

Control Sensorless de un Convertidor Modular Multinivel

Cristian Eduardo Jiménez González

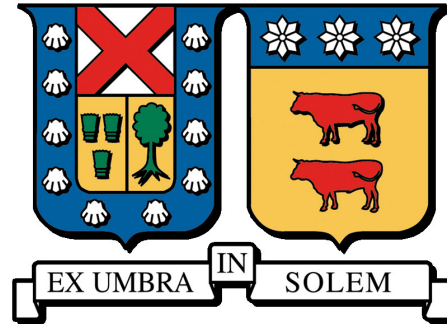
2024

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Antonio Sánchez Squella (UTFSM)

Comisión:
Ing. Felipe Morales Flores (UTFSM)

Santiago, 27 de marzo de 2024



Control Sensorless de un Convertidor Modular Multinivel

Cristian Eduardo Jiménez González

2024

*“Ahora se puede demostrar todo con las estadísticas,
40% de la gente lo sabe”*

— Homero J. Simpson

Agradecimientos

Como muchos que lean este trabajo de titulación no deben saber, pase por una etapa que aún me es difícil de asimilar. Sin embargo, he sido capaz de salir adelante gracias a varias personas. Para ser mas específico, esta correspondió a un episodio de depresión mayor el cual se fue acrecentando lentamente hasta llegar a un situación insostenible. Por lo mismo, debo agradecer profundamente a todas aquellas personas que estuvieron presentes en mi vida y me apoyaron luego de ocurrida esta situación, aun cuando, desaparecí completamente por mucho tiempo.

Primero, debo agradecer a mis terapeutas: Rossana y Carolina. No se que hubiera hecho sin ellas, las cuales muchas veces me obligaron a hacer cosas que ni yo sabia que eran por mi bien y simplemente confié. A mi familia, por estar siempre presente, especialmente mi hermana María Jesús, que me cuida cuando mas lo necesitaba. A mi sobrino Clemente que llego a nuestras vidas, una vez ya me había recuperado, alegrando nuestros días.

Por otra parte, agradezco a aquellas amistades que convivimos desde nuestra época escolar: Negro, Vinet, Ro, Viejo, Jimmy, Men y Cupra. Además, al selecto grupo de dromedarios que conocí en la universidad: Feña, Morales, Paolo, Mahfud, Nayko, Nico, Rammsy, Carnalgas, Campana y Peruano. A la muchachada del laboratorio de electromovilidad: nuevamente Morales, Ricardo, Daniel, Nader y Vale. A la gente de pañol: Romina, Esperanza y don Gerardo. Al profesor Antonio, por confiar en mi y bancarme cada vez que algo salia mal.

Finalmente, espero que si alguien lee esto alguna vez y esta pasando por problemas de salud mental, se anime a buscar ayuda profesional sin dudarlo. A veces es difícil, por el que dirán, el dinero u otros aspectos que variaran de persona a persona, pero créanme que vale la pena.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	IX
Nomenclatura	XI
Resumen	1
Abstract	2
1. Introducción	3
2. Marco Teórico	5
2.1. Sobre los Convertidores Modulares Multinivel	5
2.1.1. Introducción a los Convertidores de Potencia	5
2.1.2. Convertidores Modulares Multinivel	8
2.1.2.a. Configuración del Convertidor	9
2.1.2.b. Configuración de los Submódulos	9
2.1.3. Esquema de Modulación por Ancho de Pulso	11
2.1.4. Esquema de Control	15
2.2. Sobre los Observadores de Estado	18
2.2.1. Introducción a los Observadores de Estado	18
2.2.1.a. Observabilidad de Espacio de Estados	20
2.2.1.b. Tipos de Observadores de Estado	21
2.2.2. Filtro de Kalman	22
2.2.2.a. Algoritmo de Filtro de Kalman	23
2.2.2.b. Algoritmo de Filtro de Kalman Extendido	24
3. Estimación de Variables Internas en Convertidores Modulares Multinivel	26
3.1. Definición de Variables Internas	26
3.2. Revisión Bibliográfica	27
3.3. Estimador de Variables de Estado mediante Filtro de Kalman	28
3.3.1. Ecuaciones de Estado	28
3.3.2. Observabilidad del Espacio de Estados	29
3.3.3. Sistema de Estimadores de Variables de Estado	33
3.3.3.a. Observador de Estados \hat{x}_1, \hat{y}_1	33
3.3.3.b. Observador de Estados \hat{x}_2, \hat{y}_2	36

3.3.3.c.	Observador de Estados \hat{x}_3, \hat{y}_3	39
3.3.3.d.	Observador de Estados \hat{x}_4, \hat{y}_4	41
3.3.3.e.	Estimador i_{cir}	44
4.	Resultados de Simulación e Implementación Experimental	45
4.1.	Resultados de Simulaciones Computacionales	46
4.1.1.	Escenario Ideal	47
4.1.1.a.	Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto	47
4.1.1.b.	Cambio de Referencia a Lazo Abierto	49
4.1.1.c.	Cambio de Referencia a Lazo Cerrado	51
4.1.2.	Escenario Real	53
4.1.2.a.	Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto	54
4.1.2.b.	Cambio de Referencia a Lazo Abierto	58
4.1.2.c.	Cambio de Referencia a Lazo Cerrado	60
4.2.	Resultados de Implementación Experimental	62
4.2.1.	Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto	64
4.2.2.	Cambio de Referencia a Lazo Abierto	68
4.2.3.	Cambio de Referencia a Lazo Cerrado	70
5.	Conclusiones	74
	Bibliografía	76
	Apéndices	78
A.	Desarrollo de Ecuaciones de Estado	78
B.	Desarrollo de Matriz de Observabilidad del Espacio de Estados	82
C.	Gráficos de Simulación e Implementación Experimental	87
C.1.	Resultados de Simulación de Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto	87
C.1.1.	Escenario Ideal	87
C.1.2.	Escenario Real	93
C.2.	Resultados Experimentales de Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto	99

Índice de Figuras

2.1.	Clasificación de los convertidores de potencia [1, p. 5].	7
2.2.	Esquema de un convertidor tipo fuente de tensión que conecta un sistema trifásico α con un sistema trifásico β . Estos sistemas se conectan a través de un convertidor AC/DC, un enlace DC y un convertidor DC/AC.	7
2.3.	Clasificación de los convertidores fuente de tensión [1, p. 7].	7
2.4.	Aplicaciones de convertidores modulares multinivel [1, p. 24].	8
2.5.	Esquema de un convertidor modular multinivel monofásico con N submódulos.	9
2.6.	Esquema de topología medio puente para el i -ésimo submódulo del convertidor.	10
2.7.	Esquema equivalente de un convertidor modular multinivel monofásico.	13
2.8.	Ejemplo de señal de modulación de referencia $v_u^*(t)$, con $m = 0,8$ y frecuencia de 50 [Hz], junto a las señales de onda portadora o carrier $T_1(t)$ y $T_2(t)$ con frecuencia de 200 [Hz].	14
2.9.	Ejemplo de señal de modulación de referencia $v_l^*(t)$, con $m = 0,8$ y frecuencia de 50 [Hz], junto a las señales de onda portadora o carrier $T_3(t)$ y $T_4(t)$ con frecuencia de 200 [Hz].	14
2.10.	Ejemplo de pulsos obtenidos a partir de las Figuras 2.8 y 2.9.	14
2.11.	Ejemplo de tensión de salida $v_o(t)$ para un esquema PSC – PWM con parámetros $m = 0,8$, $f_o = 50$ [Hz] y $f_{carrier} = 200$ [Hz].	15
2.12.	Esquema de control general para un MMC con modulación PSC – PWM.	16
2.13.	Esquema de transformación de una señal monofásica a coordenadas dq	17
2.14.	Esquema de control de corriente de salida.	17
2.15.	Esquema de control de tensión promedio de condensadores de SM en una pierna.	18
2.16.	Esquema de relación entre observador de estados y planta.	20
3.1.	Esquema de convertidor modular multinivel monofásico, con $N = 2$ submódulos por brazo, a ser estudiado.	27
3.2.	Esquema de relación entre distintos observadores de estados y planta.	34
3.3.	Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_1[k]$	36
3.4.	Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_2[k]$	39
3.5.	Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_3[k]$	41
3.6.	Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_4[k]$	43
3.7.	Esquema del observador de estados para estimar la variable de estado $i_{cir}[k]$	44
4.1.	Esquema de relación entre elementos a simular y variables que los relacionan.	46
4.2.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación ideal.	48
4.3.	Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación ideal.	49

4.4.	Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	50
4.5.	Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	50
4.6.	Valor medio de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	51
4.7.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	51
4.8.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal. En gris, se muestra la referencia para las señales de control.	52
4.9.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal. En gris, se muestra la referencia para las señales de control.	52
4.10.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	53
4.11.	Corriente de salida i_o entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.	55
4.12.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.	56
4.13.	Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.	56
4.14.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real al modificar el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores.	57
4.15.	Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real al modificar el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores.	57
4.16.	Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	59
4.17.	Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	59
4.18.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	60
4.19.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	60
4.20.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	61
4.21.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	61

4.22.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	62
4.23.	Montaje experimental con los diferentes elementos usados (estos no se encuentran conectados).	63
4.24.	Esquema de implementación del circuito de potencia junto a la plataforma MicroLabBox. 63	
4.25.	Esquema del montaje del circuito de potencia usado para realizar las pruebas experimentales del modelo propuesto.	64
4.26.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en implementación experimental.	66
4.27.	Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en implementación experimental.	66
4.28.	Fuentes de alimentación en enlace DC para: a) Simulación, y b) Experimentación. 67	
4.29.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real con las fuentes de alimentación mostradas en la Figura 4.28.	67
4.30.	Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real con las fuentes de alimentación mostradas en la Figura 4.28.	68
4.31.	Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real para una variación en el parámetro R_a en el observador.	68
4.32.	Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.	70
4.33.	Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.	70
4.34.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.	71
4.35.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.	71
4.36.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental.	71
4.37.	Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental.	72
4.38.	Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental. . .	73
C.1.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,8$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.	87
C.2.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,8$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.	88
C.3.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,8$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.	88

C.4.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,8$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.	89
C.5.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.	89
C.6.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.	90
C.7.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.	90
C.8.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.	91
C.9.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.	91
C.10.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.	92
C.11.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.	92
C.12.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.	93
C.13.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,4$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.	93
C.14.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,4$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.	94
C.15.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,4$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.	94
C.16.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,4$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.	95
C.17.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.	95
C.18.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.	96
C.19.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.	96

C.20.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.	97
C.21.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.	97
C.22.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.	98
C.23.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.	98
C.24.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.	99
C.25.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,7$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.	99
C.26.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,7$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.	100
C.27.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,7$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.	100
C.28.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,7$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.	101
C.29.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.	101
C.30.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.	102
C.31.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.	102
C.32.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.	103
C.33.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.	103
C.34.	Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.	104
C.35.	Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.	104

-
- C.36. Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental. 105

Índice de Tablas

2.1.	Valores nominales de semiconductores disponibles en el mercado destinados a convertidores de potencia [1, p. 5].	6
2.2.	Características principales de las distintas configuraciones de SM [1, p. 47].	10
3.1.	Revisión bibliográfica de las técnicas de estimación utilizadas en los MMC.	28
4.1.	Parámetros del convertidor y carga empleados en la simulación y experimentación. . .	45
4.2.	Parámetros de control empleados en la simulación y experimentación.	45
4.3.	Condiciones iniciales del observador para arranque con condiciones iniciales cero. . . .	47
4.4.	Condiciones iniciales del circuito de potencia.	47
4.5.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación ideal.	48
4.6.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación ideal.	49
4.7.	Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal. .	53
4.8.	Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.	53
4.9.	Amplitud del ruido blanco añadido a las señales respectivas, las cuales se derivan de resultados experimentales.	54
4.10.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación real.	55
4.11.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación real.	58
4.12.	Variaciones $\Delta t_{5\%}$ y Δt_{∞} junto al máximo error relativo $\Delta \varepsilon_{\infty}$ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador, con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto, del escenario de simulación real respecto al ideal.	58
4.13.	Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real. . .	61

4.14.	Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.	62
4.15.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_∞ junto al máximo error relativo ε_∞ de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en implementación experimental.	65
4.16.	Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_∞ junto al máximo error relativo ε_∞ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en implementación experimental.	69
4.17.	Variaciones $\Delta t_{5\%}$ y Δt_∞ junto al máximo error relativo $\Delta \varepsilon_\infty$ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador, con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto, de la implementación experimental con respecto al escenario de simulación real.	69
4.18.	Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en $t = 2$ [s] para implementación experimental. . . .	72
4.19.	Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en $t = 2$ [s] para implementación experimental.	72

Nomenclatura

x	: Variable de ejemplo.
$x(t)$: Variable de ejemplo en modelo de tiempo continuo para un instante t .
$x[k]$: Variable de ejemplo en modelo de tiempo discreto para un instante k .
\dot{x}	: Derivada de la variable de ejemplo.
x^*	: Referencia de control de la variable de ejemplo.
\hat{x}	: Estimación de la variable de ejemplo.
Δx	: Variación de la variable de ejemplo.
\mathbf{A}	: Matriz de estados del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
\mathbf{A}_d	: Matriz de estados del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
$\mathbf{A}_{i,d}$: Matriz de estados del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
\mathbf{B}	: Matriz de entrada del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
\mathbf{B}_d	: Matriz de entrada del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
\mathbf{C}	: Capacitancia de condensadores en submódulos del convertidor.
\mathbf{C}	: Matriz de salida del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
\mathbf{C}_d	: Matriz de salida del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
$\mathbf{C}_{i,d}$: Matriz de salida del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
\mathbf{D}	: Matriz de transmisión directa del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
\mathbf{D}_d	: Matriz de transmisión directa del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
\mathbf{D}_c	: Vector de ciclos de trabajo de los submódulos del convertidor.
D_i	: Ciclo de trabajo del i -ésimo submódulo del convertidor.
$d\mathcal{O}$: Matriz de observabilidad del espacio de estados.
$d\mathcal{O}_i$: Matriz de observabilidad del i -ésimo espacio de estados.
\mathbf{f}	: Vector de ecuaciones de estado del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
$f_{carrier}$: Frecuencia de ondas portadoras triangulares usadas en esquema de modulación de <i>Phase Shifted Carrier</i> .
\mathbf{f}_d	: Vector de ecuaciones de estado del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.

- \mathbf{f}_i : Vector de ecuaciones de estado del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
 $\mathbf{f}_{i,d}$: Vector de ecuaciones de estado del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
 f_o : Frecuencia fundamental del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor.
 \mathbf{g} : Vector de ecuaciones de salida del espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
 \mathbf{g}_d : Vector de ecuaciones de salida del espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
 \mathbf{g}_i : Vector de ecuaciones de salida del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo continuo.
 $\mathbf{g}_{i,d}$: Vector de ecuaciones de salida del i -ésimo espacio de estados en modelo de tiempo discreto.
 i_{ci} : Corriente de condensador del i -ésimo submódulo del convertidor.
 i_{cir} : Corriente circulante del convertidor.
 i_l : Corriente de brazo inferior del convertidor.
 i_o : Corriente del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor.
 $i_{o\alpha}$: Componente real del fasor espacial de corriente del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor en coordenadas $\alpha\beta$.
 $i_{o\alpha\beta}$: Fasor espacial de corriente del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor en coordenadas $\alpha\beta$.
 $i_{o\beta}$: Componente imaginaria del fasor espacial de corriente del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor en coordenadas $\alpha\beta$.
 i_u : Corriente de brazo superior del convertidor.
 i_x : Corriente de brazo superior o inferior del convertidor.
 \mathbf{i}_x : Vector de corrientes de brazo del convertidor.
 k_i : Ganancia integral del controlador PID.
 k_p : Ganancia proporcional del controlador PID.
 \mathbf{L} : Matriz de ganancias del observador de estados de un espacio de estados.
 L_a : Inductancia propia de brazo del convertidor.
 \mathbf{L}_i : Matriz de ganancias del observador de estados del i -ésimo espacio de estados.
 L_m : Inductancia mutua entre brazos superior e inferior del convertidor.
 m : Índice de modulación a lazo abierto del convertidor.
 M_p : *Overshoot* de la variable de control.
 M_u : *Underhoot* de la variable de control.
 N : Cantidad de submódulos en un brazo del convertidor.
 \mathbf{P} : Matriz de covarianza de las observaciones de estado del espacio de estados.
 \mathbf{P}_i : Matriz de covarianza de las observaciones de estado del i -ésimo espacio de estados.
 \mathbf{Q} : Matriz de ruido de procesamiento del espacio de estados.
 \mathbf{Q}_i : Matriz de ruido de procesamiento del i -ésimo espacio de estados.
 \mathbf{R} : Matriz de ruido de observación del espacio de estados.

- \mathbf{R}_i : Matriz de ruido de observación del i -ésimo espacio de estados.
 R_a : Resistencia de brazo del convertidor.
 \mathbf{S} : Vector de pulsos de entrada para los submódulos del convertidor.
 S_i : Pulso de entrada del i -ésimo submódulo de pierna del convertidor.
 \bar{S}_i : Complemento del pulso de entrada del i -ésimo submódulo de pierna del convertidor.
 t_{dead} : Tiempo muerto entre los pulsos complementarios de los semiconductores de.
 T_i : Señal triangular de onda portadora para el i -ésimo submódulo del convertidor.
 t_r : Tiempo de subida de la variable de control.
 t_s : Tiempo de asentamiento de la variable de control.
 $t_{5\%}$: Tiempo de asentamiento en que la estimación de la variable mantenga su error relativo por debajo de un 5 % con respecto a su valor real.
 t_∞ : Tiempo de asentamiento en que la estimación de la variable mantenga su error relativo en estado estacionario.
 \mathbf{u} : Vector de entradas del espacio de estados.
 \mathbf{u}_{cir} : Vector de entradas del espacio de estados de la corriente circulante.
 \mathbf{u}_i : Vector de entradas del i -ésimo espacio de estados.
 \mathbf{v} : Vector de ruido de observación del espacio de estados.
 \mathbf{v}_c : Vector de tensiones de condensador de submódulos del convertidor.
 v_{ci} : Tensión de condensador del i -ésimo submódulo del convertidor.
 v_{cm} : Tensión promedio de condensadores de submódulos del convertidor.
 v_{dc} : Tensión del enlace en el lado de *corriente directa* del convertidor.
 V_{dc} : Tensión constante del enlace en el lado de *corriente directa* del convertidor.
 v_l : Tensión de submódulos del brazo inferior del convertidor.
 v_{ll} : Tensión de inductor del brazo inferior del convertidor.
 v_{lu} : Tensión de inductor del brazo inferior del convertidor.
 v_o : Tensión del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor.
 v_{smi} : Tensión del i -ésimo submódulo de pierna del convertidor.
 v_u : Tensión de submódulos del brazo superior del convertidor.
 v_x : Tensión de submódulos del brazo superior o inferior del convertidor.
 \mathbf{w} : Vector de ruido de procesamiento del espacio de estados.
 \mathbf{x} : Vector de estados del espacio de estados.
 \mathbf{x}_i : Vector de estados del i -ésimo espacio de estados.
 \mathbf{y} : Vector de salidas del espacio de estados.
 \mathbf{y}_i : Vector de salidas del i -ésimo espacio de estados.
 Δt_{samp} : Paso temporal de muestreo.
 Δt_{sim} : Paso temporal de simulación.
 ε_∞ : Error en estado estacionario de la estimación de una variable.
 θ : Ángulo de fase de la señal de tensión de salida o carga del convertidor.
 λ : Vector de ecuaciones de ganancia del observador de estados del espacio de estados.

- φ : Ángulo de carga.
- ϕ_c : Ángulo de desfase entre ondas portadoras del mismo brazo para esquema de modulación *Phase Shifted Carrier*.
- ϕ_{ci} : Ángulo de desfase entre ondas portadoras de brazo superior e inferior para esquema de modulación *Phase Shifted Carrier*.
- ω_o : Frecuencia angular fundamental del lado de *corriente alterna* o salida del convertidor.

Resumen

Los convertidores modulares multinivel han surgido como una solución efectiva ante aplicaciones de alta tensión y potencia. Su modularidad les otorga la capacidad de aumentar el nivel de tensión agregando submódulos en serie, lo que permite mejorar la calidad de la energía entregada en términos de contenido armónico. Sin embargo, esto obliga a que se aumente el número de sensores usados en el convertidor, lo que aumenta sus costos y complejidad.

En el presente trabajo se estudia el control de un convertidor modular multinivel, sin medición de sus variables internas, monofásico de 5 niveles con topología medio puente en sus submódulos. Esto se realiza mediante un observador de estados basado en un Filtro de Kalman Extendido, con el que se estiman las tensiones de condensador de submódulos, corriente circulante y corriente de salida del convertidor. Luego, estas estimaciones son usadas para reemplazar las señales adquiridas por los sensores correspondientes del convertidor. Este estudio se realiza tanto en simulación como en implementación experimental, bajo 4 casos: arranque del estimador con condiciones iniciales cero, cambio de referencia a lazo abierto, cambio de referencia a lazo cerrado con y sin mediciones.

Los resultados obtenidos para simulación entregaron errores menores al 22 % en la estimación de sus variables de control en estado estacionario para índices de modulación superiores a 0,5. Además, la respuesta dinámica del sistema de estimación se mantiene similar a la del convertidor. Por otra parte, al implementar experimentalmente este sistema se obtuvieron errores menores al 22 % al igual que en simulación. Sin embargo, en este caso si se observa una variación en la respuesta dinámica. Se detecto que la principal causa del error corresponde al tiempo muerto en los pulsos complementarios y a la dinámica de encendido/apagado de los semiconductores, los cuales no se modelan en el observador de estados.

Palabras Clave: Convertidor Modular Multinivel, Filtro de Kalman, Observador de Estados, Estimación de Tensión de Condensadores

Abstract

Modular multilevel converters have emerged as an effective solution for high voltage and power applications. Their modularity gives them the ability to increase the voltage level by adding sub-modules in cascade, which improves the quality of the delivered power in terms of harmonic content. However, this requires an increase in the number of sensors used in the converter, which increases its cost and complexity.

In the present work the control of a modular multilevel converter, without measurement of its internal variables, single-phase of 5 levels with half-bridge topology in its submodules is studied. This is done by means of a state observer based on an Extended Kalman Filter, with which the submodule capacitor voltages, circulating current and output current of the converter are estimated. Then, these estimates are used to replace the signals acquired by the corresponding converter sensors. This study is performed both in simulation and experimental implementation, under 4 cases: estimator start-up with zero initial conditions, reference change to open loop, reference change to closed loop with and without measurements.

The results obtained for simulation gave errors of less than 22% in the estimation of its steady state control variables for modulation indexes higher than 0,5. In addition, the dynamic response of the estimation system remains similar to that of the converter. On the other hand, when this system was implemented experimentally, errors lower than 22% were obtained, as in simulation. However, in this case a variation in the dynamic response is observed. It was detected that the main cause of the error corresponds to the dead time in the complementary pulses and the on/off dynamics of the semiconductors, which are not modeled in the state observer.

Keywords: Modular Multilevel Converter, Kalman Filter, State Observer, Capacitor Voltage Estimation

Capítulo 1

Introducción

El aumento acelerado del cambio climático y la creciente demanda global de energía eléctrica han generado un impulso significativo hacia el desarrollo de convertidores de alta potencia y tensión más eficientes. La estructura y los mecanismos de control de estos convertidores se centran en mejorar la eficiencia, la calidad de la energía suministrada y la confiabilidad del sistema. En este contexto, ha surgido el *convertidor modular multinivel* como una solución efectiva en los tiempos recientes. Aunque inicialmente utilizado en aplicaciones de alta tensión, estos convertidores han encontrado aplicaciones en sistemas de media tensión y accionamientos eléctricos, marcando un avance significativo en la búsqueda de soluciones sostenibles y eficientes para las crecientes necesidades energéticas a nivel mundial.

Estos tienen varias ventajas frente a otro tipo de convertidores multinivel en términos de modularidad, escalabilidad y calidad de potencia entregada. Sin embargo, manifiestan problemas de corrientes circulantes entre sus fases y dificultad para mantener el equilibrio de las tensiones de condensador al interior de sus submódulos.

En la actualidad, la modularidad de este tipo de convertidores ha llevado a que cuenten con una gran cantidad de submódulos para llegar a altos niveles de tensión, los cuales, requieren de al menos un condensador y conocer la tensión de estos mismos para lograr una operación apropiada del convertidor. Para ejemplificar, los convertidores usados en el *Trans Bay Cable* tienen 216 submódulos por brazo [2]. De esta manera, para aplicaciones de alta tensión, con una gran cantidad de submódulos, se requiere la misma cantidad de sensores que adquieran la señal de tensión de los condensadores dentro de estos mismos. Esto conlleva un aumento en el costo y la complejidad de los convertidores.

Distintos métodos han sido estudiados hasta la fecha con la intención de reducir, o eliminar por completo, la cantidad de sensores usados en este tipo de convertidores [3]. En esta misma línea, este trabajo de titulación propone estudiar e implementar el control de un convertidor modular multinivel sin medición de sus variables internas, mediante la estimación de estas mismas con un observador de estados. Así, el **objetivo principal** de este es:

- Implementar el control de un convertidor modular multinivel, sin medición de las variables internas de este mismo, para una carga pasiva R – L.

El cual, se planea lograr a través de los siguientes **objetivos específicos**:

- Estudiar el estado del arte del control de convertidores modulares multinivel y de las estrategias de estimación más utilizadas.

- Modelar el convertidor modular multinivel y el sistema de estimación de variables internas.
- Simular el sistema de conversión, su control y el sistema de estimación mediante la herramienta MATLAB[®]/Simulink[®].
- Comprobar simulaciones mediante la experimentación en un convertidor modular multinivel, el cual, se encuentra implementado y probado en el Laboratorio de Electromovilidad del Departamento de Ingeniería Eléctrica, Campus San Joaquín.

De esta manera, la estrategia de estimación que se usará es un observador de estados para estimar las variables internas del convertidor, las cuales corresponden a las tensiones de condensador de los submódulos, la corriente circulante y la corriente de salida. El sistema de espacio de estados, obtenido a partir de las ecuaciones de estado que describen al convertidor, corresponde a un sistema no lineal. Por lo tanto, se usará un Filtro de Kalman Extendido, ya que, este diseña la ganancia del observador de tal forma que sea variable en cada paso de iteración.

El convertidor a estudiar corresponde a un convertidor modular multinivel de 5 niveles con topología de medio puente en sus submódulos. Este fue desarrollado previamente en [4] y probado en [5]. Además, dispone de un reactor con inductancia mutua en sus brazos para disminuir el efecto de la corriente circulante. Este se conectará con una carga pasiva R – L compuesta por una resistencia y una inductancia independientes.

Este trabajo comienza con el marco teórico, donde se explica el funcionamiento y control de convertidores modulares multinivel. Además, se expone sobre los observadores de estados, observabilidad de los espacios de estado y el funcionamiento del Filtro de Kalman Extendido para su uso como un estimador de variables de estado.

Luego, se desarrolla el tema principal de este trabajo, correspondiente a la estimación de las variables internas del convertidor mediante el Filtro de Kalman Extendido. Además, se realiza la correspondiente revisión bibliográfica del tema.

Finalmente, se entregan los resultados de simulación e implementación experimental para el control del convertidor. Estos corresponden a 4 estudios para todas las pruebas: arranque del sistema de estimación con condiciones iniciales cero, cambio de referencia a lazo abierto, cambio de referencia a lazo cerrado con y sin mediciones.

Capítulo 2

Marco Teórico

En este capítulo se presentan los principales conceptos sobre los *Convertidores Modulares Multinivel* (MMC) y los *Observadores de Estados*, tal que, los contenidos presentes en Capítulo 3 puedan ser desarrollados apropiadamente.

En una primera parte, se habla sobre los MMC partiendo por una breve introducción a los convertidores de potencia y sus aplicaciones generales. A continuación, se explica el funcionamiento de estos, sus aplicaciones y sus principales desafíos.

En una segunda parte, se expone sobre los observadores de estado, sus características y desarrollo a través del tiempo.

2.1. Sobre los Convertidores Modulares Multinivel

2.1.1. Introducción a los Convertidores de Potencia

Los *convertidores de potencia* son circuitos eléctricos que permiten la conversión y gestión de la energía eléctrica. Su objetivo principal es transformar la energía eléctrica de una forma a otra, adaptándola a las necesidades específicas de un sistema o dispositivo. Estos pueden ser utilizados para convertir las señales de régimen alterno o *corriente alterna* (AC) en señales en régimen continuo o *corriente continua* (DC) y viceversa, y para variar la amplitud, frecuencia y forma de onda de las señales.

Estos son fundamentales en la industria y se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, dada su capacidad para adaptarse a las necesidades de estas mismas. Algunas de sus aplicaciones más comunes son:

- Generación de energía eléctrica, donde se usan para conectar plantas de generación DC a sistemas de transmisión o distribución AC. También, se usan para conectar plantas de generación AC a sistemas AC con diferentes frecuencias.
- Transmisión y distribución de energía eléctrica, donde son usados para regular tensión y frecuencias en sistemas AC. Además, son usados para conectar sistemas de AC con DC y viceversa.
- Electrificación del transporte, donde son usados para alimentar y controlar los motores eléctricos a partir de las baterías eléctricas o pilas de combustible de hidrógeno.

- Industria manufacturera, donde se usan para alimentar y controlar motores eléctricos empleados en los distintos procesos de producción.

En los últimos años, los convertidores de potencia han experimentado una rápida evolución, con el desarrollo de nuevas topologías y tecnologías de control que permiten mejorar la eficiencia energética, reducir los costos y mejorar la calidad de la energía eléctrica. Además, estos han ganado una gran relevancia en el contexto de la transición energética hacia fuentes de energía renovable y la electrificación del transporte.

La mayoría de los convertidores de potencia están disponibles como productos para operar entre 2,3 y 13,8 [kV]. Por lo mismo, requieren de un transformador elevador o de semiconductores específicos para operar a tensiones mayores. La primera solución es costosa y aumenta el tamaño y peso del sistema de conversión. La segunda no aumenta el tamaño y peso del sistema, sin embargo, depende de la disponibilidad de los semiconductores. En la Tabla 2.1 se observan algunos valores nominales de semiconductores disponibles en el mercado.

Semiconductor	Tensión	Corriente
Diodo	8,5 [kV] @ 1,2 [kA]	9,6 [kA] @ 1,8 [kV]
Tiristor	12,0 [kV] @ 1,5 [kA]	5,0 [kA] @ 0,4 [kV]
GTO	6,0 [kV] @ 6,0 [kA]	6,0 [kA] @ 6,0 [kV]
GCT/IGCT/SGCT	10,0 [kV] @ 1,7 [kA]	5,0 [kA] @ 4,5 [kV]
IGBT	6,5 [kV] @ 0,75 [kA]	2,4 [kA] @ 1,7 [kV]

Tabla 2.1: Valores nominales de semiconductores disponibles en el mercado destinados a convertidores de potencia [1, p. 5].

Una solución es conectar varios semiconductores en serie para aumentar la tensión de operación de los convertidores. Sin embargo, esta configuración no muestra el mismo desempeño estático ni dinámico en comparación a su operación independiente. Además, estos no reparten de manera equitativa la tensión total durante las fases de bloqueo o transitorios de conmutación. Este implica que se necesite de dispositivos adicionales para mantener la tensión equitativa entre los distintos semiconductores conectados en serie, aumentando las pérdidas del convertidor y no mejora la calidad de las formas de onda de tensión y corriente de salida.

Una solución modular ha sido desarrollada para superar estas limitaciones. Esta conecta varios arreglos de semiconductores de *baja tensión* (LV) idénticos, de forma modular, en serie hasta alcanzar la tensión de operación deseada. De esta manera, el escalado de tensión y potencia resulta sencillo, el ensamblado y mantenimiento se reduce, y los convertidores pueden operar a capacidad reducida durante fallas internas. Por eso, los MMC se han popularizado en la industria y la academia para aplicaciones de *alta tensión* (HV) y alta potencia.

Los convertidores de potencia se clasifican principalmente si presentan o no enlace DC, como se muestra en la Figura 2.1. Los que presentan enlace DC realizan la conversión de AC a DC, DC a AC o AC a DC a AC, mientras que los que no presentan enlace DC realizan la conversión directa de AC a AC, sin pasar por una etapa donde exista un componente de almacenamiento de energía. Dentro de la categoría de convertidores con enlace DC, se encuentran los convertidores fuente de tensión.

Los *convertidores fuente de tensión* (VSC) son una tecnología madura que usa un capacitor como componente de almacenamiento de energía en el enlace DC. Dentro de esta categoría se pueden encontrar los convertidores de dos niveles y los convertidores multinivel.

Los *convertidores multinivel* tienen variadas ventajas frente a otros VSC. Entre estas se encuentran:

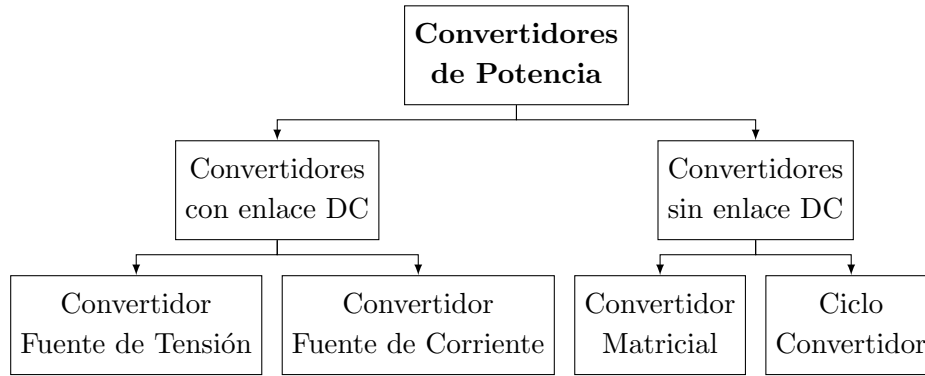


Figura 2.1: Clasificación de los convertidores de potencia [1, p. 5].

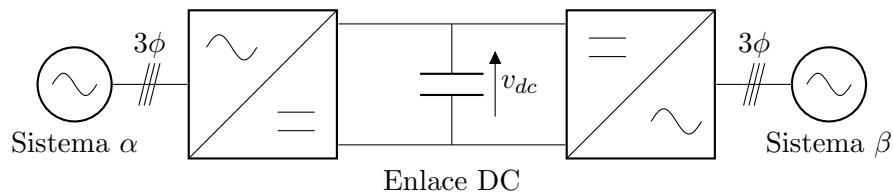


Figura 2.2: Esquema de un convertidor tipo fuente de tensión que conecta un sistema trifásico α con un sistema trifásico β . Estos sistemas se conectan a través de un convertidor AC/DC, un enlace DC y un convertidor DC/AC.

bajo dv/dt y distorsión armónica, corrientes casi sinusoidales, menor tamaño de filtros de entrada y salida, alta eficiencia, baja tensión de modo común y posible operación ante fallas. Estos generan una forma de onda de tensión escalonada con magnitud y frecuencia variable dependiendo del arreglo y control usados.

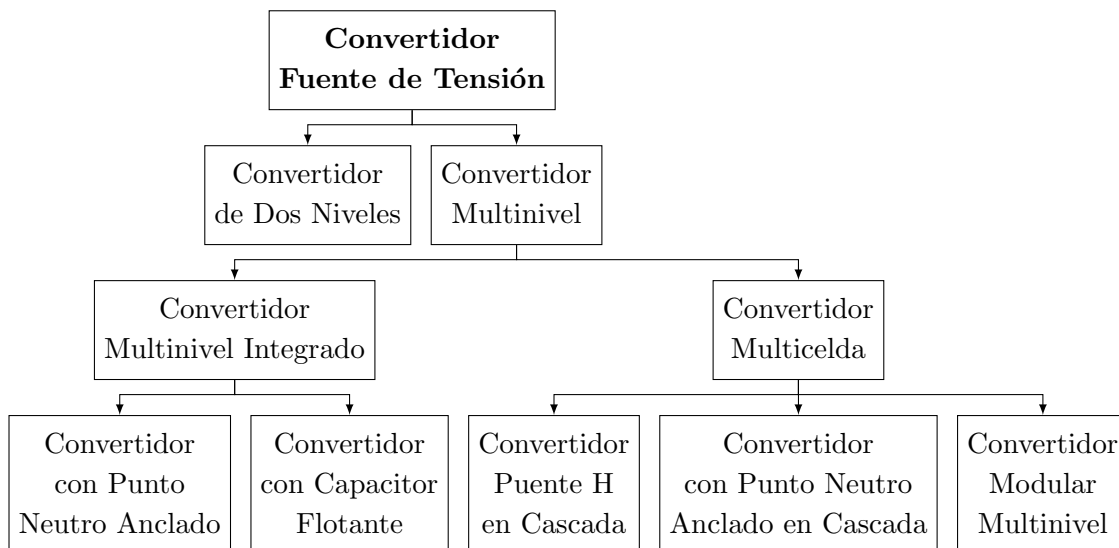


Figura 2.3: Clasificación de los convertidores fuente de tensión [1, p. 7].

Variadas topologías de convertidor multinivel han sido desarrolladas en los últimos años, como se muestra en la Figura 2.3, donde pocos han logrado tener éxito en la industria. En ese sentido, los convertidores multicelda han logrado tener éxito gracias a que logran operar a altas tensiones y no es

necesario que se den de baja por completo durante fallas. Este tipo de convertidores se construyen con varios *submódulos* (SM) de baja potencia conectados en serie. Su construcción modular les permite operar a tensiones entre 6 [kV] y 13,8 [kV], y operar a capacidad reducida durante fallas. La cantidad de SM puede aumentar para aumentar la tensión de operación. Sin embargo, necesitan transformadores de cambio de fase con múltiples devanados secundarios para generar una fuente de tensión DC aislada. Este transformador aumenta el tamaño y costo del sistema de conversión.

Recientemente, el MMC ha sido desarrollado para abordar este problema. Este mantiene las características de los convertidores multicelda y no requiere de fuentes de tensión DC aisladas. Así, el transformador de cambio de fase se puede eliminar, lo que disminuye el tamaño y los costos del sistema. De esta manera, una de las características principales del MMC es que puede llegar a tensiones de operación de 400 [kV] sin necesidad de un transformador.

2.1.2. Convertidores Modulares Multinivel

Los MMC son uno de los desarrollos recientes en la familia de convertidores multicelda. Estos conservan las características de los convertidores multicelda sin requerir de fuentes DC aisladas ni transformadores cambiadores de fase. Por consiguiente, el MMC puede alcanzar tensiones de operación de hasta 400 [kV] y 1000 [MW]. Estas características han llamado la atención de la academia y la industria, las cuales han desarrollado varios productos para un rango amplio de aplicaciones de alta potencia como se observa en la Figura 2.4. Sin embargo, este requiere una estructura de control compleja para satisfacer los principales objetivos de este mismo.

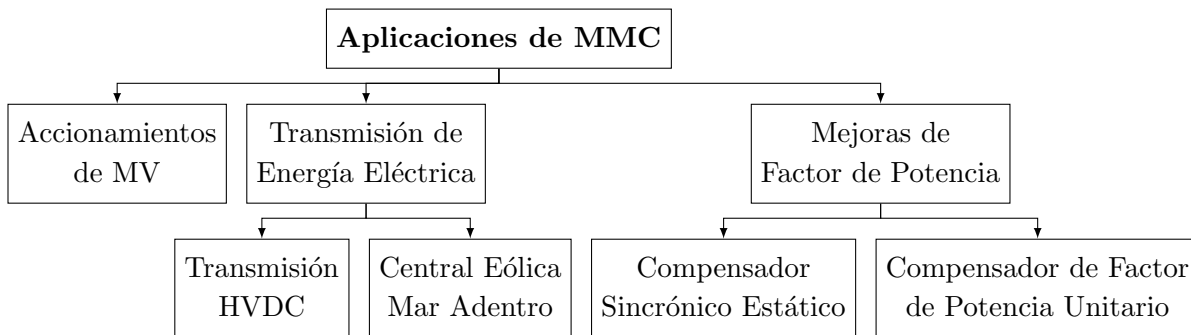


Figura 2.4: Aplicaciones de convertidores modulares multinivel [1, p. 24].

La tensión y potencia de este se puede aumentar, adhiriendo SM en cada brazo. Similar a otros convertidores multicelda, cualquier circuito convertidor como puente H, capacitor flotante o punto neutro anclado, puede ser utilizado como SM. Estos SM poseen un capacitor flotante y son cargados a través del enlace DC del convertidor, a diferencia de otros convertidores multicelda. Para la operación segura y confiable del MMC, la tensión nominal de los capacitores en los SM debe mantenerse en su valor nominal. El MMC tiene inductores que limitan las corrientes *in-rush* y circulantes en la partida y operación en estado estacionario. Por ende, la eliminación de corrientes circulantes es necesaria para minimizar las pérdidas del convertidor y aumentar su eficiencia. En este mismo sentido, los MMC tienen diversos desafíos técnicos asociados a su operación y control, incluyendo restricciones de diseño, proceso de pre-carga de los capacitores en sus SM, control de tensión de capacitor en SM, ripple en la tensión de capacitor en sus SM, corrientes circulantes y tolerancia antes fallas.

2.1.2.a. Configuración del Convertidor

La configuración del MMC monofásico se muestra en la Figura 2.5. Este esta compuesto en su lado DC por un enlace DC (representado por dos fuentes de tensión de valor $V_{dc}/2$), y un lado AC correspondiente a las señales $v_o(t)$ e $i_o(t)$. La pierna del convertidor se divide en dos brazos. Donde cada uno tiene N cantidad de SM junto a un inductor de valor L_a , que posee un valor resistivo R_a e inductancia mutua L_m . Este inductor se conecta en serie con el grupo de SM para limitar la corriente provocada por la diferencia de tensión entre los brazos.

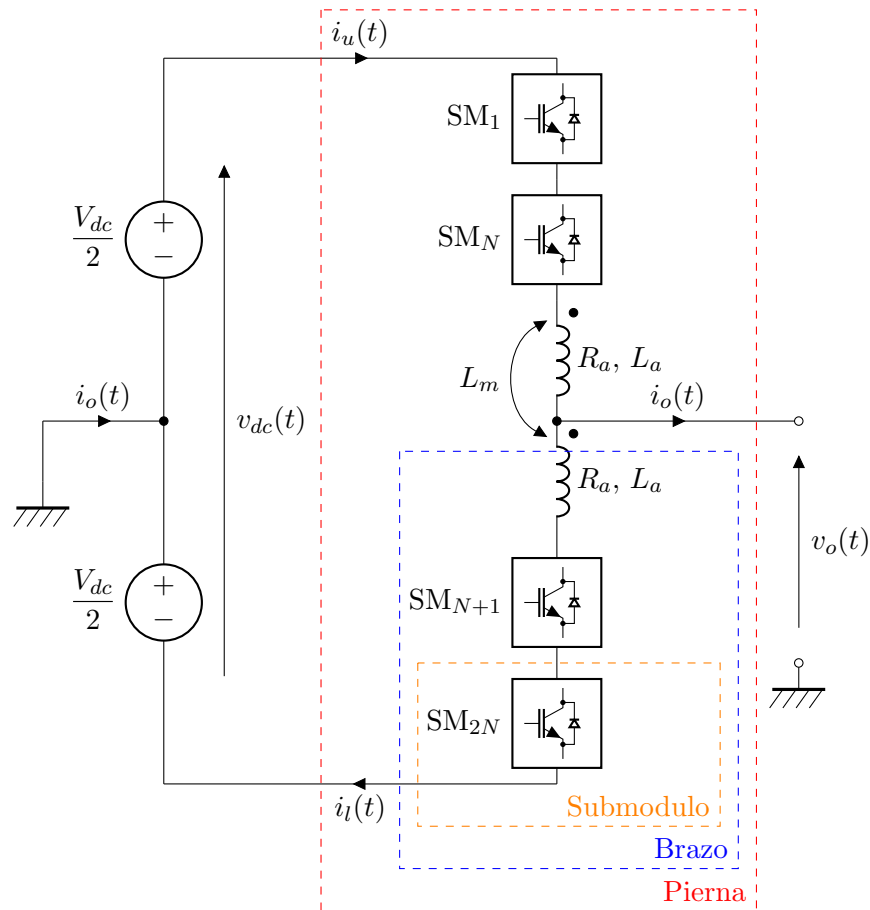


Figura 2.5: Esquema de un convertidor modular multinivel monofásico con N submódulos.

Para este trabajo de titulación, se usará un MMC de $N = 2$ SM por brazo. De esta manera, se tendrán 4 SM por pierna.

2.1.2.b. Configuración de los Submódulos

Con respecto a los SM, estos son un circuito de conversión DC – AC. Usualmente se componen de semiconductores de LV junto a condensadores. Las configuraciones mas usadas son *medio puente* (HB), *puente completo* (FB), *capacitor flotante* (FC), *medio puente en cascada* (CH) y *doble anclado* (CD). En la Tabla 2.2 se muestra un resumen de las características principales de las distintas configuraciones de SM.

