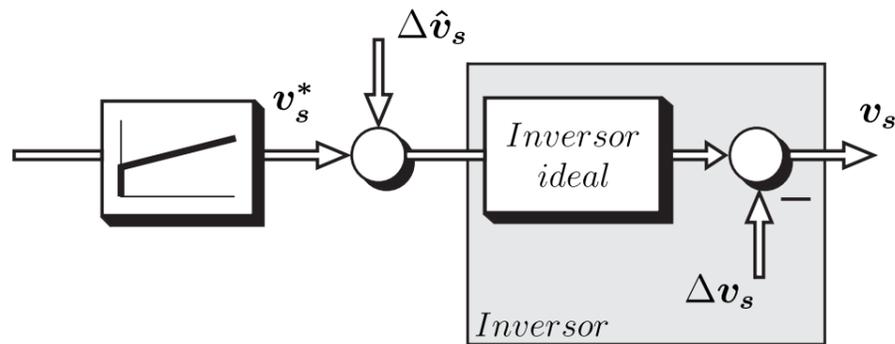


Figura 2.10: Diagrama de bloques de la compensación del tiempo muerto.

De acuerdo con la relación (2.10), la distorsión  $\Delta v_s$  provocada por el tiempo muerto depende del ángulo del fasor espacial de corriente  $i_s$ . Uno de los métodos para determinar la compensación de la figura 2.10 y el cual es utilizado en este trabajo, consiste en obtener el valor de las componentes de  $\Delta v_s$  para cada ángulo  $\varphi$  de  $i_s$  a partir de una sesión especial de medición y registro de estos valores, para posteriormente ser llamados por el programa principal con tal de ejecutar una compensación “en línea” del tiempo muerto [5].

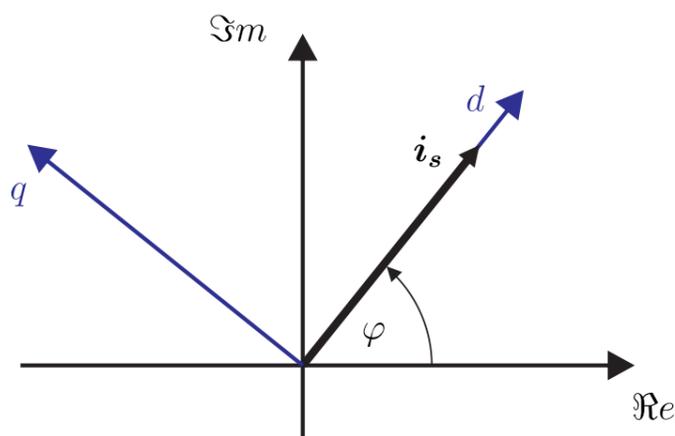
El fundamento del método se basa en que al aplicar una tensión de referencia continua  $v_s^*$  en la máquina a través de un inversor, una vez terminados los procesos transitorios, circulará una corriente  $i_s$  que se relaciona con la tensión de salida del inversor  $v_s$  según

$$v_s = r_{ss} i_s, \quad (2.13)$$

donde  $r_{ss}$  corresponde la resistencia equivalente “vista” por el inversor y corresponde a la suma de la resistencia  $r_s$  del estator de la máquina y la resistencia equivalente  $r_{th}$  del conjunto IGBT-diodo. De acuerdo con esto, relación (2.9) se puede reescribir como

$$v_s^* = r_{ss} i_s + \Delta v_s. \quad (2.14)$$

Si se impone una corriente  $i_s$  a través de un sistema de control de corriente orientado con la misma corriente  $i_s$  como se muestra en la figura 2.11, se tiene que  $i_s = i_{sd}$ .


 Figura 2.11: Sistema de referencia  $dq$  orientado con  $i_s$ .

Por lo tanto, al descomponer la relación (2.14) se obtiene

$$v_{sd}^* + jv_{sq}^* = r_{ss} i_{sd} + \Delta v_{sd} + j\Delta v_{sq}, \quad (2.15)$$

donde al igualar las partes reales e imaginarias a ambos lados de la igualdad se tiene que

$$v_{sd}^* = r_{ss} i_{sd} + \Delta v_{sd} \quad (2.16)$$

$$v_{sq}^* = \Delta v_{sq}. \quad (2.17)$$

Luego, si se aplican dos magnitudes de corriente de referencia distintas  $i_{sd1}^*$  y  $i_{sd2}^*$  con la misma orientación  $\varphi$ , se obtiene el sistema de ecuaciones

$$v_{sd1}^* = r_{ss} i_{sd1} + \Delta v_{sd1}|_{\varphi} \quad (2.18)$$

$$v_{sd2}^* = r_{ss} i_{sd2} + \Delta v_{sd2}|_{\varphi} \quad (2.19)$$

$$v_{sq1}^* = \Delta v_{sq}|_{\varphi} = v_{sq2}^*, \quad (2.20)$$

donde las tensiones de referencia  $v_{sd1}^*$ ,  $v_{sd2}^*$ ,  $v_{sq1}^*$  y  $v_{sq2}^*$  son conocidas a través del registro de las actuaciones de los controladores de corriente. Resolviendo el sistema de ecuaciones, se obtiene que

$$\Delta v_{sd}|_{\varphi} = \frac{v_{sd1}^* i_{sd2} - v_{sd2}^* i_{sd1}}{i_{sd2} - i_{sd1}} \quad (2.21)$$

$$\Delta v_{sq}|_{\varphi} = v_{sq1}^* = v_{sq2}^* \quad (2.22)$$

$$r_{ss} = \frac{v_{sd1} - v_{sd2}}{i_{sd1} - i_{sd2}}, \quad (2.23)$$

donde de la relación (2.23) se puede obtener la resistencia equivalente del conjunto inversor-máquina, y de las relaciones (2.21) y (2.22) se obtienen las componentes  $dq$  del tiempo muerto para el ángulo  $\varphi$ . Realizando este mismo procedimiento para un barrido de  $\varphi$  entre 0 y  $2\pi$  y posteriormente realizando una transformación del sistema de coordenadas a un sistema de referencia  $\alpha - \beta$  fijo al estator, se contruyen las curvas de las componentes  $\Delta v_{\alpha}$  y  $\Delta v_{\beta}$  de la perturbación producida por el tiempo muerto, cuyas formas de onda en función del ángulo  $\varphi$  de la corriente  $i_s$  se pueden apreciar en la figura 2.12.

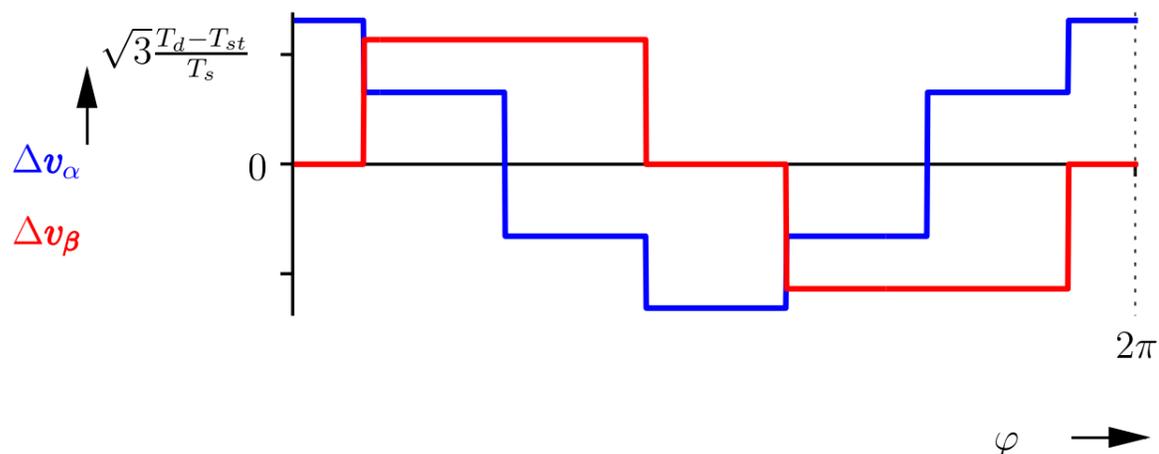


Figura 2.12: Componentes de la perturbación del tiempo muerto en función del ángulo  $\varphi$  de la corriente.

Finalmente, los valores de las componentes de  $\Delta \mathbf{v}_s$  son almacenados en una tabla. Luego, con el sistema de control en funcionamiento, se determina el ángulo  $\varphi$  de la corriente, con el cual se va a la tabla mencionada, se obtienen los valores de  $\Delta v_{\alpha}$  y  $\Delta v_{\beta}$  y se realiza la compensación “en línea” sobre las respectivas componentes de  $\mathbf{v}_s^*$ .

---

## Fundamento teórico de la máquina de inducción

Las características constructivas de la máquina de inducción, la simetría espacial en la distribución de sus devanados y la simetría temporal en el sistema de corrientes que circula por estos, generan una fuerza magnetomotriz  $f_{mm}$  resultante a lo largo del entrehierro que puede ser modelada como una distribución sinusoidal, la cual se desplaza espacialmente de acuerdo al concepto de campo giratorio [7].

Una manera conveniente de representar las variaciones espaciales de distribuciones sinusoidales de fuerza magnetomotriz y enlaces de flujo es mediante el llamado fasor espacial. Esta expresión matemática de tipo variable compleja permite relacionar un efecto espacial resultante a partir de las variables temporales que lo originan, donde se conserva la información referente a la amplitud y el desplazamiento rotacional con respecto a un eje de referencia del sistema de coordenadas.

El uso de variables complejas en forma de fasores espaciales que se relacionan para determinar un modelo dinámico basado en las ecuaciones naturales de la máquina de inducción permite evaluar de manera eficiente el comportamiento de esta y realizar un sistema de control de gran respuesta dinámica.

En el presente capítulo se aborda el desarrollo teórico que permite plantear las ecuaciones que modelan la máquina de inducción, iniciando por el concepto de fasor espacial, su relación directa con la componente simétrica de secuencia positiva de los valores instantáneos, y su representación como entes espaciales de variables eléctricas y magnéticas, que luego se combinan a través de las ecuaciones de equilibrio eléctricas como lo son la ley de Faraday, ley de Ohm y la definición de flujo enlazado. Posteriormente, se define el concepto de transformación de coordenadas y como esta determina las componentes que conforman a los distintos fasores espaciales, en el que se pasa de un sistema trifásico a uno bifásico equivalente pudiendo también, expresar el sistema de ecuaciones que describen a la máquina bajo un sistema de referencia común. Esto se hace necesario debido a que las variables propias del estator se encuentran originalmente definidas en un sistema de referencia fijo al estator. Por otro lado, las variables propias del rotor se encuentran originalmente definidas en un sistema de referencia giratorio cuya velocidad con respecto al estator está definida por la velocidad del eje mecánico de la máquina. Luego se presenta la relación que determina el comportamiento del sistema mecánico, completando así un sistema dinámico en el que se representan al estator, rotor y cadena cinemática. Finalmente, a través de los valores base del sistema, se presenta un modelo normalizado que facilita su manipulación para el tratamiento del diseño del sistema de control, además del dimensionamiento de ciertas constantes.

### 3.1. El fasor espacial [7]

Al circular una corriente por un devanado se genera una distribución de fuerza magnetomotriz a lo largo del entrehierro. Dicha  $f_{mm}$  está asociada a una densidad de corriente y la relación de esta última con la representación del fasor espacial de corriente se muestra en la figura 3.1, donde se establece que, dada la posición fija del devanado  $a - a'$ , la corriente  $i_a$  que circula por él genera un fasor espacial alineado con el eje magnético de esta fase, que de ahora en adelante se establecerá como de referencia, por lo que  $i_{sa} = i_a$ .

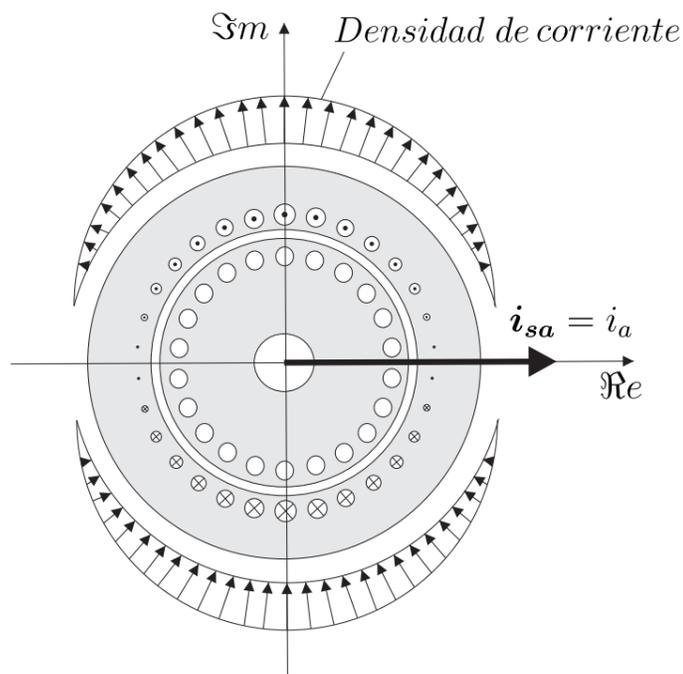


Figura 3.1: Distribución de densidad de corriente generado a partir de la corriente en el devanado  $a - a'$ .

Si se extiende el análisis para el caso de un sistema de tres bobinas desplazadas espacialmente en  $120^\circ$  que a la vez es excitado por un sistema de corrientes simétricas desfasadas temporalmente en  $120^\circ$  se obtiene una distribución de  $f_{mm}$  giratoria. El fasor espacial de corriente para este caso se obtiene a partir de la contribución de cada corriente y su orientación espacial respectiva de acuerdo con

$$i_s = \frac{2}{3}(i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c), \quad (3.1)$$

con  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

El valor  $\frac{2}{3}$  que escala la relación de corrientes asegura que la proyección del fasor espacial  $i_s$  sobre el eje magnético alineado con la fase  $a$  es igual al valor instantáneo de corriente  $i_a$ . Este hecho no es arbitrario, ya que  $i_s$  también puede ser interpretado como un fasor espacial de corriente generado por un sistema de dos devanados desplazados en  $90^\circ$  alimentado por un sistema de corrientes adecuado, por lo que la parte real de  $i_s$  debe ser la misma en ambos casos. Teniendo esto en cuenta se puede visualizar a  $i_s$  en un instante determinado y la relación fasorial existente con las corrientes instantáneas en la figura 3.2.

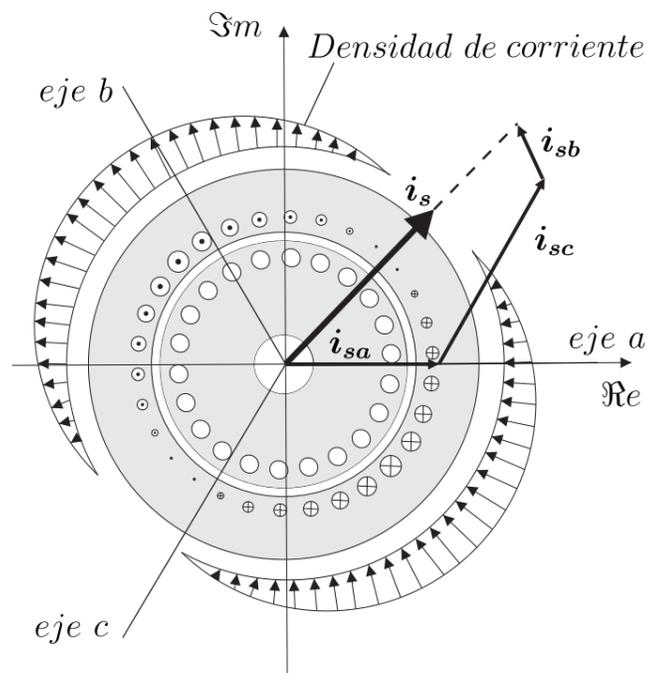


Figura 3.2: Distribución de densidad de corriente resultante generada a partir de la corriente en los devanados  $a - a'$ ,  $b - b'$  y  $c - c'$ .

De la figura también es posible apreciar que el valor instantáneo de cada corriente corresponde a la proyección de  $\mathbf{i}_s$  en su respectivo eje magnético de acuerdo con

$$i_a = \Re\{\mathbf{i}_s\} \quad (3.2)$$

$$i_b = \Re\{\mathbf{a}^2 \mathbf{i}_s\} \quad (3.3)$$

$$i_c = \Re\{\mathbf{a} \mathbf{i}_s\}. \quad (3.4)$$

Por otro lado, en [7] se plantean las ecuaciones de equilibrio para cada devanado en las cuales existen términos que evidencian acoplamientos inductivos entre estos. Con el fin de simplificar el tratamiento de las ecuaciones del sistema, a través de la búsqueda de un sistema con ecuaciones desacopladas, se recurre a las componentes simétricas

$$\begin{pmatrix} \mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{i}_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \mathbf{a} & \mathbf{a}^2 \\ 1 & \mathbf{a}^2 & \mathbf{a} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}. \quad (3.5)$$

Estas componentes simétricas (variables de tipo compleja) están definidas sobre los valores instantáneos de las corrientes por lo que la componente simétrica de secuencia negativa es igual al valor conjugado de la componente de secuencia positiva ( $\mathbf{i}_2 = \mathbf{i}_1^*$ ), esto junto con el hecho de que para una máquina conectada en delta o en estrella con neutro flotante ( $\mathbf{i}_0 = 0$ ) permite describir el sistema a través de una sola corriente compleja

$$\mathbf{i}_1 = \frac{1}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c). \quad (3.6)$$

Debido a la similitud entre la forma del fasor espacial de corriente (3.1) y la componente simétrica de secuencia positiva de los valores instantáneos de las corrientes ( $\mathbf{i}_s = 2\mathbf{i}_1$ ) es posible reinterpretar al fasor espacial como este último, o de manera equivalente, asignarle la interpretación física del fasor espacial a  $\mathbf{i}_1$ .

Esta relación permite aprovechar la simplificación en el tratamiento de las ecuaciones que introducen las componentes simétricas de los valores instantáneos asociándolas a entes espaciales.

Ya que se redujo el sistema original descrito por tres ecuaciones a uno descrito por una ecuación definida por la componente simétrica de secuencia positiva y posteriormente por el fasor espacial, es

necesario definir también los fasores espaciales de las demás variables existentes en las ecuaciones de equilibrio de los devanados, definiéndose el fasor espacial de tensión

$$\mathbf{v}_s = \frac{2}{3}(v_a + \mathbf{a}v_b + \mathbf{a}^2v_c) \quad (3.7)$$

y el fasor espacial de flujo enlazado

$$\boldsymbol{\psi}_s = \frac{2}{3}(\psi_a + \mathbf{a}\psi_b + \mathbf{a}^2\psi_c). \quad (3.8)$$

## 3.2. Modelo de la máquina de inducción

Para elaborar un modelo de la máquina es necesario plantear las ecuaciones de equilibrio eléctricas de los devanados de estator y rotor, las cuales relacionan tensión, corriente y enlace de flujo a través de ecuaciones complejas. Luego, se plantean las ecuaciones de flujo enlazado, las cuales relacionan estos flujos con las corrientes de la máquina. Finalmente, se plantea la ecuación de equilibrio mecánica, la cual define la dinámica de la velocidad del eje mecánico de la máquina y relaciona el momento de origen eléctrico con variables eléctricas y magnéticas. Con esto, se tiene un sistema de tantas ecuaciones como variables, conformando así el modelo de la máquina de inducción.

### 3.2.1. Modelo de estator

Como se mencionó anteriormente, el fasor espacial de corriente resultante obtenido a partir del sistema trifásico podría ser igualmente logrado a partir de un sistema bifásico simétrico equivalente, por lo que la composición de este estaría determinada, al igual que para el caso trifásico, por el valor instantáneo de cada corriente y su orientación espacial respectiva de acuerdo con

$$\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}. \quad (3.9)$$

La representación esquemática de los sistemas simétricos de la figura 3.3, la cual representa el estado de las corrientes en un tiempo  $t_0$  arbitrario en que  $i_a(t_0) > 0$ ,  $i_b(t_0) > 0$  y  $i_c(t_0) < 0$ , muestra la construcción del mismo fasor espacial  $\mathbf{i}_s$  a partir de un sistema de corrientes desfasadas en  $90^\circ$  que alimenta dos bobinas ortogonales cuyos ejes magnéticos están alineados con el eje real e imaginario del plano complejo.

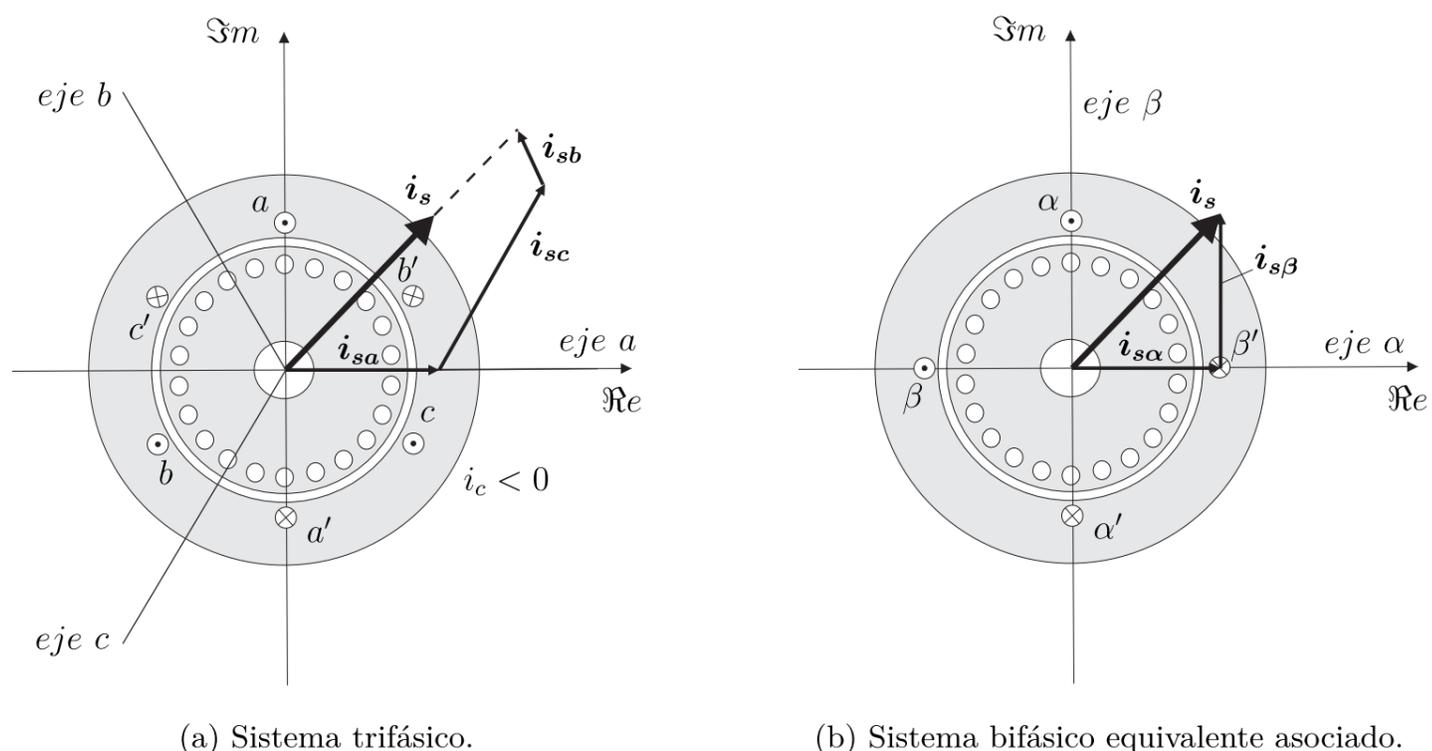


Figura 3.3: Generación del mismo fasor espacial de corriente a partir de diferentes sistemas simétricos.

Esta representación es bastante conveniente, ya que se logra reducir el número de ecuaciones del sistema. Además, como los ejes magnéticos de los devanados se encuentran en cuadratura, un flujo producido por un devanado no es enlazado por el otro, por lo que no están acoplados magnéticamente.

Al aplicar la ley de Faraday a cada devanado, y considerando la caída de tensión producida en la resistencia por fase  $R_s$  del estator, se tienen las relaciones (3.10) y (3.11), las cuales están referidas en un sistema fijo al estator.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.10)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.11)$$

Los fasores espaciales de flujo enlazado y tensión se redefinen de manera análoga a (3.9) generando así la relación

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (3.12)$$

que representa al devanado del estator.

### 3.2.2. Modelo de rotor

El rotor de una máquina asincrónica, para que esta sea llamada máquina de inducción, puede ser de tipo jaula de ardilla o de rotor devanado en el que es posible cortocircuitar sus terminales. Al circular corriente por el estator se genera un flujo, el cual es enlazado por las bobinas del rotor y, como este se encuentra en cortocircuito, la ley de Lenz establece que en el rotor se genera un sistema de corrientes tal que a la vez genera un flujo  $\boldsymbol{\psi}_r$  que tiende a anular la causa que lo produce.

El sistema simétrico de corrientes generado por el rotor consiste en uno trifásico en caso de ser rotor devanado, o uno de tantas corrientes como barras tenga la jaula en caso de ser rotor jaula de ardilla. Al igual que el caso del estator, el rotor puede reinterpretarse como un sistema de dos devanados ortogonales por el cual circula un sistema de corrientes que generan el fasor espacial de corriente del rotor según la relación (3.13), la cual se encuentra definida en un sistema de referencia fijo al rotor.

$$\mathbf{i}_r = i_D + j i_Q \quad (3.13)$$

La representación esquemática de los devanados equivalentes de estator y rotor se aprecia en la figura 3.4, donde se muestran los ejes magnéticos  $d$  y  $q$  en cuadratura, fijos al rotor, relacionados con las bobinas por las cuales circulan las corrientes  $i_D$  y  $i_Q$ , respectivamente. El desplazamiento angular entre los ejes  $d$  y  $\alpha$ , también definido como el desplazamiento angular del rotor con respecto al estator, está determinado por el ángulo  $\gamma$ .

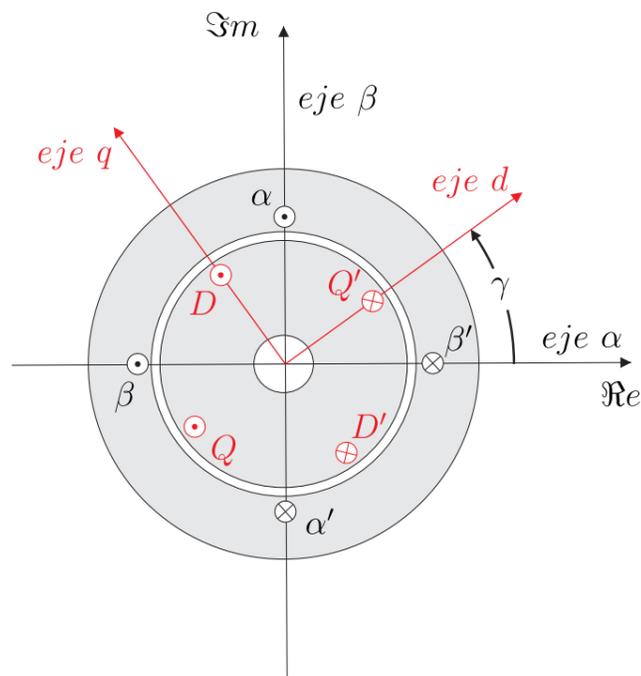


Figura 3.4: Sistema bifásico equivalente para los devanados de estator y rotor.

Análogo al caso del estator, se define el fasor espacial de flujo del rotor como  $\psi_r = \psi_D + j\psi_Q$ . Al aplicar la ley de Faraday a cada devanado y, considerando la caída de tensión producida en la resistencia equivalente por fase  $R_r$  del rotor, se obtienen relaciones para cada devanado, con las que finalmente se construye la relación

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (3.14)$$

que representa al devanado del rotor, donde el término correspondiente a  $\mathbf{v}_r$  ha sido igualado a 0 producto del cortocircuito de este devanado.

### 3.2.3. Ecuaciones de flujo

El flujo enlazado por cada devanado se puede relacionar con los fasores espaciales de corriente a través de las inductancias de la máquina, las cuales conservan la información de la geometría del sistema de devanados y propiedades magnéticas del yugo. La relación

$$\psi_s = L_s \mathbf{i}_s + L_{sr} \mathbf{i}_r e^{j\gamma}, \quad (3.15)$$

referida a un sistema fijo al estator, muestra la conformación del flujo enlazado del estator a partir de los fasores espaciales de corriente [7], donde  $L_s = L_{\sigma 1} + L_{G1}$ , en la que  $L_{\sigma 1}$  corresponde a la inductancia de dispersión,  $L_{G1}$  corresponde a la inductancia propia de campo giratorio del devanado del estator y  $L_{sr}$  corresponde a la inductancia mutua de campo giratorio entre el devanado del rotor y del estator.

Debido a que  $\mathbf{i}_r$  fue definido con respecto a un sistema de coordenadas fijo al rotor y este se encuentra relacionado con variables referidas a un sistema fijo al estator, es necesario considerar el desplazamiento de los devanados del rotor, que se encuentran fijos a este de acuerdo a la figura 3.4. El estator “ve” a  $\mathbf{i}_r$  desplazado en  $\gamma$  radianes con respecto al sistema  $\alpha - \beta$ , por lo que es necesario incluir este desplazamiento positivo como  $e^{j\gamma}$  con tal de generar una relación en que sus variables se rijan bajo el mismo sistema de referencia.

De igual manera, la relación

$$\psi_r = L_r \mathbf{i}_r + L_{rs} \mathbf{i}_s e^{-j\gamma}, \quad (3.16)$$

referida a un sistema de coordenadas fijo al rotor, muestra la conformación del flujo enlazado del rotor a partir de las corrientes del sistema, donde  $L_r$  corresponde a la inductancia propia de campo giratorio del devanado del rotor y  $L_{rs}$  corresponde a la inductancia mutua de campo giratorio entre el devanado del estator y del rotor.

Este vez, como la relación incluye una variable originalmente referida a un sistema fijo al estator, es necesario agregar el desplazamiento en la orientación espacial a través del término  $e^{-j\gamma}$  con tal de ser representada en el sistema  $d - q$ .

### 3.3. Transformación de sistemas de coordenadas

Un fasor espacial definido en un sistema de coordenadas determinado puede ser referido a otro sistema de coordenadas cualquiera si se considera el desplazamiento entre los ejes de referencia de los sistemas. En el caso de las relaciones (3.15) y (3.16) se consideró al ángulo  $\gamma = \gamma(t)$  como el desplazamiento entre los sistemas de ejes, que para el caso en que el rotor se encuentre girando a una velocidad  $\omega$  constante se tendría que  $\gamma = \omega t - \gamma_0$ .

Un sistema de coordenadas arbitrario se muestra en la figura 3.5, donde el desplazamiento de este con respecto al sistema  $\alpha - \beta$  fijo al estator es  $\gamma_k = \gamma_k(t)$ . También se define al fasor espacial  $\mathbf{A}$  desplazado en un ángulo  $x$  con respecto al estator, por lo que  $\mathbf{A} = Ae^{jx}$ .

