



Universidad  
de Cádiz

Escuela Superior  
de Ingeniería

TRABAJO DE FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

**DISEÑO Y CONTROL DE UN  
CONVERTIDOR BACK-TO-BACK: ANÁLISIS  
TEÓRICO Y VALIDACIÓN MEDIANTE  
SIMULACIÓN**

AUTOR: JOSÉ ANTONIO RAMÍREZ JURADO

Cádiz, noviembre 2024



Universidad  
de Cádiz

Escuela Superior  
de Ingeniería

TRABAJO DE FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

**DISEÑO Y CONTROL DE UN  
CONVERTIDOR BACK-TO-BACK: ANÁLISIS  
TEÓRICO Y VALIDACIÓN MEDIANTE  
SIMULACIÓN**

DIRECTOR: DR. MANUEL JESÚS LÓPEZ SÁNCHEZ

AUTOR: JOSÉ ANTONIO RAMÍREZ JURADO

Cádiz, noviembre 2024

## DECLARACIÓN PERSONAL DE AUTORIA

José Antonio Ramírez Jurado con DNI 32097028E estudiante del Grado en Ingeniería Electrónica Industrial en la Escuela Superior de Ingeniería de la Universidad de Cádiz, como autor de este documento académico titulado diseño y control de un convertidor back-to-back: análisis teórico y validación mediante simulación y presentado como Trabajo Final de Grado

DECLARO QUE

Es un trabajo original, que no copio ni utilizo parte de obra alguna sin mencionar de forma clara y precisa su origen tanto en el cuerpo del texto como en su bibliografía y que no empleo datos de terceros sin la debida autorización, de acuerdo con la legislación vigente. Asimismo, declaro que soy plenamente consciente de que no respetar esta obligación podrá implicar la aplicación de sanciones académicas, sin perjuicio de otras actuaciones que pudieran iniciarse.

En Puerto Real, a 9 de noviembre de 2024.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'José A. Ramírez Jurado', with a stylized flourish at the end.

Fdo: José Antonio Ramírez Jurado

# Agradecimientos

En primer lugar, quiero expresar mi más profundo agradecimiento al Dr. Manuel Jesús López Sánchez por su dedicación y compromiso. Su apoyo constante y su disposición para ayudarme han sido invaluable, y su ejemplo como profesor y persona me ha inspirado a seguir adelante en este camino.

Agradezco también a mi familia y a mi pareja, quienes, con su comprensión y apoyo incondicional, han sido mi sustento en los momentos difíciles de esta etapa. Gracias a ellos he podido superar cada obstáculo, siempre intentando dar la mejor versión de mí mismo.

Por último, quiero reconocer a mis amigos, quienes han estado cerca de mí en cada paso de este proceso y me han ofrecido su ayuda siempre que lo he necesitado. Su presencia ha sido un pilar fundamental en mi crecimiento, tanto personal como académico.



# Resumen

El objetivo de este trabajo es diseñar y validar un sistema de control para un convertidor de electrónica de potencia tipo Back-to-Back (BTB), utilizado en la conexión entre un generador eléctrico y una carga o una red eléctrica, mediante el entorno de simulación MATLAB/Simulink. Para ello, se realiza una síntesis del modelo matemático de la dinámica del sistema, al cual se le aplica el sistema de control diseñado. Para alcanzar los objetivos propuestos, el trabajo se compone de tres bloques principales:

- Investigación y análisis teórico sobre la evolución y el funcionamiento del convertidor Back-to-Back (BTB).
- Síntesis del modelo matemático de la dinámica del sistema.
- Diseño y validación del sistema de control en el entorno de simulación MATLAB/Simulink.

En el desarrollo del sistema de control, se utiliza una combinación de lazos de control tipo SISO y MIMO, realizando un análisis comparativo entre distintos diseños obtenidos mediante diferentes métodos de control, con el objetivo de lograr respuestas satisfactorias. Además, se llevan a cabo pruebas de robustez, sometiendo los sistemas a factores adversos típicos de las implementaciones reales, tales como el ruido en la medición de sensores, las perturbaciones externas y las incertidumbres paramétricas.

Este trabajo se ha desarrollado de manera que pueda servir como base para investigaciones futuras, permitiendo que los resultados obtenidos en simulación sean reproducibles y extensibles en trabajos posteriores.

**Palabras clave:** Convertidor Back-to-Back, sistema de control SISO, sistema de control MIMO, control óptimo LQR, control modal o por asignación de polos, controlador PI, controlador I-P, manejo bidireccional del flujo de potencia activa, compensación potencia reactiva, control no lineal.

# Índice de Contenidos

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Alcance	4
<b>2</b>	<b>Estudio del estado del arte y revisión tecnológica</b>	<b>7</b>
2.1	Introducción al estudio del estado del arte	7
2.2	Antecedentes	7
2.3	Aplicaciones actuales de los convertidores Back-to-Back	9
2.3.1	Sector energético	9
2.3.2	Sector industrial	10
2.4	Revisión literaria. Topologías y sistemas de control	11
2.4.1	Topología 1: Convertidor modular multinivel (MMC)	11
2.4.2	Topología 2: Convertidor Back-to-Back de escala completa (FSBTBC)	12
2.4.3	Topología 3: Convertidor Back-to-Back monofásico con celdas en paralelo	13
2.4.4	Topología 4: Convertidor Back-to-Back monofásico de tres puertos	14
2.4.5	Sistema de Control 1: Sistema de control SISO mediante PWM o modulación de ancho de pulso de vector espacial (SVPWM)	16
2.4.6	Sistema de control 2: Sistema de control MIMO	17
2.4.7	Sistema de control 3: Sistema de control no lineal	17
2.5	Conclusiones del estado del arte	18
<b>3</b>	<b>Convertidor Back-to-Back (BTB)</b>	<b>19</b>
3.1	Introducción	19
3.2	Funcionamiento del sistema Back-to-Back	20
3.3	Componentes funcionales del convertidor Back-to-Back	20
3.3.1	Convertidor tipo fuente de tensión	20
3.4	Utilidad y Aplicaciones	22
3.5	Principio de operación del convertidor Back-to-Back	22
<b>4</b>	<b>Modelado del convertidor Back-to-Back</b>	<b>25</b>
4.1	Introducción	25
4.2	Modelado de la parte de AC	25
4.3	Modelado de la parte de DC	28
4.4	Transformada de Clarke	30
4.5	Transformada de Park	34
<b>5</b>	<b>Requerimientos de operación del convertidor Back-to-Back</b>	<b>39</b>
5.1	Introducción	39
5.2	Límites de operación para la potencia activa	41
5.3	Límites de operación para la potencia reactiva	42
<b>6</b>	<b>Diseño y simulación del convertidor BTB en MATLAB/Simulink</b>	<b>45</b>
6.1	Introducción	45

6.2	Diseño y simulación de los generadores trifásicos en MATLAB/Simulink. Transformadas de Clarke y de Park. . . . .	50
6.3	Diseño y simulación del convertidor operando como rectificador . . . . .	59
6.4	Diseño y simulación del convertidor operando como inversor con transistores . . . . .	61
6.5	Diseño y simulación del generador de señales PWM . . . . .	62
<b>7</b>	<b>Ingeniería de control: Diseño y simulación del sistema de control</b>	<b>71</b>
7.1	Introducción . . . . .	71
7.2	Sistema de control del convertidor Back-to-Back . . . . .	71
7.3	Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC . . . . .	72
7.3.1	Introducción . . . . .	72
7.3.2	Modelado de la dinámica del sistema . . . . .	73
7.3.3	Linealización alrededor de un punto de operación o de equilibrio . . . . .	75
7.3.4	Diseño del controlador para la regulación de la tensión en el enlace DC . . . . .	76
7.3.5	Simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC . . . . .	81
7.3.5.1	Análisis de robustez . . . . .	85
7.4	Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia activa . . . . .	89
7.4.1	Introducción . . . . .	89
7.4.2	Modelado de la dinámica del sistema . . . . .	89
7.4.3	Diseño del controlador para la regulación de la potencia activa . . . . .	89
7.4.4	Simulación del lazo de control para la regulación de la potencia activa . . . . .	94
7.4.4.1	Análisis de robustez . . . . .	97
7.5	Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva . . . . .	101
7.5.1	Introducción . . . . .	101
7.5.2	Modelado de la dinámica del sistema . . . . .	101
7.5.3	Diseño del controlador para la regulación de la potencia reactiva . . . . .	102
7.5.4	Simulación del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva . . . . .	106
7.5.4.1	Análisis de robustez . . . . .	111
7.6	Control de las corrientes mediante control LQR . . . . .	117
7.6.1	Introducción . . . . .	117
7.6.2	Control óptimo lineal cuadrático (LQR) . . . . .	117
7.6.3	Linealización alrededor de un punto de operación o de equilibrio . . . . .	119
7.6.4	Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control LQR. . . . .	121
7.6.5	Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control LQR. . . . .	125
7.6.5.1	Análisis de robustez . . . . .	133
7.7	Control de las corrientes mediante control LQR con acción integral . . . . .	136
7.7.1	Introducción . . . . .	136
7.7.2	Incorporación de la acción integral en un sistema representado en el espacio de estados . . . . .	136
7.7.3	Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control LQR con acción integral. . . . .	139
7.7.4	Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control LQR con acción integral. . . . .	143
7.7.4.1	Análisis de robustez . . . . .	157
7.7.5	Simulación del sistema de control sobre el modelo no lineal utilizando el método de control LQR con acción integral. . . . .	165
7.7.5.1	Análisis de robustez . . . . .	186
7.8	Control de las corrientes mediante control modal o por asignación de polos con acción integral . . . . .	204
7.8.1	Introducción . . . . .	204
7.8.2	Control modal o por asignación de polos con acción integral. . . . .	204
7.8.3	Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control modal con acción integral. . . . .	206
7.8.4	Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control modal con acción integral. . . . .	209
7.8.4.1	Análisis de robustez . . . . .	212

7.8.5	Simulación del sistema de control sobre el modelo no lineal utilizando el método de control modal con acción integral. . . . .	215
7.8.5.1	Análisis de robustez . . . . .	224
7.9	Sistema de control del convertidor Back-to-Back mediante control LQR con acción integral . . . . .	231
7.9.1	Introducción . . . . .	231
7.9.2	Diseño de los controladores del sistema de control del convertidor Back-to-Back . . . . .	231
7.9.3	Arquitectura del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink . . . . .	240
7.9.4	Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño de los controladores. . . . .	243
7.9.5	Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia activa. . . . .	255
7.9.5.1	Análisis de robustez . . . . .	262
7.9.6	Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia reactiva. . . . .	277
7.9.6.1	Análisis de robustez . . . . .	283
7.10	Sistema de control del convertidor Back-to-Back mediante control modal o por asignación de polos con acción integral . . . . .	288
7.10.1	Introducción . . . . .	288
7.10.2	Diseño de los controladores del sistema de control del convertidor Back-to-Back . . . . .	289
7.10.3	Arquitectura del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink . . . . .	296
7.10.4	Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia activa. . . . .	296
7.10.4.1	Análisis de robustez . . . . .	296
7.10.5	Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia reactiva. Análisis de robustez. . . . .	301
7.10.5.1	Análisis de robustez . . . . .	301
<b>8</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>309</b>
<b>A</b>	<b>Análisis fasorial en circuitos eléctricos</b>	<b>311</b>
<b>B</b>	<b>Transformada de Clarke</b>	<b>313</b>
<b>C</b>	<b>Transformada de Park</b>	<b>319</b>
<b>D</b>	<b>Elementos y señales en un sistema de control</b>	<b>321</b>

# Índice de Figuras

2.4.1.1	Convertidor modular multinivel (MMC). Fuente: [17]. . . . .	11
2.4.2.1	Diagrama de bloques de una turbina eólica conectada a la red con un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) y un convertidor de escala completa (FSBTC). Fuente: [25]. . . . .	12
2.4.3.1	Convertidor BTB monofásico con celdas en paralelo empleando un transformador de acoplamiento a la salida, para la interconexión de sistemas de AC. Fuente: [8]. . . . .	14
2.4.4.1	Convertidor BTB monofásico de tres puertos. Fuente: [23]. . . . .	15
2.4.5.1	Sistema de control basado en la estructura en cascada con controladores SISO y modulación PWM para un convertidor Back-to-Back (BTB). Fuente: [6]. . . . .	16
2.4.5.2	Aislamiento de los armónicos de corriente de la carga total en el punto de acoplamiento común. Fuente: [2]. . . . .	16
2.4.5.3	Sistema de control basado en la estructura en cascada con controladores SISO y modulación SVPWM para un convertidor Back-to-Back (BTB). Fuente: [30]. . . . .	17
3.1.1	Topología del convertidor Back-to-Back. . . . .	19
3.3.1.1	Topología de un VSC básico actuando como rectificador. . . . .	21
3.3.1.2	Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT). . . . .	21
3.5.1	Circuito equivalente por fase de un convertidor BTB. . . . .	22
4.2.1	Circuito equivalente funcional de una rama del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	26
4.2.2	Modelado de la parte de AC. Señal de control moduladora $\eta_1$ . . . . .	27
4.2.3	Modelado de la parte de AC. Señal portadora triangular $m_t$ . . . . .	28
6.1.1	Región de operación para VSC <sub>1</sub> y VSC <sub>2</sub> en términos de potencia activa. . . . .	49
6.1.2	Región de operación para VSC <sub>1</sub> en términos de potencia reactiva. . . . .	50
6.1.3	Región de operación para VSC <sub>2</sub> en términos de potencia reactiva. . . . .	50
6.2.1	Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. . . . .	52
6.2.2	Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Bloque de entorno. . . . .	52

6.2.3	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos.</del>	52
6.2.4	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores AC.</del>	53
6.2.5	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos. Sensores de tensión.</del>	53
6.2.6	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos. Sensores de corriente.</del>	53
6.2.7	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park para la tensión.</del>	54
6.2.8	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park para la corriente.</del>	54
6.2.9	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park inversas.</del>	55
6.2.10	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema.</del>	55
6.2.11	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Tensión del generador trifásico 1 (<math>v_1</math>).</del>	56
6.2.12	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Tensión del generador trifásico 2 (<math>v_2</math>).</del>	56
6.2.13	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Corriente del generador trifásico 1 (<math>i_1</math>).</del>	57
6.2.14	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Corriente del generador trifásico 2 (<math>i_2</math>).</del>	57
6.2.15	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Transformadas inversas de la tensión del generador trifásico 1 (<math>v_1</math>).</del>	58
6.2.16	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Ángulos de fase de la tensión y la corriente del generador trifásico 1.</del>	58
6.2.17	Generadores <del>trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Ángulos de fase de la tensión y la corriente del generador trifásico 2.</del>	59
6.3.1	Convertidor <del>PWM de tres niveles AC-DC. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.</del>	60
6.3.2	Convertidor <del>PWM de tres niveles AC-DC. Resultado de simulación en Simulink. Tensión del generador trifásico (<math>v_{abc}</math>).</del>	60
6.3.3	Convertidor <del>PWM de tres niveles AC-DC. Resultado de simulación en Simulink. Tensión en el enlace de DC (<math>V_{DC}</math>).</del>	61
6.4.1	Convertidor <del>AC-DC-AC. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.</del>	61
6.4.2	Convertidor <del>AC-DC-AC. Resultado de simulación en Simulink. Tensión en el enlace de DC (<math>V_{DC}</math>) y tensión en la carga (<math>v_{Load}</math>).</del>	62
6.5.1	Generador <del>de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.</del>	63
6.5.2	Generador <del>de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Señal de control moduladora (<math>\eta</math>) y señal portadora triangular (<math>m_t</math>).</del>	64
6.5.3	Generador <del>de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Generador PWM.</del>	64
6.5.4	Generador <del>de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Inversor de la señal PWM.</del>	65
6.5.5	Generador <del>de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema.</del>	65
6.5.6	Prueba 1: Generador <del>de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control moduladora (<math>\eta</math>) y señal portadora triangular (<math>m_t</math>).</del>	66
6.5.7	Prueba 1: Generador <del>de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM.</del>	66
6.5.8	Prueba 1: Generador <del>de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Inversor de la señal PWM.</del>	67
6.5.9	Prueba 2: Generador <del>de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM.</del>	68

6.5.10	Prueba 3: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM. . . . .	69
7.2.1	Diagrama funcional del sistema de control propuesto. . . . .	72
7.3.4.1	Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. . . . .	78
7.3.5.1	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . .	82
7.3.5.2	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (SP) o referencia. . . . .	82
7.3.5.3	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador PI con control anti wind-up. . . . .	82
7.3.5.4	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Corriente del enlace de DC demandada por el VSC <sub>2</sub> (perturbación interna). . . . .	83
7.3.5.5	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar. . . . .	83
7.3.5.6	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado. . . . .	84
7.3.5.7	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC sin desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC <sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ). . . . .	84
7.3.5.8	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC sin desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	85
7.3.5.1.1	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC <sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ). . . . .	86
7.3.5.1.2	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	86
7.3.5.1.3	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores. . . . .	87
7.3.5.1.4	Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación. . . . .	87
7.3.5.1.5	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales y ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC <sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ). . . . .	88
7.3.5.1.6	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales y ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	88
7.4.3.1	Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa mediante un controlador I-P. . . . .	90
7.4.4.1	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . .	94
7.4.4.2	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (SP) o referencia. . . . .	94

7.4.4.3	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador I-P con control anti wind-up. . . . .	95
7.4.4.4	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar. . . . .	95
7.4.4.5	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado. . . . .	96
7.4.4.6	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ). . . . .	96
7.4.4.7	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ). . . . .	97
7.4.4.1.1	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores. . . . .	97
7.4.4.1.2	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación. . . . .	98
7.4.4.1.3	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ). . . . .	98
7.4.4.1.4	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ). . . . .	99
7.4.4.1.5	Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . . . . .	99
7.4.4.1.6	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ). . . . .	100
7.4.4.1.7	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ). . . . .	101
7.5.3.1	Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva mediante un controlador I-P. . . . .	102
7.5.4.1	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink de los sistemas en lazo cerrado. . . . .	107
7.5.4.2	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (SP) o referencia. . . . .	107
7.5.4.3	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador I-P con control anti wind-up. . . . .	108
7.5.4.4	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar. . . . .	108
7.5.4.5	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado. . . . .	109
7.5.4.6	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ). . . . .	109
7.5.4.7	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ). . . . .	110
7.5.4.8	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ). . . . .	110
7.5.4.9	Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ). . . . .	111
7.5.4.1.1	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores. . . . .	111
7.5.4.1.2	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación. . . . .	111
7.5.4.1.3	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ). . . . .	112

7.5.4.1.4	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ). . . . .	113
7.5.4.1.5	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ). . . . .	113
7.5.4.1.6	Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ). . . . .	114
7.5.4.1.7	Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Desviación en el valor nominal de la tensión $v_1^d$ . . . . .	114
7.5.4.1.8	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_1^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ). . . . .	115
7.5.4.1.9	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_1^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ). . . . .	116
7.5.4.1.10	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ). . . . .	116
7.5.4.1.11	Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ). . . . .	117
7.6.2.1	Diagrama de bloques del sistema de control con realimentación del vector de estado sin acción integral. . . . .	119
7.6.5.1	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . .	126
7.6.5.2	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Entradas del sistema en lazo cerrado. . . . .	126
7.6.5.3	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Filtros a las entradas del sistema en lazo cerrado. . . . .	126
7.6.5.4	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Limitador del controlador. . . . .	127
7.6.5.5	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. . . . .	127
7.6.5.6	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Matriz de realimentación de estados $K_c$ . . . . .	127
7.6.5.7	Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado. . . . .	128
7.6.5.8	Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro. . . . .	128
7.6.5.9	Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador. . . . .	129
7.6.5.10	Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ). . . . .	129
7.6.5.11	Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	130
7.6.5.12	Control óptimo LQR con precompensador sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . .	131
7.6.5.13	Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador. . . . .	132
7.6.5.14	Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ). . . . .	132
7.6.5.15	Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	133

7.6.5.1.1	Control óptimo LQR con precompensador sin acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado.	134
7.6.5.1.2	Prueba 3: Control óptimo LQR con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	134
7.6.5.1.3	Prueba 3: Control óptimo LQR con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	135
7.6.5.1.4	Prueba 3: Control óptimo LQR con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	135
7.7.2.1	Diagrama de bloques del sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral.	137
7.7.4.1	Control óptimo LQR con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.	143
7.7.4.2	Control óptimo LQR con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up.	144
7.7.4.3	Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro.	144
7.7.4.4	Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	145
7.7.4.5	Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	145
7.7.4.6	Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	146
7.7.4.7	Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	149
7.7.4.8	Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	149
7.7.4.9	Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	150
7.7.4.10	Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	152
7.7.4.11	Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	153
7.7.4.12	Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	153
7.7.4.13	Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	156
7.7.4.14	Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	156
7.7.4.15	Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	157
7.7.4.1.1	Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.	158
7.7.4.1.2	Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).	159
7.7.4.1.3	Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ).	159
7.7.4.1.4	Control óptimo LQR con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.	160

7.7.4.1.5 Control óptimo LQR con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación. . . . . 160

7.7.4.1.6 Prueba 6: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador. . . . . 161

7.7.4.1.7 Prueba 6: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ). . . . . 161

7.7.4.1.8 Prueba 6: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 162

7.7.4.1.9 Control óptimo LQR con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas y externas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. . . . . 162

7.7.4.1.10 Prueba 7: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador. . . . . 163

7.7.4.1.11 Prueba 7: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ). . . . . 164

7.7.4.1.12 Prueba 7: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 164

7.7.5.1 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . . 175

7.7.5.2 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Entradas del sistema en lazo cerrado. . . . . 175