Para este trabajo de titulación se usará un MMC con configuración HB. En la Figura 2.6 se muestra

Característica	HB	FB	FC	CH	CD
Nro. de Niveles en Tensión de Salida	2	3	3	3	4
Tensión de Bloqueo del SM	v_c	v_c	$2v_c$	$2v_c$	$2v_c$
Nro. de Condensadores Normalizados a v_c	1	1	3	2	2
Nro. de Semiconductores Normalizados a v_c	2	4	4	4	7
Nro. de Semiconductores en Conducción	1	2	2	2	3
Pérdidas	Baja	Moderada	Moderada	Moderada	Alta
Operación Bipolar	No	Si	No	No	Si
Complejidad en el Diseño de los SM	Baja	Baja	Alta	Baja	Alta
Complejidad en el Control de los SM	Baja	Baja	Alta	Baja	Baja
Capacidad de Bloqueo ante Falla DC	No	Si	No	No	Si

Tabla 2.2: Características principales de las distintas configuraciones de SM [1, p. 47].

el circuito de la configuración HB, el mas simple desde el punto de vista de los componentes usados. Este se compone de dos IGBT, con diodos antiparalelos, y un capacitor.

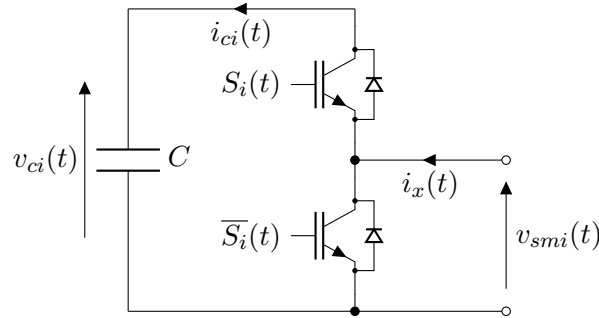


Figura 2.6: Esquema de topología medio puente para el i -ésimo submódulo del convertidor.

Los dos IGBT son operados de manera complementaria para regular el valor de la tensión del condensador $v_{ci}(t)$, el cual viene dado por:

$$v_{ci}(t) = \frac{1}{C} \int_{0+}^t i_{ci}(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

La corriente del condensador $i_{ci}(t)$ en términos de la corriente de brazo $i_x(t)$ viene dada por:

$$i_{ci}(t) = S_i(t)i_x(t) \quad (2.2)$$

De esta manera, se puede expresar la tensión de condensador en función de la corriente de brazo de la siguiente forma:

$$v_{ci}(t) = \frac{1}{C} \int_{0+}^t S_i(\tau)i_x(\tau) d\tau \quad (2.3)$$

De la Ecuación (2.3), se puede observar que al operar con $S_i(t) = 0$, la tensión del condensador $v_{ci}(t)$ se mantiene constante dado que el semiconductor superior estará abierto mientras que el inferior estará en conducción. En el caso de que $S_i(t) = 1$, el condensador se estará cargando si $i_x(t) \geq 0$ y se estará descargando si $i_x(t) < 0$.

Otra manera de describir esta misma ecuación, es mediante su forma diferencial. Esta es:

$$\frac{dv_{ci}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_i(t) i_x(t) \quad (2.4)$$

Finalmente, la relación entre la tensión de SM $v_{smi}(t)$ y la tensión de condensador $v_{ci}(t)$ es:

$$v_{smi}(t) = S_i(t) v_{ci}(t) \quad (2.5)$$

Para esta tipo de configuración, se busca que los condensadores tengan una tensión $v_{ci}(t)$ que operen en una tensión objetivo $v_c^*(t)$, la cual es:

$$v_c^*(t) = \frac{V_{dc}}{N} \quad (2.6)$$

2.1.3. Esquema de Modulación por Ancho de Pulso

La *modulación por ancho de pulso* (PWM) es frecuentemente usada para controlar la tensión en el lado AC de un convertidor de potencia. Esta es obtenida mediante la variación del ciclo de trabajo de los semiconductores. Estos esquemas están diseñados para disminuir la distorsión armónica y aumentar la magnitud de la tensión a una frecuencia de conmutación $f_{carrier}$ dada por la onda portadora.

Para el caso de los MMC, se tiene que los esquemas de modulación mas usados [1, p. 49], y sus principales características, son:

- Modulación por Portadora con Cambio de Fase (*Phase Shifted Carrier Modulation*)
 - Balance natural de las tensiones de los condensadores $v_{ci}(t)$ de los SM de un mismo brazo para frecuencias de conmutación $f_{carrier}$ altas.
 - El estrés en los semiconductores y la potencia manejada por cada SM esta distribuida de manera equitativa.
- Modulación por Portadora con Cambio de Nivel (*Level Shifted Carrier Modulation*)
 - Genera la tensión de lado AC $v_o(t)$ con la menor distorsión armónica entre los esquemas de modulación comparados en este apartado.
- Modulación por Muestreo Promedio (*Sampled Average Modulation*)
 - Desde el punto de vista computacional, es menos complejo y mas fácil de implementar.
 - Elimina la componente de secuencia cero en la tensión de salida.
 - Reduce el rizado en la corriente de salida $i_o(t)$.
 - Minimiza la distorsión armónica de la tensión $v_o(t)$ y corriente $i_o(t)$ del lado AC.
 - No requiere de transformación de coordenadas desde un plano abc a un plano $\alpha\beta$.
- Modulación por Vector Espacial (*Space Vector Modulation*)
 - Permite obtener la mejor selección del vector de conmutación para mejorar la utilización del enlace DC, mejorar su desempeño armónico y regular la tensión de modo común.

- Es difícil de implementar para MMC con mas de 3 SM por brazo.
- Modulación de Nivel mas Cercano (*Nearest Level Modulation*)
 - No hace uso de ondas portadoras.
 - Fácil de implementar en controladores digitales.
 - Genera una tensión de salida $v_o(t)$ de alta distorsión armónica si la cantidad de SM por brazo es baja.

Para este trabajo de titulación, se usará un esquema de modulación por onda portadora con cambio de fase o *Phase Shifted Carrier Modulation* (PSC – PWM). Esta elección se debe principalmente a que permite un balanceo natural de las tensiones de los condensadores $v_{ci}(t)$ en los SMs de cada brazo.

La PSC – PWM consiste en ondas portadoras de forma triangular con la misma frecuencia y magnitud pero con una diferencia de fase entre ellas. La implementación de este esquema de modulación se muestra a continuación:

Generación de la Señal de Modulación: Como se menciona previamente, el MMC se divide en piernas, brazos y SM. Los SM de los brazos superiores e inferiores de una pierna, son usados para generar la referencia de la tensión de salida.

En la Figura 2.7, se muestra un esquema equivalente del MMC monofásico. En este, los N SM presentes en cada brazo se modelan como una fuente de tensión AC. De este circuito equivalente, se obtiene que las señales de modulación de cada brazo son:

$$v_u(t) = \frac{V_{dc}}{2} - v_o(t) - v_{lu}(t) \quad (2.7)$$

$$v_l(t) = \frac{V_{dc}}{2} + v_o(t) - v_{ll}(t) \quad (2.8)$$

Donde $v_u(t)$ y $v_l(t)$ representan las señales de modulación de brazo superior e inferior respectivamente, $v_o(t)$ representa la tensión de salida de convertidor, $v_{lu}(t)$ y $v_{ll}(t)$ representan las tensiones en los inductores de brazo superior e inferior respectivamente.

Dependiendo del tipo de aplicación, la señal de modulación se puede obtener mediante control a lazo abierto o cerrado. Para ejemplificar, la señal de modulación de la tensión de salida $v_o(t)$ a lazo abierto se define como:

$$v_o^*(t) = m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_o t) \quad (2.9)$$

Donde m es el índice de modulación que se mueve en un rango entre 0 y 1, ω_o es la frecuencia angular fundamental de la tensión de salida.

De esta manera, despreciando la caída de tensión en los inductores, se tiene que las señales de modulación para los brazos superior e inferior son:

$$v_u^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} - m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_o t) \quad (2.10)$$

$$v_l^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} + m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_o t) \quad (2.11)$$

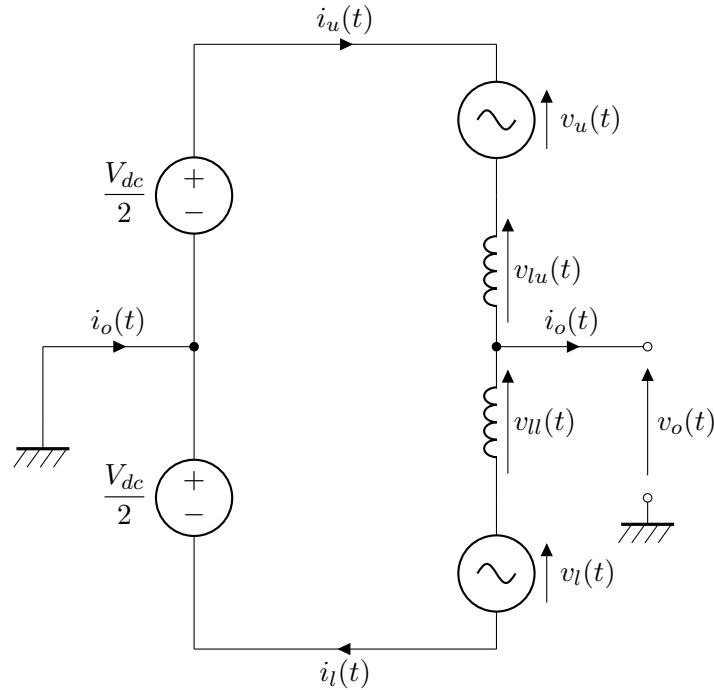


Figura 2.7: Esquema equivalente de un convertidor modular multinivel monofásico.

Generación de Ondas Portadoras Triangulares: Aplicar la modulación PSC – PWM requiere de $2N$ ondas portadoras para un convertidor con N SM por brazo. El desfase entre estas ondas portadoras es ϕ_c y se define como:

$$\phi_c = \frac{360^\circ}{N} \quad (2.12)$$

Además, las ondas portadoras de los brazos superiores e inferiores se pueden desfasar entre ellas por ϕ_{ci} , que se define como:

$$\phi_{ci} = \frac{360^\circ}{2N} \quad (2.13)$$

Con este ángulo de desfase entre las ondas portadoras de los brazos superiores e inferiores, se genera una tensión de salida de $2N + 1$ niveles. En caso de que este desfase $\phi_{ci} = 0$, la tensión de salida generada es de $N + 1$ niveles.

En las Figuras 2.8 y 2.9 se observa la relación entre las señales de modulación y sus ondas portadoras para los brazos superior e inferior respectivamente. En este se observa un MMC de $N = 2$ SM por brazo. Así, se tiene que el desfase entre ondas portadoras de un mismo brazo es $\phi_c = 180^\circ$ y el desfase entre brazos es $\phi_{ci} = 90^\circ$. También, se observa la relación de una señal de modulación con $m = 0,8$ y frecuencia $f_o = 50$ [Hz] junto a sus ondas portadoras triangulares con una frecuencia $f_{carrier} = 200$ [Hz]. De esta manera, se obtienen los pulsos $S_i(t)$, correspondientes a cada SM, de la siguiente manera:

$$S_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } v_x^*(t) > T_i(t) \\ 0 & \text{si } v_x^*(t) \leq T_i(t) \end{cases} \quad (2.14)$$

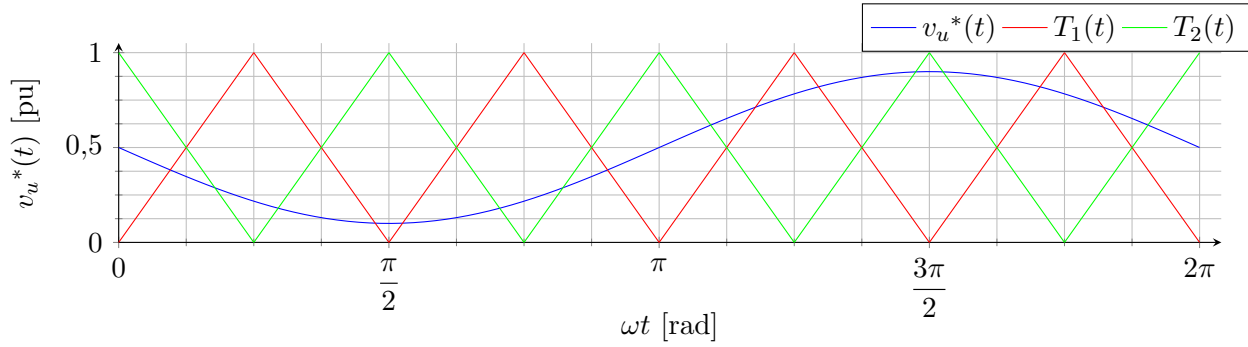


Figura 2.8: Ejemplo de señal de modulación de referencia $v_u^*(t)$, con $m = 0,8$ y frecuencia de 50 [Hz], junto a las señales de onda portadora o carrier $T_1(t)$ y $T_2(t)$ con frecuencia de 200 [Hz].

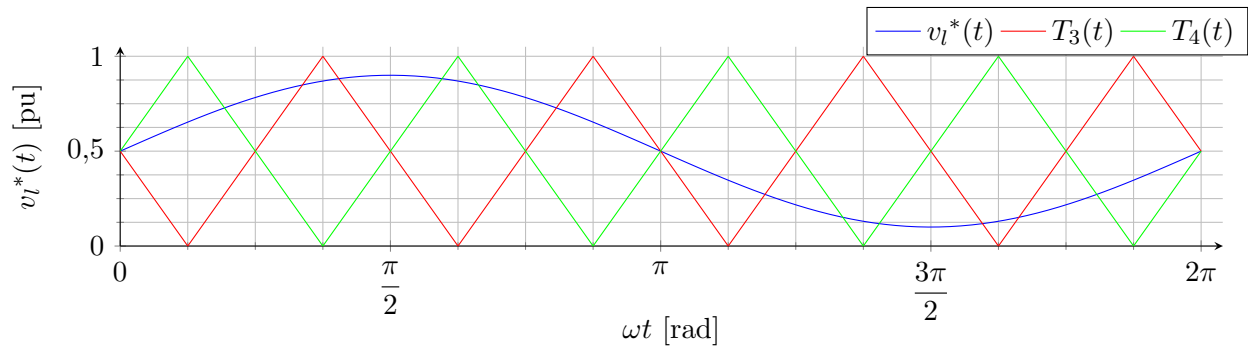


Figura 2.9: Ejemplo de señal de modulación de referencia $v_l^*(t)$, con $m = 0,8$ y frecuencia de 50 [Hz], junto a las señales de onda portadora o carrier $T_3(t)$ y $T_4(t)$ con frecuencia de 200 [Hz].

Donde $x \in \{u, l\}$ e $i \in \{1, 2, 3, 4\}$. De este modo, se obtienen los pulsos mostrados en la Figura 2.10.

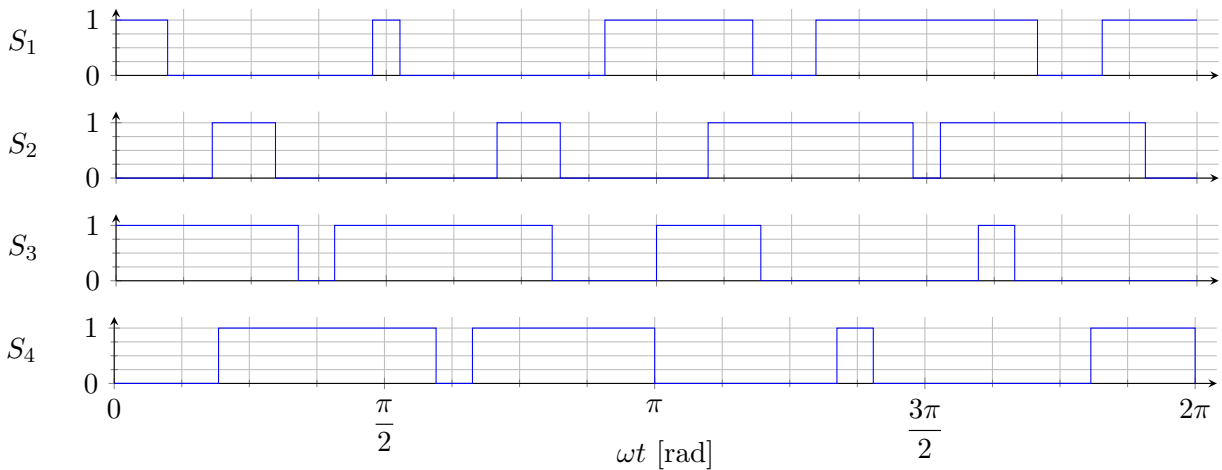


Figura 2.10: Ejemplo de pulsos obtenidos a partir de las Figuras 2.8 y 2.9.

Considerando que la tensión objetivo de los condensadores $v_c^*(t)$ es:

$$v_c^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} \tag{2.15}$$

Se puede obtener la tensión de salida $v_o(t)$ obtenida a partir de los pulsos mostrados en la Figura 2.10. La relación entre estas se puede obtener de las Ecuaciones (2.7) y (2.8), resultando:

$$v_o(t) = \frac{-v_u(t) + v_l(t) - v_{lu}(t) + v_{ll}(t)}{2} \quad (2.16)$$

Despreciando la caída de tensión en los inductores ($v_{lu}(t)$ y $v_{ll}(t)$) y expresando en las tensiones de cada SM se tiene:

$$v_o(t) = \frac{-v_{sm1}(t) - v_{sm2}(t) + v_{sm3}(t) + v_{sm4}(t)}{2} \quad (2.17)$$

Y reemplazando con la Ecuación (2.5):

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \frac{-S_1(t)v_c^*(t) - S_2(t)v_c^*(t) + S_3(t)v_c^*(t) + S_4(t)v_c^*(t)}{2} \\ &= \left(-S_1(t) - S_2(t) + S_3(t) + S_4(t)\right) \frac{V_{dc}}{4} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Así, se obtiene la tensión de salida $v_o(t)$ deseada según el índice de modulación m . En la Figura 2.11 se observa la tensión resultante para los pulsos obtenidos en la Figura 2.10 en comparación a su señal de modulación $v_o^*(t)$.

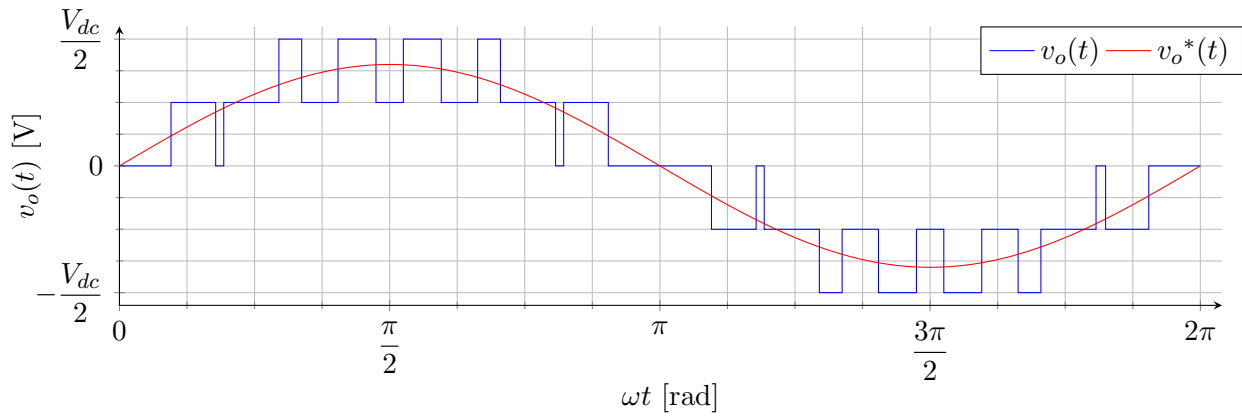


Figura 2.11: Ejemplo de tensión de salida $v_o(t)$ para un esquema PSC – PWM con parámetros $m = 0,8$, $f_o = 50$ [Hz] y $f_{carrier} = 200$ [Hz].

Esta tensión de salida $v_o(t)$ resultante es en condiciones ideales con respecto al balance de las tensiones de los condensadores y la caída de tensión en los inductores. Al considerar estos, la forma de onda resultante se distorsiona y aumenta su contenido armónico.

2.1.4. Esquema de Control

Los esquemas de control digital en un MMC permiten una adecuada operación de este mismo. Estos proporcionan un mejor desempeño dinámico y en estado estacionario. En general, se busca alcanzar varios objetivos de control [1, p. 80] a la vez. Estos objetivos son: control de corriente de salida, control de tensión de capacitores de SM y control de corriente circulante.

En este trabajo de titulación, se optará solo por cumplir los objetivos de control de corriente de salida y tensión de capacitores en SM. Las ecuaciones del control general se obtienen de las Ecuaciones (2.7) y (2.8), resultando en:

$$v_u^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} - v_o^*(t) - v_{lz}^*(t) \quad (2.19)$$

$$v_l^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} + v_o^*(t) - v_{lz}^*(t) \quad (2.20)$$

Donde $v_{lz}^*(t)$ representa la caída de tensión en los inductores ($v_{lu}(t)$ y $v_{ll}(t)$) y considera que estas son similares entre ellas. El esquema de control resultante se muestra en la Figura 2.12. Este consiste en un control de corriente de salida, cuya función es controlar la corriente $i_o(t)$ del convertidor, y un control de tensión de pierna, cuya función es controlar la tensión de capacitor $v_{ci}(t)$ en los SM. El control se realizará con **controladores PI** de la forma:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2.21)$$

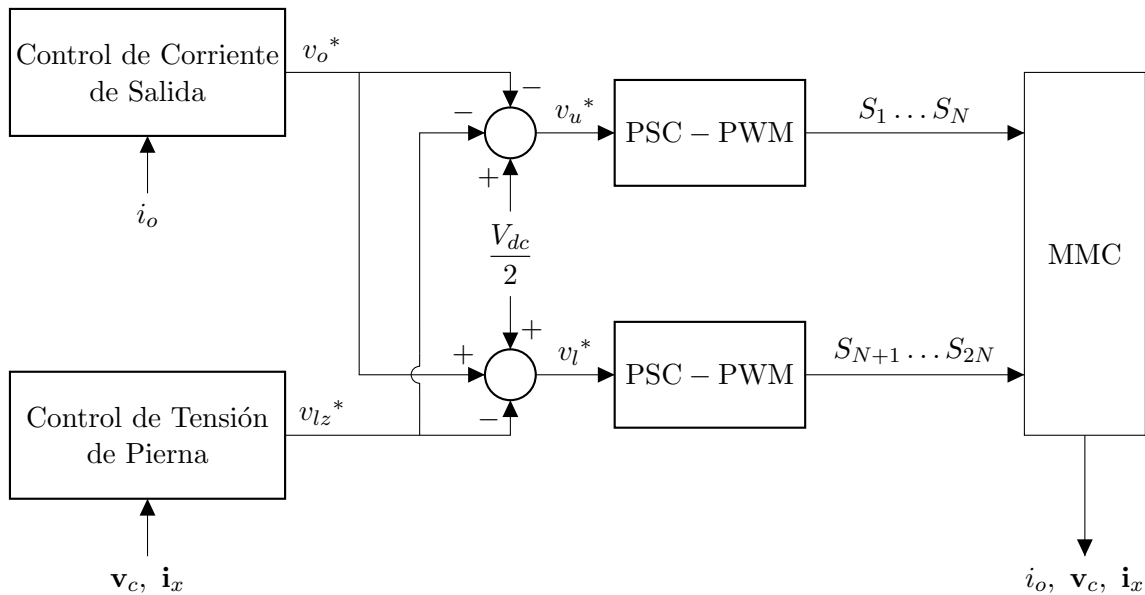


Figura 2.12: Esquema de control general para un MMC con modulación PSC – PWM.

Con respecto al control de corriente de salida, este se muestra en la Figura 2.14, donde se observa la relación de las variables a controlar con sus referencias. Dado que la señal a controlar es monofásica, se utiliza el esquema mostrado en la Figura 2.13. Este consiste en desfazar la señal a controlar, en este caso $i_o(t)$, en 90° . De esta manera, se forma un fasor espacial de la forma:

$$\mathbf{i}_{o\alpha\beta}(t) = i_{o\alpha}(t) + j i_{o\beta}(t) \quad (2.22)$$

Donde $i_{o\alpha}(t)$ corresponde a la señal de control $i_o(t)$ e $i_{o\beta}(t)$ corresponde a la señal de control $i_o(t)$ desfazada en 90° . Luego, solo se debe desfazar este fasor espacial $\mathbf{i}_{o\alpha\beta}(t)$ en $\theta(t)$ para orientarse con la tensión y obtener esta señal en coordenadas dq .

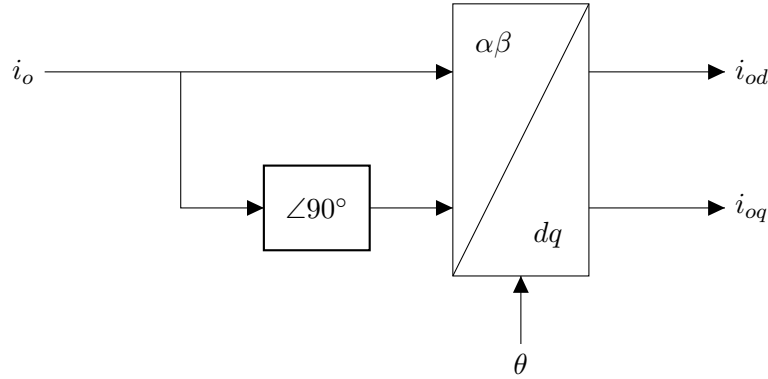


Figura 2.13: Esquema de transformación de una señal monofásica a coordenadas dq .

Así, se obtienen las señales de control $i_{od}(t)$ e $i_{oq}(t)$ que se usan como realimentación en el esquema de control mostrado en la Figura 2.14. Con respecto a las señales de referencia $i_{od}^*(t)$ y $i_{oq}^*(t)$, estas se obtienen a partir de las características de la carga usada. En este caso, se usará una carga pasiva R – L (de parámetros R_o y L_o) y estas referencias se pueden obtener a partir del ángulo de carga φ definido como:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\omega_o L_o}{R_o}\right) \quad (2.23)$$

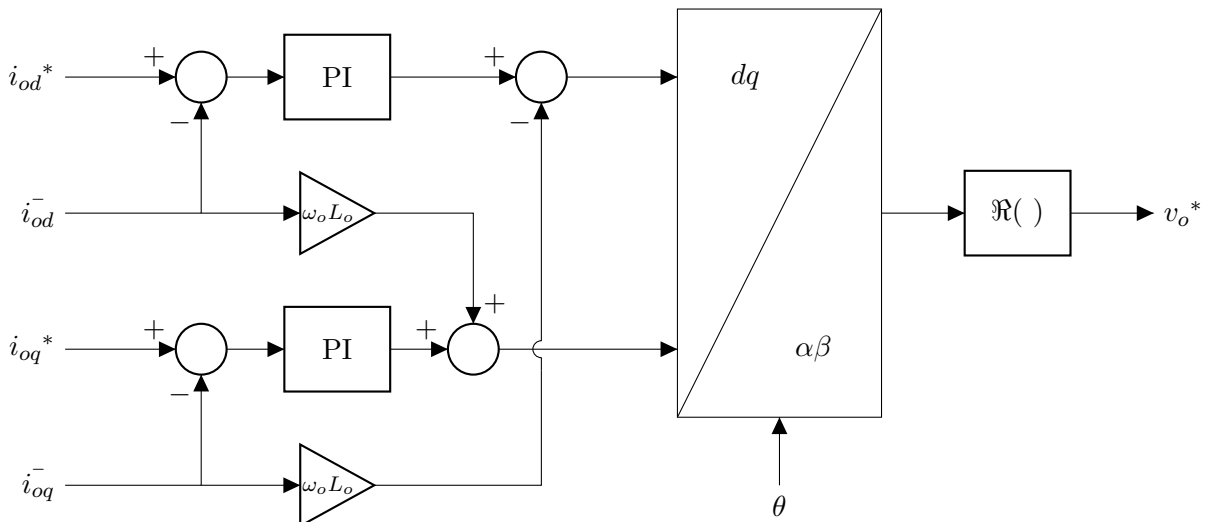


Figura 2.14: Esquema de control de corriente de salida.

Y de una referencia $i_o^*(t)$ determinada. De esta manera, la relación entre estas es:

$$i_{od}^*(t) = i_o^*(t) \cos(\varphi) \quad (2.24)$$

$$i_{oq}^*(t) = -i_o^*(t) \sin(\varphi) \quad (2.25)$$

Finalmente, cabe destacar que estas señales de referencia generadas por el control se transforman de coordenadas dq a coordenadas $\alpha\beta$ nuevamente y solo se considera la parte real de esta señal para

obtener la señal de referencia $v_o^*(t)$.

Por otra parte, el control de tensión de pierna esta compuesto por dos controladores PI en cascada, como se observa en la Figura 2.15. Estos se encargan de controlar el valor medio de la tensión promedio de condensadores de pierna $v_{cm}(t)$, la cual se define como:

$$v_{cm}(t) = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{2N} v_{ci}(t) \quad (2.26)$$

Mientras tanto su referencia $v_{cm}^*(t)$ se define como la tensión objetivo $v_c^*(t)$ de los condensadores mostrada en la Ecuación (2.6). De esta manera, se tiene:

$$v_{cm}^*(t) = \frac{V_{dc}}{N} \quad (2.27)$$

De este modo, se espera que en promedio todas las tensiones de condensador de SM se mantengan en un valor cercano a su tensión objetivo. Esto se controla a través del valor medio de la corriente circulante $i_{cir}(t)$, la cual se define como:

$$i_{cir}(t) = \frac{i_u(t) + i_l(t)}{2} \quad (2.28)$$

Esta corresponde a la corriente que circula entre los brazos y se encuentra desacoplada del lado AC o salida. De esta manera, se logra controlar la tensión de los condensadores sin afectar el control en la corriente del lado AC.

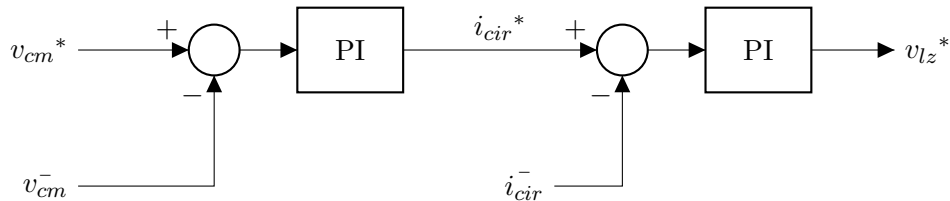


Figura 2.15: Esquema de control de tensión promedio de condensadores de SM en una pierna.

2.2. Sobre los Observadores de Estado

2.2.1. Introducción a los Observadores de Estado

Los sistemas dinámicos se han usado para modelar diferentes plantas a ser controladas en diferentes disciplinas, desde la biología y la química hasta la mecánica, entre otras. Una de las formas de modelar el proceso real es utilizando las ecuaciones de espacio de estado, descritas por un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias. Estas, por lo general, se representan como un sistema continuo e invariante en el tiempo de la forma mostrada en la Ecuación (2.29):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.29)$$

Donde $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ es el vector de estados del sistema, $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^p$ es el vector de entradas, $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^m$ es el vector de salidas. Por otra parte, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ es la matriz de estado del sistema, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times p}$ es la matriz de entrada, $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ es la matriz de salida y $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{m \times p}$ es la matriz de transmisión directa.

Sin embargo, no siempre se puede representar los procesos de esta manera. Así, se tiene una expresión mas general para representar las ecuaciones de espacio de estado:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \end{cases} \quad (2.30)$$

Donde $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^n$ es el vector de ecuaciones de estado y $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^m$ es el vector de ecuaciones de salida.

Desde el punto de vista de la ingeniería, una parte de la información de estos sistemas no puede ser obtenida directamente mediante mediciones. Debido a razones económicas o tecnológicas, no se pueden colocar tantos sensores como se quisiera para medir la información interna de estos sistemas, ya que, es costoso o, a veces, imposible. También, se da que las señales de los sensores de medición presentan ruido lo que distorsiona estas mismas. Por lo tanto, para simular, controlar o supervisar procesos, a menudo es necesario estimar parámetros, variables internas o entradas desconocidas.

De esta manera, las técnicas de estimación se presentan en el área de control automático abarcando los siguientes temas [6, p. 2]:

- Identificación de parámetros inciertos en el modelo.
- Estimación de variables de estado.
- Observación de fallas y aislamiento.

Desde el punto de vista del control, se conoce que el problema de identificación o estimación de parámetros se puede tratar como un problema de observación de estados, considerando estos parámetros como estados adicionales a los ya presentes. Por otra parte, al abordar el problema de estimación de estados, se debe considerar si con la información disponible (vectores de entradas $\mathbf{u}(t)$ y salidas $\mathbf{y}(t)$), ¿Es posible reconstruir la información interna (vector de estados $\mathbf{x}(t)$) a lo largo del tiempo? ¿Cómo diseñar una dinámica que nos permita reconstruir esta información interna?

Esta primera pregunta se relaciona con los conceptos de *Observabilidad* y *Detectabilidad*, los cuales determinaran si es posible reconstruir la información interna y ajustar la dinámica de esta reconstrucción. En concreto, si se define a $\hat{\mathbf{x}}(t)$ como la estimación de $\mathbf{x}(t)$, se considera que este sistema es observable si se puede ajustar la tasa de convergencia de $\hat{\mathbf{x}}(t)$ a $\mathbf{x}(t)$. En caso contrario, se considera que es detectable.

En caso de que el sistema sea observable, se puede dar respuesta a la segunda pregunta y diseñar una dinámica que estime $\hat{\mathbf{x}}(t)$. Así, se define como *Observador de Estados* a un sistema dinámico usado para estimar las variables de estado o internas $\mathbf{x}(t)$ de un sistema de la mediante las variables de entrada $\mathbf{u}(t)$ y salida $\mathbf{y}(t)$ como se muestra en la Ecuación (2.31):

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(t), \mathbf{u}(t)) + \boldsymbol{\lambda}(\mathbf{y}(t), \hat{\mathbf{y}}(t)) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}(t), \mathbf{u}(t)) \end{cases} \quad (2.31)$$

En este se observa la presencia del termino $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{R}^n$, el cual corresponde a un vector de ganancias en función de las variables de salida $\mathbf{y}(t)$ y su estimación $\hat{\mathbf{y}}(t)$. Dependiendo del sistema que se tenga,

esta función λ puede tener diferentes términos dando forma a distintos tipos de observadores. En la Figura 2.16, se muestra la relación entre la planta, representado por la Ecuación (2.30), y el observador, representado por la Ecuación (2.31).

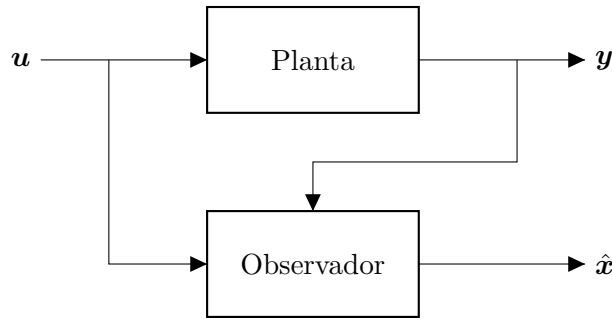


Figura 2.16: Esquema de relación entre observador de estados y planta.

2.2.1.a. Observabilidad de Espacio de Estados

Como se menciono previamente, para lograr estimar la información interna de una planta es necesario saber si el sistema es observable o no. De esta manera, para un sistema de la forma mostrada en la Ecuación (2.29), se tiene un vector de estado $\mathbf{x}(t)$ tal que:

$$\dim(\mathbf{x}(t)) = n \quad (2.32)$$

Así, se define la *Matriz de Observabilidad* como:

$$d\mathcal{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Con esta se puede determinar si un sistema es, o no, observable mediante la condición de *Observabilidad de Rango de Kalman* [6, p. 8]. Esta determina que un sistema de espacio de estados es observable, si y solo si:

$$\text{rango}(d\mathcal{O}) = n \quad (2.34)$$

De esta manera, el sistema es observable si el rango de la matriz $d\mathcal{O}$ es igual a la dimensión del vector $\mathbf{x}(t)$. En caso de que se tenga que $\text{rango}(d\mathcal{O}) \leq n$, se dice que el sistema es parcialmente observable, donde el espacio observable tiene un rango igual a $\text{rango}(d\mathcal{O})$ y el espacio no observable tiene un rango igual a $n - \text{rango}(d\mathcal{O})$.

Sin embargo, para sistemas no lineales determinar si un sistema es observable se vuelve mas complicado. Una opción es obtener el modelo lineal del sistema y determinar la matriz de observabilidad $d\mathcal{O}$. Esto determina que el sistema es observable solo en el punto de operación en el que se realizó la linealización del sistema y no da mas información sobre los otros puntos de operación. Otra opción es encontrar el diferencial del vector del espacio de observación $d\mathcal{O}$ para sistemas no lineales, definido como:

$$d\mathcal{O}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d\mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ dL_f^{n-1} \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Donde $L_f \mathbf{g}(\mathbf{x})$ es el operador *Derivada de Lie* dado por:

$$L_f \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^n f_i(\mathbf{x}) \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{x})}{\partial x_i} \quad (2.36)$$

De esta manera, el sistema no lineal es observable [6, p. 17], para un cierto vector $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$, si y solo si:

$$\text{rango}(d\mathcal{O}(\mathbf{x})) = n \quad (2.37)$$

2.2.1.b. Tipos de Observadores de Estado

Existen diversos tipos de observadores de estado, los cuales se diferencian dependiendo del tipo de sistema que se tenga y de que tan accesible sea la información de estos mismos. En esta sección solo se mencionaran algunos de los mas característicos que existen hasta el momento.

Uno de los primeros observadores desarrollados es el mostrado en la Ecuación (2.38):

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}(\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.38)$$

Este se conoce como el *Observador de Luenberger*, el cual, consiste en una retroalimentación de sus variables de salida $\mathbf{y}(t)$ en comparación a sus variables de salida estimadas $\hat{\mathbf{y}}(t)$. En este caso, la respuesta del observador viene dada por el diseño de la matriz \mathbf{L} . De esta manera, es posible determinar la estimación de las variables de estado $\hat{\mathbf{x}}(t)$ mediante los parámetros del sistema y las variables de entrada $\mathbf{u}(t)$ y salida $\mathbf{y}(t)$. Así, se obtiene el sistema representado por la Ecuación (2.39):

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\hat{\mathbf{x}}(t) + (\mathbf{B} - \mathbf{L}\mathbf{D})\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}\mathbf{y}(t) \quad (2.39)$$

En este se puede observar que la estabilidad y velocidad de respuesta del estimador viene dada por su matriz $\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}$, la que corresponde a la matriz de estados del sistema.

El Observador de Luenberger dio paso al desarrollo de nuevos observadores los cuales se basan en este mismo, la principal diferencia esta en como se diseña la matriz \mathbf{L} o el termino $\lambda(\mathbf{y}(t), \hat{\mathbf{y}}(t))$.

Una de estas adaptaciones corresponde al *Sliding Mode Observer*, el cual se muestra en la Ecuación (2.40):

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}\text{sgn}(\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.40)$$

Este corresponde en una función del tipo signo, la cuál, dependiendo del valor del error de las variables de salida $\mathbf{y}(t)$ y sus estimadas $\hat{\mathbf{y}}(t)$ entregara una retroalimentación de valor \mathbf{L} o $-\mathbf{L}$. Se suele diseñar este observador para altos valores de \mathbf{L} , lo que lo define como un observador de alta ganancia. En este caso, el diseño de \mathbf{L} y la estabilidad del observador se debe determinar mediante la *Función de Lyapunov*.

Además, existen variaciones del Sliding Mode Observer correspondiente a una combinación entre este y el Observador de Luenberger, como se muestra a continuación:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{L}_1 \text{sgn}(\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) + \mathbf{L}_2(\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (2.41)$$

También, existen observadores de este mismo tipo de de mayor orden denominados *High-Order Sliding Mode Observer*.

2.2.2. Filtro de Kalman

Otro tipo de observador existente es el *Filtro de Kalman*, el cuál, es un algoritmo recursivo desarrollado por Rudolf E. Kalman. Su principal característica es la capacidad de determinar los estados del sistema al tener mediciones o entradas sometidas a ruido blanco. Este tiene numerosas aplicaciones tecnológicas. La mas usada corresponde a la guía, navegación y control de vehículos, especialmente de naves espaciales.

El Filtro de Kalman es un algoritmo discreto, por lo tanto, basándonos en el sistema descrito en la Ecuación (2.29), y considerando ruido blanco, se tiene:

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_d\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}_d\mathbf{u}[k] + \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{y}[k] = \mathbf{C}_d\mathbf{x}[k] + \mathbf{D}_d\mathbf{u}[k] + \mathbf{v}[k] \end{cases} \quad (2.42)$$

Donde \mathbf{A}_d , \mathbf{B}_d , \mathbf{C}_d y \mathbf{D}_d corresponden a las matrices del sistema resultantes tras la discretización del sistema, $\mathbf{w}[k]$ corresponde al ruido de procesamiento de valor medio cero y varianza $\mathbf{Q}[k]$, y $\mathbf{v}[k]$ corresponde al ruido de observación de valor medio cero y varianza $\mathbf{R}[k]$, es decir:

$$\mathbf{w}[k] \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}[k]), \quad \mathbf{v}[k] \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{R}[k]) \quad (2.43)$$

El sistema mostrado en la Ecuación (2.42) es un sistema discreto con ruido blanco aditivo para todo momento k . De esta manera, el Filtro de Kalman busca estimar las variables de estado $\hat{\mathbf{x}}[k]$ a partir de las variables de entrada $\mathbf{u}[k]$, variables de salida $\mathbf{y}[k]$, ruido de procesamiento $\mathbf{w}[k]$ y ruido de observación $\mathbf{v}[k]$ como se muestra en la Ecuación (2.44):

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}[k+1] = \mathbf{A}_d\hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{B}_d\mathbf{u}[k] + \mathbf{L}[k](\mathbf{y}[k] - \hat{\mathbf{y}}[k]) \\ \hat{\mathbf{y}}[k] = \mathbf{C}_d\hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{D}_d\mathbf{u}[k] \end{cases} \quad (2.44)$$

Cabe resaltar que el observador propuesto a partir del Filtro de Kalman, es similar en forma a un Observador de Luenberger. La principal diferencia radica en que la matriz $\mathbf{L}[k]$ es diseñada “a mano” cuando se utiliza el Observador de Luenberger, mientras que el Filtro de Kalman calcula esta misma a través de su algoritmo recursivo.

2.2.2.a. Algoritmo de Filtro de Kalman

El algoritmo del Filtro de Kalman [7, p. 28] consiste en estimar el estado actual a partir del estado anterior y las mediciones actuales. De ahora en adelante, se utilizará la notación $\hat{\mathbf{x}}[n|m]$ para representar a la estimación de \mathbf{x} en el instante n dadas las observaciones e incluyéndolas en el instante $m \leq n$. De la misma manera, en caso de que $n = m$ solo se considerará como $\hat{\mathbf{x}}[n]$.

Así, el Filtro de Kalman entregará dos variables de salida:

- $\hat{\mathbf{x}}[k|k]$: la estimación *a posteriori* de la variable de estado \mathbf{x} para el instante k dadas las observaciones, e incluyéndolas, en el instante k . Esta corresponde a la estimación de estado $\hat{\mathbf{x}}[k]$.
- $\mathbf{P}[k|k]$: la estimación *a posteriori* de la matriz de covarianzas para el instante k dadas las observaciones, e incluyéndolas, en el instante k . Esta es una medida de la precisión de las estimaciones de estado.

Este se puede expresar como una sola fase, pero generalmente se describe como dos fases: predicción y actualización. La fase de predicción utiliza la estimación $\hat{\mathbf{x}}[k-1]$ del paso anterior para calcular una estimación $\hat{\mathbf{x}}[k|k-1]$ en el paso actual. Esta estimación de estado en fase de predicción también se conoce como estimación *a priori*. En la fase de actualización, esta estimación *a priori* se contrasta con la medición actual, se multiplican por la ganancia óptima de Kalman $\mathbf{L}[k]$ y se combina con la estimación de estado del paso anterior obteniendo la estimación de estado *a posteriori*.