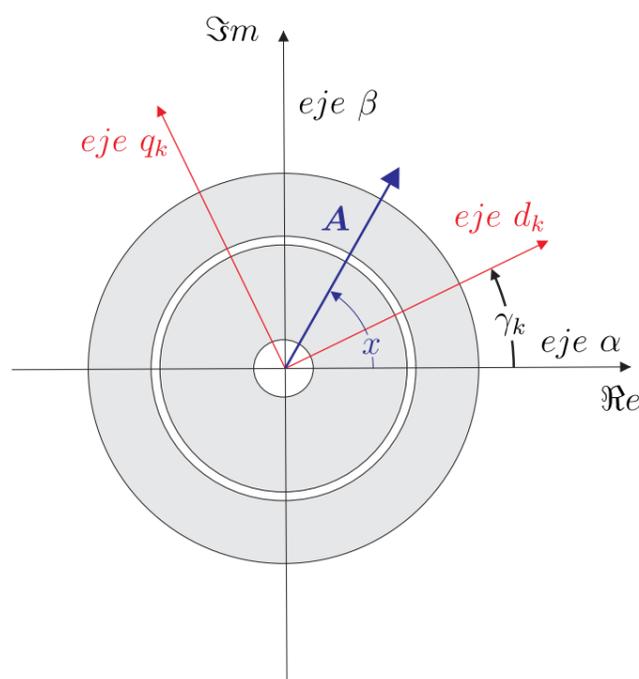


Figura 3.5: Esquema de transformación del sistema de coordenadas.

Por definición, el ángulo de desplazamiento  $\gamma_k$  se relaciona con la velocidad de giro  $\omega_k$  relativa al estator según

$$\gamma_k(t) = \int_0^t \omega_k dt + \gamma_k(0). \quad (3.17)$$

Por lo tanto, al representar el fasor espacial  $\mathbf{A}$  referido al sistema de referencia arbitrario  $d_k - q_k$  se obtiene la expresión

$$\mathbf{A}^{(k)} = Ae^{j(x-\gamma_k)} = \mathbf{A}e^{-j\gamma_k}. \quad (3.18)$$

Donde la notación  $\mathbf{A}^{(k)}$  expresa al fasor espacial  $\mathbf{A}$  referido al sistema  $k$ . Entonces, se puede reescribir al fasor espacial como la amplitud  $A$  desplazada en un ángulo  $x - \gamma_k$  respecto del eje de referencia  $d_k$  del nuevo sistema o simplemente como un desplazamiento espacial en un ángulo  $-\gamma_k$  del fasor espacial referido al antiguo sistema de coordenadas.

### 3.3.1. Ecuaciones en un sistema de referencia común

Si se redefinen las relaciones (3.12) y (3.14) a un sistema de coordenadas común  $d_k - q_k$ , de acuerdo con la transformación expresada en (3.18), se debe multiplicar cada fasor espacial por  $e^{-j\gamma_k}$ . Y según la definición entregada en (3.17) se tiene que  $\frac{d\gamma_k}{dt} = \omega_k$ , por lo que se obtienen las relaciones (3.19) y (3.20) como las ecuaciones que describen a la máquina referidas a un sistema de referencia arbitrario común.

$$\mathbf{v}_s^{(k)} = R_s \mathbf{i}_s^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{(k)}}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s^{(k)} \quad (3.19)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} \quad (3.20)$$

Es importante mencionar que los términos  $\frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{(k)}}{dt}$  y  $\frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}}{dt}$  representan a una componente de la tensión inducida producida por la variación temporal del flujo enlazado “visto” desde el sistema de coordenadas  $d_k - q_k$ , mientras que los términos  $\omega_k \boldsymbol{\psi}_s^{(k)}$  y  $(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_r^{(k)}$  representan a una componente de la tensión inducida producida por la variación de la orientación espacial relativa entre los sistemas de referencia de cada devanado y el sistema de referencia común.

Si se aplica la misma transformación (3.18) a las relaciones (3.15) y (3.16) se obtienen las relaciones (3.21) y (3.22) como las ecuaciones de flujo enlazado referidas a un sistema de referencia arbitrario común.

$$\boldsymbol{\psi}_s^{(k)} = L_s \mathbf{i}_s^{(k)} + L_{sr} \mathbf{i}_r^{(k)} \quad (3.21)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r^{(k)} = L_r \mathbf{i}_r^{(k)} + L_{rs} \mathbf{i}_s^{(k)} \quad (3.22)$$

En adelante, se omitirá la notación establecida, expresando a los fasores espaciales simplemente como  $\mathbf{A}$  en lugar de  $\mathbf{A}^{(k)}$  debido a que, si se quieren evitar los superíndices que representan desplazamientos, los fasores espaciales deben estar expresados por las componentes adecuadas, siendo consistente al sistema de referencia común, obteniendo así ecuaciones en que todas sus variables están definidas bajo un mismo sistema de coordenadas.

Las relaciones (3.21) y (3.22) se expresan de manera alternativa según

$$\boldsymbol{\psi}_s = \sigma L_s \mathbf{i}_s + k_r \boldsymbol{\psi}_r \quad (3.23)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = \sigma L_r \mathbf{i}_r + k_s \boldsymbol{\psi}_s, \quad (3.24)$$

donde  $k_r = \frac{L_{sr}}{L_r}$  corresponde al factor de acoplamiento del devanado del rotor,  $k_s = \frac{L_{rs}}{L_s}$  al factor de acoplamiento del devanado del estator, y  $\sigma = 1 - k_s k_r$  al coeficiente de dispersión total. Estas nuevas expresiones, en donde se relaciona a los flujos enlazados con la corriente del devanado propio y el flujo enlazado por el otro, resultan ser convenientes para el desarrollo de los esquemas de control.

### 3.4. Ecuación de equilibrio mecánico

El comportamiento dinámico del movimiento del rotor de la máquina se define al aplicar la segunda ley de Newton sobre el eje mecánico según

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - T_L, \quad (3.25)$$

donde  $J$  corresponde al momento de inercia del sistema mecánico,  $\omega_{mec}$  a la velocidad angular mecánica del eje,  $T_e$  al momento de origen eléctrico y  $T_L$  al momento de la carga.

El momento de origen eléctrico se relaciona con los fasores espaciales de corriente y flujo [7], de acuerdo con

$$T_e = -\frac{3}{2}p \Im\{\psi_s i_s^*\}. \quad (3.26)$$

Para el caso de una máquina con  $p$  pares de polos, se reescribe la velocidad del eje mecánico como  $\frac{\omega}{p}$ , donde  $\omega$  corresponde a la velocidad angular del eje en  $\frac{rad}{s}$  y es igual a  $p\omega_{mec}$  [8], con el objetivo de normalizarla al modelo de una máquina equivalente como la de la figura 3.4, la cual presenta un par de polos, y así ser consistente con las velocidades y frecuencias angulares de las ecuaciones anteriormente determinadas. Con esto se obtiene la relación

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = -\frac{3}{2}p \Im\{\psi_s i_s^*\} - T_L, \quad (3.27)$$

que representa al sistema mecánico de la máquina de inducción.

### 3.5. Modelo normalizado

Para efectos analíticos y para facilitar el tratamiento de los esquemas de los sistemas de control, es conveniente expresar las relaciones que modelan a la máquina de inducción en un sistema por unidad, a través de la definición de valores base como se muestra a continuación.

$V_b$  : Valor *peak* de la tensión nominal de fase.  
 $I_b$  : Valor *peak* de la corriente nominal de línea.  
 $f_b$  : Frecuencia nominal.

A partir de estos tres valores se definen los demás valores base.

$\omega_b = 2\pi f_b$  : Frecuencia angular base  
 $Z_b = V_b/I_b$  : Impedancia base  
 $L_b = Z_b/\omega_b$  : Inductancia base  
 $\psi_b = L_b I_b = V_b/\omega_b$  : Flujo enlazado base  
 $S_b = 3/2 V_b I_b$  : Potencia aparente base  
 $T_b = p S_b / \omega_b = 3/2 p \psi_b I_b$  : Momento base

Al normalizar relación (3.27) de equilibrio mecánico aparece la constante de inercia  $H$ , definida según

$$H = \frac{\frac{1}{2} J \left( \frac{\omega_b}{p} \right)^2}{S_b}. \quad (3.28)$$

Para el caso de analizar los devanados de estator y rotor bajo la teoría de los dos ejes, las inductancias  $l_{sr}$  y  $l_{rs}$  son iguales, por lo que se define una única inductancia mutua  $l_m$ .

Finalmente, se obtiene el sistema de ecuaciones que describe un modelo normalizado referido a un sistema de coordenadas común.

$$\mathbf{v}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{d\tau} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s \quad (3.29)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{d\tau} + j(\omega_k - \omega) \boldsymbol{\psi}_r \quad (3.30)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r \quad (3.31)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = l_r \mathbf{i}_r + l_m \mathbf{i}_s \quad (3.32)$$

$$2H\omega_b \frac{d\omega}{d\tau} = -\Im\{\boldsymbol{\psi}_s \mathbf{i}_s^*\} - T_L \quad (3.33)$$

Donde  $\tau = \omega_b t$  corresponde al tiempo normalizado, el cual se ha definido por conveniencia al momento de reducir términos.

---

## Control por campo orientado con enlace de flujo de estator

A partir del modelo expuesto en el capítulo anterior es posible describir el comportamiento de la máquina de inducción con un mínimo de ecuaciones y variables a través de una formulación de estado usando variables de estado convenientes, que son elegidas según el problema en cuestión [9].

Dado que las variables corresponden a fasores espaciales definidos en un sistema de coordenadas arbitrario, se tiene la alternativa de elegir un sistema de coordenadas cuyo eje de referencia (eje  $d$ ) esté alineado con el flujo escogido como variable de estado. Este hecho es el motivo por el cual este sistema de control es denominado control por campo orientado y resulta conveniente, ya que –en el contexto de control *sensorless*– permite obtener una relación simple para calcular la velocidad del eje mecánico de la máquina.

En el presente capítulo se explican los criterios para elegir las variables de estado, ecuaciones y modelos de estimadores que sean consistentes con un sistema de control vectorial de tipo *sensorless*. Se exponen las limitaciones del modelo, junto con medidas o adecuaciones que ayuden a superar total o parcialmente algunas de estas, con tal de conservar un buen desempeño en el sistema de control. Finalmente se plantean los esquemas de control para los lazos internos de corriente y los lazos de flujo y velocidad.

## 4.1. Variables de estado

De las cuatro variables  $i_s$ ,  $i_r$ ,  $\psi_s$  y  $\psi_r$  candidatas a ser variables de estado del subsistema electromagnético solo se eligen dos, debido a que las otras variables restantes se pueden obtener a partir de combinaciones lineales entre las anteriores utilizando las relaciones (3.21)-(3.24).

En los sistemas de control de máquinas implementados a través de un convertidor se modifica la tensión para actuar sobre las corrientes, por lo que muchos de los esquemas de control contienen lazos de corriente anidados, entonces es conveniente elegir alguna corriente como variable de estado. Dado que la corriente de rotor  $i_r$  no es medible en el caso de rotores de tipo jaula de ardilla, no es práctico escogerla, por lo tanto es conveniente elegir a la corriente de estator  $i_s$  como una de las variables de estado del sistema.

Para determinar si se elige al flujo enlazado de estator o rotor como la siguiente variable de estado es necesario evaluar cada caso y determinar si existe alguno que sea más apto para este tipo de control específico.

En caso de no medir el flujo directamente, es necesario recurrir a estimadores basados en las ecuaciones de la máquina con las cuales se calcula el módulo y posición angular de dicho flujo. Para el caso de elegir a  $\psi_r$  como la segunda variable de estado se obtienen las ecuaciones (4.1) y (4.2) a partir de las cuales se construye el sistema de control [9].

$$\tau'_\sigma \frac{di_s}{d\tau} + i_s = -j\omega_k \tau'_\sigma i_s + \frac{k_r}{r_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_r + \frac{1}{r_\sigma} v_s \quad (4.1)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{d\tau} + \psi_r = -j(\omega_k - \omega) \tau_r \psi_r + l_m i_s \quad (4.2)$$

Donde  $\tau'_\sigma = \frac{\sigma l_s}{r_\sigma}$  corresponde a la constante de tiempo transitoria de estator,  $r_\sigma = r_s + k_r^2 r_r$  a una resistencia equivalente y  $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$  a la constante de tiempo de rotor.

El estimador de  $\psi_r$  se obtiene considerando un sistema de coordenadas fijo al estator ( $\omega_k = 0$ ), con el cual la relación (4.2) se simplifica de la siguiente manera:

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{d\tau} + \psi_r = j\omega \tau_r \psi_r + l_m i_s. \quad (4.3)$$

Resolviendo la ecuación (4.3) se determina a  $\hat{\psi}_r$ <sup>1</sup>. En la figura 4.1 se representa de manera gráfica el modelo de estimador del flujo de rotor en coordenadas de estator.

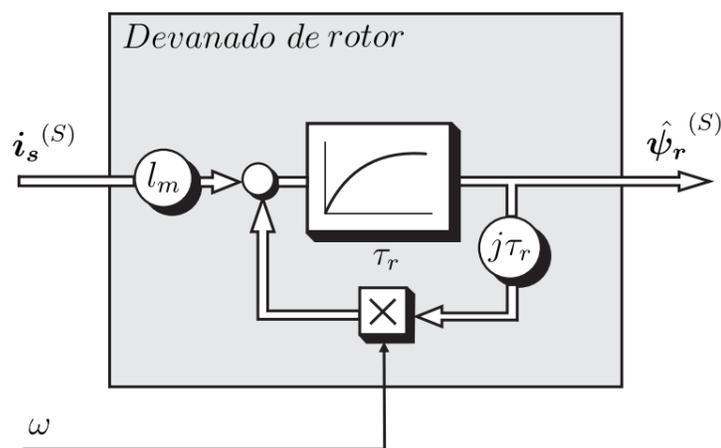


Figura 4.1: Diagrama de bloques asociado a la relación (4.3).

<sup>1</sup>Desde aquí en adelante se utilizará la notación  $\hat{a}$  para señalar la estimación de una variable  $a$  cualquiera

Una vez obtenido  $\hat{\psi}_r$  a partir del estimador es posible determinar  $\hat{\psi}_s$  o, mejor aún, desarrollar un sistema de control por campo orientado con  $\psi_r$  cuyo esquema de control presenta una gran simplicidad, el cual tiene los canales de torque y flujo desacoplados [1], [10], semejante al caso de una máquina de corriente continua.

Pero, según se puede apreciar en la figura 4.1 el estimador de flujo de rotor tiene como entrada a la velocidad  $\omega$  del rotor, y es por este motivo que el sistema de control por campo orientado con  $\psi_r$  no es preferido para sistemas de control de tipo *sensorless*.

Consecuentemente, se elige al flujo enlazado de estator  $\psi_s$  como la segunda variable de estado. En la sección 4.2 se verá que si bien el esquema de control resulta algo más complejo que en el caso de elegir a  $\psi_r$  como variable de estado, este sí es compatible con este sistema de control en el caso de no medir el flujo directamente.

Como representante del sistema mecánico se elige como variable de estado a la velocidad  $\omega$  del eje. Finalmente, con esta y las dos anteriores se construye un sistema dinámico no lineal de tercer orden con  $i_s$ ,  $\psi_s$  y  $\omega$  como las variables de estado del sistema.

## 4.2. Estimadores y ecuaciones del sistema

A partir de la elección de  $i_s$  y  $\psi_s$  como variables de estado se obtienen las relaciones (4.4) y (4.5) derivadas del modelo inicial [9]. Estas relaciones deben aportar la información referida a la dinámica del sistema, definiendo la planta que modela a la máquina de inducción y generando los estimadores de flujo y velocidad, y posteriormente diseñar el controlador.

$$\tau'_{sr} \frac{di_s}{d\tau} + i_s = -j(\omega_k - \omega)\tau'_{sr}i_s + \frac{1}{r_{sr}} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_s + \frac{1}{r_{sr}} v_s \quad (4.4)$$

$$\frac{d\psi_s}{d\tau} = -j\omega_k \psi_s - r_s i_s + v_s \quad (4.5)$$

Donde  $\tau'_{sr} = \frac{\sigma l_s}{r_{sr}}$  y  $r_{sr} = r_s + \frac{l_s}{l_r} r_r$ .

De la relación (4.5) se puede apreciar que aparece el término  $v_s$  en la ecuación de flujo, lo cual no es conveniente, ya que  $v_s$  es utilizado para actuar sobre el lazo interno de corriente y ya que, como se verá más adelante, la corriente será utilizada para actuar sobre el lazo interno de flujo, es preferible, para efectos de control, establecer una relación para el flujo que dependa solo de  $i_s$  y del mismo enlace de flujo. Aun así, la relación (4.5) permitirá determinar la estructura básica del estimador de  $\psi_s$ .

Una alternativa para solucionar el problema anteriormente descrito es elegir las relaciones (4.1) y (4.2) y expresar al flujo enlazado de rotor en función de las variables de estado de acuerdo con la solución para  $\psi_r$  de la ecuación (3.23), obteniendo las relaciones (4.6) y (4.7), las cuales son más convenientes para efectos de control [1].

$$\tau'_\sigma \frac{di_s}{d\tau} + \left( 1 + \frac{\tau'_\sigma}{\tau_r} \right) i_s = -j(\omega_k - \omega)\tau'_\sigma i_s + \frac{1}{r_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_s + \frac{1}{r_\sigma} v_s \quad (4.6)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_s}{d\tau} + \psi_s = -j(\omega_k - \omega) \left( \tau_r \psi_s - \tau'_r l_s i_s \right) + l_s \left( \tau'_r \frac{di_s}{d\tau} + i_s \right) \quad (4.7)$$

Donde  $\tau'_r = \sigma \tau_r$  es la constante de tiempo transitoria de rotor.

Con esto se cuenta con una relación que representa al devanado de estator y otra al devanado del rotor, siendo la relación

$$\tau_m \frac{d\omega}{d\tau} = -\Im m\{\psi_s \mathbf{i}_s^*\} - T_L, \quad (4.8)$$

la que representa al sistema mecánico y que completa el modelo construido por las variables de estado del sistema, donde  $\tau_m = 2H\omega_b$  es la constante de tiempo mecánica normalizada del sistema.

Debido a la condición de campo orientado con el flujo de estator se tiene por definición un sistema de referencia en que el flujo queda definido según  $\psi_s = \psi_d$  y de velocidad angular  $\omega_k = \omega_s(t)$ , por lo que al desarrollar la parte real de la relación (4.7) junto con (4.8) se obtiene el modelo de la planta de la máquina de inducción definida por las relaciones

$$\tau_r \frac{d\psi_d}{d\tau} + \psi_d = -\omega_r \tau_r' l_s i_q + l_s \left( \tau_r' \frac{di_d}{d\tau} + i_d \right) \quad (4.9)$$

$$\tau_m \frac{d\omega}{d\tau} = \psi_d i_q - T_L, \quad (4.10)$$

donde  $\omega_r = \omega_s - \omega$  corresponde a la frecuencia de deslizamiento del rotor.

En la figura 4.2 se muestra el diagrama de bloques de la planta de la máquina que será controlada por campo orientado con flujo de estator [1].

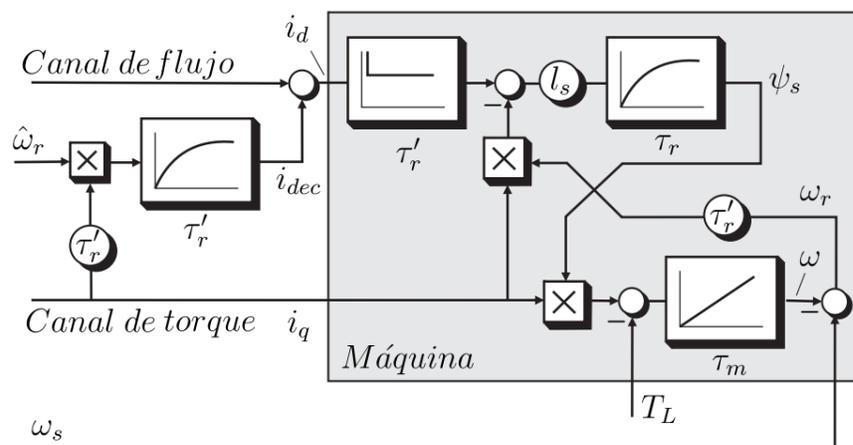


Figura 4.2: Esquema de las ecuaciones (4.9) y (4.10) con prealimentación de señal de desacoplamiento de canales.

Según se aprecia en el modelo de la máquina, el canal de flujo se ve afectado por el canal de torque y, ya que es deseable mantener desacoplados ambos canales, es necesario generar una señal de prealimentación en el canal de flujo que elimine la influencia proveniente del canal de torque. Para generar dicha señal se deben analizar, valiéndose de la figura 4.2, los efectos dinámicos en los cuales se verá involucrada, con el fin de anular el efecto indeseado en el canal de flujo, lográndose la señal de desacoplamiento  $i_{dec}$  [1] definida según

$$i_{dec} = \frac{\tau_r' \omega_r i_q}{\tau_r' s + 1}. \quad (4.11)$$

Si se desarrolla la parte imaginaria de la relación (4.7), en la que  $\psi_q = 0$  por definición, se obtiene la relación

$$l_s \left( \tau_r' \frac{di_q}{d\tau} + i_q \right) = \omega_r \tau_r (\psi_d - \sigma l_s i_d). \quad (4.12)$$

Esta relación de características simples, similar al caso del control por campo orientado con flujo de rotor, en la cual esta relación es de carácter algebraico [1], es denominada condición de campo orientado y, en el contexto de este trabajo, permite estimar la velocidad de deslizamiento  $\omega_r$  del eje de la máquina.

El estimador del flujo de estator  $\psi_s$  se determina a partir de la relación (4.5), definida en un sistema de referencia fijo al estator ( $\omega_k = 0$ ), logrando una integración ideal de la tensión inducida en el devanado de estator de acuerdo con

$$\psi_s = \int (\mathbf{v}_s - r_s \mathbf{i}_s) d\tau. \quad (4.13)$$

En la práctica este estimador de flujo no tiene buen desempeño, ya que se genera una acumulación sostenida de error debido a imprecisiones propias de la adquisición de las señales que son integradas, tales como corrimientos continuos de las señales (*dc-offset*), problemas de escalamiento, ruido con valor medio distinto de cero, etcétera. Estos efectos causan que el flujo estimado diverja y no se logre acotar o estabilizar, ya que este estimador no posee realimentación. Debido a esto es llamada integración abierta.

Una de las soluciones propuesta más sencillas [1] es la utilización de una función de reemplazo al integrador. Con esto se logra mitigar los problemas de la integración abierta para un amplio rango de frecuencias.

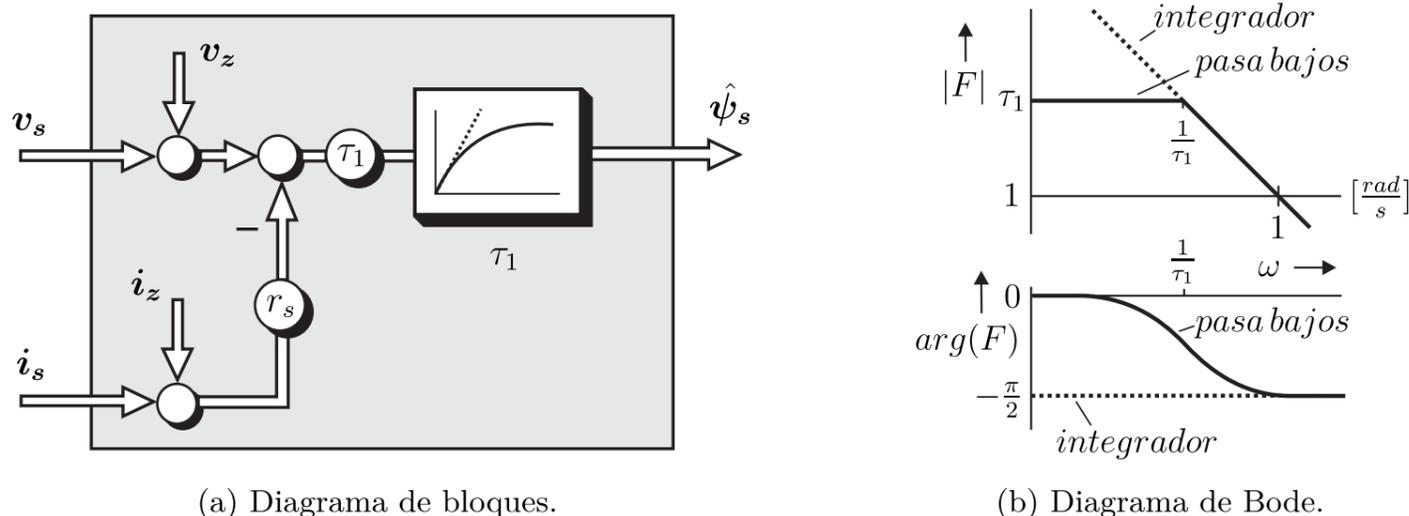


Figura 4.3: Representación gráfica de la relación (4.13) y su reemplazo por un filtro pasa bajos.

Las señales de distorsión de tensión y corriente se representan a través de  $\mathbf{v}_z$  e  $\mathbf{i}_z$ , respectivamente, en la figura 4.3a, en la cual el bloque integrador ha sido reemplazado por una función de primer orden de constante de tiempo y ganancia  $\tau_1$ , generando así la siguiente ecuación diferencial que representa a la función de reemplazo

$$\tau_1 \frac{d\psi_s}{d\tau} + \psi_s = \tau_1 (\mathbf{v}_s - r_s \mathbf{i}_s), \quad (4.14)$$

con la que se redefine al estimador de flujo.

La calidad del estimador está determinada por la medida en que la respuesta de la función de reemplazo se asemeje a una integración abierta. En la figura 4.3b se aprecia que para frecuencias superiores a la frecuencia de corte de la función de primer orden ambas respuestas son iguales, pero para frecuencias inferiores a  $\frac{1}{\tau_1}$  la ganancia de la función de primer orden atenúa el módulo de la estimación del flujo. Algo similar ocurre para la fase de la señal de salida, en la que, a medida que la frecuencia se acerca a  $\frac{1}{\tau_1}$ , se pierde la fase de  $90^\circ$  y por lo tanto la estimación de  $\psi_s$  es deficiente en módulo y orientación.

Una vez definido el estimador de flujo  $\psi_s$  es necesario obtener su velocidad angular  $\omega_s$  para la estimación de la velocidad del eje, y su desplazamiento angular  $\gamma_s$  con respecto al sistema de referencia fijo al estator para realizar una transformación del sistema de coordenadas de las variables definidas en el sistema de referencia  $\alpha - \beta$  a un sistema de referencia de campo orientado.

Una manera de estimar la velocidad  $\omega_s$  es de acuerdo con la relación

$$\hat{\omega}_s = \frac{-1}{\hat{\psi}_s^2} \Im \left\{ \hat{\psi}_s \cdot \left( \frac{d\hat{\psi}_s}{d\tau} \right)^* \right\}, \quad (4.15)$$

y a partir de esta obtener la estimación para  $\gamma_s$  según

$$\hat{\gamma}_s(t) = \int_0^t \hat{\omega}_s dt + \hat{\gamma}_s(0). \quad (4.16)$$

Por otro lado, la velocidad angular de deslizamiento  $\hat{\omega}_r$  se obtiene al despejar la ecuación (4.12), obteniendo que

$$\hat{\omega}_r = \frac{l_s \left( \tau_r' \frac{di_q}{d\tau} + i_q \right)}{\tau_r (\psi_d - \sigma l_s i_d)}. \quad (4.17)$$

Finalmente, la velocidad estimada del eje se obtiene según la relación

$$\hat{\omega} = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_r. \quad (4.18)$$

De acuerdo con el desarrollo anterior, en la figura 4.4 se muestran los esquemas de diagramas de bloques para los estimadores de flujo y velocidad [1].

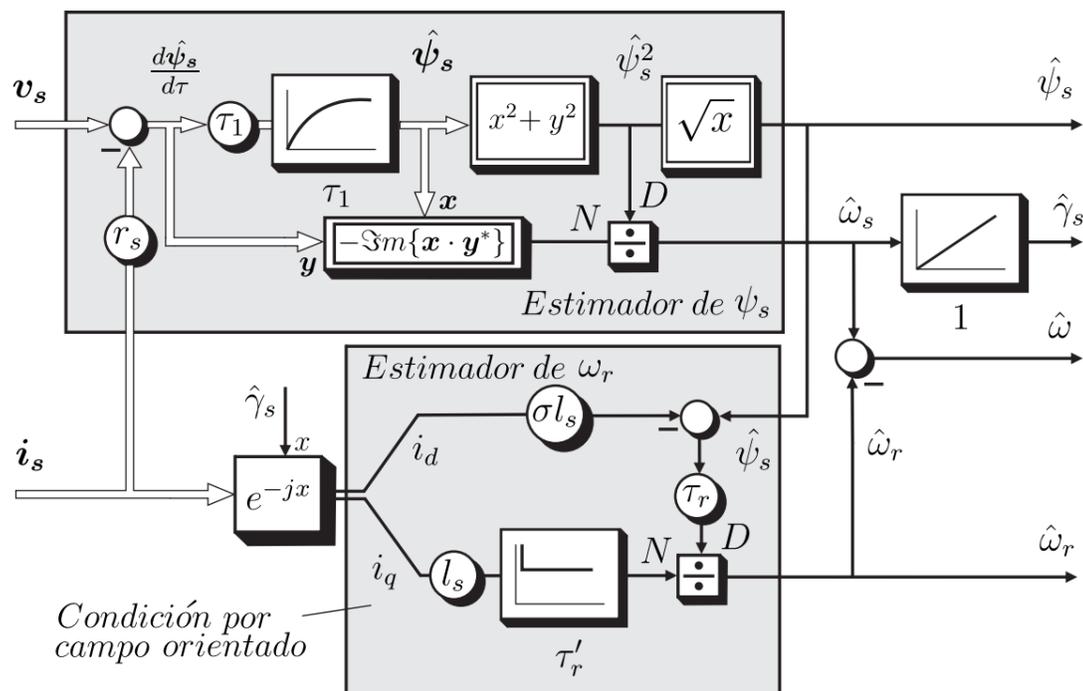


Figura 4.4: Esquema de los estimadores de flujo de estator, ángulo de orientación del campo, velocidad y velocidad de deslizamiento.

Este esquema general para los estimadores junto con el esquema de la máquina (figura 4.2) representan el fundamento del modelo de la máquina y el sistema de control de este trabajo, por lo que a partir de este ya se está en condiciones de diseñar los controladores de un sistema *sensorless*.

### 4.2.1. Implementación de mejoras en el modelo

Para el integrador o estimador de flujo, el cual, como se mencionó anteriormente, depende de la constante de tiempo  $\tau_1$ , con el fin de asegurar un buen desempeño en un amplio rango de frecuencias es necesario aumentar el valor de  $\tau_1$  tanto como sea posible sin perjudicar la dinámica del estimador y el controlador de flujo. Un valor demasiado grande logra que la frecuencia de corte del filtro se acerque aún más a cero, pero, por otro lado, aumenta el retardo temporal del estimador haciendo que la respuesta de este sea muy lenta. Es por este mismo motivo que el sistema de control no puede arrancar desde velocidad cero, requiriéndose otras estrategias para la inicialización del accionamiento.