7.7.5.3 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up. . . . . 176

7.7.5.4 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. . . . . 176

7.7.5.5 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.30. . . . . 177

7.7.5.6 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.31. . . . . 177

7.7.5.7 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.32. . . . . 178

7.7.5.8 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.33. . . . . 178

7.7.5.9 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.34. . . . . 179

7.7.5.10 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Entradas de control. . . . . 179

7.7.5.11 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado. . . . . 180

7.7.5.12 Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 180

7.7.5.13 Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 181

7.7.5.14 Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 181

7.7.5.15	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida (<math>i_2^d</math> e <math>i_2^q</math>).</del> . . . . .	182
7.7.5.16	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida (<math>V_{DC}</math>).</del> . . . . .	182
7.7.5.17	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (<math>\eta_1^{d*}</math> y <math>\eta_1^{q*}</math>) antes y después del limitador.</del> . . . . .	183
7.7.5.18	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (<math>\eta_2^{d*}</math> y <math>\eta_2^{q*}</math>) antes y después del limitador.</del> . . . . .	184
7.7.5.19	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida (<math>i_1^d</math> e <math>i_1^q</math>).</del> . . . . .	185
7.7.5.20	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida (<math>i_2^d</math> e <math>i_2^q</math>).</del> . . . . .	185
7.7.5.21	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida (<math>V_{DC}</math>).</del> . . . . .	186
7.7.5.1.1	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.</del> . . . . .	186
7.7.5.1.2	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.</del> . . . . .	187
7.7.5.1.3	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la salida del controlador.</del> . . . . .	187
7.7.5.1.4	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (<math>\eta_1^{d*}</math> y <math>\eta_1^{q*}</math>) antes y después del limitador.</del> . . . . .	188
7.7.5.1.5	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (<math>\eta_2^{d*}</math> y <math>\eta_2^{q*}</math>) antes y después del limitador.</del> . . . . .	188
7.7.5.1.6	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida (<math>i_1^d</math> e <math>i_1^q</math>).</del> . . . . .	189
7.7.5.1.7	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida (<math>i_2^d</math> e <math>i_2^q</math>).</del> . . . . .	189
7.7.5.1.8	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida (<math>V_{DC}</math>).</del> . . . . .	190
7.7.5.1.9	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas.</del> . . . . .	191
7.7.5.1.10	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.30.</del> . . . . .	191
7.7.5.1.11	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.31.</del> . . . . .	192
7.7.5.1.12	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.32.</del> . . . . .	192
7.7.5.1.13	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.33.</del> . . . . .	193
7.7.5.1.14	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.34.</del> . . . . .	193
7.7.5.1.15	<del>Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Entradas de control.</del> . . . . .	194

7.7.5.1.16 Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 195

7.7.5.1.17 Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 195

7.7.5.1.18 Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 196

7.7.5.1.19 Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 196

7.7.5.1.20 Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 197

7.7.5.1.21 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. . . . . 198

7.7.5.1.22 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.30. . . . . 198

7.7.5.1.23 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.31. . . . . 199

7.7.5.1.24 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.32. . . . . 199

7.7.5.1.25 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.33. . . . . 200

7.7.5.1.26 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.34. . . . . 200

7.7.5.1.27 Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Entradas de control. . . . . 201

7.7.5.1.28 Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 202

7.7.5.1.29 Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 202

7.7.5.1.30 Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 203

7.7.5.1.31 Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 203

7.7.5.1.32 Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 204

7.8.4.1 Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro. . . . . 210

7.8.4.2 Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador. . . . . 210

7.8.4.3 Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x). . . . . 211

7.8.4.4 Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 211

7.8.4.1.1	Prueba 2: <del>Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador. . . . .	213
7.8.4.1.2	Prueba 2: <del>Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x). . . . .	214
7.8.4.1.3	Prueba 2: <del>Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$ e $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	214
7.8.5.1	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral.</del> Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$ y $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	221
7.8.5.2	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral.</del> Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	222
7.8.5.3	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral.</del> Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	222
7.8.5.4	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral.</del> Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	223
7.8.5.5	Prueba 1: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral.</del> Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	223
7.8.5.1.1	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$ y $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	225
7.8.5.1.2	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	225
7.8.5.1.3	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	226
7.8.5.1.4	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	226
7.8.5.1.5	Prueba 2: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	227
7.8.5.1.6	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$ y $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	228
7.8.5.1.7	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	229
7.8.5.1.8	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	229
7.8.5.1.9	Prueba 3: <del>Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral</del> con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	230

7.8.5.1.10 Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 230

7.9.3.1 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado. . . . . 241

7.9.3.2 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Lazos de control externos (sistemas SISO). . . . 241

7.9.3.3 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Lazos de control internos (sistemas MIMO). . . . 242

7.9.3.4 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar (modelo no lineal). . . . . 242

7.9.3.5 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado. . . 243

7.9.4.1 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 244

7.9.4.2 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 244

7.9.4.3 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). 245

7.9.4.4 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 245

7.9.4.5 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . 246

7.9.4.6 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . 246

7.9.4.7 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 247

7.9.4.8 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 247

7.9.4.9 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 251

7.9.4.10 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 251

7.9.4.11 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 252

7.9.4.12 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 252

7.9.4.13 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). 253

7.9.4.14 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . 253

7.9.4.15 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 254

7.9.4.16 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 254

7.9.5.1 Prueba 3: (t) abc. (a) Potencia Activa (kW). (b) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>2</sub>. (c) Potencia reactiva (VAR). (d) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>1</sub>. Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. . . . . 255

7.9.5.2	Prueba 3: (ii) dq. (a) Tensión en el bus de DC (V). (b) Componentes activas de las corrientes y sus referencias (A). (c) Componentes reactivas de las corrientes y sus referencias (A). Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. . . . .	256
7.9.5.3	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$ y $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	257
7.9.5.4	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	257
7.9.5.5	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	258
7.9.5.6	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	258
7.9.5.7	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	259
7.9.5.8	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . .	259
7.9.5.9	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . .	260
7.9.5.10	Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . .	260
7.9.5.1.1	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación. . . . .	262
7.9.5.1.2	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la salida del controlador. . . . .	262
7.9.5.1.3	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$ y $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	263
7.9.5.1.4	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	264
7.9.5.1.5	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	264
7.9.5.1.6	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	265
7.9.5.1.7	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	265
7.9.5.1.8	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . .	266
7.9.5.1.9	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . .	266
7.9.5.1.10	Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . .	267

7.9.5.1.11 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 268

7.9.5.1.12 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 268

7.9.5.1.13 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 269

7.9.5.1.14 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 269

7.9.5.1.15 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 270

7.9.5.1.16 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . . 270

7.9.5.1.17 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 271

7.9.5.1.18 Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 271

7.9.5.1.19 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 273

7.9.5.1.20 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 273

7.9.5.1.21 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 274

7.9.5.1.22 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 274

7.9.5.1.23 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 275

7.9.5.1.24 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . . 275

7.9.5.1.25 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 276

7.9.5.1.26 Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 276

7.9.6.1 Prueba 7: (i) abc. (a) Potencia Activa (W). (b) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>2</sub>. (c) Potencia reactiva (VAR). (d) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>1</sub>. Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. 278

7.9.6.2 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 278

7.9.6.3 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 279

7.9.6.4 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 279

7.9.6.5 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 280

7.9.6.6 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 280

7.9.6.7 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . . 281

7.9.6.8 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 281

7.9.6.9 Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 282

7.9.6.1.1 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 284

7.9.6.1.2 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 284

7.9.6.1.3 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 285

7.9.6.1.4 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo IQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 285

7.9.6.1.5 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 286

7.9.6.1.6 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . . 286

7.9.6.1.7 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 287

7.9.6.1.8 Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 287

7.10.4.1.1 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 297

7.10.4.1.2 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 297

7.10.4.1.3 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ). . . . . 298

7.10.4.1.4 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ). . . . . 298

7.10.4.1.5 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . . 299

7.10.4.1.6 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . . 299

7.10.4.1.7 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . . 300

7.10.4.1.8 Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . . 300

7.10.5.1.1 Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . . 302

7.10.5.1.2	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$ y $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador. . . . .	303
7.10.5.1.3	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$ e $i_1^q$ ). . . . .	303
7.10.5.1.4	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Señales de salida ( $i_2^d$ e $i_2^q$ ). . . . .	304
7.10.5.1.5	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ). . . . .	304
7.10.5.1.6	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ). . . . .	305
7.10.5.1.7	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ). . . . .	305
7.10.5.1.8	Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ). . . . .	306
B.0.1	Representación gráfica de los sistemas de referencia utilizados en la transformada de Clarke. . . . .	313
B.0.2	Representación gráfica del vector giratorio $\vec{\chi}$ en diferentes instantes de tiempo en un sistema de referencia $abc$ . . . . .	314
B.0.3	Representación gráfica del vector giratorio $\vec{\chi}$ en diferentes instantes de tiempo en un sistema de referencia $\alpha\beta$ . . . . .	315
B.0.4	Proyección de los ejes $abc$ en los ejes $\alpha\beta$ . . . . .	316
C.0.1	Representación gráfica del sistema de referencia giratorio $dq$ respecto del sistema estático $\alpha\beta$ . . . . .	319
C.0.2	Representación gráfica del vector giratorio $\vec{\chi}$ en diferentes instantes de tiempo en un sistema de referencia $dq$ . . . . .	320
D.0.1	Diagrama funcional de un sistema de control. . . . .	321
D.0.2	Diagrama funcional de un sistema de control en lazo abierto. . . . .	322
D.0.3	Diagrama funcional de un sistema de control en lazo cerrado. . . . .	323
D.0.4	Diagrama funcional de un sistema de control SISO. . . . .	324
D.0.5	Diagrama funcional de un sistema de control MISO. . . . .	324
D.0.6	Diagrama funcional de un sistema de control SIMO. . . . .	324
D.0.7	Diagrama funcional de un sistema de control MIMO. . . . .	324

# Índice de Tablas

6.1	Diseño y simulación del convertidor BTB. Valores de los parámetros del sistema BTB. . . . .	45
6.2	Límites de operación del convertidor Back-to-Back en términos de potencia. . . . .	49
6.3	Parámetros constantes para simular el diseño de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park. . . . .	51
6.4	Parámetros constantes para simular el diseño del generador de señales PWM. . . . .	62
7.1	Diseño del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes del sistema. . . . .	79
7.2	Diseño del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema. . . . .	79
7.3	Diseño del lazo de control para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema. . . . .	92
7.4	Diseño del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema. . . . .	104
7.5	Control óptimo LQR sin acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	122
7.6	Control óptimo LQR sin acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	122
7.7	Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	140
7.8	Control óptimo LQR con acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	140
7.9	Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . .	165
7.10	Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . .	169
7.11	Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino de la condición de operación del modelo no lineal. . . . .	170
7.12	Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	206
7.13	Control modal o por asignación de polos con acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC <sub>1</sub> . . . . .	206
7.14	Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . .	215
7.15	Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . .	217
7.16	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . .	232
7.17	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . .	233
7.18	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . .	289
7.19	Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . .	290
D.1	Principales diferencias entre un sistema de control en lazo abierto y un sistema de control en lazo cerrado. . . . .	323



# Índice de Códigos

6.1	Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Parámetros constantes del sistema.	51
6.2	Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. MATLAB Function. Bloque de Simulink . . . . .	54
6.3	Prueba 1: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema. . . . .	63
6.4	Generador de señales PWM. MATLAB Function. Bloque de Simulink . . . . .	64
6.5	Prueba 2: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema. . . . .	67
6.6	Prueba 3: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema. . . . .	68
7.1	Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes del sistema y condiciones de operación del sistema linealizado. Cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ). . . . .	80
7.2	Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Límites de la señal de control $i_1^{d*}$ . . . . .	81
7.3	Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Desviación de la corriente demandada por el VSC <sub>2</sub> respecto al valor nominal $\Delta I_2^{DC}$ . . . . .	85
7.4	Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Ruido en la medición del sensor de la tensión en el enlace DC. . . . .	87
7.5	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ). . . . .	93
7.6	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Límites de la señal de control $i_2^{d*}$ . . . . .	94
7.7	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Set-points. . . . .	94
7.8	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Ruido en la medición del sensor de potencia activa. . . . .	98
7.9	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Desviación en el valor nominal de la tensión $v_2^d$ . . . . .	100
7.10	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos VSC. . . . .	105
7.11	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Límites de las señales de control $i_1^{q*}$ $i_2^{q*}$ . . . . .	106
7.12	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Set-points. . . . .	106
7.13	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Ruido en la medición del sensor de potencia reactiva. . . . .	112
7.14	Diseño del controlador I-P para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Desviación en el valor nominal de las tensiones $v_1^d$ y $v_2^d$ . . . . .	115
7.15	Control óptimo LQR sin acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . .	123
7.16	Control óptimo LQR sin acción integral. Verificación de la controlabilidad del sistema linealizado. . . . .	124
7.17	Control óptimo LQR sin acción integral. Matriz de realimentación de estados $K_c$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . .	124
7.18	Control óptimo LQR sin acción integral. Filtro al set-point. . . . .	125

7.19 Control óptimo LQR sin acción integral. Precompensador. . . . . 131

7.20 Control óptimo LQR sin acción integral. Perturbaciones internas. . . . . 133

7.21 Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 140

7.22 Control óptimo LQR con acción integral. Matrices principales ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y verificación de la controlabilidad del sistema linealizado. . . . . 141

7.23 Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_e$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 141

7.24 Control óptimo LQR con acción integral. Filtro al set-point. . . . . 143

7.25 Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_e$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 147

7.26 Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_e$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 151

7.27 Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_e$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 154

7.28 Control óptimo LQR con acción integral. Perturbaciones internas. . . . . 157

7.29 Control óptimo LQR con acción integral. Ruido en la medición de los sensores de corriente. . 160

7.30 Control óptimo LQR con acción integral. Desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas y perturbaciones externas. . . . . 163

7.31 Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . . 166

7.32 Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . . 169

7.33 Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino de la condición de operación del modelo no lineal. . . . . 170

7.34 Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 171

7.35 Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. 171

7.36 Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 173

7.37 Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. 173

7.38 Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Filtro al set-point y acción de control. . . . . 175

7.39 Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Ruido en la medición de los sensores de corriente. . . . . 187

7.40 Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 194

7.41 Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 201

7.42 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 207

7.43 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Matrices principales ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y verificación de la controlabilidad del sistema linealizado. . . . . 207

7.44 Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Polos deseados del sistema en lazo cerrado, matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$  y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 208

7.45 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Filtro al set-point y perturbaciones internas. . . . . 209

7.46 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Ruido en la medición de los sensores de corriente. . . . . 212

7.47 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas y perturbaciones externas. . . . . 212

7.48 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . . 216

7.49 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . . 216

7.50 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 217

7.51 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Polos deseados, matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$  y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 218

7.52 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Polos deseados, matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$  y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 219

7.53 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Filtro al set-point y acción de control. . . . . 220

7.54 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Ruido en la medición de los sensores de corriente. . . . . 224

7.55 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 227

7.56 Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 228

7.57 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . . 232

7.58 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . . 233

7.59 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados. . . . . 234

7.60 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 234

7.61 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>2</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 236

7.62 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 236

7.63 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes para el diseño del controlador y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ). . . . . 238

7.64 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador IP para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ). . . . . 239

7.65 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador **PI** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos **VSC**. . . . . 240

7.66 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **PI** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**. Parámetros constantes para el diseño del controlador y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ). . . . . 248

7.67 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **PI** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ). . . . . 249

7.68 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **PI** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos **VSC**. . . . . 250

7.69 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Ruido en la medición de los sensores. . . . . 263

7.70 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 272

7.71 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican. . . . . 272

7.72 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal. . . . . 289

7.73 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal. . . . . 290

7.74 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control **MIMO** para el **VSC<sub>1</sub>**. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados. . . . . 291

7.75 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control **MIMO** para el **VSC<sub>1</sub>**. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{e1}$ , acción integral  $K_{i1}$  y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 291

7.76 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control **MIMO** para el **VSC<sub>2</sub>**. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado. . . . . 293

7.77 Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el **VSC<sub>2</sub>**. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{e2}$ , acción integral  $K_{i2}$  y polos del sistema en lazo cerrado. . . . . 293

# Índice de Abreviaturas y Acrónimos

**AC** Alternating Current.

**AREC** Algebraic Riccati Equation Control.

**BJT** Bipolar Junction Transistor.

**BTB** Back-to-Back.

**CO** Controller Output.

**CV** Controlled Variable.

**DC** Direct Current.

**DFIG** Double Feed Induction Generator.

**EE.UU.** Estados Unidos.

**FMC** Flicker Mitigation Controller.

**FSBTBC** Full-Scale Back-to-Back Converter.

**HILS** Hardware In the Loop Simulation.

**HVDC** High Voltage Direct Current.

**I-P** Integral-Proportional.

**IGBT** Insulated Gate Bipolar Transistor.

**IMA** Índice de Modulación de Amplitud.

**LCC** Line Commutated Converter.

**LPF** Low Pass Filter.

**LQR** Linear Quadratic Regulator.

**MIMO** Multiple Input Multiple Output.

**MISO** Multiple Input Single Output.

**MMC** Modular Multilevel Converter.

**MOSFET** Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor.

**MV** Manipulated Variable.

**NPC** Neutral-Point Clamped.

**P** Proportional.

**PF** Power Factor.

**PI** Proportional-Integral.

**PID** Proportional-Integral-Derivative.

**PMSG** Permanent Magnet Synchronous Generator.

**PV** Process Variable.

**PWM** Pulse Width Modulation.

**SCR** Short-Circuit Ratio.

**SIMO** Single Input Multiple Output.

**SISO** Single Input Single Output.

**SLIT** Sistema Lineal Invariante en el Tiempo.

**SNLIT** Sistema No Lineal Invariante en el Tiempo.

**SP** Set-Point.

**SVPWM** Space Vector Pulse Width Modulation.

**TFG** Trabajo de Fin de Grado.

**THD** Total Harmonic Distortion.

**UNE** Una Norma Española.

**UPS** Uninterruptible Power Supplies.

**VSC** Voltage Source Converter.

**VSI** Voltage Source Inverter.

**WEC** Wave Energy Converter.

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

La decisión de elegir y realizar este trabajo de fin de grado (TFG) se basa en múltiples factores que reflejan tanto mi interés personal como profesional en el tema.

En primer lugar, es importante destacar la ambición y el entusiasmo por enfrentar retos con aplicaciones industriales, cualidades esenciales para abordar este TFG. El interés por las posibles aplicaciones industriales es claramente evidente. Este desafío resulta especialmente atractivo, ya que motiva a superar los obstáculos y a demostrar las habilidades necesarias para llevarlo a cabo con éxito.

Además, el tema del TFG es de gran interés para mí debido a su relevancia en el control y optimización de sistemas destinados a la generación y transmisión de energía eléctrica. En particular, los convertidores Back-to-Back son esenciales en sistemas de generación de energía renovable, como los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de la energía del viento (aerogeneradores), los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de la energía de las mareas (mareomotriz) y los sistemas de generación de energía eléctrica a partir de la energía de las olas marinas (undimotriz). Estos sistemas juegan un papel crucial en la transición hacia fuentes de energía más sostenibles y mejores para el planeta.

Este TFG también me ofrece una valiosa oportunidad de profundizar en el estudio de los sistemas electrónicos de potencia y, especialmente, en el diseño de sistemas de control utilizando los fundamentos de la regulación automática. Este campo está en auge debido al avance exponencial de la tecnología y la creciente tendencia a automatizar tareas diarias para mejorar la seguridad y comodidad en la vida humana.

Otra motivación significativa para llevar a cabo este TFG es la utilización de MATLAB/Simulink, un entorno de simulación ampliamente reconocido y utilizado en la industria. Mi experiencia laboral y las opiniones de compañeros y profesores con más trayectoria profesional subrayan la importancia de este software en proyectos innovadores. MATLAB/Simulink permite realizar simulaciones precisas sin necesidad de pruebas físicas, lo que representa un ahorro considerable en términos económicos y de tiempo. Además, existe una notable escasez de profesionales capacitados en el uso de este software en la industria, lo que aumenta mis posibilidades de éxito laboral al adquirir esta competencia.

Finalmente, tras un estudio preliminar del tema, he observado que la mayoría de los trabajos existentes utilizan sistemas Single Input, Single output (SISO) para el control. Por ello, una de mis motivaciones adicionales es la oportunidad de implementar un sistema de control Multiple Input, Multiple Output (MIMO) mediante técnicas avanzadas de simulación y control. Esto no solo añade un valor significativo al TFG, sino que también aborda una necesidad crítica en el mercado laboral, dado que hay una escasez aún mayor de personal capacitado en diseñar sistemas de control MIMO eficientes.

En resumen, este TFG abarca conceptos de electrónica de potencia, electrónica analógica, electrónica digital y regulación automática, todas áreas esenciales para un ingeniero electrónico. Este TFG no solo me

permitirá ampliar mis conocimientos técnicos, sino que también me proporcionará habilidades valiosas y demandadas en el ámbito profesional.

## 1.2. Objetivos

El presente trabajo tiene como objetivos principales la síntesis de un modelo matemático de la dinámica de un convertidor de electrónica de potencia tipo Back-to-Back (BTB) utilizado en la conexión entre un generador eléctrico conectado a una carga, o a una red eléctrica, así como el diseño de los lazos de control implicados en la parte de ingeniería de control del sistema y la simulación del sistema con los algoritmos de control diseñados mediante entorno de simulación MATLAB/Simulink; de forma que lo realizado sirva como base para trabajos posteriores y los resultados obtenidos en simulación se puedan reproducir.

Para cumplir con estos objetivos de control, se van a diseñar lazos de control externos, basados en controladores Integral-Proporcional (PI) y Proporcional Integral (PI) (sistemas SISO), que son los encargados de aportar la señal de set-point, o señal de referencia, a los lazos internos (sistemas MIMO). Los lazos externos vendrán definidos por los valores de potencia activa, reactiva y tensión en el enlace de corriente continua DC que queramos que proporcione nuestro sistema.