De esta manera, se tiene que para el paso $k = 0$ la estimación de estado corresponde a:

$$\hat{\mathbf{x}}[0] = \hat{\mathbf{x}}[0|0] = \mathbf{E}(\mathbf{x}[0]) \quad (2.45)$$

Mientras que la matriz de covarianzas para el paso $k = 0$ es:

$$\mathbf{P}[0] = \mathbf{P}[0|0] = \text{Var}(\mathbf{x}[0]) \quad (2.46)$$

Con estas variables, se puede iniciar el algoritmo del Filtro de Kalman para un paso $k \geq 1$. Así, se comienza la fase de predicción con el calculo de las estimaciones de estado y la matriz de covarianza *a priori*:

$$\hat{\mathbf{x}}[k|k-1] = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}[k-1] + \mathbf{B}_d \mathbf{u}[k-1] \quad (2.47)$$

$$\mathbf{P}[k|k-1] = \mathbf{A}_d \mathbf{P}[k-1] \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}[k-1] \quad (2.48)$$

Luego, en la fase de actualización se calculan las estimaciones de estado y la matriz de covarianza *a posteriori* junto a la ganancia óptima de Kalman:

$$\mathbf{L}[k] = \mathbf{P}[k|k-1] \mathbf{C}_d^T \left(\mathbf{C}_d \mathbf{P}[k|k-1] \mathbf{C}_d^T + \mathbf{R}[k] \right)^{-1} \quad (2.49)$$

$$\mathbf{P}[k] = \mathbf{P}[k|k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}[k] \mathbf{C}_d) \mathbf{P}[k|k-1] \quad (2.50)$$

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \hat{\mathbf{x}}[k|k] = \hat{\mathbf{x}}[k|k-1] + \mathbf{L}[k] (\mathbf{y}[k] - \mathbf{D}_d \mathbf{u}[k] - \mathbf{C}_d \hat{\mathbf{x}}[k|k-1]) \quad (2.51)$$

De esta manera, se obtienen las estimaciones de estado $\hat{\mathbf{x}}[k]$ para un paso k determinado en un sistema discreto, lineal e invariante en el tiempo. Sin embargo, como se mencionó previamente, no siempre es posible modelar los procesos de manera lineal e invariante en el tiempo.

2.2.2.b. Algoritmo de Filtro de Kalman Extendido

El modelo discreto del sistema no lineal descrito en la Ecuación (2.30), y considerando ruido blanco, es:

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = \mathbf{f}_d(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]) + \mathbf{w}[k] \\ \mathbf{y}[k] = \mathbf{g}_d(\mathbf{x}[k], \mathbf{u}[k]) + \mathbf{v}[k] \end{cases} \quad (2.52)$$

Para los casos en que se tenga este tipo de procesos, se debe utilizar el *Filtro de Kalman Extendido*, el cual, corresponde a una adaptación del Filtro de Kalman que permite la linealización del sistema en cada paso k .

El algoritmo del Filtro de Kalman Extendido [7, p. 111] consiste en el mismo procedimiento del Filtro de Kalman, salvo la adición del proceso de linealización del sistema. De esta manera, para un paso $k = 0$ se parte con los mismos valores de $\hat{\mathbf{x}}[0]$ y $\mathbf{P}[0]$ descrito en las Ecuaciones (2.45) y (2.46). Así, para la fase de predicción se tiene:

$$\hat{\mathbf{x}}[k|k-1] = \mathbf{f}_d(\hat{\mathbf{x}}[k-1], \mathbf{u}[k-1]) \quad (2.53)$$

$$\mathbf{P}[k|k-1] = \mathbf{A}_d[k-1]\mathbf{P}[k-1]\mathbf{A}_d[k-1]^T + \mathbf{Q}[k-1] \quad (2.54)$$

Donde:

$$\mathbf{A}_d[k] = \left[\frac{\partial \mathbf{f}_d}{\partial \mathbf{x}[k]}(\hat{\mathbf{x}}[k], \mathbf{u}[k]) \right] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{1,d}}{\partial x_1[k]}(\hat{\mathbf{x}}[k], \mathbf{u}[k]) & \cdots & \frac{\partial f_{1,d}}{\partial x_n[k]}(\hat{\mathbf{x}}[k], \mathbf{u}[k]) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_{n,d}}{\partial x_1[k]}(\hat{\mathbf{x}}[k], \mathbf{u}[k]) & \cdots & \frac{\partial f_{n,d}}{\partial x_n[k]}(\hat{\mathbf{x}}[k], \mathbf{u}[k]) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Donde $\frac{\partial f_{i,d}}{\partial x_j[k]}$ es la derivada parcial del elemento i del vector de funciones de estado \mathbf{f}_d y en base al elemento j del vector de variables de estado $\mathbf{x}[k]$ para el paso k . Esta matriz $\mathbf{A}_d[k]$ representa a la linealización del sistema en torno al punto de operación $\hat{\mathbf{x}}[k]$.

Luego, en la fase de actualización se tiene:

$$\mathbf{L}[k] = \mathbf{P}[k|k-1]\mathbf{C}_d[k]^T \left(\mathbf{C}_d[k]\mathbf{P}[k|k-1]\mathbf{C}_d[k]^T + \mathbf{R}[k] \right)^{-1} \quad (2.56)$$

$$\mathbf{P}[k] = \mathbf{P}[k|k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}[k]\mathbf{C}_d[k])\mathbf{P}[k|k-1] \quad (2.57)$$

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \hat{\mathbf{x}}[k|k] = \hat{\mathbf{x}}[k|k-1] + \mathbf{L}[k](\mathbf{y}[k] - \mathbf{g}_d(\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k])) \quad (2.58)$$

Donde:

$$\begin{aligned}
\mathbf{C}_d[k] &= \left[\frac{\partial \mathbf{g}_d}{\partial \mathbf{x}[k]} (\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k]) \right] \\
&= \begin{bmatrix} \frac{\partial g_{1,d}}{\partial x_1[k]} (\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k]) & \cdots & \frac{\partial g_{1,d}}{\partial x_n[k]} (\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k]) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_{m,d}}{\partial x_1[k]} (\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k]) & \cdots & \frac{\partial g_{m,d}}{\partial x_n[k]} (\hat{\mathbf{x}}[k|k-1], \mathbf{u}[k]) \end{bmatrix} \quad (2.59)
\end{aligned}$$

Donde $\frac{\partial g_{i,d}}{\partial x_j[k]}$ es la derivada parcial del elemento i del vector de funciones de estado \mathbf{g}_d y en base al elemento j del vector de variables de estado $\mathbf{x}[k]$ para el paso k . Esta matriz $\mathbf{C}_d[k]$ representa a la linealización del sistema en torno al punto de operación $\hat{\mathbf{x}}[k|k-1]$.

Capítulo 3

Estimación de Variables Internas en Convertidores Modulares Multinivel

En este capítulo se presenta el desarrollo del trabajo presentado, el cual consiste en la estimación de las variables internas de un MMC. Se comenzará con la definición de variables internas, una revisión bibliográfica del tema y el desarrollo de este mismo. Este corresponderá a una estimación de variables de estado mediante un **Filtro de Kalman Extendido**.

Para este trabajo de titulación se usará un convertidor MMC monofásico de $N = 2$ SM por brazo (o 5 niveles), con topología HB descrita en la Sección 2.1.2.b en cada uno de sus SM, como se muestra en la Figura 3.1.

3.1. Definición de Variables Internas

Las variables internas del convertidor corresponden a aquellas variables de estados correspondientes a la etapa de conversión DC a AC o viceversa. Estas son las tensiones de los condensadores de SM $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$ y $v_{c4}(t)$, y las corrientes de inductor de brazo $i_u(t)$ e $i_l(t)$. Así, el vector de variables de estado es:

$$\mathbf{x}(t) = \left[v_{c1}(t) \quad v_{c2}(t) \quad v_{c3}(t) \quad v_{c4}(t) \quad i_u(t) \quad i_l(t) \right]^T \quad (3.1)$$

Las variables externas se pueden clasificar en entrada y salida del convertidor. Se consideran variables de salida del convertidor a la tensión de carga $v_o(t)$ y la corriente de carga $i_o(t)$. Se consideran variables de entrada del convertidor a la tensión V_{dc} de enlace DC y los pulsos $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ y $S_4(t)$ entregados a cada SM. Además, en el caso de los convertidores trifásicos se considera la corriente de enlace DC como una variable de entrada del convertidor.

Otra forma de representar las variables de estado es en función de la corriente de salida $i_o(t)$ y la corriente circulante $i_{cir}(t)$. Aplicando la *ley de corrientes de Kirchhoff* en la Figura 3.1 se tiene:

$$i_o(t) = i_u(t) - i_l(t) \quad (3.2)$$

Y como se menciono previamente, la corriente circulante se define como el promedio de las corrientes de brazo expresado en la Ecuación (2.28). De esta manera, las corrientes de brazo se pueden expresar como:

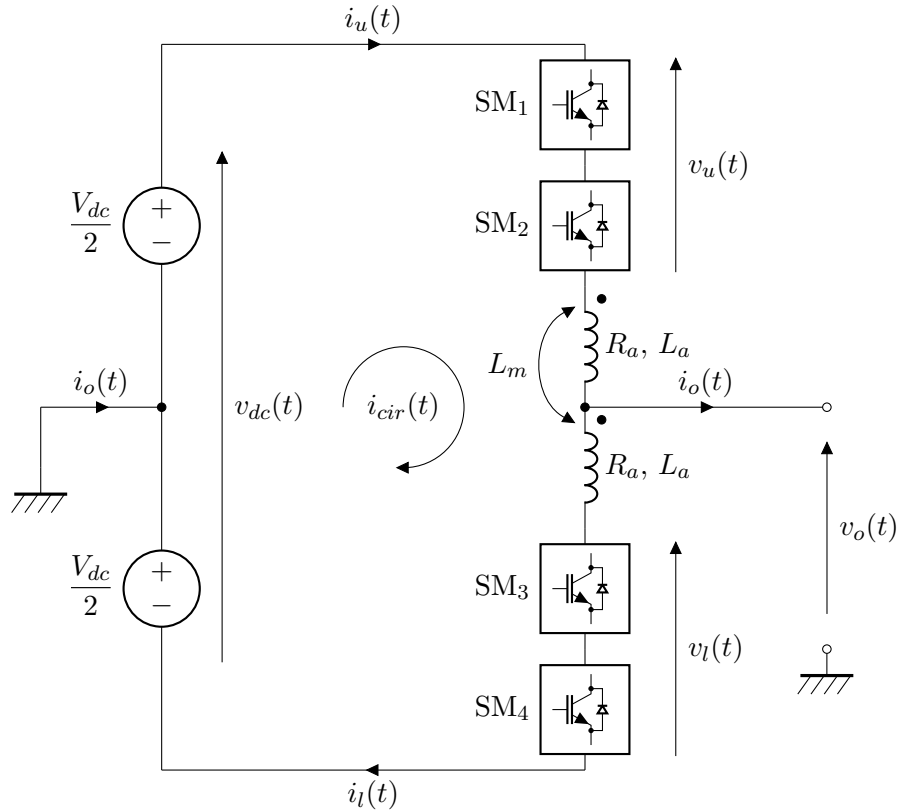


Figura 3.1: Esquema de convertidor modular multinivel monofásico, con $N = 2$ submódulos por brazo, a ser estudiado.

$$i_u(t) = i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \quad (3.3)$$

$$i_l(t) = i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \quad (3.4)$$

Así, el vector de variables de estados resultante es:

$$\mathbf{x}(t) = \left[v_{c1}(t) \quad v_{c2}(t) \quad v_{c3}(t) \quad v_{c4}(t) \quad i_o(t) \quad i_{cir}(t) \right]^T \quad (3.5)$$

Este vector de variables de estado es el que se utilizará en el desarrollo de este trabajo de titulación.

3.2. Revisión Bibliográfica

El objetivo principal de este trabajo de titulación es implementar el control de un MMC sin medir sus variables internas $\mathbf{x}(t)$. Para esto, se propone estimar estas mediante un observador de estados a partir de las variables externas del convertidor correspondientes a $v_o(t)$, $i_o(t)$ y $v_{dc}(t)$. En general, los trabajos realizados utilizan los pulsos $\mathbf{S}(t)$ o ciclos de trabajo $\mathbf{D}_c(t)$ entregados a cada SM. Luego, dependiendo del sistema usado y el observador diseñado, agregan variables medidas a conveniencia

como se observa en la Tabla 3.1. Cabe destacar que ninguno de estos utilizan modelos con inductancia mutua L_m .

Ref.	Tipo de Observador	Variables Medidas		ϕ	¿Cuenta con Res. Exp.?
		Internas	Externas		
[8]	Adaptative Observer	i_u, i_l	v_{dc}	3	Si
[9, 10]	Sliding Mode Observer	–	v_o, i_o, v_{dc}, i_{dc}	3	No
[11]	Filtro de Kalman	i_u, i_l	v_{dc}	1	No
[12]	ADALINE	v_{lu}, v_{ll}	v_o, v_{dc}	3	No
[13]	Sliding Mode Observer	v_u, v_l, i_u, i_l	v_o, v_{dc}	1	Si
[14]	Filtro de Kalman	i_u, i_l	v_o	1	Si
[15]	ADALINE	v_u, v_l	–	3	Si
[16]	Arm Energy Estimation	v_u, v_l	i_o	1	Si
[17]	Distributed Neural Network	v_u, v_l, i_u, i_l	–	3	Si
[18]	Filtro de Kalman	v_u, v_l, i_u, i_l	–	3	Si
[19]	Sliding Mode Observer	i_u, i_l	v_{dc}	3	Si
[20]	Matrix Solver	v_u, v_l	–	1	Si

Tabla 3.1: Revisión bibliográfica de las técnicas de estimación utilizadas en los MMC.

De esta manera, como se observa en la Tabla 3.1, solo en [9,10] se realizan trabajos de estimación de variables internas $\mathbf{x}(t)$ sin medición de alguna de estas mismas. En la mayoría de los trabajos se miden las corrientes de brazo $i_u(t)$ e $i_l(t)$ o las tensiones $v_u(t)$ y $v_l(t)$ en conjunto de los SM de brazo, lo que mejora la estimación y reduce la cantidad de sensores a su vez. Sin embargo, estos no cumplen con la idea propuesta en este trabajo de titulación.

3.3. Estimador de Variables de Estado mediante Filtro de Kalman

3.3.1. Ecuaciones de Estado

Para la estimación de variables internas primero se deben obtener las ecuaciones de estado que describan al sistema. El desarrollo para la obtención de estas se encuentra en el Apéndice A. De esta manera, las ecuaciones de estado que describen al convertidor mostrado en la Figura 3.1, en términos del vector de estados mostrado en la Ecuación (3.5), son:

$$\frac{di_o(t)}{dt} = \frac{1}{L_a - L_m} \left(-S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \quad (3.6)$$

$$\frac{di_{cir}(t)}{dt} = \frac{1}{2(L_a + L_m)} \left(-S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) - 2R_a i_{cir}(t) + v_{dc}(t) \right) \quad (3.7)$$

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_1(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.8)$$

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_2(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.9)$$

$$\frac{dv_{c3}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_3(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.10)$$

$$\frac{dv_{c4}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_4(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.11)$$

Sin embargo, una mejor manera de modelar el sistema corresponde al modelo promedio. Este es una simplificación del sistema que permite mantener la información importante. De esta manera, se eliminan las conmutaciones del sistema pero se mantienen las principales armónicas del sistema. En este caso se usará el modelo promedio principalmente en las tensiones de condensador de SM como se realiza en [17]. De esta manera, el sistema se simplifica al usar los ciclos de trabajo $D_i(t)$ en vez de los pulsos $S_i(t)$, $\forall i \in \{1, 2, 3, 4\}$, obteniendo:

$$\frac{di_o(t)}{dt} = \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{cir}(t)}{dt} = \frac{1}{2(L_a + L_m)} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. - D_3(t)v_{c3}(t) - D_4(t)v_{c4}(t) - 2R_a i_{cir}(t) + v_{dc}(t) \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C} D_1(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.14)$$

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C} D_2(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_{c3}(t)}{dt} = \frac{1}{C} D_3(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.16)$$

$$\frac{dv_{c4}(t)}{dt} = \frac{1}{C} D_4(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (3.17)$$

3.3.2. Observabilidad del Espacio de Estados

Para lograr estimar la información interna de un sistema, primero se debe determinar si este es observable o no. El espacio de estados propuesto de las ecuaciones de estado obtenidas es el siguiente:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C}D_1(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{C}D_2(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{C}D_3(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{C}D_4(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \quad \left. + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \\ \frac{1}{2(L_a + L_m)} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \quad \left. - D_3(t)v_{c3}(t) - D_4(t)v_{c4}(t) - 2R_a i_{cir}(t) + v_{dc}(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

La Ecuación (3.18) corresponde al espacio de estados del MMC monofásico de la Figura 3.1, donde sus variables de estado corresponden a $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$, $v_{c4}(t)$, $i_o(t)$ e $i_{cir}(t)$. El vector de variables de entrada $\mathbf{u}(t)$ de este espacio de estados es:

$$\mathbf{u}(t) = \left[v_o(t) \quad v_{dc}(t) \quad D_1(t) \quad D_2(t) \quad D_3(t) \quad D_4(t) \right]^T \quad (3.19)$$

Para el uso de observadores de estado, el vector de variables de salida $\mathbf{y}(t)$ corresponde a aquellas variables que son medibles. En este caso, dado que únicamente se quiere medir variables externas del convertidor, se considera como variables de salida del espacio de estado a $i_o(t)$. De esta manera, se tiene que:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) = \left[i_o(t) \right] \quad (3.20)$$

Como se menciona en la Sección 2.2.1.a, para que un sistema sea observable el rango del diferencial del vector de espacio de observación $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ debe ser igual a la dimensión del vector de estados $\mathbf{x}(t)$. Es importante destacar que, en el transcurso de esta sección, se sustituirá la notación $\mathbf{x}(t)$ por \mathbf{x} por motivos de conveniencia para todas las variables. De esta manera, para el sistema propuesto en las Ecuaciones (3.18) y (3.20) se tiene que el vector $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ es:

$$d\mathcal{O}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} di_o \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} + D_3 dv_{c3} + D_4 dv_{c4} - R_a \theta_1 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{D_n}{C} di_{cir} - \frac{D_p}{2C} \theta_1 - R_a \theta_2 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{D_n}{C} di_{cir} - \frac{D_p}{2C} \theta_2 - R_a \theta_3 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{D_n}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_p}{C} di_{cir} - 2R_a di_{cir} + \frac{D_n}{2C} \theta_1 \right) - \frac{D_p}{2C} \theta_3 - R_a \theta_4 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{D_n}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_p}{C} di_{cir} + \frac{D_n}{2C} \theta_2 - \frac{R_a}{L_a + L_m} \left(-\frac{D_p}{2C} di_{cir} + \frac{D_n}{2C} \theta_2 - 2R_a di_{cir} \right) \right) - \frac{D_p}{2C} \theta_4 - R_a \theta_5 \right) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Donde $D_p = D_1 + D_2 + D_3 + D_4$ y $D_n = -D_1 - D_2 + D_3 + D_4$. El desarrollo de las ecuaciones mostradas en el sistema de la Ecuación (3.21) se encuentra en el Apéndice B. De esta manera, dependiendo de los valores de los ciclos de trabajo entregados al convertidor, se tendrán distintos resultados en la observabilidad del sistema.

Para el caso que $D_1 + D_2 \neq D_3 + D_4$, se tiene que $D_p \neq 0$ y $D_n \neq 0$. La observabilidad del sistema es 4 en este caso, ya que, los valores del vector $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ son linealmente dependientes de di_o o θ_1 , di_o o θ_2 , di_{cir} y di_{cir} .

Para el caso en que al menos uno de los ciclos de trabajos D_i por brazo sea distinto de 0 y que $D_1 + D_2 = D_3 + D_4$, se tiene que $D_p \neq 0$ y $D_n = 0$. De esta manera, el vector $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ es:

$$d\mathcal{O}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} di_o \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} + D_3 dv_{c3} + D_4 dv_{c4} - R_a \theta_1 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-\frac{D_p}{2C} \theta_1 - R_a \theta_2 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-\frac{D_p}{2C} \theta_2 - R_a \theta_3 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-\frac{D_p}{2C} \theta_3 - R_a \theta_4 \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-\frac{D_p}{2C} \theta_4 - R_a \theta_5 \right) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

En este caso, la observabilidad del sistema es 2, ya que, los valores del vector $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ son linealmente dependientes de di_o o θ_1 y di_o o θ_2 .

En el caso de que todos los ciclos de trabajos D_i sean igual a 0, se tiene que $D_p = 0$ y $D_n = 0$. De esta manera, el vector $d\mathcal{O}(\mathbf{x})$ es:

$$d\mathcal{O}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} di_o \\ -\frac{R_a}{L_a - L_m}\theta_1 \\ \frac{R_a}{L_a - L_m}\theta_2 \\ -\frac{R_a}{L_a - L_m}\theta_3 \\ \frac{R_a}{L_a - L_m}\theta_4 \\ -\frac{R_a}{L_a - L_m}\theta_5 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

El vector obtenido tiene rango igual a 1, dado que todos los vectores son una combinación lineal de di_o o θ_1 . Este caso resulta ser trivial, ya que, todos los SM están cortocircuitados.

Así, se determina que la **observabilidad del sistema es 2** siempre que alguno de sus ciclos de trabajo D_i sea no nulo. De esta manera, se propone el siguiente sistema de ecuaciones de estado compuesto por 4 espacios de estados, cada uno con un vector de estados de la forma:

$$\mathbf{x}_i(t) = \begin{bmatrix} v_{ci}(t) & i_o(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.24)$$

Resultando en un espacio de estados igual a:

$$\dot{\mathbf{x}}_i(t) = \mathbf{f}_i(\mathbf{x}_i(t), \mathbf{u}_i(t)) = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{ci}(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Con un vector de salida correspondiente a:

$$\mathbf{y}_i(t) = \mathbf{g}_i(\mathbf{x}_i(t), \mathbf{u}_i(t)) = \begin{bmatrix} i_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Así, la función de estados $\mathbf{f}_i(\mathbf{x}_i(t), \mathbf{u}_i(t))$ que se obtiene es:

$$\dot{\mathbf{x}}_i(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C}D_i \left(i_{cir}(t) + \sigma(i) \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(\sum_{j=1}^4 -\sigma(j)D_j v_{cj}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Donde $\sigma(i)$ se define como:

$$\sigma(i) = \begin{cases} 1 & \text{si } i \in \{1, 2\} \\ -1 & \text{si } i \in \{3, 4\} \end{cases} \quad (3.28)$$

Y el diferencial del vector de espacio de observación resultante es:

$$d\mathcal{O}_i(\mathbf{x}_i) = \begin{bmatrix} di_o \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-\sigma(i) D_i dv_{ci} - R_a di_o \right) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

De esta manera, la observabilidad de este conjunto de espacios de estado es 2 para cada espacio de estados, si y solo si, los ciclos de trabajo correspondientes no son nulos. En caso de que los ciclos de trabajo correspondientes sean nulos, la observabilidad de cada espacio es 1.

3.3.3. Sistema de Estimadores de Variables de Estado

El sistema de estimación de variables de estado a usar es el mostrado en la Figura 3.2. Este esta compuesto de 4 observadores de estado basados en los sistemas de ecuaciones de estado mostrados en las Ecuaciones (3.32), (3.49), (3.66) y (3.83). De esta forma, se estimaran mediante estos observadores las variables de estado $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$, $v_{c4}(t)$ e $i_o(t)$. La variable de estado $i_{cir}(t)$ solo se estimará con su propia ecuación de estado mediante las estimaciones de las demás variables de estado y las entradas respectivas.

Así, cada observador de estados $\hat{\mathbf{x}}_i$, $\hat{\mathbf{y}}_i$ estará compuesto por un Filtro de Kalman Extendido asociado al respectivo espacio de estados \mathbf{x}_i , \mathbf{y}_i . De este modo, para formar los observadores es necesario tener las ecuaciones de estado en su forma discreta. Para la discretización de las ecuaciones de estado se usará el método de *Discretización de Euler* o *Forward Euler*, que consiste en:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} \approx \frac{\psi[k+1] - \psi[k]}{\Delta T} \quad (3.30)$$

Donde la derivada en el tiempo de una variable $\psi(t)$ puede expresarse como la diferencia entre sus valores para un instante $k+1$ y un instante k separados en un paso de tiempo ΔT . Así, se tiene:

$$\psi[k+1] \approx \psi[k] + \Delta T \left. \frac{d\psi(t)}{dt} \right|_{\psi(t)=\psi[k]} \quad (3.31)$$

De esta manera, cuanto menor sea el valor de ΔT , mayor será la precisión de la aproximación.

3.3.3.a. Observador de Estados $\hat{\mathbf{x}}_1$, $\hat{\mathbf{y}}_1$

Para el primer observador de estados, se tiene que el espacio de estados que lo describe es:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1(t) = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1(t), \mathbf{u}_1(t)) \\ \mathbf{y}_1(t) = \mathbf{g}_1(\mathbf{x}_1(t), \mathbf{u}_1(t)) \end{cases} \quad (3.32)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_1(t)$ es:

$$\mathbf{x}_1(t) = \begin{bmatrix} v_{c1}(t) & i_o(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.33)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_1(t)$ es:

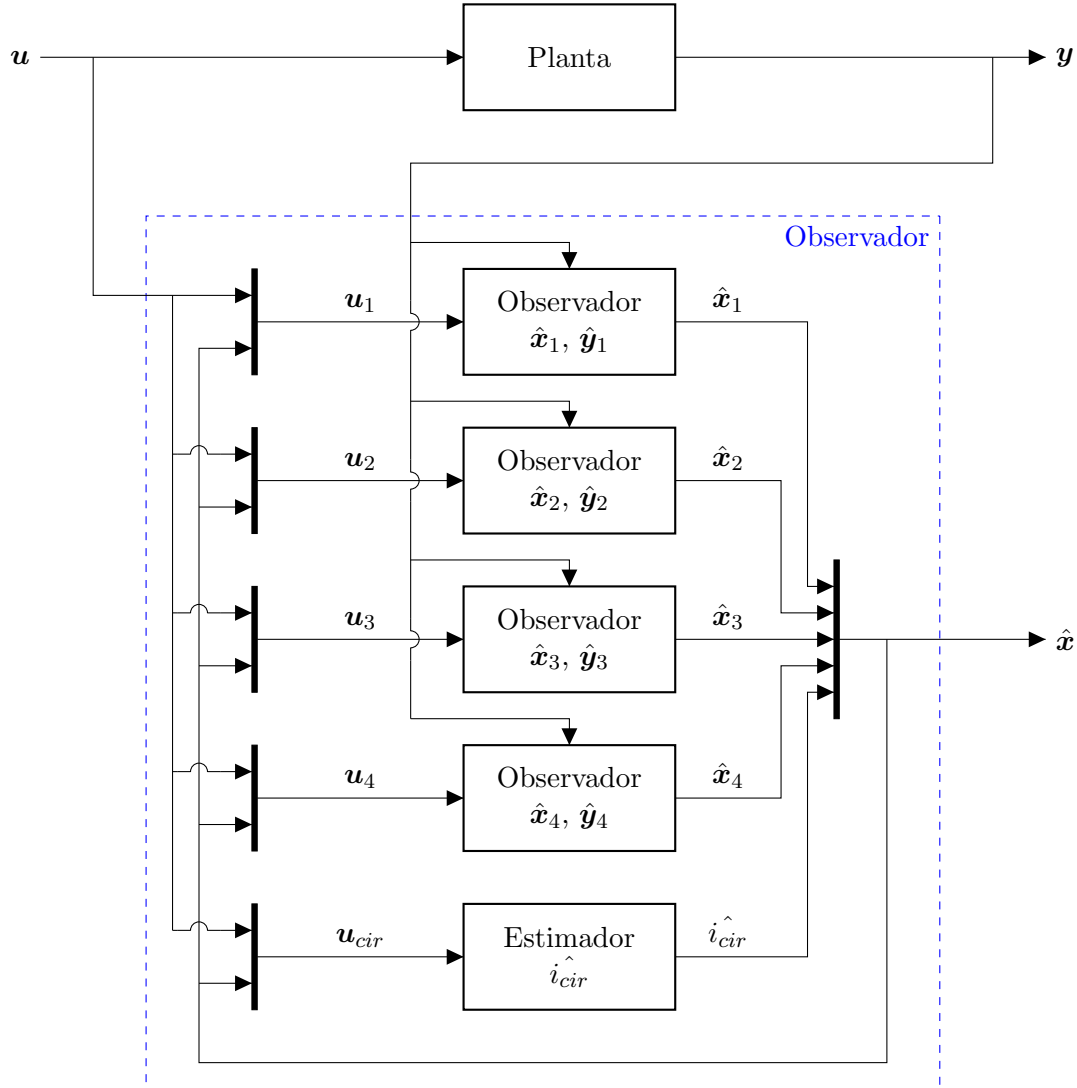


Figura 3.2: Esquema de relación entre distintos observadores de estados y planta.

$$\mathbf{u}_1(t) = \left[v_o(t) \quad D_1(t) \quad D_2(t) \quad D_3(t) \quad D_4(t) \quad v_{c2}(t) \quad v_{c3}(t) \quad v_{c4}(t) \quad i_{cir}(t) \right]^T \quad (3.34)$$

De esta manera, el primer espacio de estados se define como:

$$\dot{\mathbf{x}}_1(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} D_1(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_1(t)$ es:

$$\mathbf{y}_1(t) = \left[i_o(t) \right] \quad (3.36)$$

Al discretizar este sistema mediante la Ecuación (3.31), se tiene:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_1[k+1] = \mathbf{f}_{1,d}(\mathbf{x}_1[k], \mathbf{u}_1[k]) \\ \mathbf{y}_1[k] = \mathbf{g}_{1,d}(\mathbf{x}_1[k], \mathbf{u}_1[k]) \end{cases} \quad (3.37)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_1[k]$ es:

$$\mathbf{x}_1[k] = \begin{bmatrix} v_{c1}[k] & i_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.38)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_1[k]$ es:

$$\mathbf{u}_1[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & v_{c2}[k] & v_{c3}[k] & v_{c4}[k] & i_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.39)$$

De esta forma, el primer espacio de estados se define como:

$$\mathbf{x}_1[k+1] = \begin{bmatrix} v_{c1}[k] + \frac{\Delta T}{C} D_1[k] \left(i_{cir}[k] + \frac{i_o[k]}{2} \right) \\ i_o[k] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k]v_{c1}[k] - D_2[k]v_{c2}[k] \right. \\ \left. + D_3[k]v_{c3}[k] + D_4[k]v_{c4}[k] - R_a i_o[k] - 2v_o[k] \right) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_1[k]$ es:

$$\mathbf{y}_1[k] = \begin{bmatrix} i_o[k] \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Así, se tiene que el observador propuesto, de la forma mostrada en la Figura 3.3, tiene como entradas a los vectores $\mathbf{y}_1[k]$ y $\mathbf{u}_1[k-1]$. Sin embargo, se usarán las estimaciones de las variables de estado en el vector de entradas $\mathbf{u}_1[k]$ obteniendo:

$$\mathbf{u}_1[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & \hat{v}_{c2}[k] & \hat{v}_{c3}[k] & \hat{v}_{c4}[k] & \hat{i}_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.42)$$

De este modo, el vector de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_1[k]$ es:

$$\hat{\mathbf{x}}_1[k] = \begin{bmatrix} \hat{v}_{c1}[k] & \hat{i}_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.43)$$

Y el algoritmo del Filtro de Kalman es:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_1[k|k-1] = \mathbf{f}_{1,d}(\hat{\mathbf{x}}_1[k-1], \mathbf{u}_1[k-1]) \\ \mathbf{P}_1[k|k-1] = \mathbf{A}_{1,d}[k-1]\mathbf{P}_1[k-1]\mathbf{A}_{1,d}[k-1]^T + \mathbf{Q}_1[k-1] \\ \mathbf{L}_1[k] = \mathbf{P}_1[k|k-1]\mathbf{C}_1[k]^T \left(\mathbf{C}_1[k]\mathbf{P}_1[k|k-1]\mathbf{C}_1[k]^T + \mathbf{R}_1[k] \right)^{-1} \\ \mathbf{P}_1[k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}_1[k]\mathbf{C}_1[k])\mathbf{P}_1[k|k-1] \\ \hat{\mathbf{x}}_1[k] = \hat{\mathbf{x}}_1[k|k-1] + \mathbf{L}_1[k](\mathbf{y}_1[k] - \mathbf{g}_{1,d}(\hat{\mathbf{x}}_1[k|k-1], \mathbf{u}_1[k])) \end{cases} \quad (3.44)$$

Donde:

$$\mathbf{f}_{1,d}(\hat{\mathbf{x}}_1[k-1], \mathbf{u}_1[k-1]) = \begin{bmatrix} v_{c1}[k-1] + \frac{\Delta T}{C} D_1[k-1] \left(i_{cir}[k-1] + \frac{\hat{i}_o[k-1]}{2} \right) \\ \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1] v_{c1}[k-1] \right. \\ \left. - D_2[k-1] v_{c2}[k-1] + D_3[k-1] v_{c3}[k-1] \right. \\ \left. + D_4[k-1] v_{c4}[k-1] - R_a \hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$\mathbf{A}_{1,d}[k-1] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta T}{2C} D_1[k-1] \\ -\frac{\Delta T}{L_a - L_m} D_1[k-1] & 1 - \frac{\Delta T R_a}{L_a - L_m} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\mathbf{C}_{1,d}[k] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{1,d}(\hat{\mathbf{x}}_1[k|k-1], \mathbf{u}_1[k]) &= \hat{i}_o[k|k-1] \\ &= \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1] v_{c1}[k-1] \right. \\ &\quad \left. - D_2[k-1] v_{c2}[k-1] + D_3[k-1] v_{c3}[k-1] \right. \\ &\quad \left. + D_4[k-1] v_{c4}[k-1] - R_a \hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{aligned} \quad (3.48)$$

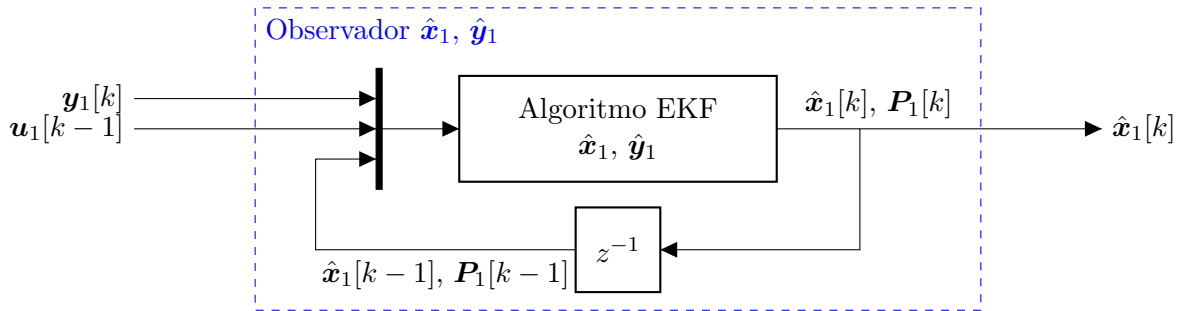


Figura 3.3: Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_1[k]$.

3.3.3.b. Observador de Estados $\hat{\mathbf{x}}_2, \hat{\mathbf{y}}_2$

Para el segundo observador de estados, se tiene que el espacio de estados que lo describe es:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_2(t) = \mathbf{f}_2(\mathbf{x}_2(t), \mathbf{u}_2(t)) \\ \mathbf{y}_2(t) = \mathbf{g}_2(\mathbf{x}_2(t), \mathbf{u}_2(t)) \end{cases} \quad (3.49)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_2(t)$ es:

$$\mathbf{x}_2(t) = \begin{bmatrix} v_{c2}(t) & i_o(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.50)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_2(t)$ es:

$$\mathbf{u}_2(t) = \left[v_o(t) \quad D_1(t) \quad D_2(t) \quad D_3(t) \quad D_4(t) \quad v_{c1}(t) \quad v_{c3}(t) \quad v_{c4}(t) \quad i_{cir}(t) \right]^T \quad (3.51)$$

De esta manera, el segundo espacio de estados se define como:

$$\dot{\mathbf{x}}_2(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} D_2(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_2(t)$ es:

$$\mathbf{y}_2(t) = \left[i_o(t) \right] \quad (3.53)$$

Al discretizar este sistema mediante la Ecuación (3.31), se tiene:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_2[k+1] = \mathbf{f}_{2,d}(\mathbf{x}_2[k], \mathbf{u}_2[k]) \\ \mathbf{y}_2[k] = \mathbf{g}_{2,d}(\mathbf{x}_2[k], \mathbf{u}_2[k]) \end{cases} \quad (3.54)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_2[k]$ es:

$$\mathbf{x}_2[k] = \left[v_{c2}[k] \quad i_o[k] \right]^T \quad (3.55)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_2[k]$ es:

$$\mathbf{u}_2[k] = \left[v_o[k] \quad D_1[k] \quad D_2[k] \quad D_3[k] \quad D_4[k] \quad v_{c1}[k] \quad v_{c3}[k] \quad v_{c4}[k] \quad i_{cir}[k] \right]^T \quad (3.56)$$

De esta forma, el segundo espacio de estados se define como:

$$\mathbf{x}_2[k+1] = \begin{bmatrix} v_{c2}[k] + \frac{\Delta T}{C} D_2[k] \left(i_{cir}[k] + \frac{i_o[k]}{2} \right) \\ i_o[k] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k]v_{c1}[k] - D_2[k]v_{c2}[k] \right. \\ \left. + D_3[k]v_{c3}[k] + D_4[k]v_{c4}[k] - R_a i_o[k] - 2v_o[k] \right) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_2[k]$ es:

$$\mathbf{y}_2[k] = \left[i_o[k] \right] \quad (3.58)$$

Así, se tiene que el observador propuesto, de la forma mostrada en la Figura 3.4, tiene como entradas a los vectores $\mathbf{y}_2[k]$ y $\mathbf{u}_2[k]$. Sin embargo, se usarán las estimaciones de las variables de estado en el vector de entradas $\mathbf{u}_2[k]$ obteniendo:

$$\mathbf{u}_2[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & v_{c1}[k] & v_{c3}[k] & v_{c4}[k] & i_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.59)$$

De este modo, el vector de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_2[k]$ es:

$$\hat{\mathbf{x}}_2[k] = \begin{bmatrix} v_{c2}[k] & i_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.60)$$

Y el algoritmo del Filtro de Kalman es:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_2[k|k-1] = \mathbf{f}_{2,d}(\hat{\mathbf{x}}_2[k-1], \mathbf{u}_2[k-1]) \\ \mathbf{P}_2[k|k-1] = \mathbf{A}_{2,d}[k-1]\mathbf{P}_2[k-1]\mathbf{A}_{2,d}[k-1]^T + \mathbf{Q}_2[k-1] \\ \mathbf{L}_2[k] = \mathbf{P}_2[k|k-1]\mathbf{C}_{2,d}[k]^T \left(\mathbf{C}_{2,d}[k]\mathbf{P}_2[k|k-1]\mathbf{C}_{2,d}[k]^T + \mathbf{R}_2[k] \right)^{-1} \\ \mathbf{P}_2[k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}_2[k]\mathbf{C}_{2,d}[k]) \mathbf{P}_2[k|k-1] \\ \hat{\mathbf{x}}_2[k] = \hat{\mathbf{x}}_2[k|k-1] + \mathbf{L}_2[k] (\mathbf{y}_2[k] - \mathbf{g}_{2,d}(\hat{\mathbf{x}}_2[k|k-1], \mathbf{u}_2[k])) \end{cases} \quad (3.61)$$

Donde:

$$\mathbf{f}_{2,d}(\hat{\mathbf{x}}_2[k-1], \mathbf{u}_2[k-1]) = \begin{bmatrix} v_{c2}[k-1] + \frac{\Delta T}{C} D_2[k-1] \left(i_{cir}[k-1] + \frac{1}{2} i_o[k-1] \right) \\ i_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1]v_{c1}[k-1] \right. \\ \left. - D_2[k-1]v_{c2}[k-1] + D_3[k-1]v_{c3}[k-1] \right. \\ \left. + D_4[k-1]v_{c4}[k-1] - R_a i_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\mathbf{A}_{2,d}[k-1] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\Delta T}{2C} D_2[k-1] \\ -\frac{\Delta T}{L_a - L_m} D_2[k-1] & 1 - \frac{\Delta T R_a}{L_a - L_m} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{C}_{2,d}[k] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{2,d}(\hat{\mathbf{x}}_2[k|k-1], \mathbf{u}_2[k]) &= i_o[k|k-1] \\ &= i_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1]v_{c1}[k-1] \right. \\ &\quad \left. - D_2[k-1]v_{c2}[k-1] + D_3[k-1]v_{c3}[k-1] \right. \\ &\quad \left. + D_4[k-1]v_{c4}[k-1] - R_a i_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{aligned} \quad (3.65)$$

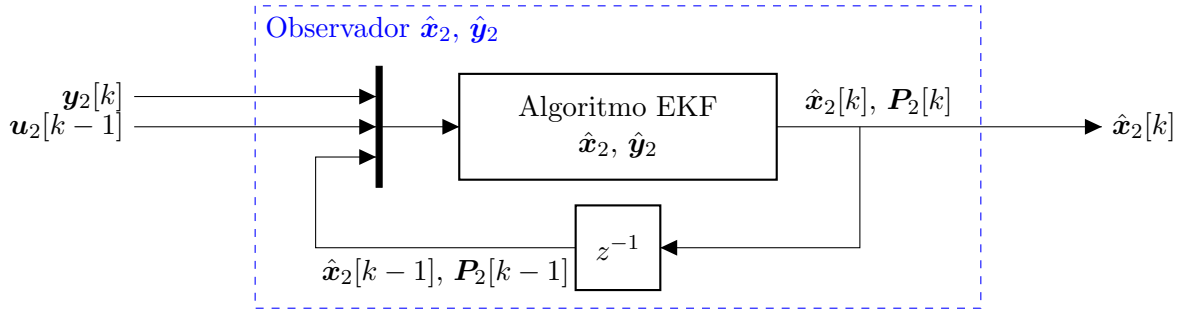


Figura 3.4: Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_2[k]$.