Buscando mejorar en cierta medida el desempeño y el rango de frecuencias de operación del sistema de control *sensorless* se evalúan distintos modelos de estimadores de flujo de estator [11], [12]. Finalmente, se trabaja con un estimador de flujo un tanto más complejo [13], el cual no se ve afectado por la limitante anteriormente descrita y es más robusto ante imprecisiones en la obtención del parámetro  $r_s$  y de señales de entrada  $v_s$  y  $i_s$ . Este estimador de flujo, visto en la figura 4.5, consiste en un integrador ideal que compensa errores de desviación entre el flujo estimado con respecto al flujo de referencia del controlador a través de la señal  $\hat{v}_{dis1}$ . También compensa posibles efectos de grandes corrimientos continuos de las señales (*dc-offset*), los cuales pueden ser constantes en el tiempo y provocar una divergencia en el flujo estimado, a través de la señal  $\hat{v}_{dis2}$ , definida en la relación (4.19), la cual es el resultado de un acotamiento de la salida de un integrador ideal y que corrige al flujo estimado con el desplazamiento del centro de este, logrando así una convergencia forzada del flujo estimado y evitando los problemas a los que está sometido un integrador ideal:

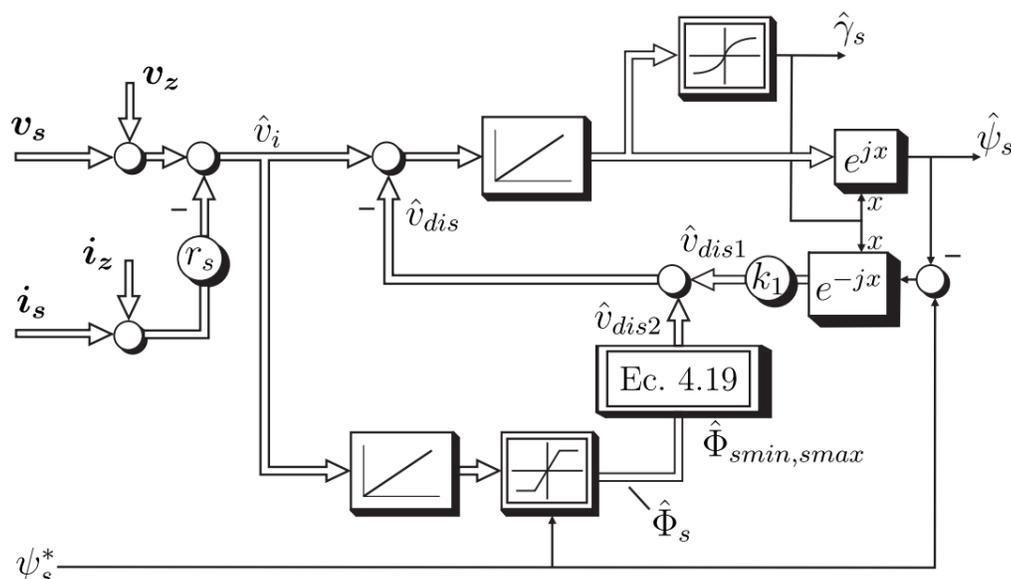


Figura 4.5: Diagrama de bloques de estimador de flujo de estator utilizado [13].

$$\hat{v}_{dis2} = \frac{1}{T_s} \left[ (\hat{\Phi}_{s\alpha min} + \hat{\Phi}_{s\alpha max}) + j(\hat{\Phi}_{s\beta min} + \hat{\Phi}_{s\beta max}) \right], \quad (4.19)$$

donde  $T_s$  corresponde al periodo fundamental del flujo y los valores  $\Phi$  corresponden a los máximos y mínimos registros del valor acotado de un integrador ideal en un periodo fundamental  $T_s$ .

Otro aspecto que se puede mejorar en el sistema de control está en el estimador de velocidad de deslizamiento. En la ecuación (4.17) el término derivativo genera gran sensibilidad al ruido de medición de corrientes, por lo que es posible simplemente eliminar este término mejorando la estimación de velocidad ante perturbaciones de ruido en  $i_q$  y obtener una estimación de  $\omega_r$  según la relación (4.20) como si fuese en estado estacionario [14].

$$\hat{\omega}_r = \frac{l_s i_q}{\tau_r (\psi_s - \sigma l_s i_d)} \quad (4.20)$$

### 4.3. Esquemas de control

A partir de lo expuesto a lo largo de este capítulo se genera el diagrama de bloques general del esquema de control, visto en la figura 4.6, en el cual se pueden apreciar los distintos lazos de control y su configuración en el esquema global, donde los lazos de velocidad y flujo comandan las referencias para los lazos de corriente y estos a su vez generan el fasor de tensión que será modulado y aplicado a la máquina. El traspaso de coordenadas de campo a coordenadas de estator se efectúa a través de la estimación del ángulo del flujo de estator  $\hat{\gamma}_s$ , el cual se extrae del modelo y los estimadores, como también las variables estimadas de velocidad y flujo y la señal de desacoplamiento de canales  $i_{dec}$ .

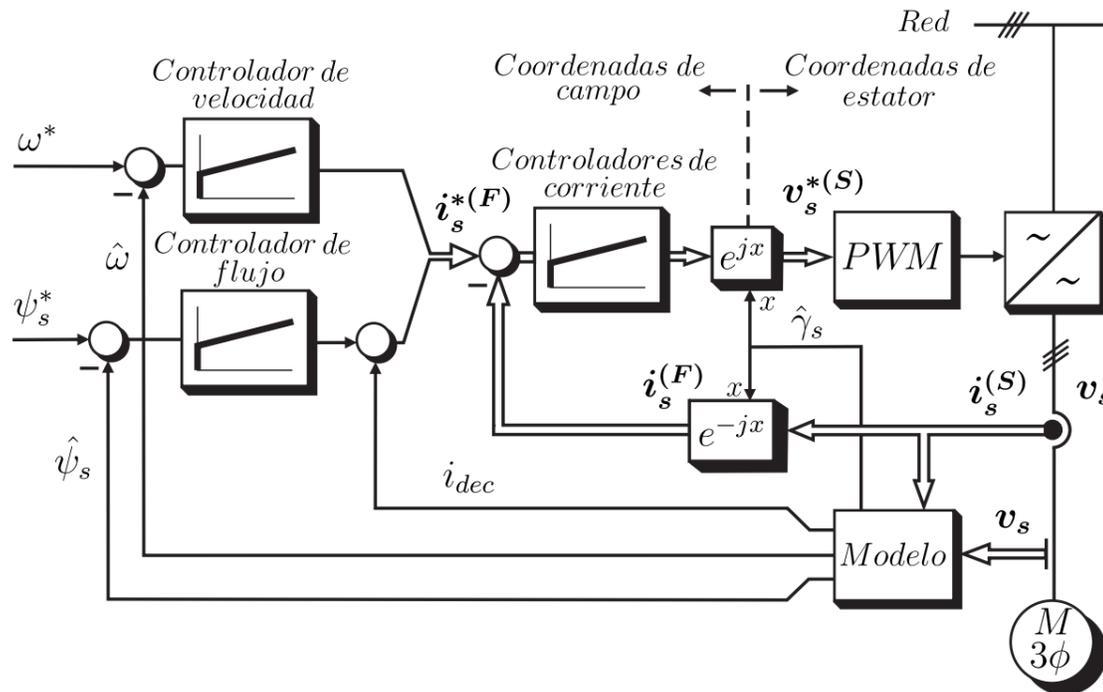


Figura 4.6: Esquema del control por campo orientado con flujo de estator sin sensor de velocidad.

Para realizar el ajuste del lazo de control de corriente se analiza la relación (4.6), la cual se reescribe considerando un sistema de referencia con la misma velocidad angular que el flujo  $\psi_s$  ( $\omega_k = \omega_s$ ) y que  $\tau_r \gg \tau'_\sigma$ .

$$\tau'_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{d\tau} + \mathbf{i}_s = -j\omega_r \tau'_\sigma \mathbf{i}_s + \frac{1}{r_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_s + \frac{1}{r_\sigma} \mathbf{v}_s \quad (4.21)$$

La experiencia dice que en el caso de que el convertidor opere a frecuencias de conmutación altas, del orden de varios kHz, el término  $-j\omega_r \tau'_\sigma \mathbf{i}_s$  puede ser modelado como perturbación para efectos de control. Por lo tanto, este término no interfiere en gran medida en la dinámica del lazo de control.

Por otro lado, el término  $\frac{1}{r_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_s$ , el cual también se ve afectado por lo descrito respecto a la alta frecuencia de conmutación, también puede ser modelado como perturbación debido a que, en parte, los procesos dinámicos mecánicos son mucho más lentos que los procesos dinámicos eléctricos, por lo tanto para los tiempos de respuesta del control de corriente los procesos mecánicos son vistos como en estado estacionario, de tal manera que no afectan la dinámica del lazo de corriente.

Otra opción sería considerar estos términos dentro del lazo de control, debiendo generar señales de prealimentación en la salida del controlador, con el fin de establecer una planta “simple” vista por este, compuesta solo por funciones de primer orden permitiendo así aplicar sencillas técnicas de control lineal. Esta estrategia de prealimentación puede resultar defectuosa si no se conocen bien los parámetros involucrados, lo que empeoraría el desempeño del control, afectando su estabilidad. Pero, ya que las frecuencias de conmutación en este trabajo están en el orden de los kHz, estos términos no serán compensados.

Entonces, la relación (4.22) caracteriza finalmente a la planta que modela al devanado del estator para efectos de control.

$$\tau'_\sigma \frac{di_s}{d\tau} + i_s = \frac{1}{r_\sigma} v_s \quad (4.22)$$

Para completar el lazo de control visto en la figura 4.7 es necesario definir el comportamiento dinámico del inversor, el cual es comandado por el controlador de corriente y actúa aplicando la tensión deseada en los terminales del devanado de estator de la máquina. En el dominio de la frecuencia el inversor se modela como un retardo de transporte a través de la función de transferencia  $z^{-1}$ , donde  $z$  es una variable compleja definida en la transformada  $Z$ , aplicada a funciones definidas en el dominio del tiempo discreto, y corresponde a un paso hacia adelante en el tiempo según  $zY(z) \iff y(t+h)$ , donde  $h$  corresponde al periodo de muestreo del control digital [15]. La razón de este modelo se debe a que una vez realizados el muestreo de señales y cálculos durante un ciclo de conmutación, la actuación determinada por el controlador es ejecutada por el inversor en el siguiente ciclo.

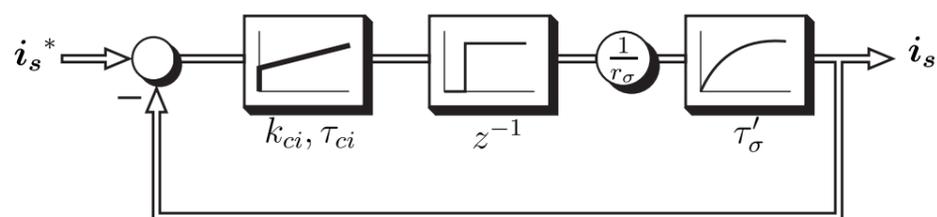


Figura 4.7: Diagrama de bloques del lazo de corriente.

El bloque del controlador está descrito por la constante  $k_{ci}$  y la constante de tiempo  $\tau_{ci}$  como los parámetros del controlador de corriente.

Para los ajustes de los lazos de control de flujo y velocidad se analizan las relaciones (4.9) y (4.10) y su representación por diagrama de bloques vista en la figura 4.2. A partir de esta, se determinan los bloques involucrados en los lazos de control de flujo y velocidad vistos en las figuras 4.8 y 4.9 respectivamente.

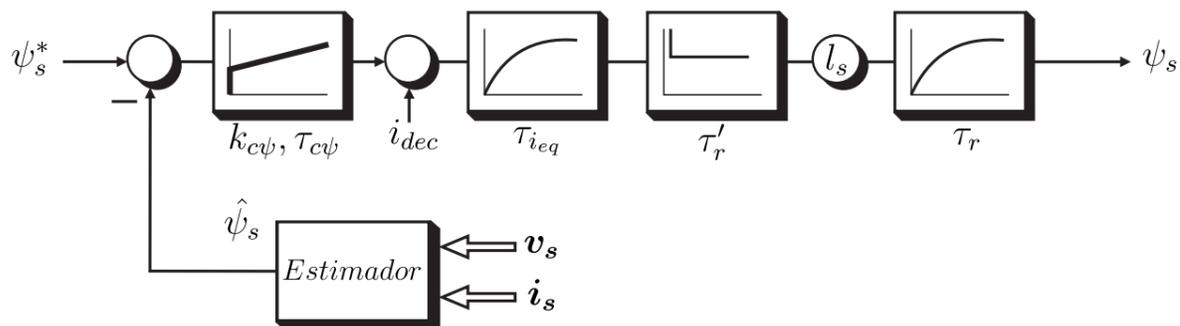


Figura 4.8: Diagrama de bloques del lazo de flujo.

En ambos lazos se puede apreciar un bloque correspondiente a una función de primer orden de constante de tiempo  $\tau_{ieq}$ , la que representa al correspondiente lazo de corriente anidado a través de una reducción a primer orden equivalente, la cual simplifica el tratamiento de los lazos de flujo y velocidad para el diseño de sus controladores.

En el lazo de flujo se puede observar justo en la salida del controlador la adición de la señal de desacoplamiento de canales  $i_{dec}$  a la actuación de este, de tal manera que el controlador de flujo solo demande la corriente  $i_d$  responsable de la magnetización de la máquina. El controlador de flujo está descrito por los parámetros  $k_{c\psi}$  como la constante y  $\tau_{c\psi}$  como la constante de tiempo.

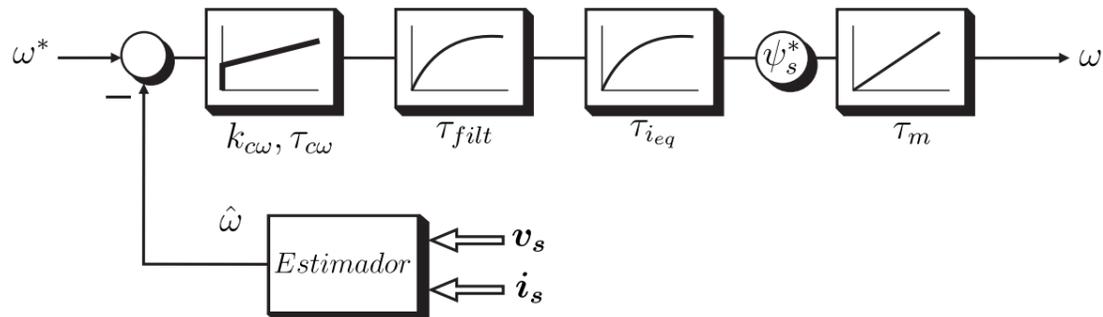


Figura 4.9: Diagrama de bloques del lazo de velocidad.

En la estimación de velocidad, debido a posibles componentes de ruido presentes en las variables medidas que entran al bloque estimador y al comportamiento natural del mismo, se hace necesario la incorporación de un filtro de primer orden a la variable  $\hat{\omega}$ , con tal de mejorar y hacer posible la estabilidad del control. Originalmente, el bloque del filtro debiese estar incluido en la realimentación del lazo de velocidad, lo cual es equivalente (equivalencia en lazo cerrado) a incorporarlo en el camino directo y a adicionar en cascada el recíproco de la función de transferencia de este antes del cálculo del error, para evitar esto suele ser conveniente incluirlo desde un comienzo en el camino directo como en la figura 4.9. El controlador de velocidad está descrito por los parámetros  $k_{c\omega}$  como la constante y  $\tau_{c\omega}$  como la constante de tiempo.

Una vez modelada la planta de cada lazo se diseña un controlador de tipo *PI* con estructura de antienrollamiento [15], el cual mantiene acotada la acción integradora o acumulativa cuando este está saturado. Además, se ajustan los parámetros de cada controlador con tal de generar una respuesta con tiempos y sobrepasos determinados, teniendo como referencia el tipo de respuesta de un criterio de optimización por acomodación del módulo [16].

---

## Implementación del banco de pruebas y el sistema de control digital

El sistema de control, el método de modulación y la compensación del tiempo muerto descritos en los capítulos anteriores son implementados en el Laboratorio de Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE) del departamento, en el cual se configura un banco de pruebas para diseñar y evaluar el desempeño del sistema de control propuesto.

En el presente capítulo se describe el banco de pruebas, detallando las máquinas eléctricas involucradas y los equipos que las controlan. También se menciona el sistema de procesamiento digital, junto con los dispositivos de adquisición de señales y conversores análogo-digital (ADC).

Se muestran los ensayos para la obtención de los parámetros de la máquina, necesarios para el modelo la planta, además de los criterios para el diseño de los controladores de corriente, flujo y velocidad. Posteriormente, estos son puestos a prueba a través de ensayos que exijan al sistema de control, con tal de evaluar su desempeño bajo los parámetros de las principales características del control lineal.

Se realiza una comparación del desempeño entre el sistema de control con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la estimación (*sensorless*) y el mismo sistema de control, pero con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la medición (*encoder*).

Finalmente, se realiza una breve comparación con curvas de un sistema de control similar de un convertidor comercial.

## 5.1. Banco de pruebas

Inicialmente el banco de pruebas está compuesto de un autotransformador trifásico con relación de transformación regulable (variac), un rectificador trifásico no controlado de seis pulsos, un *DC-link* conformado por un condensador  $C$ , junto con un arreglo de resistores  $R_C$  en paralelo y un resistor de frenado  $R_{brake}$  en serie con un IGBT, un inversor trifásico de dos niveles como el de la figura 2.1 y una máquina de inducción tipo jaula de ardilla. La conexión esquemática de los equipos se puede apreciar en la figura 5.1.

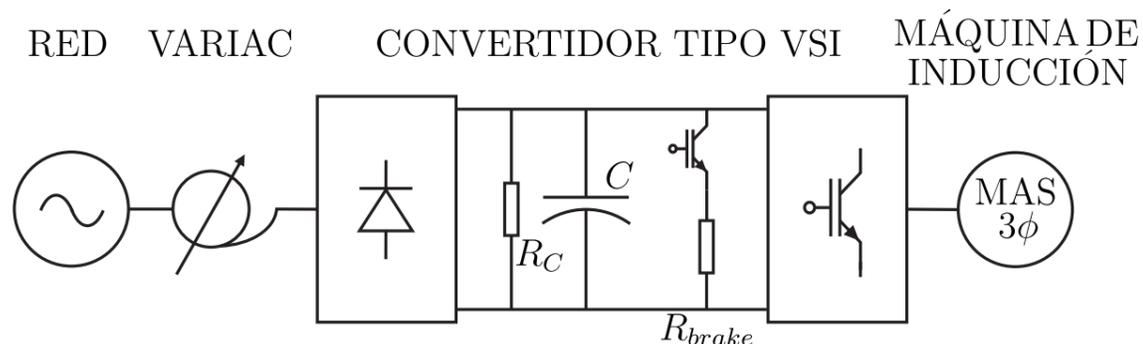


Figura 5.1: Configuración del banco de pruebas.

El arreglo de resistores  $R_C$  permite descargar a los condensadores luego de finalizada la operación del convertidor y así evitar descargas peligrosas al momento de intervenir el circuito. Este arreglo debe ser de magnitud de resistencia tal que demande una pequeña corriente durante el funcionamiento del convertidor y que junto con el valor de capacitancia del condensador  $C$  den lugar a una constante de tiempo del orden de algunos minutos.

El resistor de frenado  $R_{brake}$  permite disipar la energía durante maniobras de frenado regenerativo. En este tipo de convertidor esta energía no puede ser devuelta a la red, debido a la naturaleza de los diodos de la etapa rectificadora, por lo que es acumulada en forma de energía electrostática, aumentando la tensión del condensador  $C$ , por lo tanto, para evitar niveles peligrosos de tensiones que puedan sobrepasar los niveles de aislamiento y dañar al condensador y los demás elementos, es necesario controlar este aumento a través de un IGBT que conecte el resistor de frenado cuando la tensión alcance valores establecidos.

Posteriormente, como se verá más adelante, el eje mecánico de la máquina de inducción será acoplado a una máquina que actuará como carga controlada.

### 5.1.1. Procesador digital de señales y manejo de periféricos [17]

La plataforma digital utilizada para controlar la operación del inversor del banco de pruebas se muestra en la figura 5.2. La plataforma de evaluación del DSP<sup>1</sup> es fabricada por la empresa Spectrum Digital y se basa en el DSP de Texas Instruments TMS320C6713. Este DSP de 32-bits de punto flotante es el encargado del procesamiento de señales y de la realización de los cálculos programados a una gran velocidad. El *software* utilizado para la escritura del código de programación es el compilador CodeComposer Studio v3.1, el cual permite programar en lenguaje C.

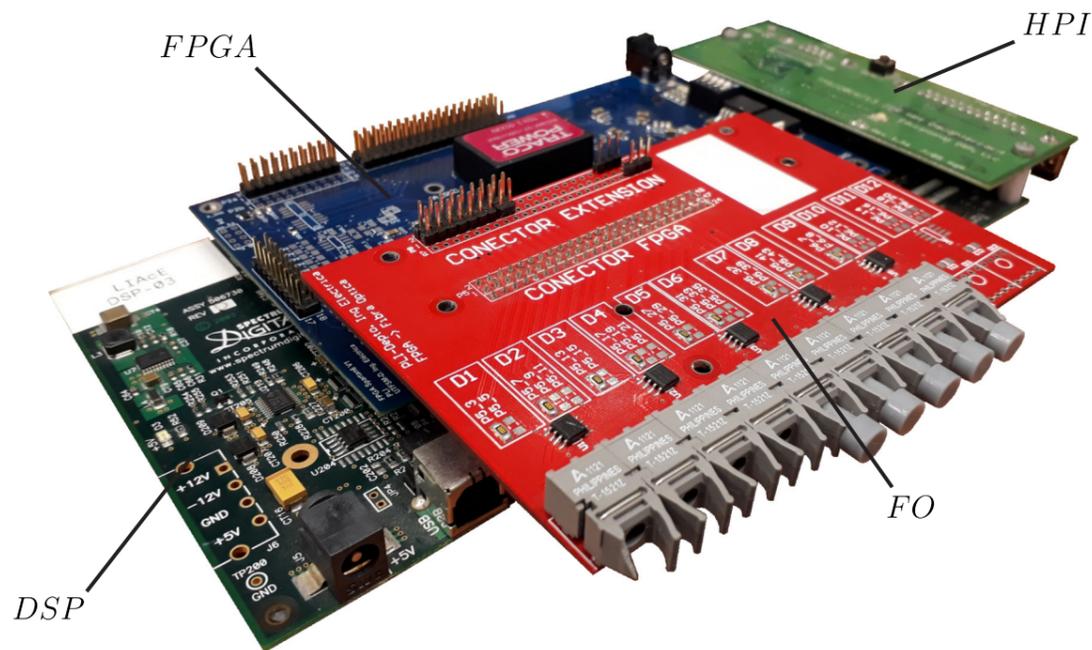


Figura 5.2: Tarjetas electrónicas para el procesamiento de cálculo y manejo de señales.

Para el manejo de los distintos tipos de *hardware* que permitan la adquisición, conversión y generación de señales, también llamados periféricos, se utiliza una tarjeta que tiene una FPGA<sup>2</sup> conectada directamente con el DSP. Esta tarjeta utiliza una FPGA de la familia Spartan6 fabricada por la empresa Xilinx, se carga o programa con un *firmware* a través del *software* Xilinx Webpack que permite un fácil uso de periféricos en la programación a través de máscaras citadas en el código [18]. Los periféricos utilizados son: contadores, moduladores PWM, conversores ADC (análogo-digital), decodificador de *encoder* y conversores DAC (digital-análogo).

Otro aspecto importante administrado por la FPGA es el manejo de interrupciones del programa principal para ejecutar el código del programa del sistema de control, pudiendo asignar estos eventos de interrupción a los diferentes periféricos. En este trabajo se asigna esta tarea al fin de la secuencia de conversión de los ADC. El inicio de la secuencia de conversión de los ADC se ejecuta cada vez que el valor de la cuenta de un contador que opera como una señal triangular de 5 kHz corresponde a un mínimo y a un máximo. Por lo tanto, la frecuencia de muestreo del sistema de control es de 10 kHz, pero la frecuencia de conmutación del inversor es de 5 kHz.

La tarjeta HPI<sup>3</sup> es la interfaz entre el usuario y el DSP. Esta permite comandar y observar el estado de las variables del DSP a través del *software* Matlab, pudiendo ejecutarse tareas tales como encender el puerto de comunicación USB al que está conectado el DSP, la inicialización del DSP, cargar el programa en la memoria del DSP, modificar variables de referencia, leer y grabar datos de variables del programa.

La tarjeta adaptadora de fibra óptica FO se conecta directamente a la tarjeta que tiene la FPGA y permite transmitir señales de datos a una mayor velocidad y evitar problemas por interferencia

<sup>1</sup>Por la sigla de *Digital Signal Processor*

<sup>2</sup>Por la sigla de *Field Programmable Gate Array*

<sup>3</sup>Por la sigla de *Host Processor Interface*

electromagnética propia de dispositivos electrónicos con conmutaciones de alta frecuencia. Estas señales corresponden a los pulsos de disparo de los IGBT, calculados por el DSP, generados por el modulador de la FPGA, transformados a señales en forma de luz y transmitidos a través de esta fibra óptica a otra tarjeta receptora de estas señales, donde son nuevamente transformadas a señales eléctricas, para finalmente llegar hasta los circuitos de disparo del inversor.

### 5.1.2. Inversor

El inversor utilizado para controlar la máquina de inducción del banco de pruebas se muestra en la figura 5.3. Este inversor se construye en el LIAcE a partir de una tarjeta diseñada por profesores del Departamento de Ingeniería Eléctrica.

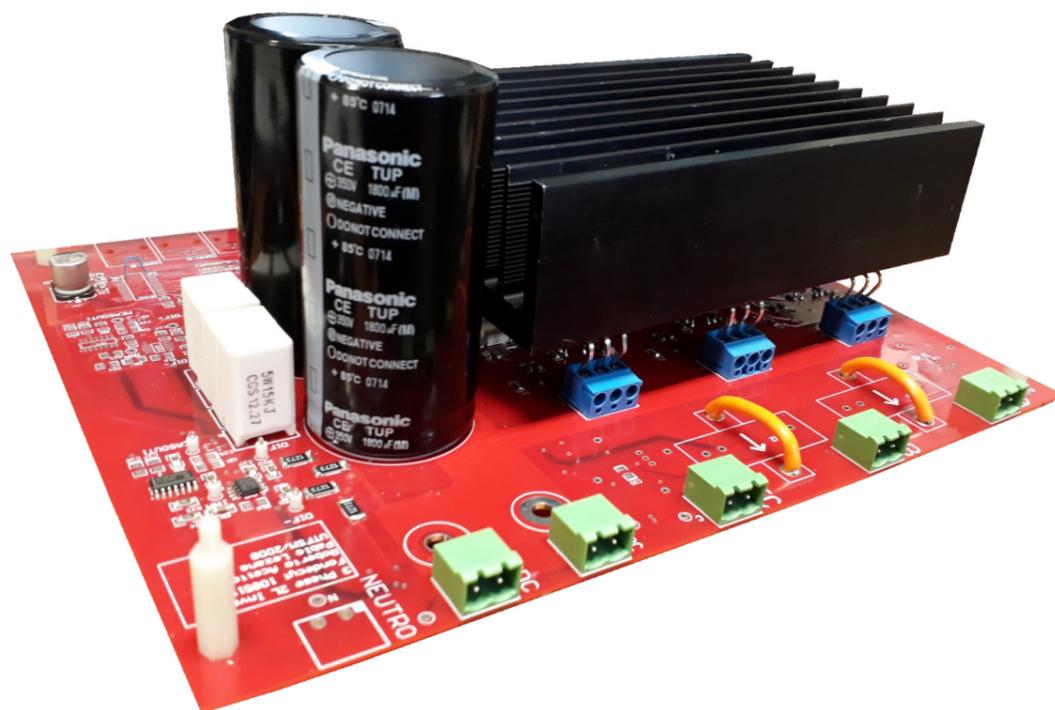


Figura 5.3: Inversor construido en el laboratorio.

La etapa rectificadora del convertidor está incluida dentro del variac, por lo que se llega directamente con una tensión rectificada a los terminales de la tarjeta. En esta última se encuentran el resistor  $R_C$  anteriormente mencionado y los condensadores de  $1800 \mu F$  cada uno que conforman el *DC-link*, y los circuitos de disparo y los IGBT con un diodo volante incorporado que conforman el inversor.

### 5.1.3. Máquinas de prueba y carga

Las máquinas eléctricas utilizadas en el banco de pruebas se muestran en la figura 5.4. La máquina de prueba sobre la cual se probará el sistema de control corresponde a una máquina de inducción tipo jaula de ardilla auto-ventilada con estator conectado en delta.

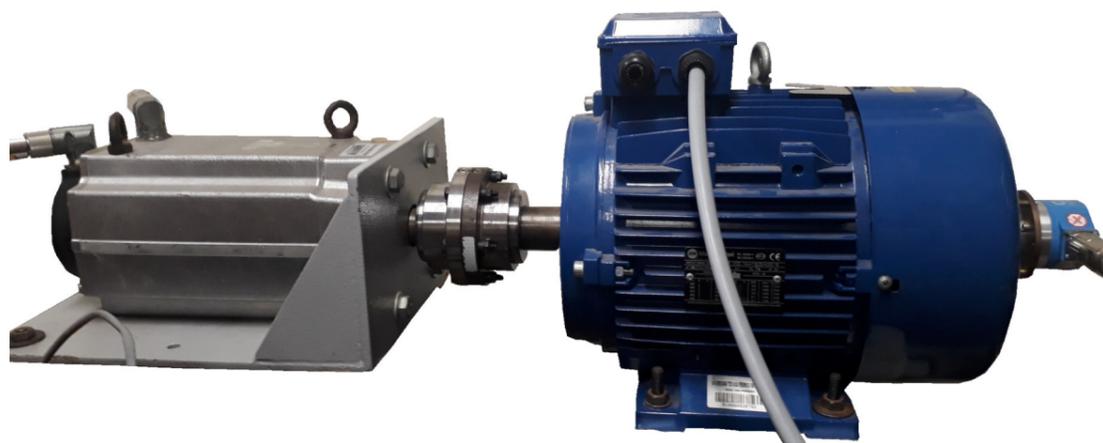


Figura 5.4: Máquina de prueba (derecha) y máquina de carga (izquierda).

En el extremo derecho de la imagen se puede apreciar el *encoder*, el cual es de tipo incremental y cuenta con una resolución programable con un máximo de 8192 pulsos. En este trabajo se configuró la resolución en 8192 pulsos. El *encoder* es utilizado para contrastar la velocidad estimada del sistema de control y la velocidad real de la máquina y así evaluar el desempeño de la estimación. También se utiliza para comparar el sistema de control *sensorless* con el mismo sistema de control, pero con la realimentación en lazo cerrado proveniente de la medición de la velocidad y así evaluar el desempeño del sistema de control.

La máquina de carga corresponde a una máquina sincrónica de imanes permanentes controlada por su propio convertidor. Esto permite que a través de un control de torque en esta máquina se puedan aplicar diferentes formas de onda de torque de carga a la máquina de prueba, como por ejemplo un escalón de torque nominal con tiempos de subida de unos cuantos milisegundos, exigiendo así al control de velocidad *sensorless* ante una carga nominal repentina semejante a un escalón ideal de torque.

El acoplamiento de los ejes de ambas máquinas se realiza a través de un conector o machón rígido, con el fin de evitar pequeños comportamientos oscilatorios que podrían introducir otros tipos de acoples, como por ejemplo, con elastómeros.

Los datos de interés de la placa de datos de la máquina de prueba se muestran en la tabla 5.1.

Tensión	Frecuencia	Corriente	Potencia	Velocidad	Factor de potencia
380 V	50 Hz	11.61 A	5.5 kW	1440 rpm	0.84

Tabla 5.1: Datos de placa motor trifásico marca Marelli Motori, modelo MAA 132 SA4.