Un Convertidor de Fuente de Voltaje (VSC) es un tipo de convertidor electrónico de potencia que transforma corriente continua (DC) en corriente alterna (AC) o viceversa. Los VSC se utilizan ampliamente en configuraciones Back-to-Back, que permiten la conversión bidireccional de energía entre sistemas de corriente continua y alterna. Son esenciales en sistemas de energía eléctrica, como en parques eólicos o enlaces de corriente continua en alta tensión (HVDC), para gestionar la conversión de energía y controlar variables como la tensión, la potencia activa y la potencia reactiva.

En este trabajo se utilizan dos VSCs. El  $VSC_1$  se encargará de controlar la tensión en el enlace de DC ( $V_{DC}$ ) y la potencia reactiva ( $Q_1$ ), mientras que el  $VSC_2$  controlará la potencia activa ( $P$ ) y la potencia reactiva ( $Q_2$ ).

Para el control de los lazos internos, uno para el  $VSC_1$  y otro para el  $VSC_2$ , se ha propuesto el diseño de un sistema de control MIMO para cada uno. Estos sistemas MIMO tendrán como entradas las corrientes en el sistema de referencia  $dq$  y, como salidas, la señal de control utilizada para la generación de modulación por ancho de pulso PWM en el mismo sistema de referencia. Aunque este enfoque implica una mayor complejidad en el diseño, presenta ventajas considerables frente al uso de múltiples sistemas SISO en los distintos contextos donde se implementan los convertidores Back-to-Back.

Un ejemplo de esta afirmación se detalla en el libro «Wind Turbine Control Systems: Principles, Modeling and Gain Scheduling Design» [13], desarrollado en el contexto de la generación de energía renovable con el uso de turbinas eólicas, donde se presentan ejemplos prácticos de cómo se puede aplicar el control MIMO en este contexto.

El control MIMO permite manejar de manera eficiente las interacciones entre variables. En el sistema, las variables a controlar están interrelacionadas, es decir, el cambio en una de estas variables repercute en las otras. El uso de un sistema MIMO [46] posibilita modelar y controlar estas interacciones directamente, proporcionando un control más preciso y eficiente. Además, se detalla cómo el uso de un sistema MIMO aumenta la robustez y estabilidad del control en comparación con el uso de varios sistemas SISO, ya que considera el comportamiento del sistema como un todo. Al usar sistemas SISO en cascada, como hacen la mayoría de estudios y trabajos, es necesario desacoplar las variables entre los lazos, lo que reduce la precisión y eficiencia del control frente al uso de sistemas MIMO, según se describe en el mencionado libro.

Otro aspecto importante es la optimización global del sistema. Al tratar todas las entradas y salidas simultáneamente en el control MIMO, se mejora el rendimiento global del sistema. Algunos libros [12] abordan técnicas de optimización en sistemas MIMO y las ventajas que suponen aplicar dichas técnicas sobre los

sistemas **SISO**.

Como último aspecto a destacar, el control **MIMO** es más eficiente en términos de recursos computacionales y de implementación, ya que un solo controlador **MIMO** puede reemplazar múltiples controladores **SISO**. Esto se traduce en una reducción en tiempo y coste a la hora de implementarlo en el sistema [12].

Por último, este trabajo se ha realizado debido a la creciente relevancia del uso de convertidores Back-to-Back, que muestran una gran proyección en el mercado y cobran gran importancia en la generación y transmisión de energía eléctrica con origen en fuentes renovables. Algunas de las aplicaciones actuales de los convertidores Back-to-Back incluyen:

1. **Sistemas de transmisión de energía eléctrica:** Los convertidores Back-to-Back son fundamentales en los sistemas de transmisión de corriente continua en alta tensión (**HVDC**), ya que permiten la transmisión eficiente de energía eléctrica a largas distancias con menores pérdidas que los sistemas **AC** tradicionales [10]. Los convertidores Back-to-Back se usan especialmente en redes eléctricas largas o interconectadas, ya que proporcionan un mejor control de la potencia transmitida y mejoran la estabilidad del sistema frente a los sistemas **AC** tradicionales.
2. **Sistemas eólicos de generación de energía eléctrica:** El convertidor Back-to-Back es crucial en la conversión de energía y su integración en la red en sistemas eólicos. Los generadores eólicos se basan en un generador asíncrono doblemente alimentado (**DFIG**) para su funcionamiento en la generación de energía [4], siendo una opción muy interesante con un mercado en crecimiento. El **DFIG** permite un funcionamiento a velocidad variable en un rango amplio, compensando la diferencia entre la frecuencia mecánica y la eléctrica mediante un convertidor de potencia. Tanto durante el funcionamiento normal como en caso de avería, el comportamiento del generador se rige por el convertidor de potencia y sus controladores.
3. **Sistemas de captación de energía undimotriz:** Los convertidores Back-to-Back desempeñan un papel clave en los sistemas de generación de energía undimotriz, que convierten la energía de las olas marinas en energía eléctrica. Estos convertidores facilitan la conversión eficiente de la energía mecánica producida por el movimiento de las olas en electricidad, ajustando las variables de tensión y frecuencia para su integración en la red eléctrica. El uso de convertidores Back-to-Back [18] mejora la eficiencia y el control en estos sistemas, contribuyendo a la estabilidad y calidad de la energía generada.
4. **Trenes de alta velocidad y sistemas de transporte eléctrico:** Los convertidores Back-to-Back permiten un control preciso y eficiente de los motores eléctricos en trenes de alta velocidad y otros sistemas de transporte eléctrico. En la literatura sobre tecnología de motores de imanes permanentes se destaca cómo los sistemas de propulsión eléctrica [21] son menos contaminantes comparados con los sistemas de motores de combustión. Además, se menciona que en estos sistemas, los convertidores Back-to-Back, basados en Voltage Source Inverter (**VSI**) y no en Voltage Source Converter (**VSC**) como en este trabajo, permiten una conversión eficiente de energía entre diferentes formas o niveles de tensión y frecuencia, siendo cruciales para el control de los motores eléctricos en sistemas de transporte modernos.
5. **Trenes de alta velocidad y sistemas de transporte eléctrico:** Los convertidores Back-to-Back permiten un control preciso y eficiente de los motores eléctricos en trenes de alta velocidad y otros sistemas de transporte eléctrico. En la literatura sobre tecnología de motores de imanes permanentes se destaca cómo los sistemas de propulsión eléctrica [21] son menos contaminantes comparados con los sistemas de motores de combustión. Además, se menciona que en estos sistemas, los convertidores Back-to-Back, basados en Voltage Source Inverter (**VSI**) y no en Voltage Source Converter (**VSC**) como en este trabajo, permiten una conversión eficiente de energía entre diferentes formas o niveles de tensión y frecuencia, siendo cruciales para el control de los motores eléctricos en sistemas de transporte modernos.

### 1.3. Alcance

El presente trabajo tiene como objetivos principales, desarrollados en profundidad en la Sección 1.2 del Capítulo 1, la síntesis de un modelo matemático de la dinámica de un convertidor de electrónica de potencia tipo Back-to-Back (BTB) utilizado en la conexión entre un generador eléctrico conectado a una carga, o a una red eléctrica, así como el diseño de los lazos de control implicados en la parte de ingeniería de control del sistema y la simulación del sistema con los algoritmos de control diseñados mediante entorno de simulación MATLAB/Simulink; de forma que lo realizado sirva como base para trabajos posteriores y los resultados obtenidos en simulación se puedan reproducir.

En primer lugar, se realizará un estudio del estado del arte o tecnológico y bibliográfico sobre el sistema Back-to-Back y los métodos de control empleados; comparando los métodos de control y los diseños de otros autores con el propuesto en este trabajo.

En segundo lugar, se realizará una descripción del convertidor Back-to-Back, explicando cuál es el funcionamiento del sistema, cuáles son cada una de las partes funcionales que lo componen y su utilidad en el contexto de la generación y transmisión de energía eléctrica, exponiendo algunos ejemplos de aplicación.

En tercer lugar, se explicará cuál es el principio de operación del convertidor Back-to-Back. Para ello, se hará una descripción de los diferentes componentes del convertidor, desarrollando teóricamente cómo es posible controlar los flujos de potencia activa y reactiva entre dos sistemas interconectados.

En cuarto lugar, se desarrollará el modelo matemático que define la dinámica del sistema usando diferentes técnicas basadas en las leyes de la electrónica. Durante el desarrollo de esta sección, se hará uso de las transformadas de Clarke y Park para disminuir la complejidad del modelo que define la dinámica del sistema y, que posteriormente, se va a usar para el diseño del sistema de control.

En quinto lugar, se van a realizar simulaciones en MATLAB/Simulink. Cada una de las simulaciones realizadas, tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, vendrá acompañada de:

1. Una tabla con los datos utilizados en la simulación.
2. El diseño creado en Simulink, describiendo la función de cada uno de ellos en la simulación.
3. Representación gráfica tanto de los resultados obtenidos como de las señales en diferentes puntos de la simulación. Los resultados vendrán acompañados de una descripción explicativa.

En el caso de lazo cerrado, en las simulaciones realizadas para diferentes algoritmos de control se tendrá en cuenta el efecto de ruido, perturbaciones e incertidumbre paramétrica, a fin de realizar un análisis de la robustez del sistema de control:

1. Se explicará por qué se ha elegido ese controlador para el diseño del lazo y por qué se ha diseñado dicho lazo de la forma representada.
2. Se analizarán diferentes técnicas de control, tanto MIMO como SISO, realizando un estudio comparativo.
3. Se añadirá el desarrollo matemático realizado para el diseño de los controladores.
4. Se mostrarán tanto las señales de respuesta correspondientes a las variables controladas (CV) o del proceso (PV) como las señales correspondientes a las variables manipuladas (MV).
5. Se analizará el efecto de la frecuencia de muestreo empleada en la implementación de los algoritmos de control.
6. Se analizará el efecto del ruido en los sensores y a la salida de los controladores.

7. Se analizará el efecto de perturbaciones actuantes sobre el sistema.
8. Se analizará el efecto de la incertidumbre en los parámetros del modelo matemático.
9. Se tendrá en cuenta el efecto de las saturaciones de las señales.
10. A partir de los resultados obtenidos de simulación se presentarán las conclusiones.

Por último, se dedicará un capítulo a las conclusiones del desarrollo del trabajo y los resultados obtenidos.

El trabajo incluirá algunos anexos (como por ejemplo las transformaciones de Clarke y Park) que complementen el contenido de los capítulos.

El TFG se realizará de acuerdo con la normativa Una Norma Española (UNE) 157001.

Queda excluido del alcance de este trabajo lo siguiente:

1. Uso de otros softwares diferentes a MATLAB/Simulink.
2. Simulación tipo Hardware In the Loop Simulation (HILS).
3. Propuesta de diseño del sistema para la implementación práctica real de los algoritmos de control probados en simulación.
4. Pruebas con sistema real.
5. Reproducción de los diseños utilizados por otros autores en MATLAB/Simulink.



## Capítulo 2

# Estudio del estado del arte y revisión tecnológica

### 2.1. Introducción al estudio del estado del arte

Los convertidores Back-to-Back (**BTB**) son cruciales en la transmisión y distribución de energía eléctrica, así como en diversas aplicaciones industriales. Algunas de estas aplicaciones incluyen el control de motores de corriente alterna como cintas transportadoras y sistemas de transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (**HVDC**).

Estos convertidores permiten el control preciso del flujo de energía eléctrica entre dos sistemas de corriente alterna (**AC**) con diferentes características técnicas mediante un enlace de corriente continua (**DC**).

Por este motivo, estos sistemas han cobrado gran importancia en la integración de energías renovables, como la eólica y la solar, en las redes eléctricas convencionales, y para la mejora de la eficiencia energética en aplicaciones industriales.

### 2.2. Antecedentes

Previamente a la aparición de los convertidores Back-to-Back (**BTB**) para la transmisión y conversión de energía eléctrica, se empleaban otros sistemas que usaban diferentes tecnologías y métodos. Las limitaciones de éstos llevaron al desarrollo de soluciones más avanzadas como los convertidores **BTB**. Algunos ejemplos de sistemas que han sido afectados y mejorados con la aparición de los convertidores Back-to-Back son:

1. **Transmisión de corriente alterna (**AC**):** La transmisión de energía en corriente alterna (**AC**) ha sido la tecnología predominante desde su aparición durante la Segunda Revolución Industrial (1870-1914). En la literatura sobre análisis de sistemas de potencia [48] se expone la evolución y los desafíos que presenta método de transmisión de energía.

La primera línea de transporte de corriente alterna se puso en funcionamiento en 1890 en los Estados Unidos (**EE.UU.**) [48], para transportar energía eléctrica generada en una central hidroeléctrica desde Willamette Falls hasta Portland, Oregón (aproximadamente 13 millas). Posteriormente, en 1891 en Alemania, se construyó la primera línea de transporte de corriente alterna (**AC**) de larga distancia (aproximadamente 175 kilómetros) entre las ciudades de Lauffen am Neckar y Frankfurt.

La capacidad de manipular los niveles de voltaje utilizando transformadores [48] favoreció el uso de la corriente alterna (**AC**) para la transmisión de energía, debido a sus menores pérdidas en largas distan-

cias en comparación con la transmisión en corriente continua (**DC**) en ese momento.

Sin embargo, la transmisión de energía en corriente alterna (**AC**) [48] presenta, entre otros, desafíos significativos en el transporte de energía en largas distancias en términos de estabilidad y control de potencia reactiva, así como al interconectar dos sistemas que funcionan a distintas frecuencias.

2. **Interconexión de redes eléctricas:** Antes de la aparición de los convertidores Back-to-Back, resultaba un desafío técnico interconectar redes eléctricas con distintas frecuencias y características operativas. Hasta entonces, la mejor solución fue la implementación de sistemas de transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (**HVDC**) que, tal y como se explica en la literatura sobre sistemas de transmisión **HVDC** [43], con el desarrollo de nuevas tecnologías permitían la interconexión entre redes que operaban a diferentes frecuencias entre otras cosas, resolviendo uno de los principales problemas de los sistemas **AC**.

Al principio, los sistemas **HVDC** utilizaban rectificadores de mercurio para convertir la corriente alterna (**AC**) en corriente continua (**DC**) y viceversa. A pesar de que este método de conversión fue innovador y exitoso en su momento, presentaba desafíos significativos debido su baja eficiencia, elevado volumen y constante mantenimiento entre otros. Pese a las mejoras en las tecnologías con la aparición de dispositivos de estado sólido como los tiristores, el control dinámico y la estabilidad del sistema seguían suponiendo un problema para los sistemas **HVDC** en la interconexión de redes eléctricas complejas.

La necesidad de soluciones más avanzadas y eficientes, y la aparición de los transistores bipolares de puerta aislada (**IGBT**), llevaron al desarrollo de los convertidores Back-to-Back, los cuales ofrecían mejoras significativas en la interconexión de redes de diferentes características.

3. **Sistemas de transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (**HVDC**):** Tal como se ha desarrollado, los sistemas de transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (**HVDC**) surgieron como solución a los problemas que presentaban los sistemas de transmisión de corriente alterna (**AC**) en el transporte de energía a largas distancias y a la dificultad de interconectar directamente redes con diferentes características técnicas.

En la literatura [10] se expone como la aparición de los convertidores Back-to-Back representó un avance significativo en la tecnología **HVDC** introduciendo ventajas como por ejemplo:

- a) Conversión de energía más eficiente, reduciendo las pérdidas de energía en comparación con los sistemas **HVDC** tradicionales.
- b) Facilitan la interconexión de redes eléctricas complejas.
- c) Mejoran el control y la estabilidad del sistema, permitiendo un control dinámico más preciso y una mejor capacidad para gestionar y responder a fallos.

4. **Integración de energías renovables:** Debido a la necesidad de reducir el consumo de fuentes de energía contaminantes como el carbón o el petróleo, las fuentes de energía renovables, como la solar o la eólica, han cobrado gran importancia en la actualidad. Estas fuentes intermitentes y variables, generan energía eléctrica que necesita ser convertida y adaptada para su integración en las redes existentes, lo que presenta grandes desafíos en términos de eficiencia y control.

Según la literatura sobre control y sincronización de redes para sistemas de generación de energía distribuida [14], algunas de las ventajas clave que ofrecen los convertidores Back-to-Back en la integración de energías renovables son:

- a) Control preciso y eficiente de la potencia activa y reactiva.

- b) Mejora en la calidad de la energía gracias a la capacidad de compensar desequilibrios en la red.
- c) Capacidad de conectar sistemas diferentes de forma asincrónica.

## 2.3. Aplicaciones actuales de los convertidores Back-to-Back

Tal y como se ha expuesto en la Sección 2.2 del Capítulo 2, la necesidad de soluciones más eficientes y efectivas en el campo de la transmisión y distribución de energía, junto con el avance de las tecnologías, han provocado la aparición e implementación de los convertidores Back-to-Back. A esta casuística se suma la actual necesidad crítica de reducir el consumo de combustibles contaminantes. En este contexto, los convertidores Back-to-Back han cobrado gran importancia en diversos sectores. A continuación, se detallan las aplicaciones más relevantes en algunos estos sectores.

### 2.3.1. Sector energético

1. **Integración de energías renovables:** Tal como se ha expuesto anteriormente, las fuentes de energías renovables, como la eólica o la solar, requieren una conversión y adaptabilidad para su integración en las redes existentes debido a su intermitencia y variabilidad temporal.

En la literatura sobre energía eólica en sistemas eléctricos [1] se expone la situación actual de los parques eólicos offshore en Europa. Entre los parques de mayor capacidad en operación se encuentran los instalados en Dinamarca, siendo estos Horns Rev (160 MW), Horns Rev II (209 MW) y Nysted (166 MW). Uno de los tipos de aerogeneradores más usados en estos parques es el tipo B, los cuales usan una turbina eólica de velocidad variable basada en el generador asíncrono doblemente alimentado (DFIG). Este tipo de generadores asíncronos son máquinas de inducción que permiten extraer energía eléctrica tanto del devanado del estator como del devanado del rotor. Para el caso específico que se está tratando, los aerogeneradores tipo B tienen el estator de la máquina eléctrica conectado directamente a la red eléctrica, mientras que los devanados del rotor son alimentados gracias al uso del convertidor Back-to-Back. En esta aplicación, el convertidor BTB varía la frecuencia eléctrica aplicada en el rotor, desacoplando ésta con la frecuencia mecánica y posibilitando la operación a velocidad variable independiente del aerogenerador. En resumen, la frecuencia del estator y del rotor pueden sincronizarse independientemente de la velocidad mecánica de la turbina.

En conclusión, en el proceso de integración de energías renovables, los convertidores BTB se utilizan para convertir la energía generada por los aerogeneradores de corriente alterna a corriente continua y luego nuevamente a corriente alterna sincronizada con la red eléctrica, lo que ha resultado en una mejora significativa en la eficiencia de transmisión y en la estabilidad del suministro, según la literatura sobre energía eólica en sistemas eléctricos [1]. A pesar de esto, los costos iniciales en instalación y configuración de los convertidores BTB, y la necesidad de aplicar sistemas de control avanzados para manejar la intermitencia de las fuentes de energía renovable, suponen un gran desafío en la aplicación de los convertidores Back-to-Back.

No obstante, la implementación de convertidores Back-to-Back en instalaciones de energías renovables para su integración, provoca un impacto económico y tecnológico:

- 1.1 **Impacto Económico:** El uso de convertidores Back-to-Back para integrar energías renovables reduce las pérdidas de energía y mejora la eficiencia de transmisión, lo que se traduce en menores costos operativos a largo plazo. Estudios sobre el potencial de reducción de costos de tecnologías solares y eólicas [26] indican que la integración de estas tecnologías puede reducir los costos de operación en un 20% - 30%.

**2.2 Impacto Tecnológico:** Según la literatura sobre energía eólica en sistemas eléctricos [1], los convertidores Back-to-Back han sido fundamentales para la integración de grandes cantidades de energía renovable en las redes eléctricas, impulsando el desarrollo de tecnologías de control y gestión de la red que mejoran su estabilidad y eficiencia.

## 2. Transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (HVDC):

Actualmente, los convertidores Back-to-Back se aplican en sistemas HVDC para interconectar redes eléctricas de corriente alterna a larga distancia con mínima pérdida de energía [10].

El sistema HVDC Inter-Island en Nueva Zelanda es uno de los primeros proyectos de transmisión de energía de corriente continua de alto voltaje en el mundo, y conecta la Isla Norte y la Isla Sur del país. Este sistema fue diseñado para mejorar la eficiencia de transmisión de energía entre las dos islas, que tienen diferentes perfiles de demanda y generación de electricidad [49]. Uno de los componentes clave de este sistema es el uso de convertidores Back-to-Back (BTB), los cuales permiten una conexión eficiente entre las redes de corriente alterna (AC) en ambas islas, minimizando las pérdidas de transmisión y mejorando la estabilidad general de la red. Este proyecto ha sido fundamental para garantizar una transmisión confiable de electricidad en Nueva Zelanda, permitiendo el intercambio de grandes cantidades de energía entre las dos islas hasta el día de hoy.

Al igual que en aplicaciones de integración de energía renovable, la implementación del convertidor Back-to-Back en la transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (HVDC) supone un impacto económico y tecnológico:

**1.1 Impacto Económico:** La implementación de sistemas HVDC para la integración de energías renovables puede reducir significativamente los costos de transmisión y mejorar la eficiencia energética a largo plazo.

**2.2 Impacto Tecnológico:** La tecnología HVDC ha permitido la interconexión de redes eléctricas de diferentes regiones, mejorando la estabilidad y la capacidad de respuesta del sistema eléctrico, lo cual ha impulsado el desarrollo de sistemas de control avanzados y técnicas de optimización de redes [10].