3.3.3.c. Observador de Estados \hat{x}_3, \hat{y}_3

Para el tercer observador de estados, se tiene que el espacio de estados que lo describe es:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_3(t) = \mathbf{f}_3(\mathbf{x}_3(t), \mathbf{u}_3(t)) \\ \mathbf{y}_3(t) = \mathbf{g}_3(\mathbf{x}_3(t), \mathbf{u}_3(t)) \end{cases} \quad (3.66)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_3(t)$ es:

$$\mathbf{x}_3(t) = \begin{bmatrix} v_{c3}(t) & i_o(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.67)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_3(t)$ es:

$$\mathbf{u}_3(t) = \begin{bmatrix} v_o(t) & D_1(t) & D_2(t) & D_3(t) & D_4(t) & v_{c1}(t) & v_{c2}(t) & v_{c4}(t) & i_{cir}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.68)$$

De esta manera, el tercer espacio de estados se define como:

$$\dot{\mathbf{x}}_3(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} D_3(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_3(t)$ es:

$$\mathbf{y}_3(t) = \begin{bmatrix} i_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Al discretizar este sistema mediante la Ecuación (3.31), se tiene:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_3[k+1] = \mathbf{f}_{3,d}(\mathbf{x}_3[k], \mathbf{u}_3[k]) \\ \mathbf{y}_3[k] = \mathbf{g}_{3,d}(\mathbf{x}_3[k], \mathbf{u}_3[k]) \end{cases} \quad (3.71)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_3[k]$ es:

$$\mathbf{x}_3[k] = \begin{bmatrix} v_{c3}[k] & i_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.72)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_3[k]$ es:

$$\mathbf{u}_3[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & v_{c1}[k] & v_{c2}[k] & v_{c4}[k] & i_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.73)$$

De esta forma, el tercer espacio de estados se define como:

$$\mathbf{x}_3[k+1] = \begin{bmatrix} v_{c3}[k] + \frac{\Delta T}{C} D_3[k] \left(i_{cir}[k] - \frac{i_o[k]}{2} \right) \\ i_o[k] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k] v_{c1}[k] - D_2[k] v_{c2}[k] \right. \\ \left. + D_3[k] v_{c3}[k] + D_4[k] v_{c4}[k] - R_a i_o[k] - 2v_o[k] \right) \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_3[k]$ es:

$$\mathbf{y}_3[k] = \begin{bmatrix} i_o[k] \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Así, se tiene que el observador propuesto, de la forma mostrada en la Figura 3.5, tiene como entradas a los vectores $\mathbf{y}_3[k]$ y $\mathbf{u}_3[k]$. Sin embargo, se usarán las estimaciones de las variables de estado en el vector de entradas $\mathbf{u}_3[k]$ obteniendo:

$$\mathbf{u}_3[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & \hat{v}_{c1}[k] & \hat{v}_{c2}[k] & \hat{v}_{c4}[k] & \hat{i}_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.76)$$

De este modo, el vector de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_3[k]$ es:

$$\hat{\mathbf{x}}_3[k] = \begin{bmatrix} \hat{v}_{c3}[k] & \hat{i}_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.77)$$

Y el algoritmo del Filtro de Kalman es:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_3[k|k-1] = \mathbf{f}_{3,d}(\hat{\mathbf{x}}_3[k-1], \mathbf{u}_3[k-1]) \\ \mathbf{P}_3[k|k-1] = \mathbf{A}_{3,d}[k-1] \mathbf{P}_3[k-1] \mathbf{A}_{3,d}[k-1]^T + \mathbf{Q}_3[k-1] \\ \mathbf{L}_3[k] = \mathbf{P}_3[k|k-1] \mathbf{C}_{3,d}[k]^T \left(\mathbf{C}_{3,d}[k] \mathbf{P}_3[k|k-1] \mathbf{C}_{3,d}[k]^T + \mathbf{R}_3[k] \right)^{-1} \\ \mathbf{P}_3[k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}_3[k] \mathbf{C}_{3,d}[k]) \mathbf{P}_3[k|k-1] \\ \hat{\mathbf{x}}_3[k] = \hat{\mathbf{x}}_3[k|k-1] + \mathbf{L}_3[k] (\mathbf{y}_3[k] - \mathbf{g}_{3,d}(\hat{\mathbf{x}}_3[k|k-1], \mathbf{u}_3[k])) \end{cases} \quad (3.78)$$

Donde:

$$\mathbf{f}_{3,d}(\hat{\mathbf{x}}_3[k-1], \mathbf{u}_3[k-1]) = \begin{bmatrix} \hat{v}_{c3}[k-1] + \frac{\Delta T}{C} D_3[k-1] \left(\hat{i}_{cir}[k-1] - \frac{1}{2} \hat{i}_o[k-1] \right) \\ \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1] \hat{v}_{c1}[k-1] \right. \\ \left. - D_2[k-1] \hat{v}_{c2}[k-1] + D_3[k-1] \hat{v}_{c3}[k-1] \right. \\ \left. + D_4[k-1] \hat{v}_{c4}[k-1] - R_a \hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

$$\mathbf{A}_{3,d}[k-1] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\Delta T}{2C}D_3[k-1] \\ \frac{\Delta T}{L_a - L_m}D_3[k-1] & 1 - \frac{\Delta TR_a}{L_a - L_m} \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

$$\mathbf{C}_{3,d}[k] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{3,d}(\hat{\mathbf{x}}_3[k|k-1], \mathbf{u}_3[k]) &= \hat{i}_o[k|k-1] \\ &= \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1]v_{c1}[k-1] \right. \\ &\quad \left. - D_2[k-1]v_{c2}[k-1] + D_3[k-1]v_{c3}[k-1] \right. \\ &\quad \left. + D_4[k-1]v_{c4}[k-1] - R_a\hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{aligned} \quad (3.82)$$

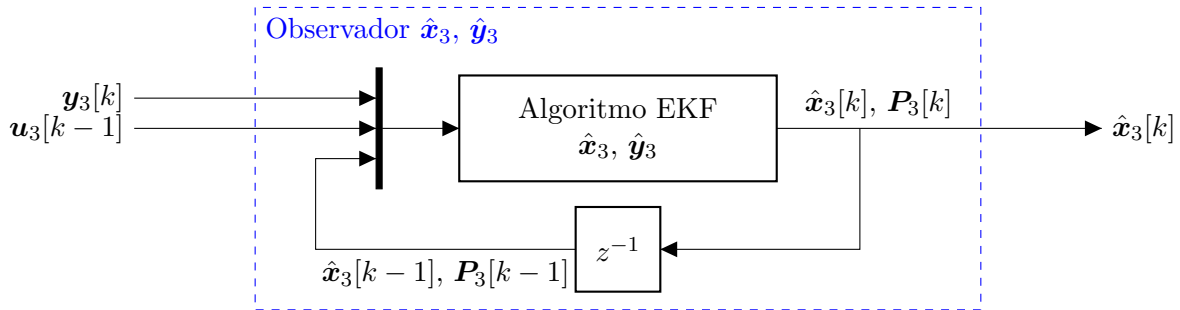


Figura 3.5: Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_3[k]$.

3.3.3.d. Observador de Estados $\hat{\mathbf{x}}_4, \hat{\mathbf{y}}_4$

Para el cuarto observador de estados, se tiene que el espacio de estados que lo describe es:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_4(t) = \mathbf{f}_4(\mathbf{x}_4(t), \mathbf{u}_4(t)) \\ \mathbf{y}_4(t) = \mathbf{g}_4(\mathbf{x}_4(t), \mathbf{u}_4(t)) \end{cases} \quad (3.83)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_4(t)$ es:

$$\mathbf{x}_4(t) = \begin{bmatrix} v_{c4}(t) & i_o(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.84)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_4(t)$ es:

$$\mathbf{u}_4(t) = \begin{bmatrix} v_o(t) & D_1(t) & D_2(t) & D_3(t) & D_4(t) & v_{c1}(t) & v_{c2}(t) & v_{c3}(t) & i_{cir}(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.85)$$

De esta manera, el cuarto espacio de estados se define como:

$$\dot{\mathbf{x}}_4(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{C}D_4(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \\ \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1(t)v_{c1}(t) - D_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. + D_3(t)v_{c3}(t) + D_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_4(t)$ es:

$$\mathbf{y}_4(t) = \begin{bmatrix} i_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.87)$$

Al discretizar este sistema mediante la Ecuación (3.31), se tiene:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_4[k+1] = \mathbf{f}_{4,d}(\mathbf{x}_4[k], \mathbf{u}_4[k]) \\ \mathbf{y}_4[k] = \mathbf{g}_{4,d}(\mathbf{x}_4[k], \mathbf{u}_4[k]) \end{cases} \quad (3.88)$$

Donde el vector de estados $\mathbf{x}_4[k]$ es:

$$\mathbf{x}_4[k] = \begin{bmatrix} v_{c4}[k] & i_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.89)$$

Y el vector de entradas $\mathbf{u}_4[k]$ es:

$$\mathbf{u}_4[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & v_{c1}[k] & v_{c2}[k] & v_{c3}[k] & i_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.90)$$

De esta forma, el cuarto espacio de estados se define como:

$$\mathbf{x}_4[k+1] = \begin{bmatrix} v_{c4}[k] + \frac{\Delta T}{C}D_4[k] \left(i_{cir}[k] - \frac{i_o[k]}{2} \right) \\ i_o[k] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k]v_{c1}[k] - D_2[k]v_{c2}[k] \right. \\ \left. + D_3[k]v_{c3}[k] + D_4[k]v_{c4}[k] - R_a i_o[k] - 2v_o[k] \right) \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

Donde el vector de salida $\mathbf{y}_4[k]$ es:

$$\mathbf{y}_4[k] = \begin{bmatrix} i_o[k] \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

Así, se tiene que el observador propuesto, de la forma mostrada en la Figura 3.6, tiene como entradas a los vectores $\mathbf{y}_4[k]$ y $\mathbf{u}_4[k]$. Sin embargo, se usarán las estimaciones de las variables de estado en el vector de entradas $\mathbf{u}_4[k]$ obteniendo:

$$\mathbf{u}_4[k] = \begin{bmatrix} v_o[k] & D_1[k] & D_2[k] & D_3[k] & D_4[k] & \hat{v}_{c1}[k] & \hat{v}_{c2}[k] & \hat{v}_{c3}[k] & \hat{i}_{cir}[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.93)$$

De este modo, el vector de estados estimados $\hat{\mathbf{x}}_4[k]$ es:

$$\hat{\mathbf{x}}_4[k] = \begin{bmatrix} \hat{v}_{c4}[k] & \hat{i}_o[k] \end{bmatrix}^T \quad (3.94)$$

Y el algoritmo del Filtro de Kalman es:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_4[k|k-1] = \mathbf{f}_{4,d}(\hat{\mathbf{x}}_4[k-1], \mathbf{u}_4[k-1]) \\ \mathbf{P}_4[k|k-1] = \mathbf{A}_{4,d}[k-1]\mathbf{P}_4[k-1]\mathbf{A}_{4,d}[k-1]^T + \mathbf{Q}_4[k-1] \\ \mathbf{L}_4[k] = \mathbf{P}_4[k|k-1]\mathbf{C}_{4,d}[k]^T \left(\mathbf{C}_{4,d}[k]\mathbf{P}_4[k|k-1]\mathbf{C}_{4,d}[k]^T + \mathbf{R}_4[k] \right)^{-1} \\ \mathbf{P}_4[k] = (\mathbf{I}_2 - \mathbf{K}_4[k]\mathbf{C}_{4,d}[k])\mathbf{P}_4[k|k-1] \\ \hat{\mathbf{x}}_4[k] = \hat{\mathbf{x}}_4[k|k-1] + \mathbf{L}_4[k](\mathbf{y}_4[k] - \mathbf{g}_{4,d}(\hat{\mathbf{x}}_4[k|k-1], \mathbf{u}_4[k])) \end{cases} \quad (3.95)$$

Donde:

$$\mathbf{f}_{4,d}(\hat{\mathbf{x}}_4[k-1], \mathbf{u}_4[k-1]) = \begin{bmatrix} v_{c4}[k-1] + \frac{\Delta T}{C}D_4[k-1] \left(i_{cir}[k-1] - \frac{1}{2}\hat{i}_o[k-1] \right) \\ \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1]v_{c1}[k-1] \right. \\ \left. - D_2[k-1]v_{c2}[k-1] + D_3[k-1]v_{c3}[k-1] \right. \\ \left. + D_4[k-1]v_{c4}[k-1] - R_a\hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{bmatrix} \quad (3.96)$$

$$\mathbf{A}_{4,d}[k-1] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\Delta T}{2C}D_4[k-1] \\ \frac{\Delta T}{L_a - L_m}D_4[k-1] & 1 - \frac{\Delta TR_a}{L_a - L_m} \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

$$\mathbf{C}_{4,d}[k] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{4,d}(\hat{\mathbf{x}}_4[k|k-1], \mathbf{u}_4[k]) &= \hat{i}_o[k|k-1] \\ &= \hat{i}_o[k-1] + \frac{\Delta T}{L_a - L_m} \left(-D_1[k-1]v_{c1}[k-1] \right. \\ &\quad \left. - D_2[k-1]v_{c2}[k-1] + D_3[k-1]v_{c3}[k-1] \right. \\ &\quad \left. + D_4[k-1]v_{c4}[k-1] - R_a\hat{i}_o[k-1] - 2v_o[k-1] \right) \end{aligned} \quad (3.99)$$

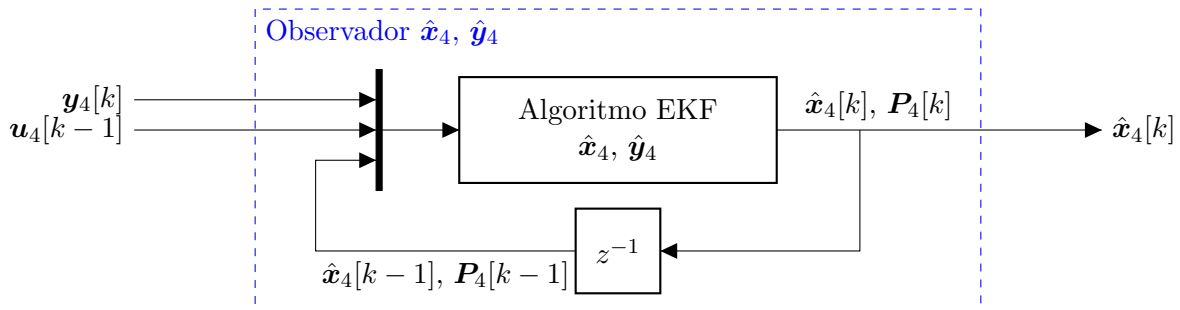


Figura 3.6: Esquema del observador de estados para estimar el vector de estados $\mathbf{x}_4[k]$.

3.3.3.e. Estimador i_{cir}

Para estimar la corriente circulante i_{cir} se usa un estimador basado en la Ecuación (3.13). Dado que se está trabajando con ecuaciones discretas, es necesario que esta ecuación de estado este discretizada. De esta manera, discretizando el sistema mediante la Ecuación (3.31) se tiene:

$$i_{cir}[k+1] = i_{cir}[k] + \frac{\Delta T}{2(L_a + L_m)} \left(-D_1[k]v_{c1}[k] - D_2[k]v_{c2}[k] - D_3[k]v_{c3}[k] - D_4[k]v_{c4}[k] - 2R_a i_{cir}[k] + v_{dc}[k] \right) \quad (3.100)$$

De esta manera, la estimación de la corriente circulante es:

$$\hat{i}_{cir}[k+1] = \hat{i}_{cir}[k] + \frac{\Delta T}{2(L_a + L_m)} \left(-D_1[k]\hat{v}_{c1}[k] - D_2[k]\hat{v}_{c2}[k] - D_3[k]\hat{v}_{c3}[k] - D_4[k]\hat{v}_{c4}[k] - 2R_a \hat{i}_{cir}[k] + v_{dc}[k] \right) \quad (3.101)$$

Donde el vector de entradas $\mathbf{u}_{cir}[k]$ se define como:

$$\mathbf{u}_{cir}[k] = \left[v_{dc}[k] \quad D_1[k] \quad D_2[k] \quad D_3[k] \quad D_4[k] \quad \hat{v}_{c1}[k] \quad \hat{v}_{c2}[k] \quad \hat{v}_{c3}[k] \quad \hat{v}_{c4}[k] \right]^T \quad (3.102)$$

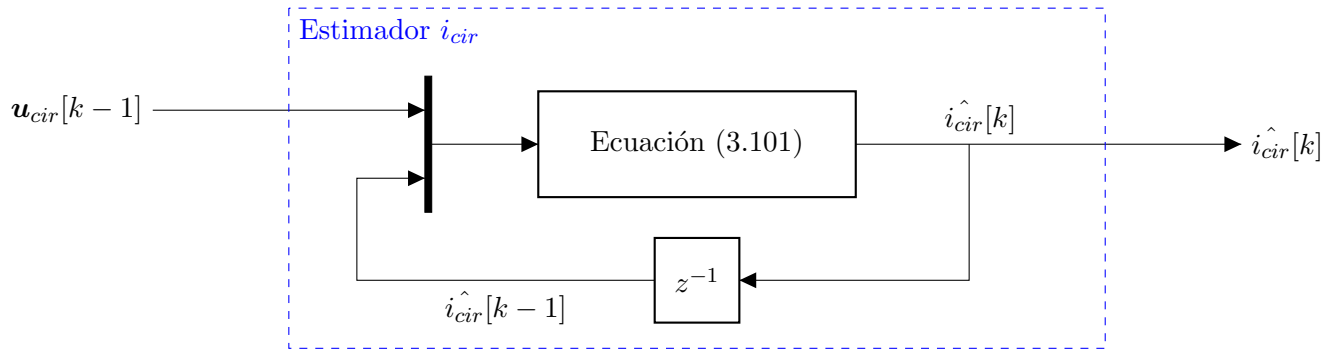


Figura 3.7: Esquema del observador de estados para estimar la variable de estado $i_{cir}[k]$.

Capítulo 4

Resultados de Simulación e Implementación Experimental

En este capítulo, se exponen los resultados obtenidos a través de simulaciones computacionales y la implementación experimental de las investigaciones llevadas a cabo en el Capítulo 3.

Para este trabajo se utilizará un convertidor MMC monofásico de la forma mostrada en la Figura 3.1. Los parámetros del convertidor y de la carga a usar son los mostrados en la Tabla 4.1. Los parámetros del convertidor se obtienen a partir de [4,5], los cuales son trabajos de titulación previos.

Capacitancia de SM C [μF]	1100
Resistencia de brazo R_a [Ω]	0,5
Inductancia propia de brazo L_a [mH]	2,091
Inductancia mutua de brazo L_m [mH]	2,303
Resistencia de carga R_o [Ω]	8,0
Inductancia de carga L_o [mH]	5,0
Tensión de enlace DC V_{dc} [V]	50

Tabla 4.1: Parámetros del convertidor y carga empleados en la simulación y experimentación.

El control a utilizar corresponde al descrito en la Sección 2.1.4, donde sus parámetros de control son los mostrados en la Tabla 4.2. Además, se usará un esquema de modulación PSC – PWM, descrito en la Sección 2.1.3.

Frecuencia de Onda Portadora $f_{carrier}$ [Hz]	2500	
Frecuencia de Salida f_o [Hz]	50	
Control	k_{po}	2
Corriente de Salida	k_{io}	400
Control	k_{pv}	0,1
Tensión de Pierna	k_{iv}	100
Control	k_{pz}	0,5
Corriente Circulante	k_{iz}	10

Tabla 4.2: Parámetros de control empleados en la simulación y experimentación.

Con respecto al Filtro de Kalman, se considerará que su matriz de varianza de ruido de procesamiento $\mathbf{Q}[k]$ será la misma para los 4 observadores, es decir:

$$\mathbf{Q}[k] = \mathbf{Q}_1[k] = \mathbf{Q}_2[k] = \mathbf{Q}_3[k] = \mathbf{Q}_4[k] = \begin{bmatrix} Q_{11}[k] & 0 \\ 0 & Q_{22}[k] \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Además, se usará la mismo valor de $\mathbf{Q}[k]$ para todos los casos de simulación y experimentación, siendo esta:

$$\mathbf{Q}[k] = \begin{bmatrix} Q_{11}[k] & 0 \\ 0 & Q_{22}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 10^4 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

También, la matriz de varianza de ruido de medición $\mathbf{R}[k]$ será la misma para los 4 observadores, es decir:

$$\mathbf{R}[k] = \mathbf{R}_1[k] = \mathbf{R}_2[k] = \mathbf{R}_3[k] = \mathbf{R}_4[k] = [\mathbf{R}[k]] \quad (4.3)$$

Además, se considerará que la matriz de varianzas inicial $\mathbf{P}[0]$, para todos los observadores, es:

$$\mathbf{P}[0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.1. Resultados de Simulaciones Computacionales

El sistema de estimación de variables internas del convertidor se simulará a través de las herramientas MATLAB[®], Simulink[®] y PLECS[®]. El circuito de potencia se modelará en la herramienta de PLECS[®] Blockset para Simulink[®], mientras que el control y el observador se modelaran solo en Simulink[®].

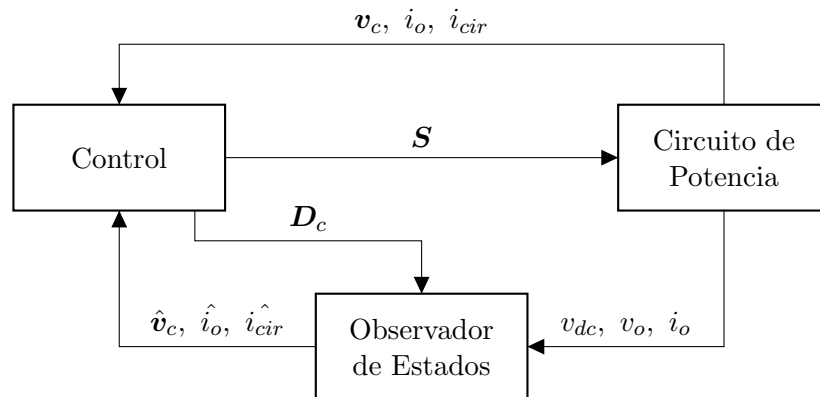


Figura 4.1: Esquema de relación entre elementos a simular y variables que los relacionan.

Las simulaciones se realizaran con un paso fijo de simulación ΔT_{sim} igual a:

$$\Delta T_{sim} = 1 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (4.5)$$

Se establecerán dos escenarios de simulación. En el primero, se simulará un entorno ideal en el que todos los elementos del sistema operarán a un paso de simulación constante ΔT_{sim} . En este escenario, los semiconductores del convertidor no presentarán tiempos muertos, y las señales medidas estarán exentas de ruido de medición. En el segundo escenario, los elementos del sistema operarán con diferentes pasos de simulación, reflejando de manera precisa la implementación práctica de este trabajo en experimentos subsiguientes. Además, se considerarán los tiempos muertos de los semiconductores y se incorporará el ruido de medición en las señales medidas.

4.1.1. Escenario Ideal

Como se mencionó anteriormente, el escenario de simulación ideal implica que todos los elementos operarán a un paso de simulación constante ΔT_{sim} . Estos elementos incluyen el circuito de potencia con el convertidor, el observador de estados, el control del convertidor y el sistema de medición y/o adquisición de señales. Además, se considera que el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores es:

$$t_{dead} = 0 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (4.6)$$

De la misma manera, se considera que las señales medidas no poseen ruido de medición. Por ende, las variables de salida $\mathbf{y}[k]$ tienen una matriz de varianza $\mathbf{R}[k]$ nula en el Filtro de Kalman:

$$\mathbf{R}[k] = \begin{bmatrix} R[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

4.1.1.a. Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto

Inicialmente, se evalúa el rendimiento del observador utilizando condiciones iniciales cero, las cuales se detallan en la Tabla 4.3. Las condiciones iniciales del circuito de potencia se presentan en la Tabla 4.4. La simulación del circuito de potencia se inicia un segundo antes de que comience el observador de estados, de manera que se asigna $t = 0$ [s] al instante en el que el observador comienza a estimar, y $t = 10$ [s] al momento en que concluye la simulación.

Tensión de condensadores de SM \hat{v}_{ci} [V]	0
Corriente de Inductores de Brazo \hat{i}_x [A]	0
Corriente de Salida \hat{i}_o [A]	0

Tabla 4.3: Condiciones iniciales del observador para arranque con condiciones iniciales cero.

Tensión de condensadores de SM v_{ci} [V]	25
Corriente de Inductores de Brazo i_x [A]	0
Corriente de Salida i_o [A]	0

Tabla 4.4: Condiciones iniciales del circuito de potencia.

En las Tablas 4.5 y 4.6 se muestra el resumen de los resultados obtenidos, presentes en el Apéndice C.1, para distintos índices de modulación m . Donde $t_{5\%}$ es el tiempo de asentamiento para que el error relativo de las estimaciones llegue y se mantenga por debajo un 5%, t_{∞} el tiempo de asentamiento para que error relativo de las estimaciones llegue y se mantenga por debajo de ε_{∞} y ε_{∞} es el máximo error relativo tras t_{∞} .

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}
\hat{v}_{c1}	0,0637	1,8217	0,18 %	0,0532	0,2033	0,24 %	0,0523	0,1139	1,24 %
\hat{v}_{c2}	0,0637	0,7635	0,22 %	0,0533	0,1504	0,25 %	0,0456	0,1059	1,18 %
\hat{v}_{c3}	0,0713	0,7920	0,21 %	0,0604	0,1175	0,37 %	0,0626	0,0801	1,79 %
\hat{v}_{c4}	0,0544	1,0922	0,19 %	0,0607	0,1406	0,33 %	0,0626	0,0799	1,83 %
\hat{i}_o	0,0000	0,0000	0,01 %	0,0000	0,0000	0,01 %	0,0000	0,0000	0,01 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,8214	124,77 %	N/A	0,2106	35,82 %	N/A	0,1769	12,99 %

Tabla 4.5: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación ideal.

En la Tabla 4.5 se observa como el error en las estimaciones de tensiones de condensador \hat{v}_c aumentan a medida que aumenta el índice de modulación, sin embargo, se mantienen con un error porcentual por debajo del 2%. Las estimaciones de corriente de salida se mantienen con un error menor al 0,01 %, ya que, el observador considera que la estimación $\hat{\mathbf{y}}$ es igual a la entrada \mathbf{y} producto que esta **no posee ruido de medición**. Con respecto a la estimación de la corriente circulante \hat{i}_{cir} , se observa el error mas alto de estimación entre las variables de estado. Esto se debe principalmente a que el observador usa el modelo promedio y se obtiene una estimación de corriente circulante **sin ruido de conmutación**, como se observa en la Figura 4.2.

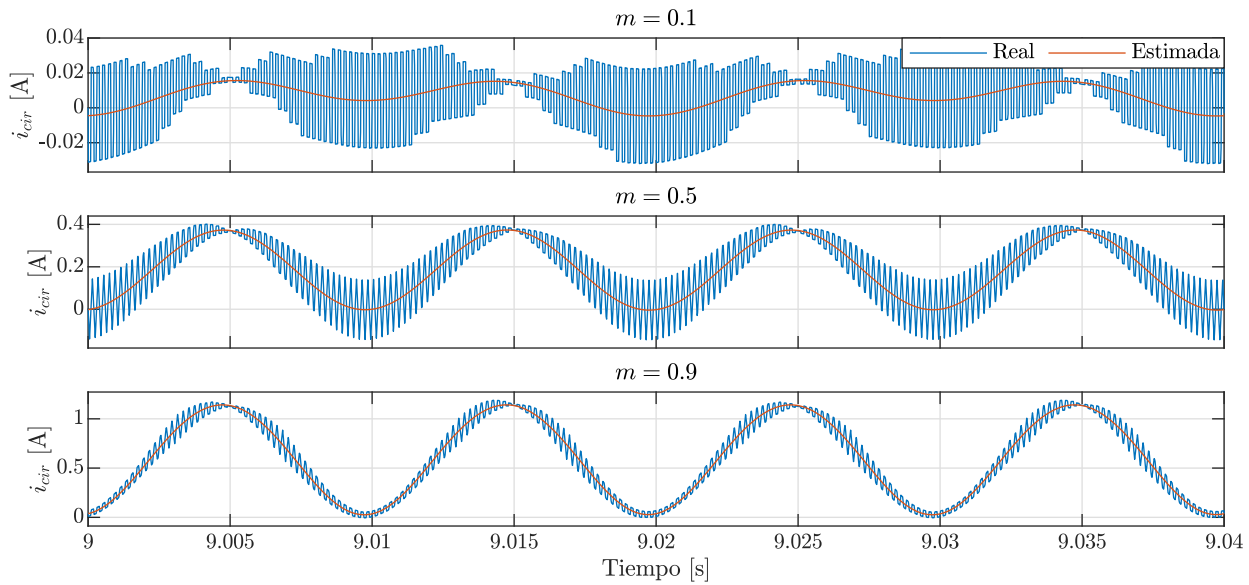


Figura 4.2: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación ideal.

La Figura 4.3 presenta el espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} y su estimación \hat{i}_{cir} . Se destaca la similitud en magnitud y desfase de las componentes cero y segunda entre ambas señales. Para $m = 0,1$, se identifica la presencia de componentes en las que la estimación difiere de la señal real. Estas componentes, en general, poseen una baja magnitud y se hacen más evidentes a medida que el índice de modulación disminuye.

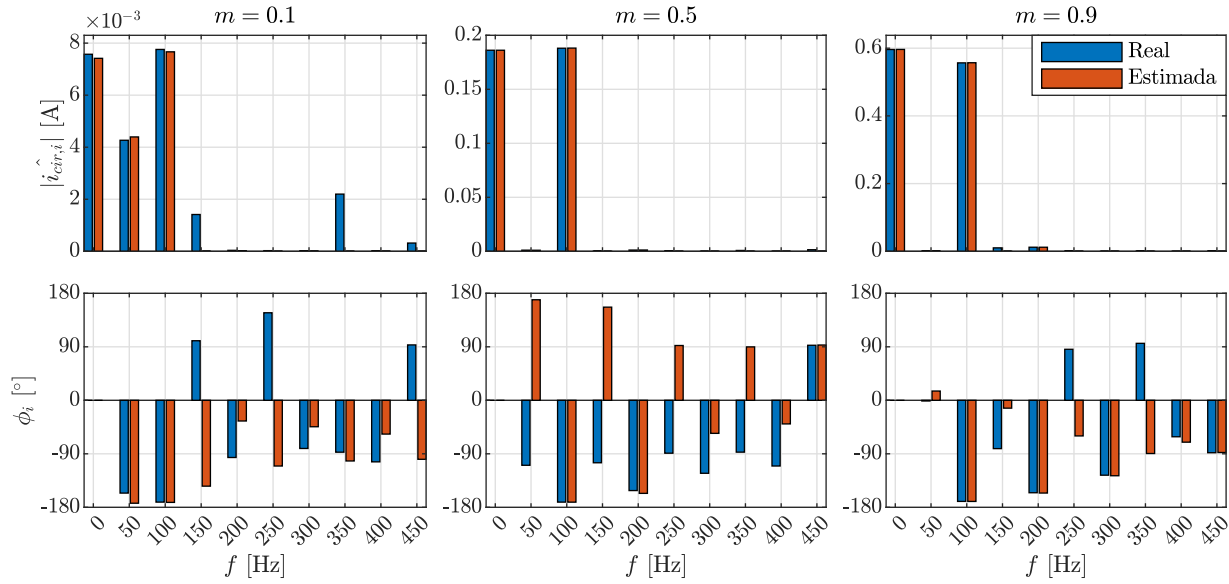


Figura 4.3: Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación ideal.

Los resultados de estimación para las variables de control se muestran en la Tabla 4.6. En esta se observa que el error de estimación en estado estacionario ε_∞ es casi nulo para todas las variables exceptuando el valor medio de la corriente circulante \hat{i}_{cir} . Esta se observa que tiene un mayor error en su estimación en comparación a las otras variables de control, sin embargo, sigue siendo de un bajo valor para índices de modulación mayores o igual que 0,5. En el caso de índices de modulación bajos, como $m = 0,1$, se tiene que el error en estado estacionario es mayor. Por otra parte, se observa que ninguna variable tiene un tiempo de asentamiento menor a 0,02 [s]. Esto se debe principalmente al retardo de 0,02 [s] que introduce la operación para obtener el valor medio.

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_∞ [s]	ε_∞	$t_{5\%}$ [s]	t_∞ [s]	ε_∞	$t_{5\%}$ [s]	t_∞ [s]	ε_∞
\hat{i}_{od}	0,0239	0,0250	0,01 %	0,0240	0,0250	0,01 %	0,0240	0,0250	0,01 %
\hat{i}_{oq}	0,0230	0,0250	0,01 %	0,0242	0,0250	0,01 %	0,0242	0,0250	0,01 %
\hat{v}_{cm}	0,0284	0,1910	0,01 %	0,0282	0,1834	0,01 %	0,0298	0,2109	0,01 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,3850	8,65 %	0,1178	0,2268	0,40 %	0,1073	0,2372	0,16 %

Tabla 4.6: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_∞ junto al máximo error relativo ε_∞ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación ideal.

4.1.1.b. Cambio de Referencia a Lazo Abierto

Para evaluar el desempeño del observador frente a un cambio de referencia en lazo abierto, se adoptan las condiciones iniciales presentadas en la Tabla 4.3. La simulación del circuito de potencia se inicia un segundo antes de que comience el observador de estados. De esta manera, se asigna $t = 0,0$ [s] al instante en que el observador inicia las estimaciones, $t = 2,0$ [s] al momento del cambio de referencia

de $m = 0,5$ a $0,9$, y $t = 4,0$ [s] al finalizar la simulación.

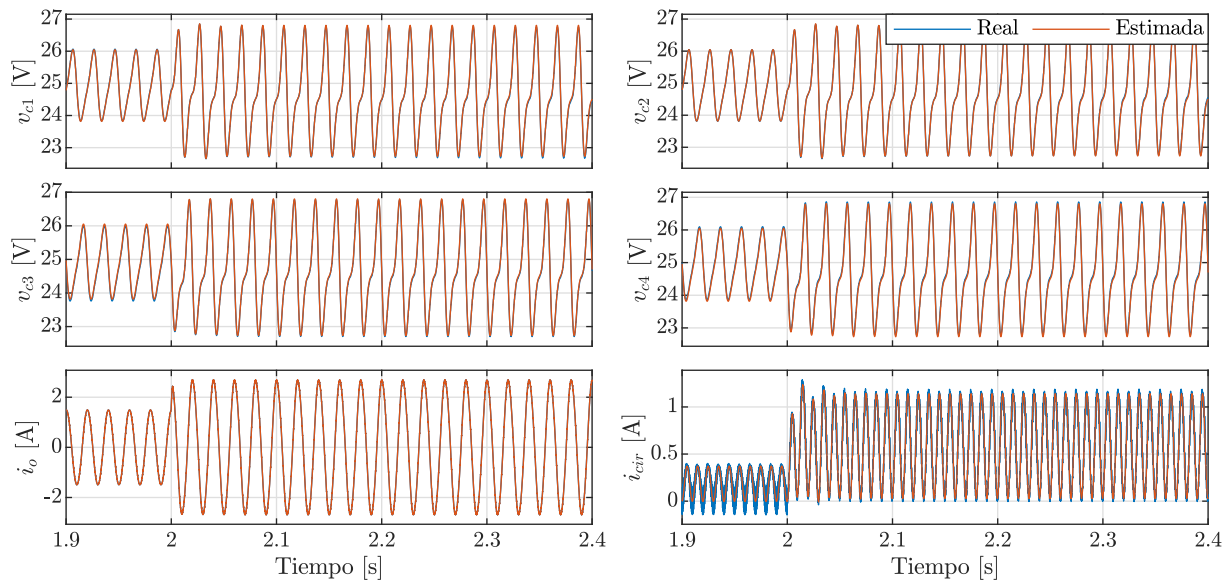


Figura 4.4: Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

En la Figura 4.4 se muestran las variables de estado, junto a sus respectivas estimaciones, para el cambio de referencia a lazo abierto entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s]. De estos, se aprecia que las estimaciones son similares a las variables reales. Al analizar su error relativo de estimación en la Figura 4.5, se constata una similitud con los valores expuestos en la Tabla 4.5. Además, no se perciben comportamientos dinámicos notables que puedan asociarse a un comportamiento transitorio de la estimación en sí.

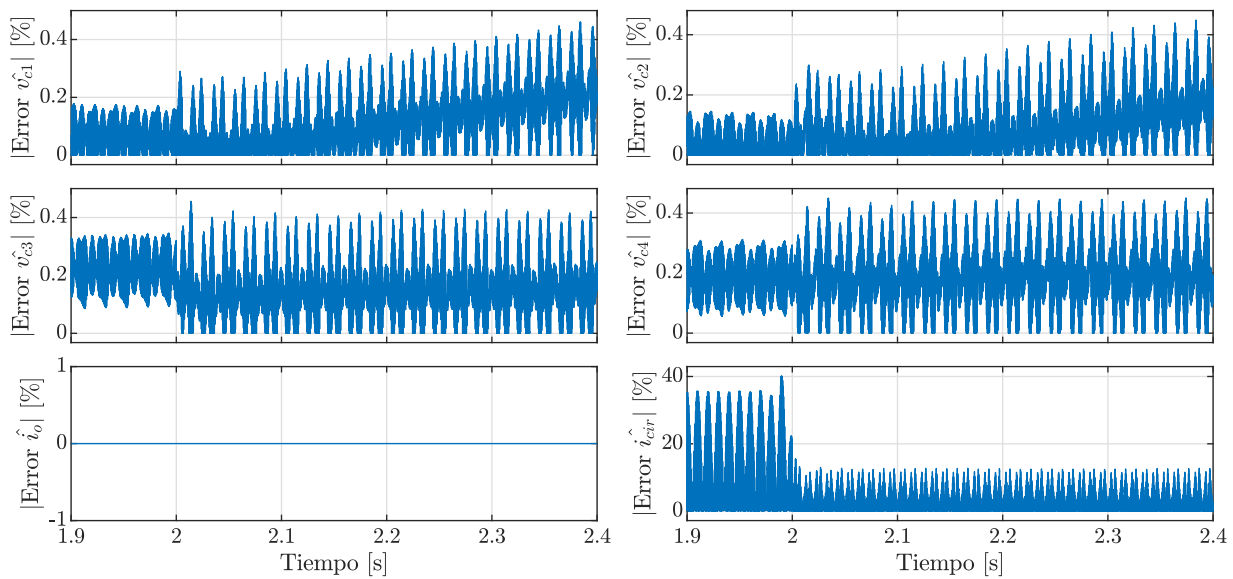


Figura 4.5: Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

La Figura 4.6 presenta los valores medios de las variables de control, y en ella no se observan

diferencias notables entre las estimaciones y sus valores reales. Al analizar el error relativo de estas últimas, expuesto en la Figura 4.7, se detecta un comportamiento transitorio en el error de la estimación de aproximadamente 0,0930 [s] para $v_{cm}^{\hat{}}$ y 0,0194 [s] para $i_{cir}^{\hat{}}$.

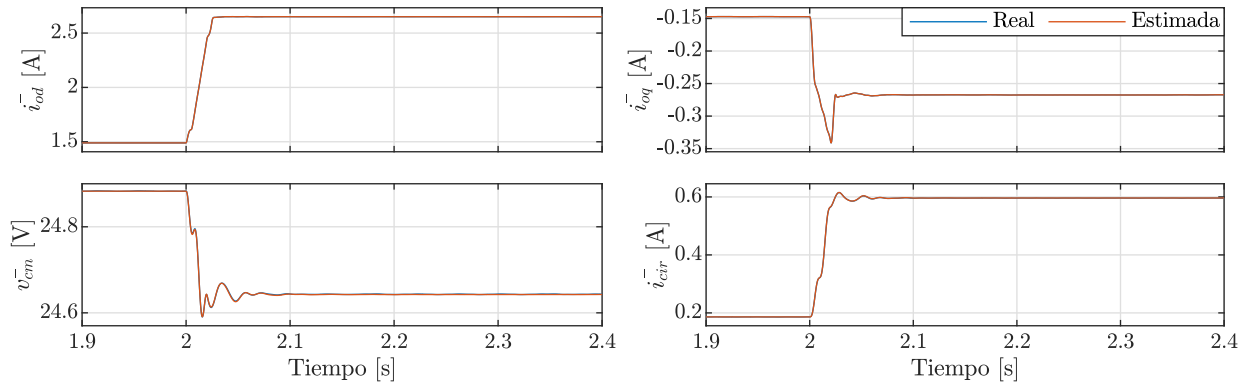


Figura 4.6: Valor medio de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

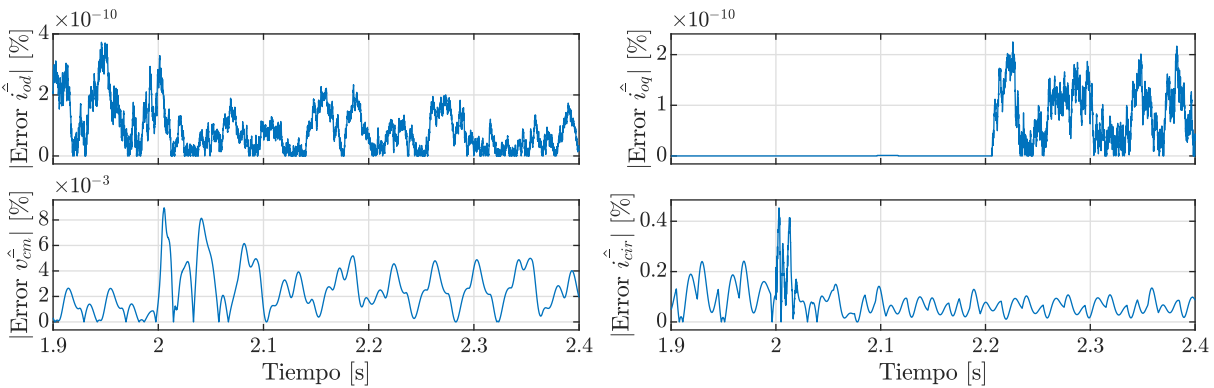


Figura 4.7: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

4.1.1.c. Cambio de Referencia a Lazo Cerrado

Para evaluar el desempeño del observador frente a un cambio de referencia en lazo cerrado, tanto con mediciones como sin ellas, se emplean las condiciones iniciales indicadas en la Tabla 4.3. La simulación del circuito de potencia comienza un segundo antes de que inicie el observador de estados. De este modo, se asigna $t = 0,0$ [s] al instante en que el observador comienza a realizar estimaciones, $t = 2,0$ [s] al momento del cambio de referencia de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A], y $t = 4,0$ [s] al cierre de la simulación.

En la Figura 4.8, se presentan los valores medios de las variables de control junto con sus respectivas estimaciones, durante el cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s]. En contraste, la Figura 4.9 muestra los valores medios de las variables de control y sus respectivas estimaciones para el cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones. En relación al control, se observa que en ambos casos se logra llevar a cabo este, ya que las variables de control utilizadas siguen la referencia (representada por la línea punteada de color gris) ante un cambio en la misma.

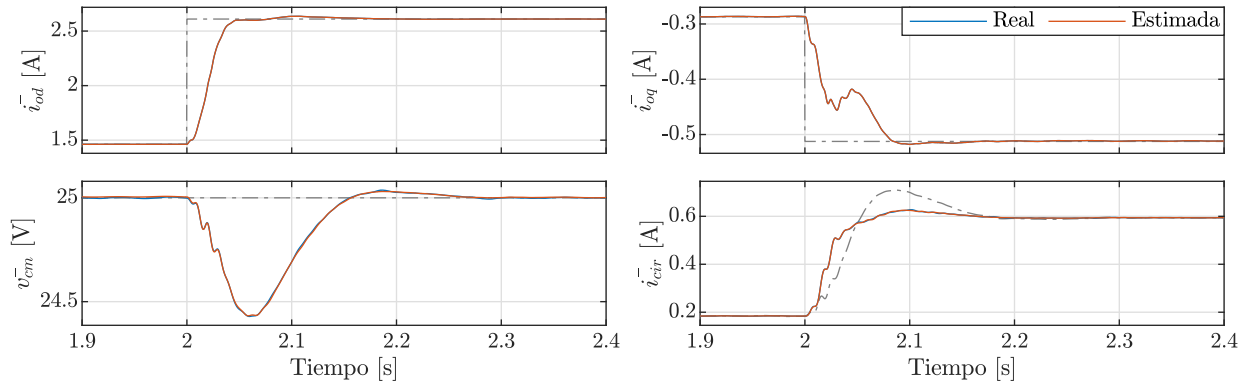


Figura 4.8: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal. En gris, se muestra la referencia para las señales de control.

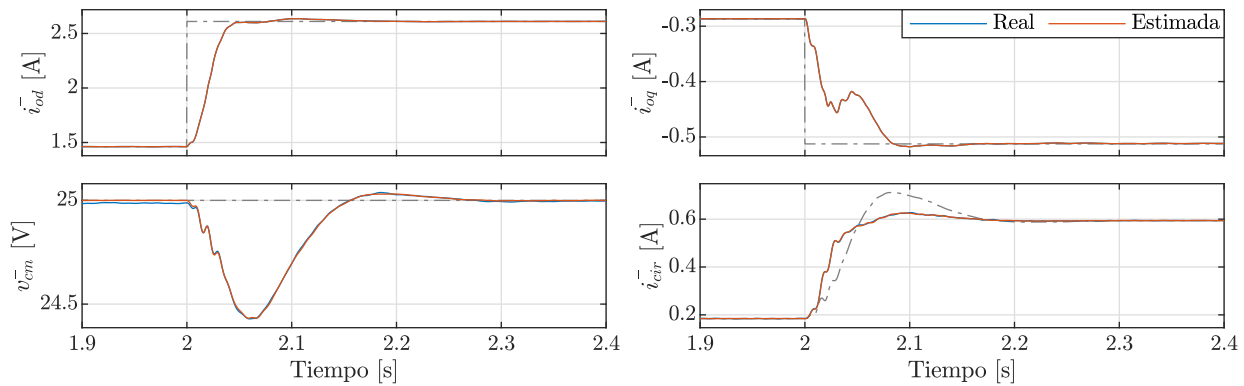


Figura 4.9: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal. En gris, se muestra la referencia para las señales de control.

La Tabla 4.7 presenta los principales indicadores de control en lazo cerrado para ambos casos. Se observa una similitud general entre ambos, con pequeñas diferencias detalladas en la Tabla 4.8. Los indicadores que destacan incluyen la variación en el tiempo de subida Δt_r para la variable i_{oq} y la variación en el tiempo de asentamiento Δt_s para la variable i_{cir} , con valores de $0,0014$ y $-0,0029$ [s], respectivamente. Estas variaciones representan un $1,68\%$ y $-2,12\%$ con respecto al caso de lazo cerrado con mediciones, lo cual se considera una variación pequeña en comparación con la referencia. Además, las variaciones en el overshoot ΔM_p y el undershoot ΔM_u para la variable i_{cir} son $-1,70\%$ y $0,74\%$, respectivamente. Aunque estas variaciones tienen un valor más significativo, se consideran aceptables para este caso.

Referente a las estimaciones, no se observan diferencias notables en comparación con sus valores reales. Al analizar el error relativo de estas estimaciones, presentado en la Figura 4.10, se evidencia que el error se mantiene por debajo del 1% para ambos casos. En términos de su comportamiento transitorio, se observa una discrepancia en la variable i_{cir} durante un periodo de $0,0182$ [s]. A pesar de este breve periodo de diferencia, el error durante este transitorio es de bajo valor y, por lo tanto, no afecta de manera significativa el control.