## 5.2. Diseño de controladores

Para diseñar los controladores y programarlos en líneas de código que serán ejecutadas en instantes de tiempo discreto es necesario redefinir las funciones de transferencia que modelan a las distintas plantas desde el dominio de la frecuencia  $s$  de la transformada de Laplace (tiempo continuo) al dominio de la frecuencia  $z$  de la transformada  $Z$  (tiempo discreto). Esto se logra a través del comando *c2d()* habilitado en el *software* Matlab, debiendo ingresar como entradas la función de transferencia  $H(s)$  correspondiente y el periodo de muestreo  $h$  del sistema de control. Esta transformación es equivalente a realizar la transformada  $Z$  directamente sobre las ecuaciones diferenciales que modelan a cada planta pero definidas en el dominio del tiempo discreto como ecuaciones en diferencias [19], [17], [15].

Una vez definidas las formas de las funciones de transferencia para cada planta en los distintos lazos de control, se diseña cada controlador PI de acuerdo con la forma

$$C(z) = k_1 \frac{z - k_2}{z - 1}. \quad (5.1)$$

Los parámetros  $k_1$  y  $k_2$  de cada controlador se ajustan a través de la herramienta *rltool* incorporada en el *software* Matlab. Esta herramienta es de gran utilidad para el diseño de controladores, en particular los de tipo PI, ya que cuenta con un entorno gráfico que muestra el lugar geométrico de los polos y ceros de la función de transferencia en lazo cerrado, también se puede incorporar al gráfico el lugar geométrico de los polos que aseguren un coeficiente de amortiguamiento determinado. Adicionalmente, es posible observar la respuesta teórica a escalón, actuación, perturbación y diagrama de Bode del lazo de control mientras se realiza el ajuste manual de los polos y ceros.

### 5.2.1. Control de corriente

Para ajustar el controlador de corriente se necesitan conocer los valores de la resistencia  $r_\sigma$  y de la inductancia  $\sigma l_s$ , y con estos parámetros se calcula la constante de tiempo  $\tau'_\sigma$ .

Una manera de obtener estos valores es a través de ensayos de acuerdo a la norma de procedimientos de prueba para máquinas de inducción [20]. En estos ensayos se realizan mediciones y se obtienen los valores de resistencias e inductancias del circuito clásico de la máquina asincrónica.

Otra manera de obtener los parámetros es a través de una secuencia de ensayos en una sesión especial de medición en que cada ensayo se realiza para determinar un parámetro específico [21]. Este tipo de ensayos son ejecutados en una rutina de pruebas denominada de auto-comisionamiento o *auto-tuning* y usualmente corresponde a la manera en que un convertidor comercial determina los parámetros de la máquina que será controlada.

Finalmente, la manera de obtener los parámetros de interés para el controlador de corriente en este trabajo es a través de un medidor de impedancia<sup>4</sup>, obteniéndose los valores de la tabla 5.2.

$r_\sigma$ pu	$\sigma l_s$ pu
0.0917	0.2056

Tabla 5.2: Parámetros de la máquina para el ajuste del control de corriente.

A partir de los parámetros de la tabla 5.2 se calcula la constante de tiempo transitoria de estator, obteniéndose que  $\tau'_\sigma = 0.0071$  s.

Con los parámetros de la planta del lazo de corriente definidos se ingresa la función de transferencia de la planta definida en variable  $z$  y con una frecuencia de muestreo de 10 kHz en el programa *rltool*, luego se agrega un controlador cuya función de transferencia tiene un polo en 1 y un cero arbitrario según la forma definida en (5.1). Posteriormente se destacan los lugares geométricos de los polos del sistema que aseguren un coeficiente de amortiguamiento de  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  y 0.5 como se muestra en la figura 5.5.

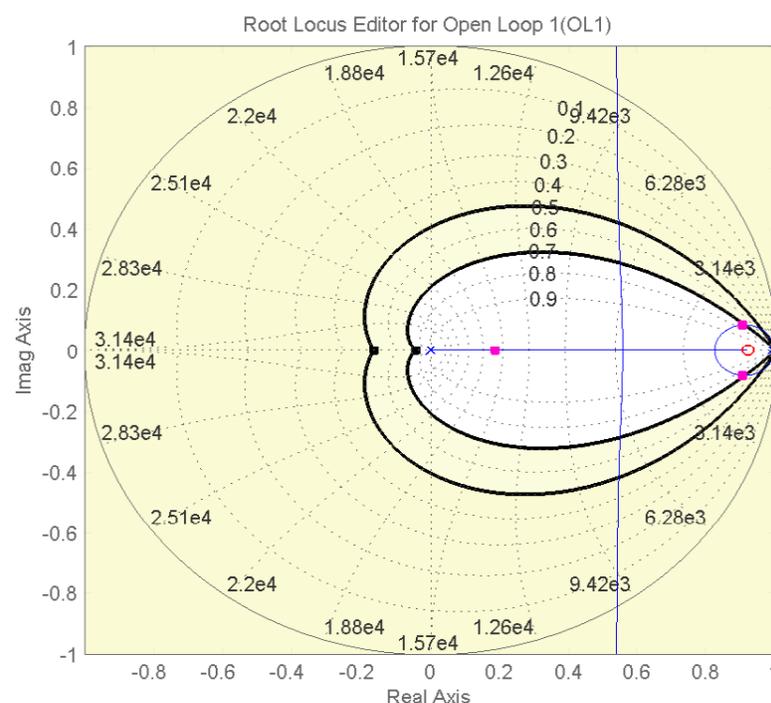


Figura 5.5: Lugar geométrico de los polos y ceros de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de corriente.

<sup>4</sup>FLUKE PM6304 programmable automatic RCL meter

Finalmente se ajustan manualmente los polos y ceros de la función de transferencia en lazo cerrado mientras se observa la respuesta a escalón, respuesta a perturbación y diagrama de Bode del sistema, procurando mantener ubicados los polos dentro de los lugares geométricos definidos por los coeficientes de amortiguamiento establecidos. El ajuste se realiza hasta obtener una respuesta como la de la figura 5.6.

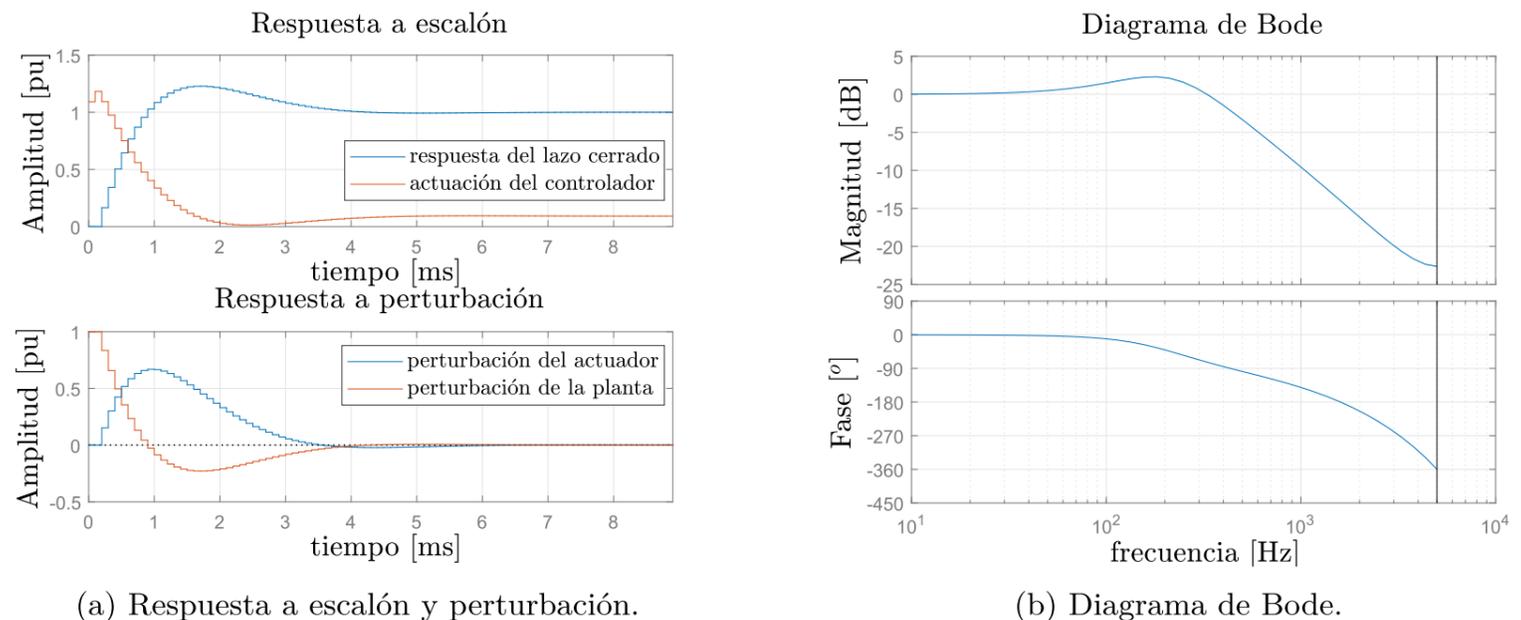


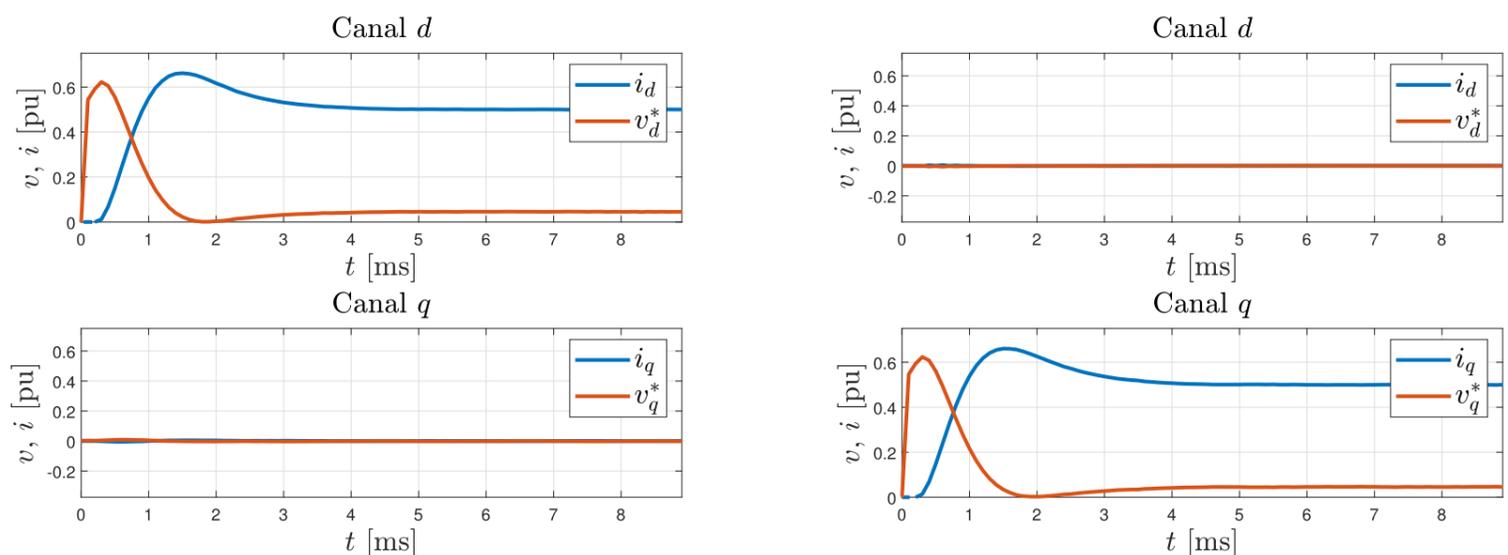
Figura 5.6: Respuesta del lazo de corriente para el ajuste del controlador de corriente.

Esta respuesta se logra con el controlador de corriente ajustado según

$$C_i(z) = 1.091 \frac{z - 0.9165}{z - 1}, \quad (5.2)$$

obteniéndose un sobrepaso del 23%, un tiempo de levantamiento de 0.76 ms, un tiempo de asentamiento de 3.72 ms y un ancho de banda de 481 Hz.

Luego de programar el método de modulación vectorial visto en la sección 2.2.1, se programa el controlador de corriente con estructura de antienrollamiento (sección 11.3 *Anti-Windup Scheme* de [15]) con los parámetros de (5.2) y se aplican escalones de corriente en la máquina en los ejes  $d$  y  $q$  de un sistema de coordenadas arbitrario, obteniendo las respuestas de la figura 5.7.



(a) Respuesta a escalón de corriente  $i_d$ .

(b) Respuesta a escalón de corriente  $i_q$ .

Figura 5.7: Respuesta del sistema de control ante un escalón de corriente aplicado en la máquina.

Para evitar la saturación del controlador y poder evaluar la respuesta del control lineal se aplican escalones de corriente de magnitud 0.5 pu. De las curvas obtenidas en la figura 5.7 se puede apreciar que para ambos ejes la respuesta es similar, teniendo un sobrepaso de un 32 %, un tiempo de levantamiento de 0.9 ms y un tiempo de asentamiento de 3.8 ms.

### 5.2.2. Compensación del tiempo muerto

Al realizar la sesión especial de medición descrita en la sección 2.3.3 se obtienen las curvas de distorsión por efecto del tiempo muerto de la figura 5.8.

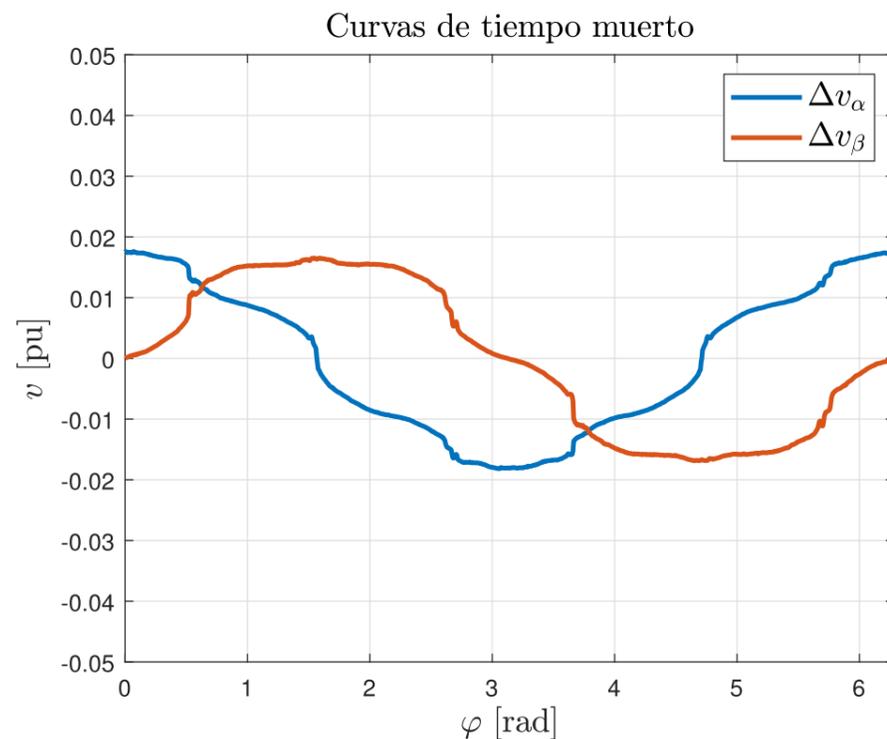
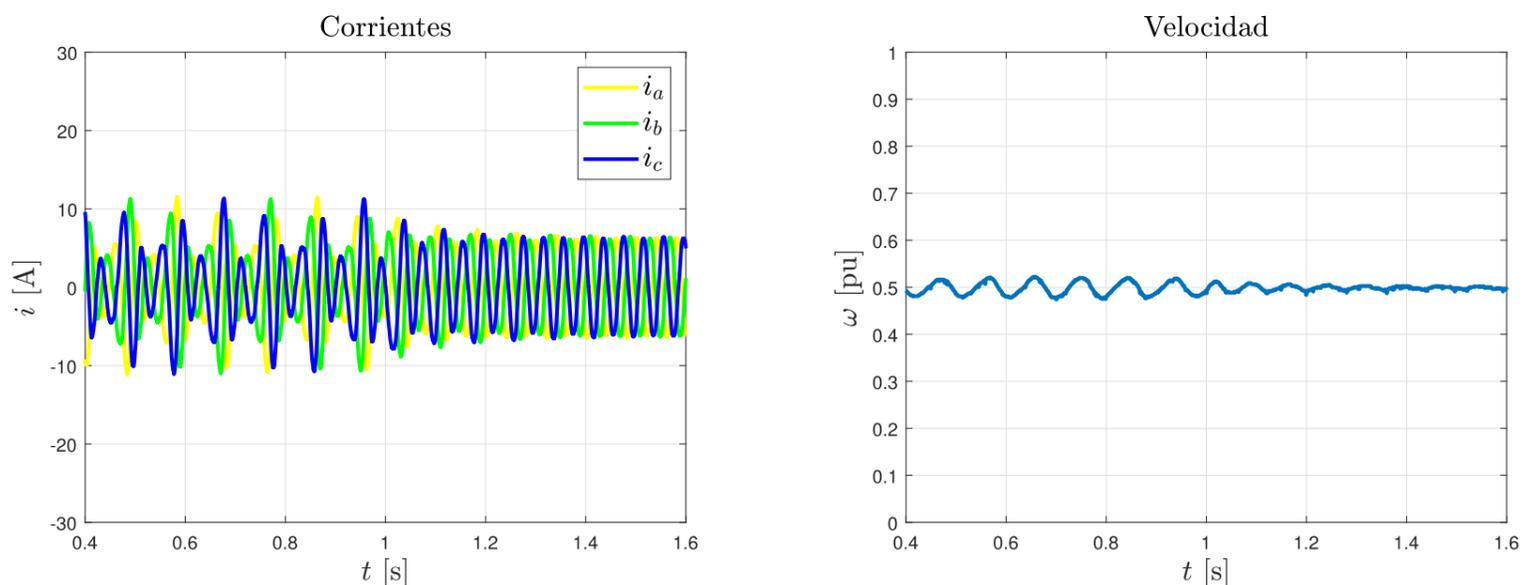


Figura 5.8: Curvas de distorsión por efecto del tiempo muerto.

Estas curvas son utilizadas para realizar la compensación del tiempo muerto y de esta manera mejorar el desempeño del sistema de control *sensorless*.

Una forma de corroborar la correcta aplicación de la compensación del tiempo muerto es ejecutando un control V/f sin incluir la compensación y disminuir la referencia de velocidad hasta que esta empiece a oscilar y el sistema de control se encuentre en un estado inestable. En ese momento se debe activar la compensación y el control debe estabilizarse de acuerdo a como se muestra en la figura 5.9.



(a) Corrientes de línea.

(b) Velocidad del eje.

Figura 5.9: Activación de la compensación del tiempo muerto bajo control escalar.

### 5.2.3. Control de flujo

Antes de ajustar y probar el controlador de flujo se debe programar el estimador de flujo. Para esto es necesario conocer el valor de la resistencia de estator  $r_s$  y ajustar el parámetro  $k_1$ . Después, para el ajuste del controlador de flujo se deben conocer los valores de la inductancia  $l_s$  y las constantes de tiempo  $\tau_r$ ,  $\tau_r'$  y  $\tau_{ieq}$ .

Para obtener el valor de  $r_s$  se realiza una medición de resistencia entre los terminales que se conectan a la salida del inversor a través de un puente de Kelvin.

El valor de  $l_s$  se obtiene midiendo la tensión y la corriente de vacío al energizar la máquina con la tensión nominal y luego calculando la relación entre estas variables medidas.

Un método para determinar el valor de  $\tau_r$  es energizando la máquina sin carga con la tensión nominal impuesta por el convertidor y registrar la tensión inducida en los terminales del estator luego de apagar los semiconductores del inversor, obteniéndose curvas como la de la figura 5.10.

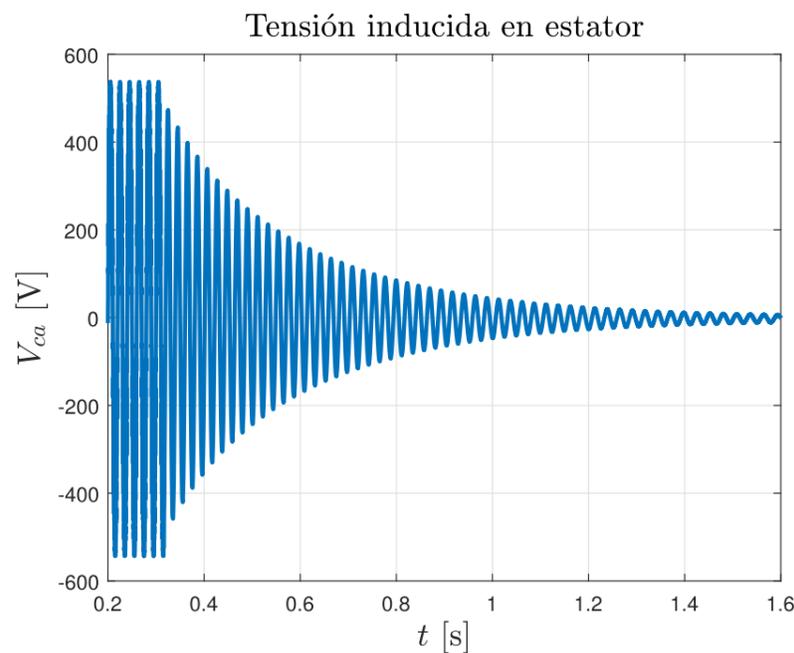


Figura 5.10: Curva de tensión inducida en el estator para la determinación de  $\tau_r$ .

En este ensayo el comportamiento dinámico de la tensión inducida en el devanado del estator está determinado por la constante de tiempo del rotor, ya que esta tensión se induce por el flujo de rotor, que a su vez se genera a partir de la corriente  $i_r$  que circula por los devanados del rotor y que decae de forma exponencial según la solución de la ecuación diferencial

$$\tau_r \frac{di_r}{dt} + i_r = 0. \quad (5.3)$$

Una manera sencilla de determinar la constante de tiempo consiste en graficar las mismas curvas obtenidas pero en escala semilogarítmica y calcular la relación entre el valor máximo de la tensión inicial y la razón de cambio de los valores máximos de cada ciclo de la tensión luego de realizada la desconexión. En este trabajo se determinó la constante de tiempo del rotor a través de un ajuste polinomial de la forma  $e^{-t/\tau}$  del registro de máximos y mínimos de las curvas obtenidas.

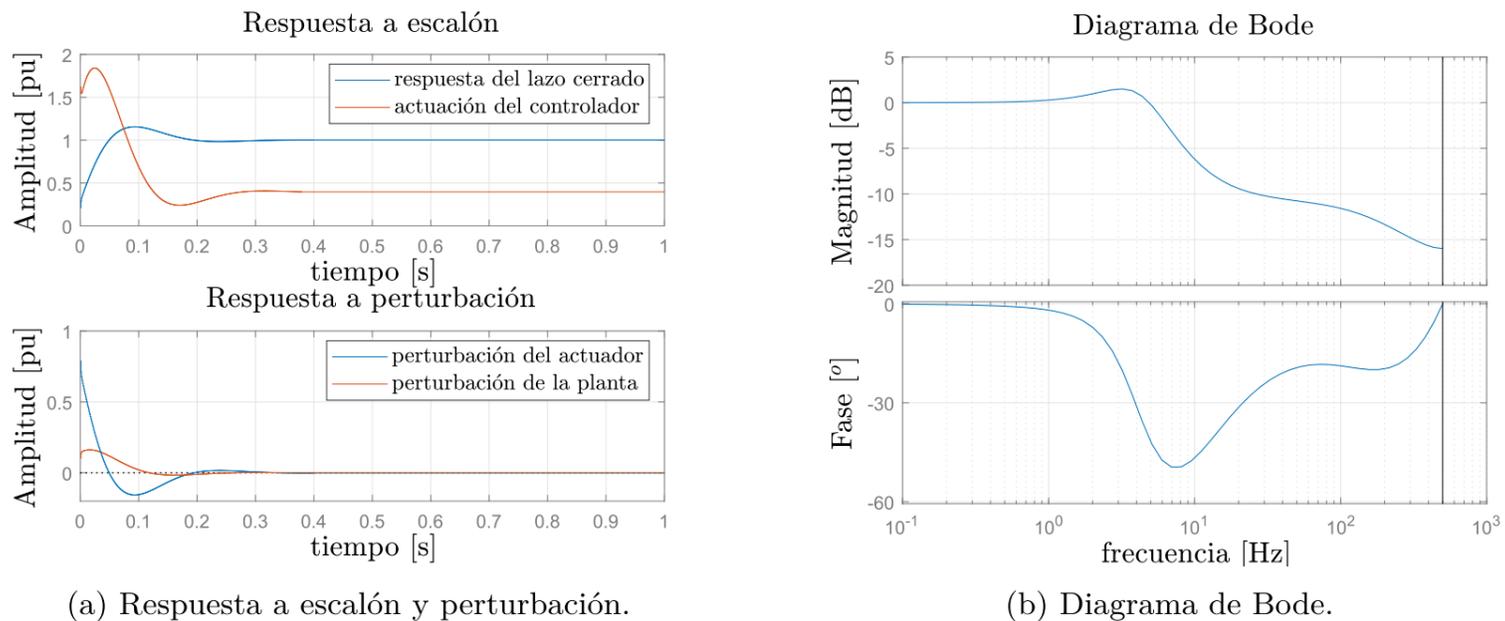
Finalmente, los parámetros de interés para el estimador y controlador de flujo se muestran en la siguiente tabla:

$r_s$ pu	$l_s$ pu	$\tau_r$ s
0.0440	2.5535	0.2709

Tabla 5.3: Parámetros de la máquina para el ajuste del estimador y control de flujo.

A partir de los parámetros de la tabla 5.2 y 5.3 se calcula la constante de tiempo  $\tau_r' = 0.0218$  s. La constante de tiempo  $\tau_{i_{eq}}$  se estima a partir de la respuesta a escalón del lazo de corriente. Por otro lado, el parámetro  $k_1$  se determina de manera empírica, ajustándose en el valor de 0.5 para este trabajo.

Con los parámetros de la planta del lazo de flujo definidos se ingresa la función de transferencia de esta definida en variable  $z$  y con una frecuencia de muestreo de 1 kHz en el programa *rltool* y luego se ajusta el controlador con un procedimiento similar a como se realizó con el lazo de corriente, obteniendo las respuestas de la figura 5.11.



(a) Respuesta a escalón y perturbación.

(b) Diagrama de Bode.

Figura 5.11: Respuesta del lazo de flujo para el ajuste del controlador de flujo.

Esta respuesta se logra con el controlador de flujo ajustado según

$$C_\psi(z) = 2.0549 \frac{z - 0.9493}{z - 1}, \quad (5.4)$$

obteniéndose un sobrepaso del 16%, un tiempo de levantamiento de 49 ms, un tiempo de asentamiento de 177 ms y un ancho de banda de 6.85 Hz.

Luego se programa el controlador de flujo con estructura de antienrollamiento con los parámetros de (5.4) y ejecutándose a una frecuencia diez veces menor que el controlador de corriente.

En lugar de realizar una prueba de escalón, se puede probar la máquina con el sistema de control en modo control de torque y manteniendo su velocidad constante, aprovechando el sistema de control de velocidad que tiene disponible la máquina de carga. De esta manera es posible medir la respuesta del controlador de flujo y determinar la calidad del estimador y la orientación de campo. Otra alternativa es continuar con el ajuste del control de velocidad en la máquina y evaluar el desempeño del sistema de control en su totalidad.

En este trabajo se configuran los estimadores y se ajustan los controladores de flujo y velocidad de manera simultánea, procurando que el ajuste del controlador de flujo mantenga un sistema de control estable ante cualquier ajuste del controlador de velocidad. Esta condición se logró probando diferentes ajustes del controlador de flujo hasta llegar al establecido en (5.4).

Algunas de las curvas obtenidas de los ensayos realizados para medir la respuesta del controlador de flujo se pueden apreciar en la figura 5.12.

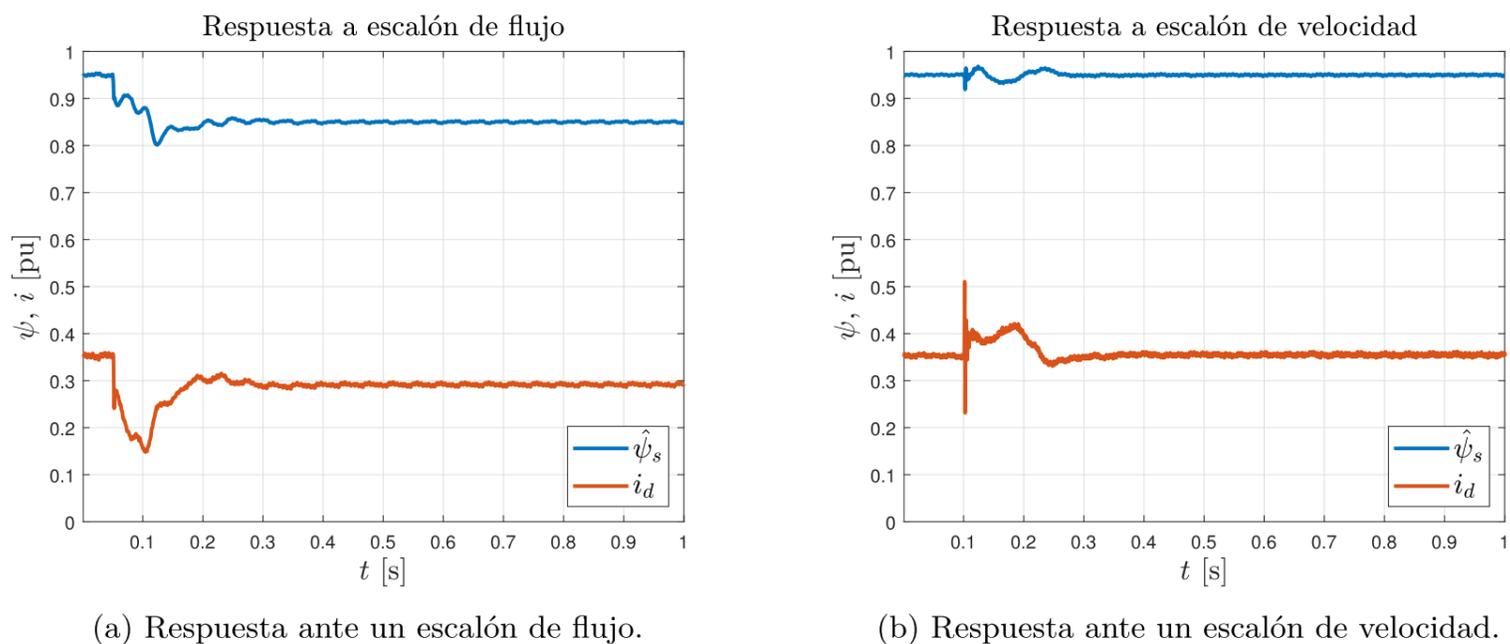


Figura 5.12: Pruebas de comprobación del controlador de flujo.