### 2.3.2. Sector industrial

**1. Control de motores eléctricos:** En el sector industrial, el uso de los convertidores Back-to-Back para el control de motores eléctricos está ampliamente extendido, especialmente en aplicaciones donde es necesaria una alta precisión en el control de velocidad y torque.

En la industria automotriz, el uso de convertidores Back-to-Back (BTB) es fundamental para el control preciso de motores en líneas de producción automatizadas [15]. Estas líneas requieren un control exacto de la velocidad y el torque de los motores eléctricos para garantizar la precisión en el posicionamiento de piezas y la eficiencia en el proceso de ensamblaje [15]. Los convertidores Back-to-Back permiten un control dinámico y adaptativo, ajustando rápidamente la velocidad y el torque de los motores según las necesidades del proceso, lo que resulta en una mayor calidad de producción, reducción de residuos y eficiencia. Además, la aplicación de estos convertidores reduce el desgaste mecánico al permitir un arranque y parada suaves de los motores.

Al introducir convertidores BTB en el control de motores eléctricos, el proceso sufre diversos impactos [15]:

1.1 **Impacto Económico:** La implementación de convertidores Back-to-Back en el control de motores reduce los costos operativos al disminuir el consumo de energía y prolongar la vida útil del equipo, lo que se traduce en menores costos de mantenimiento.

2.2 **Impacto Tecnológico:** La adopción de convertidores Back-to-Back, ha impulsado el desarrollo de sistemas de control industrial más avanzados, que permiten una automatización más precisa y eficiente de los procesos de fabricación.

## 2.4. Revisión literaria. Topologías y sistemas de control

En esta sección se presenta una revisión detallada de las principales topologías y métodos de control aplicados en el diseño de convertidores Back-to-Back (BTB). Se revisan diversas publicaciones que abordan tanto las topologías más tradicionales como aquellas que introducen innovaciones. Además, se discuten los métodos de control empleados para optimizar el desempeño de estas topologías en diversas aplicaciones.

### 2.4.1. Topología 1: Convertidor modular multinivel (MMC)

El convertidor modular multinivel (MMC) se ha convertido en una de las topologías más avanzadas y eficientes para aplicaciones en sistemas de transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (HVDC). Actualmente, existen principalmente tres tipos de tecnologías de convertidores de fuente de tensión (VSC) aplicadas en HVDC [10], [28]:

- Convertidor puente VSC convencional de dos niveles controlado mediante modulación por ancho de pulso (PWM).
- Convertidor de tres niveles con sujeción del punto neutro (NPC).
- Convertidor modular multinivel (MMC).

La topología MMC emerge como una alternativa superior, particularmente por su capacidad para superar algunas de las limitaciones de las tecnologías anteriores en aplicaciones para sistemas HVDC.

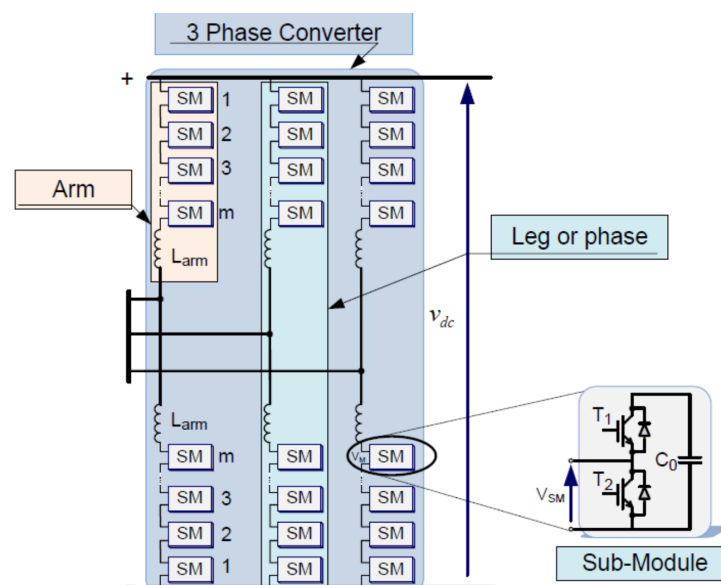


Figura 2.4.1.1: Convertidor modular multinivel (MMC). Fuente: [17].

Según investigaciones [17], la transmisión HVDC basada en un VSC convencional resolvió varias de las limitaciones presentes en sistemas HVDC con convertidores conmutados por línea (LCC), como la necesidad de una alta relación de cortocircuito (SCR) para evitar fallos de conmutación. La evolución de la tecnología VSC ha permitido gestionar de forma independiente la potencia reactiva en ambos terminales, gracias a la capacidad de controlar tanto de la magnitud de la tensión como el ángulo de fase en el terminal AC del convertidor mediante control PWM, mejorando así la estabilidad de la tensión en el sistema eléctrico.

A pesar de estos avances, los VSC convencionales que emplean transistores bipolares de puerta integrada (IGBT) y controlados por PWM presentan pérdidas de conmutación elevadas, las cuales pueden oscilar entre un 3% y un 4% por convertidor debido a la alta frecuencia de conmutación. En este contexto, se destaca la topología MMC, ya que reduce significativamente estas pérdidas mediante la operación a frecuencias de conmutación más bajas, cercanas a la frecuencia de línea [17].

Además, se destaca como la topología MMC es objeto de investigaciones recientes que destacan su potencial para mejorar la eficiencia y la fiabilidad de los sistemas HVDC, a pesar de que la reducción de las pérdidas por conmutación sigue siendo un desafío activo. Un enfoque reciente busca minimizar estas pérdidas operando el MMC a frecuencias de conmutación muy próximas a la frecuencia de la red eléctrica, ofreciendo así una solución viable para mejorar la eficiencia energética en aplicaciones HVDC [17].

Las investigaciones demuestran que la topología de convertidor modular multinivel (MMC) es eficaz para aplicaciones HVDC Back-to-Back, proporcionando un control robusto de la potencia activa y reactiva, y manteniendo bajo el contenido armónico [17]. Los resultados del estudio de Chuco y Watanabe confirman que el MMC puede operar satisfactoriamente con conmutación de baja frecuencia, mejorando la eficiencia y reduciendo pérdidas de conmutación. Además, su capacidad para manejar condiciones de fallo y para invertir el flujo de potencia demuestra su robustez y versatilidad en sistemas de transmisión de energía de alta tensión.

### 2.4.2. Topología 2: Convertidor Back-to-Back de escala completa (FSBTBC)

El convertidor Back-to-Back de escala completa (FSBTBC) se ha consolidado como una de las soluciones más efectivas para la integración de turbinas eólicas de velocidad variable en redes eléctricas, particularmente en escenarios donde la mitigación de fluctuaciones en la calidad de energía es crítica [25]. Con el paso del tiempo, el uso de energía eólica en la red eléctrica se ha visto incrementado considerablemente, provocando que el impacto de las turbinas eólicas en la calidad de la energía se convierta en un tema de creciente importancia, especialmente en relación con el fenómeno del flicker o parpadeo.

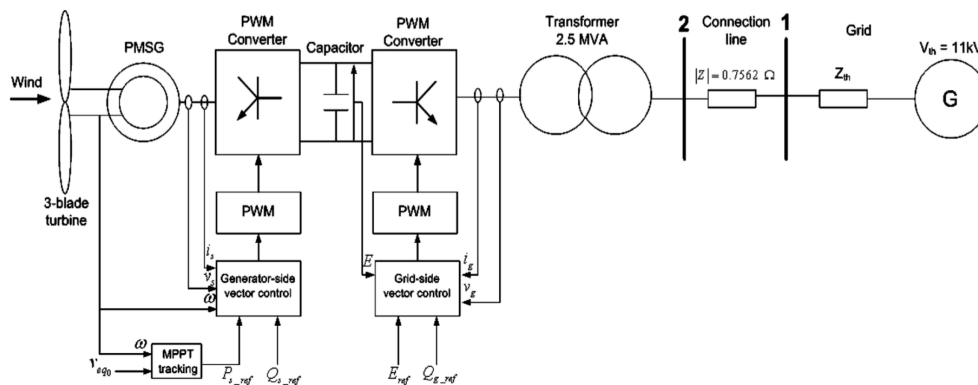


Figura 2.4.2.1: Diagrama de bloques de una turbina eólica conectada a la red con un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) y un convertidor de escala completa (FSBTBC). Fuente: [25].

El fenómeno del flicker o parpadeo, inducido por las fluctuaciones de tensión causadas por variaciones en la potencia de salida de las turbinas, puede limitar significativamente la cantidad de energía eólica que

puede ser conectada a la red [25]. Estas fluctuaciones de potencia, provocadas por factores como la variación en la velocidad del viento, la cizalladura del viento y los efectos de sombra de la torre, son particularmente notables en aerogeneradores de velocidad variable conectados a la red a través de convertidores Back-to-Back de escala completa.

El fenómeno del flicker o parpadeo, inducido por las fluctuaciones de tensión causadas por variaciones en la potencia de salida de las turbinas, puede limitar significativamente la cantidad de energía eólica que puede ser conectada a la red [25]. Estas fluctuaciones de potencia, provocadas por factores como la variación en la velocidad del viento, la cizalladura del viento y los efectos de sombra de la torre, son particularmente notables en aerogeneradores de velocidad variable conectados a la red a través de convertidores Back-to-Back de escala completa.

Según investigaciones, la mitigación del flicker se puede lograr de manera efectiva mediante el control activo de la potencia en aerogeneradores de velocidad variable con generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG) y convertidores Back-to-Back de escala completa (FSBTC) [25]. Estos convertidores permiten una operación óptima del aerogenerador al amortiguar las oscilaciones de potencia activa provocadas por la cizalladura del viento y los efectos de sombra de la torre, reduciendo significativamente la emisión de flicker bajo diversas condiciones de operación.

En el contexto de redes de distribución, donde la resistencia es un factor predominante, los métodos tradicionales de mitigación de flicker basados en la compensación de potencia reactiva muestran limitaciones significativas. Se sugiere el uso de un controlador de mitigación de flicker (FMC) para gestionar activamente las oscilaciones de potencia y suavizar las fluctuaciones de tensión, mejorando así la estabilidad y la calidad de la energía suministrada a la red [25].

Se concluye que el convertidor Back-to-Back de escala completa (FSBTC) es una tecnología clave para la mitigación del flicker en turbinas eólicas de velocidad variable, particularmente aquellas equipadas con PMSG [25]. El estudio [25] detalla el desarrollo de un modelo de simulación para un aerogenerador de nivel megavatio, demostrando la efectividad del control activo de potencia mediante el FMC en la reducción de las oscilaciones de potencia activa, que son responsables del flicker.

Los resultados de la simulación revelan que la mitigación del flicker a través de la compensación de potencia reactiva es limitada en redes de distribución con bajos ángulos de impedancia [25]. Por ello, el controlador propuesto para el control activo de potencia se destaca como una solución eficaz para amortiguar las oscilaciones de potencia, reduciendo así significativamente el flicker en condiciones de operación continua. Esta capacidad de control preciso y eficiente del flujo de potencia convierte a la topología FSBTC en una opción robusta y versátil para la integración de energía eólica en redes eléctricas modernas.

### 2.4.3. Topología 3: Convertidor Back-to-Back monofásico con celdas en paralelo

El convertidor Back-to-Back monofásico con celdas en paralelo es una topología avanzada diseñada para mejorar la capacidad de manejo de corriente en sistemas de interconexión de energía. Esta configuración es especialmente relevante en el contexto de generación distribuida [8], donde las fuentes de energía alterna (AC) como la solar y la eólica han ganado protagonismo. A medida que estas fuentes de energía renovable se integran en los sistemas eléctricos, los convertidores de electrónica de potencia se vuelven esenciales para garantizar una interconexión eficiente y confiable.

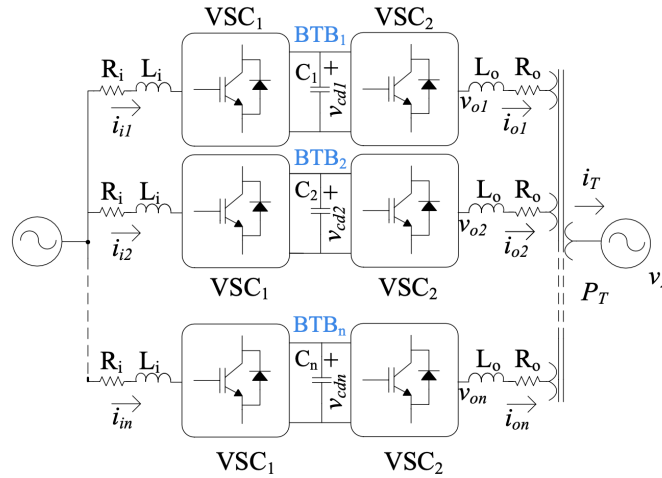


Figura 2.4.3.1: Convertidor **BTB** monofásico con celdas en paralelo empleando un transformador de acoplamiento a la salida, para la interconexión de sistemas de **AC**. Fuente: [8].

En particular, los sistemas Back-to-Back (**BTB**) son los más utilizados para la interconexión de generadores eólicos, gracias a su capacidad para gestionar el flujo bidireccional de potencia activa y operar con potencia reactiva en ambos puertos. Esta topología permite incrementar la capacidad de potencia de los convertidores mediante la conexión en paralelo de múltiples celdas **BTB** monofásicas, mejorando así la eficiencia y la robustez del sistema [8].

La estructura modular de estos convertidores permite aumentar la capacidad de corriente, algo que es crucial para aplicaciones donde se requieren altos niveles de potencia. El sistema está compuesto por varias celdas **BTB** conectadas en paralelo, cada una de las cuales está formada por dos convertidores de fuente de tensión (**VSC**) acoplados a través de un bus de corriente continua (**DC**) y un condensador de enlace [8].

La conexión en paralelo de estas celdas se realiza mediante un transformador de múltiples devanados primarios y un devanado secundario [8], lo que facilita la distribución equitativa del flujo de potencia activa entre los diferentes alimentadores de corriente alterna (**AC**). Esta topología modular no solo incrementa la capacidad de potencia del sistema, sino que también permite la implementación de técnicas de modulación como la estrategia interleaved o intercalado, que reduce la distorsión armónica total (**THD**) de la corriente de salida, incluso en condiciones de baja potencia.

El análisis presentado [8] demuestra que el convertidor Back-to-Back monofásico con celdas en paralelo es una solución efectiva para incrementar la capacidad de operación de los sistemas de interconexión eléctrica. La estructura modular permite un control independiente de cada celda, optimizando la gestión del flujo de potencia entre los diferentes convertidores **VSC** que forman el sistema. Además, la técnica de modulación interleaved resulta fundamental para minimizar la distorsión armónica total en la corriente de salida, mejorando la calidad de la energía entregada.

Se expone cómo el enfoque modular de esta topología no solo facilita su escalabilidad en términos de potencia, sino que también proporciona una flexibilidad significativa en la gestión de los objetivos de control del sistema. Esto convierte al convertidor Back-to-Back monofásico con celdas en paralelo en una opción ideal para aplicaciones donde la eficiencia y la calidad de la energía son cruciales, como en sistemas de generación distribuida y en la integración de fuentes de energía renovable en redes eléctricas [8].

#### 2.4.4. Topología 4: Convertidor Back-to-Back monofásico de tres puertos

El convertidor Back-to-Back monofásico de tres puertos [23] es una topología avanzada de electrónica de potencia diseñada para mejorar la eficiencia y la flexibilidad en la interconexión de fuentes de energía

renovable en sistemas eléctricos. La creciente adopción de energías renovables, como la eólica y la fotovoltaica, ha generado la necesidad de sistemas capaces de manejar la variabilidad en la generación y la demanda.

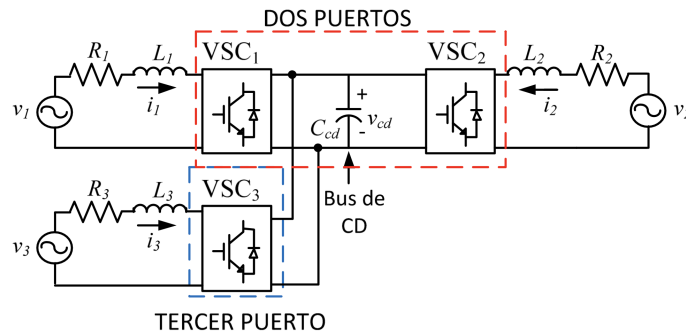


Figura 2.4.4.1: Convertidor BTB monofásico de tres puertos. Fuente: [23].

En algunos artículos [23] se expone cómo el convertidor Back-to-Back (BTB) es ampliamente utilizado en aplicaciones industriales y en sistemas de potencia, como la transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (HVDC) y sistemas de alimentación ininterrumpible (UPS). Este tipo de convertidor, que generalmente se configura con convertidores de fuente de tensión (VSC), permite el flujo bidireccional de energía, mejorando el factor de potencia y proporcionando la capacidad de compensar potencia reactiva en cada puerto de conexión.

Esta topología de tres puertos ofrece una configuración versátil con tres modos de operación distintos [23].

- En el primer modo, dos convertidores VSC suministran potencia a un tercero, que funciona como puerto de salida, regulando el bus de corriente continua (DC).
- En el segundo modo, solo un VSC entrega potencia mientras los otros dos actúan como salidas acopladas a cargas, absorbiendo la potencia y manteniendo regulado el bus de DC.
- En el tercer modo, ninguno de los VSC entrega potencia, pero el bus de DC se mantiene regulado.

Estos artículos [23] destacan cómo esta tipología tiene la capacidad de operar de forma independiente en cada puerto, gracias al desacople de los convertidores a través del condensador del bus de DC. Este desacoplamiento permite que cada VSC se controle de manera autónoma, optimizando así el flujo de potencia activa y la compensación de potencia reactiva. Además, el artículo aborda la implementación de una estrategia de control basada en la técnica de linealización entrada-salida, que mejora el rendimiento del sistema al gestionar adecuadamente la dinámica de las variables controladas.

El análisis realizado [23] demuestra que el convertidor Back-to-Back monofásico de tres puertos es una solución efectiva para gestionar el flujo de potencia entre múltiples convertidores VSC. La estructura de control propuesta facilita el control independiente del flujo bidireccional de potencia activa y la regulación de la tensión en el bus de DC. Las simulaciones realizadas validan la efectividad de este esquema de control, mostrando que el convertidor puede manejar eficientemente la distribución de potencia en un sistema con una capacidad nominal de 30 kVA, distribuidos en 10 kVA por puerto.

Se concluye [23] que el enfoque modular y la versatilidad de esta topología la hacen ideal para aplicaciones donde se requiere una gestión precisa y flexible de la energía, como en sistemas de generación distribuida y en la integración de múltiples fuentes de energía renovable. La capacidad del convertidor para operar en diferentes modos, junto con su estrategia de control avanzada, lo convierte en un elemento clave para optimizar el rendimiento y la estabilidad de los sistemas eléctricos modernos [23].

### 2.4.5. Sistema de Control 1: Sistema de control SISO mediante PWM o modulación de ancho de pulso de vector espacial (SVPWM)

La mayoría de artículos sobre convertidores Back-to-Back (BTB) optan por un sistema de control basado en la estructura en cascada con controladores SISO y modulación PWM [6]. La estrategia de control se enfoca en la linealización del sistema y el desacoplamiento de las variables controladas, lo que permite manejar de forma independiente la potencia activa y reactiva con un VSC, y la tensión en el bus de DC junto con la potencia reactiva con el otro VSC.

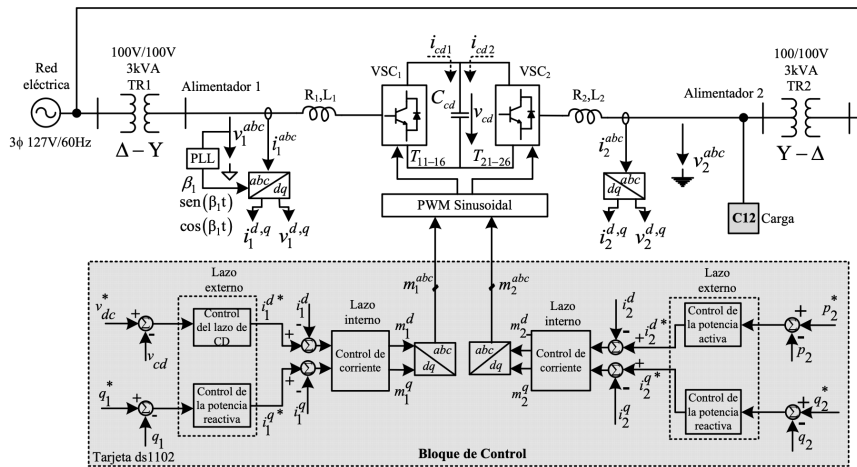


Figura 2.4.5.1: Sistema de control basado en la estructura en cascada con controladores SISO y modulación PWM para un convertidor Back-to-Back (BTB). Fuente: [6].

Cada sistema de control en cascada se compone de dos bloques principales:

- **Lazos externos:** Generan las referencias de control para que el segundo bloque del sistema produzca la potencia activa, reactiva o la tensión DC deseada.
- **Lazos internos de corriente:** Regulan las corrientes para alcanzar las referencias proporcionadas por el primer bloque. A partir de estas regulaciones, se generan las señales de control para la modulación PWM.

Sin embargo, existen variaciones del sistema de control. Una de ellas [2] implementa una compensación de armónicos mediante un filtro paso bajo (LPF), lo que acerca el comportamiento del sistema a una dinámica más realista.