Así, se concluye que en un escenario ideal de simulación **es factible** controlar el convertidor en

	Con mediciones				Sin mediciones			
	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]
\bar{i}_{od}	0,0780	0,96 %	43,98 %	0,0343	0,0781	0,98 %	43,99 %	0,0343
\bar{i}_{oq}	0,0835	1,12 %	44,09 %	0,0715	0,0849	1,00 %	44,08 %	0,0719
\bar{v}_{cm}	0,1559	0,15 %	2,28 %	0,0776	0,1560	0,12 %	2,27 %	0,0786
\bar{i}_{cir}	0,0506	50,31 %	13,17 %	0,1370	0,0505	48,61 %	13,91 %	0,1341

Tabla 4.7: Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

	Δt_r [s]	ΔM_p	ΔM_u	Δt_s [s]
\bar{i}_{od}	0,0001	0,02 %	0,01 %	0,0000
\bar{i}_{oq}	0,0014	-0,12 %	-0,01 %	0,0004
\bar{v}_{cm}	0,0001	-0,03 %	-0,01 %	0,0010
\bar{i}_{cir}	-0,0001	-1,70 %	0,74 %	-0,0029

Tabla 4.8: Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

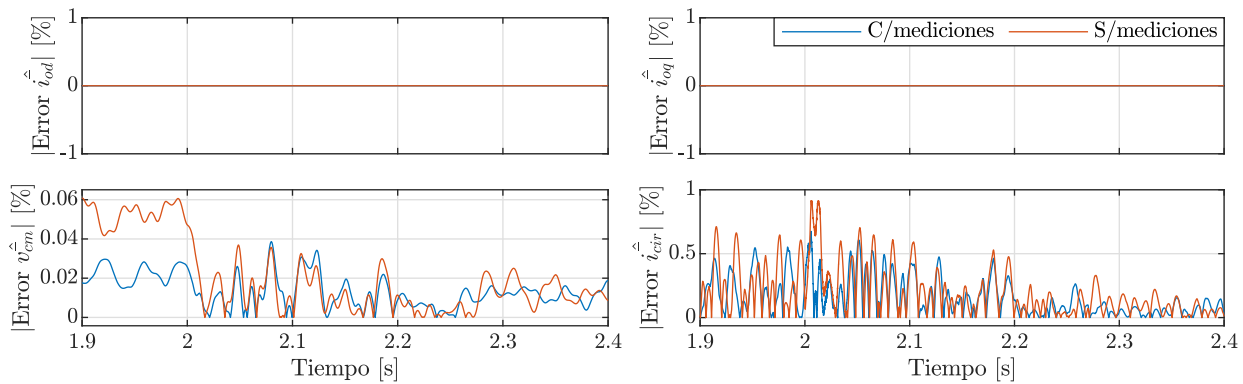


Figura 4.10: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,49$ a $2,66$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación ideal.

lazo cerrado sin mediciones o *sensorless*. En este caso, no se observaron cambios sustanciales en los indicadores de control ni en los valores en estado estacionario del sistema.

4.1.2. Escenario Real

En el escenario de simulación real, el circuito de potencia con el convertidor opera a un paso de simulación ΔT_{sim} . Por otra parte, el observador de estados, el control del convertidor y el sistema de medición y/o adquisición de señales operan con un paso ΔT_{samp} . Este último se define como:

$$\Delta T_{samp} = 100 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (4.8)$$

Además, se considera que el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores es:

$$t_{dead} = 6 [\mu\text{s}] \quad (4.9)$$

Igualmente, se asume que las señales medidas están afectadas por ruido de medición. Por lo tanto, las señales utilizadas tanto para el control como para la estimación de las variables de estado contendrán ruido blanco, cuya amplitud se detalla en la Tabla 4.9.

Variable	Amplitud de Ruido Blanco
i_{cir} [A]	0,60
i_o [A]	0,90
v_{ci} [V]	0,60
v_{dc} [V]	9,0
v_o [V]	0,36

Tabla 4.9: Amplitud del ruido blanco añadido a las señales respectivas, las cuales se derivan de resultados experimentales.

En este contexto, la matriz de varianza $\mathbf{R}[k]$ para la variable de salida \mathbf{y} se expresa como:

$$\mathbf{R}[k] = [R[k]] = \left[\left(\frac{0,9}{3} \right)^2 \right] = [0,09] \quad (4.10)$$

4.1.2.a. Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto

Se evalúa inicialmente el rendimiento del observador al iniciar con condiciones iniciales nulas, las cuales se detallan en la Tabla 4.3. Las condiciones iniciales del circuito de potencia se presentan en la Tabla 4.4. La simulación del circuito de potencia se inicia un segundo antes de que comience el observador de estados. Por consiguiente, se asigna $t = 0$ [s] al instante en que el observador comienza a estimar, y $t = 10$ [s] al momento en que finaliza la simulación.

Las Tablas 4.10 y 4.11 presentan un resumen de los resultados obtenidos, detallados en el Apéndice C.2, para diversos índices de modulación m . En estas tablas, $t_{5\%}$ representa el tiempo de asentamiento para que el error relativo de las estimaciones alcance y se mantenga por debajo del 5%, t_{∞} indica el tiempo de asentamiento para que el error relativo de las estimaciones alcance y se mantenga por debajo de ε_{∞} , y ε_{∞} representa el máximo error relativo alcanzado después de t_{∞} .

En la Tabla 4.10, se nota que el error en las estimaciones de la tensión del condensador \hat{v}_c aumenta conforme se incrementa el índice de modulación. No obstante, estos errores se mantienen por debajo del 4%. Por otro lado, las estimaciones de la corriente de salida \hat{i}_o presentan un error considerable, el cual disminuye a medida que aumenta el índice de modulación. Este comportamiento se atribuye al hecho de que la variable de salida \mathbf{y} se considera con un ruido blanco de varianza $\mathbf{R}[k]$ constante para todos los índices de modulación, como se ilustra en la Figura 4.11.

En relación a la estimación de la corriente circulante \hat{i}_{cir} , se evidencia un notable error en su estimación. La discrepancia se debe a las conmutaciones presentes en la variable real, como se ilustra en la Figura 4.12. Sin embargo, también se aprecia un desfase entre la variable real y su estimación. Al examinar el espectro armónico de estas corrientes, como se ilustra en la Figura 4.13, se observa que las magnitudes de la componente cero y segunda son comparables. No obstante, se destaca una diferencia

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}
\hat{v}_{c1}	0,0649	0,3273	0,99 %	0,0709	0,1297	2,16 %	0,0723	0,1294	3,52 %
\hat{v}_{c2}	0,0845	0,3275	0,97 %	0,0706	0,0899	2,15 %	0,0720	0,1107	3,44 %
\hat{v}_{c3}	0,0928	0,3390	0,84 %	0,0617	0,0913	1,77 %	0,0635	0,0646	3,19 %
\hat{v}_{c4}	0,0747	0,3385	0,81 %	0,0615	0,0907	2,10 %	0,0635	0,0641	3,89 %
\hat{i}_o	N/A	0,0000	212,97 %	N/A	0,0000	32,04 %	N/A	0,0000	5,75 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,3308	312,25 %	N/A	0,1268	64,58 %	N/A	0,1472	45,56 %

Tabla 4.10: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación real.

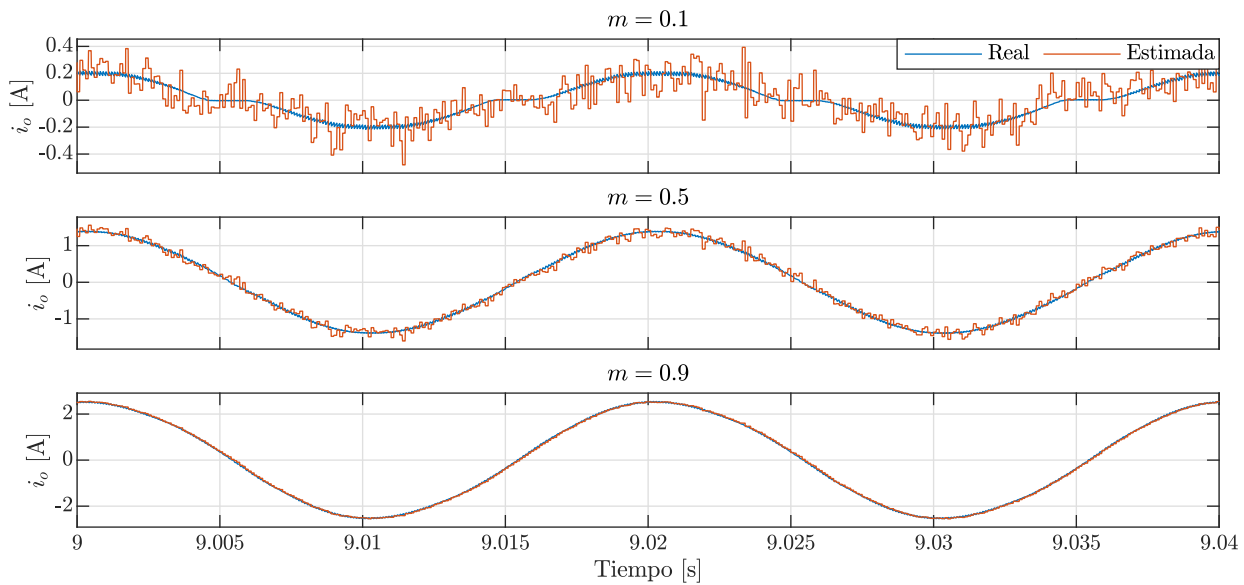


Figura 4.11: Corriente de salida i_o entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.

apreciable en el desfase de la segunda componente, siendo de $-58,95^\circ$ para un índice de modulación $m = 0,5$ y $-34,25^\circ$ para un índice de modulación $m = 0,9$.

Una explicación para la discrepancia entre la estimación y la variable real radica en la inclusión del tiempo muerto t_{dead} durante el encendido de los semiconductores. Dado que este tiempo muerto no está modelado en el sistema de ecuaciones utilizado para el observador de estados, genera variaciones en la estimación. Esto se evidencia en la Figura 4.14, donde se presenta la estimación de la corriente circulante i_{cir} junto con su valor real para un índice de modulación $m = 0,9$. En esta figura, se observa que al eliminar el tiempo muerto asociado al encendido de los semiconductores, se logra reducir el desfase entre la estimación y el valor real.

Al examinar el espectro armónico de estas corrientes, como se muestra en la Figura 4.15, se observa que al eliminar el tiempo muerto, la discrepancia en magnitud y desfase entre las componentes cero y segunda disminuye. En este caso, la componente cero de la estimación de la corriente circulante \hat{i}_{cir} pasa de tener una diferencia de $0,03$ a $0,00$ [A] en magnitud. Además, la segunda componente pasa

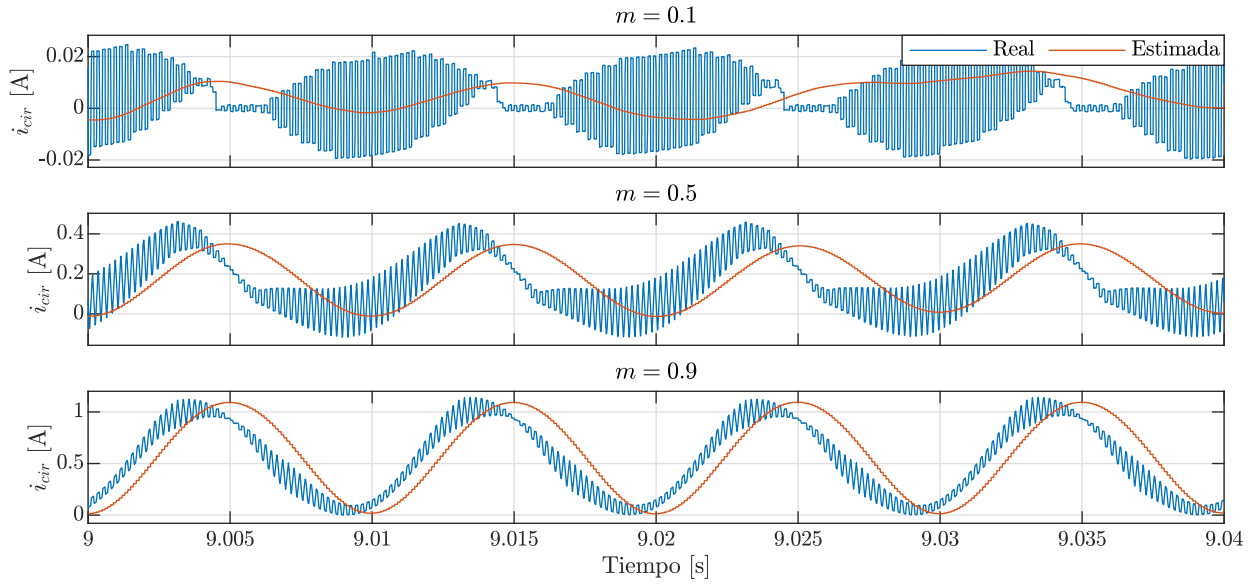


Figura 4.12: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.

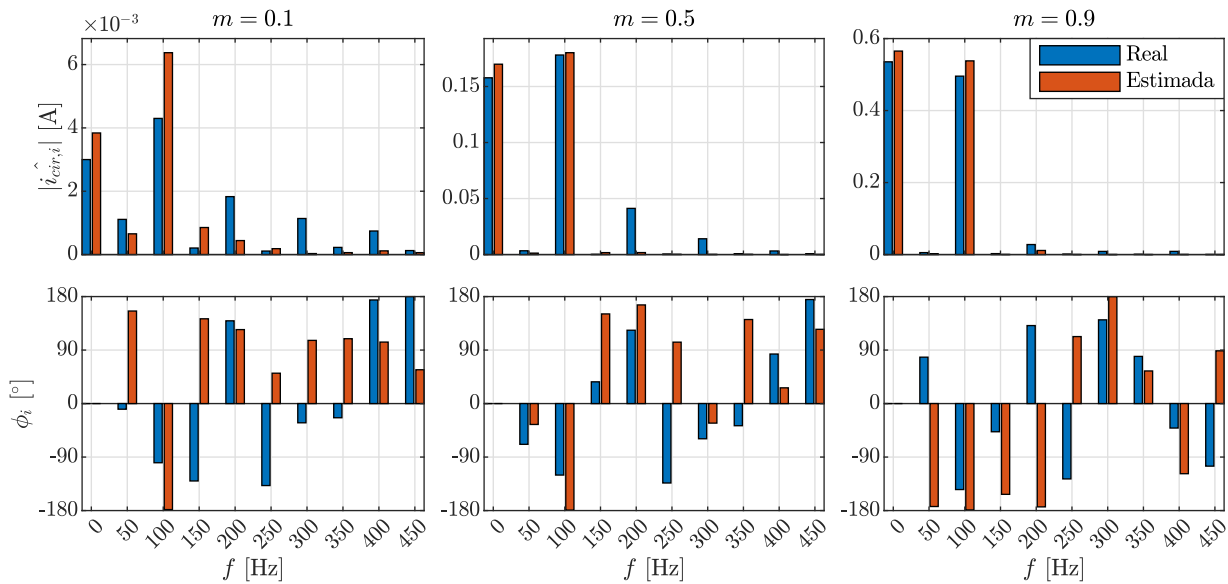


Figura 4.13: Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en un escenario de simulación real.

de tener una diferencia de $0,04$ a $0,02$ [A] en magnitud y de $-34,25^\circ$ a $-5,91^\circ$ en desfase. Esto confirma que la inclusión del tiempo muerto t_{dead} en los semiconductores constituye una parte significativa del error en la estimación de las variables internas del convertidor a través del observador de estados.

No obstante, persisten discrepancias al realizar la estimación en un escenario de simulación real con tiempo muerto t_{dead} igual a cero. Esto puede explicarse por el tiempo ΔT_{samp} con el cual opera el observador de estados. Este tiempo modifica la matriz de estados discreta $\mathbf{A}_{i,d}[k]$, $\forall i \in \{1, 2, 3, 4\}$, generando un pequeño error en cada paso de la estimación. Además, es necesario tener en cuenta el

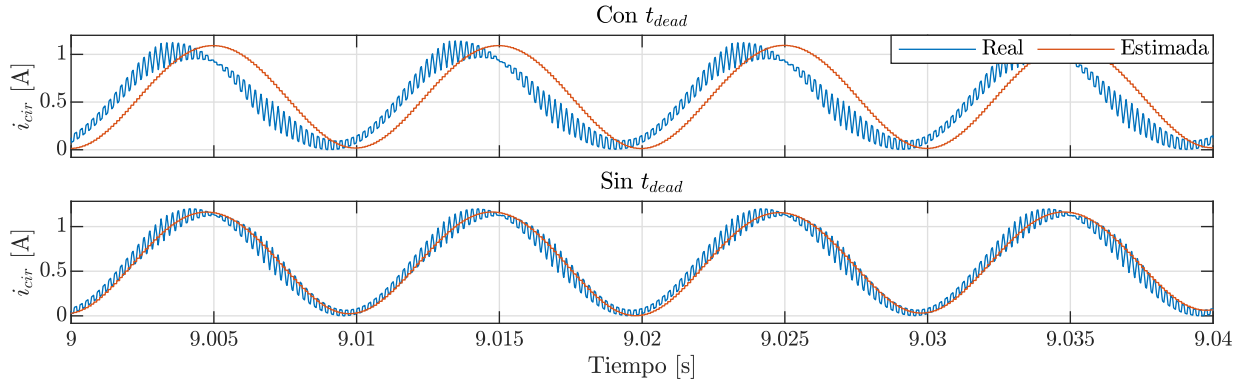


Figura 4.14: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real al modificar el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores.

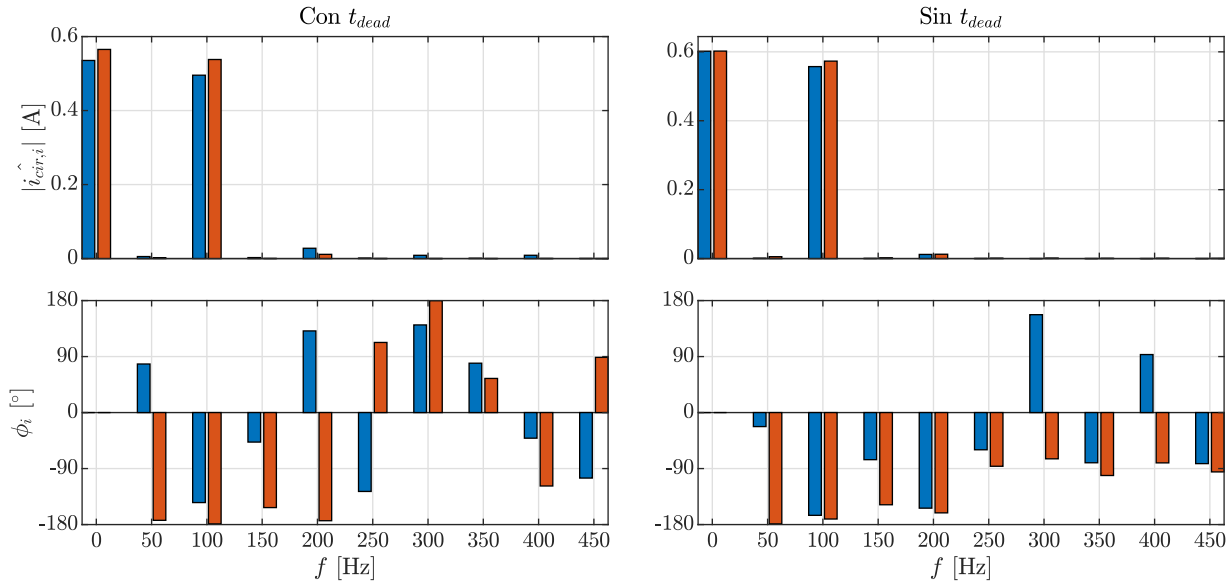


Figura 4.15: Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real al modificar el tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores.

mismo ruido que se añade a todas las señales medidas utilizadas tanto para el control como para la estimación, como se detalla en la Tabla 4.9.

La Tabla 4.11 presenta los resultados para las variables de control. Se observa que el error de estimación en estado estacionario, representado por ε_∞ , aumenta en comparación con los resultados obtenidos en simulación ideal (mostrados en la Tabla 4.6). Para las variables de control asociadas a \hat{i}_o , se observa una disminución del error a medida que aumenta el índice de modulación. Esta tendencia se atribuye principalmente al ruido blanco añadido, el cual mantiene una magnitud constante para todos los índices de modulación, como se mencionó previamente.

En cuanto a la estimación del valor medio de la tensión promedio de pierna \hat{v}_{cm} , se observa un aumento en el error con respecto al índice de modulación. Sin embargo, dicho error se mantiene por debajo del 1%, considerándose una estimación aceptable. Con respecto a la estimación del valor

medio de la corriente circulante \hat{i}_{cir} , se observa que el error en estado estacionario es considerable para $m \geq 0,5$ y aumenta a medida que disminuye este último. Sin embargo, al tener $m = 0,1$, se observa cómo la estimación de \hat{i}_{cir} posee un error del 336,43 %, lo cual corresponde a una mala estimación. De esta manera, se constata que, bajo un escenario de simulación real, el observador de estados no estima bien las variables de control para bajos índices de modulación en términos de su magnitud.

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}
\hat{i}_{od}	N/A	0,0163	27,03 %	0,0241	0,0244	3,46 %	0,0240	0,0250	0,32 %
\hat{i}_{oq}	N/A	0,0000	162,61 %	N/A	0,0231	21,21 %	0,0242	0,0246	1,98 %
\hat{v}_{cm}	0,0285	0,1070	0,14 %	0,0285	0,1298	0,72 %	0,0301	0,1743	0,72 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,1222	336,43 %	N/A	0,1187	16,24 %	N/A	0,2081	6,02 %

Tabla 4.11: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en un escenario de simulación real.

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$
\hat{i}_{od}	N/A	-0,0087	27,02 %	0,0001	-0,0006	3,45 %	0,0000	0,0000	0,31 %
\hat{i}_{oq}	N/A	-0,0250	162,60 %	N/A	0,0019	21,20 %	0,0000	-0,0004	1,97 %
\hat{v}_{cm}	0,0001	-0,0840	0,13 %	0,0003	-0,0536	0,71 %	0,0003	-0,0366	0,71 %
\hat{i}_{cir}	N/A	-0,2628	327,78 %	N/A	0,0009	15,84 %	N/A	-0,0291	5,86 %

Tabla 4.12: Variaciones $\Delta t_{5\%}$ y Δt_{∞} junto al máximo error relativo $\Delta \varepsilon_{\infty}$ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador, con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto, del escenario de simulación real respecto al ideal.

En la Tabla 4.12, se detallan las disparidades en los parámetros extraídos, contrastando con los valores presentados en la Tabla 4.11 y la Tabla 4.6. Se evidencia una disminución general en los tiempos de asentamiento, denotados como t_{∞} , en el escenario real. Este fenómeno se atribuye al incremento del error en estado estacionario, representado por ε_{∞} , en dicho escenario. Como consecuencia, se requiere un lapso menor para alcanzar dicho estado estacionario.

Adicionalmente, se observa que las variaciones positivas en $\Delta \varepsilon_{\infty}$ son de magnitud reducida. Asimismo, se destaca un aumento en la diferencia del error en estado estacionario, $\Delta \varepsilon_{\infty}$, al reducir el índice de modulación. En consecuencia, se puede concluir que las estimaciones de las variables de control resultan aceptables para valores de índices de modulación superiores a 0,5.

4.1.2.b. Cambio de Referencia a Lazo Abierto

Para evaluar la eficacia del observador frente a un cambio en la referencia en lazo abierto, se emplearán las condiciones iniciales indicadas en la Tabla 4.3. La simulación del circuito de potencia se iniciará un segundo antes de que comience la operación del observador de estados. En consecuencia, se establece $t = 0,0$ [s] como el instante en que el observador comienza a realizar estimaciones, $t = 2,0$ [s] como el momento en que se implementa el cambio de referencia, y $t = 4,0$ [s] como el punto en el cual concluye la simulación.

La Figura 4.16 ilustra las variables de estado y sus correspondientes estimaciones para un cambio de referencia a lazo abierto entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s]. Se observa que las estimaciones se asemejan a las variables reales, con la excepción de \hat{i}_{cir} . Al examinar el error relativo de estimación en la Figura 4.17, se constata que estos valores son comparables a los presentados en la Tabla 4.10. Además, se destacan comportamientos dinámicos notables, indicativos de un comportamiento transitorio en la estimación, especialmente evidente en las tensiones del condensador v_c con una duración aproximada de $0,0298$ [s].

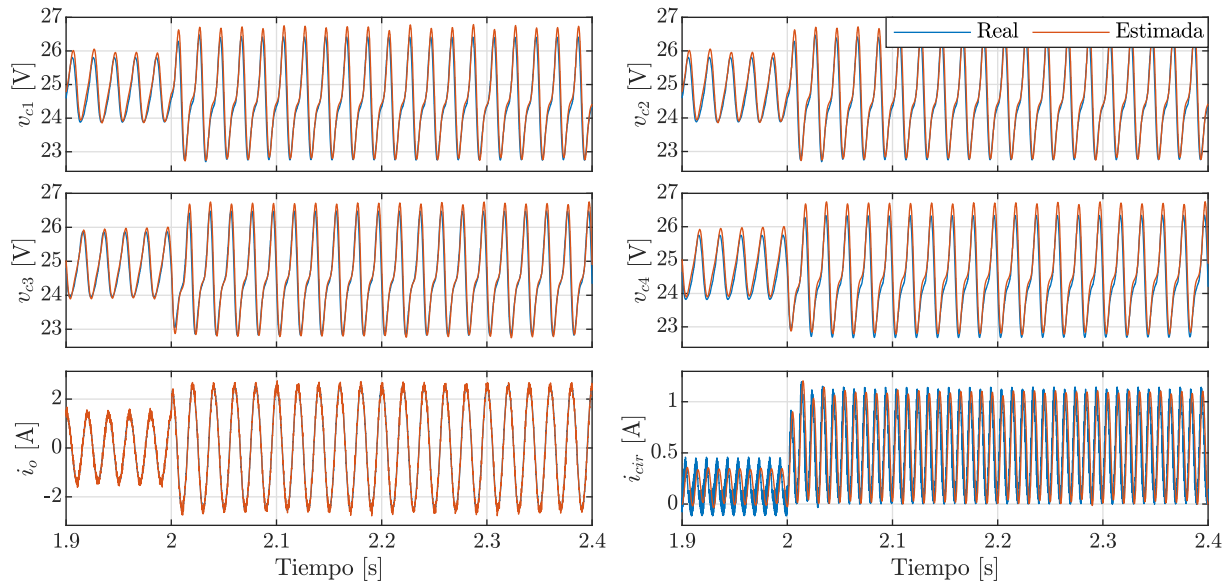


Figura 4.16: Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

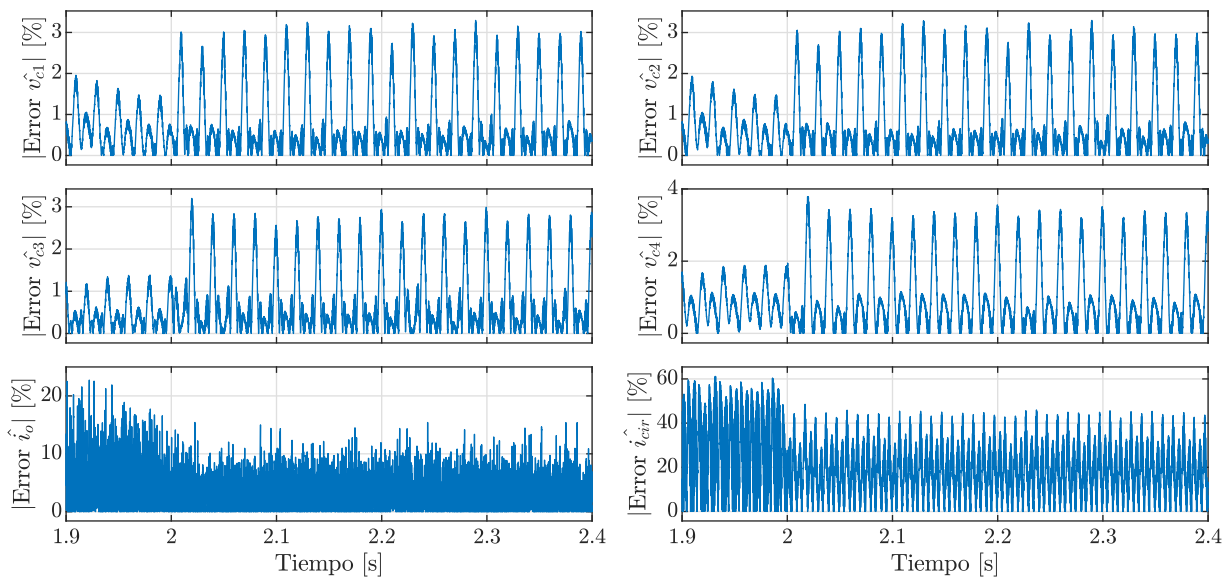


Figura 4.17: Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

En la Figura 4.18, se presentan los valores medios de las variables de control. En este gráfico, se

evidencia la influencia del ruido de medición en las variables de control de i_o . Asimismo, se detecta el error en estado estacionario de las estimaciones de las variables de control v_{cm} y i_{cir} . Al examinar el error relativo de estas últimas, representado en la Figura 4.19, se percibe un comportamiento transitorio en el error de la estimación, con una duración aproximada de 0,1119 [s] para v_{cm} y 0,0331 [s] para i_{cir} . En cuanto a sus errores en estado estacionario ε_∞ , coinciden con los valores indicados en la Tabla 4.11.

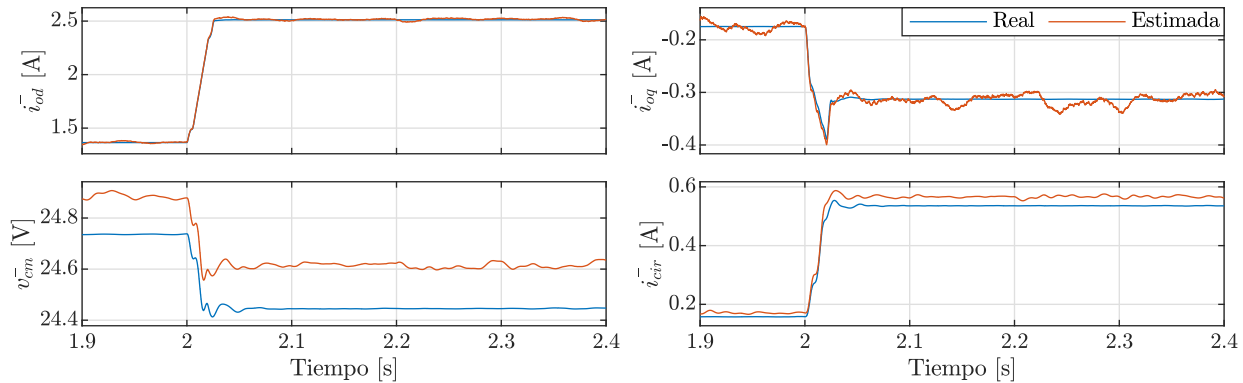


Figura 4.18: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

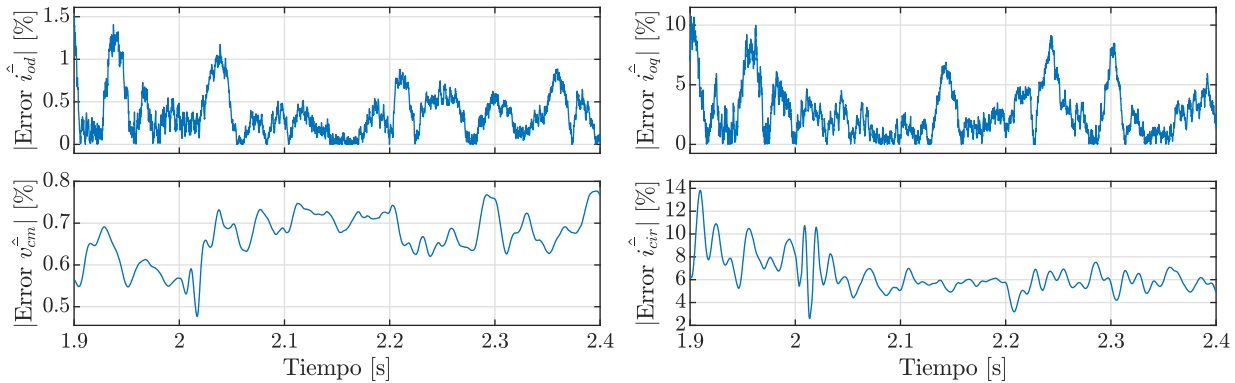


Figura 4.19: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

4.1.2.c. Cambio de Referencia a Lazo Cerrado

Con el propósito de evaluar el desempeño del observador frente a un cambio de referencia en lazo cerrado, tanto con mediciones como sin ellas, se adoptan las condiciones iniciales descritas en la Tabla 4.3. La simulación del circuito de potencia se iniciará un segundo antes de que comience la operación del observador de estados. En consecuencia, se establece $t = 0,0$ [s] como el instante en que el observador inicia sus estimaciones, $t = 2,0$ [s] como el momento en que se efectúa el cambio de referencia de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A], y $t = 4,0$ [s] como el punto en el cual concluye la simulación.

En la Figura 4.20, se presentan los valores medios de las variables de control, junto con sus respectivas estimaciones, durante el cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones, en el intervalo

$t = 1,9$ a $2,4$ [s]. Por otro lado, en la Figura 4.21, se exhiben los valores medios de las variables de control, junto con sus estimaciones correspondientes, durante el cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones. En ambos casos, se evidencia la eficacia del control, ya que las variables de control utilizadas logran seguir la referencia (representada por la línea punteada de color gris) durante un cambio en la misma.

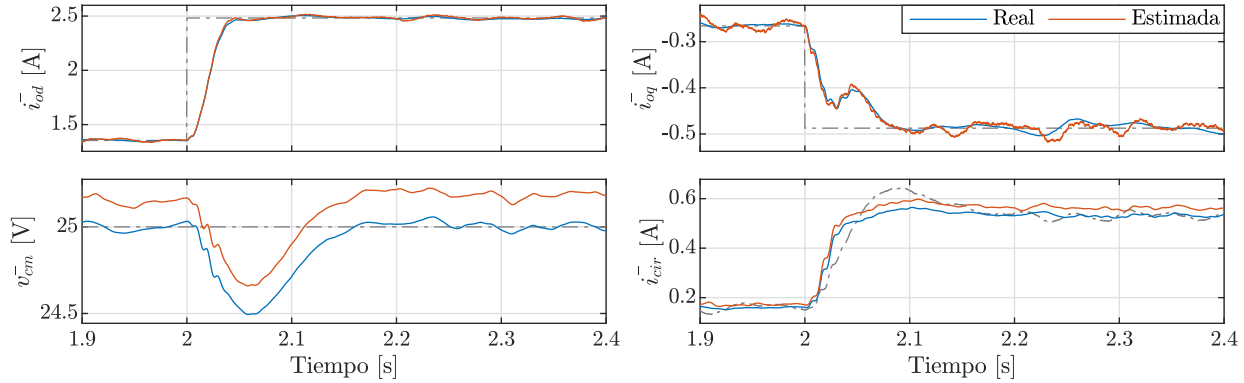


Figura 4.20: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

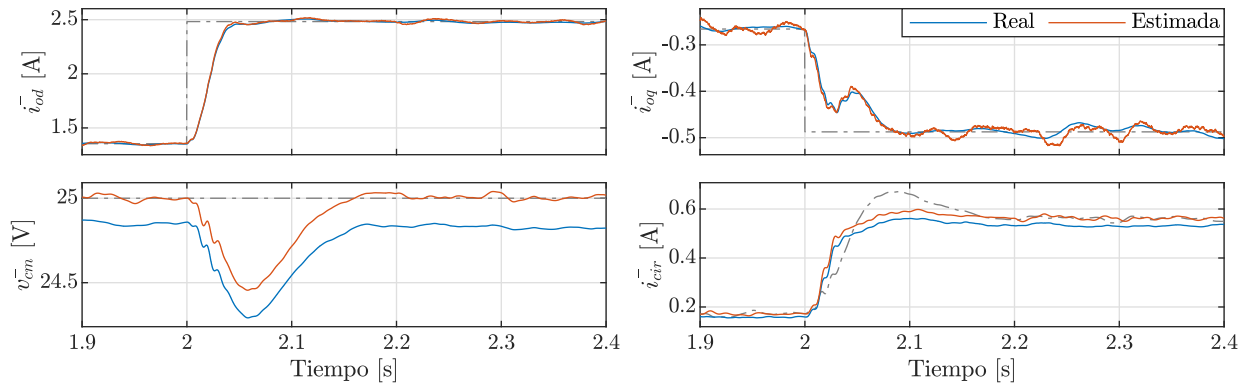


Figura 4.21: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

	Con mediciones				Sin mediciones			
	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]
\bar{i}_{od} [A]	0,0812	0,93 %	45,55 %	0,0347	0,0762	1,46 %	45,40 %	0,0339
\bar{i}_{oq} [A]	0,0907	3,34 %	45,39 %	0,0713	0,0849	6,13 %	45,29 %	0,2446
\bar{v}_{cm} [V]	0,1598	0,16 %	2,02 %	0,0670	0,1598	0,23 %	2,18 %	0,0712
\bar{i}_{cir} [A]	0,0499	34,93 %	13,97 %	0,2379	0,0480	46,63 %	13,16 %	0,1378

Tabla 4.13: Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

La Tabla 4.13 presenta los indicadores clave de control en el entorno de lazo cerrado para ambos casos, revelando notables diferencias en comparación con el escenario ideal de simulación. La Tabla 4.14 resalta las disparidades entre los indicadores al transitar de un control a lazo cerrado con mediciones

	Δt_r [s]	ΔM_p	ΔM_u	Δt_s [s]
\bar{i}_{od}	-0,0050	0,53 %	-0,15 %	-0,0008
\bar{i}_{oq}	-0,0058	2,79 %	-0,10 %	0,1733
\bar{v}_{cm}	0,0000	0,07 %	0,16 %	0,0042
\bar{i}_{cir}	-0,0019	11,7 %	-0,81 %	-0,1001

Tabla 4.14: Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

a uno sin mediciones. Se destacan particularmente las variaciones en el overshoot ΔM_p para todas las variables de control, la variación en el undershoot ΔM_u para la variable \bar{v}_{cm} , las variaciones en los tiempos de subida Δt_r para las variables relacionadas con i_o , y las variaciones en los tiempos de asentamiento Δt_s para \bar{i}_{oq} y \bar{i}_{cir} .

Visualmente, estas discrepancias son más evidentes en las variables \bar{v}_{cm} y \bar{i}_{cir} , siendo la referencia de esta última la más afectada.

En relación con la estimación, se detectan diferencias notables en comparación con los valores reales, especialmente en los casos de las estimaciones de \hat{v}_{cm} y \hat{i}_{cir} . En ambos escenarios, se observa una disparidad en el valor en estado estacionario, aproximadamente de $0,15$ [V] y $0,01$ [A], respectivamente, para una referencia $i_o^* = 1,38$ [A]. Además, se registra una diferencia de $0,18$ [V] y $0,03$ [A], respectivamente, para una referencia $i_o^* = 2,53$ [A]. Al analizar el error relativo de estas últimas, presentado en la Figura 4.22, no se percibe una diferencia sustancial en el comportamiento transitorio de la estimación al modificar el tipo de control a lazo cerrado.

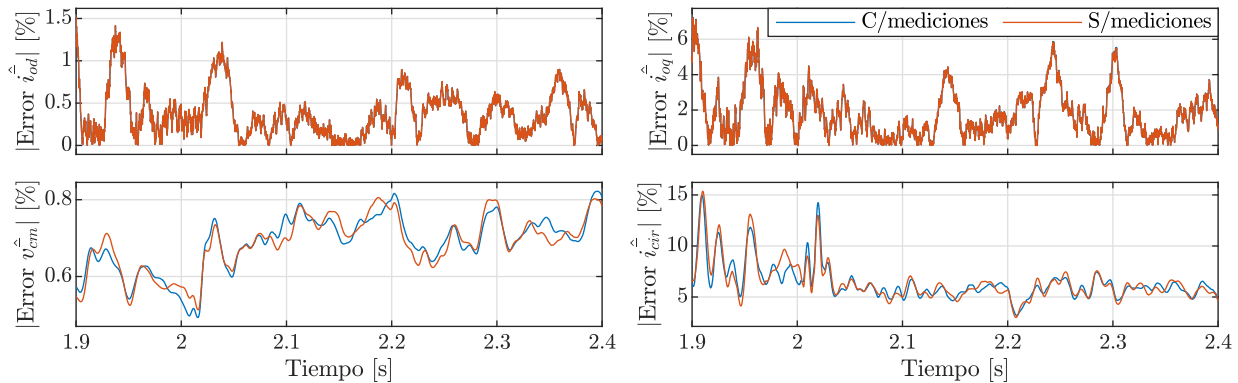


Figura 4.22: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,38$ a $2,53$ [A] en $t = 2$ [s] para un escenario de simulación real.

Así, se concluye que en un escenario real de simulación **es factible** controlar el convertidor en lazo cerrado sin mediciones o *sensorless*. No obstante, es crucial tener en cuenta el error en estado estacionario inherente a la estimación.

4.2. Resultados de Implementación Experimental

El sistema de estimación de variables internas del convertidor se someterá a pruebas experimentales utilizando un convertidor modular multinivel previamente desarrollado en [4]. Este convertidor ya

ha sido evaluado en [5], y a partir de estos ensayos, se han identificado y establecido los parámetros pertinentes. El control del convertidor se llevará a cabo a través de la plataforma MicroLabBox[®], desarrollada por dSPACE GmbH[®]. Esta plataforma se encargará de enviar pulsos a los semiconductores y de captar las señales generadas en el circuito de potencia mediante el *software* Control Desk[®].

La implementación del control se realizará en el entorno de procesamiento de Simulink[®] con un tiempo de operación de 10^{-4} [s], al igual que el observador de estados. Por otro lado, el esquema de modulación de ancho de pulso se desarrollará en el entorno FPGA con un tiempo de operación de 10^{-8} [s]. La adquisición y medición de señales se llevará a cabo mediante sondas de tensión Pintek DP-25 y sondas de corriente AEMC SL-261, directamente conectadas a la MicroLabBox[®].



Figura 4.23: Montaje experimental con los diferentes elementos usados (estos no se encuentran conectados).

En este proceso, la MicroLabBox[®] muestreará las señales con un intervalo $\Delta T_{s\text{amp}}$ de 10^{-4} [s]. Estas señales pasarán por el entorno FPGA antes de llegar al procesador, donde se utilizarán para el análisis y control del sistema. La interrelación entre los distintos elementos del sistema se puede visualizar en las Figuras 4.24 y 4.25.

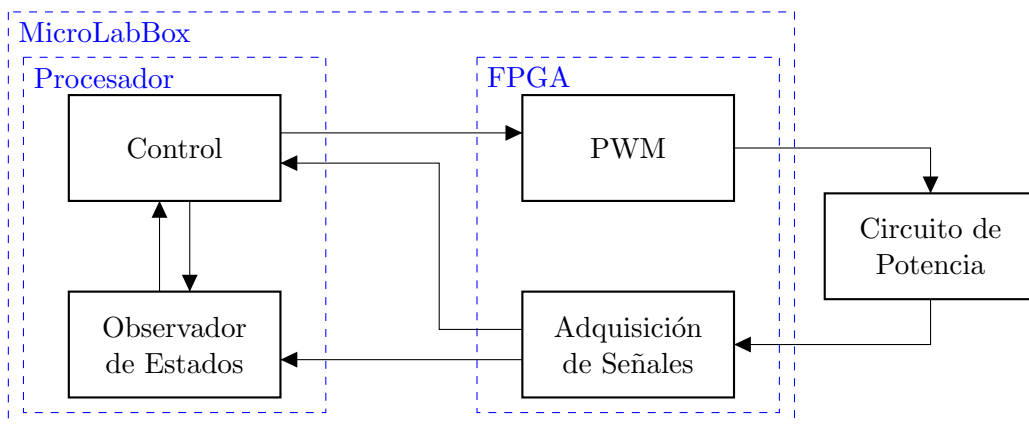


Figura 4.24: Esquema de implementación del circuito de potencia junto a la plataforma MicroLabBox.