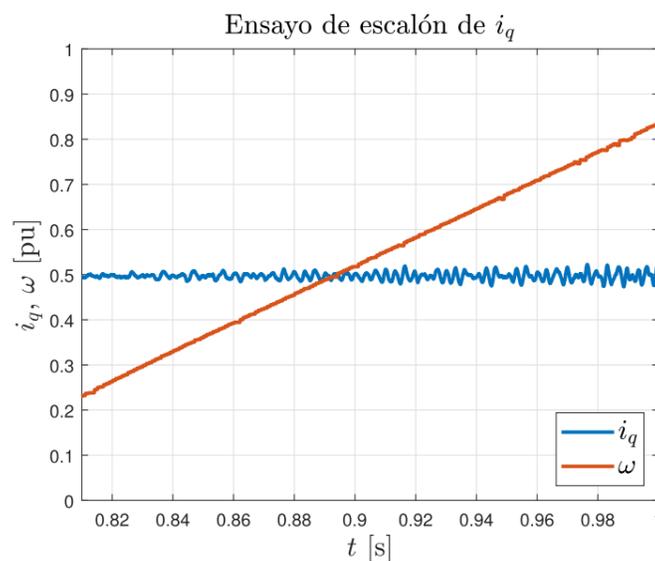
En la figura 5.12a se observa una respuesta a escalón de flujo de 0.95 pu a 0.85 pu mientras la máquina gira a velocidad controlada constante, teniéndose un tiempo de respuesta de 115 ms. Por otro lado, en la figura 5.12b se observa la respuesta del flujo ante un escalón de velocidad de 0.4 pu a 0.5 pu, en el cual el sistema de control mantiene la condición de estabilidad.

#### 5.2.4. Control de velocidad

Antes de ajustar y probar el controlador de velocidad se debe programar el estimador de velocidad utilizando los parámetros ya conocidos  $l_s$ ,  $\sigma l_s$  y  $\tau_r$ . Después, para el ajuste del controlador se debe conocer el valor de la constante de tiempo  $\tau_m$  y diseñar el filtro incorporado en el lazo de control.

Una alternativa para calcular el valor de  $\tau_m$  es realizar el llamado ensayo de desaceleración, que consiste en registrar la velocidad de la máquina mientras desacelera luego de ser desenergizada. Y con la potencia activa medida antes de la desenergización se puede calcular la constante de tiempo mecánica.

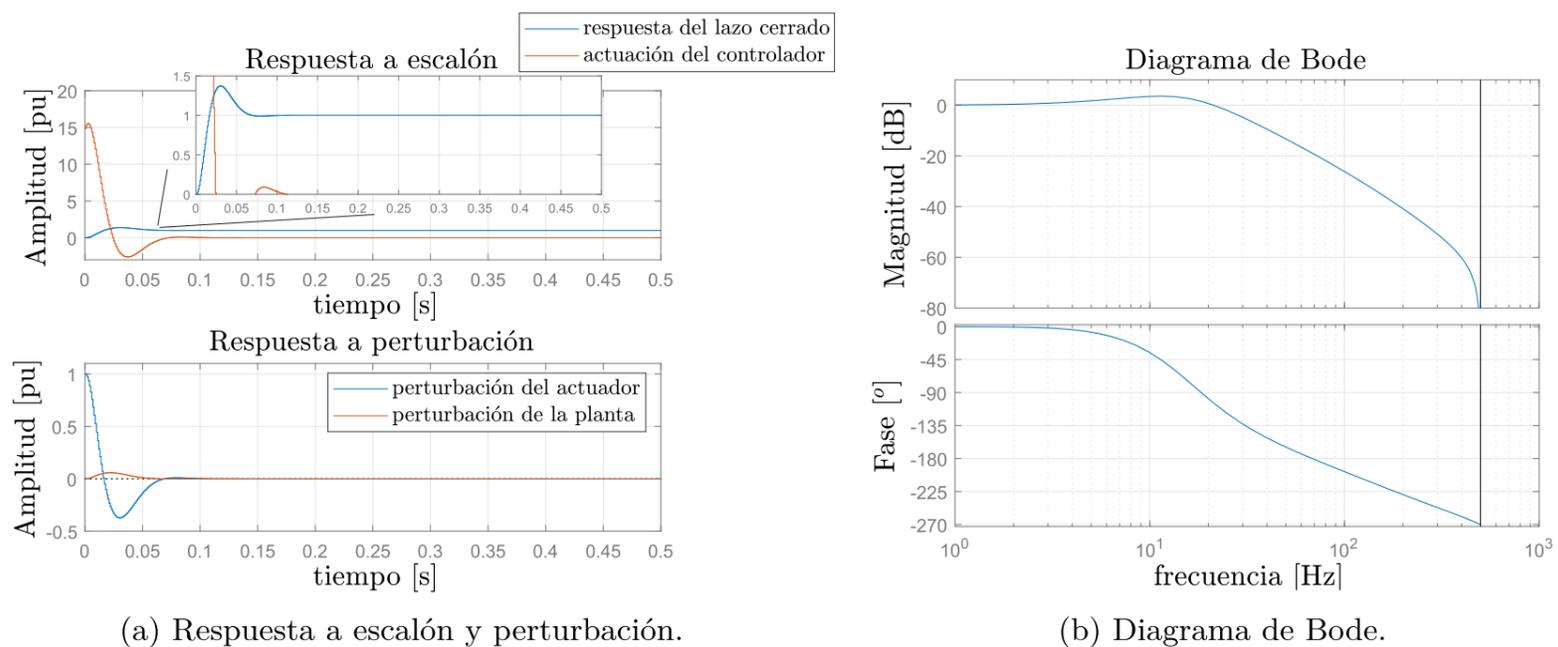
En este trabajo se opta por aprovechar la orientación de campo y realizar un escalón de corriente en el eje  $q$  [21]. De esta manera, mientras la corriente  $i_q$  es constante, se tendrá un torque constante y por lo tanto la velocidad de la máquina aumentará en forma de rampa, como se ve en la figura 5.13.


 Figura 5.13: Ensayo de torque constante para la determinación de  $\tau_m$ .

Calculando la pendiente de la rampa de velocidad y de acuerdo con la relación (4.10), se calcula la constante de tiempo mecánica, obteniendo que  $\tau_m = 0.1491$  s.

Para el diseño del filtro de velocidad se considera un filtro Butterworth de primer orden. Este es generado a través de la función *butter()* de Matlab, ajustando la frecuencia de corte en 40 Hz.

Con los parámetros de la planta del lazo de velocidad definidos se ingresa la función de transferencia de esta definida en variable  $z$  y con una frecuencia de muestreo de 1 kHz en el programa *rltool* y luego se ajusta el controlador con un procedimiento similar a como se realizó con el lazo de corriente, obteniendo las respuestas de la figura 5.14.



(a) Respuesta a escalón y perturbación.

(b) Diagrama de Bode.

Figura 5.14: Respuesta del lazo de velocidad para el ajuste del controlador de velocidad.

Esta respuesta se logra con el controlador de velocidad ajustado según

$$C_{\omega}(z) = 14.836 \frac{z - 0.96239}{z - 1}, \quad (5.5)$$

obteniéndose un sobrepaso del 37%, un tiempo de levantamiento de 17 ms, un tiempo de asentamiento de 63 ms y un ancho de banda de 26.6 Hz.

Luego, se programa el controlador de velocidad con estructura de antienrollamiento con los parámetros de (5.5), ejecutándose a una frecuencia diez veces menor que el controlador de corriente y luego se aplica un escalón de velocidad sin carga, obteniéndose la respuesta de la figura 5.15.

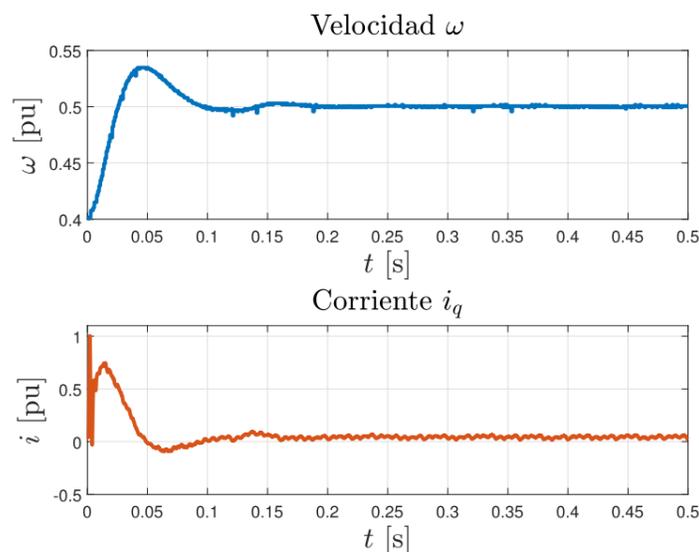


Figura 5.15: Respuesta del sistema de control *sensorless* ante un escalón de velocidad sin carga.

En esta figura si bien se muestra la respuesta del sistema de control en modo *sensorless*, para efectos de ajuste se expone la curva de velocidad real  $\omega$  calculada a partir de la medición del *encoder*.

Para evitar la saturación del controlador y poder evaluar la respuesta del control lineal se aplican escalones de velocidad de magnitud 0.1 pu. De las curvas obtenidas en la figura 5.15 se puede apreciar que se tiene un sobrepaso de un 35 %, un tiempo de levantamiento de 25.8 ms y un tiempo de asentamiento de 165.7 ms.

El elevado tiempo de asentamiento se debe a que, como se puede apreciar en la curva de velocidad de la figura 5.15, existe una pequeña oscilación en la respuesta. Esta es introducida por el estimador de velocidad y permanece ante diferentes ajustes del controlador de velocidad.

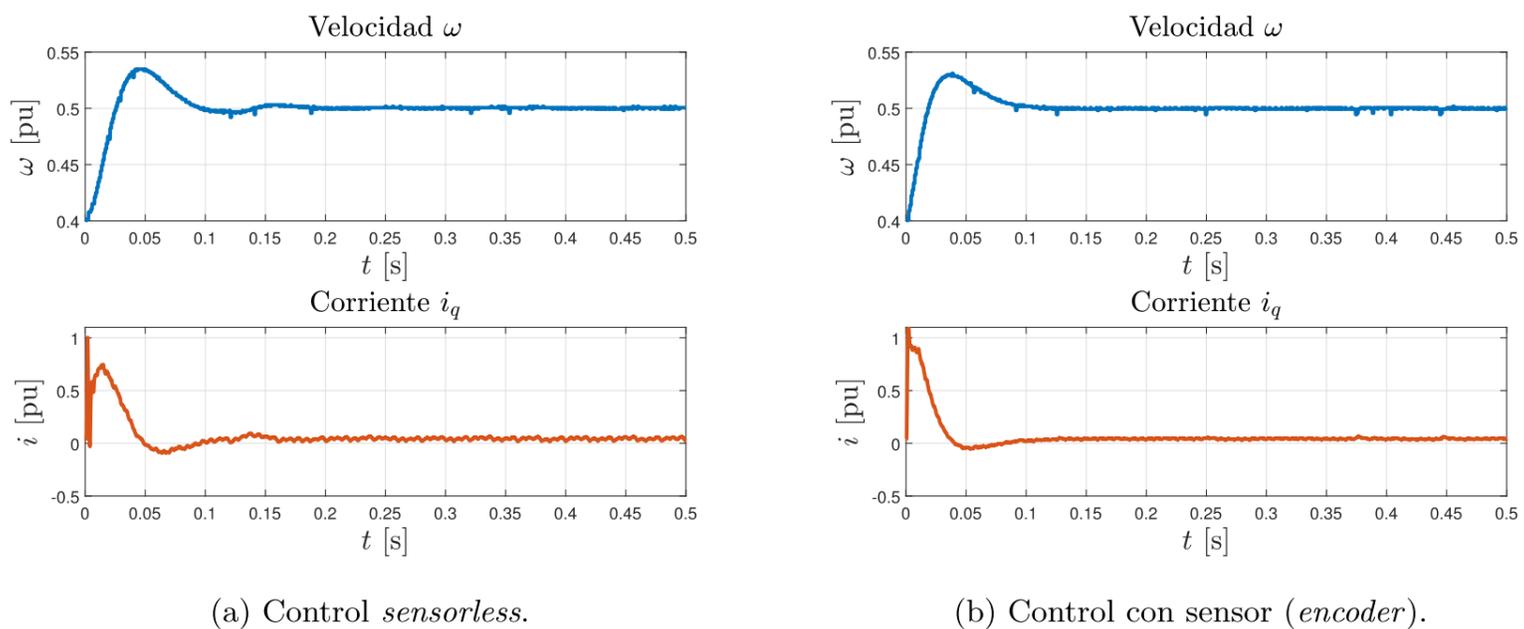


Figura 5.16: Respuesta del sistema de control ante un escalón de velocidad sin carga.

En la figura 5.16 se observan las respuestas a escalón de velocidad del mismo sistema de control, pero en la figura 5.16a con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la velocidad estimada (*sensorless*) y en la figura 5.16b con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la velocidad real (*encoder*), graficando en ambos casos la velocidad real  $\omega$ . En esta última se aprecia que no aparece la oscilación anteriormente descrita.

De las curvas obtenidas en la figura 5.16b se puede apreciar que se tiene un sobrepaso de un 32 %, un tiempo de levantamiento de 18.3 ms y un tiempo de asentamiento de 94.3 ms. Con esto se confirma el ajuste del controlador de velocidad según (5.5).

En la figura 5.17 se muestra el desempeño del estimador de velocidad para el mismo escalón de velocidad en el sistema de control de velocidad con sensor (*encoder*).

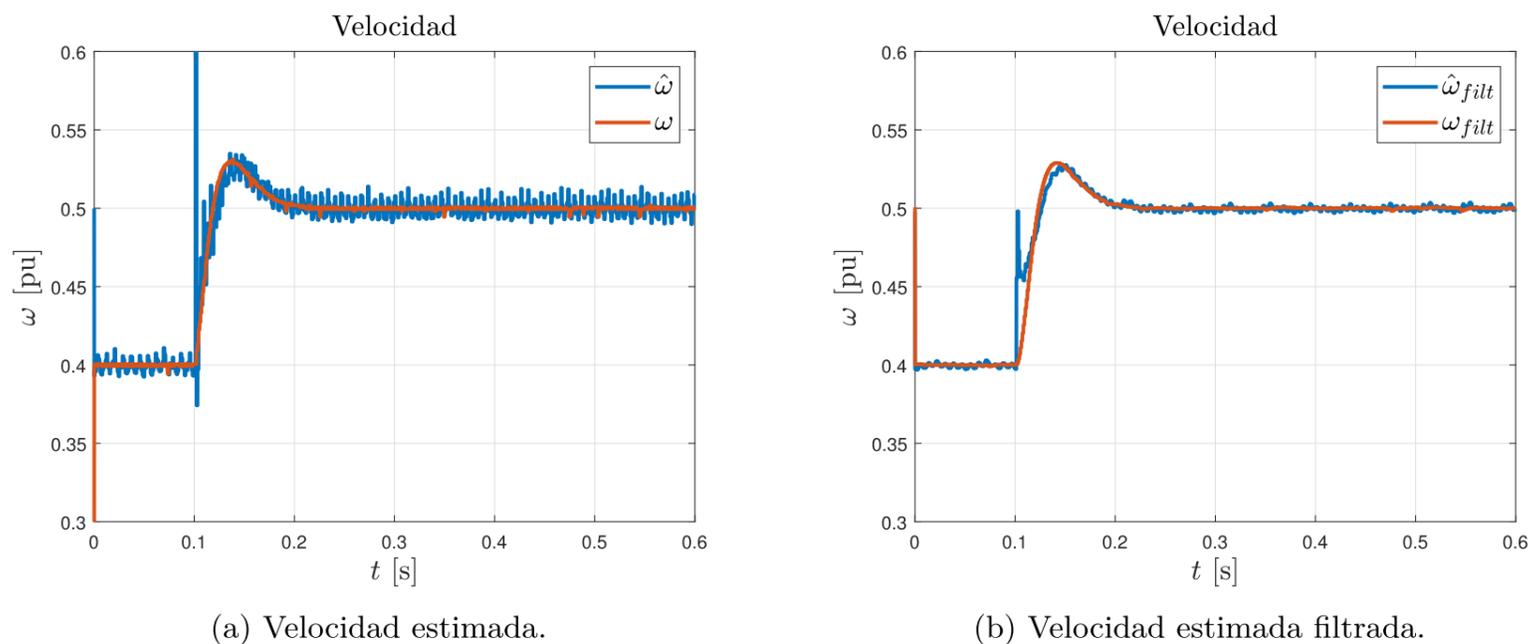


Figura 5.17: Estimación de velocidad en sistema de control con sensor (*encoder*).

En la figura 5.17a se muestra el contraste entre la velocidad real  $\omega$  de la máquina calculada a través del *encoder* y la velocidad estimada  $\hat{\omega}$ . Por otro lado, en la figura 5.17b se muestra el contraste entre la velocidad real filtrada  $\omega_{filt}$  y la velocidad estimada filtrada  $\hat{\omega}_{filt}$  (ambas con el mismo filtro), que es la velocidad con la cual se realimenta el sistema de control *sensorless*. También se aprecia que al momento de la ejecución del escalón la velocidad estimada  $\hat{\omega}$  introduce un valor *peak* que no es totalmente mitigado por el filtro digital de velocidad y que deforma la curva de la velocidad estimada filtrada  $\hat{\omega}_{filt}$ . Por último, se puede apreciar que la curva de velocidad estimada filtrada  $\hat{\omega}_{filt}$  tiene un sobrepaso menor que la curva de velocidad real filtrada  $\omega_{filt}$ , siendo esta diferencia de un 4%.

En la figura 5.18 se contrastan la velocidad real y la velocidad estimada filtrada.

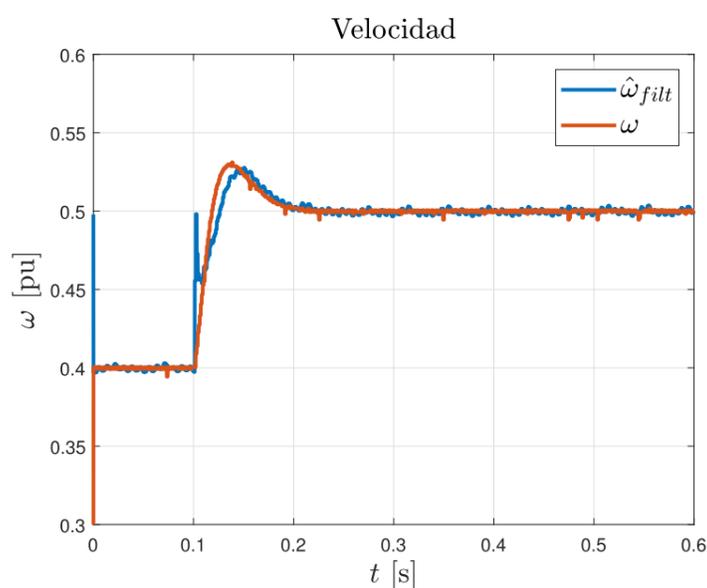


Figura 5.18: Comparación de la velocidad real con la velocidad estimada filtrada.

En esta figura se puede apreciar la diferencia entre la velocidad real de la máquina y la velocidad con que trabaja el sistema de control *sensorless*. La diferencia se debe a la acción del filtro, que genera un retardo de 4 ms, y del estimador.

Ya que para la realimentación del lazo de control se utiliza la velocidad estimada filtrada  $\hat{\omega}_{filt}$ , para efectos de observación, esta se deberá comparar con la velocidad real filtrada  $\omega_{filt}$ . Para simplificar la redacción en la descripción de las pruebas que se mostrarán en la siguiente sección, se omitirá la palabra filtrada y además se denotará simplemente como  $\omega$  para referirse a la velocidad real filtrada de la máquina y como  $\hat{\omega}$  para referirse a la velocidad estimada filtrada de la máquina.

### 5.3. Evaluación del sistema de control

Con el sistema de control ya programado y ajustado se ejecutan diferentes pruebas de laboratorio para evaluar el desempeño del sistema de control *sensorless* de velocidad implementado en la máquina de inducción, enfocándose en el comportamiento de las variables de interés durante el estado transitorio y en la aplicación de carga en el eje del sistema.

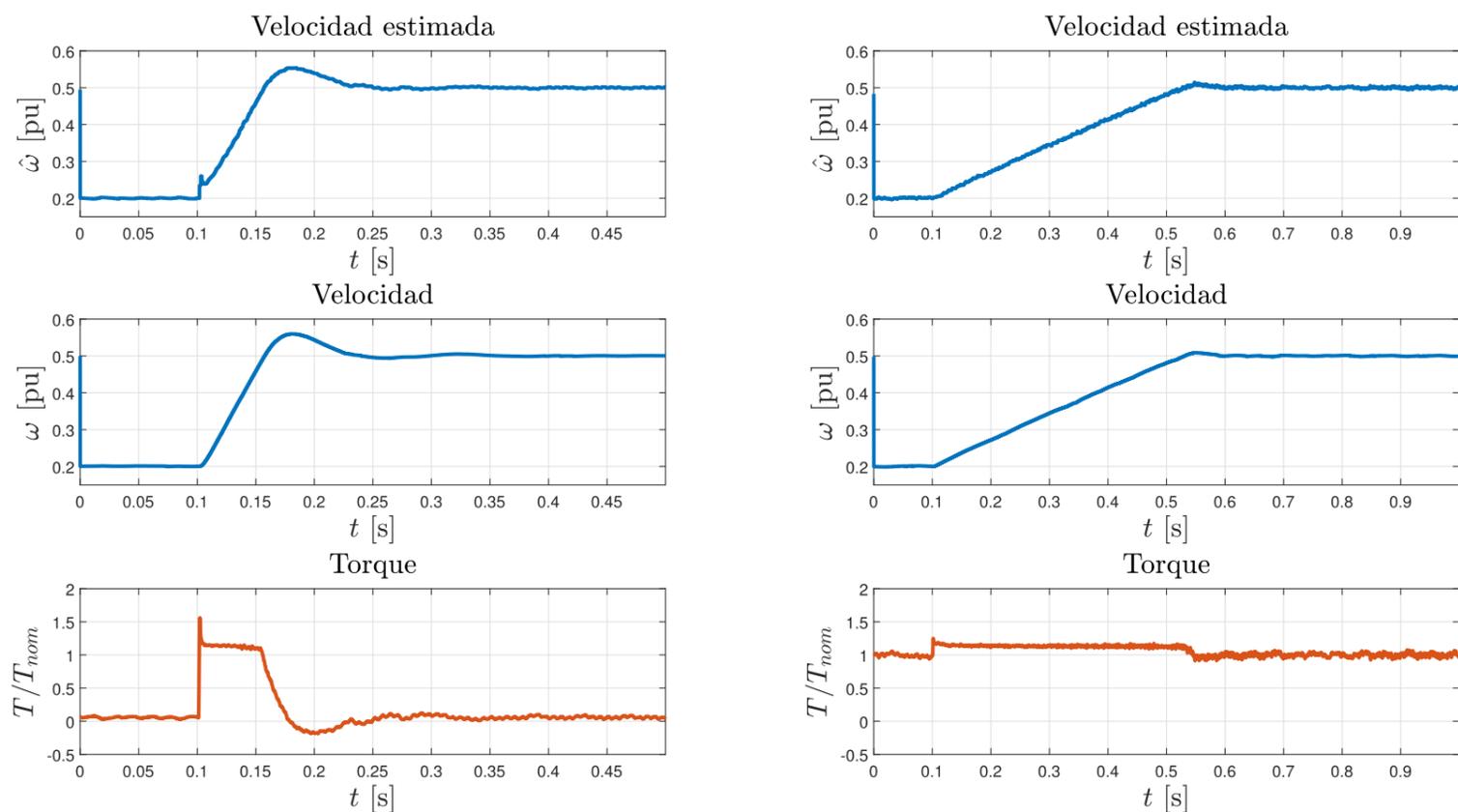
En esta sección se analizarán respuestas de ensayos a gran señal. El análisis de las respuestas de ensayos a pequeña señal fue expuesto en la sección anterior.

De aquí en adelante, para visualizar mejor la respuesta del sistema de control, se graficará la curva de momento normalizada con respecto al torque nominal  $T_{nom}$  en lugar del torque base  $T_b$ .

#### 5.3.1. Respuestas a escalón de referencia

##### 5.3.1.1. Escalón de referencia

Se realiza un escalón de referencia en  $t = 0.1$  s, desde 0.2 a 0.5 pu, primero sin carga y luego con carga nominal aplicada en el eje, obteniéndose las curvas de la figura 5.19.



(a) Sin carga.

(b) Con carga nominal.

Figura 5.19: Respuesta del sistema de control ante un escalón de referencia.

En ambos casos se tiene que el torque se satura, manteniéndose aproximadamente constante en un valor correspondiente a 1.1 veces el torque nominal mientras la velocidad aumenta hasta el valor de referencia. Este torque máximo disponible está determinado por la configuración del sistema de control, la cual considera que el límite para la corriente de la máquina es igual al valor nominal.

En la figura 5.20 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida para cada condición de carga.

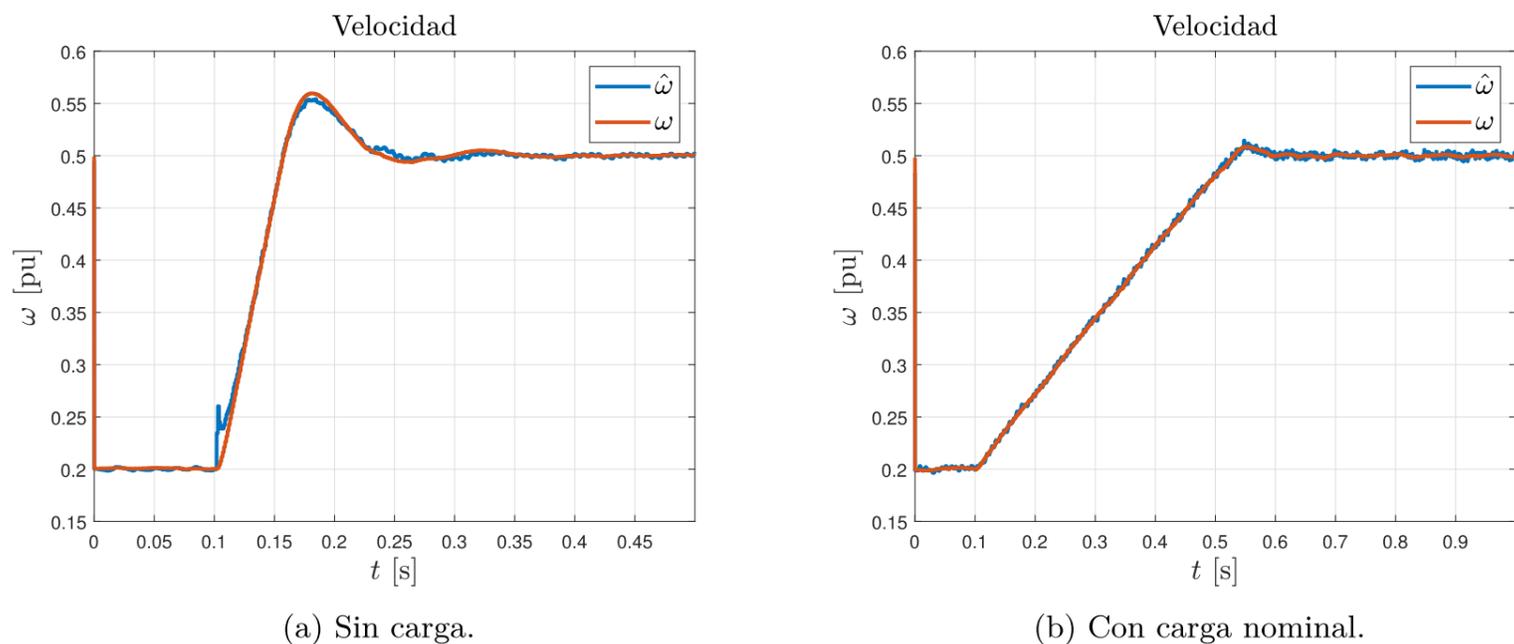


Figura 5.20: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.19.

En el caso de la figura 5.20a se observan diferencias similares a las ya mencionadas sobre la contrastación mostrada en la figura 5.18, mientras que para el caso de la figura 5.20b ambas curvas son coincidentes.

En la figura 5.21 se pueden apreciar las características  $T - \omega$  para cada condición de carga.

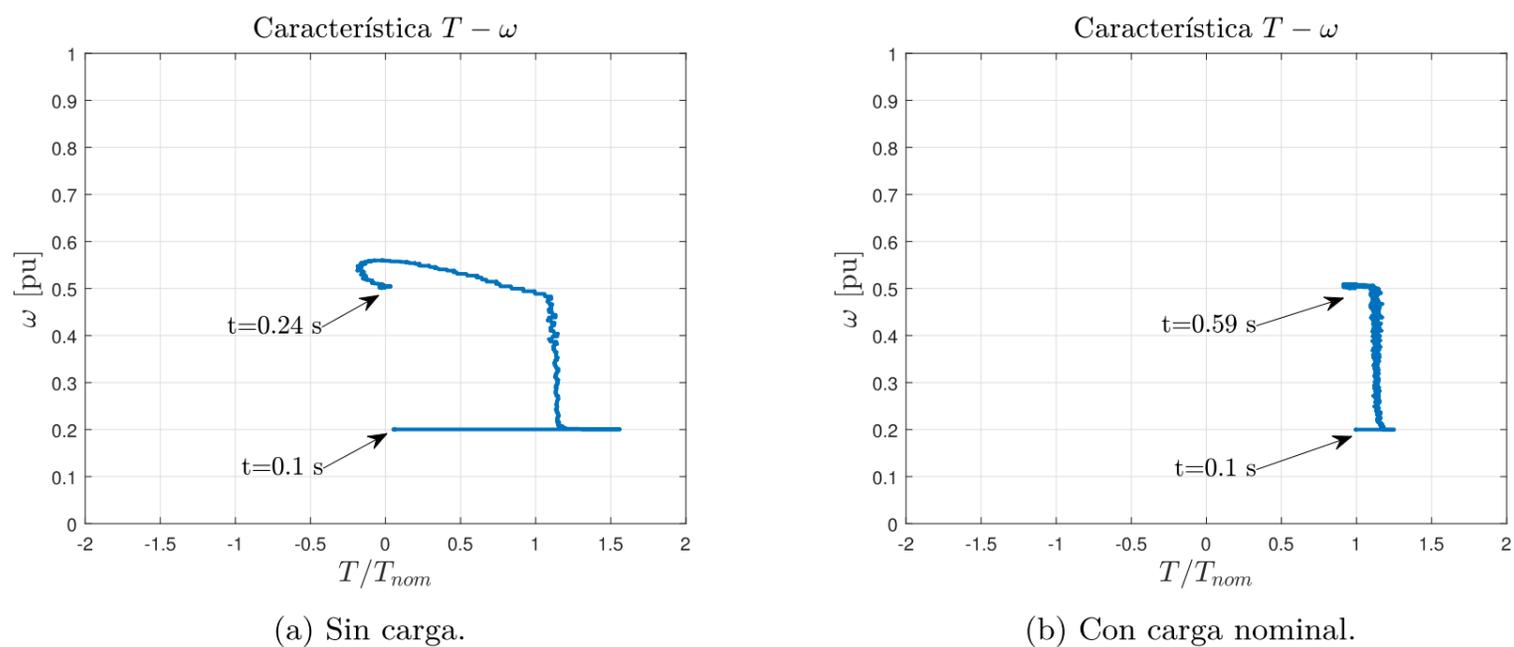
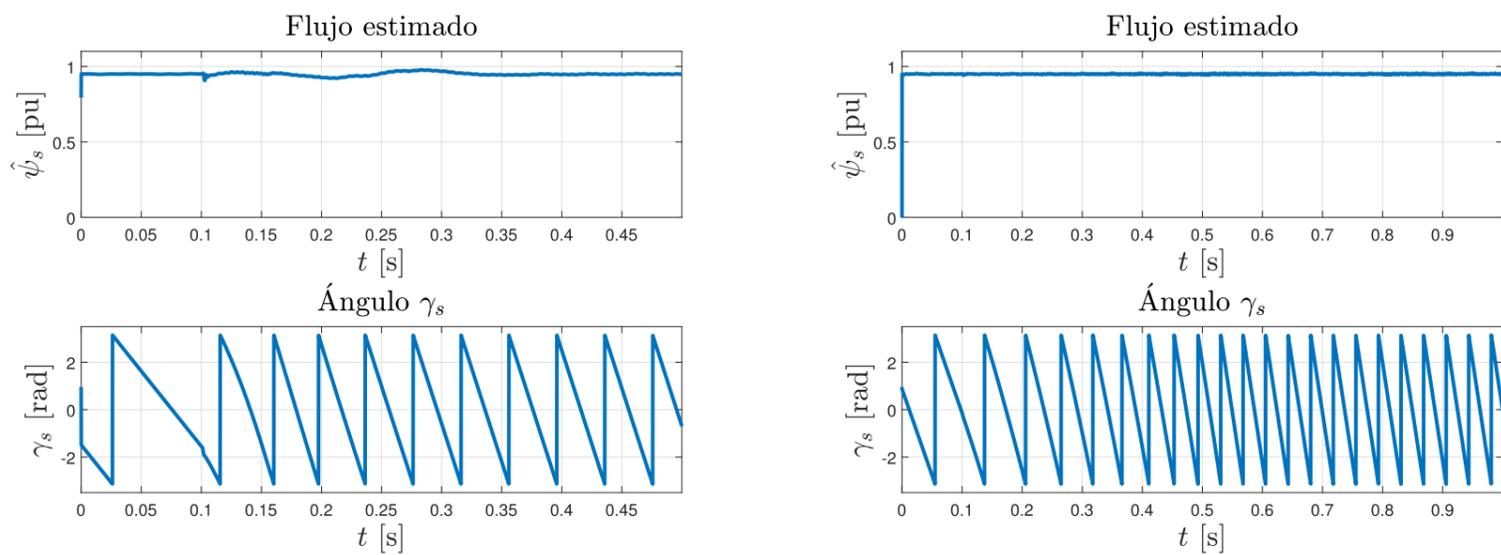


Figura 5.21: Curva  $T - \omega$  ante un escalón de referencia.