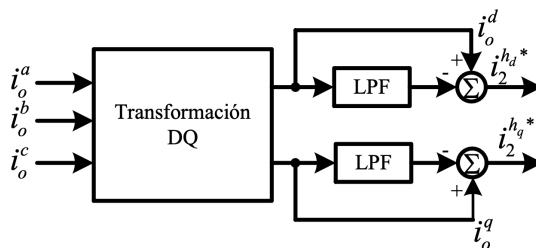


Figura 2.4.5.2: Aislamiento de los armónicos de corriente de la carga total en el punto de acoplamiento común. Fuente: [2].



del convertidor en redes débiles.

Algunos artículos como [50] desarrollan un modelo dinámico y un controlador no lineal desacoplado para la transferencia de potencia activa y reactiva entre dos sistemas AC interconectados. Mediante la técnica de linealización por realimentación, el controlador desacopla efectivamente el control de la potencia activa y reactiva, lo que permite una respuesta rápida frente a variaciones de las condiciones de referencia. Las simulaciones y resultados experimentales demuestran que el sistema es capaz de mantener el control preciso de la potencia reactiva sin afectar la transferencia de potencia activa.

Ambos estudios concluyen que la realimentación no lineal en convertidores BTB es una solución avanzada y robusta que mejora la capacidad de gestión de la potencia activa y reactiva en redes con condiciones fluctuantes. En particular, el desacoplamiento de las variables en ambos enfoques permite optimizar la estabilidad y el desempeño tanto en situaciones dinámicas como en el régimen estacionario.

## 2.5. Conclusiones del estado del arte

El análisis realizado en las secciones anteriores permite observar cómo el avance de las tecnologías, combinado con las crecientes necesidades globales, como la reducción de la contaminación y la mejora en la eficiencia de los sistemas eléctricos, ha impulsado el desarrollo y la adopción de sistemas que permiten la generación de energía eléctrica renovable. Dentro de este contexto, el convertidor Back-to-Back ha demostrado ser una tecnología clave, no solo por su capacidad de mejorar la eficiencia y estabilidad de los sistemas eléctricos, sino también por su papel crucial en aplicaciones como la integración de energías renovables y la transmisión flexible de energía.

En la Sección 2.2 del Capítulo 2, se explica cómo los antecedentes históricos del convertidor han mostrado su evolución desde aplicaciones más tradicionales hacia soluciones modernas que abordan los desafíos energéticos actuales. En cuanto a sus aplicaciones actuales, se destaca su uso en la integración de energía eólica y solar en la red eléctrica, así como en sistemas de transmisión HVDC.

En la Sección 2.4 del Capítulo 2, se ha profundizado en algunas de las topologías y sistemas de control más relevantes que están en constante evolución para optimizar el rendimiento de los convertidores Back-to-Back. Estos desarrollos están orientados a mejorar la eficiencia energética, la estabilidad de la red, y la capacidad de respuesta frente a fluctuaciones en la generación y demanda de energía.

En conclusión, la necesidad urgente de reemplazar generadores de energía contaminantes por fuentes limpias y renovables ha elevado significativamente la importancia del convertidor Back-to-Back. Su versatilidad y eficiencia lo posicionan como un componente esencial en la transición energética actual, permitiendo no solo una gestión más eficiente de la energía, sino también una mayor integración de fuentes renovables en las redes eléctricas.

## Capítulo 3

# Convertidor Back-to-Back (BTB)

### 3.1. Introducción

El convertidor Back-to-Back (BTB) [6], [4], [7] es un sistema de conversión de energía eléctrica compuesto generalmente por dos convertidores VSC conectados mediante un enlace de corriente continua común (DC-Link): uno de corriente alterna (AC) a corriente continua (DC), conocido como rectificador, y otro de DC a AC, llamado inversor. Este sistema es bidireccional, lo que permite que la energía pueda ser transferida en ambas direcciones entre una línea de suministro y una carga, pudiendo ser esta última activa, pasiva o incluso otra red, facilitando la integración de redes eléctricas con diferentes características o frecuencias. En la literatura [24] se describe en profundidad los sistemas de transmisión de energía eléctrica y los convertidores utilizados, destacando la importancia de los convertidores Back-to-Back en sistemas de transmisión de corriente continua de alto voltaje (HVDC).

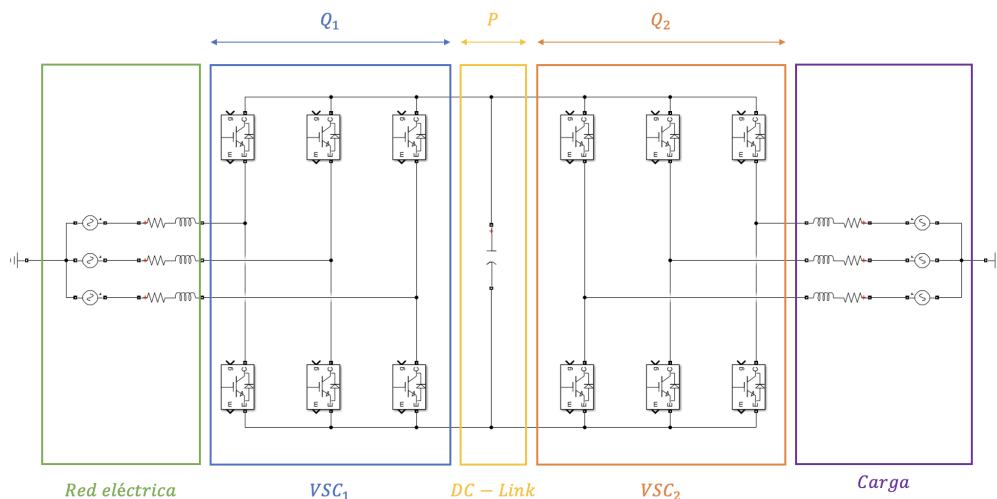


Figura 3.1.1: Topología del convertidor Back-to-Back.

En la Sección 2.4 del Capítulo 2 se describen diferentes topologías y sistemas de control en el contexto de convertidores Back-to-Back, sin embargo, para la descripción y desarrollo de esta sección, se toma como referencia la topología mostrada en Figura 3.1.1.

Esta topología [6], [4], [7] posee múltiples ventajas en términos de capacidad de procesamiento de potencia, permitiendo un flujo bidireccional de potencia con corrientes quisi-senoidales y un alto factor de potencia (PF) cercano a la unidad. En cuanto a armónicos, los convertidores BTB [2], [11] influyen en la calidad de la energía y cómo se utilizan para mitigar armónicos y otras perturbaciones en las redes eléctricas.

Esto se debe a que tiene una distorsión armónica total (THD) baja, lo que indica una señal más pura y con menos distorsión armónica, y una distorsión del factor de potencia (PF) cercano a la unidad, es decir, una menor distorsión armónica y una mayor eficiencia en el uso de la energía eléctrica.

## 3.2. Funcionamiento del sistema Back-to-Back

El funcionamiento del convertidor Back-to-Back [6], [4], [7] se organiza en tres etapas principales:

1. **Rectificación:** En la primera etapa, la corriente alterna (AC) de la red de entrada se convierte en corriente continua (DC) mediante el rectificador. Este proceso permite estabilizar la energía para su procesamiento posterior.
2. **Bus de DC y desacoplamiento:** La energía en corriente continua (DC) fluye a través de un bus de DC que conecta el rectificador con el inversor. Una característica clave del bus de DC es que desacopla los dos VSCs, lo que significa que cada convertidor puede operar de manera independiente. Gracias a este desacoplamiento, las variaciones en las condiciones de una de las redes (ya sea en la entrada o en la salida) no afectan directamente al otro convertidor. Esto permite una mayor flexibilidad y control en la gestión de la energía, permitiendo optimizar el rendimiento del sistema según las demandas específicas de cada red.
3. **Inversión:** En la última etapa, el inversor convierte la corriente continua (DC) del bus de DC de vuelta a corriente alterna (AC), ajustando la frecuencia y el voltaje a las necesidades de la red de salida. De manera similar al rectificador, el inversor puede operar de forma independiente, permitiendo que la energía se entregue con las características adecuadas a la red de destino.

## 3.3. Componentes funcionales del convertidor Back-to-Back

1. **Rectificador:** Convierte la AC en DC. Su función principal es estabilizar la energía y preparar el flujo para el bus de DC. Esto implica transformar la AC variable en un flujo de energía continua y constante, eliminando las fluctuaciones, lo que garantiza un suministro uniforme al bus de DC.
2. **Bus de DC:** Este es el enlace de corriente continua que conecta el rectificador y el inversor. Su papel crucial en el desacoplamiento permite que cada VSC se gestione de manera independiente, facilitando así la operación del sistema en diferentes condiciones de red.
3. **Inversor:** Convierte la DC de nuevo en AC, adaptando sus características a las necesidades de la red de salida.
4. **Controladores y sistemas de protección:** Los controladores regulan la operación de ambos VSCs, asegurando que la energía se convierta eficientemente mientras se mantienen independientes uno del otro, gracias al bus de DC.

Generalmente, la mayoría de topologías Back-to-Back emplean convertidores del tipo fuente de tensión (VSC) tanto como rectificador como inversor.

### 3.3.1. Convertidor tipo fuente de tensión

Los convertidores de fuente de voltaje (VSC) [44], [39], [22] son dispositivos electrónicos de potencia que convierten corriente continua (DC) en corriente alterna (AC) y viceversa. Funcionan mediante el uso de semiconductores de conmutación, como IGBTs, para controlar con precisión la salida de AC en términos de voltaje, frecuencia y forma de onda. La principal característica de estos convertidores es la capacidad de

controlarse de manera independiente la tensión y la frecuencia fundamental de salida, permitiendo ajustar su magnitud y fase a través de la conmutación controlada y continua de los transistores IGBT. Los VSCs [24], [1] permiten un control independiente de la potencia activa y reactiva, lo que es esencial para mantener la estabilidad y mejorar la eficiencia en aplicaciones de transmisión de energía como la transmisión de HVDC y la integración de energías renovables. En la Figura 3.3.1.1 se muestra un convertidor VSC típico que actúa como rectificador.

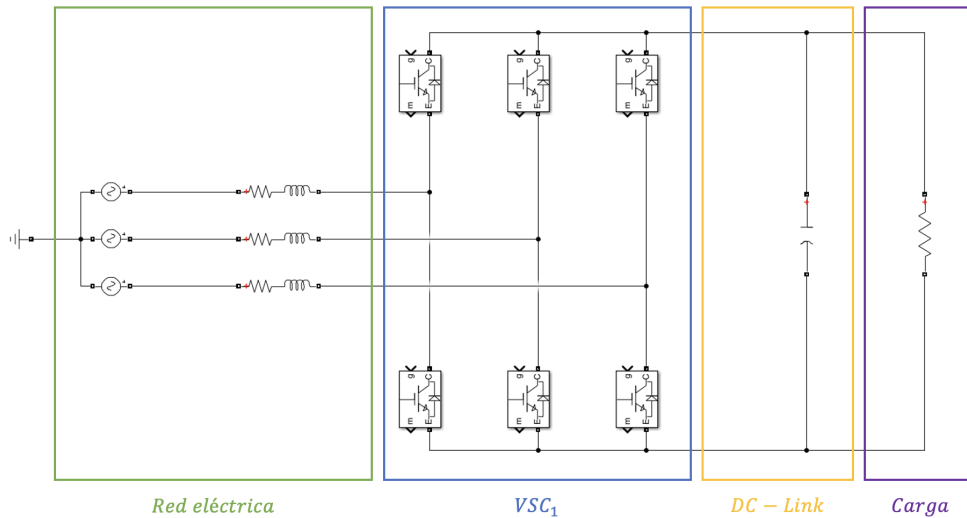


Figura 3.3.1.1: Topología de un VSC básico actuando como rectificador.

Los convertidores VSC [44], [39], [22] suelen emplear dos tipos de transistores de potencia generalmente: IGBTs y transistores de efecto de campo semiconductor de óxido metálico (MOSFET). Sin embargo, la mayoría de las topologías de los convertidores Back-to-Back utilizan principalmente IGBTs [6], [4], [7], [47], [8].

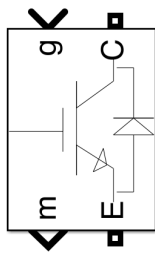


Figura 3.3.1.2: Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT).

Algunas de las ventajas de este dispositivo [44], [22] frente a otros incluyen que no requiere auto-bloqueo, presenta características de alta velocidad de conmutación, alta fiabilidad y bajo consumo. El transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) combina las ventajas tanto del transistor bipolar de unión (BJT) como del transistor de efecto de campo (MOSFET). Con una alta impedancia de entrada, su control es similar al de un MOSFET, mientras que su caída de tensión en conducción se asemeja a la del BJT. Estas ventajas, sumadas a la capacidad para ser controlado mediante las técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM), lo convierten en la opción ideal para que el diseño de VSCs en aplicaciones con convertidores Back-to-Back.

### 3.4. Utilidad y Aplicaciones

Algunas de las utilidades y aplicaciones actuales de los convertidores Back-to-Back ampliamente extendidas son:

- **Integración de energías renovables:** En el proceso de integración de energías renovables, los convertidores BTB se utilizan para convertir la energía generada en corriente alterna a corriente continua y luego nuevamente a corriente alterna sincronizada con la red eléctrica, lo que resulta en una mejora significativa en la eficiencia de transmisión y en la estabilidad del suministro [1].
- **Transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (HVDC):** Actualmente los convertidores Back-to-Back se aplican en sistemas HVDC [10] para interconectar redes eléctricas de corriente alterna a larga distancia con mínima pérdida de energía.
- **Control de motores eléctricos:** El uso de los convertidores Back-to-Back [15] para el control de motores eléctricos está ampliamente extendido, especialmente en aplicaciones donde es necesaria una alta precisión en el control de velocidad y torque.

En la Sección 2.3 del Capítulo 2, se aborda en profundidad distintas aplicaciones actuales del convertidor Back-to-Back.

### 3.5. Principio de operación del convertidor Back-to-Back

La representación del circuito equivalente por fase es crucial para el modelado y análisis del sistema, ya que proporciona una descripción simplificada pero precisa de la topología del convertidor BTB y sus componentes principales. En la Figura 3.5.1 se muestra el circuito equivalente por fase de la topología del convertidor BTB mostrada en la Figura 3.1.1. Para el desarrollo del circuito se hace uso de los fundamentos de la electrónica de potencia [44], [39], [22].

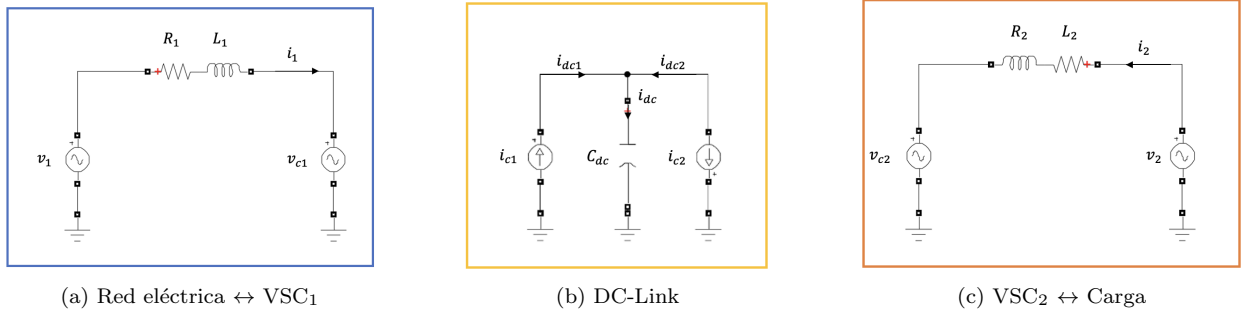


Figura 3.5.1: Circuito equivalente por fase de un convertidor BTB.

La tensión generada en los terminales de los convertidores VSC<sub>1</sub> ( $v_{c1}$ ) y VSC<sub>2</sub> ( $v_{c2}$ ) [6], [5] es proporcional a la tensión en el enlace de DC y a la señal de modulación PWM. Para los dos convertidores en el sistema, la potencia aparente es descrita por [44], [39], [22]:

$$S_1 = P_1 + jQ_1 \quad (3.5.1)$$

$$S_2 = P_2 + jQ_2 \quad (3.5.2)$$

En términos energéticos, la potencia aparente ( $S$ ) suministrada por la fuente correspondiente considerando una reactancia de línea sin pérdidas se define como [44], [39], [22]:

$$S_1 = \frac{v_1 v_{c1} \sin(\theta_1 - \theta_{c1})}{\omega_1 L_1} + j \frac{v_1^2 - v_1 v_{c1} \cos(\theta_1 - \theta_{c1})}{\omega_1 L_1} \quad (3.5.3)$$

$$S_2 = \frac{v_2 v_{c2} \sin(\theta_2 - \theta_{c2})}{\omega_2 L_2} + j \frac{v_2^2 - v_2 v_{c2} \cos(\theta_2 - \theta_{c2})}{\omega_2 L_2} \quad (3.5.4)$$

Donde:

- $v_1$  y  $v_2$  son las magnitudes de las fuentes de alimentación correspondientes.
- $\theta_1$  y  $\theta_2$  son las fases de las fuentes de alimentación correspondientes.
- $v_{c1}$  y  $v_{c2}$  son las magnitudes de las tensiones generadas por los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>.
- $\theta_{c1}$  y  $\theta_{c2}$  son las fases de las tensiones generadas por los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>.
- $\omega_1$  y  $\omega_2$  son las frecuencias de línea.
- $L_1$  y  $L_2$  son las inductancias de enlace entre las fuentes de alimentación y los convertidores VSC correspondientes.

Las Ecuaciones 3.5.3 y 3.5.4 muestran que la caída de tensión en la reactancia de enlace entre la tensión generada por la fuente de alimentación ( $v_1$  y  $v_2$ ) y la tensión generada por la fuente de alimentación controlada ( $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ ) puede variarse, lo que permite el control de la potencia activa y reactiva del convertidor BTB.

A partir de estas ecuaciones, se pueden obtener las expresiones de potencia activa ( $P$ ) y potencia reactiva ( $Q$ ). El flujo de potencia activa ( $P_1$  y  $P_2$ ) entre los convertidores VSC (VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>) y las fuentes de alimentación ( $v_1$  y  $v_2$ ) es proporcional a la tensión y corriente de DC [6], [5].

Este flujo de potencia se puede controlar variando el ángulo de fase de la fuente de alimentación ( $\theta_1$  y  $\theta_2$ ) y el ángulo de fase de la fuente de alimentación controlada ( $\theta_{c1}$  y  $\theta_{c2}$ ) entre la tensión a frecuencia fundamental generada por el convertidor VSC ( $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ ) y la tensión generada en el enlace de DC, es decir, modificando la diferencia de ángulos ( $\theta - \theta_s$ ) [6], [5].

$$P_1 = \frac{v_1 v_{c1} \sin(\theta_1 - \theta_{c1})}{\omega_1 L_1} \quad (3.5.5)$$

$$P_2 = \frac{v_2 v_{c2} \sin(\theta_2 - \theta_{c2})}{\omega_2 L_2} \quad (3.5.6)$$

Por otra parte, el flujo de potencia reactiva ( $Q_1$  y  $Q_2$ ) viene definido por la diferencia entre la tensión de AC ( $v_1$  y  $v_2$ ) y la tensión fundamental generada en los terminales del convertidor ( $v_{c1}$  y  $v_{c2}$ ) [6], [5].

$$Q_1 = \frac{v_1^2 - v_1 v_{c1} \cos(\theta_1 - \theta_{c1})}{\omega_1 L_1} \quad (3.5.7)$$

$$Q_2 = \frac{v_2^2 - v_2 v_{c2} \cos(\theta_2 - \theta_{c2})}{\omega_2 L_2} \quad (3.5.8)$$

La potencia activa y reactiva [6], [5] se consideran positivas cuando la energía fluye desde la red eléctrica hacia la carga. Además, el desplazamiento del ángulo de fase ( $\theta - \theta_s$ ) se considera positivo si la tensión de salida del convertidor está en fase retrasada con respecto a la tensión de la red eléctrica.

# Capítulo 4

## Modelado del convertidor Back-to-Back

### 4.1. Introducción

Se observa que el modelo matemático del convertidor **BTB** es no lineal debido a que las variables de estado se multiplican por las entradas de control [6], [4], [7], [47], [8], [5]. Para las formas de ondas sinusoidales, los resultados teóricos [7] indican que es complicado lograr una estabilidad global o un seguimiento adecuado del sistema.

Es importante destacar que, si la frecuencia de oscilación de la señal eléctrica producida por el generador no es constante, como ocurre en los sistemas donde se aplican convertidores de energía de las olas (**WEC**), el modelo matemático del sistema se vuelve aún más no lineal, ya que aparecen productos entre la frecuencia eléctrica y la corriente. No obstante, en este trabajo se considerará el caso en que la frecuencia de la señal alterna producida por el generador es constante, lo cual simplifica el análisis y diseño del control.

Para facilitar la fase de diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back, la mayoría de los artículos se centran en la transformación del modelo dinámico de un sistema eléctrico de tres fases representadas en el dominio del tiempo en un sistema de referencia *abc* a un modelo de dos fases en un sistema de referencia *dq* rotatorio ortogonal. La implementación de esta solución simplifica los objetivos de control y transforma el problema de seguimiento de una referencia sinusoidal en un problema de regulación.

Para el modelado del sistema, principalmente se hace uso de los fundamentos de la electrónica presentados la literatura [44], [39], [22].