En relación al tiempo muerto t_{dead} de los semiconductores, estos incorporan intrínsecamente un valor de aproximadamente $4,3$ [μs] por hardware. Para compensar este tiempo muerto, en el entorno

FPGA se introduce un *Rising Edge Delay* de $1,7 \text{ } [\mu\text{s}]$, logrando así un tiempo muerto total t_{dead} de alrededor de $6 \text{ } [\mu\text{s}]$.

En el contexto del Filtro de Kalman, se empleará la misma matriz de varianza de ruido de medición $\mathbf{R}[k]$ que se utilizó en el escenario de simulación real. Esta matriz se define conforme a la Ecuación (4.10), la cual se deriva de resultados experimentales previamente obtenidos.

Es importante destacar que, a diferencia de los resultados obtenidos en simulación, las señales reales recopiladas durante la experimentación **incorporan inherentemente el ruido de medición**. Por lo tanto, las representaciones gráficas de estas señales mostrarán la presencia del ruido en la data.

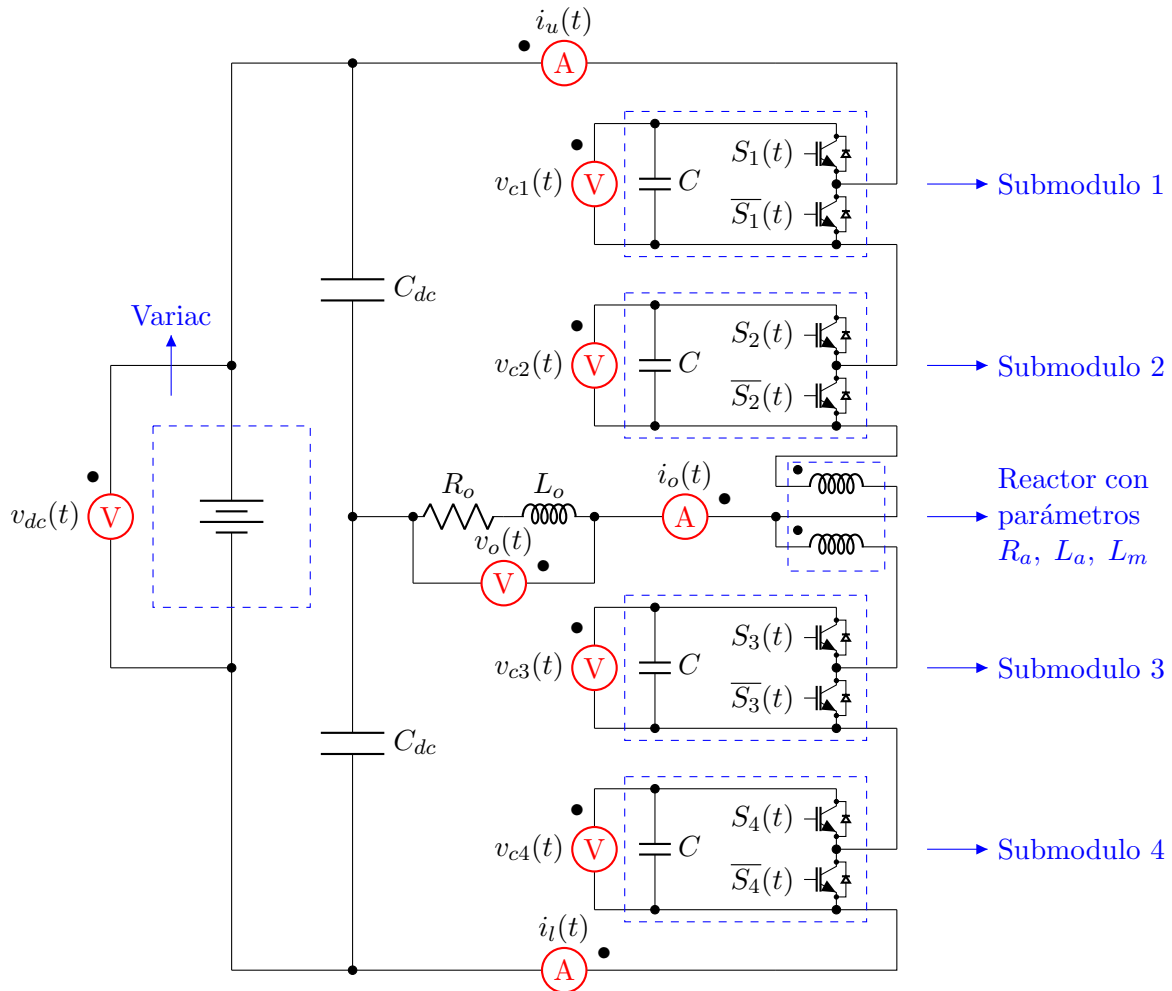


Figura 4.25: Esquema del montaje del circuito de potencia usado para realizar las pruebas experimentales del modelo propuesto.

4.2.1. Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto

Se inicia evaluando el desempeño del observador bajo condiciones iniciales nulas, como se detallan en la Tabla 4.3. El circuito de potencia entra en funcionamiento significativamente antes que el observador, garantizando así un estado estacionario en el propio circuito de potencia. Por ende, consideramos $t = 0 \text{ } [\text{s}]$ como el instante en que el observador se activa, y $t = 10 \text{ } [\text{s}]$ como el punto final de la ventana de visualización de los datos recopilados mediante la herramienta Control Desk[©].

Las Tablas 4.15 y 4.16 presentan un resumen de los resultados obtenidos, los cuales se detallan en el Apéndice C.2, para distintos índices de modulación. En estas tablas, $t_{5\%}$ representa el tiempo de asentamiento necesario para que el error relativo de las estimaciones alcance y se mantenga por debajo del 5 %, mientras que t_{∞} indica el tiempo de asentamiento para que el error relativo de las estimaciones llegue y permanezca por debajo de ε_{∞} . Asimismo, ε_{∞} corresponde al máximo error relativo después de t_{∞} .

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}
\hat{v}_{c1}	N/A	0,6371	7,77 %	N/A	0,1236	7,23 %	N/A	0,1067	11,31 %
\hat{v}_{c2}	N/A	0,6771	6,21 %	N/A	0,1249	5,58 %	N/A	0,1456	9,63 %
\hat{v}_{c3}	N/A	0,6477	6,36 %	N/A	0,1560	5,80 %	N/A	0,1353	10,13 %
\hat{v}_{c4}	N/A	0,7074	6,55 %	0,1562	0,1568	4,26 %	N/A	0,2154	8,69 %
\hat{i}_o	0,0000	0,0000	0,01 %	0,0000	0,0000	0,01 %	0,0000	0,0000	0,01 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,0365	618 %	N/A	0,2074	115,56 %	N/A	0,1477	103,22 %

Tabla 4.15: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de estado para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en implementación experimental.

En la Tabla 4.15, se observa que el error en las estimaciones de \mathbf{v}_c es más notable para un índice de modulación $m = 0,9$, aunque se mantiene por debajo del 12 %. Por otro lado, las estimaciones de i_o muestran un error mínimo, ya que la comparación de las variables de estado tiene en cuenta el ruido. En consecuencia, el observador de estados determina que, al ser pequeño el ruido, la variable $\hat{\mathbf{y}}$ es similar a \mathbf{y} .

En cuanto a la estimación de i_{cir} , se evidencia un error significativo en su estimación, el cual supera los resultados obtenidos en el escenario de simulación real, como se ilustra en la Tabla 4.10. Como se aprecia en la Figura 4.26, se observa un desfase más pronunciado en comparación con los escenarios simulados.

Al examinar el espectro armónico de estas corrientes, presentado en la Figura 4.27, se observa que para índices de modulación mayores a 0,5, las magnitudes son comparables. No obstante, se nota una diferencia apreciable en el desfase de la segunda componente: $-120,58^\circ$ para un índice de modulación $m = 0,5$ y $-146,11^\circ$ para un índice de modulación $m = 0,9$. Al comparar estos resultados con el escenario de simulación real, se aprecia una discrepancia de $-61,63^\circ$ y $-111,86^\circ$ respectivamente.

El aumento en este desfase se atribuye a la diferencia en la fuente de alimentación utilizada entre los escenarios de simulación y la implementación real del convertidor. En ambos casos de simulación, se empleó un par de fuentes de tensión continuas e ideales con un valor de $0,5V_{dc}$, como se ilustra en la Figura 4.28a. No obstante, en la implementación del convertidor se utilizó un autotransformador con rectificación de tensión, conectado a la red de alimentación trifásica de 400 [V], como se muestra en la Figura 4.28b.

Al repetir el proceso de arranque en un escenario de simulación real y ajustando la fuente de alimentación del enlace DC para reflejar con mayor precisión la configuración de alimentación utilizada en la experimentación, se obtuvieron los resultados representados en la Figura 4.29. Estos resultados muestran un aumento en el desfase de i_{cir} al modificar la alimentación en el enlace DC.

Al analizar el espectro armónico de estas, como se muestra en la Figura 4.30, se evidencia un desfase de $-62,15^\circ$ para $m = 0,9$, lo que representa una variación de $-27,38^\circ$ en comparación con el escenario de

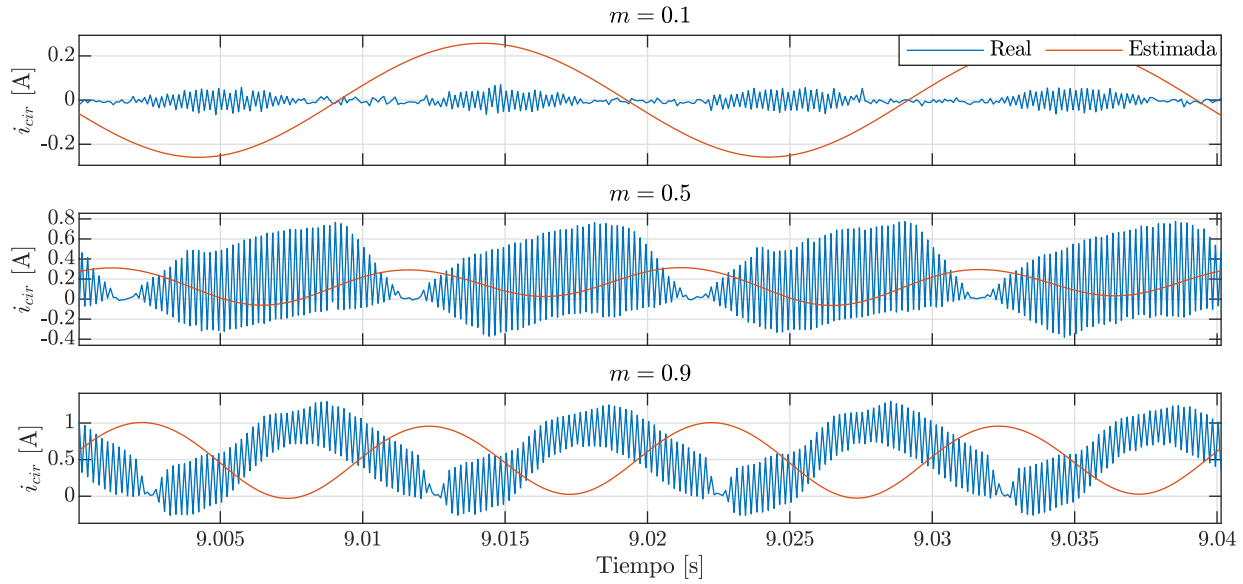


Figura 4.26: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para distintos índices de modulación en implementación experimental.

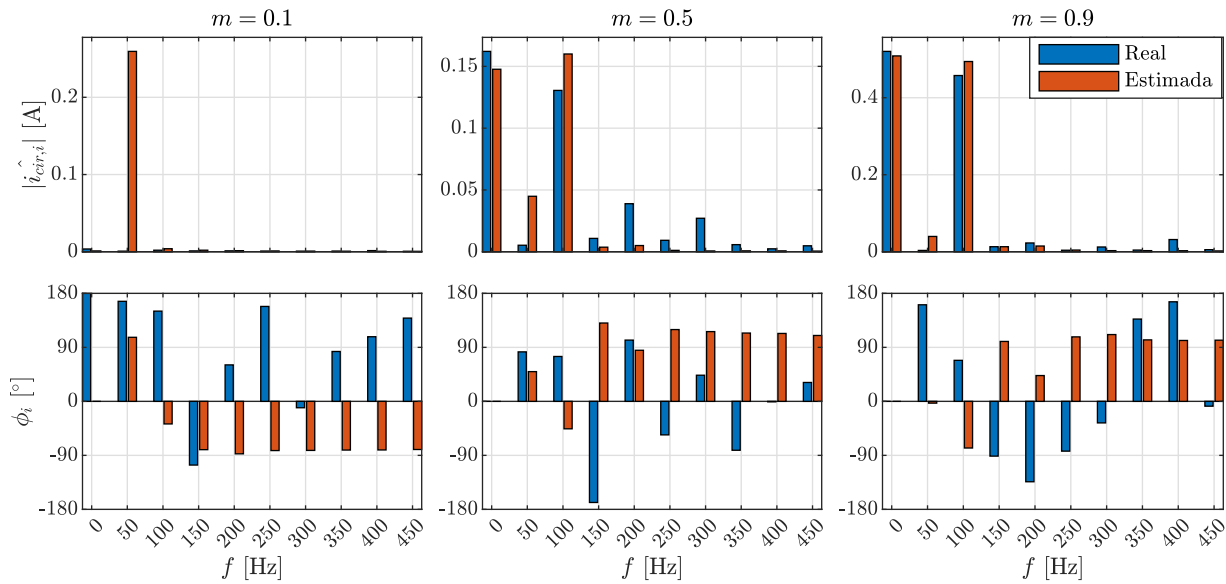


Figura 4.27: Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para distintos índices de modulación en implementación experimental.

simulación real. En consecuencia, los resultados experimentales presentan una discrepancia de $-83,96^\circ$ respecto al escenario de simulación real con la alimentación ilustrada en la Figura 4.28b. Aunque se logra justificar parte de este desfase, más de la mitad de este no puede ser explicado mediante simulación.

La variación observada podría deberse a factores como la dinámica de encendido y apagado de los semiconductores, así como las pérdidas asociadas a estos elementos. Estos factores no han sido modelados en el observador de estados, generando discrepancias en la estimación de las variables de

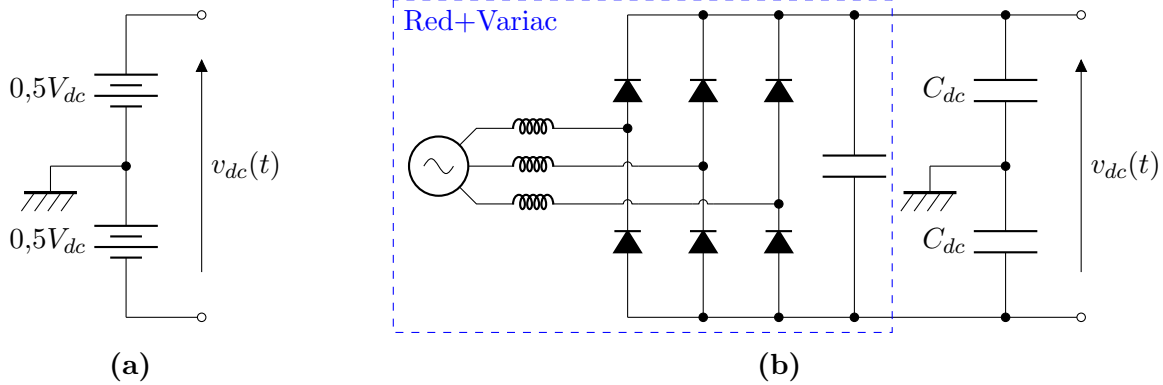


Figura 4.28: Fuentes de alimentación en enlace DC para: a) Simulación, y b) Experimentación.

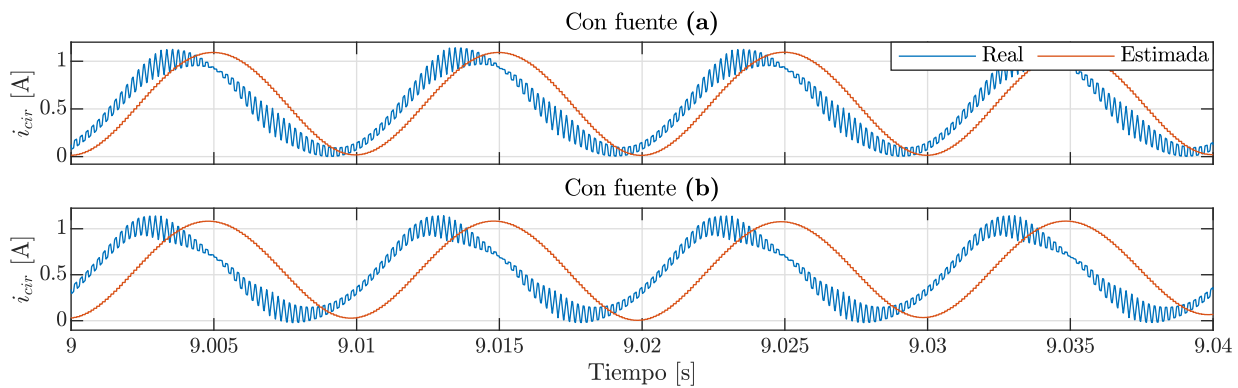


Figura 4.29: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real con las fuentes de alimentación mostradas en la Figura 4.28.

estado. Además, la variabilidad de los parámetros reales del convertidor C , R_a , L_a , y L_m , también influye en este desfase. Estos parámetros están directamente relacionados con la matriz de estados discreta $\mathbf{A}_{i,d}[k]$, $\forall i \in \{1, 2, 3, 4\}$, y, por ende, afectan el desempeño del observador de estados.

En la Figura 4.31, se visualiza el impacto de una variación en los parámetros del convertidor, específicamente en la resistencia de brazo R_a , que se utiliza en el observador. Una disminución del 50% en este parámetro ocasiona un leve desfase en la estimación de la corriente circulante. Esta observación confirma que discrepancias entre los parámetros reales del convertidor y aquellos considerados en el observador pueden generar diferencias en la estimación de las variables internas.

En la Tabla 4.16, se presentan los resultados para las variables de control. Se observa que el error de estimación en estado estacionario ϵ_∞ experimenta un aumento en algunas variables de estado, mientras que disminuye en otras, en comparación con los resultados obtenidos en un escenario de simulación real (mostrados en la Tabla 4.11). Esta variación puede explicarse debido a que las variables de control reales se derivan de las mediciones de las variables de estado, incorporando así el ruido de medición. En el caso de las variables de control asociadas a la estimación de la corriente de salida \hat{i}_o , el error es mínimo, ya que se compara la estimación con la variable real que incluye el ruido de medición. De esta manera, la estimación es prácticamente idéntica a la variable real.

En cuanto a la estimación del valor medio de la tensión promedio de pierna (\hat{v}_{cm}), se observa una disminución en su error a medida que aumenta el índice de modulación. Además, este error se mantiene por debajo del 3%, indicando así una estimación satisfactoria.

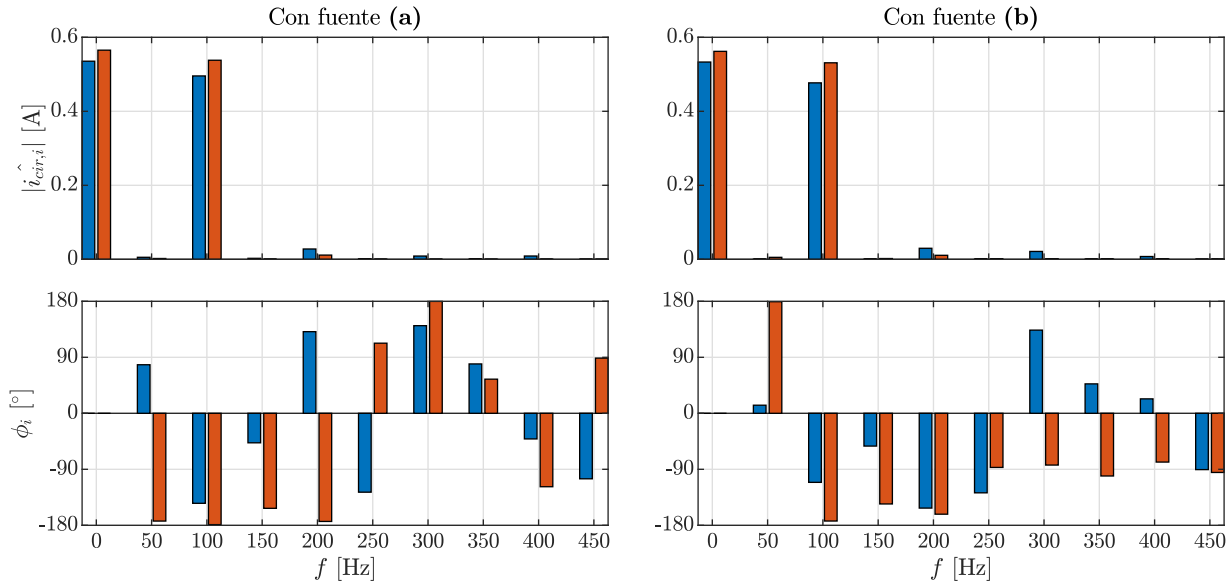


Figura 4.30: Espectro armónico de la corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,02$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real con las fuentes de alimentación mostradas en la Figura 4.28.

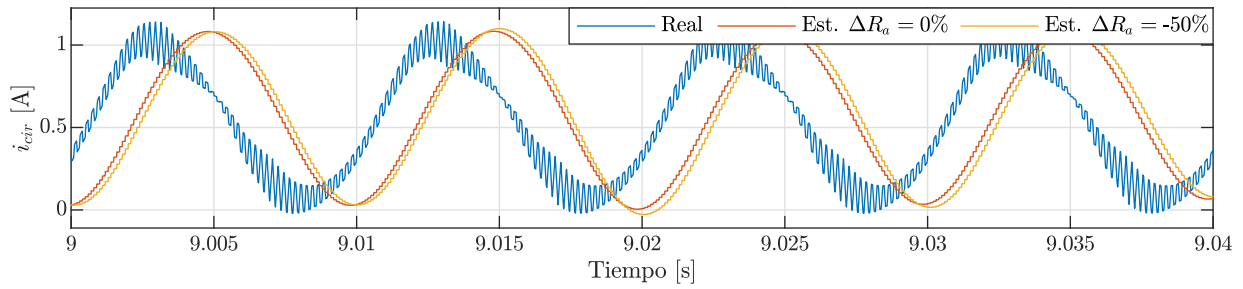


Figura 4.31: Corriente circulante i_{cir} entre $t = 9,00$ y $9,04$ [s] para un índice de modulación $m = 0,9$ en un escenario de simulación real para una variación en el parámetro R_a en el observador.

En relación con la estimación del valor medio de la corriente circulante (\hat{i}_{cir}), se evidencia un alto error en estado estacionario para $m = 0,1$, el cual disminuye a medida que aumenta el índice de modulación. Para $m = 0,5$, la estimación de \hat{i}_{cir} presenta un error del 21,91 %, considerado como una estimación deficiente. No obstante, para $m = 0,9$, se observa un error del 4,93 %, lo cual se considera una buena estimación al ser menor al 5 %. De esta manera, se verifica que el observador de estados realiza estimaciones precisas para las variables de control en índices de modulación elevados, pero a medida que se aproxima a un índice de modulación de 0,5, la estimación presenta un considerable error en estado estacionario.

4.2.2. Cambio de Referencia a Lazo Abierto

Para evaluar el rendimiento del observador ante un cambio de referencia a lazo abierto, se mantendrá en funcionamiento el observador hasta que se alcance el estado estacionario, aplicando el mismo enfoque para el circuito de potencia. De esta manera, se considera $t = 2,0$ [s] como el momento del

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}	$t_{5\%}$ [s]	t_{∞} [s]	ε_{∞}
\hat{i}_{od}	0,0220	0,0248	0,01 %	0,0219	0,0249	0,01 %	0,0239	0,0251	0,01 %
\hat{i}_{oq}	N/A	0,0246	11,01 %	0,0242	0,0251	0,01 %	0,0250	0,0251	0,01 %
\hat{v}_{cm}	0,2501	0,6477	2,93 %	0,0782	0,1889	2,86 %	0,1082	0,1822	2,63 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,1721	$4 \cdot 10^{11}$ %	N/A	0,1937	21,91 %	0,2022	0,2024	4,93 %

Tabla 4.16: Parámetros de tiempos de asentamiento $t_{5\%}$ y t_{∞} junto al máximo error relativo ε_{∞} de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto en implementación experimental.

	$m = 0,1$			$m = 0,5$			$m = 0,9$		
	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$	$\Delta t_{5\%}$ [s]	Δt_{∞} [s]	$\Delta \varepsilon_{\infty}$
\hat{i}_{od}	N/A	0,0085	-29,02 %	0,0022	0,0005	-3,45 %	-0,0001	0,0001	-0,31 %
\hat{i}_{oq}	N/A	0,0246	-151,6 %	N/A	0,0020	-21,20 %	0,0008	0,0005	-1,97 %
\hat{v}_{cm}	0,2216	0,5407	2,79 %	0,0497	0,0591	2,14 %	0,0781	0,0079	1,91 %
\hat{i}_{cir}	N/A	0,0499	$4 \cdot 10^{11}$ %	N/A	0,0750	5,67 %	N/A	-0,0057	-1,09 %

Tabla 4.17: Variaciones $\Delta t_{5\%}$ y Δt_{∞} junto al máximo error relativo $\Delta \varepsilon_{\infty}$ de las estimaciones de las variables de control para el arranque del observador, con condiciones iniciales cero y distintos índices de modulación m a lazo abierto, de la implementación experimental con respecto al escenario de simulación real.

cambio de referencia.

En la Figura 4.32, se presentan las variables de estado junto con sus respectivas estimaciones durante el cambio de referencia a lazo abierto entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s]. A diferencia de los casos de simulación, se observa una mayor discrepancia en la oscilación de las tensiones de condensador v_{ci} . Además, como se mencionó anteriormente, se incrementa el desfase de la segunda armónica en la estimación de la corriente circulante. Al analizar el error relativo de estimación en la Figura 4.33, estos valores se asemejan a los presentados en la Tabla 4.15. Además, se observan comportamientos dinámicos notables que corresponden a un comportamiento transitorio de la estimación de aproximadamente 0,0645 [s] para las variables \hat{v}_{ci} , 0,0155 [s] para \hat{i}_o y 0,0564 [s] para \hat{i}_{cir} .

La Figura 4.34 presenta los valores medios de las variables de control, evidenciando la similitud en las variables de control de la corriente de salida i_o . Además, se aprecia un comportamiento transitorio distinto en las estimaciones de las variables de control \hat{v}_{cm} y \hat{i}_{cir} . Al examinar el error relativo de la estimación de las variables de control, mostrado en la Figura 4.35, se identifica un comportamiento transitorio en el error de la estimación de aproximadamente 0,8000 [s] para \hat{i}_{od} , 0,0254 [s] para \hat{i}_{oq} , 0,1268 [s] para \hat{v}_{cm} y 0,1212 [s] para \hat{i}_{cir} . Aunque se presenta un comportamiento transitorio en la estimación de las variables relacionadas con i_o , estos valores son bajos y no se reflejan significativamente en la Figura 4.34. Respecto a sus errores en estado estacionario ε_{∞} , estos concuerdan con los valores mostrados en la Tabla 4.16.

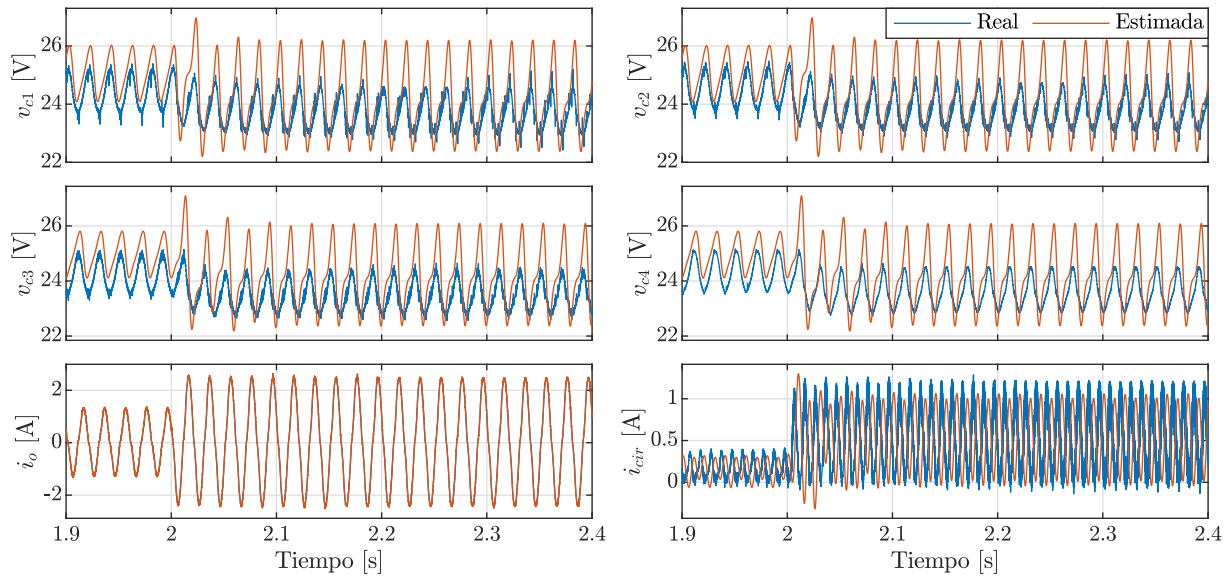


Figura 4.32: Variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.

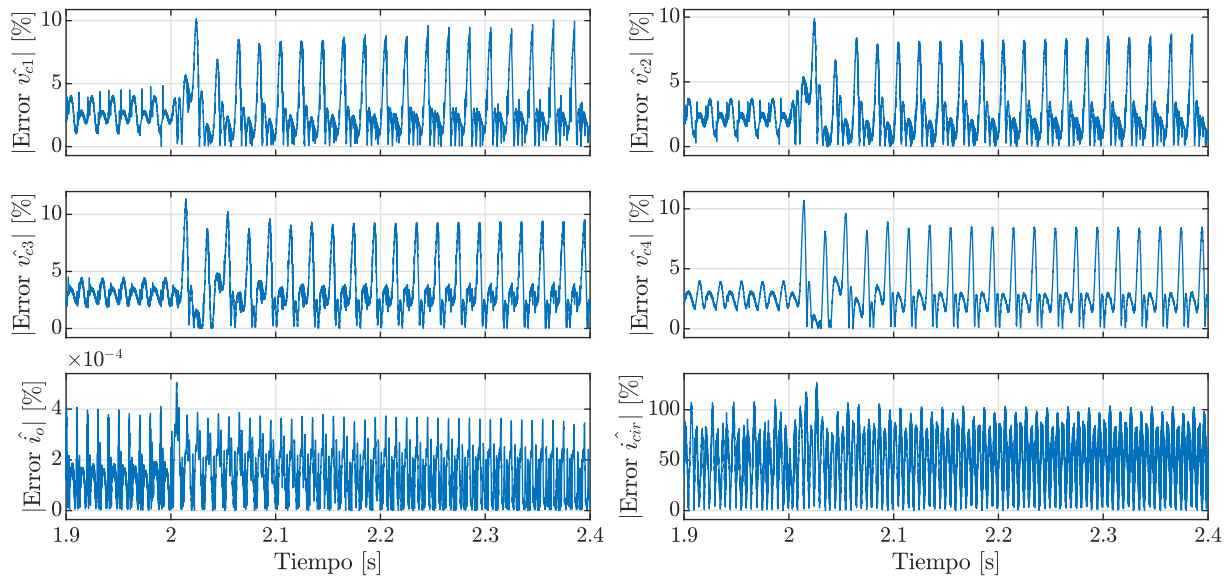


Figura 4.33: Error relativo de variables de estado entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.

4.2.3. Cambio de Referencia a Lazo Cerrado

Para evaluar el rendimiento del observador ante un cambio de referencia a lazo cerrado, con y sin mediciones, se dejará el observador en funcionamiento hasta que alcance el estado estacionario. Este procedimiento se replicará para el circuito de potencia. De esta manera, se establece $t = 2,0$ [s] como el momento en el que se efectúa el cambio de referencia de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A].

La Figura 4.36 presenta los valores medios de las variables de control junto con sus respectivas

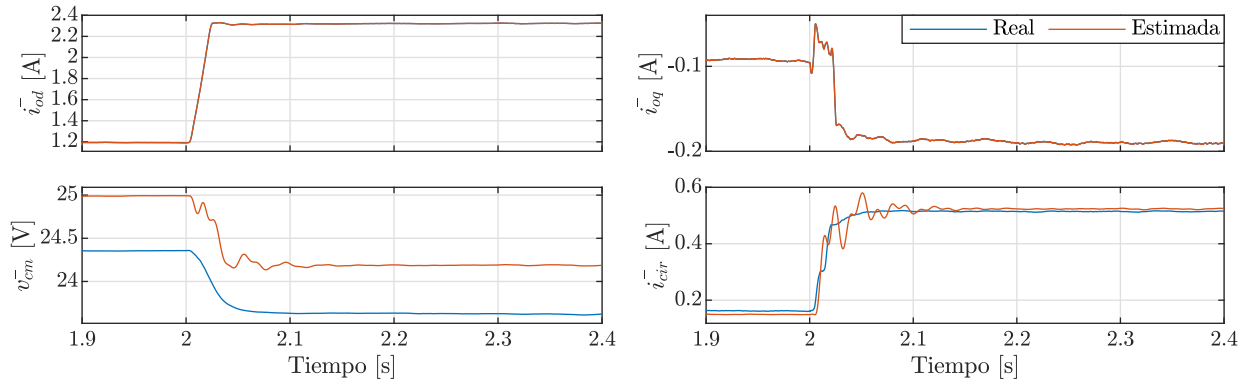


Figura 4.34: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.

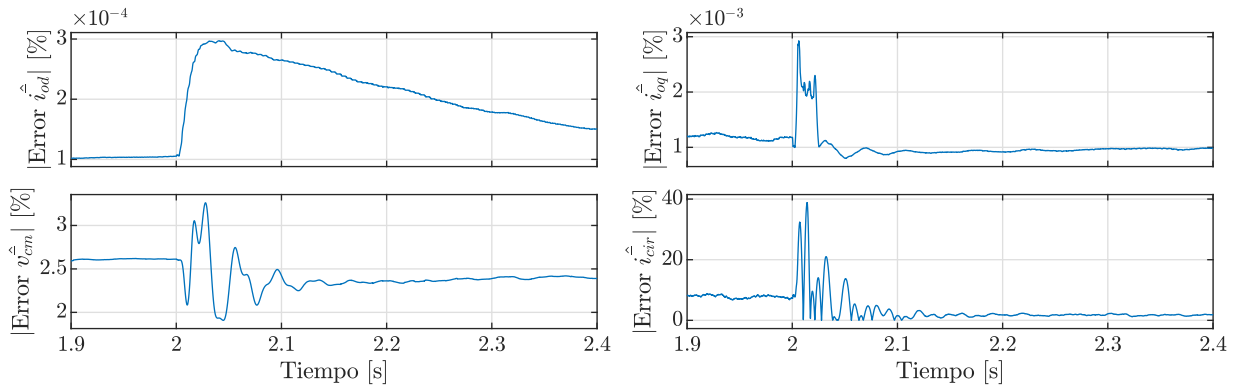


Figura 4.35: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo abierto de $m = 0,5$ a $0,9$ en implementación experimental.

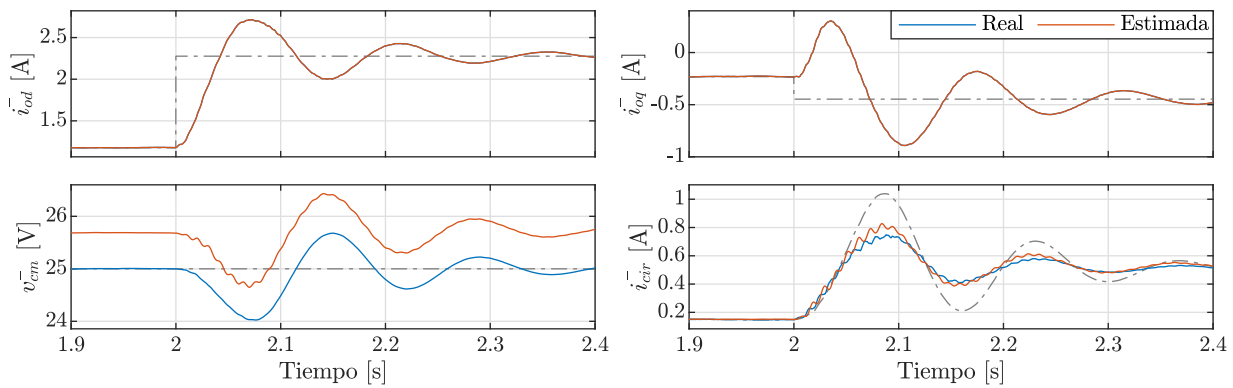


Figura 4.36: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental.

estimaciones durante el cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones, ocurrido entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s]. Por otro lado, la Figura 4.37 muestra los valores medios de las variables de control junto con sus respectivas estimaciones durante el cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones. En ambos casos, se destaca que el control se realiza de manera efectiva, ya que las variables de control utilizadas

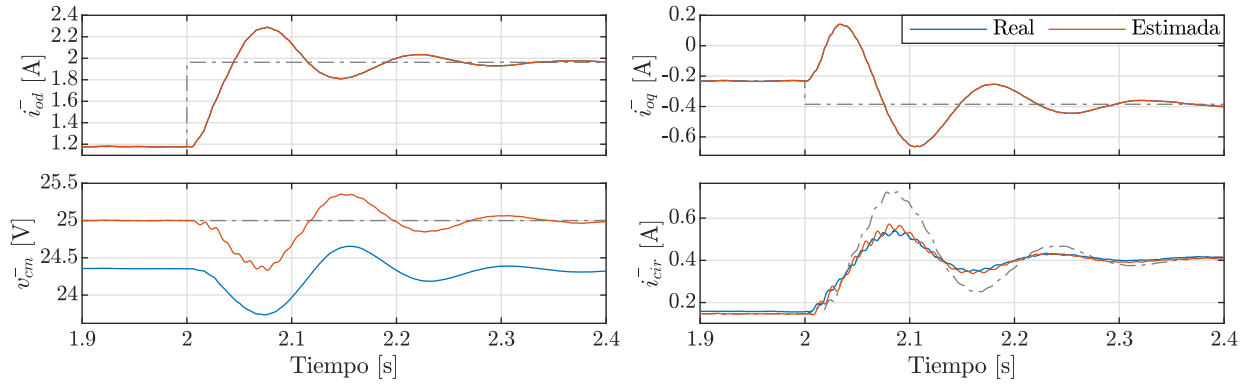


Figura 4.37: Variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado sin mediciones de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental.

	Con mediciones				Sin mediciones			
	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]	t_r [s]	M_p	M_u	t_s [s]
\bar{i}_{od}	0,0424	19,20 %	48,20 %	0,2306	0,0444	16,70 %	40,12 %	0,1680
\bar{i}_{oq}	0,0723	99,44 %	167,80 %	0,4570	0,0759	72,46 %	136,53 %	0,3422
\bar{v}_{cm}	0,1147	2,71 %	3,90 %	0,1675	0,1177	2,15 %	2,66 %	0,0904
\bar{i}_{cir}	0,0379	99,17 %	30,40 %	0,3800	0,0320	38,33 %	25,87 %	0,3190

Tabla 4.18: Indicadores de control a control a lazo cerrado para ambos casos ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en $t = 2$ [s] para implementación experimental.

	Δt_r [s]	ΔM_p	ΔM_u	Δt_s [s]
\bar{i}_{od}	0,0020	-2,50 %	-8,08 %	-0,0626
\bar{i}_{oq}	0,0036	-26,98 %	-31,27 %	-0,1148
\bar{v}_{cm}	0,0030	-0,56 %	-1,24 %	-0,0771
\bar{i}_{cir}	-0,0059	-60,84 %	-4,53 %	-0,0610

Tabla 4.19: Variación de indicadores de control de lazo cerrado sin mediciones respecto al caso con mediciones ante un cambio de referencia de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en $t = 2$ [s] para implementación experimental.

logran seguir la referencia, representada por la línea punteada de color gris, durante un cambio en dicha referencia.

En la Tabla 4.18, se presentan los principales indicadores de control a lazo cerrado para ambos casos. Se observan diferencias notables entre ellos, las cuales son más pronunciadas que las que se presentaron en el escenario de simulación real. La Tabla 4.19 muestra las variaciones en los indicadores al pasar de un control a lazo cerrado con mediciones a uno sin mediciones. En esta tabla, destacan las variaciones en el overshoot ΔM_p y undershoot ΔM_u para todas las variables de control, siendo mayores que los resultados obtenidos en los escenarios de simulación real, tal como se muestra en la Tabla 4.14.

En relación con las estimaciones, se evidencian notables diferencias en los valores estimados del valor medio de la variable \bar{v}_{cm} . En el caso del control a lazo cerrado con mediciones, se observa una diferencia en el valor en estado estacionario de aproximadamente $0,68$ [V] para una referencia

$i_o^* = 1,20$ [A] y $0,69$ [V] para una referencia $i_o^* = 2,32$ [A]. En el caso del control sin mediciones, la diferencia es de aproximadamente $0,64$ [V] para una referencia $i_o^* = 1,20$ [A] y $0,66$ [V] para una referencia $i_o^* = 2,32$ [A]. Estas diferencias se presentan de manera porcentual en la Figura 4.38. Además, no se observa una diferencia notable en el comportamiento transitorio de la estimación al modificar el tipo de control a lazo cerrado.

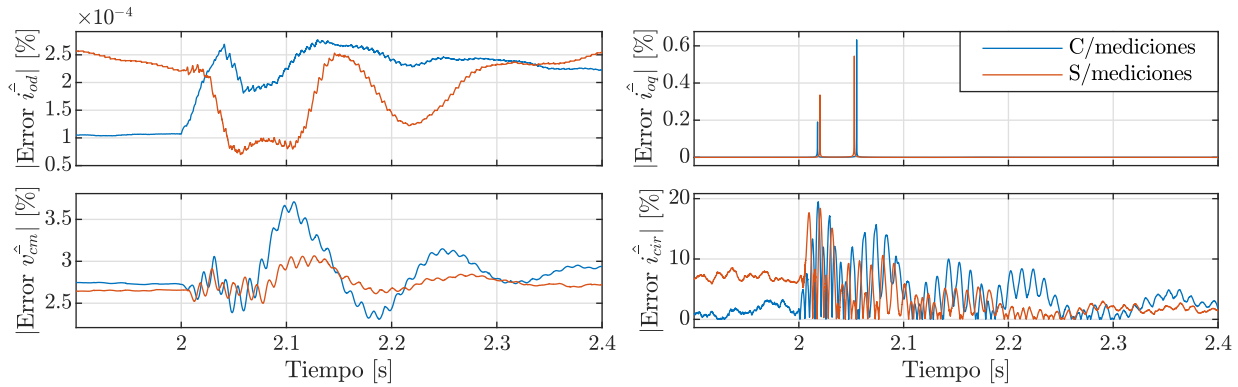


Figura 4.38: Error relativo de variables de control entre $t = 1,9$ y $2,4$ [s] para un cambio de referencia a lazo cerrado de $i_o^* = 1,20$ a $2,32$ [A] en implementación experimental.

En resumen, se concluye que en la implementación experimental es factible controlar el convertidor a lazo cerrado sin mediciones o *sensorless*. No obstante, es crucial tener en cuenta el error en estado estacionario de la estimación. Asimismo, se destaca la discrepancia entre el comportamiento del convertidor simulado y el real, lo que impacta de manera significativa en el control del convertidor.

Capítulo 5

Conclusiones

En este trabajo de titulación, se logró con éxito el **objetivo principal** de implementar el control de un convertidor modular multinivel, sin medición de las variables internas de este mismo, para una carga pasiva R – L. Esta implementación se llevó a cabo en un convertidor modular multinivel previamente desarrollado en el Laboratorio de Electromovilidad del Departamento de Ingeniería Eléctrica, ubicado en el Campus San Joaquín de la Universidad Técnica Federico Santa María. El control del convertidor, la estimación de variables internas y la adquisición o medición de señales se llevaron a cabo utilizando la plataforma MicroLabBox[©] y la herramienta ControlDesk[©].

Para lograr este objetivo, se llevó a cabo un exhaustivo análisis del estado del arte de los convertidores modulares multinivel y las estrategias de estimación más destacadas. De este análisis, se determinó que las estrategias más comúnmente empleadas para la estimación de variables en este tipo de convertidores incluyen observadores de estado basados en *Sliding Mode* y Filtros de Kalman Extendidos. En la mayoría de estos enfoques, se requiere la medición de ciertas variables internas del convertidor para llevar a cabo la estimación de las restantes. Cabe destacar que, de los estudios revisados, únicamente se encontró un artículo que realiza estimaciones sin medición de variables internas, aunque dicho artículo solo presenta resultados de simulación.