En la figura 5.21a se pueden apreciar los efectos del sobrepaso en la velocidad justo antes de alcanzar el estado estacionario, mientras que en la figura 5.21b se aprecia una curva más parecida a un comportamiento ideal.

En la figura 5.22 se observa el comportamiento del flujo estimado para cada condición de carga.



(a) Sin carga.

(b) Con carga nominal.

Figura 5.22: Flujo estimado ante un escalón de referencia.

En la figura 5.22a se observa una pequeña perturbación en el flujo estimado al momento de aplicar el escalón de referencia, mientras que en la figura 5.22b no se observa ninguna perturbación.

### 5.3.1.2. Pulso de referencia

Se aplica un pulso de referencia de 0.5 s en el cual la referencia va desde 0.2 hasta 0.5 pu en  $t = 0.1$  s y luego vuelve a 0.2 pu en  $t = 0.6$  s. El mismo ensayo se ejecuta primero sin carga y luego con carga nominal aplicada en el eje, obteniéndose las curvas de la figura 5.23.

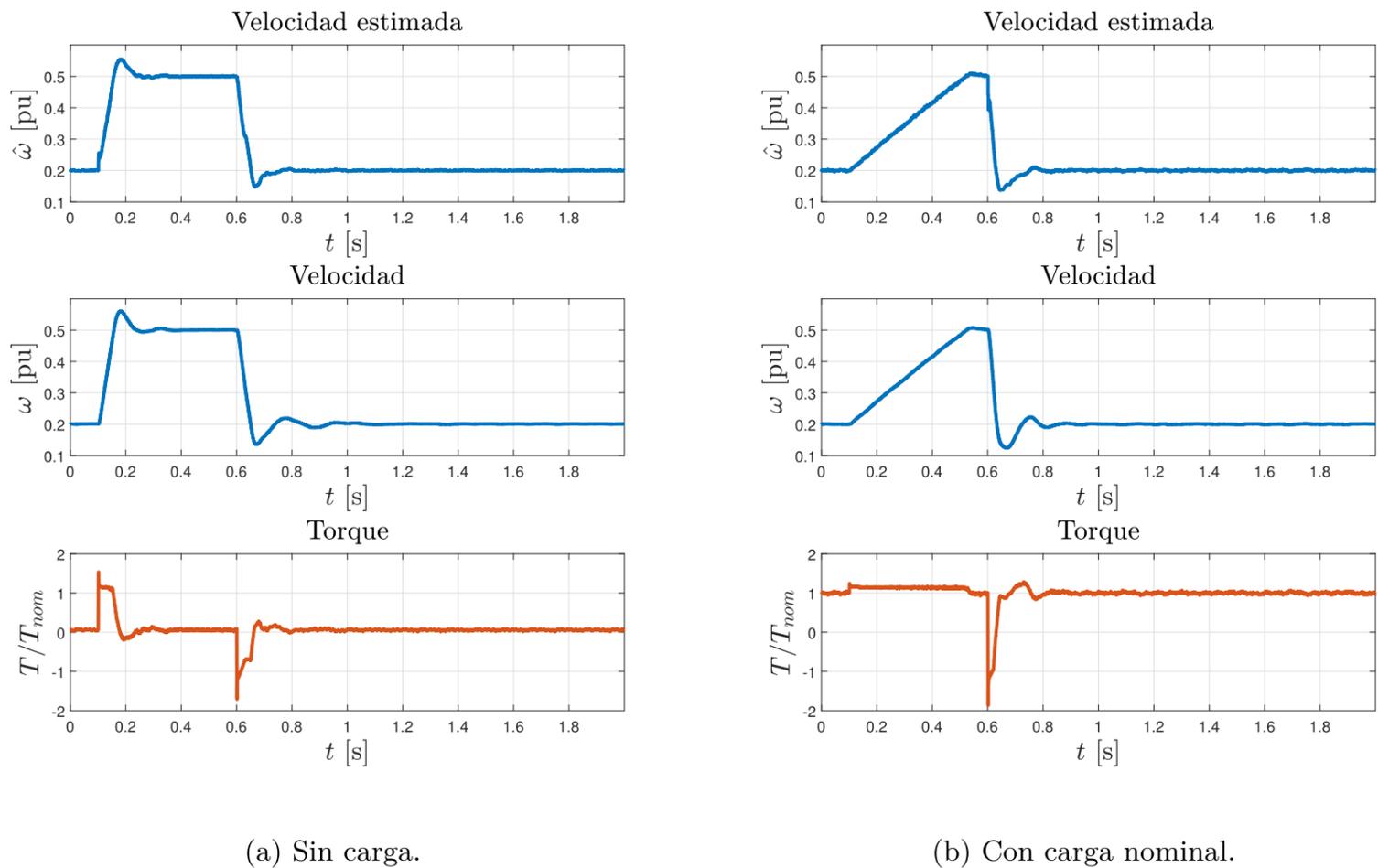


Figura 5.23: Respuesta del sistema de control ante un pulso de referencia.

En ambos casos se tiene que, mientras la velocidad disminuye en el segundo escalón del pulso, la curva de velocidad tiene un comportamiento más oscilatorio que la curva de velocidad estimada.

También se observa que el módulo del torque durante la disminución de la velocidad del segundo escalón es inferior al torque durante el aumento de la velocidad del primer escalón.

En la figura 5.24 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida para cada condición de carga.

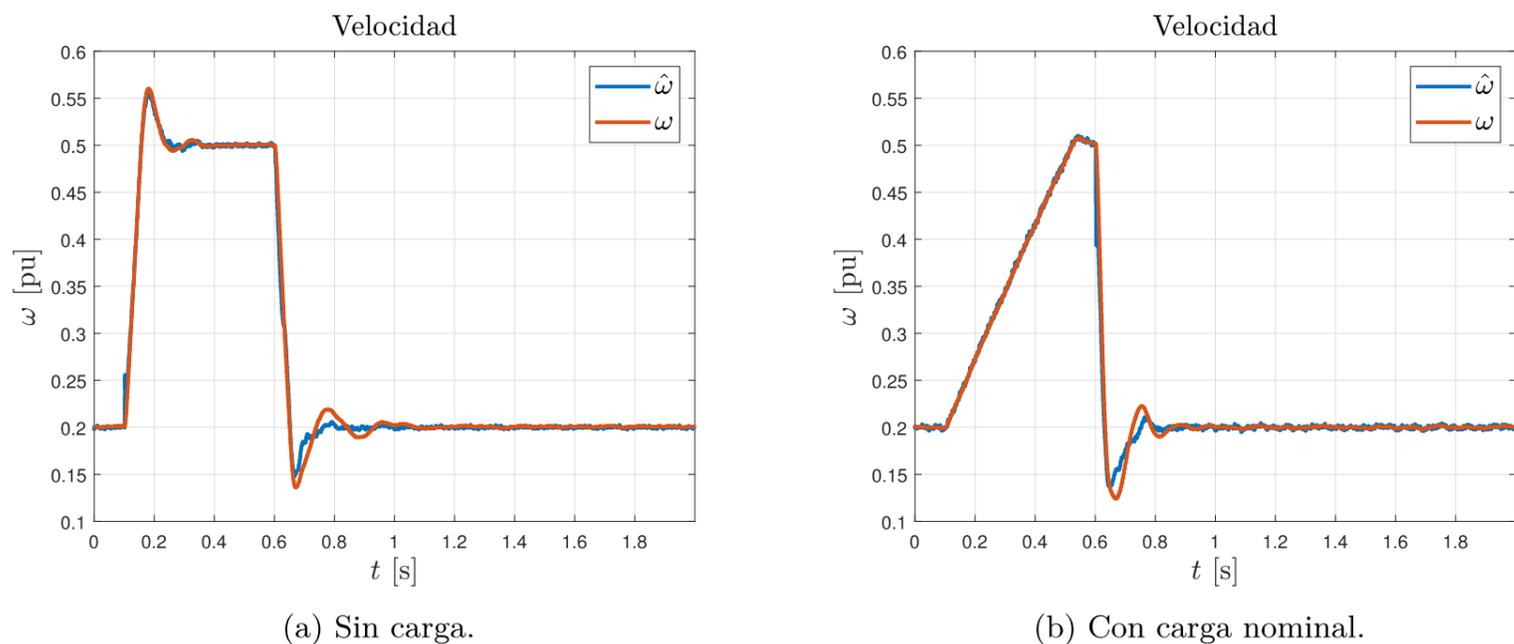


Figura 5.24: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.23.

En ambos casos se aprecia de mejor manera como la velocidad estimada no percibe las oscilaciones presentes en la velocidad durante la disminución de velocidad del segundo escalón del pulso.

En la figura 5.25 se pueden apreciar las características  $T - \omega$  para cada condición de carga.

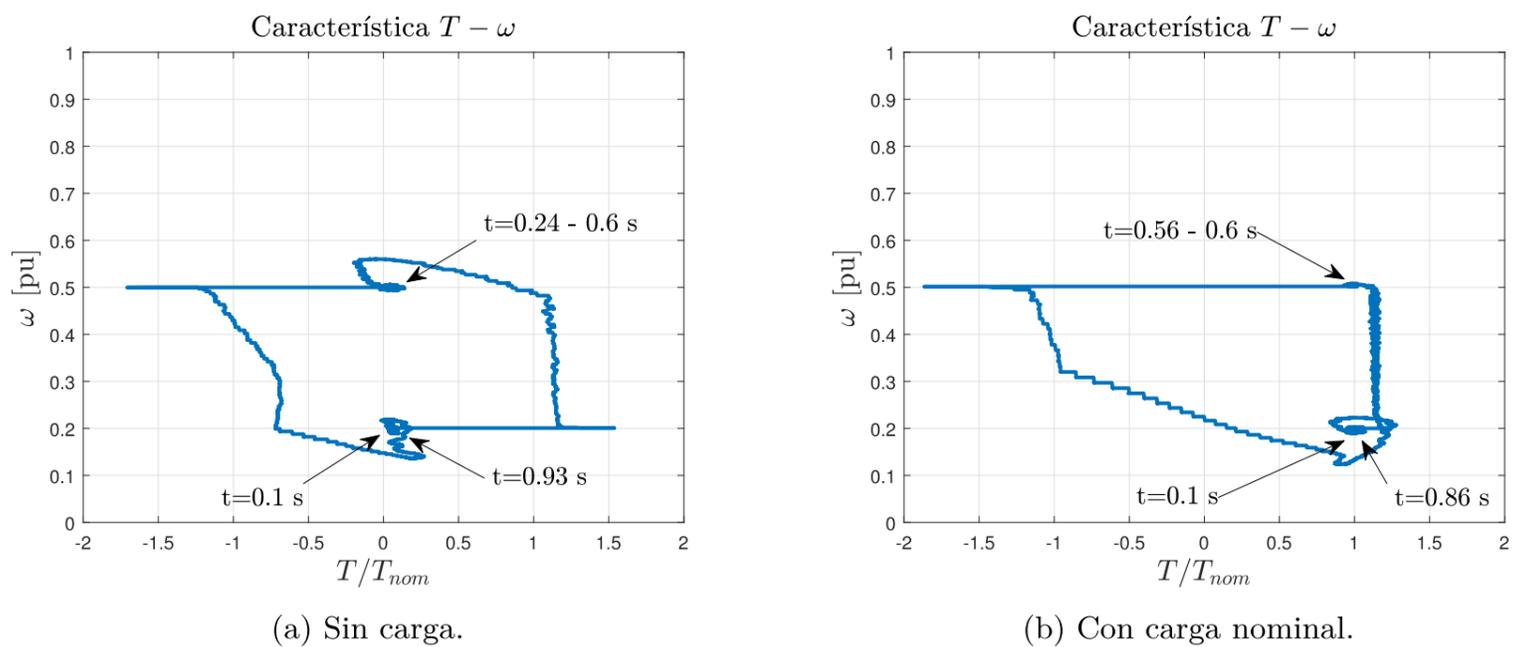


Figura 5.25: Curva  $T - \omega$  ante un pulso de referencia.

En ambas figuras se aprecia claramente como el torque disminuye en módulo mientras disminuye la velocidad desde 0.5 a 0.2 pu, a diferencia del caso en que aumenta la velocidad desde 0.2 a 0.5 pu donde el torque tiene un comportamiento más constante.

En la figura 5.26 se observa el comportamiento del flujo estimado para cada condición de carga.

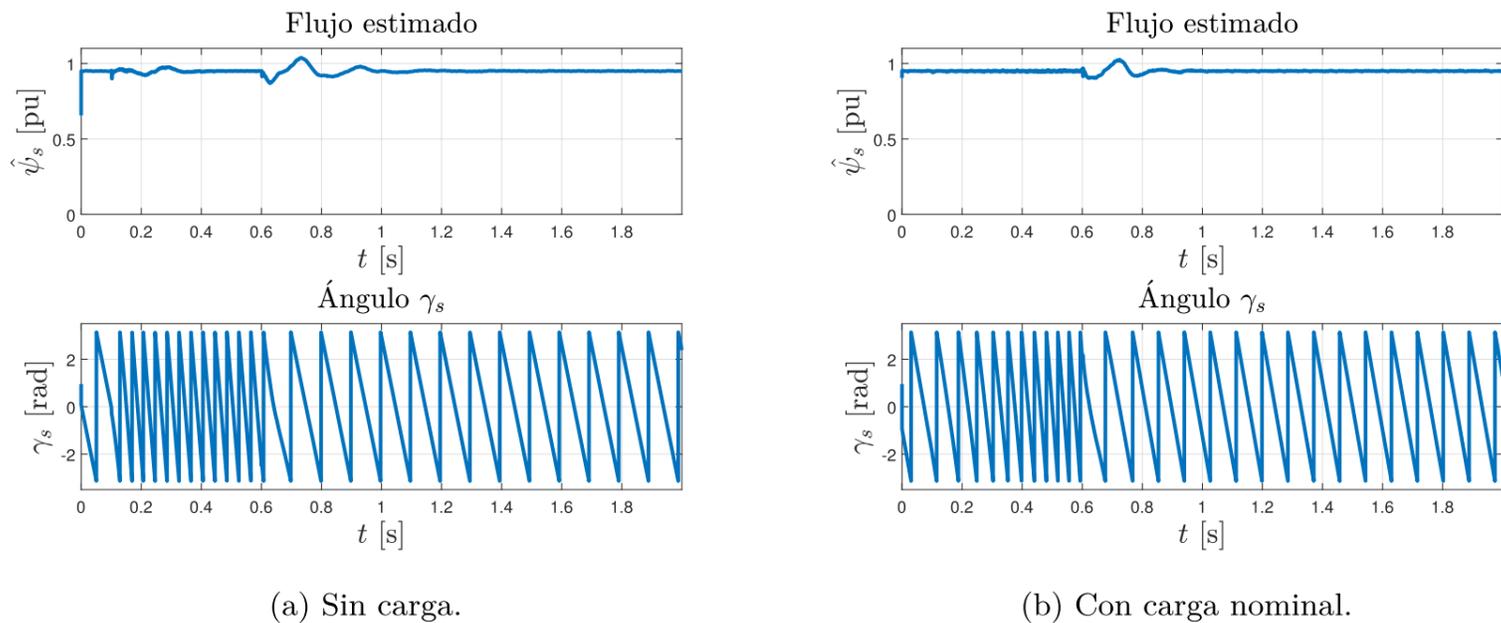


Figura 5.26: Flujo estimado ante un pulso de referencia.

Observando la curva del flujo estimado para ambos casos de carga, se aprecia que el flujo se perturba en mayor medida cuando disminuye la velocidad durante el segundo escalón del pulso.

Como se mencionó anteriormente, la configuración del sistema de control considera que el límite para la corriente de la máquina es igual al valor nominal, por lo tanto, al perturbarse el flujo estimado  $\hat{\psi}_s$  la corriente  $i_d$  aumenta transitoriamente modificando el máximo valor que puede alcanzar la corriente  $i_q$ .

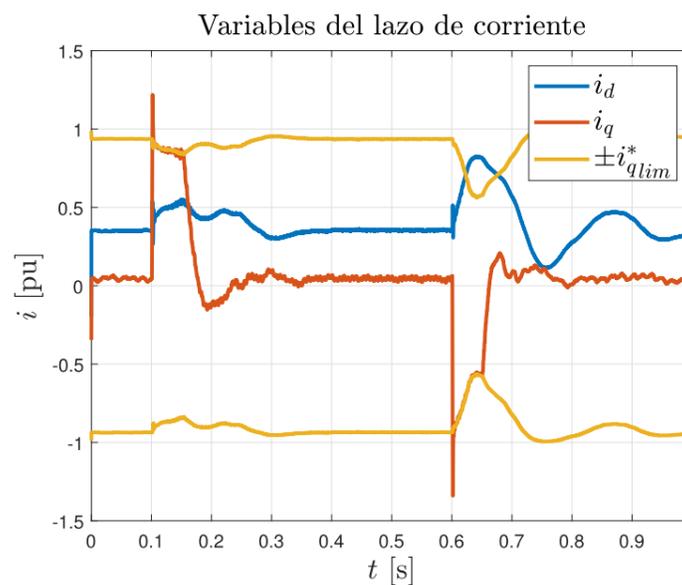
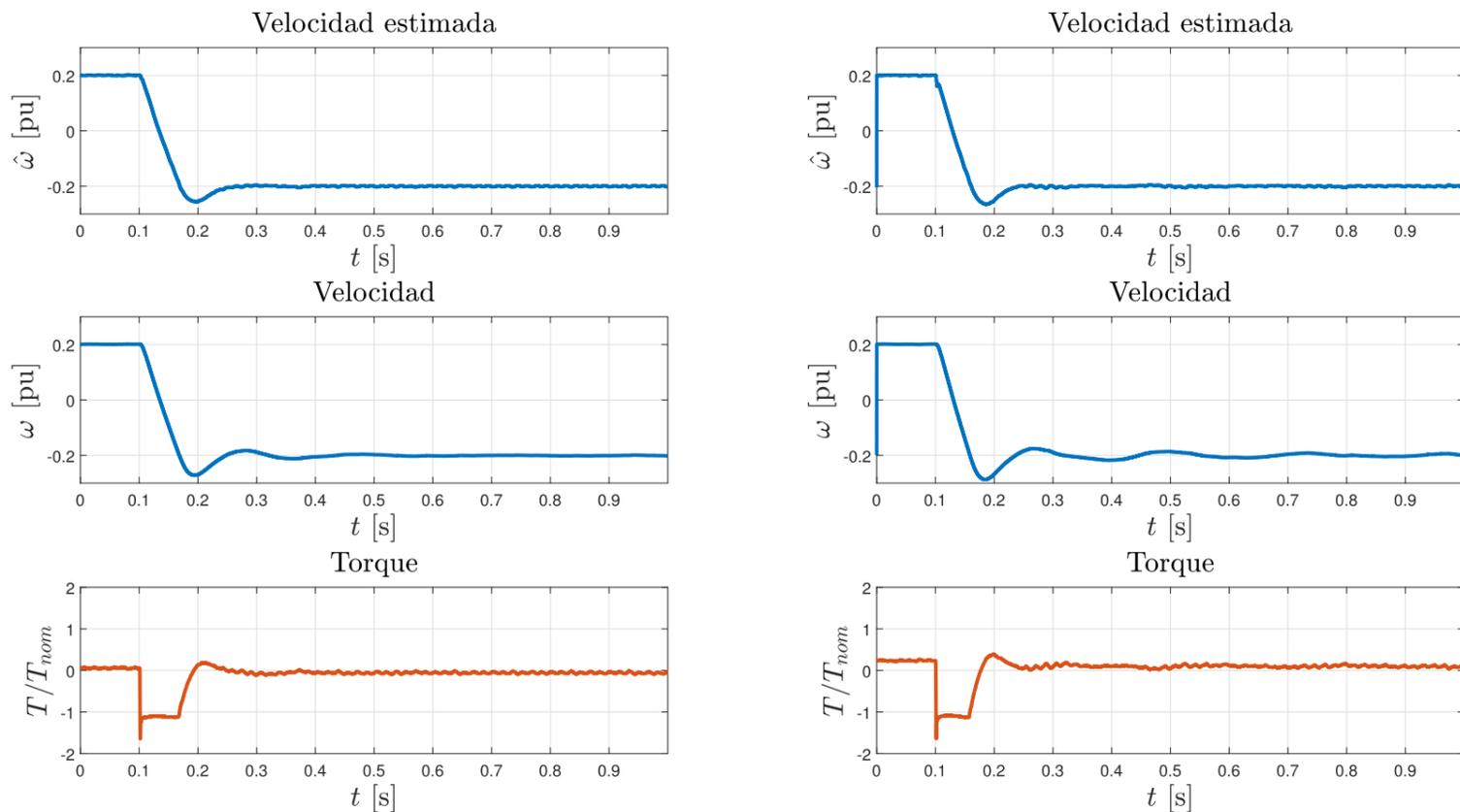


Figura 5.27: Límite de la referencia de  $i_q$  durante un pulso de referencia sin carga.

En la figura 5.27 se observa como varía el límite máximo y mínimo para la referencia de corriente  $i_q^*$  de acuerdo a los valores de la corriente  $i_d$ , siendo más notorio el efecto mientras disminuye la velocidad durante el segundo escalón, evidenciando la disminución del torque ya mencionada.

### 5.3.1.3. Inversión de marcha

Se realiza una inversión de marcha en  $t = 0.1$  s, cambiando la referencia desde 0.2 a -0.2 pu, primero sin carga y luego con una carga de  $0.2T_{nom}$  aplicada en el eje, obteniéndose las curvas de la figura 5.28.



(a) Sin carga.

(b) Con carga  $T = 0.2T_{nom}$ .

Figura 5.28: Respuesta del sistema de control *sensorless* ante una inversión de marcha.

Las curvas de velocidad y torque son similares a las de un escalón de referencia sin carga. En el caso de la figura 5.28b se tiene que la curva de velocidad  $\omega$  presenta una oscilación más apreciable después de realizada la inversión de marcha.

En la figura 5.29 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida para cada condición de carga.

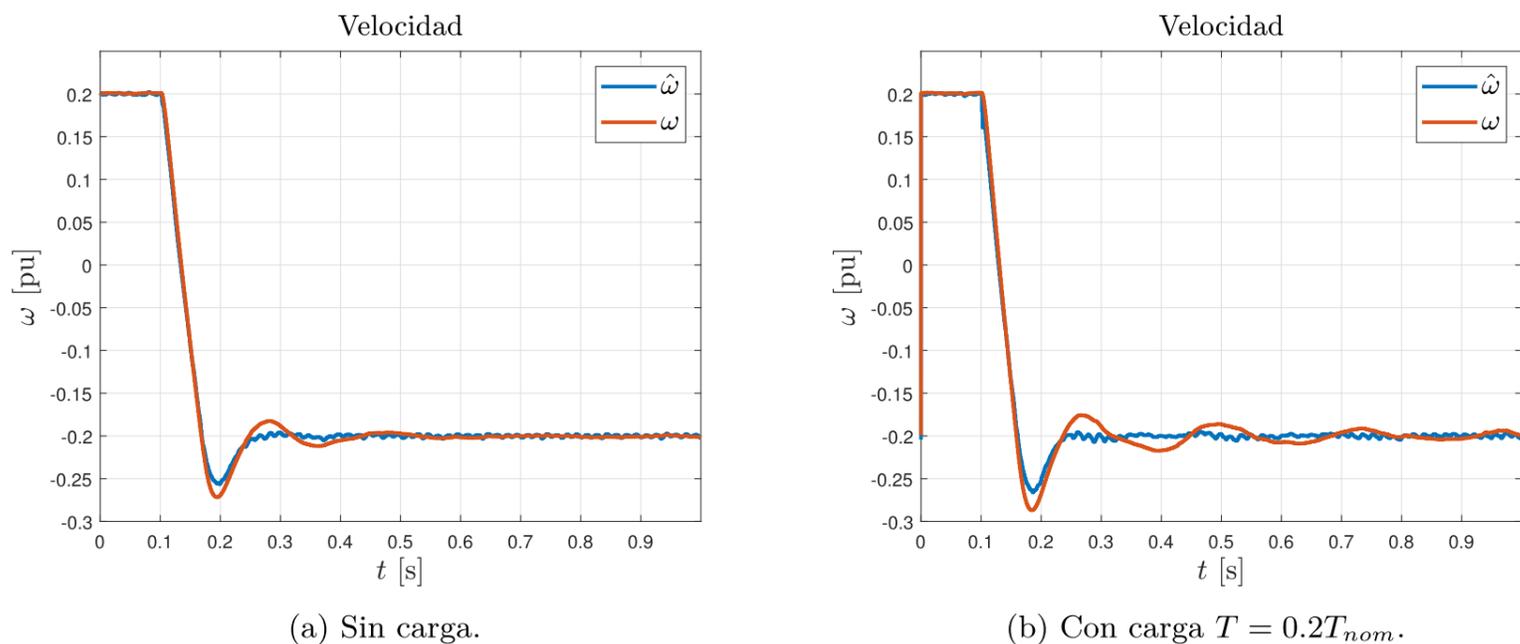


Figura 5.29: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.28.

Observando la contrastación de las curvas se aprecian las oscilaciones en la velocidad que no están presentes en la velocidad estimada, similar al caso de la figura 5.24. En el caso de la figura 5.29b esta diferencia es más notoria. Debido a esta oscilación el estado estacionario se alcanza en  $t = 1$  s.

En la figura 5.30a se puede apreciar las características  $T - \omega$  para cada condición de carga.

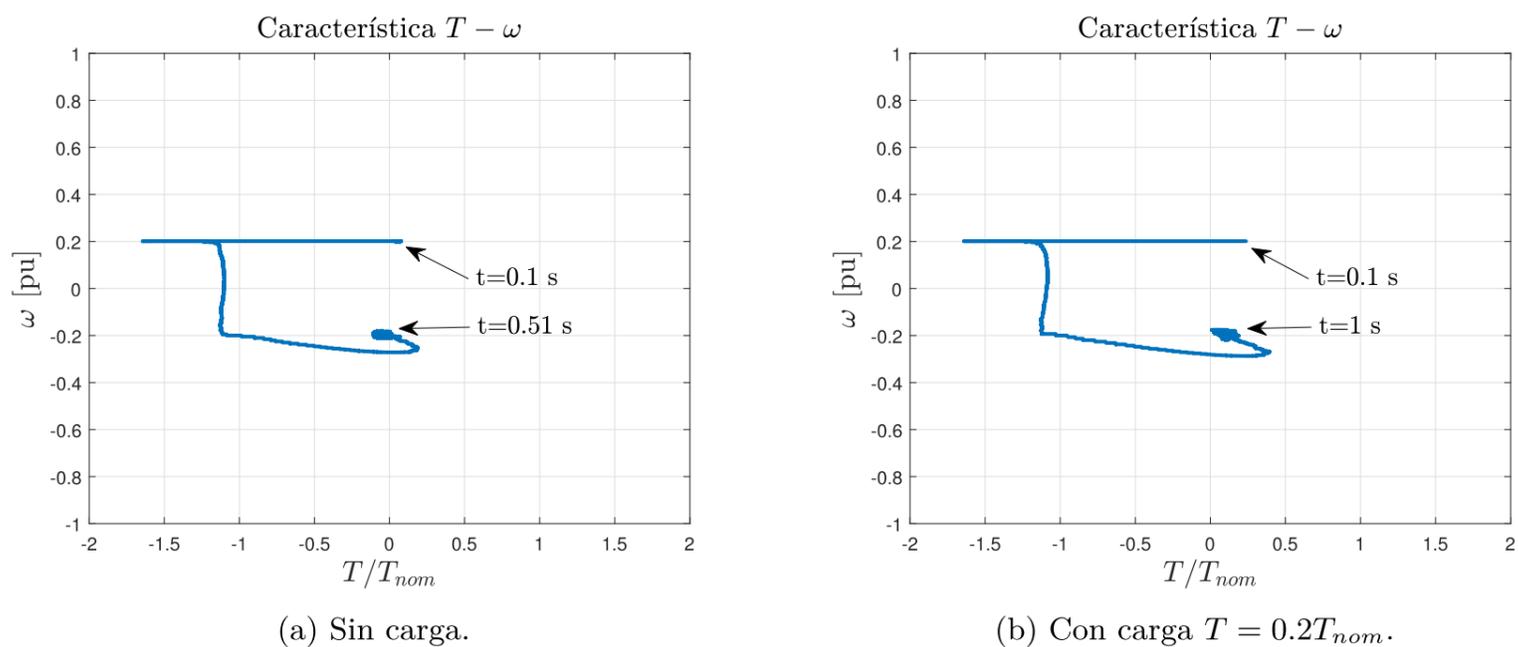


Figura 5.30: Curva  $T - \omega$  ante una inversión de marcha.

En la figura 5.31a se observa el comportamiento del flujo estimado para cada condición de carga.