### 4.2. Modelado de la parte de AC

Las Figuras 3.5.1a y 3.5.1c representan el circuito equivalente por fase de la parte de **AC**. Bajo la hipótesis de que los IGBTs conmutan idealmente (sin pérdidas), y aplicando la ley de las mallas de Kirchhoff a cada una de las fases, se obtienen las ecuaciones que definen la caída de tensión de las tres fases de los convertidores  $VSC_1$  y  $VSC_2$ .

A efectos teóricos, se asume que el sistema trifásico está equilibrado y que las conmutaciones de los **IGBT** se producen rápidamente a una frecuencia muy alta. Esto resulta en corrientes de salida con un rizado muy bajo. Dichas corrientes son filtradas por el circuito RL o por el condensador, dependiendo de si el convertidor **VSC** correspondiente opera como rectificador o inversor, respectivamente.

Esta suposición permite modelar la tensión generada en los terminales de los convertidores **VSC** en la parte de **AC**, relacionada directamente con la tensión generada en el enlace de **DC** y el Índice de Modulación

de Amplitud ( $\text{IMA}$ ).

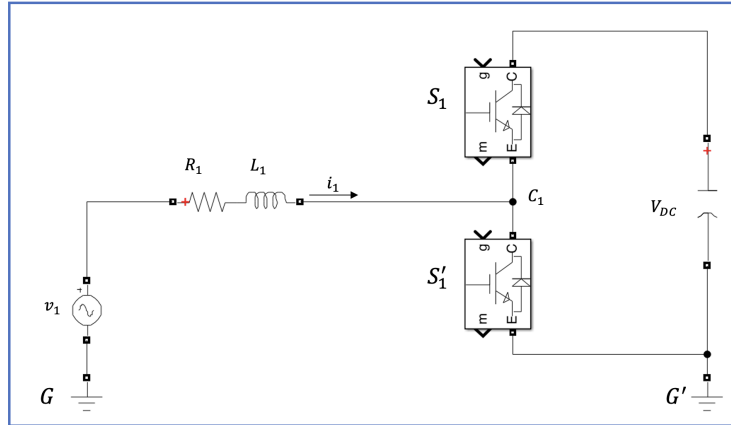


Figura 4.2.1: Circuito equivalente funcional de una rama del convertidor VSC<sub>1</sub>.

A partir de la Figura 4.2.1 se realiza el modelado de la parte de  $\text{AC}$  correspondiente al convertidor VSC<sub>1</sub>, siendo equivalente para el modelado correspondiente al convertidor VSC<sub>2</sub>.

La tensión entre  $G$  y  $C_1$  para cada una de las fases se puede calcular aplicando la leyes de Kirchhoff:

$$v_{C_1G}^{abc} = -v_1^{abc} + R_1 i_1^{abc} + L_1 \frac{di_1^{abc}}{dt} \quad (4.2.1)$$

La tensión  $v_{C_1G}^{abc}$  es variable y depende del estado de los conmutadores  $S_1$  y  $S'_1$  para cada una de las fases. Estos últimos están condicionados por la función de conmutación ( $FC_1^{abc}$ ) de los  $\text{IGBT}$  bajo la hipótesis de idealidad establecida, siendo 1 ó 0 los únicos valores que puede tomar dicha función. Para el correcto funcionamiento del sistema propuesto, cuando un conmutador se encuentre encendido o en modo conducción ( $FC_1^{abc} = 1$ ), el conmutador opuesto se encontrará apagado o en modo no conducción ( $FC_1^{abc} = 0$ ).

La tensión generada en los terminales de un inversor  $\text{PWM}$  [39] esta relacionada con la tensión generada en el enlace de  $\text{DC}$  y el Índice de Modulación de Amplitud ( $\text{IMA}$ ). Estos principios de modulación son aplicables en la operación de rectificadores en sistemas de convertidores bidireccionales. Dicha relación, aplicada al sistema representado en la Figura 4.2.1, se expresa de la forma:

$$v_{C_1G'}^{abc} = m_1^{abc} \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.2.2)$$

Donde:

- $m_1^{abc}$  es el Índice de Modulación de Amplitud ( $\text{IMA}$ ).
- $V_{DC}$  es la tensión generada en el enlace de  $\text{DC}$ .

En este contexto, el Índice de Modulación de Amplitud ( $\text{IMA}$ ) puede variar de la siguiente forma:

- a)  $m_1^{abc} = 0$ : No hay modulación  $\text{PWM}$ .

- b)  $0 < m_1^{abc} \leq 1$ : La modulación PWM es efectiva y el VSC puede controlar la salida de manera eficiente.
- c)  $m_1^{abc} > 1$ : Puede llevar a la sobremodulación y a la pérdida del control de la forma de la onda de salida del VSC.

La Ecuación 4.2.2 muestra como el Índice de Modulación de Amplitud (IMA) determina la amplitud de la tensión de salida, regulando la calidad y eficiencia del convertidor. Para el control del sistema, se aplicará como restricción la opción **b)**, ya que la opción **a)** impide aplicar el control sobre el sistema y la opción **c)** provoca la sobremodulación y pérdida de control sobre el sistema.

Finalmente, en un sistema controlado por PWM [39], la señal de control representa la información deseada para modular. Ésta señal se compara con la señal portadora triangular para generar la señal PWM. Partiendo de esta información, el Índice de Modulación de Amplitud (IMA) es un parámetro que describe la relación entre la amplitud de la señal de control y la amplitud de la señal portadora triangular:

$$m_1^{abc} = \frac{\eta_1^{abc}}{m_{t1}} \quad (4.2.3)$$

Donde:

- $m_1^{abc}$  es el Índice de Modulación de Amplitud (IMA).
- $\eta_1^{abc}$  es la señal de control moduladora (ver Figura 4.2.2).

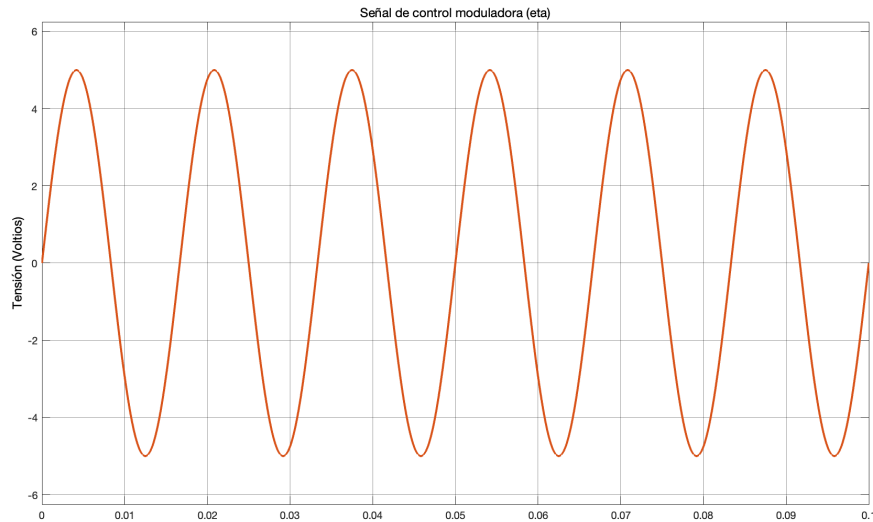


Figura 4.2.2: Modelado de la parte de AC. Señal de control moduladora  $\eta_1$ .

- $m_{t1}$  es la señal portadora triangular (ver Figura 4.2.3).

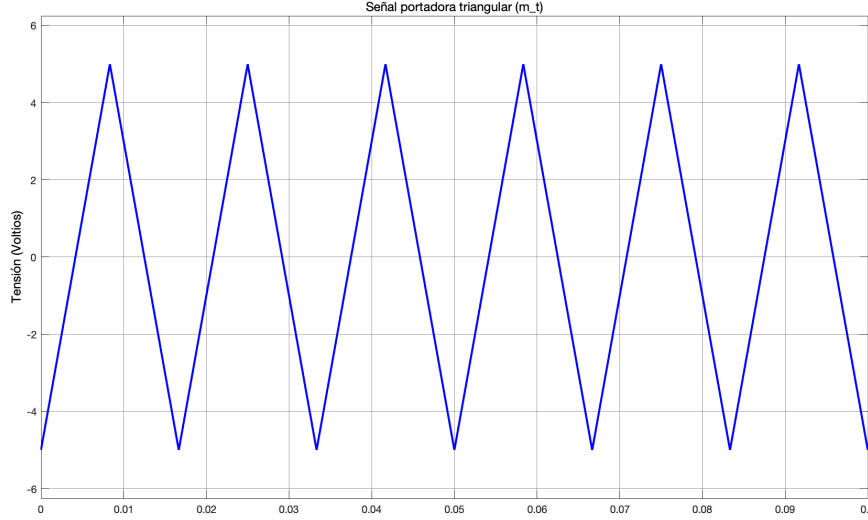


Figura 4.2.3: Modelado de la parte de AC. Señal portadora triangular  $m_t$ .

Aplicando las leyes de Kirchhoff en la Figura 4.2.1 se obtiene el modelo dinámico en ecuaciones diferenciales de la parte de AC para el convertidor VSC<sub>1</sub>.

$$-v_1^{abc} + R_1 i_1^{abc} + L_1 \frac{di_1^{abc}}{dt} + \frac{\eta_1^{abc} V_{DC}}{2m_{t1}} = 0 \quad (4.2.4)$$

$$\frac{di_1^{abc}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( v_1^{abc} - R_1 i_1^{abc} - \frac{\eta_1^{abc} V_{DC}}{2m_{t1}} \right) \quad (4.2.5)$$

Finalmente, el modelo dinámico del sistema eléctrico de tres fases en el dominio del tiempo en un sistema de referencia  $abc$  para el convertidor VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> viene definido por las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{di_1^{abc}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( v_1^{abc} - R_1 i_1^{abc} - \frac{\eta_1^{abc} V_{DC}}{2m_{t1}} \right) \quad (4.2.6)$$

$$\frac{di_2^{abc}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left( v_2^{abc} - R_2 i_2^{abc} - \frac{\eta_2^{abc} V_{DC}}{2m_{t2}} \right) \quad (4.2.7)$$

### 4.3. Modelado de la parte de DC

Para el modelado de la parte de DC, se realiza un balance de potencia entre la parte de AC y la parte de DC. En este proceso, se vuelven a considerar los IGBT como ideales, lo que implica la eliminación de las pérdidas asociadas a la caída de tensión entre la parte de AC y la parte de DC.

$$p_{AC} = \cancel{p_{Pérdidas}} + P_{DC} \quad (4.3.1)$$

La potencia asociada a la parte de DC depende de la dinámica del condensador, que está determinada por las siguientes ecuaciones:

1. Carga almacenada en el condensador:

$$Q = CV_{DC} \quad (4.3.2)$$

Donde:

- $Q$  es la carga almacenada en el condensador.
- $C$  es la capacidad del condensador.
- $V_{DC}$  es la tensión del condensador.

2. Corriente de entrada o salida del condensador:

$$I_{DC} = \frac{dQ}{dt} \quad (4.3.3)$$

Donde:

- $I_{DC}$  es la corriente de entrada o salida del condensador.

La potencia de la parte de **DC** viene definida por la siguiente expresión:

$$P_{DC} = I_{DC}V_{DC} \quad (4.3.4)$$

Al igualar la Ecuación 4.3.2 y la Ecuación 4.3.3, y al desarrollar la Ecuación 4.3.4, se obtiene la potencia generada en el bus de corriente continua.

$$I_{DC} = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (4.3.5)$$

$$P_{DC} = C \frac{dV_{DC}}{dt} V_{DC} \quad (4.3.6)$$

Tomando como referencia la Figura 4.2.1, la potencia generada en la parte de **AC** de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> se expresa como:

$$p_{AC} = i_1^{abc} v_{C_1G}^{abc} + i_2^{abc} v_{C_2G}^{abc} \quad (4.3.7)$$

$$p_{AC} = i_1^{abc} \frac{\eta_1^{abc} V_{DC}}{2m_{t1}} + i_2^{abc} \frac{\eta_2^{abc} V_{DC}}{2m_{t2}} \quad (4.3.8)$$

$$p_{AC} = \frac{V_{DC}}{2} \left( \frac{i_1^{abc} \eta_1^{abc}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{abc} \eta_2^{abc}}{m_{t2}} \right) \quad (4.3.9)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 4.3.6 y 4.3.9 en la Ecuación 4.3.1 se obtiene la expresión que determina el modelo dinámico en ecuaciones diferenciales de la parte de AC:

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} V_{DC} = \frac{V_{DC}}{2} \left( \frac{i_1^{abc} \eta_1^{abc}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{abc} \eta_2^{abc}}{m_{t2}} \right) \quad (4.3.10)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2C} \left( \frac{i_1^{abc} \eta_1^{abc}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{abc} \eta_2^{abc}}{m_{t2}} \right) \quad (4.3.11)$$

Finalmente, el modelo dinámico del convertidor BTB viene definido por las siguientes ecuaciones no lineales de primer orden:

$$\frac{di_1^{abc}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( v_1^{abc} - R_1 i_1^{abc} - \frac{\eta_1^{abc} V_{DC}}{2m_{t1}} \right) \quad (4.3.12)$$

$$\frac{di_2^{abc}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left( v_2^{abc} - R_2 i_2^{abc} - \frac{\eta_2^{abc} V_{DC}}{2m_{t2}} \right) \quad (4.3.13)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2C} \left( \frac{i_1^{abc} \eta_1^{abc}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{abc} \eta_2^{abc}}{m_{t2}} \right) \quad (4.3.14)$$

## 4.4. Transformada de Clarke

Previamente se discutió la complejidad del sistema y la dificultad para lograr una estabilidad o un seguimiento adecuado. Por esta razón, para facilitar el diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back, la mayoría de artículos optan por transformar el modelo dinámico de tres fases, representado en el dominio del tiempo en un sistema de referencia  $abc$  (véanse las Ecuaciones 4.3.12, 4.3.13 y 4.3.14), a un modelo de dos fases, representado en el dominio del tiempo en un sistema de referencia  $dq$  rotatorio ortogonal.

Para transformar el sistema de referencia  $abc$  en un sistema de referencia  $dq$  rotatorio ortogonal, se realiza una transformación intermedia denominada transformada de Clarke o  $\alpha\beta$  (ver Apéndice B). En primer lugar, se plantean las Ecuaciones 4.3.12, 4.3.13 y 4.3.14 en formato matricial, donde las matrices variables y constantes vienen definidas de la forma:

- Matrices variables:

$$v^{abc} = \begin{bmatrix} v^a \\ v^b \\ v^c \end{bmatrix} \quad (4.4.1)$$

$$i^{abc} = \begin{bmatrix} i^a \\ i^b \\ i^c \end{bmatrix} \quad (4.4.2)$$

$$\eta^{abc} = \begin{bmatrix} \eta^a \\ \eta^b \\ \eta^c \end{bmatrix} \quad (4.4.3)$$

■ Matrices constantes:

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.4.4)$$

$$L = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (4.4.5)$$

La expresión que define la transformada  $\alpha\beta$  conservativa en amplitud, desarrollada en el Apéndice B, es de la forma:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (4.4.6)$$

Donde:

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.4.7)$$

La Ecuación 4.4.6 también se puede expresar en función de  $\alpha\beta$  de la forma:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4.8)$$

Donde:

$$T^* = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (4.4.9)$$

Para aplicar la transformada de Clarke en el modelo dinámico de la parte de **AC** (véanse las Ecuaciones 4.3.12 y 4.3.13) se expresan las matrices variables en coordenadas  $abc$  (véanse las Ecuaciones 4.4.1, 4.4.2 y 4.4.3) en función de matrices variables en coordenadas  $\alpha\beta$  aplicando la Ecuación 4.4.8:

$$\begin{bmatrix} v^a \\ v^b \\ v^c \end{bmatrix} = T^* \begin{bmatrix} v^\alpha \\ v^\beta \end{bmatrix} \quad (4.4.10)$$

$$\begin{bmatrix} i^a \\ i^b \\ i^c \end{bmatrix} = T^* \begin{bmatrix} i^\alpha \\ i^\beta \end{bmatrix} \quad (4.4.11)$$

$$\begin{bmatrix} \eta^a \\ \eta^b \\ \eta^c \end{bmatrix} = T^* \begin{bmatrix} \eta^\alpha \\ \eta^\beta \end{bmatrix} \quad (4.4.12)$$

Dejando en el modelo dinámico de la parte de **AC** (véanse las Ecuaciones 4.3.12 y 4.3.13) se obtiene el modelo expresado en coordenadas  $\alpha\beta$  de los convertidores  $VSC_1$  y  $VSC_2$ :

$$\frac{d(T^*i^{\alpha\beta})}{dt} = \frac{1}{L} \left( T^*v^{\alpha\beta} - RT^*i^{\alpha\beta} - \frac{T^*\eta^{\alpha\beta}V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.4.13)$$

$$\frac{d(T^*i^{\alpha\beta})}{dt} = T^* \frac{1}{L} \left( v^{\alpha\beta} - Ri^{\alpha\beta} - \frac{\eta^{\alpha\beta}V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.4.14)$$

La derivada de un producto de dos funciones se calcula utilizando la regla del producto, que establece cómo calcular la derivada de un producto de dos funciones:

$$\frac{d(xy)}{dt} = \frac{dx}{dt}y + x\frac{dy}{dt} \quad (4.4.15)$$

Aplicando la Ecuación 4.4.15 en la derivada del producto de la Ecuación 4.4.14 se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{d(T^*i^{\alpha\beta})}{dt} = \frac{d(T^*)}{dt}i^{\alpha\beta} + T^*\frac{d(i^{\alpha\beta})}{dt} \quad (4.4.16)$$

Donde:

$$T^* = cte. \Rightarrow \frac{d(T^*)}{dt} = 0 \quad (4.4.17)$$

Sustituyendo la Ecuación 4.4.17 en la Ecuación 4.4.16 se obtiene la expresión simplificada de la derivada del producto de la Ecuación 4.4.14:

$$\frac{d(T^*i^{\alpha\beta})}{dt} = \cancel{\frac{d(T^*)}{dt}i^{\alpha\beta}} + T^* \frac{d(i^{\alpha\beta})}{dt} \quad (4.4.18)$$

$$\frac{d(T^*i^{\alpha\beta})}{dt} = T^* \frac{d(i^{\alpha\beta})}{dt} \quad (4.4.19)$$

Se desarrolla nuevamente la Ecuación 4.4.14 considerando la expresión obtenida en la Ecuación 4.4.19 y multiplicando por la matriz de transformación ( $T$ ).

$$TT^* \frac{di^{\alpha\beta}}{dt} = TT^* \frac{1}{L} \left( v^{\alpha\beta} - Ri^{\alpha\beta} - \frac{\eta^{\alpha\beta} V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.4.20)$$

Donde:

$$TT^* = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.4.21)$$

Simplificando la Ecuación 4.4.20 se obtiene el modelo dinámico de la parte de AC expresado en coordenadas  $\alpha\beta$  ortogonales.

$$\frac{di^{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} \left( v^{\alpha\beta} - Ri^{\alpha\beta} - \frac{\eta^{\alpha\beta} V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.4.22)$$

Para aplicar la transformada de Clarke en el modelo dinámico de la parte de DC (ver la Ecuación 4.3.14), se sigue el mismo procedimiento que con el modelo dinámico de la parte de AC.

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{2C} \left( \frac{T^*i_1^{\alpha\beta}T^*\eta_1^{\alpha\beta}}{m_{t1}} + \frac{T^*i_2^{\alpha\beta}T^*\eta_2^{\alpha\beta}}{m_{t2}} \right) \quad (4.4.23)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{4C} \left( \frac{i_1^{\alpha\beta}\eta_1^{\alpha\beta}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{\alpha\beta}\eta_2^{\alpha\beta}}{m_{t2}} \right) \quad (4.4.24)$$

El resultado de aplicar la transformación de Clarke es un modelo dinámico del sistema de dos fases, representado en el dominio del tiempo en un sistema de referencia ortogonal  $\alpha\beta$ .

$$\frac{di_1^{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( v_1^{\alpha\beta} - R_1 i_1^{\alpha\beta} - \frac{\eta_1^{\alpha\beta} V_{DC}}{2m_{t1}} \right) \quad (4.4.25)$$

$$\frac{di_2^{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left( v_2^{\alpha\beta} - R_2 i_2^{\alpha\beta} - \frac{\eta_2^{\alpha\beta} V_{DC}}{2m_{t2}} \right) \quad (4.4.26)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{4C} \left( \frac{i_1^{\alpha\beta} \eta_1^{\alpha\beta}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{\alpha\beta} \eta_2^{\alpha\beta}}{m_{t2}} \right) \quad (4.4.27)$$

## 4.5. Transformada de Park

Para transformar el sistema de referencia  $\alpha\beta$  en un sistema de referencia  $dq$  rotatorio ortogonal se hace uso de la transformada de Park, desarrollada en el Apéndice C.

La función principal de esta herramienta matemática es convertir las señales representadas en el dominio del tiempo de un sistema de dos componentes  $\alpha\beta$  ortogonal y dependiente del ángulo de fase ( $\theta$ ), en un sistema de referencia  $dq$  rotatorio ortogonal e independiente del ángulo de fase ( $\theta$ ).