De esta forma, se modeló el convertidor utilizando la herramienta PLECS[©] dentro del entorno Simulink[©] de MATLAB[©]. El sistema de estimación de variables internas se diseñó en Simulink, manteniendo una conexión directa con el convertidor. De manera análoga, se implementó el modelado del sistema de control.

Este enfoque en el modelado permitió simular el sistema en dos escenarios: uno ideal y otro real. Además, el sistema de estimación se sometió a pruebas en cuatro casos: arranque con condiciones iniciales cero, cambio de referencia a lazo abierto, cambio de referencia a lazo cerrado con mediciones y sin mediciones. En el escenario de simulación ideal, se obtuvieron resultados prometedores para las estimaciones, con un bajo error porcentual, con la excepción de la corriente circulante, ya que la estimación no considera las conmutaciones en esta. Sin embargo, las principales componentes armónicas mostraron una baja diferencia en magnitud y fase.

En consecuencia, se determinó que, para el esquema de control propuesto, es viable controlar el convertidor sin mediciones o *sensorless*. El sistema de estimación no introduce modificaciones sustanciales a la planta a controlar, y la estimación de los valores medios de las variables a controlar presenta un error inferior al 1 % para índices de modulación superiores a 0,5.

En el escenario de simulación real, se observa un aumento en el error en estado estacionario de las variables estimadas, así como en el valor medio de las estimaciones de las variables de control. No

obstante, es factible realizar el control a lazo cerrado sin mediciones o *sensorless*, dado que la planta no experimenta variaciones significativas en su dinámica, aunque sí en los valores medios de las variables a controlar en estado estacionario, con un error inferior al 22 % para índices de modulación superiores a 0,5. Esta diferencia en los valores en estado estacionario se atribuye principalmente al tiempo muerto incorporado en el convertidor, el cual no se modela en el sistema de estimación. Una solución potencial a este problema es compensar este error en estado estacionario con ganancias adicionales proporcionales al índice de modulación.

Finalmente, se implementa el mismo sistema de control y estimación propuesto en el convertidor, al cual se le someten a las mismas pruebas previamente mencionadas para los escenarios de simulación. En este caso, el error de estimación es mayor, dado que existen varios elementos no modelados en el sistema de estimación, como la dinámica de encendido y apagado de los semiconductores, el tiempo muerto en estos y la fuente de alimentación utilizada en el enlace DC.

En relación con las variables de control, se observa que estas presentan un error inferior al 22 % para índices de modulación superiores a 0,5. No obstante, se evidencian diferencias notables en la dinámica del convertidor en este caso, siendo más lenta que la simulada previamente. A pesar de ello, el sistema de control logra llevar las variables de control a sus valores de referencia. De esta manera, se logra implementar el control *sensorless* en el convertidor modular multinivel, aunque con una variación en su valor en estado estacionario.

En el ámbito de futuras investigaciones relacionadas con esta línea de estudio, se sugieren las siguientes propuestas:

- Evaluar el rendimiento del sistema de estimación propuesto mediante la implementación de otros esquemas de modulación.
- Desarrollar un sistema que compense las diferencias del valor medio de las estimaciones en estado estacionario en función de sus referencias m o i_o^* .
- Desarrollar un sistema que modele de manera precisa la segunda armónica de la corriente circulante.
- Incorporar en el estimador la representación del comportamiento de los semiconductores con tiempo muerto, así como sus dinámicas de encendido y apagado.

Bibliografía

- [1] S. Du, A. Dekka, B. Wu, and N. Zargari, *Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications*. Wiley - IEEE Press, 2018.
- [2] I. W. Hosting, “Introduction to the trans bay cable project.” https://www.ewh.ieee.org/r6/san_francisco/pes/pes_pdf/TransBayCable2014.pdf.
- [3] G. Konstantinou, H. R. Wickramasinghe, C. D. Townsend, S. Ceballos, and J. Pou, “Estimation methods and sensor reduction in modular multilevel converters: A review,” in *2018 8th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*, pp. 23–28, 2018.
- [4] D. Abarca, “Diseño e implementación de un convertidor modular multinivel para evaluación de estrategias de control en accionamientos eléctricos,” *Universidad Técnica Federico Santa María*, 2020.
- [5] F. Morales, “Implementación de rutina para modulación vectorial de convertidor multicelda mediante unidad fpga considerando compensación de desbalance de tensión en los condensadores,” *Universidad Técnica Federico Santa María*, 2020.
- [6] D. Boutat and G. Zheng, *Observer Design for Nonlinear Dynamical Systems*. Springer Cham, 2021.
- [7] C. K. Chui and G. Chen, *Kalman Filtering with Real-Time Applications*. Springer Berlin, Heidelberg, 2009.
- [8] H. Nademi, A. Das, and L. E. Norum, “Modular multilevel converter with an adaptive observer of capacitor voltages,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 235–248, 2015.
- [9] H. Liu, K. Ma, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “Design of state observer for modular multilevel converter,” in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–6, 2015.
- [10] H. Liu, K. Ma, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, “A sensorless control method for capacitor voltage balance and circulating current suppression of modular multilevel converter,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6376–6384, 2015.
- [11] O. Abushafa, S. Gadoue, M. Dhaidah, and D. Aktinson, “Capacitor voltage estimation in modular multilevel converters using a kalman filter algorithm,” in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 3016–3021, 2015.
- [12] M. Abdelsalam, M. Marei, S. Tennakoon, and A. Griffiths, “Capacitor voltage balancing strategy based on sub-module capacitor voltage estimation for modular multilevel converters,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 65–73, 2016.

-
- [13] Y. Luo, F. Wang, T. Bai, H. Guo, and X. Feng, "A sensorless control method for mmc based on sliding mode observer," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, pp. 1–6, 2018.
- [14] M. D. Islam, R. Razzaghi, and B. Bahrani, "Arm-sensorless sub-module voltage estimation and balancing of modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 35, no. 2, pp. 957–967, 2020.
- [15] X. Liu, L. Qiu, J. Ma, Y. Fang, W. Wu, Z. Peng, and D. Wang, "A fast finite-level-state model predictive control strategy for sensorless modular multilevel converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 3570–3581, 2021.
- [16] M. Bagheri-Hashkavayi, S. M. Barakati, S. Yousofi-Darmian, and V. Barahouei, "Improved sensor reduction method in modular multilevel converters with open-loop controller based on arms energy estimation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 37, no. 6, pp. 5003–5013, 2022.
- [17] P. Poblete, G. Pizarro, G. Droguett, F. Núñez, P. D. Judge, and J. Pereda, "Distributed neural network observer for submodule capacitor voltage estimation in modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, pp. 10306–10318, 2022.
- [18] G. Pizarro, P. Poblete, G. Droguett, J. Pereda, and F. Núñez, "Extended kalman filtering for full-state estimation and sensor reduction in modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 2, pp. 1927–1938, 2023.
- [19] R. Chakraborty, J. Samantaray, S. Chakrabarty, and A. Dey, "Capacitor voltage estimation of mmc using a discrete-time sliding mode observer based on discrete model approach," in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PES-GRE2020)*, pp. 1–6, 2020.
- [20] H. Wang, S. Yang, W. Song, and O. Boon Teck, "A matrix construction based capacitor voltage measuring scheme for modular multilevel converter with reduced voltage sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, pp. 10095–10100, 2022.

Apéndice A

Desarrollo de Ecuaciones de Estado

Para la estimación de variables internas primero se deben obtener las ecuaciones de estado que describan al sistema. Basándose en el convertidor mostrado en la Figura 3.1, se obtiene las siguiente ecuación de *Ley de tensiones de Kirchhoff* en el brazo superior:

$$\frac{V_{dc}}{2} - S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - R_a i_u(t) - L_a \frac{di_u(t)}{dt} - L_m \frac{di_l(t)}{dt} = v_o(t) \quad (\text{A.1})$$

Y en el brazo inferior:

$$\frac{V_{dc}}{2} - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_l(t) - L_a \frac{di_l(t)}{dt} - L_m \frac{di_u(t)}{dt} = -v_o(t) \quad (\text{A.2})$$

Al restar las Ecuaciones (A.1) y (A.2) se obtiene:

$$\begin{aligned} -S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) - R_a (i_u(t) - i_l(t)) \\ - L_a \left(\frac{di_u(t)}{dt} - \frac{di_l(t)}{dt} \right) + L_m \left(\frac{di_u(t)}{dt} - \frac{di_l(t)}{dt} \right) = 2v_o(t) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{aligned} -S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) \\ - R_a (i_u(t) - i_l(t)) - (L_a - L_m) \left(\frac{di_u(t)}{dt} - \frac{di_l(t)}{dt} \right) = 2v_o(t) \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned} -S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) \\ - R_a (i_u(t) - i_l(t)) - (L_a - L_m) \frac{d(i_u(t) - i_l(t))}{dt} = 2v_o(t) \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

De la ecuación (3.2) se tiene:

$$i_o(t) = i_u(t) - i_l(t) \quad (\text{A.6})$$

Y reemplazando con la Ecuación (A.6) en (A.5) se tiene:

$$-S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - (L_a - L_m) \frac{di_o(t)}{dt} = 2v_o(t) \quad (\text{A.7})$$

Despejando el termino diferencial se obtiene:

$$\frac{di_o(t)}{dt} = \frac{1}{L_a - L_m} \left(-S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) + S_3(t)v_{c3}(t) + S_4(t)v_{c4}(t) - R_a i_o(t) - 2v_o(t) \right) \quad (\text{A.8})$$

La Ecuación (A.8) corresponde a la ecuación de estado de la corriente de salida $i_o(t)$ donde $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$, $v_{c4}(t)$ e $i_o(t)$ son variables de estado.

Por otra parte, al sumar las Ecuaciones (A.1) y (A.2) se obtiene:

$$\begin{aligned} v_{dc}(t) - S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) \\ - R_a (i_u(t) + i_l(t)) - L_a \left(\frac{di_u(t)}{dt} + \frac{di_l(t)}{dt} \right) - L_m \left(\frac{di_u(t)}{dt} + \frac{di_l(t)}{dt} \right) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{aligned} v_{dc}(t) - S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) \\ - R_a (i_u(t) + i_l(t)) - (L_a + L_m) \left(\frac{di_u(t)}{dt} + \frac{di_l(t)}{dt} \right) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{aligned} v_{dc}(t) - S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) \\ - R_a (i_u(t) + i_l(t)) - (L_a + L_m) \frac{d(i_u(t) + i_l(t))}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

De la Ecuación (2.28) se tiene:

$$i_{cir}(t) = \frac{i_u(t) + i_l(t)}{2} \quad (\text{A.12})$$

Y reemplazando con la Ecuación (A.12) en (A.11) se tiene:

$$v_{dc}(t) - S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) - 2R_a i_{cir}(t) - 2(L_a + L_m) \frac{di_{cir}(t)}{dt} = 0 \quad (\text{A.13})$$

Y despejando el termino diferencial se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{di_{cir}(t)}{dt} = \frac{1}{2(L_a + L_m)} \left(-S_1(t)v_{c1}(t) - S_2(t)v_{c2}(t) \right. \\ \left. - S_3(t)v_{c3}(t) - S_4(t)v_{c4}(t) - 2R_a i_{cir}(t) + v_{dc}(t) \right) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

La Ecuación (A.14) corresponde a la ecuación de estado de la corriente circulante $i_{cir}(t)$ donde $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$, $v_{c4}(t)$ e $i_{cir}(t)$ son variables de estado.

Con respecto a las ecuaciones de estado para la tensión en los condensadores de los SM, estas fueron descritas en la Ecuación (2.4), donde:

$$\frac{dv_{ci}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_i(t) i_x(t) \quad (\text{A.15})$$

De esta manera, para el SM 1 se tiene que su ecuación de estado es:

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_1(t) i_u(t) \quad (\text{A.16})$$

De las Ecuaciones (A.6) y (A.12) se tiene:

$$i_u(t) = i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \quad (\text{A.17})$$

Y reemplazando con la Ecuación (A.17) en (A.16) se obtiene:

$$\frac{dv_{c1}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_1(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (\text{A.18})$$

Para el SM 2 se repite el mismo procedimiento basándose en la Ecuación (A.15) obteniendo:

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_2(t) i_u(t) \quad (\text{A.19})$$

Y reemplazando con la Ecuación (A.17) en (A.19) se tiene:

$$\frac{dv_{c2}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_2(t) \left(i_{cir}(t) + \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (\text{A.20})$$

Para el SM 3 se tiene que su ecuación de estado es:

$$\frac{dv_{c3}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_3(t) i_l(t) \quad (\text{A.21})$$

De la Ecuación (3.4) se tiene:

$$i_l(t) = i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \quad (\text{A.22})$$

Y al reemplazar con la Ecuación (A.22) en (A.21) se obtiene:

$$\frac{dv_{c3}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_3(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (\text{A.23})$$

Al repetir este mismo procedimiento con SM 4 se consigue:

$$\frac{dv_{c4}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_4(t) i_l(t) \quad (\text{A.24})$$

Y al reemplazar con la Ecuación (A.22) en (A.24) resulta:

$$\frac{dv_{c4}(t)}{dt} = \frac{1}{C} S_4(t) \left(i_{cir}(t) - \frac{i_o(t)}{2} \right) \quad (\text{A.25})$$

De esta manera, las Ecuaciones (A.18), (A.20), (A.23) y (A.25) corresponden a las ecuaciones de estado para las tensiones de condensador $v_{c1}(t)$, $v_{c2}(t)$, $v_{c3}(t)$ y $v_{c4}(t)$.

Así, con las Ecuaciones (A.18), (A.20), (A.23), (A.25), (A.8) y (A.14) se puede formar el espacio de estados del convertidor mostrado en la Figura 3.1.

Apéndice B

Desarrollo de Matriz de Observabilidad del Espacio de Estados

Para el espacio de estados propuesto en las Ecuaciones (3.18) y (3.20) se tiene que la matriz de observabilidad $d\mathcal{O}$ se define como:

$$d\mathcal{O} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ dL_f^5 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

De esta manera, se tiene que el primer componente de la matriz de observabilidad θ_1 se define como:

$$L_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{g}(\mathbf{x}) = i_o \quad (\text{B.2})$$

$$\theta_1 = dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) = di_o \quad (\text{B.3})$$

En este se observa la única presencia del termino di_o dado que es el primer componente $dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x})$ de la *derivada de Lie*.

Por otra parte, el segundo componente θ_2 es:

$$\begin{aligned} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) &= \dot{i}_o \\ &= \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1 v_{c1} - D_2 v_{c2} + D_3 v_{c3} + D_4 v_{c4} - R_a i_o - 2v_o \right) \\ &= \frac{1}{L_a - L_m} \left(-D_1 v_{c1} - D_2 v_{c2} + D_3 v_{c3} + D_4 v_{c4} - R_a L_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - 2v_o \right) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

$$\begin{aligned}
\theta_2 &= dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} (-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} + D_3 dv_{c3} + D_4 dv_{c4} - R_a dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x})) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} (-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} + D_3 dv_{c3} + D_4 dv_{c4} - R_a \theta_1)
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Así, se observa que θ_2 corresponde a una combinación lineal de dv_{c1} , dv_{c2} , dv_{c3} , dv_{c4} y θ_1 o di_o .

El tercer termino θ_3 corresponde a:

$$\begin{aligned}
L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{L_a - L_m} (-D_1 v_{c1} - D_2 v_{c2} + D_3 v_{c3} + D_4 v_{c4} - R_a L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x})) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} i_o - R_a L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right)
\end{aligned} \tag{B.6}$$

$$\begin{aligned}
\theta_3 &= dL_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} di_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} di_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_1 - R_a \theta_2 \right)
\end{aligned} \tag{B.7}$$

De θ_3 se observa la combinación lineal de 3 elementos: di_{cir} , θ_1 y θ_2 .

El cuarto termino θ_4 es:

$$\begin{aligned}
L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} (-D_1 v_{c1} - D_2 v_{c2} - D_3 v_{c3} - D_4 v_{c4} - 2R_a i_{cir} + v_{dc}) \right. \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right)
\end{aligned} \tag{B.8}$$

$$\begin{aligned}
\theta_4 &= dL_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} - D_3 dv_{c3} - D_4 dv_{c4} - 2R_a di_{cir} \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a dL_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-D_1 dv_{c1} - D_2 dv_{c2} - D_3 dv_{c3} - D_4 dv_{c4} - 2R_a di_{cir} \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_2 - R_a \theta_3 \right) \quad (\text{B.9}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{C} di_{cir} - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_2 - R_a \theta_3 \right)
\end{aligned}$$

En θ_4 se observa la combinación lineal de 3 términos: di_{cir} , θ_2 y θ_3 . Sin embargo, θ_3 es una combinación de di_{cir} , θ_1 y θ_2 . De esta manera, θ_4 es una combinación lineal 4 términos de: di_{cir} , di_{cir} , θ_1 y θ_2 .

El quinto termino θ_5 es:

$$\begin{aligned}
L_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-D_1 v_{c1} - D_2 v_{c2} - D_3 v_{c3} - D_4 v_{c4} - 2R_a i_{cir} \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - 2R_a i_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} i_o \right) - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - 2R_a i_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} i_o \right) - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \quad (\text{B.10}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} i_{cir} - 2R_a i_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\theta_5 &= dL_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} di_{cir} - 2R_a di_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^0 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^2 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a dL_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \quad (B.11) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} di_{cir} - 2R_a di_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_1 \right) - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_3 - R_a \theta_4 \right)
\end{aligned}$$

Así como con θ_4 , θ_5 es una combinación lineal de su termino anterior de la *derivada de Lie*. De esta manera, se tiene que del resultado obtenido es una combinación lineal de di_{cir} , $d\dot{i}_{cir}$, θ_1 y θ_2 .

Finalmente, el ultimo termino θ_6 de la matriz de observabilidad $d\mathcal{O}$ es:

$$\begin{aligned}
L_f^5 \mathbf{g}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} \dot{i}_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} \dot{i}_o - \frac{R_a}{L_a + L_m} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \dot{i}_{cir} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - 2R_a \dot{i}_{cir} \right) \right) \right. \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \quad (B.12) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} \dot{i}_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - \frac{R_a}{L_a + L_m} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \dot{i}_{cir} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - 2R_a \dot{i}_{cir} \right) \right) \right) \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} L_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a L_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\theta_6 &= dL_f^5 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} \dot{d}i_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - \frac{R_a}{L_a + L_m} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \dot{d}i_{cir} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^1 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - 2R_a \dot{d}i_{cir} \right) \right) \right) \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} dL_f^3 \mathbf{g}(\mathbf{x}) - R_a dL_f^4 \mathbf{g}(\mathbf{x}) \right) \tag{B.13} \\
&= \frac{1}{L_a - L_m} \left(\frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C(L_a + L_m)} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{C} \dot{d}i_{cir} \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_2 - \frac{R_a}{L_a + L_m} \left(-\frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \dot{d}i_{cir} \right. \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \left. + \frac{-D_1 - D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_2 - 2R_a \dot{d}i_{cir} \right) \right) \right) \\
&\quad \left. - \frac{D_1 + D_2 + D_3 + D_4}{2C} \theta_4 - R_a \theta_5 \right)
\end{aligned}$$

Y al igual que θ_4 y θ_5 , θ_6 finalmente corresponde a una combinación lineal de $\dot{d}i_{cir}$, $d\dot{i}_{cir}$, θ_1 y θ_2 .

Apéndice C

Gráficos de Simulación e Implementación Experimental

C.1. Resultados de Simulación de Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto

C.1.1. Escenario Ideal

Pruebas con índice de modulación $m = 0,1$

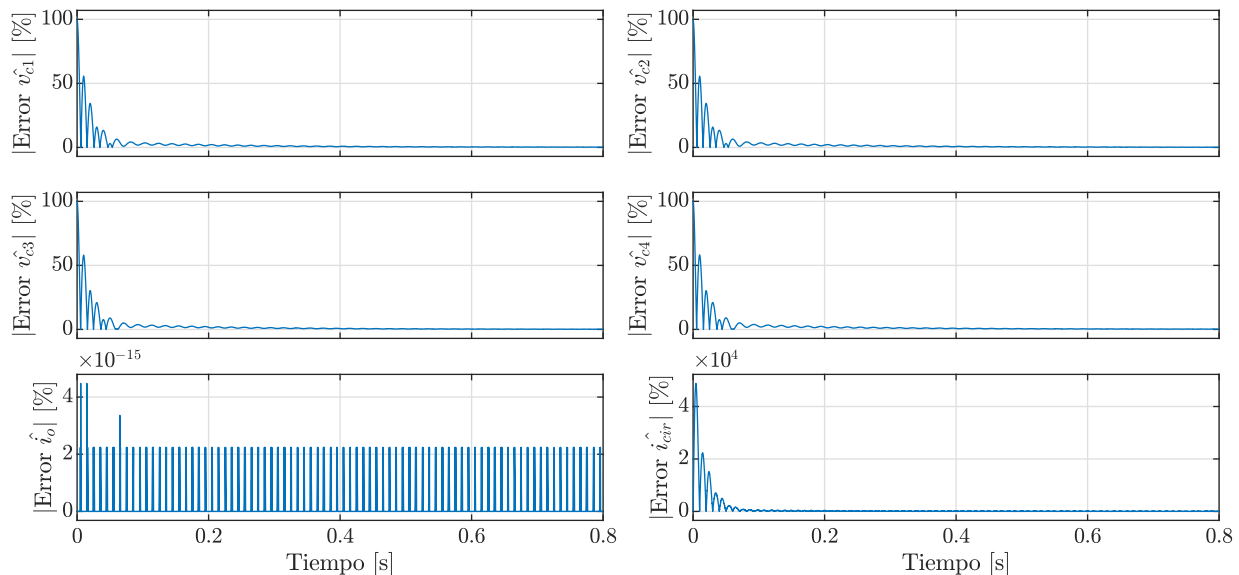


Figura C.1: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,8$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.

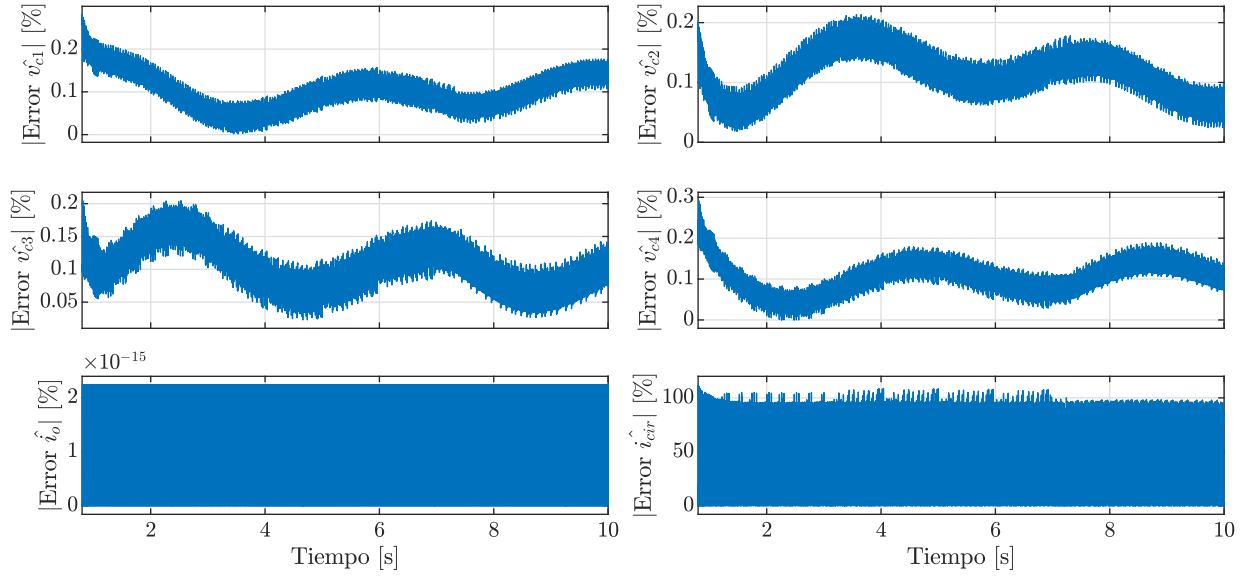


Figura C.2: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,8$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.

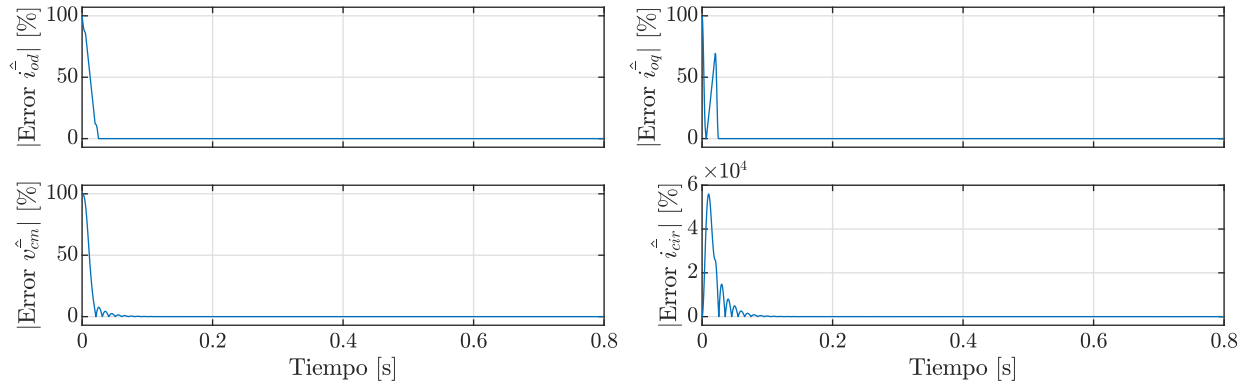


Figura C.3: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,8$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.

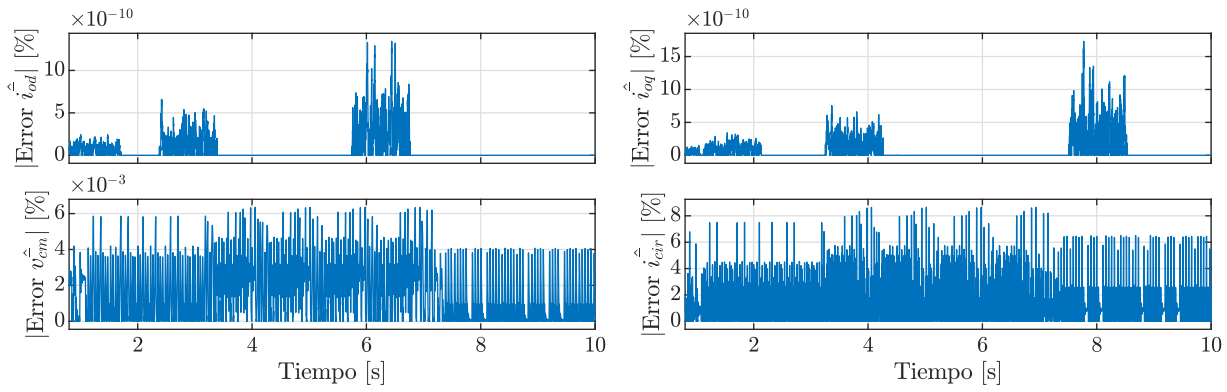


Figura C.4: Error relativo de variables de control entre $t = 0,8$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación ideal.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,5$

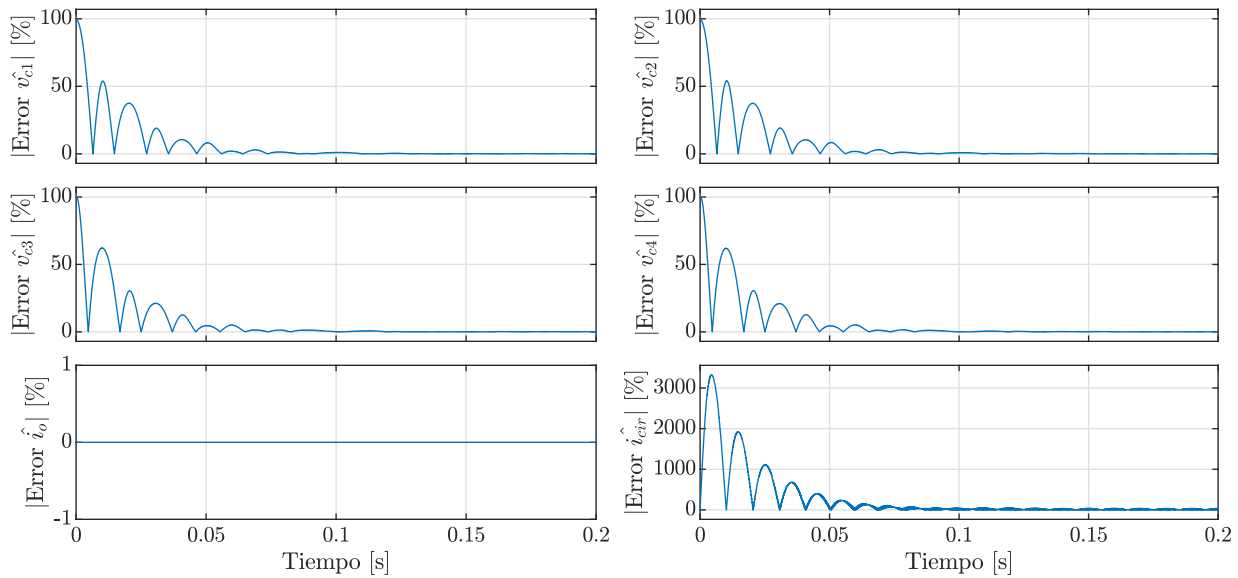


Figura C.5: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.

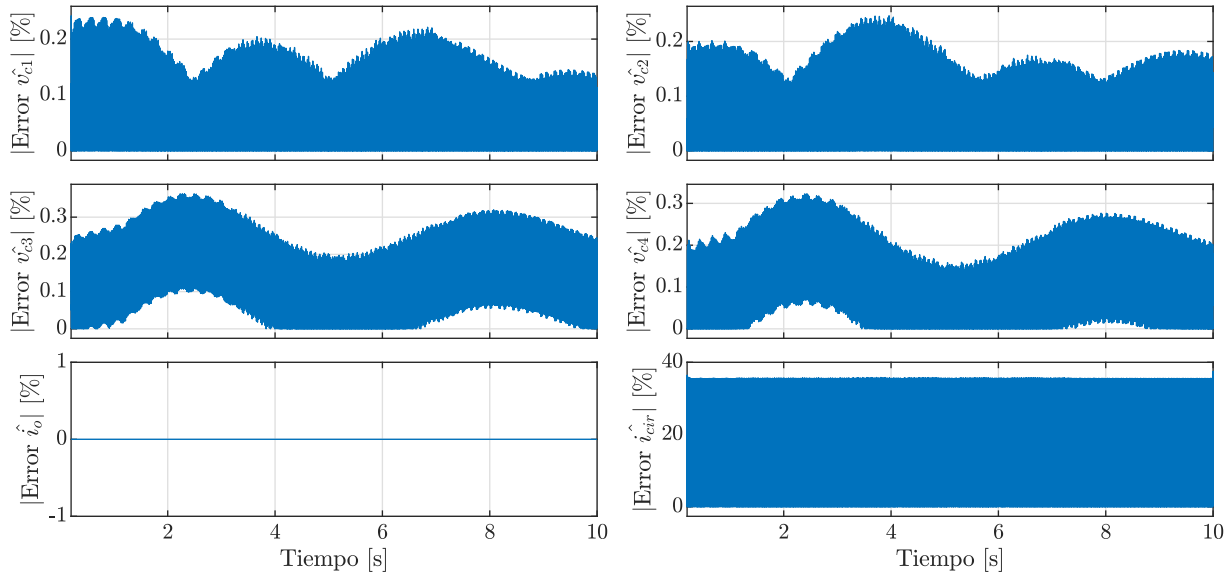


Figura C.6: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.

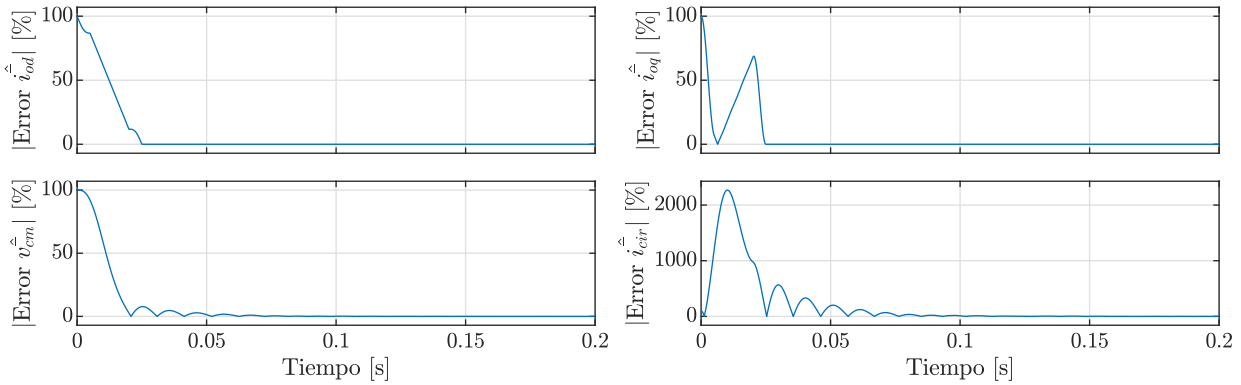


Figura C.7: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.

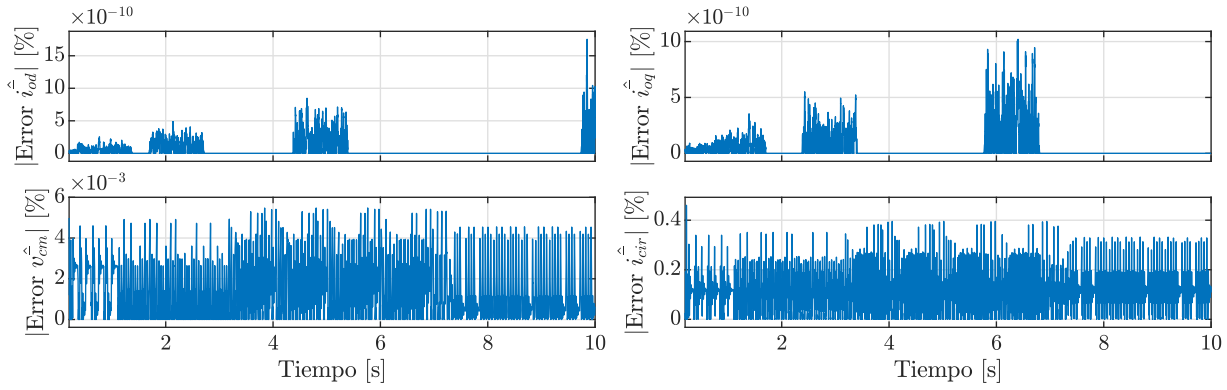


Figura C.8: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación ideal.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,9$

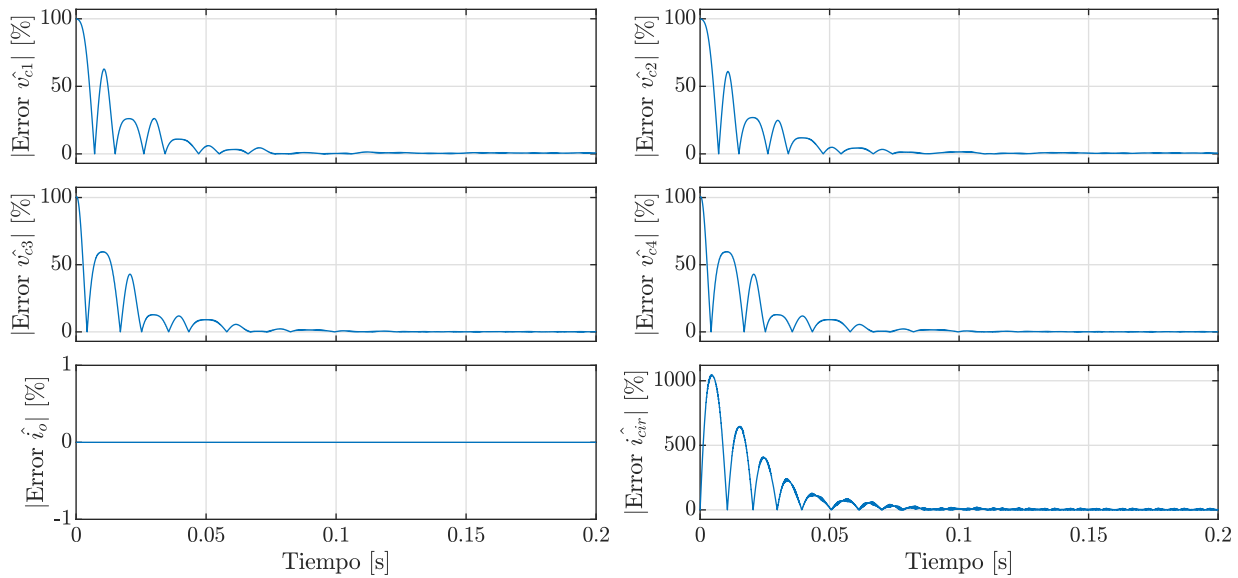


Figura C.9: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.

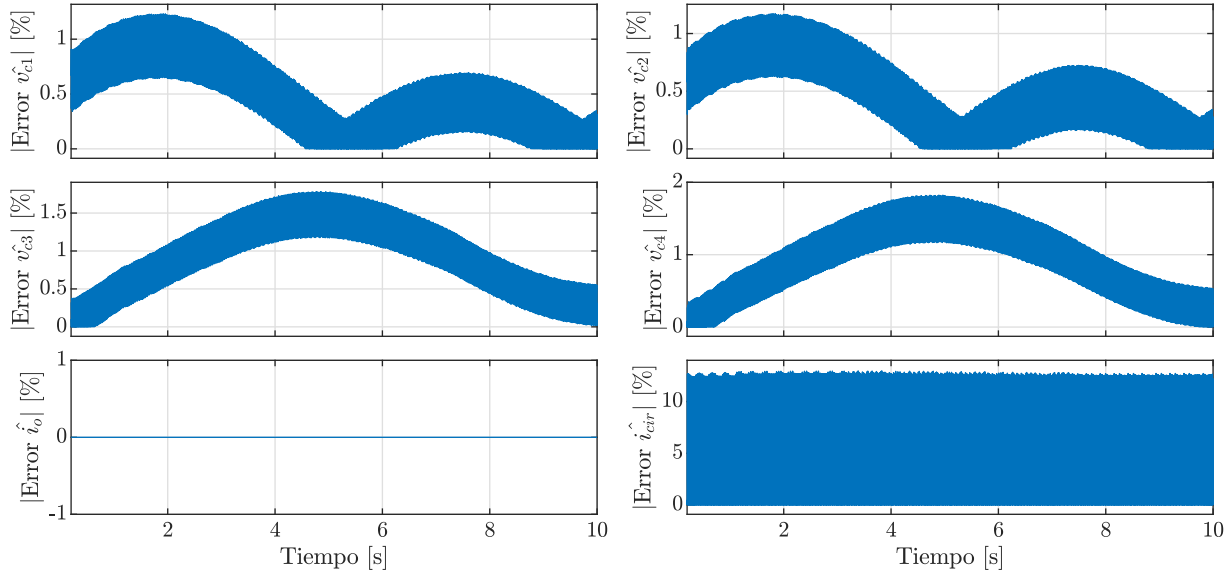


Figura C.10: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.

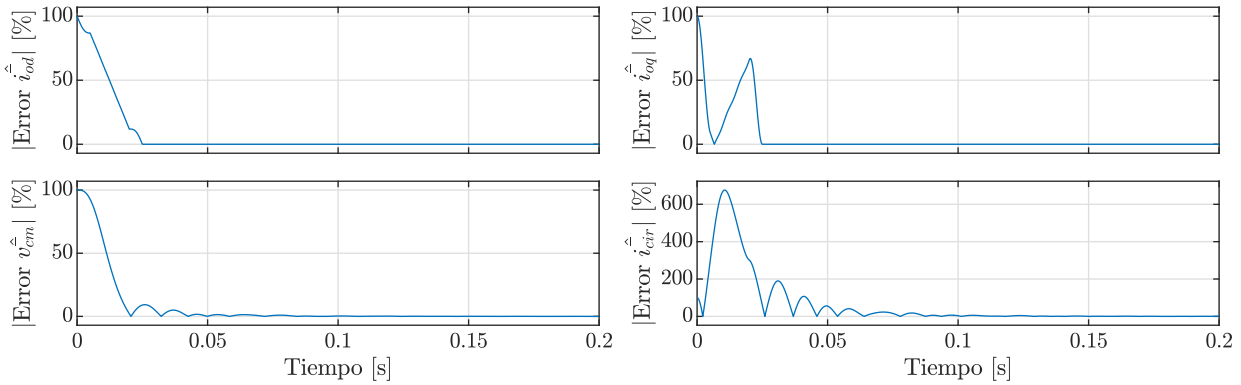


Figura C.11: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.

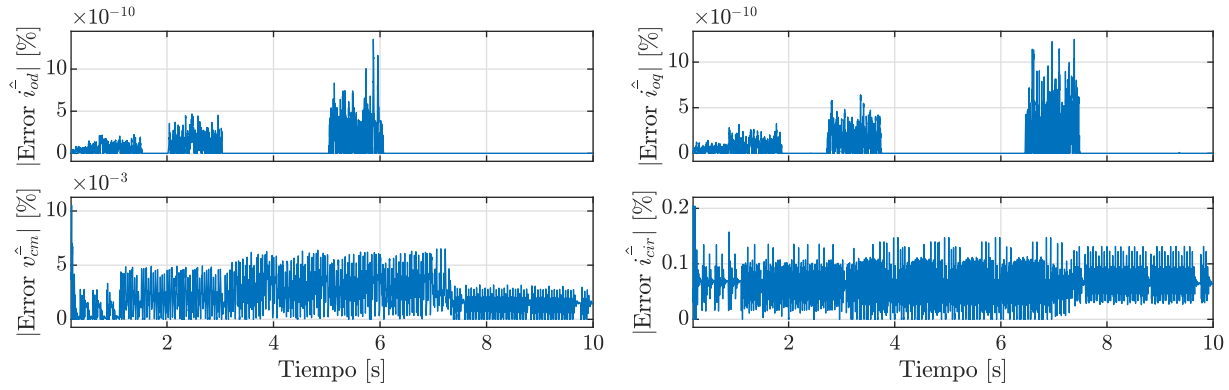


Figura C.12: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación ideal.

C.1.2. Escenario Real

Pruebas con índice de modulación $m = 0,1$

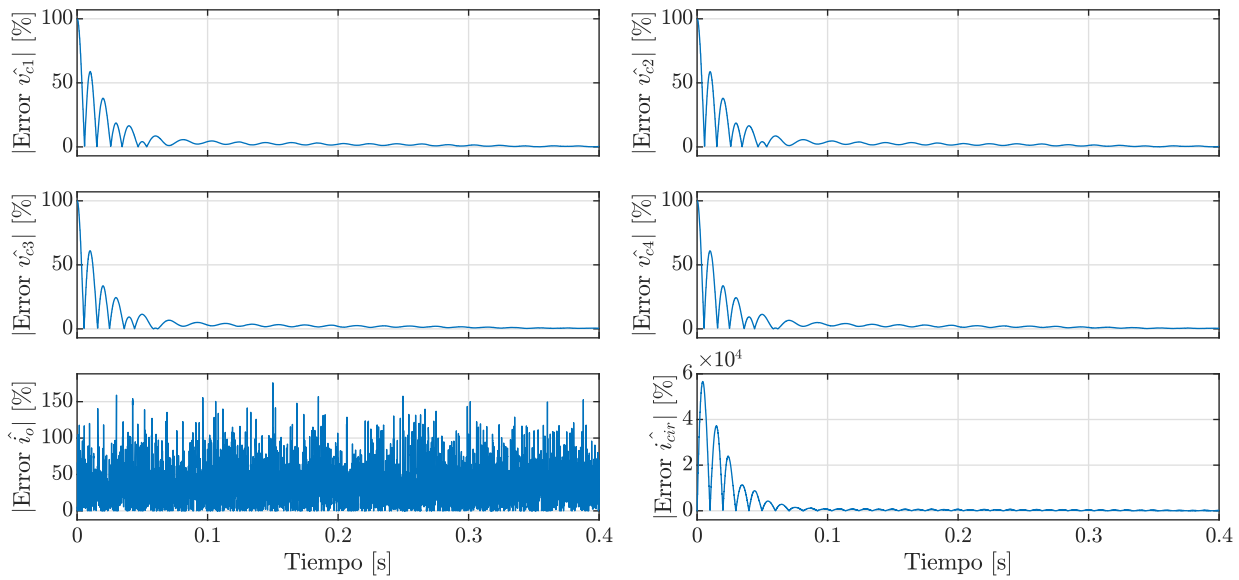


Figura C.13: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,4$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.