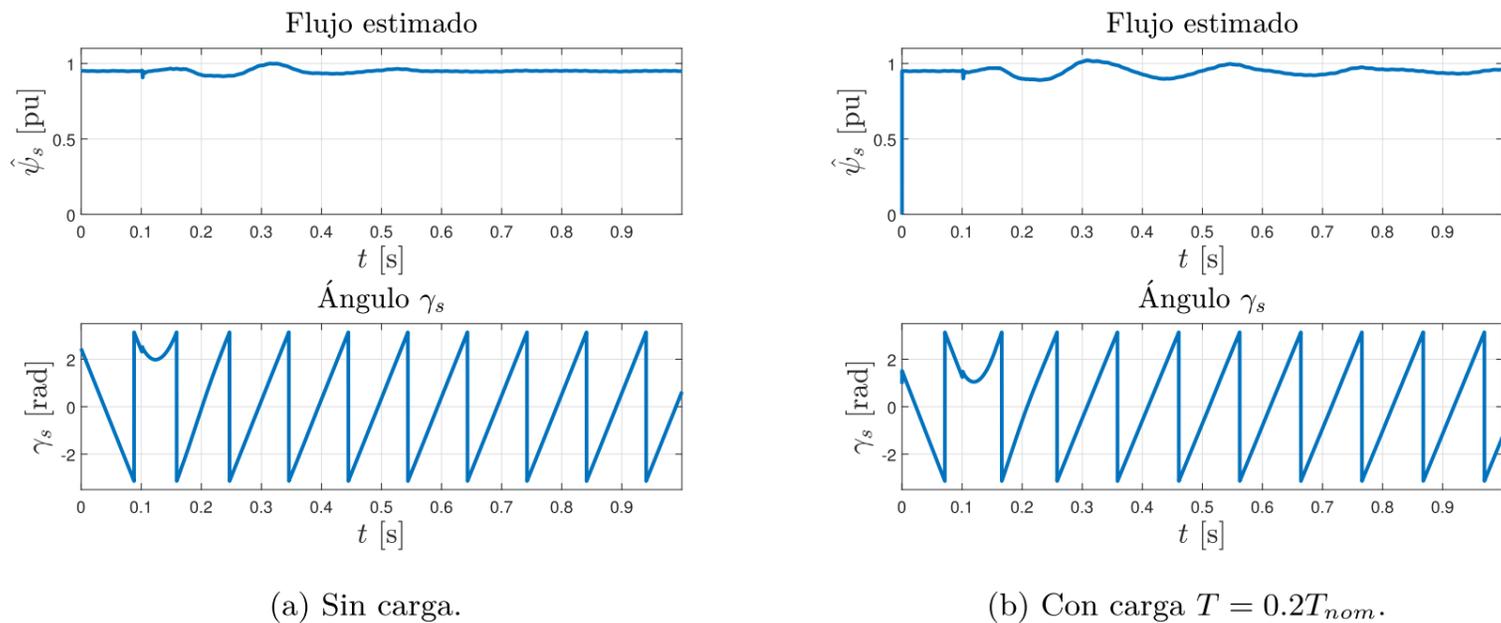


Figura 5.31: Flujo estimado ante una inversión de marcha.

En la curva de flujo estimado para el caso sin carga se observa una perturbación similar a la obtenida en la disminución de velocidad del pulso de referencia visto en la figura 5.26a. Esta perturbación es mayor para el caso con carga aplicada en el eje. Por otro lado, en la curva del ángulo  $\gamma_s$  para ambos casos de carga se aprecia el cambio en el sentido de giro del campo.

Las oscilaciones presentes en la velocidad y en el flujo estimado para la condición de carga aplicada en el eje se hacen aún más notorias para torques de carga superiores, siendo el sistema inestable ante el ensayo de inversión de marcha con un torque de carga nominal. Estas diferencias, con respecto a los demás ensayos, indican que los resultados para este caso en particular no resultaron de acuerdo a lo esperado.

#### 5.3.1.4. Operación con carga nominal constante

Se realiza un ensayo en el que se hace variar la referencia mientras la carga mecánica en el eje se mantiene controlada y constante en el valor del torque nominal. La referencia se hace variar entre los valores 0.2, 0.3, 0.4 y 0.5 pu, obteniéndose las curvas de la figura 5.32.

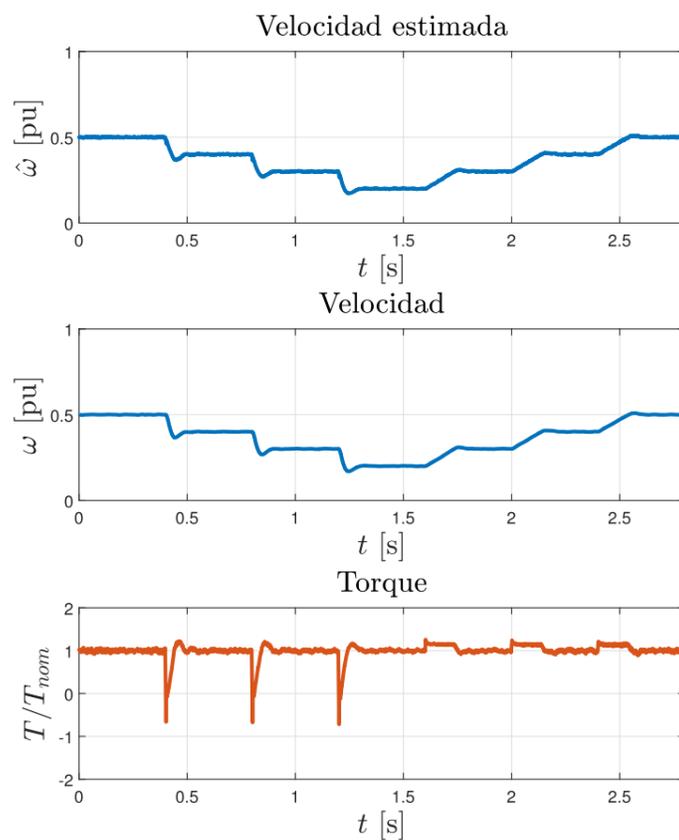


Figura 5.32: Respuesta del sistema de control *sensorless* ante cambios de referencia y a carga constante.

De la curva de velocidad se observa que, luego de aplicada cada disminución de referencia, se alcanza el estado estacionario luego de 86 ms. Por otro lado, luego de aplicar cada aumento de referencia se alcanza el estado estacionario luego de 143 ms. Esta diferencia se debe al momento de carga y al momento resultante en el eje del sistema en cada caso.

En la figura 5.33 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida.

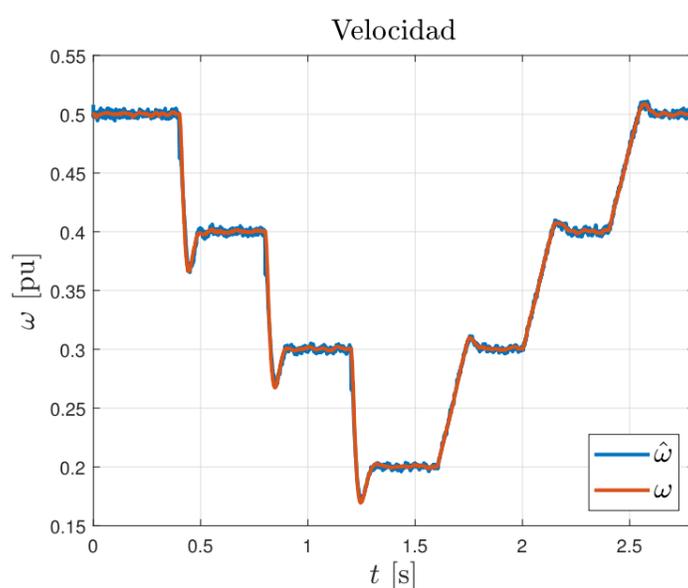


Figura 5.33: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.32.

Observando la contrastación de las curvas se aprecia que no hay mayores diferencias entre las velocidades. En este caso en que la máquina está bajo condición de carga nominal y la magnitud de los escalones es menor, no se aprecian oscilaciones en la velocidad y ambas curvas resultan coincidentes.

En la figura 5.34 se observa el comportamiento del flujo estimado.

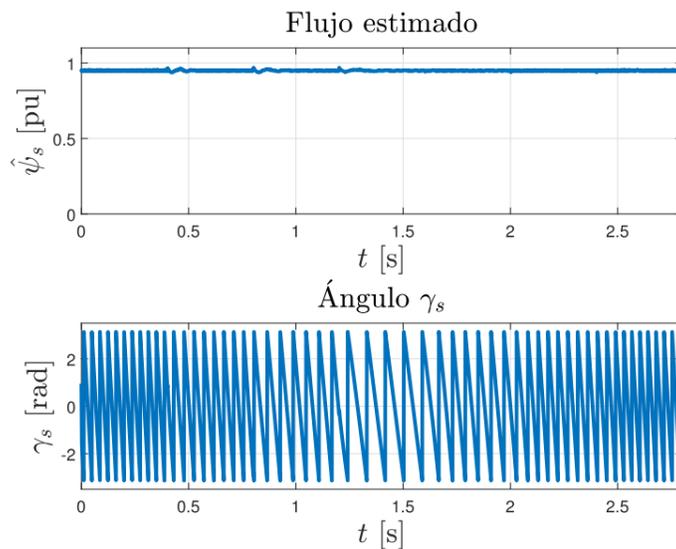
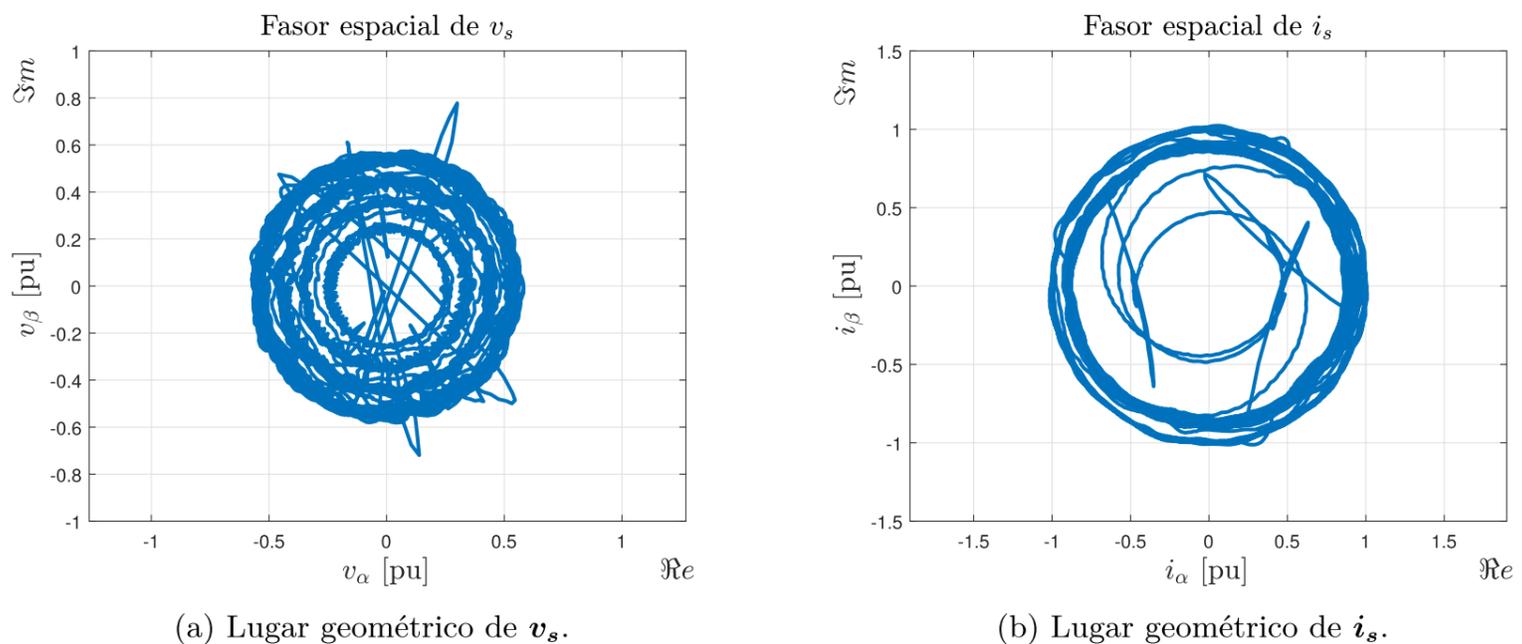


Figura 5.34: Curva del flujo estimado ante cambios de referencia y a carga constante.

De la curva de flujo estimado se observa que este se mantiene estable y con pequeñas perturbaciones que son más apreciables cada vez que se disminuye la referencia de velocidad.

En la figura 5.35 se muestran los fasores espaciales de la tensión y la corriente de estator.



(a) Lugar geométrico de  $\mathbf{v}_s$ .

(b) Lugar geométrico de  $\mathbf{i}_s$ .

Figura 5.35: Fasores espaciales de tensión y corriente ante diferentes velocidades y a carga constante.

En la figura 5.35a se observa la curva de  $\mathbf{v}_s$  durante el ensayo ubicada en el plano complejo. En esta se aprecian diferentes trayectorias circulares concéntricas, que corresponden a los cuatro niveles de velocidad de referencia aplicados.

En la figura 5.35b se observa la curva de  $\mathbf{i}_s$  durante el ensayo ubicada en el plano complejo. En esta se aprecia la trayectoria circular de la corriente, que tiende a mantenerse con amplitud constante.

## 5.3.2. Respuestas a perturbación

### 5.3.2.1. Pulso de torque de carga nominal

Para medir la respuesta a la aplicación y anulación de carga del sistema de control se aplica repentinamente el torque nominal sobre el eje del sistema y luego se retira repentinamente mientras la máquina gira a velocidad controlada constante  $\omega=0.5$  pu. El torque de carga se aplica en  $t=0.1$  s y se retira  $t=0.6$  s, obteniéndose las curvas de la figura 5.36.

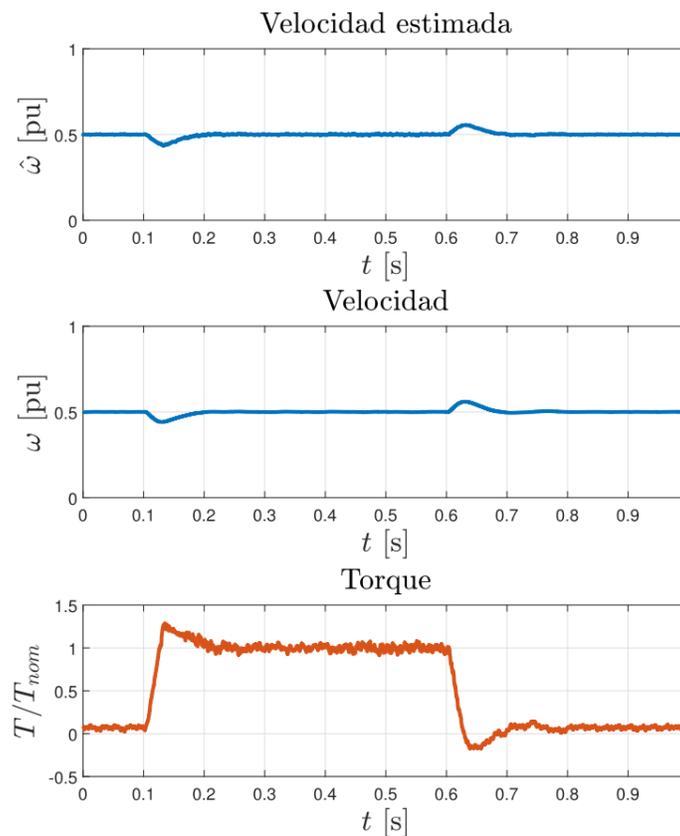


Figura 5.36: Respuesta del sistema de control *sensorless* ante un pulso de torque nominal.

De la curva de velocidad se observa que, luego de aplicado el torque de carga, la velocidad cae hasta  $\omega=0.44$  pu en 30 ms. El torque de la máquina responde, alcanzando por primera vez el valor de torque nominal en 27 ms y luego el máximo valor correspondiente a 1.24 veces el torque nominal en 38 ms. Finalmente, el estado estacionario se alcanza luego de 86 ms.

Posteriormente, luego de quitar el torque de carga, la velocidad sube hasta  $\omega=0.56$  pu en 30 ms. El torque de la máquina responde, alcanzando por primera vez el valor de torque nulo en 29 ms y luego el mínimo valor correspondiente a -0.17 veces el torque nominal en 45 ms. Finalmente, el estado estacionario se alcanza luego de 79 ms.

En la figura 5.37 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida.

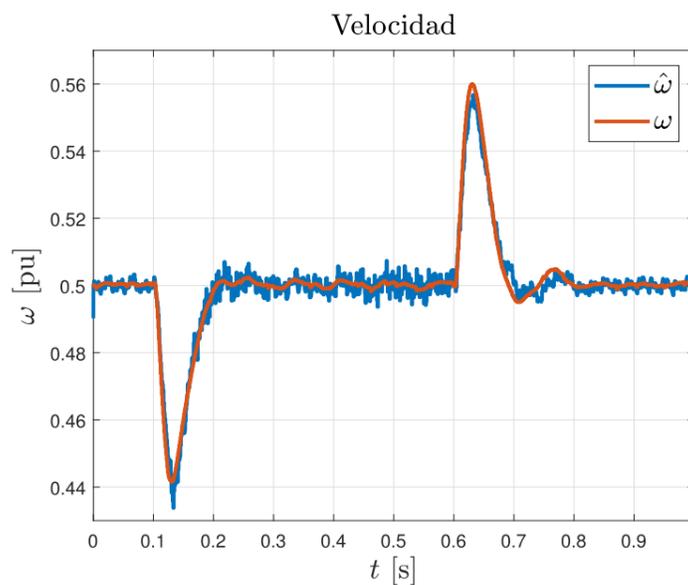


Figura 5.37: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.36.

De la contrastación de las curvas se aprecia que ambas coinciden bien. Existe una pequeña oscilación en la velocidad durante el rechazo de carga que también es percibida por la velocidad estimada.

En la figura 5.38 se observa el comportamiento del flujo estimado.

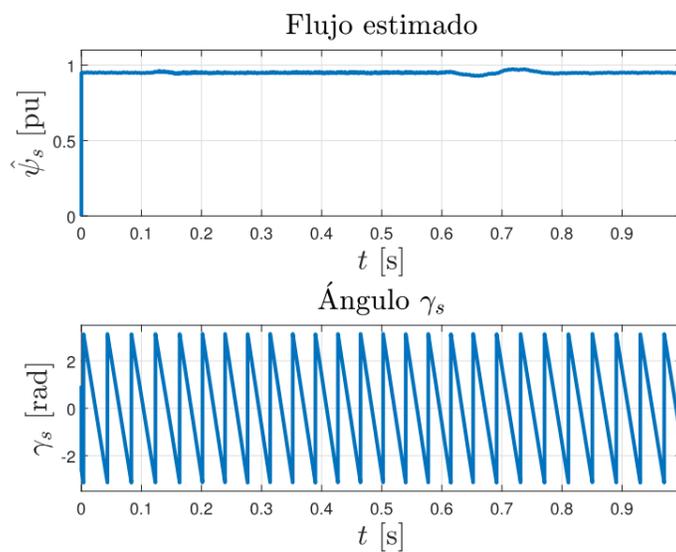


Figura 5.38: Curva del flujo estimado ante un pulso de torque nominal.

En la curva de flujo estimado  $\hat{\psi}_s$  se observa que durante el rechazo de torque de carga la perturbación es más apreciable que durante la aplicación del torque de carga.

### 5.3.2.2. Operación con velocidad constante

Se realiza un ensayo en el que se hace variar la carga mecánica en el eje del sistema mientras la velocidad se mantiene controlada y constante en  $\omega=0.2$  pu. El torque de carga se hace variar entre los valores  $0$ ,  $\frac{1}{3}$ ,  $\frac{2}{3}$  y  $1$  veces el torque nominal, obteniéndose las curvas de la figura 5.41.

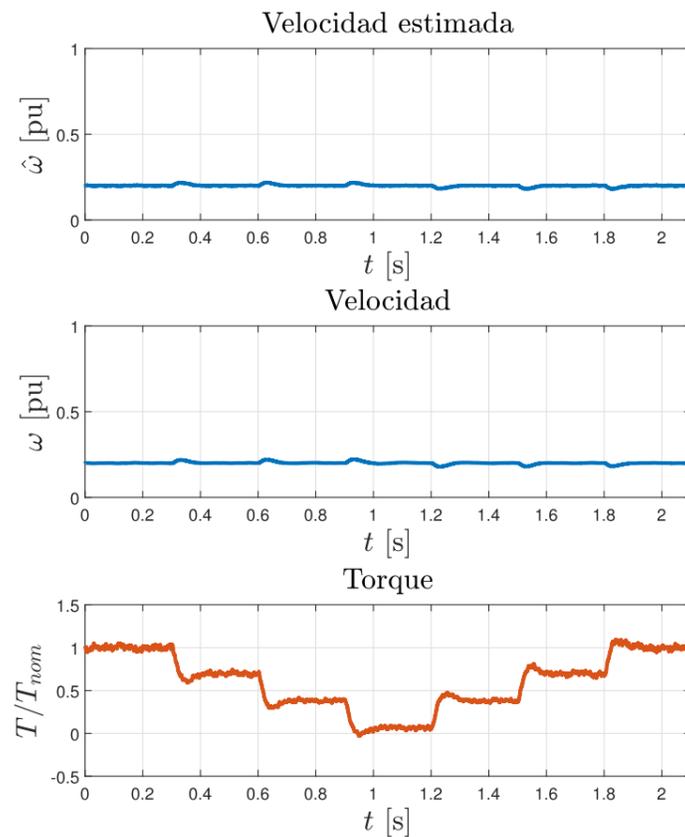


Figura 5.39: Respuesta del sistema de control *sensorless* ante diferentes cargas y a velocidad constante.

De la curva de velocidad se observa que, luego de aplicada cada disminución de torque de carga, la velocidad sube hasta  $\omega=0.22$  pu en 30 ms y que alcanza el estado estacionario luego de 73 ms. Por otro lado, luego de aplicar cada aumento de torque de carga la velocidad baja hasta  $\omega=0.18$  pu en 30 ms y se alcanza el estado estacionario luego de 76 ms.

En la figura 5.40 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida.

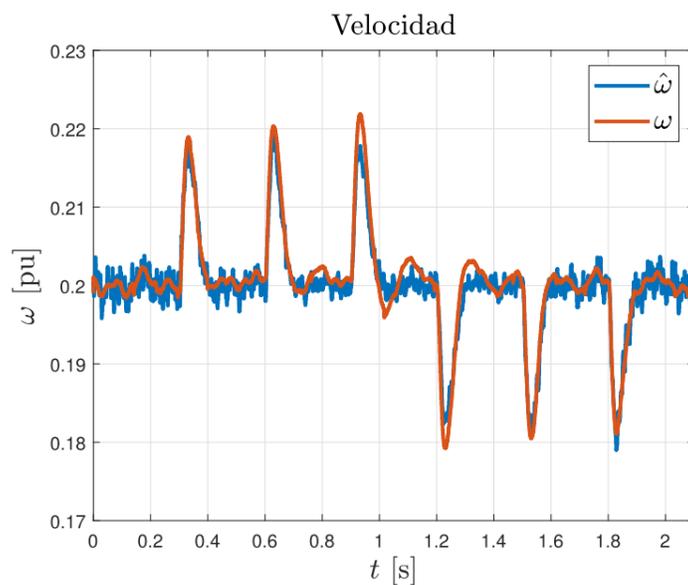


Figura 5.40: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.39.

Observando la contrastación de las curvas se aprecia que existen mayores diferencias en el centro de la curva donde los grados de carga son menores. En esa zona se aprecian oscilaciones en la velocidad que no aparecen en la curva de velocidad estimada.

En la figura 5.41 se observa el comportamiento del flujo estimado.

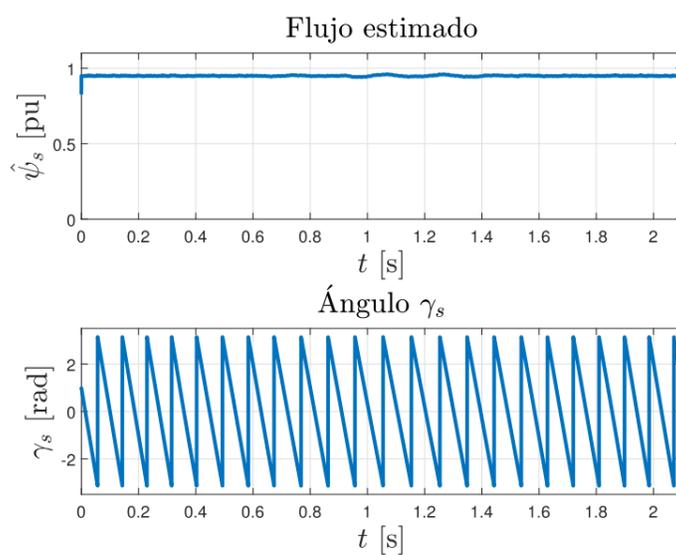


Figura 5.41: Curva del flujo estimado ante diferentes cargas y a velocidad constante.

De la curva de flujo estimado se observa que este se mantiene estable y con pequeñas perturbaciones que son más apreciables en el centro de la curva, cuando el nivel de carga es de menor magnitud.

En la figura 5.42 se muestran los fasores espaciales de la tensión y la corriente de estator.

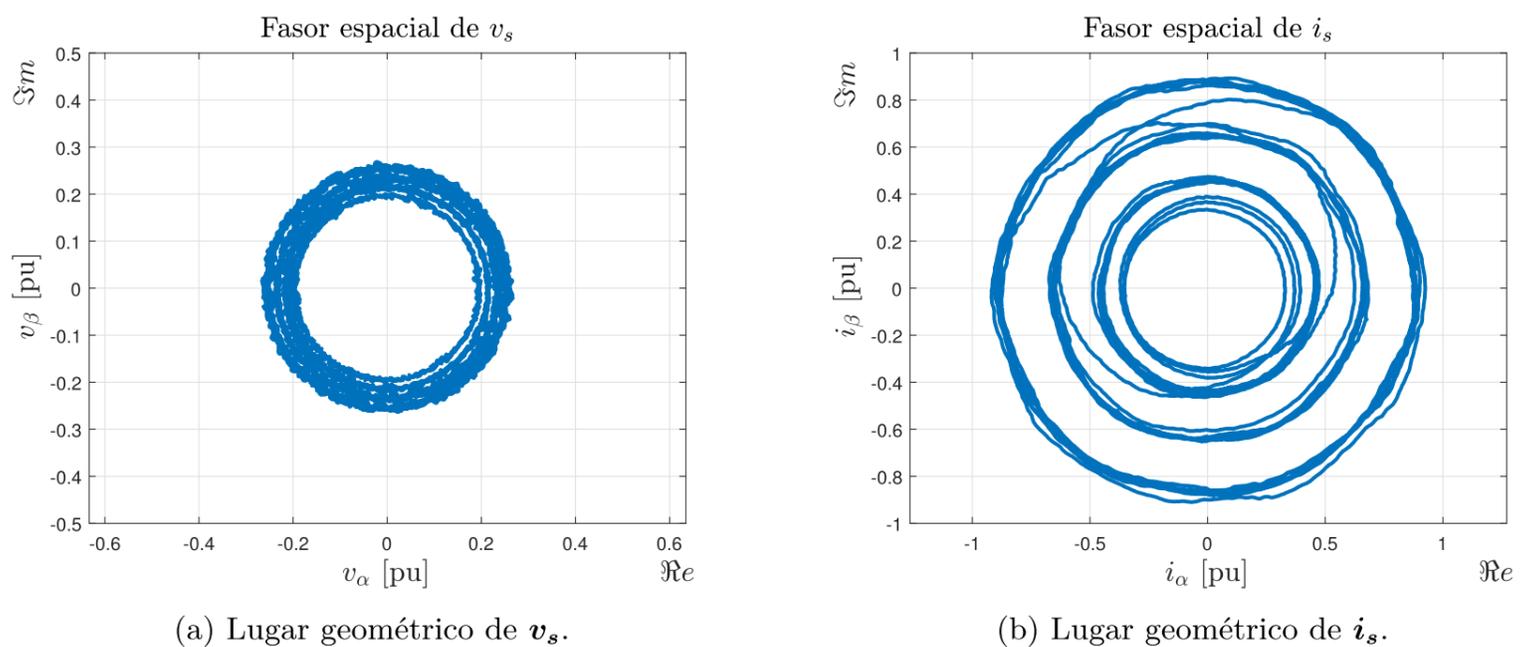


Figura 5.42: Fasores espaciales de tensión y corriente ante diferentes cargas y a velocidad constante.

En la figura 5.42b se observa la curva de  $i_s$  durante el ensayo ubicada en el plano complejo. En esta se aprecian diferentes trayectorias circulares concéntricas, que corresponden a los cuatro niveles de carga aplicados.

En la figura 5.42a se observa la curva de  $v_s$  durante el ensayo ubicada en el plano complejo. En esta se aprecia la trayectoria circular de la tensión, que tiende a aumentar levemente su amplitud.

### 5.3.3. Límite de estabilidad: mínima referencia de velocidad sin carga

Para medir el desempeño del sistema de control a bajas velocidades se realiza un ensayo sin carga aplicada en el eje, en el cual se reduce la referencia de velocidad hasta que el control se vuelva inestable. La última referencia en que se logra que el sistema de control se mantenga en un estado estable es para  $\omega^*=0.1$  pu, obteniéndose las curvas de la figura 5.43.

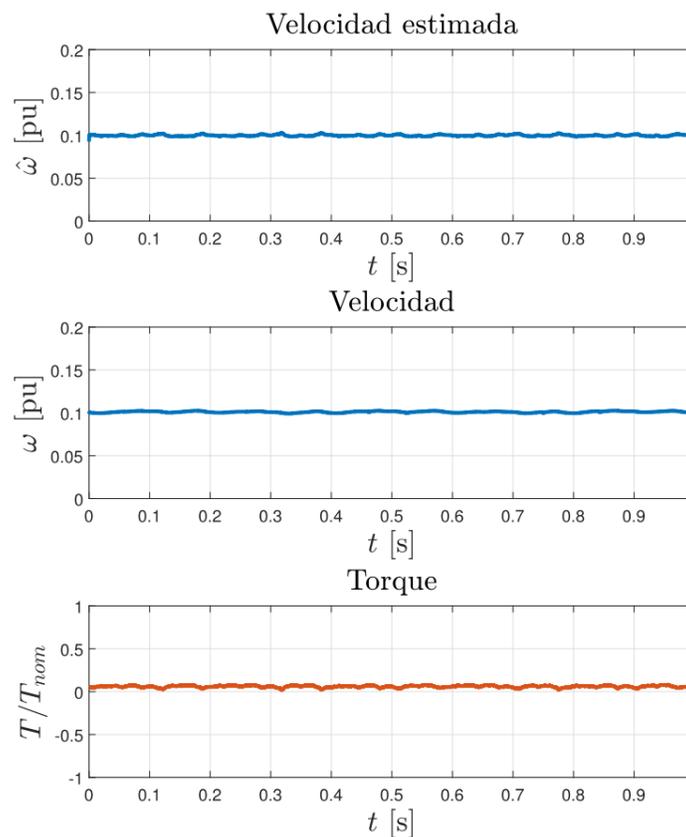


Figura 5.43: Comportamiento del sistema de control ante la mínima referencia posible sin carga.

De la curva de velocidad es posible observar un comportamiento levemente oscilatorio. Al seguir reduciendo la referencia de velocidad el sistema se vuelve inestable presentando oscilaciones considerables en las corrientes y en la velocidad.

En la figura 5.44 se muestra la contrastación entre las curvas de velocidad estimada y de velocidad medida.