En primer lugar, se plantea nuevamente el modelo dinámico en coordenadas  $\alpha\beta$  (veáanse las Ecuaciones 4.4.25, 4.4.26 y 4.4.27) en formato matricial, donde las matrices variables y constantes vinenen definidas de la forma:

- Matrices variables:

$$v^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v^\alpha \\ v^\beta \end{bmatrix} \quad (4.5.1)$$

$$i^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i^\alpha \\ i^\beta \end{bmatrix} \quad (4.5.2)$$

$$\eta^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \eta^\alpha \\ \eta^\beta \end{bmatrix} \quad (4.5.3)$$

- Matrices constantes:

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (4.5.4)$$

$$L = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \quad (4.5.5)$$

Una vez definido el modelo dinámico en coordenadas  $\alpha\beta$  en formato matricial, la expresión que define la transformada  $dq$  es de la forma:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_d \\ \vec{\chi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5.6)$$

Donde la matriz de rotación ( $T$ ) encargada de sincronizar el sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  con la frecuencia ( $\omega$ ) de la red eléctrica o la carga es:

$$T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (4.5.7)$$

Al igual que en la Sección 4.4 del Capítulo 4, la Ecuación 4.5.6 también se puede expresar en función de  $dq$  de la forma:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_d \\ \vec{\chi}_q \end{bmatrix} \quad (4.5.8)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_d \\ \vec{\chi}_q \end{bmatrix} \quad (4.5.9)$$

Donde:

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (4.5.10)$$

Para aplicar la transformada de Park en el modelo dinámico de la parte de AC (véanse las Ecuaciones 4.4.25 y 4.4.26) se expresan las matrices variables en coordenadas  $\alpha\beta$  (véanse las Ecuaciones 4.5.1, 4.5.2 y 4.5.3) en función de matrices variables en coordenadas  $dq$  aplicando la Ecuación 4.5.9:

$$\begin{bmatrix} v^\alpha \\ v^\beta \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} v^d \\ v^q \end{bmatrix} \quad (4.5.11)$$

$$\begin{bmatrix} i^\alpha \\ i^\beta \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix} \quad (4.5.12)$$

$$\begin{bmatrix} \eta^\alpha \\ \eta^\beta \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} \eta^d \\ \eta^q \end{bmatrix} \quad (4.5.13)$$

Depejando en el modelo dinámico de la parte de AC (véanse las Ecuaciones 4.4.25 y 4.4.26) se obtiene el modelo expresado en coordenadas  $dq$  de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>:

$$\frac{d(T^{-1}i^{dq})}{dt} = \frac{1}{L} \left( T^{-1}v^{dq} - RT^{-1}i^{dq} - \frac{T^{-1}\eta^{dq}V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.14)$$

$$\frac{d(T^{-1}i^{dq})}{dt} = T^{-1} \frac{1}{L} \left( v^{dq} - Ri^{dq} - \frac{\eta^{dq}V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.15)$$

Aplicando la Ecuación 4.4.15 en la derivada del producto de la Ecuación 4.5.15 se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{d(T^{-1}i^{dq})}{dt} = \frac{d(T^{-1})}{dt} i^{dq} + T^{-1} \frac{d(i^{dq})}{dt} \quad (4.5.16)$$

Donde:

$$T^{-1} \neq cte. \Rightarrow \frac{d(T^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} -\sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \omega \quad (4.5.17)$$

Se desarrolla nuevamente la Ecuación 4.5.15 considerando la expresión obtenida en la Ecuación 4.5.16 y multiplicando por la matriz de transformación ( $T$ ).

$$T \frac{d(T^{-1})}{dt} i^{dq} + TT^{-1} \frac{d(i^{dq})}{dt} = TT^{-1} \frac{1}{L} \left( v^{dq} - Ri^{dq} - \frac{\eta^{dq}V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.18)$$

Donde:

$$TT^{-1} = 1 \quad (4.5.19)$$

$$T \frac{d(T^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \omega \quad (4.5.20)$$

$$T \frac{d(T^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} -\cos \omega t \sin \omega t + \cos \omega t \sin \omega t & -\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t \\ \sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t & \cos \omega t \sin \omega t - \cos \omega t \sin \omega t \end{bmatrix} \omega \quad (4.5.21)$$

$$T \frac{d(T^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} \xrightarrow{0} & \xrightarrow{-1} \\ -\cos \omega t \sin \omega t + \cos \omega t \sin \omega t & -\cos^2 \omega t - \sin^2 \omega t \\ \xrightarrow{1} & \xrightarrow{\omega} \\ \sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t & \cos \omega t \sin \omega t - \cos \omega t \sin \omega t \end{bmatrix} \omega \quad (4.5.22)$$

$$T \frac{d(T^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega \quad (4.5.23)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 4.5.19 y 4.5.23 en la Ecuación 4.5.18:

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega i^{dq} + \frac{di^{dq}}{dt} = \frac{1}{L} \left( v^{dq} - Ri^{dq} - \frac{\eta^{dq} V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.24)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix} \omega + \frac{d \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix}}{dt} = \frac{1}{L} \left( \begin{bmatrix} v^d \\ v^q \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i^d \\ i^q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \eta^d \\ \eta^q \end{bmatrix} \frac{V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.25)$$

$$\frac{di^d}{dt} = i^q \omega + \frac{1}{L} \left( v^d - Ri^d - \frac{\eta^d V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.26)$$

$$\frac{di^q}{dt} = -i^d \omega + \frac{1}{L} \left( v^q - Ri^q - \frac{\eta^q V_{DC}}{2m_t} \right) \quad (4.5.27)$$

Las Ecuaciones 4.5.26 y 4.5.27 definen el modelo dinámico de la parte de AC expresado en coordenadas  $dq$  ortogonales giratorias.

Para aplicar la transformada de Park en el modelo dinámico de la parte de DC (ver la Ecuación 4.4.27), se sigue el mismo procedimiento que con el modelo dinámico de la parte de AC.

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{4C} \left( \frac{T^{-1} i_1^{dq} T^{-1} \eta_1^{dq}}{m_{t1}} + \frac{T^{-1} i_2^{dq} T^{-1} \eta_2^{dq}}{m_{t2}} \right) \quad (4.5.28)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{4C} \left( \frac{i_1^{dq} \eta_1^{dq}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{dq} \eta_2^{dq}}{m_{t2}} \right) \quad (4.5.29)$$

Tras aplicar la transformación de Park, obtenemos un modelo dinámico del sistema de dos fases representado en el sistema de referencia ortogonal giratorio  $dq$ . Este modelo dinámico final del convertidor BTB servirá como base para el diseño de su sistema de control.

$$\frac{di_1^d}{dt} = i_1^q \omega_1 + \frac{v_1^d}{L_1} - \frac{R_1}{L_1} i_1^d - \frac{\eta_1^d V_{DC}}{2m_{t1} L_1} \quad (4.5.30)$$

$$\frac{di_1^q}{dt} = -i_1^d \omega_1 + \frac{v_1^q}{L_1} - \frac{R_1}{L_1} i_1^q - \frac{\eta_1^q V_{DC}}{2m_{t1} L_1} \quad (4.5.31)$$

$$\frac{di_2^d}{dt} = i_2^q \omega_2 + \frac{v_2^d}{L_2} - \frac{R_2}{L_2} i_2^d - \frac{\eta_2^d V_{DC}}{2m_{t2} L_2} \quad (4.5.32)$$

$$\frac{di_2^q}{dt} = -i_2^d \omega_2 + \frac{v_2^q}{L_2} - \frac{R_2}{L_2} i_2^q - \frac{\eta_2^q V_{DC}}{2m_{t2} L_2} \quad (4.5.33)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{4C} \left( \frac{i_1^d \eta_1^d + i_1^q \eta_1^q}{m_{t1}} + \frac{i_2^d \eta_2^d + i_2^q \eta_2^q}{m_{t2}} \right) \quad (4.5.34)$$

Donde:

- Los subíndices 1 y 2 se asocian a los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> respectivamente.
- $\eta_1^{dq}$  y  $\eta_2^{dq}$  son las señales de control moduladoras de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> respectivamente.
- $m_{t1}$  y  $m_{t2}$  son las señales portadoras triangulares de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> respectivamente.
- $i_1^q \omega_1$ ,  $i_1^d \omega_1$ ,  $i_2^q \omega_2$  y  $i_2^d \omega_2$  son términos acoplados.
- El vector de estados está expresado de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_1^d \\ i_1^q \\ i_2^d \\ i_2^q \\ V_{DC} \end{bmatrix} \quad (4.5.35)$$

- El vector de control está expresado de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \eta_1^d \\ \eta_1^q \\ \eta_2^d \\ \eta_2^q \end{bmatrix} \quad (4.5.36)$$

- El vector de variables controladas está expresado de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} i_1^d \\ i_1^q \\ i_2^d \\ i_2^q \end{bmatrix} \quad (4.5.37)$$

El resultado deducido (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34) coincide con el de algunos artículos [6], [5], [2]. Sin embargo, otros artículos [7], [8] presentan un enfoque ligeramente diferente en el modelado del sistema debido a la ausencia de factores de corrección aplicables en la implementación de la transformada de Clarke (ver Apéndice B).

## Capítulo 5

# Requerimientos de operación del convertidor Back-to-Back

### 5.1. Introducción

Las Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34 de la Sección 4.5 del Capítulo 4, ofrecen una descripción detallada del comportamiento del sistema, esencial para gestionar el flujo de potencia en el convertidor BTB. Con este propósito, el objetivo del control es regular la potencia activa, la tensión en el bus de DC y la potencia reactiva de los convertidores VSC. En particular, el convertidor VSC<sub>1</sub> controla la tensión en el bus de DC y la potencia reactiva asociada ( $Q_1$ ), mientras que el convertidor VSC<sub>2</sub> se encarga de regular la potencia activa ( $P$ ) y la potencia reactiva asociada ( $Q_2$ ).

Para optimizar plenamente el uso del convertidor BTB en la región lineal [4], [7], [47], [8], [5], [6], [2], donde se minimiza la distorsión armónica total en corriente, es crucial determinar las cotas de potencia activa y reactiva dentro de las cuales el convertidor BTB puede operar eficazmente.

A pesar de que los artículos presentan un desarrollo general de los requerimientos de operación del convertidor BTB, se observan diversos errores en el uso de nomenclatura, signos, factores, entre otros. Por ello, se utiliza la literatura sobre los fundamentos de la electrónica de potencia [39], [22], [44] como referencias fundamentales para el desarrollo de este capítulo.

A continuación, se definen las ecuaciones para calcular la potencia activa y la potencia reactiva en el sistema de coordenadas  $dq$ :

$$P_{1,2} = \frac{3}{2} (v_{1,2}^d i_{1,2}^d + v_{1,2}^q i_{1,2}^q) \quad (5.1.1)$$

$$Q_{1,2} = \frac{3}{2} (v_{1,2}^q i_{1,2}^d - v_{1,2}^d i_{1,2}^q) \quad (5.1.2)$$

Donde:

- $\frac{3}{2}$  se define como un factor de normalización derivado de aplicar la transformación de Clarke (ver Sección 4.4 del Capítulo 4) y la transformación de Park (ver Sección 4.5 del Capítulo 4). Este factor se utiliza para asegurar que las magnitudes de las componentes  $dq$  estén relacionadas correctamente con las magnitudes de las componentes  $abc$ .

En las Ecuaciones 5.1.1 y 5.1.2 se observa que al manipular las componentes de corriente en el sistema de coordenadas  $dq$ , es posible gestionar la potencia activa y la potencia reactiva. Los términos en  $dq$  de la

tensión se consideran variables no sujetas a control.

Para optimizar el funcionamiento del convertidor **BTTB**, es fundamental que opere dentro de su rango lineal, donde se minimiza la distorsión armónica total en la corriente eléctrica. Esta zona de operación lineal garantiza una transferencia efectiva de potencia entre los convertidores  $VSC_1$  y  $VSC_2$  sin verse afectada por la sobremodulación. Para evitar este fenómeno no deseado [3], [7], [8], [23] es imprescindible que las señales de modulación cumplan con la siguiente restricción:

$$(\eta_{1,2}^d)^2 + (\eta_{1,2}^q)^2 < (m_{t1,2})^2 \quad (5.1.3)$$

Donde:

- $m_{t1,2}$  es la amplitud de pico de la señal portadora triangular.

La Ecuación 5.1.3 establece una restricción que previene la sobremodulación al limitar el factor de modulación. Este límite evita la situación conocida como modulación completa o máxima modulación, lo que garantiza que incluso pequeños incrementos en el factor de modulación no conduzcan a una sobremodulación. Esto es crucial para evitar posibles inestabilidades en el diseño del sistema de control (ver la Sección 4.2 del Capítulo 4).

Las Ecuaciones 5.1.1 y 5.1.2 proporcionan información sobre la potencia activa y reactiva, respectivamente. Al aplicar la restricción indicada en la Ecuación 5.1.3, se definen las áreas de operación para estas potencias. Para ello, se buscan los puntos de equilibrio del sistema utilizando el modelo matemático propuesto en las Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34. Igualando las derivadas de las ecuaciones diferenciales de este modelo a cero y despreciando la resistencia de los inductores de enlace, se pueden determinar estos puntos de equilibrio.

- Puntos de equilibrio de las Ecuaciones 4.5.30 y 4.5.32:

$$i_{1,2}^q \omega_{1,2} + \frac{1}{L_{1,2}} \left( v_{1,2}^d - \cancel{R_{1,2} i_{1,2}^d} - \frac{\eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2}} \right) = 0 \quad (5.1.4)$$

$$i_{1,2}^q = \frac{1}{L_{1,2} \omega_{1,2}} \left( \frac{\eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2}} - v_{1,2}^d \right) \quad (5.1.5)$$

- Puntos de equilibrio de las Ecuaciones 4.5.31 y 4.5.33:

$$-i_{1,2}^d \omega_{1,2} + \frac{1}{L_{1,2}} \left( v_{1,2}^q - \cancel{R_{1,2} i_{1,2}^q} - \frac{\eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2}} \right) = 0 \quad (5.1.6)$$

$$i_{1,2}^d = \frac{1}{L_{1,2} \omega_{1,2}} \left( v_{1,2}^q - \frac{\eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2}} \right) \quad (5.1.7)$$

Despejando los puntos de equilibrio obtenidos en las Ecuaciones 5.1.5 y 5.1.7 en las Ecuaciones 5.1.1 y 5.1.2, y evaluando dichos puntos para los valores máximos y mínimos de las entradas de control, se obtienen los límites de operación del convertidor **BTTB** en términos de potencia.

## 5.2. Límites de operación para la potencia activa

En primer lugar, para obtener los límites de operación para la potencia activa, se sustituyen y desarrollan las Ecuaciones 5.1.5 y 5.1.7 en la Ecuación 5.1.1.

$$P_{1,2} = \frac{3}{2} \left( v_{1,2}^d \frac{1}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \left( v_{1,2}^q - \frac{\eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2}} \right) + v_{1,2}^q \frac{1}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \left( \frac{\eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2}} - v_{1,2}^d \right) \right) \quad (5.2.1)$$

$$P_{1,2} = \frac{3}{2} \left( \frac{v_{1,2}^d v_{1,2}^q}{L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^d \eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} + \frac{v_{1,2}^q \eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^q v_{1,2}^d}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \right) \quad (5.2.2)$$

El uso de la transformada de Park, como se describe en la Sección 4.5 del Capítulo 4, simplifica el análisis al considerar que las tensiones de entrada son sinusoidales y están en fase. Bajo esta consideración, el ángulo de referencia que se utiliza para aplicar la transformada de Park va en función de la tensión del sistema, lo que alinea la componente directa (d) con la tensión. Como resultado, la componente en cuadratura (q) de la tensión es nula ( $v_{1,2}^q = 0$ ). Esta conclusión reduce la complejidad de la Ecuación 5.2.2.

$$P_{1,2} = \frac{3}{2} \left( \frac{v_{1,2}^d v_{1,2}^q}{L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^d \eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} + \frac{v_{1,2}^q \eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^q v_{1,2}^d}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \right) \quad (5.2.3)$$

$$P_{1,2} = -\frac{3v_{1,2}^d \eta_{1,2}^q V_{DC}}{4m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.2.4)$$

Para establecer los límites de funcionamiento de la potencia activa, se analiza la Ecuación 5.2.4 en función de la restricción descrita en la Ecuación 5.1.3. Estos límites son determinados por los valores máximos y mínimos de las entradas de control.

- Caso  $\eta_{1,2}^d = 0$  y  $\eta_{1,2}^q = m_{t1,2}$ :

$$P_{1,2} = -\frac{3v_{1,2}^d V_{DC}}{4L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.2.5)$$

- Caso  $\eta_{1,2}^d = 0$  y  $\eta_{1,2}^q = -m_{t1,2}$ :

$$P_{1,2} = \frac{3v_{1,2}^d V_{DC}}{4L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.2.6)$$

Los límites de funcionamiento de la potencia activa se definen de la siguiente manera:

$$-\frac{3v_1^d V_{DC}}{4L_1\omega_1} < P_1 < \frac{3v_1^d V_{DC}}{4L_1\omega_1} \quad (5.2.7)$$

$$-\frac{3v_2^d V_{DC}}{4L_2\omega_2} < P_2 < \frac{3v_2^d V_{DC}}{4L_2\omega_2} \quad (5.2.8)$$

El resultado deducido (ver Ecuaciones 5.2.7 y 5.2.8) coincide con el de algunos artículos [6], [5], [2]. Sin embargo, otros artículos [7], [8], [23], [3] presentan un enfoque ligeramente diferente en el modelado del sistema debido a la ausencia de factores de corrección aplicables en la implementación de la transformada de Clarke (ver Apéndice B).

Para cumplir los objetivos de control, es necesario regular la tensión el bus de DC. Esto implica que la potencia activa total que circula en dicho bus debe de ser nula; es decir, la potencia activa generada por el convertidor VSC<sub>1</sub> debe de ser absorbida por el convertidor VSC<sub>2</sub>, y viceversa. Esta condición garantiza que el bus de DC se mantenga regulado.

$$P_1 = -P_2 \quad (5.2.9)$$

Dado que los componentes de los convertidores VSC son diferentes, el rango de potencia activa que restringe el funcionamiento del convertidor BTB estará determinado por el convertidor VSC con la capacidad más baja.

### 5.3. Límites de operación para la potencia reactiva

En segundo lugar, para obtener los límites de operación para la potencia reactiva, se sustituyen y desarrollan las Ecuaciones 5.1.5 y 5.1.7 en la Ecuación 5.1.2.

$$Q_{1,2} = \frac{3}{2} \left( v_{1,2}^q \frac{1}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \left( v_{1,2}^q - \frac{\eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2}} \right) - v_{1,2}^d \frac{1}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \left( \frac{\eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2}} - v_{1,2}^d \right) \right) \quad (5.3.1)$$

$$Q_{1,2} = \frac{3}{2} \left( \frac{(v_{1,2}^q)^2}{L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^q \eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^d \eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} + \frac{(v_{1,2}^d)^2}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \right) \quad (5.3.2)$$

Como se justificó anteriormente en la Sección 5.2 del Capítulo 5, la componente en cuadratura (q) de la tensión es nula ( $v_{1,2}^q = 0$ ). Esta conclusión reduce la complejidad de la Ecuación 5.3.2.

$$Q_{1,2} = \frac{3}{2} \left( \frac{(v_{1,2}^q)^2}{L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^q \eta_{1,2}^q V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{v_{1,2}^d \eta_{1,2}^d V_{DC}}{2m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} + \frac{(v_{1,2}^d)^2}{L_{1,2}\omega_{1,2}} \right) \quad (5.3.3)$$

$$Q_{1,2} = \frac{3(v_{1,2}^d)^2}{2L_{1,2}\omega_{1,2}} - \frac{3v_{1,2}^d \eta_{1,2}^d V_{DC}}{4m_{t1,2} L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.3.4)$$

Para establecer los límites de funcionamiento de la potencia reactiva, se analiza la Ecuación 5.3.4 en función de la restricción descrita en la Ecuación 5.1.3. Estos límites son determinados por los valores máximos y mínimos de las entradas de control.

- Caso  $\eta_{1,2}^q = 0$  y  $\eta_{1,2}^d = m_{t1,2}$ :

$$Q_{1,2} = v_{1,2}^d \frac{6v_{1,2}^d - 3V_{DC}}{4L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.3.5)$$

- Caso  $\eta_{1,2}^q = 0$  y  $\eta_{1,2}^d = -m_{t1,2}$ :

$$Q_{1,2} = v_{1,2}^d \frac{6v_{1,2}^d + 3V_{DC}}{4L_{1,2}\omega_{1,2}} \quad (5.3.6)$$

Los límites de funcionamiento de la potencia reactiva se definen de la siguiente manera:

$$v_1^d \frac{6v_1^d - 3V_{DC}}{4L_1\omega_1} < Q_1 < v_1^d \frac{6v_1^d + 3V_{DC}}{4L_1\omega_1} \quad (5.3.7)$$

$$v_2^d \frac{6v_2^d - 3V_{DC}}{4L_2\omega_2} < Q_2 < v_2^d \frac{6v_2^d + 3V_{DC}}{4L_2\omega_2} \quad (5.3.8)$$

El resultado deducido (ver Ecuaciones 5.3.7 y 5.3.8) coincide con el de algunos artículos [6], [5], [2]. Sin embargo, otros artículos [7], [8], [23], [3] presentan un enfoque ligeramente diferente en el modelado del sistema debido a la ausencia de factores de corrección aplicables en la implementación de la transformada de Clarke (ver Apéndice B).



## Capítulo 6

# Diseño y simulación del convertidor BTB en MATLAB/Simulink

### 6.1. Introducción

Tal como se define en la Sección 1.3 del Capítulo 1, se usa MATLAB/Simulink para realizar las simulaciones del diseño del sistema Back-to-Back. Cada una de las simulaciones incluye:

1. Una tabla con los datos utilizados en la simulación.
2. El diseño creado en Simulink, con una descripción de la función de cada componente en la simulación.
3. Representaciones gráficas tanto de los resultados obtenidos como de las señales en diferentes puntos de la simulación, acompañadas de una descripción explicativa.