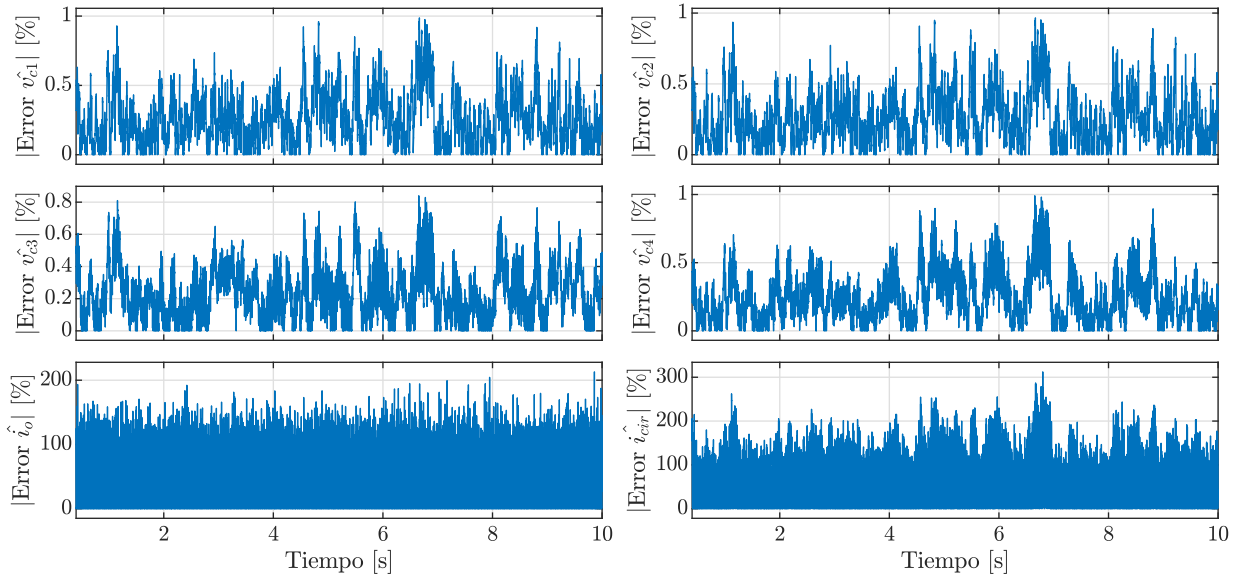


Figura C.14: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,4$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.

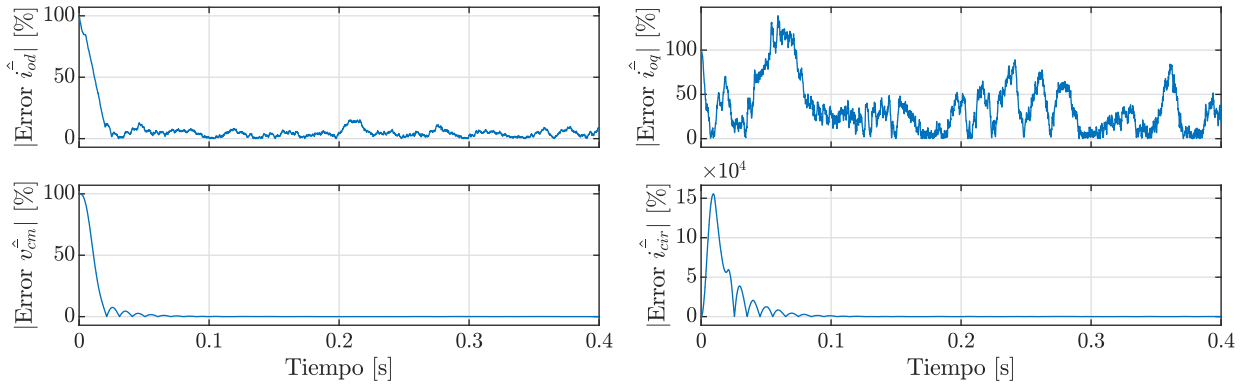


Figura C.15: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,4$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.

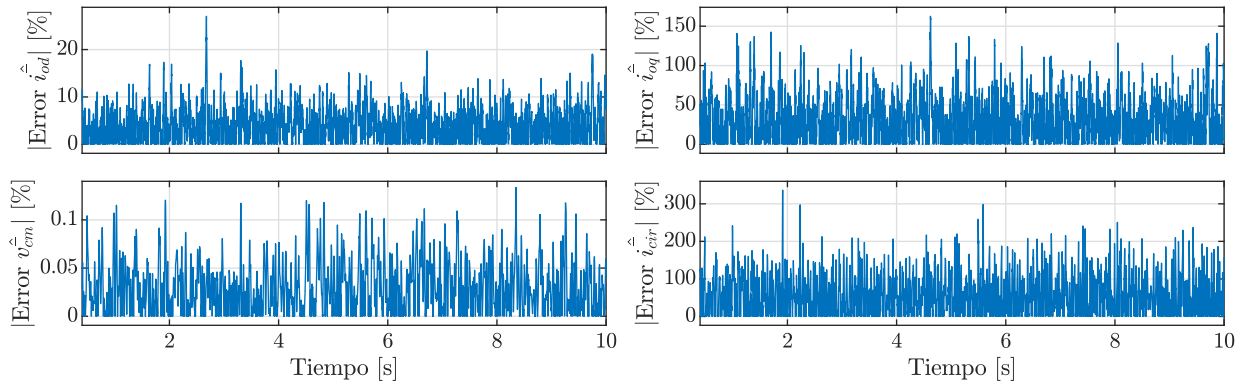


Figura C.16: Error relativo de variables de control entre $t = 0,4$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en el escenario de simulación real.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,5$

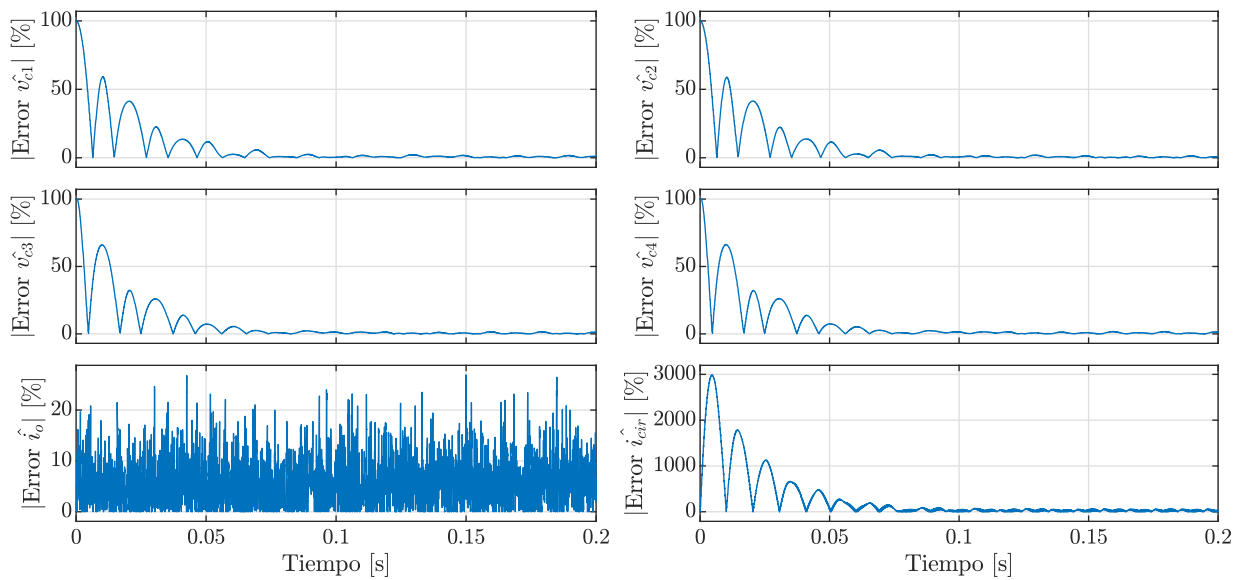


Figura C.17: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.

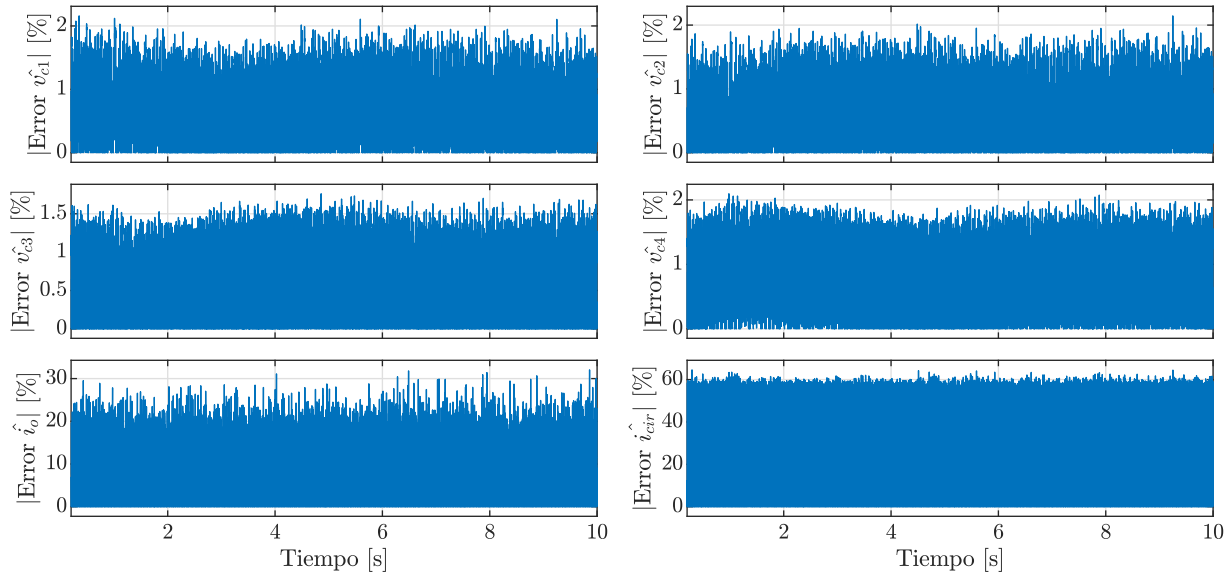


Figura C.18: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.

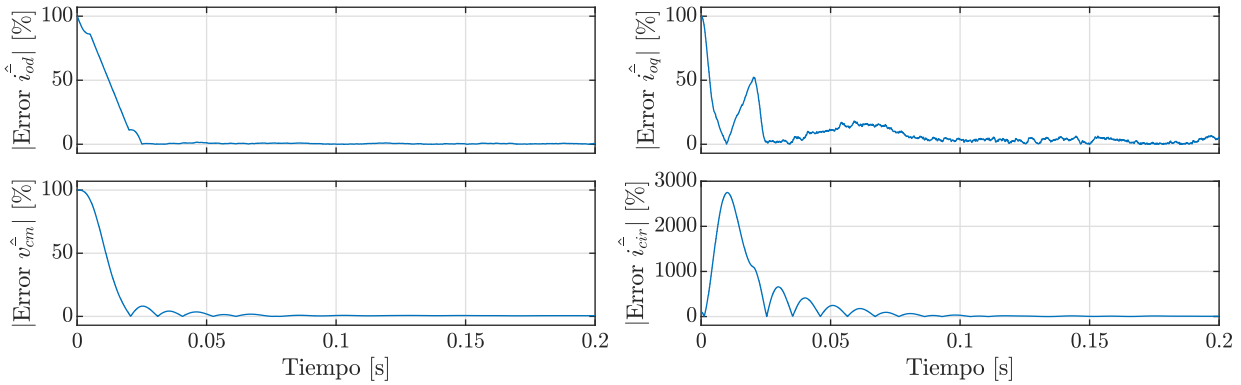


Figura C.19: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.

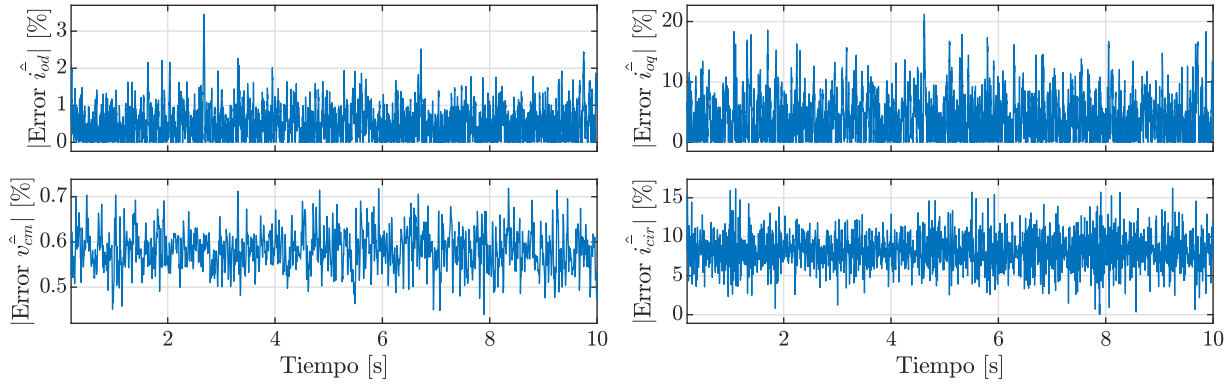


Figura C.20: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en el escenario de simulación real.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,9$

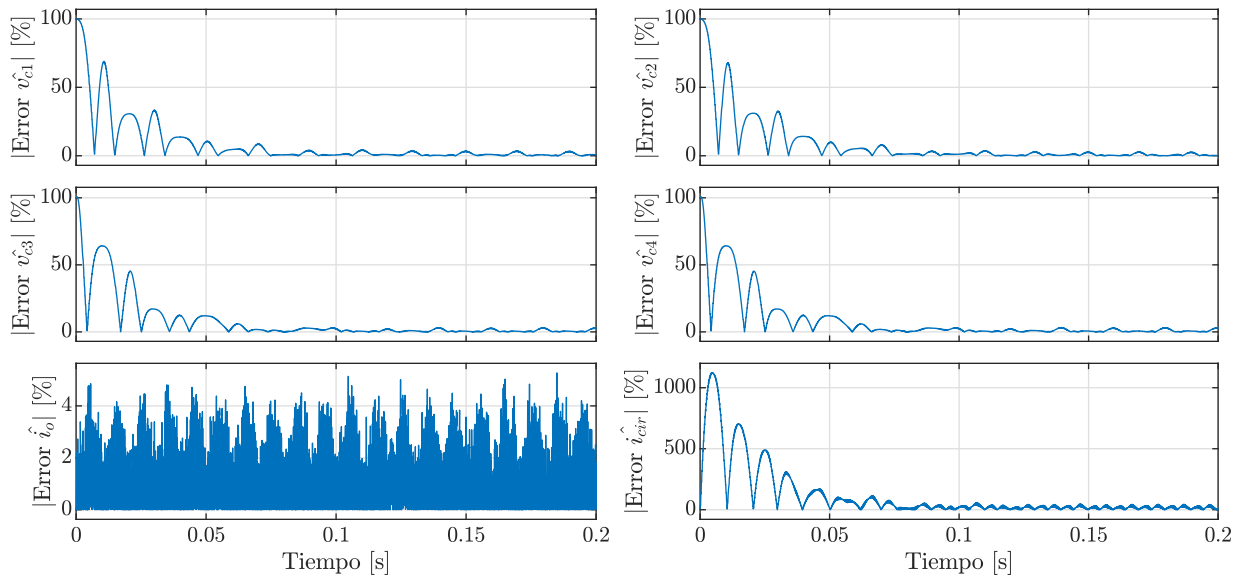


Figura C.21: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.

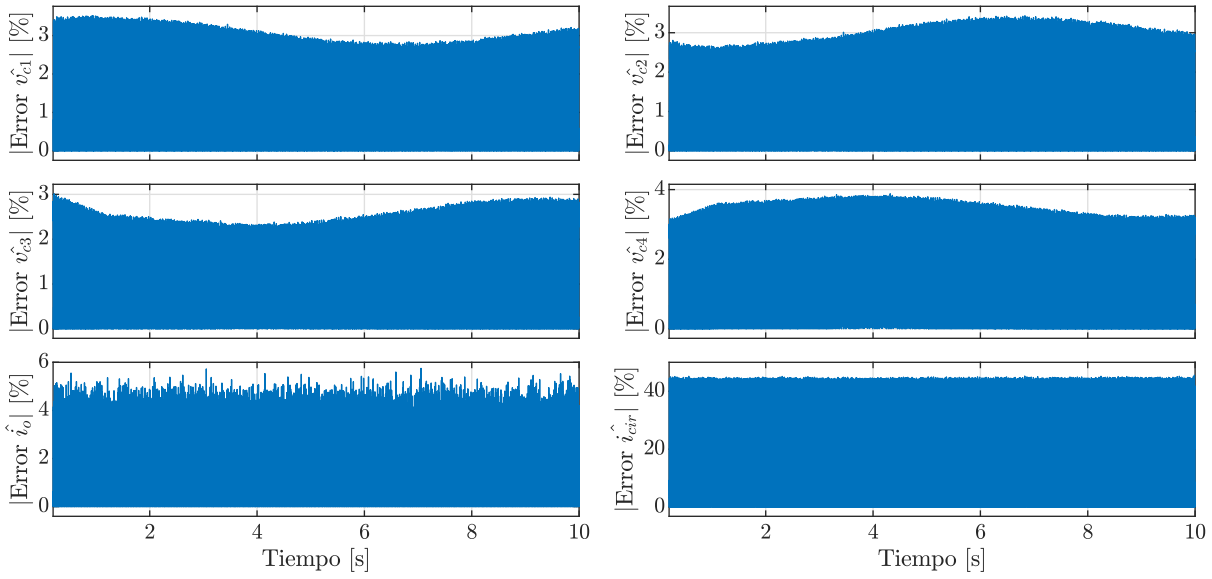


Figura C.22: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.

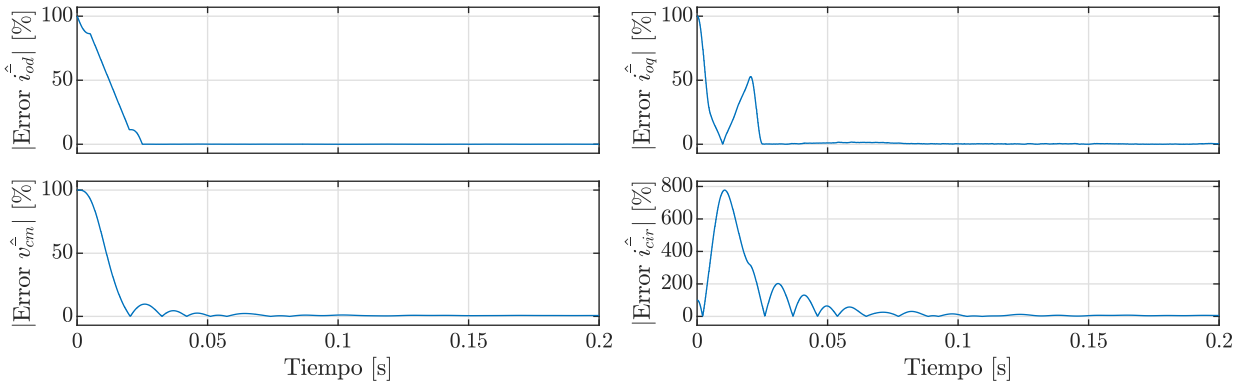


Figura C.23: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.

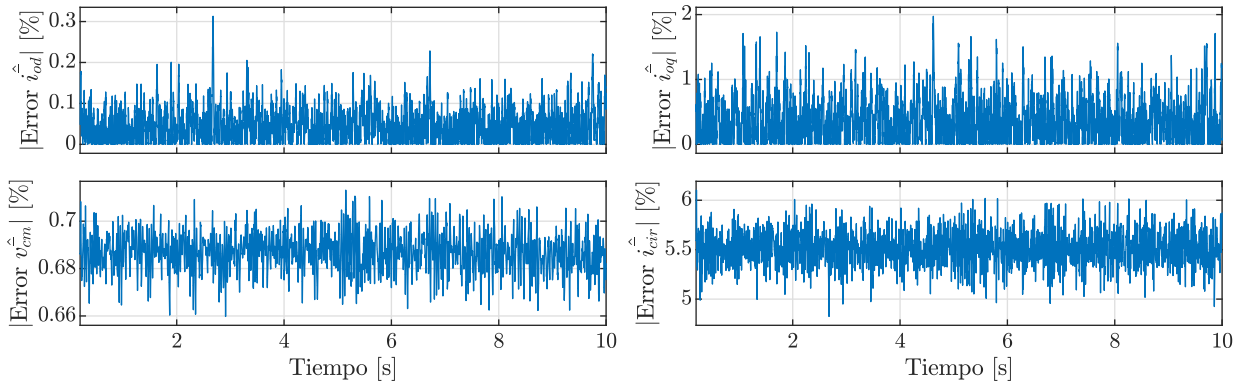


Figura C.24: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en el escenario de simulación real.

C.2. Resultados Experimentales de Arranque del Observador con Condiciones Iniciales Cero a Lazo Abierto

Pruebas con índice de modulación $m = 0,1$

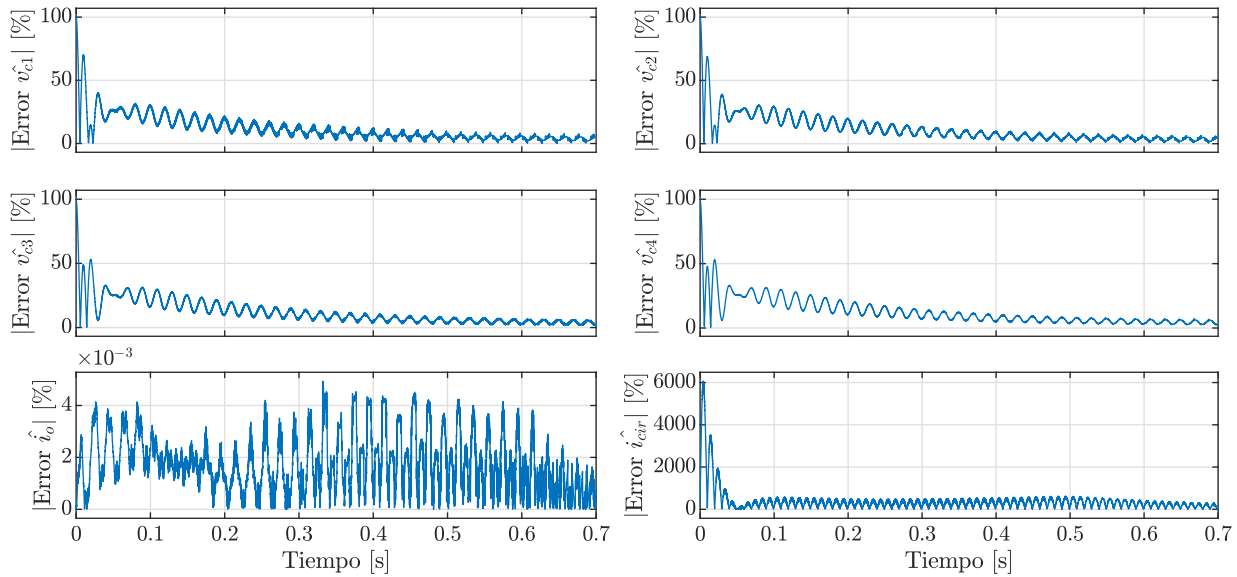


Figura C.25: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,7$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.

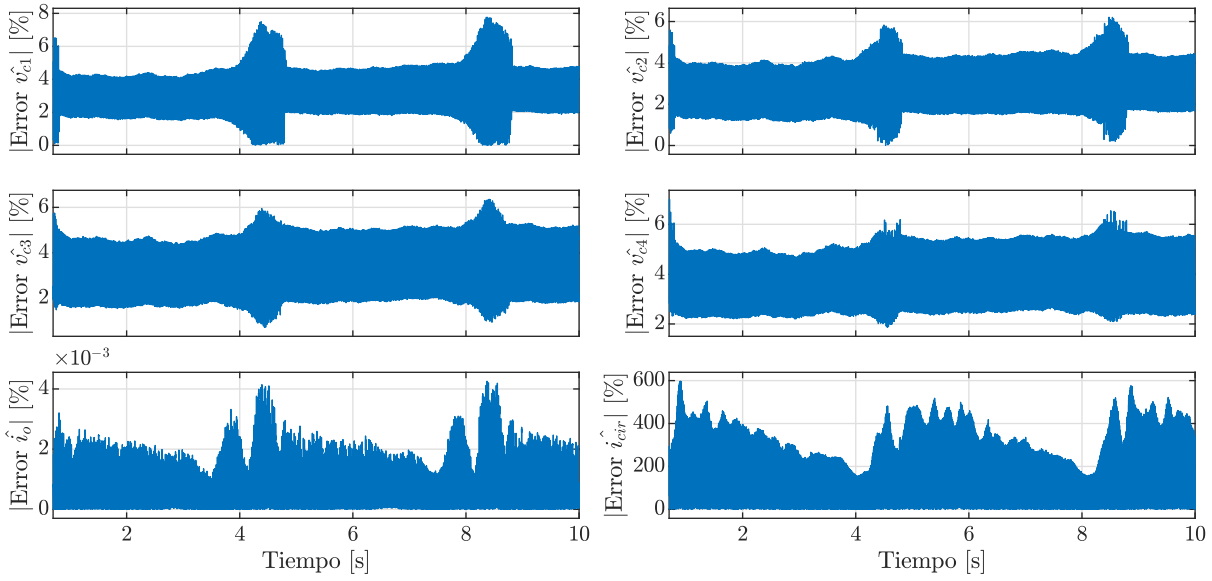


Figura C.26: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,7$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.

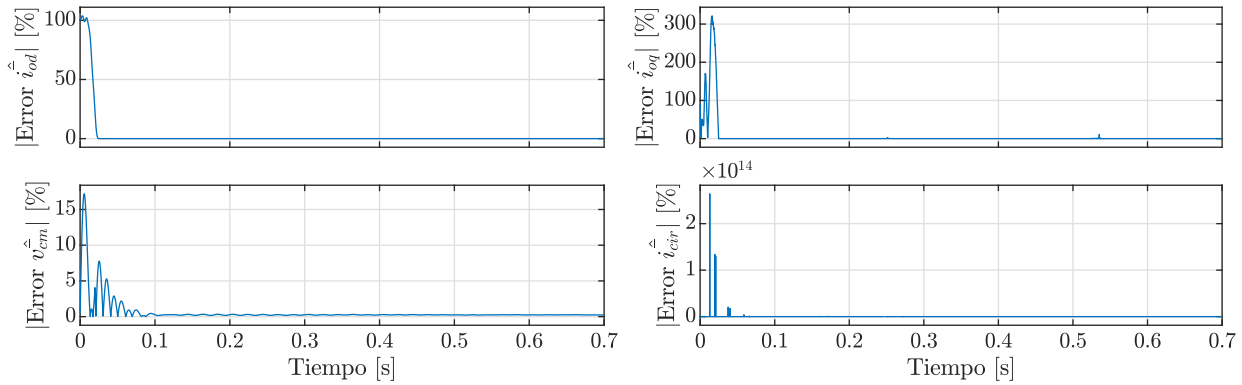


Figura C.27: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,7$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.

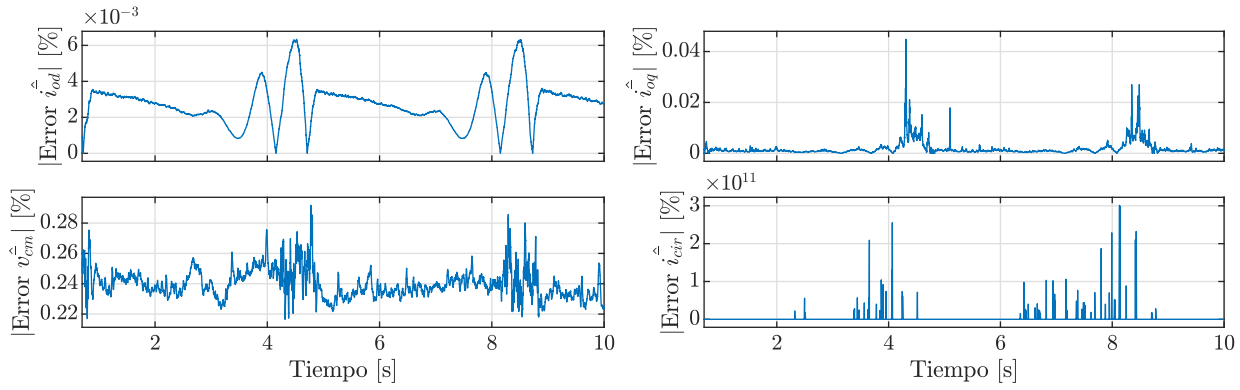


Figura C.28: Error relativo de variables de control entre $t = 0,7$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,1$ en implementación experimental.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,5$

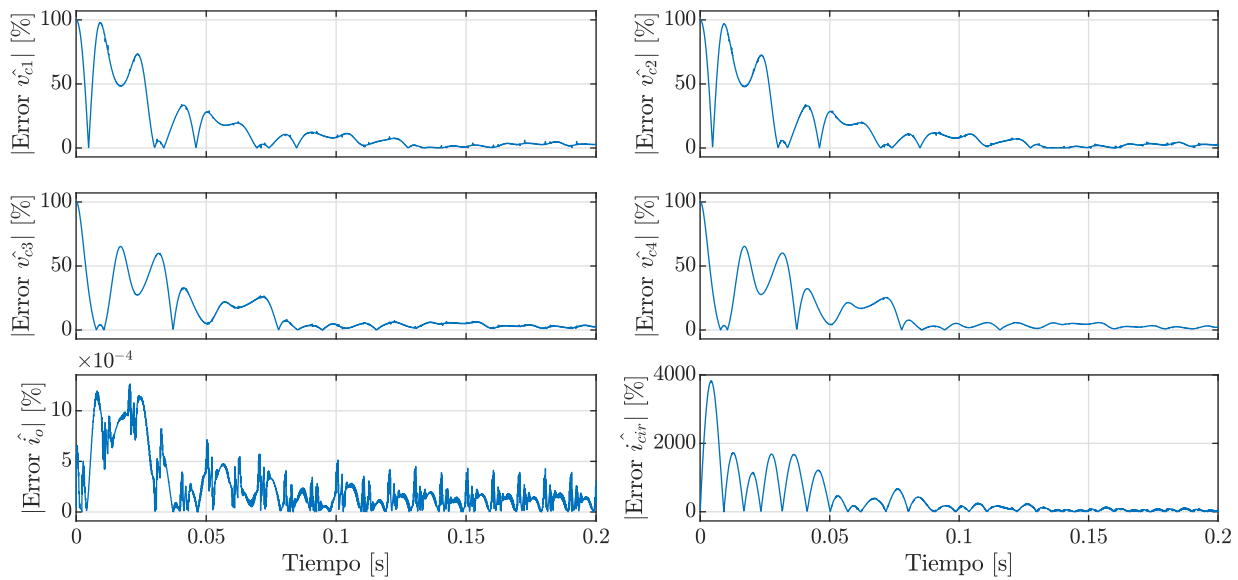


Figura C.29: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.

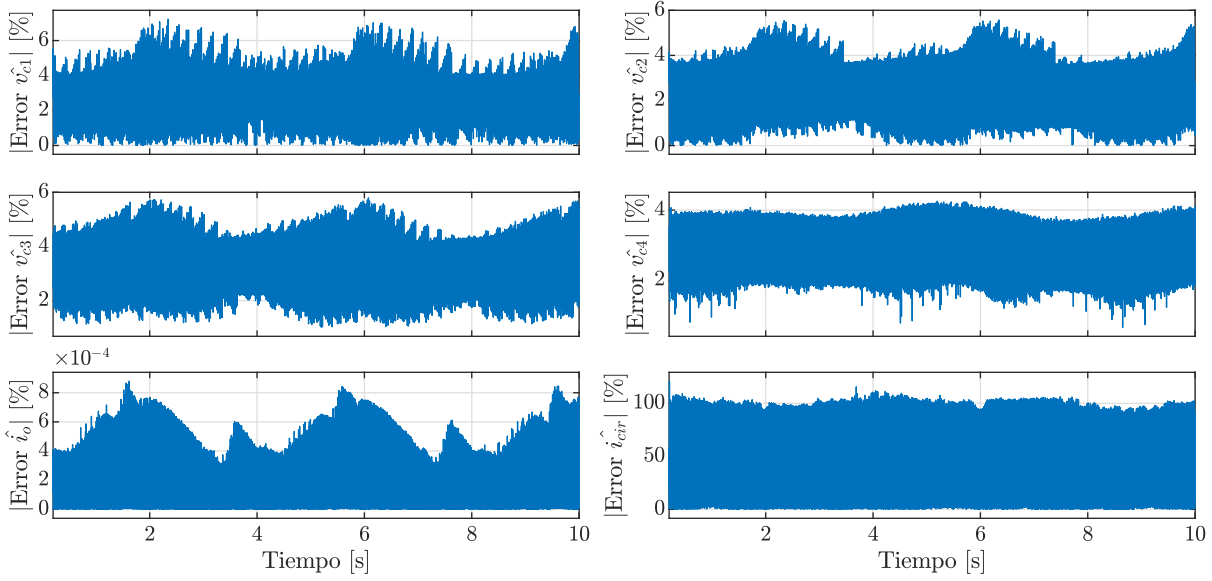


Figura C.30: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.

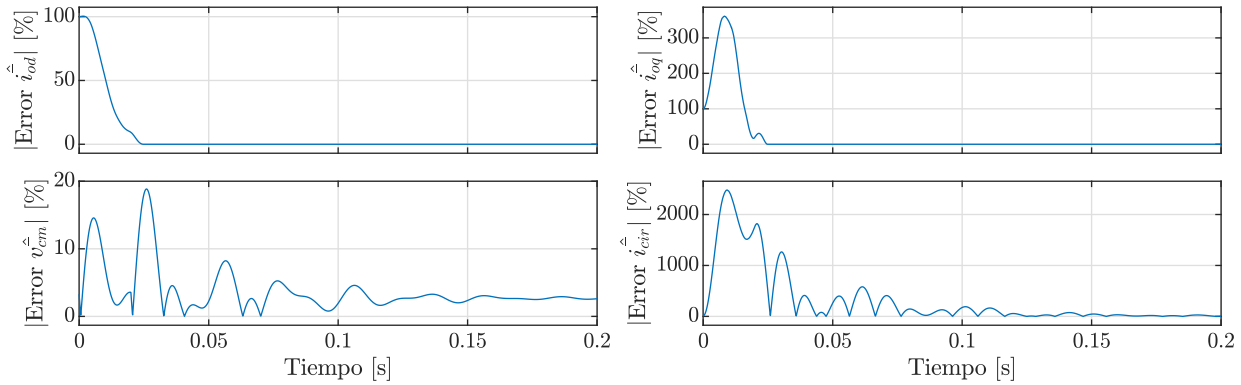


Figura C.31: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.

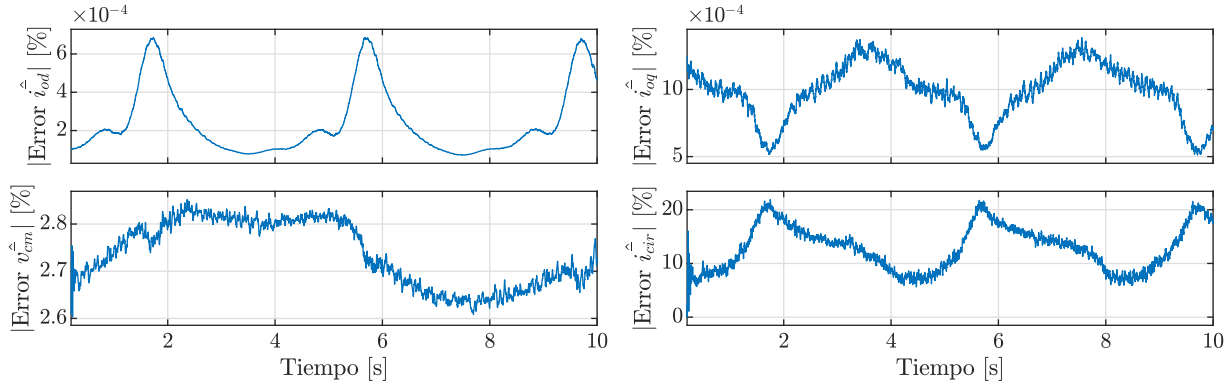


Figura C.32: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,5$ en implementación experimental.

Pruebas con índice de modulación $m = 0,9$

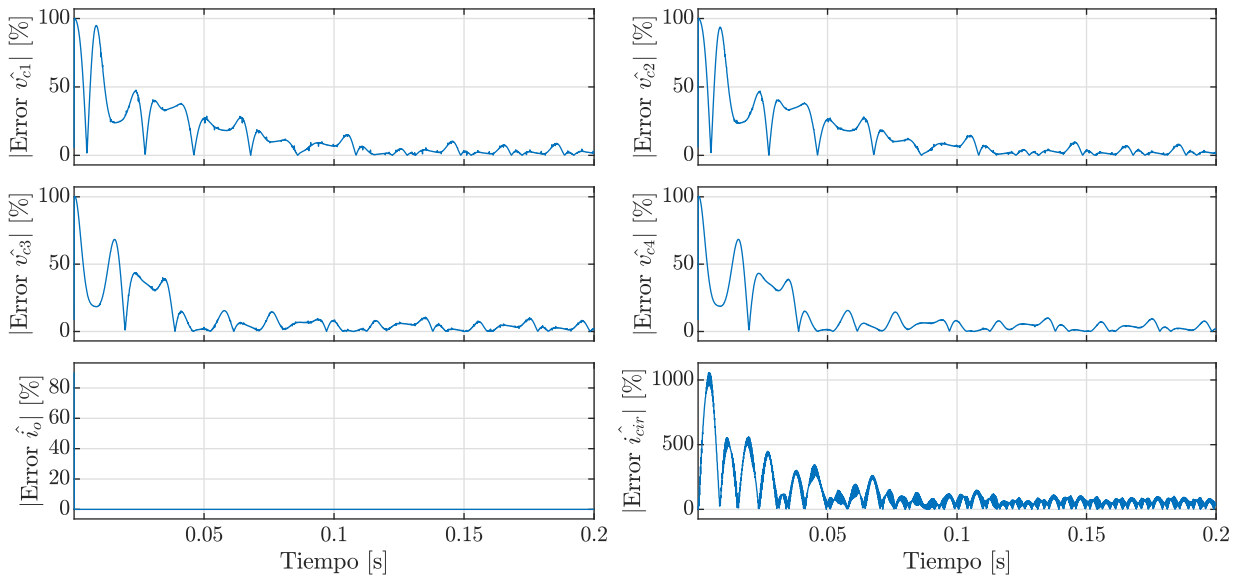


Figura C.33: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.

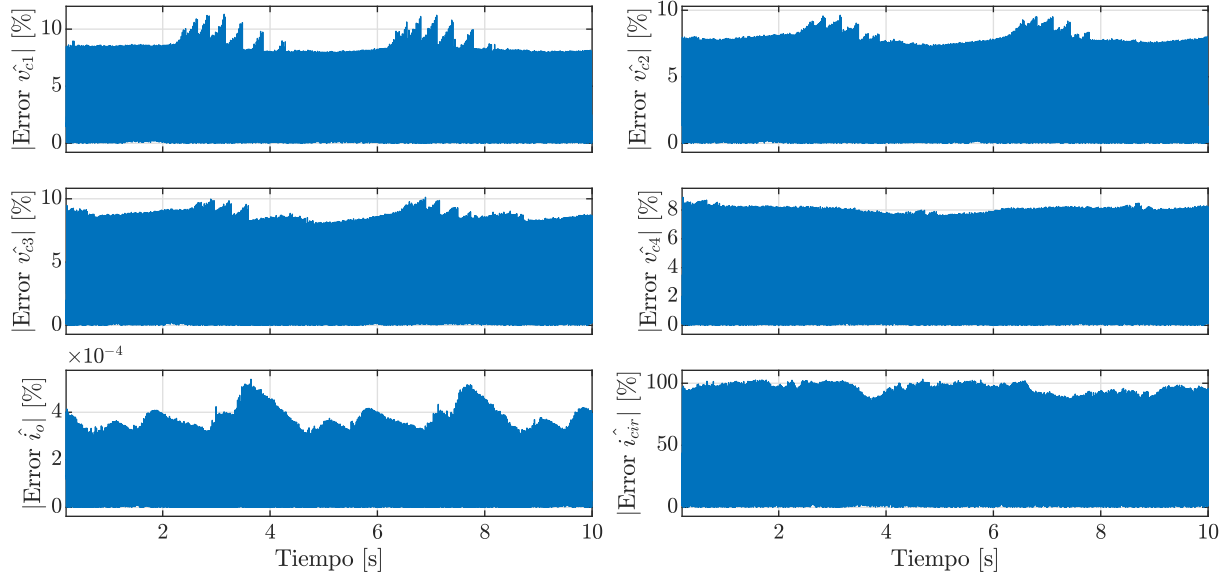


Figura C.34: Error relativo de variables de estado entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.

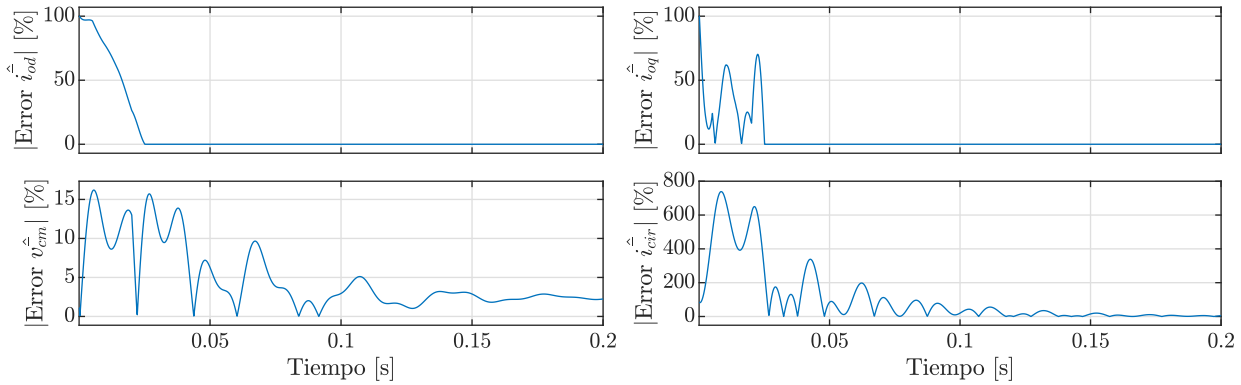


Figura C.35: Error relativo de variables de control entre $t = 0,0$ y $0,2$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.

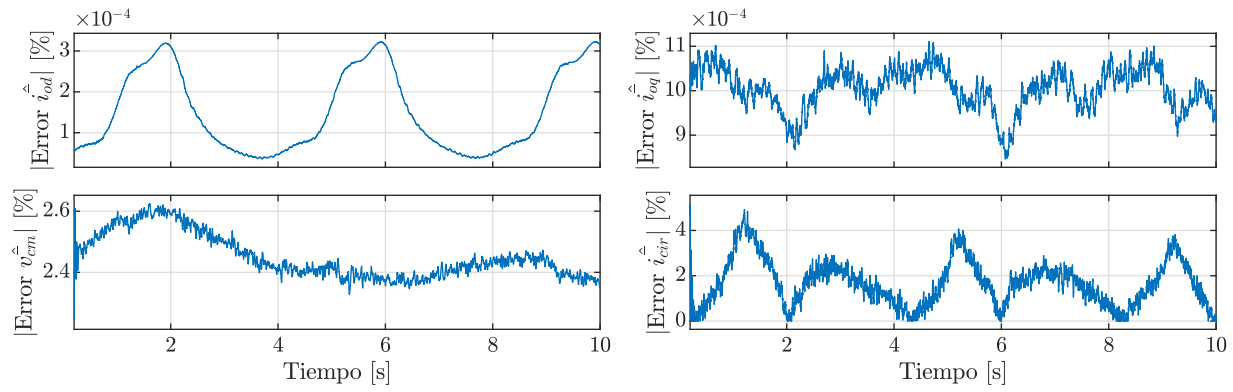


Figura C.36: Error relativo de variables de control entre $t = 0,2$ y $10,0$ [s] para un arranque con condiciones iniciales cero a lazo abierto con índice de modulación $m = 0,9$ en implementación experimental.