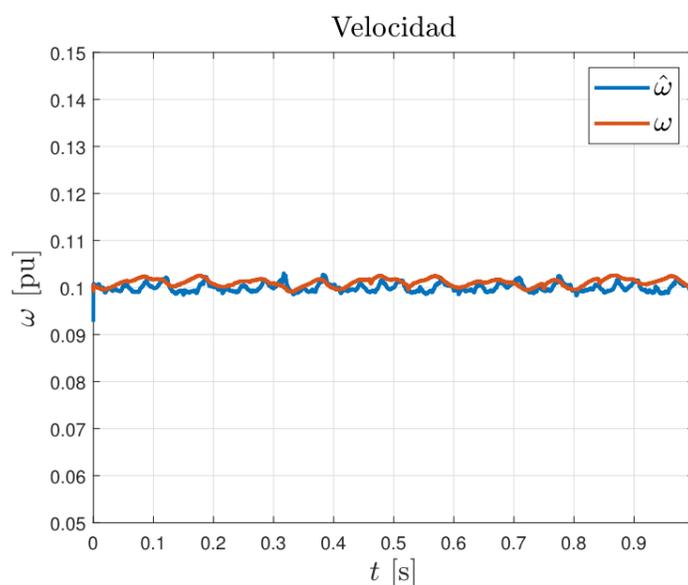


Figura 5.44: Comparación de las curvas de velocidad de la figura 5.43.

En la figura 5.31a se observa el comportamiento del flujo estimado.

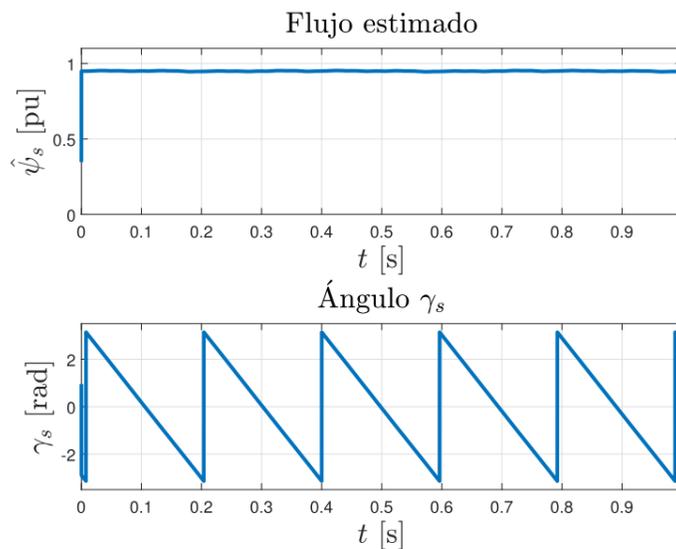
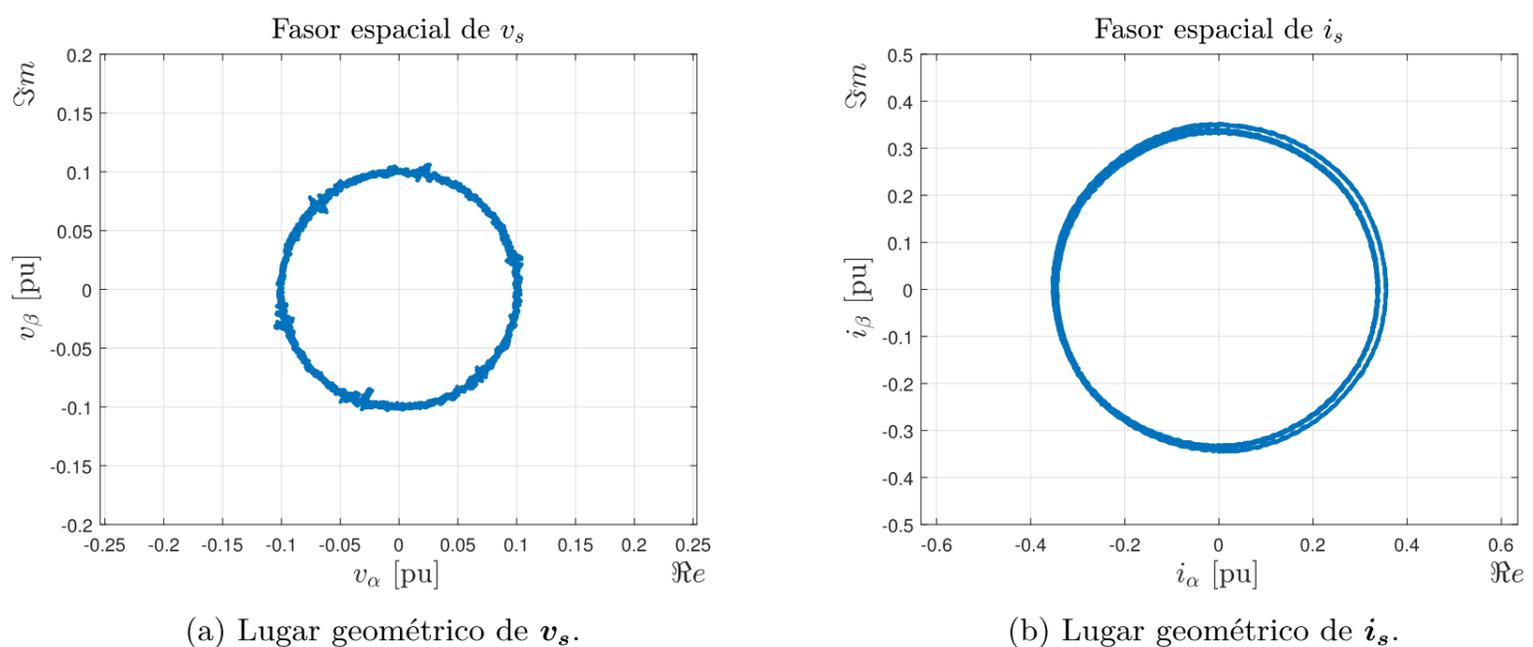


Figura 5.45: Curva del flujo estimado ante la referencia mínima posible sin carga.

En la curva de flujo estimado también se observa el mismo comportamiento levemente oscilatorio.

En la figura 5.46 se muestran los fasores espaciales de la tensión y la corriente de estator.



(a) Lugar geométrico de  $\mathbf{v}_s$ .

(b) Lugar geométrico de  $\mathbf{i}_s$ .

Figura 5.46: Fasores espaciales de tensión y corriente para  $\omega=0.1$  pu sin carga.

En la figura 5.46a se observa la curva de  $\mathbf{v}_s$  en estado estacionario ubicada en el plano complejo, en la cual se aprecia la trayectoria circular de la tensión con una distorsión similar a la mostrada en la figura 2.9a. Esta distorsión corresponde al efecto del tiempo muerto y se hace más apreciable a esta velocidad que a velocidades superiores.

En la figura 5.46b se observa la curva de  $\mathbf{i}_s$  en estado estacionario ubicada en el plano complejo. En esta se aprecia una trayectoria circular de la corriente sin la presencia de la distorsión anteriormente descrita, pero que desplaza su centro, haciendo que se observen dos circunferencias. Este hecho evidencia el leve comportamiento oscilatorio de la corriente, siendo más apreciable a velocidades aún menores.

### 5.3.4. Comparación con el sistema de control con *encoder*

Para evaluar la medida en que se ve afectado el desempeño dinámico del sistema de control, al estimar la velocidad en lugar de medirla, se realiza una comparación entre el sistema de control con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la estimación (*sensorless*) y el mismo sistema de control pero con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la medición (*encoder*).

Para esto se realiza un pulso de referencia entre 0.4 y 0.5 pu sin carga aplicada en el eje y también un pulso de torque de carga nominal a velocidad controlada constante  $\omega=0.2$  pu, obteniéndose las curvas de la figura 5.47. Para todos los casos se comparan las curvas de la velocidad real.

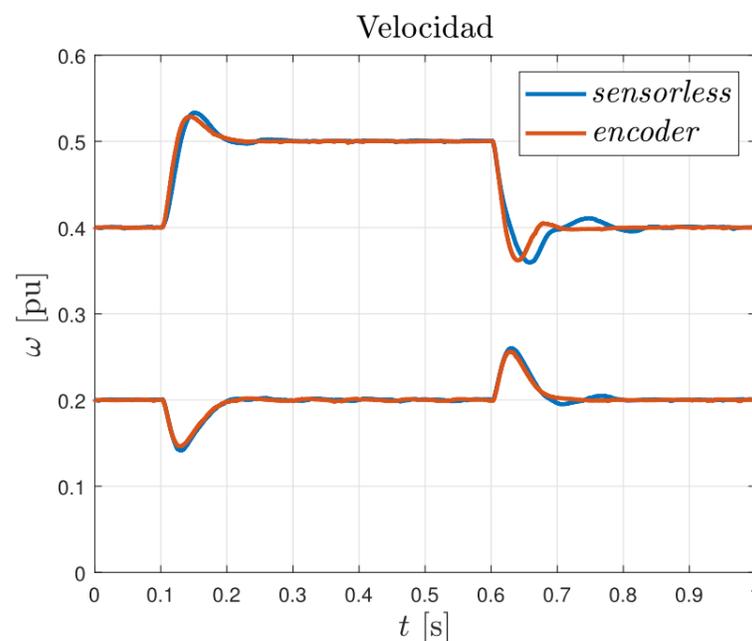


Figura 5.47: Comparación de las curvas de velocidad real entre el sistema *sensorless* y con *encoder*.

Durante el primer escalón del pulso de referencia la velocidad del sistema *sensorless* sube hasta 0.533 pu en 52 ms y alcanza el estado estacionario luego de 138 ms, mientras que en el sistema con *encoder* sube hasta 0.529 pu en 45 ms y alcanza el estado estacionario luego de 107 ms. En el segundo escalón del pulso de referencia la velocidad del sistema *sensorless* cae hasta 0.360 pu en 58 ms y alcanza el estado estacionario luego de 228 ms, mientras que en el sistema con *encoder* cae hasta 0.362 pu en 40 ms y alcanza el estado estacionario luego de 95 ms.

Durante el escalón de torque de carga nominal la velocidad del sistema *sensorless* cae hasta 0.142 pu en 30 ms y alcanza el estado estacionario luego de 96 ms, mientras que en el sistema con *encoder* cae hasta 0.146 pu en 29 ms y alcanza el estado estacionario luego de 93 ms. En la anulación de torque la velocidad del sistema *sensorless* sube hasta 0.260 pu en 31 ms y alcanza el estado estacionario luego de 176 ms, mientras que en el sistema con *encoder* sube hasta 0.256 pu en 29 ms y alcanza el estado estacionario luego de 90 ms.

Para evaluar los tiempos de reacción de la actuación del sistema de control se muestra el detalle de la respuesta del momento para el pulso de torque de carga nominal en la figura 5.48.

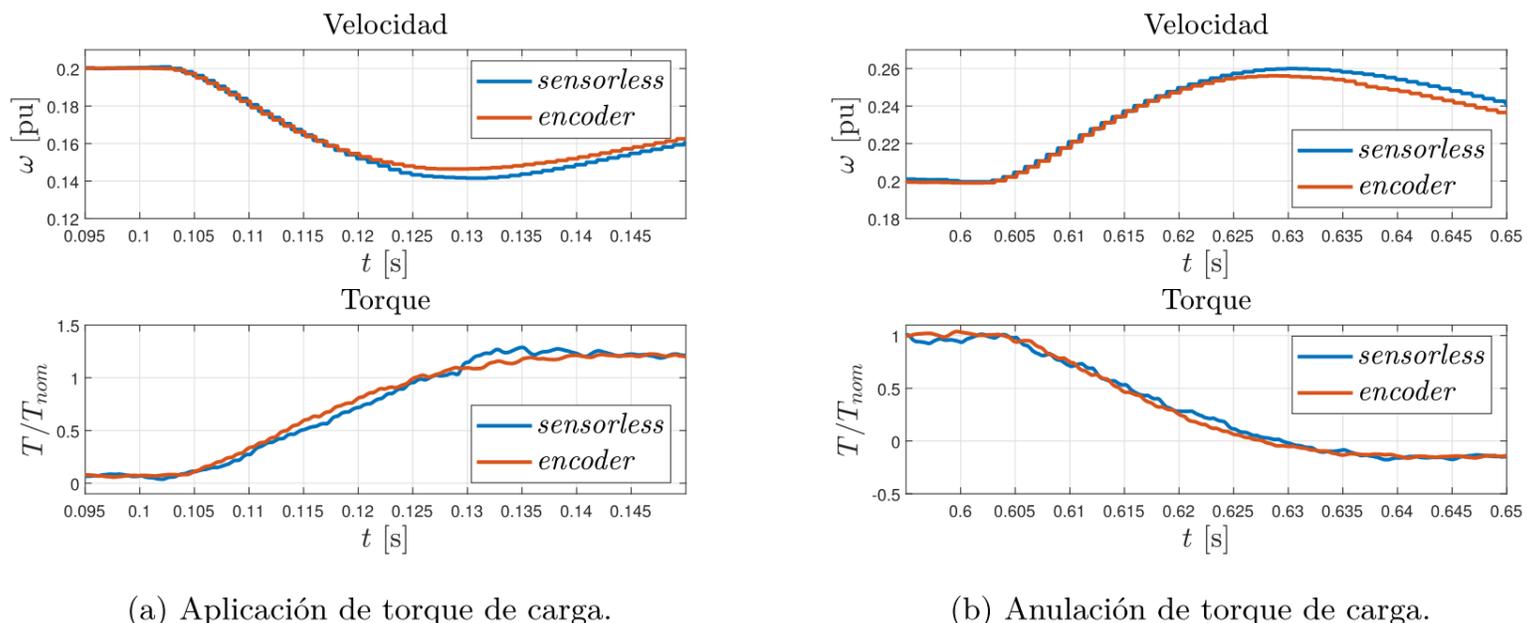


Figura 5.48: Detalle de los tiempos de respuesta del momento durante el pulso de torque de carga.

De la figura 5.48a se observa que el torque del sistema con *encoder* es del orden de 0.05 pu superior al torque del sistema *sensorless* durante la subida del momento. El primer paso por el valor de torque nominal se produce luego de 26 ms para el sistema con *encoder* y de 27 ms para el sistema *sensorless*. Luego de alcanzar el valor nominal se tiene un sobrepaso de 1.21 veces el torque nominal en 45 ms para el caso del sistema con *encoder* y de 1.26 veces el torque nominal en 36 ms para el caso del sistema *sensorless*.

De la figura 5.48b se observa que las curvas de torque de ambos sistemas son casi coincidentes durante la bajada del momento. El primer paso por el valor de torque nulo se produce luego de 28 ms para el sistema con *encoder* y de 29 ms para el sistema *sensorless*. Luego de pasar por cero se tiene que el torque del sistema con *encoder* alcanza su valor mínimo correspondiente a -0.15 veces el torque nominal en 44 ms mientras que el sistema *sensorless* llega hasta -0.17 veces el torque nominal en 47 ms.

De los resultados expuestos se observa que para el caso del pulso de torque de carga nominal las curvas de actuación de ambos sistemas tienen leves diferencias y presentan tiempos de reacción similares. Las curvas de velocidad de ambos ensayos muestran que el sistema con *encoder* tiene menores sobrepasos y menores tiempos de respuesta que el sistema *sensorless*. Para los casos del segundo escalón de referencia del pulso de velocidad y la anulación de torque de carga nominal del pulso de torque se tiene que las diferencias son más apreciables que en los otros casos. Pequeñas oscilaciones presentes en la velocidad del sistema de control *sensorless* justo antes de alcanzar el estado estacionario perjudican su respuesta dinámica.

### 5.3.5. Comparación con un convertidor comercial

Se realiza un pulso de torque de carga nominal a velocidad constante similar al realizado en la sección 5.3.2.1 para comparar las curvas obtenidas con las curvas de un variador de frecuencia de baja tensión marca Mitsubishi modelo FR-A700 [22] bajo control vectorial *sensorless* operando con un motor de 3.7 kW. Las curvas del sistema de control del convertidor comercial se obtuvieron del catálogo del equipo. El mismo ensayo fue realizado en el sistema de control realizado. En la figura 5.49 se muestran las respuestas de ambos sistemas de control.

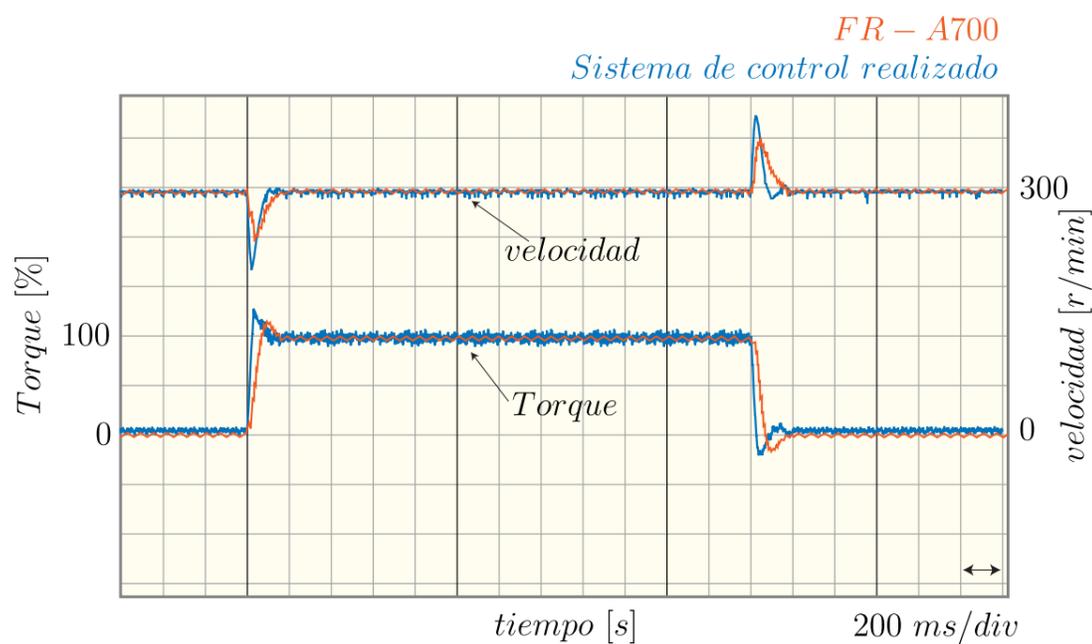


Figura 5.49: Curvas de velocidad y torque de carga de un convertidor comercial y del sistema de control realizado ante un pulso de torque nominal.

Durante el escalón de torque de carga nominal la velocidad del sistema de control realizado cae hasta 212 rpm en 25 ms, mientras que la del VDF FR-A700 cae hasta 240 rpm en 40 ms. Para las curvas de torque se tiene que el sistema de control realizado reacciona más rápido, alcanzando su máximo valor en 35 ms, mientras que el VDF FR-A700 lo hace en 100 ms. El estado estacionario es alcanzado luego de 92 ms en el sistema de control realizado, mientras que en el VDF FR-A700 se alcanza luego de 110 ms.

Durante el rechazo de torque de carga nominal la velocidad del sistema de control realizado sube hasta 391 rpm en 26 ms, mientras que la del VDF FR-A700 sube hasta 354 rpm en 50 ms. Para la curva de torque se tiene que, al igual que el caso anterior, el sistema de control realizado reacciona más rápido, alcanzando su mínimo valor en 50 ms, mientras que el VDF FR-A700 lo hace en 100 ms. El estado estacionario es alcanzado luego de 172 ms en el sistema de control realizado, mientras que en el VDF FR-A700 se alcanza luego de 200 ms.

En resumen, el sistema de control realizado reacciona más rápido, su respuesta de velocidad se perturba en mayor medida, pero alcanza el estado estacionario en menor tiempo.

---

## Conclusiones

En este trabajo se realizó un sistema de control de velocidad *sensorless* basado en el modelo fundamental de una máquina de inducción. Durante esta realización se analizaron los aspectos teóricos y prácticos de la modulación de tensión, la máquina de inducción y el sistema de control. Se identificaron los aspectos más importantes y determinantes para el desempeño del sistema de control, concentrando los esfuerzos en el análisis de estos, con tal de lograr el mejor desempeño posible para el mayor rango de frecuencias posible sujeto a las restricciones impuestas por el método usado. Algunos de los aspectos mencionados son la adquisición de datos, el modelo del estimador de flujo y la compensación del tiempo muerto del inversor.

Con respecto a la adquisición de datos, para el caso de las tensiones del estator estas no son medidas en este trabajo, sino que se estiman a partir de las actuaciones de los controladores de corriente. Con esto se logra un sistema más simple y se obtienen buenos resultados para un amplio rango de frecuencias. Pero las tensiones de referencia no son iguales a las tensiones reales de la máquina, debido principalmente al efecto del tiempo muerto y, aun con la compensación utilizada, se mantiene una diferencia que afecta a la estimación del flujo y se ve limitado el desempeño del sistema de control a bajas frecuencias, donde no es posible lograr un comportamiento estable.

El método utilizado para compensar el tiempo muerto, si bien es efectivo y mejora significativamente el desempeño del sistema de control, no mitiga completamente la distorsión introducida por el inversor. Pequeñas oscilaciones de seis veces la frecuencia fundamental persisten en el torque. Además, a bajas frecuencias el efecto del tiempo muerto es más significativo y la imprecisión de la compensación cobra mayor relevancia, ya que la distorsión  $\Delta v_s$  se hace comparable a la tensión  $v_s$ , afectando en mayor medida la estabilidad del sistema de control.

Con el estimador de flujo utilizado se obtuvieron buenos resultados. El modelo inicialmente propuesto consideraba una función de primer orden como reemplazo de un integrador ideal, pero si se deseaba mejorar el rango de frecuencias de operación a través del ajuste de la frecuencia de corte, se limitaba la dinámica del sistema de control. Con el estimador de flujo utilizado en [13] se superó este problema y mejoró bastante el desempeño del sistema de control. Este estimador mantiene la idea de un integrador ideal, pero compensa los problemas propios de la integración abierta a través de dos componentes que evitan que el flujo estimado diverja. Además, se conservó una buena orientación de campo, se mejoró el rango de frecuencias de operación y se alcanzaron mejores respuestas dinámicas.

Con el manejo de estos tres elementos importantes en el sistema de control, se lograron resultados satisfactorios para frecuencias de operación mayores o iguales a 5 Hz. A frecuencias menores a esta, y sin carga aplicada en el eje, no se lograron estados de operación estables, siendo la mayor limitante del sistema de control la obtención de  $v_s$  y la compensación del tiempo muerto.

A partir del análisis de los ensayos realizados, en que se usaron frecuencias de trabajo mayores o iguales a 10 Hz, se concluye que el sistema de control resultó ser exitoso, en general. Para los escalones de referencia de gran magnitud en los que se aumentaba el valor de la referencia, las curvas de velocidad estimada y real resultaron ser coincidentes. Por otro lado, para las aplicaciones y anulaciones repentinas de carga nominal la velocidad se perturbó alcanzando un sobrepaso de  $\pm 0.06$  pu y se tuvieron los tiempos de respuesta esperados de acuerdo con el ajuste de los controladores, siendo estos del orden de los 80 ms. En todos estos casos mencionados se observó una precisa estimación de la velocidad y una buena respuesta del sistema de control, que cumplió con los tiempos de respuesta esperados.

Algunos escenarios en los que la estimación de velocidad no fue tan precisa, pero aun así el sistema logró controlar la velocidad y mantener la estabilidad, fue para los escalones de referencia de gran magnitud en los que se disminuía la referencia. En estos casos se presentaron pequeñas oscilaciones en la velocidad real, que no estaban presentes en la velocidad estimada. Estas oscilaciones no afectaron en gran medida la respuesta del sistema de control, pero sí delataron una pequeña imprecisión en la estimación de la velocidad. Para el ensayo de inversión de marcha se tuvo un comportamiento similar, siendo más notorio cuando se realizó esta maniobra con carga aplicada en el eje, donde la oscilación de la velocidad real fue mayor que en los casos mencionados anteriormente, siendo este caso el único en que no se obtuvieron resultados de acuerdo a lo esperado. Algunas de las posibles causas de este comportamiento puede deberse a imprecisiones propias del estimador de velocidad o que el sistema de control al pasar por velocidad cero no fue capaz de mantener su buen desempeño debido a las limitaciones del modelo mencionadas al inicio de este capítulo.

Para las curvas de flujo estimado se tuvo un comportamiento estable durante la realización de los ensayos presentados. Solo se observaron pequeñas perturbaciones, que eran más apreciables cada vez que se disminuía la referencia de velocidad y también cada vez que se disminuía la carga aplicada en el eje. Para cada ensayo siempre se tuvo menos perturbación en la curva de flujo estimado en el escenario con carga que sin carga aplicada en el eje.

Para los casos mencionados en el párrafo anterior, al tener una mayor perturbación del flujo estimado, la corriente  $i_d$  aumentaba su valor para corregir el flujo. Este aumento limitaba el máximo valor que podía alcanzar la corriente  $i_q$ , como se mostró en la figura 5.27, disminuyendo el torque disponible en la máquina para poder disminuir la velocidad. Esto se debe a que en la programación del sistema de control se decidió darle prioridad a mantener la magnetización de la máquina y la orientación del flujo, los cuales son aspectos críticos para este sistema de control, relacionados directamente al canal  $d$  del lazo de corriente.

Como se mencionó anteriormente, la frecuencia mínima en la que se logró un punto de trabajo estable del sistema de control *sensorless* fue a 5 Hz. La misma condición se logró cuando el lazo de control de velocidad se realimentaba con la velocidad calculada a partir del *encoder*, entonces se refuerza la conclusión de que es la compensación del tiempo muerto y la obtención de la tensión  $v_s$  que afecta a la estimación del flujo los que limitan el desempeño del sistema de control a bajas frecuencias. Adicionalmente, para frecuencias cercanas a 0 Hz, el sistema de control es más susceptible a imprecisiones en la obtención del valor de la resistencia de estator  $r_s$ , ya que en este rango de frecuencias la caída de tensión  $r_s i_s$  se hace comparable a  $v_s$ . Otro parámetro para el cual el sistema de control también es más sensible es para la constante de tiempo  $\tau_r$ , donde la imprecisión en la obtención de este parámetro puede afectar al estimador de velocidad y el lazo de control de flujo. Estos dos parámetros presentan variaciones con los cambios de temperatura y pueden llegar a afectar significativamente el desempeño del sistema de control a frecuencias bajas. Para evitar estos problemas existen modelos de estimación “en línea” de estos parámetros, que posteriormente son utilizados para corregir su valor ante cambios producidos por un aumento de la temperatura de operación [13], [23]. Pero esto no formó parte de los alcances de este trabajo.

En la sección 5.3.4 se realizó una comparación de las curvas de velocidad y torque ante un pulso de velocidad sin carga aplicada en el eje y un pulso de torque de carga nominal entre el sistema de control con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la estimación (*sensorless*) y el mismo sistema de control pero con la realimentación del lazo de velocidad proveniente de la medición (*encoder*). De esta comparación se determinó la medida en que la estimación de la velocidad afecta al sistema de control, obteniéndose que el sistema con *encoder* tiene un desempeño dinámico levemente superior.

En la sección 5.3.5 se realizó una comparación de las curvas de velocidad y torque ante un pulso de carga nominal entre el sistema de control realizado y un convertidor comercial. De esta comparación se obtuvo que el sistema de control realizado reacciona más rápido, se perturba más y alcanza el estado estacionario antes. Más allá de los resultados obtenidos es importante tener en cuenta que el convertidor comercial cuenta con años de permanente desarrollo e ingeniería para mejorar su desempeño en el comportamiento dinámico, por lo que las curvas del convertidor comercial son un excelente estándar de comparación y, al lograr un desempeño comparable o similar a este, se concluye que el sistema de control realizado resulta ser aceptable y al menos cumple con los requerimientos de la industria.

Este sistema de control queda disponible en el laboratorio para ser usado como máquina de carga con velocidad controlada y eventualmente formar parte de otro banco de pruebas. También puede ser ampliado o mejorado de acuerdo con los elementos más relevantes ya comentados. Midiendo de una forma directa la tensión en los terminales de la máquina y realizando una compensación de tiempo muerto a través de la implementación de un *hardware* adicional de acuerdo con la sección 4.5.3 *Dead-time compensation* de [2], este sistema de control mejorará su desempeño y podrá operar de manera estable a velocidades cercanas a 0 Hz. Por último, también es posible incorporar estimadores de parámetros a los que el sistema de control es más sensible, como la constante de tiempo  $\tau_r$  y la resistencia de estator  $r_s$ , los cuales se ven afectados por los cambios de temperatura. De esta manera el sistema de control de este trabajo se puede ampliar a la realización pruebas más duraderas con condiciones de carga nominal y bajas velocidades, manteniendo su buen desempeño ante esas variaciones de temperatura.

---

---

## Referencias

- [1] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359–1394, 2002.
- [2] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [3] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Modulation of ThreePhase Voltage Source Inverters*. IEEE, 2003.
- [4] T. Instruments, *Digital Motor Control Software Library*. Texas Instruments, Texas Instruments, Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265, 2001. Revised October 2003.
- [5] F. Marín, *Compensación de tiempo muerto en inversores bajo control digital*. Memoria para optar al título de ingeniero civil electricista, UTFSM, Valparaíso, Agosto 2009.
- [6] A. Santander, *Análisis y Compensación de Fenómenos No Lineales en Convertidores Multicelda*. Tesis para optar al grado de magíster en ciencias de la ingeniería eléctrica, UTFSM, Valparaíso, Junio 2015.
- [7] J. Müller, *Fundamentos analíticos para las máquinas de campo giratorio, Apuntes de la asignatura Máquinas Eléctricas I*. Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica, Marzo, 2007.
- [8] J. Müller, *Apuntes para la asignatura Conversión Electromecánica de Energía (ELI-220)*. Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2004.
- [9] J. Holtz, "The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 263–271, 1995.
- [10] D. Barrios, *Control digital de velocidad para un banco de pruebas*. Memoria para optar al título de ingeniero civil electricista, UTFSM, Valparaíso, Abril 2007.
- [11] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, pp. 818–820, Aug 2003.
- [12] D. Stojić, M. Milinković, S. Veinović, and I. Klasnić, "Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2363–2371, April 2015.
- [13] J. Holtz and J. Quan, "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 1052–1060, July 2003.
- [14] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile dsp based system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 694–700, 1991.
- [15] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado, *et al.*, *Control system design*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall,, 2001.
- [16] F. Fröhr and F. Orttenburger, *Introducción al control electrónico*. Marcombo, Siemens, 1986.

- 
- [17] P. Lezana, *Manejo de la Plataforma Digital DSP+FPGA para el control de Accionamientos*. Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile: Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2016.
- [18] G. Carrasco, *Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de FPGA en aplicaciones de potencia*. Memoria para optar al título de ingeniero civil electrónico, UTFSM, Valparaíso, Febrero 2008.
- [19] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*. Pearson educación, 1996.
- [20] “IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators,” *IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996)*, pp. 1–83, 2004.
- [21] A. M. Khambadkone and J. Holtz, “Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, pp. 322–327, Oct 1991.
- [22] M. Electric, *A700 Brochure. Overview of A700 inverters including features, benefits, specifications and accessories*. Mitsubishi Electric, Mitsubishi Electric Automation, Inc, 500 Corporate Woods Parkway. Vernon Hills, IL60061.
- [23] A. Ba-Razzouk, A. Cheriti, and P. Sicard, “Implementation of a dsp based real-time estimator of induction motors rotor time constant,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 17, no. 4, pp. 534–542, 2002.