Para el desarrollo de las simulaciones, se utilizan los parámetros del artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6] con el objetivo de comparar los resultados obtenidos en este trabajo con los presentados en dicho artículo. La única excepción es el cambio del condensador en el enlace DC y de la tensión  $V_{DC}$ , con el fin de aumentar la capacidad de operación del convertidor Back-to-Back. Los valores de los parámetros utilizados para el diseño y simulación del convertidor BTB se muestran en la Tabla 6.1.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{1,2}$	100	Voltios RMS
$\omega_{1,2}$	377	Radianes/Segundo
$L_1$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$L_2$	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$R_2$	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$V_{DC}$	500	Voltios
$f_{conmutación}$	$4,8 \cdot 10^3$	Hercios
$f_{muestreo}$	$10^4$	Hercios
$m_{t1,2}$	5	Voltios
$C_{DC}$	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios

Tabla 6.1: Diseño y simulación del convertidor BTB. Valores de los parámetros del sistema BTB.

Donde:

- $V_{1,2}$  es la tensión eficaz en la parte de alterna de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>. El valor máximo o de pico de la señal ( $V_{pico}$ ) [16] está relacionado con la tensión eficaz ( $V_{RMS}$ ) por la siguiente ecuación:

$$V_{RMS} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} \approx 0,707V_{pico} \quad (6.1.1)$$

- $\omega_{1,2}$  es la velocidad angular del rotor del generador de corriente alterna en la parte de alterna de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>. En un generador de corriente alterna [16], la frecuencia de la corriente alterna generada ( $f$ ) está relacionada con la velocidad angular ( $\omega$ ) a través de la siguiente fórmula:

$$\omega = 2\pi f \quad (6.1.2)$$

Donde:

- $\omega$  es la velocidad angular en radianes/segundo (rad/s).
  - $f$  es la frecuencia de la corriente alterna generada en hercios (Hz).
  - $2\pi$  es una constante que convierte la frecuencia hercios a radianes/segundo.
- $L_{1,2}$  es la inductancia en la parte de alterna de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>.
  - $R_{1,2}$  es la resistencia en la parte de alterna de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>.
  - $V_{DC}$  es la tensión en el bus de continua.
  - $f_{conmutación}$  es la frecuencia de conmutación.
  - $f_{muestreo}$  es la frecuencia de muestreo.
  - $m_{t1,2}$  es la señal portadora triangular de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>.
  - $C_{DC}$  es el condensador del bus de continua.

A partir de los datos de la Tabla 6.1, se definen los límites de operación para la potencia activa (ver Ecuaciones 5.2.7 y 5.2.8) y reactiva (ver Ecuaciones 5.3.7 y 5.3.8) de cada convertidor VSC:

- Límites de operación para la potencia activa:

1. VSC<sub>1</sub>:

$$-\frac{3v_1^d V_{DC}}{4L_1\omega_1} < P_1 < \frac{3v_1^d V_{DC}}{4L_1\omega_1} \quad (6.1.3)$$

$$-\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot 500}{4 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < P_1 < \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot 500}{4 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.4)$$

$$-34,310 \text{ kW} < P_1 < 34,310 \text{ kW} \quad (6.1.5)$$

2. VSC<sub>2</sub>:

$$-\frac{3v_2^d V_{DC}}{4L_2\omega_2} < P_2 < \frac{3v_2^d V_{DC}}{4L_2\omega_2} \quad (6.1.6)$$

$$-\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot 500}{4 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < P_2 < \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot 500}{4 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.7)$$

$$-26,541 \text{ kW} < P_2 < 26,541 \text{ kW} \quad (6.1.8)$$

En las Ecuaciones 6.1.5 y 6.1.8 se observa que el convertidor VSC<sub>2</sub> es el que limita la potencia máxima que el sistema Back-to-Back puede transferir, ya que es el convertidor VSC que menos potencia puede transferir y, por ello, el más restrictivo. Por tanto, el sistema Back-to-Back puede transferir una potencia máxima inferior a 26,541 kW bajo la restricción de sobremodulación (ver Ecuación 5.1.3).

A pesar de ello, los límites de potencia activa establecidos corresponden a los casos en los que  $\eta_{1,2}^q = \pm m_{t1,2}$ . Dado que se utilizarán como variables de control  $\eta_{1,2}^q$  y  $\eta_{1,2}^d$ , se reduce el rango de operación para proporcionar mayor maniobrabilidad de control y robustez al sistema ante perturbaciones. Los límites de operación para la potencia activa se redefinen a partir de la Ecuación 5.2.4, bajo la siguiente restricción:

$$\eta_{1,2}^q = \pm 3 < m_{t1,2} \quad (6.1.9)$$

Con estos valores, se sigue cumpliendo la restricción de sobremodulación (ver Ecuación 5.1.3).

- Límites de operación para la potencia activa:

1. VSC<sub>1</sub>:

$$-\frac{3v_1^d \eta_1^q V_{DC}}{4m_{t1} L_1 \omega_1} < P_1 < -\frac{3v_1^d \eta_1^q V_{DC}}{4m_{t1} L_1 \omega_1} \quad (6.1.10)$$

$$-\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < P_1 < -\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (-3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.11)$$

$$-20,586 \text{ kW} < P_1 < 20,586 \text{ kW} \quad (6.1.12)$$

2. VSC<sub>2</sub>:

$$-\frac{3v_2^d \eta_2^q V_{DC}}{4m_{t2} L_2 \omega_2} < P_2 < -\frac{3v_2^d \eta_2^q V_{DC}}{4m_{t2} L_2 \omega_2} \quad (6.1.13)$$

$$-\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < P_2 < -\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (-3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.14)$$

$$-15,925 \text{ kW} < P_2 < 15,925 \text{ kW} \quad (6.1.15)$$

Nuevamente, el convertidor VSC<sub>2</sub> es el que limita la potencia máxima que el sistema Back-to-Back puede transferir, ya que es el convertidor VSC que menos potencia puede transferir y, por ello, el más restrictivo. Por lo tanto, el sistema Back-to-Back puede transferir una potencia máxima inferior a 15.925 kW bajo la restricción de sobremodulación (ver Ecuación 5.1.3) y la restricción de maniobrabilidad de control y robustez (ver Ecuación 6.1.9).

- Límites de operación para la potencia reactiva:

1. VSC<sub>1</sub>:

$$v_1^d \frac{6v_1^d - 3V_{DC}}{4L_1\omega_1} < Q_1 < v_1^d \frac{6v_1^d + 3V_{DC}}{4L_1\omega_1} \quad (6.1.16)$$

$$(100 \cdot \sqrt{2}) \cdot \frac{6 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) - 3 \cdot 500}{4 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < Q_1 < (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot \frac{6 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) + 3 \cdot 500}{4 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.17)$$

$$-14,901 \text{ kVAR} < Q_1 < 53,718 \text{ kVAR} \quad (6.1.18)$$

2. VSC<sub>2</sub>:

$$v_2^d \frac{6v_2^d - 3V_{DC}}{4L_2\omega_2} < Q_2 < v_2^d \frac{6v_2^d + 3V_{DC}}{4L_2\omega_2} \quad (6.1.19)$$

$$(100 \cdot \sqrt{2}) \cdot \frac{6 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) - 3 \cdot 500}{4 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < Q_1 < (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot \frac{6 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) + 3 \cdot 500}{4 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.20)$$

$$-11,527 \text{ kVAR} < Q_1 < 41,555 \text{ kVAR} \quad (6.1.21)$$

Los límites de operación para la potencia reactiva se redefinen a partir de la Ecuación 5.3.4 bajo la restricción de maniobrabilidad de control y robustez (ver Ecuación 6.1.9).

- Límites de operación para la potencia reactiva:

1. VSC<sub>1</sub>:

$$\frac{3(v_1^d)^2}{2L_1\omega_1} - \frac{3v_1^d\eta_1^dV_{DC}}{4m_{t1}L_1\omega_1} < Q_1 < \frac{3(v_1^d)^2}{2L_1\omega_1} - \frac{3v_1^d\eta_1^dV_{DC}}{4m_{t1}L_1\omega_1} \quad (6.1.22)$$

$$\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2})^2}{2 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} - \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < Q_1 < \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2})^2}{2 \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} - \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (-3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.23)$$

$$-83,521 \text{ kVAR} < Q_1 < 122,338 \text{ kVAR} \quad (6.1.24)$$

2. VSC<sub>2</sub>:

$$\frac{3(v_2^d)^2}{2L_2\omega_2} - \frac{3v_2^d\eta_2^d V_{DC}}{4m_{t2}L_2\omega_2} < Q_2 < \frac{3(v_2^d)^2}{2L_2\omega_2} - \frac{3v_2^d\eta_2^d V_{DC}}{4m_{t2}L_2\omega_2} \quad (6.1.25)$$

$$\frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2})^2}{2 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} - \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} < Q_2 < \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2})^2}{2 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} - \frac{3 \cdot (100 \cdot \sqrt{2}) \cdot (-3) \cdot 500}{4 \cdot (5) \cdot 5,3 \cdot 10^{-3} \cdot 377} \quad (6.1.26)$$

$$-64,610 \text{ kVAR} < Q_2 < 94,639 \text{ kVAR} \quad (6.1.27)$$

En este caso, los límites de potencia reactiva son independientes para cada convertidor VSC, por lo que las Ecuaciones 6.1.18 y 6.1.21 indican estos límites para cada convertidor VSC.

Los límites de operación del convertidor Back-to-Back en términos de potencia se resumen en la Tabla 6.2 y se representan gráficamente en las Figuras 6.1.1, 6.1.2 y 6.1.3, generadas mediante el uso de MATLAB.

Potencia	Convertidor	Límites de operación
Activa	VSC <sub>1,2</sub>	- 15.925 kW < P <sub>1,2</sub> < 15.925 kW
Reactiva	VSC <sub>1</sub>	- 83.521 kVAR < Q <sub>1</sub> < 122.338 kVAR
Reactiva	VSC <sub>2</sub>	- 64.610 kVAR < Q <sub>2</sub> < 94.639 kVAR

Tabla 6.2: Límites de operación del convertidor Back-to-Back en términos de potencia.

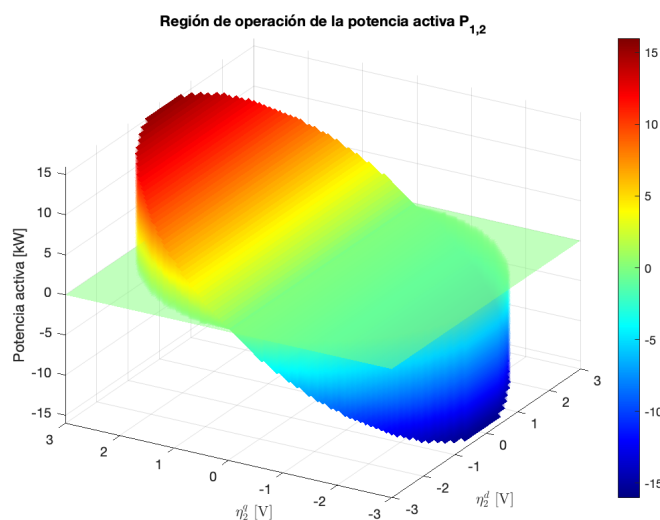


Figura 6.1.1: Región de operación para VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> en términos de potencia activa.

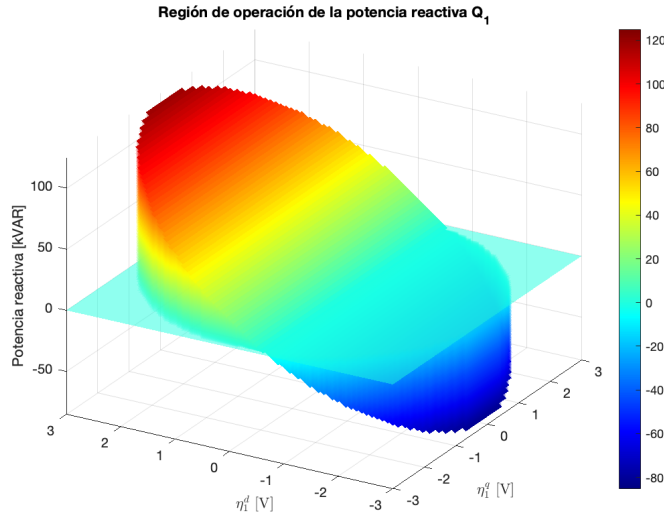


Figura 6.1.2: Región de operación para VSC<sub>1</sub> en términos de potencia reactiva.

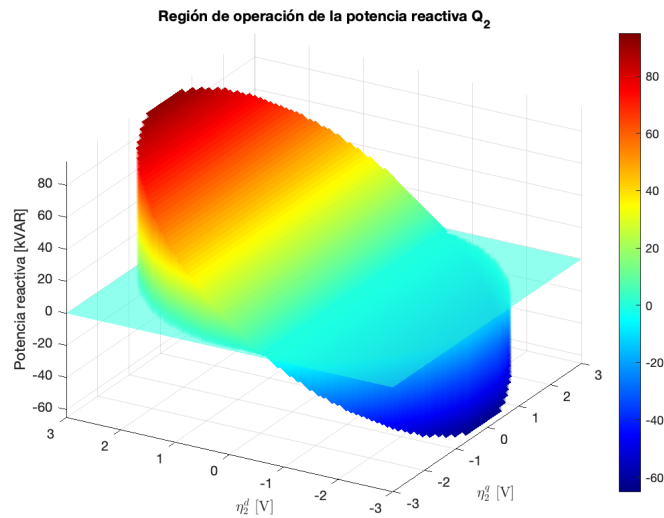


Figura 6.1.3: Región de operación para VSC<sub>2</sub> en términos de potencia reactiva.

A efectos de simulación, en el sistema se está considerando que se emplea un periodo de muestreo igual al paso de integración numérica ( $T_m = \Delta t$ ) empleado en el solver de Simulink, y que es igual a  $1e-6$  segundos, lo cual equivale a una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

A continuación, se describe el diseño de la arquitectura del sistema Back-to-Back.

## 6.2. Diseño y simulación de los generadores trifásicos en MATLAB/Simulink. Transformadas de Clarke y de Park.

En primer lugar, los parámetros que se utilizan para el diseño y simulación de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park se muestran en la Tabla 6.3.

Parámetro	Valor	Unidad
L <sub>1</sub>	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
R <sub>1</sub>	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
L <sub>2</sub>	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
R <sub>2</sub>	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
v <sub>RMS</sub>	100	Voltios
f <sub>AC</sub>	60	Hercios
Fase <sub>A</sub>	0	Grados
Fase <sub>B</sub>	-120	Grados
Fase <sub>C</sub>	120	Grados

Tabla 6.3: Parámetros constantes para simular el diseño de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park.

A continuación, se presenta el código de MATLAB necesario para cargar los datos de la Tabla 6.3 en el Workspace, para utilizarlos en la simulación en Simulink. El Código 6.1 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 6.3) del sistema.

```

1  % Parametros constantes de los generadores.
2  L_1 = 4.1e-3;      % Henrios.
3  R_1 = 284e-3;     % Ohmios.
4
5  L_2 = 5.3e-3;     % Henrios.
6  R_2 = 330e-3;    % Ohmios.
7
8  f_AC = 60;        % Hercios.
9  v_RMS = 100;     % Voltios (eficaces).
10 v_pico = v_RMS*sqrt(2); % Tension pico AC (Voltios).
11                    % v_pico = v_RMS * sqrt(2).
12
13 Fase_A = 0;       % Grados.
14 Fase_B = -120;   % Grados.
15 Fase_C = 120;    % Grados.

```

Código 6.1: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Parámetros constantes del sistema.

La Figura 6.2.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park.

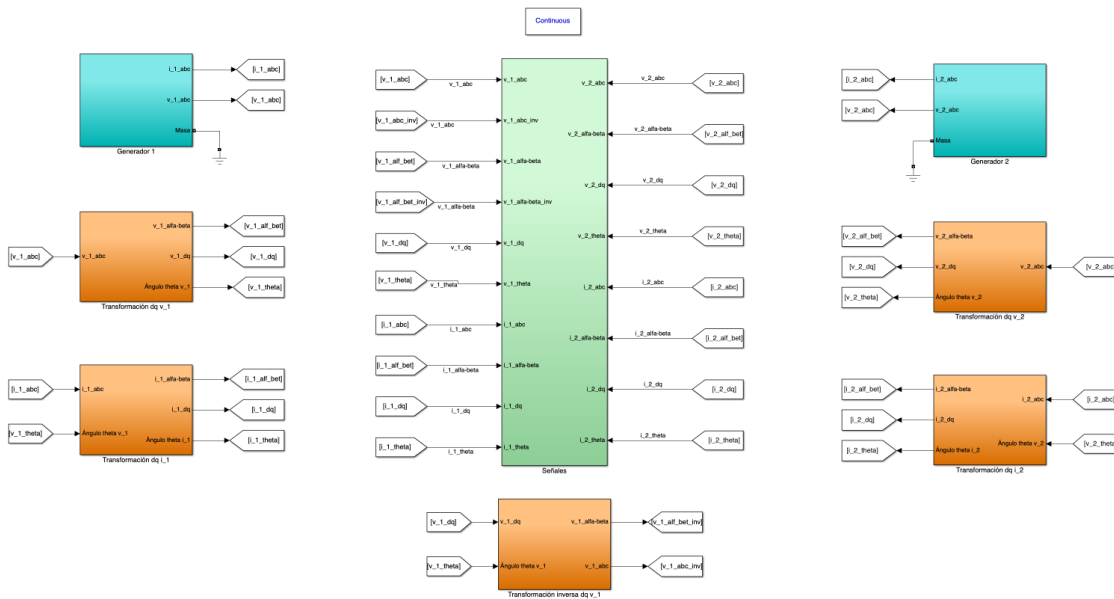


Figura 6.2.1: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park de la Figura 6.2.1 son:

- **Bloque de entorno:** Se utiliza el bloque "powergui" para seleccionar el modo "Continuous" como método de resolución del circuito. Este modo utiliza un solucionador de pasos variables de Simulink.



Figura 6.2.2: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Bloque de entorno.

- **Generadores trifásicos:** Se utiliza el bloque "Series RLC Branch" para crear una serie RL en cada línea. También se emplean los bloques "Ground" para establecer la referencia a masa del sistema y "AC Voltage Source" para crear el generador trifásico.

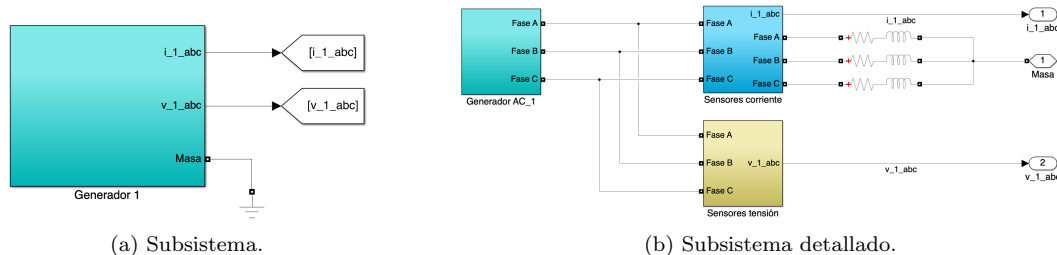


Figura 6.2.3: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos.

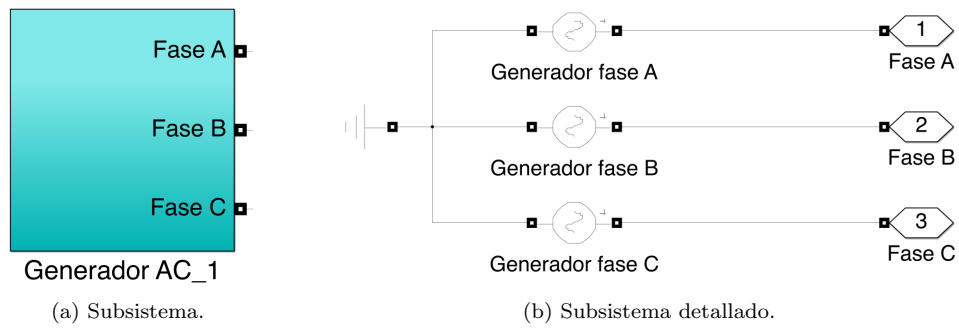


Figura 6.2.4: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores AC.

- **Sensores de tensión y corriente:** Se utilizan los bloques "Voltage Measurement" y "Current Measurement" para actuar como sensores, midiendo la tensión y la corriente en cada línea respectivamente.

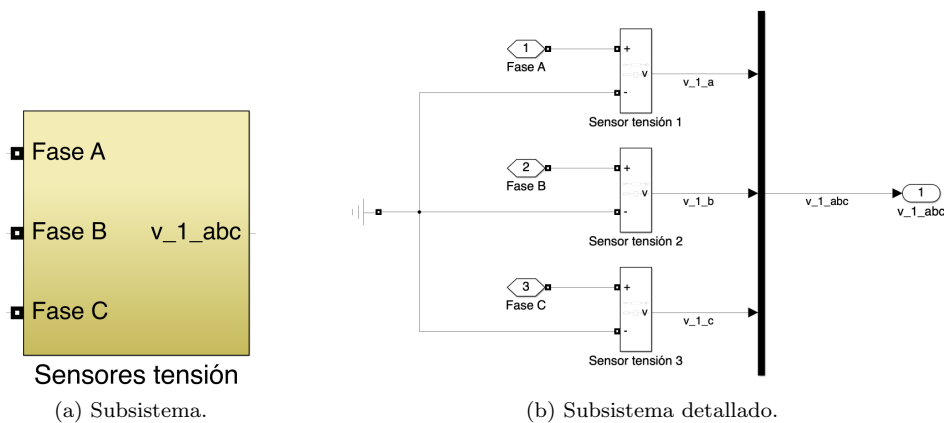


Figura 6.2.5: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos. Sensores de tensión.

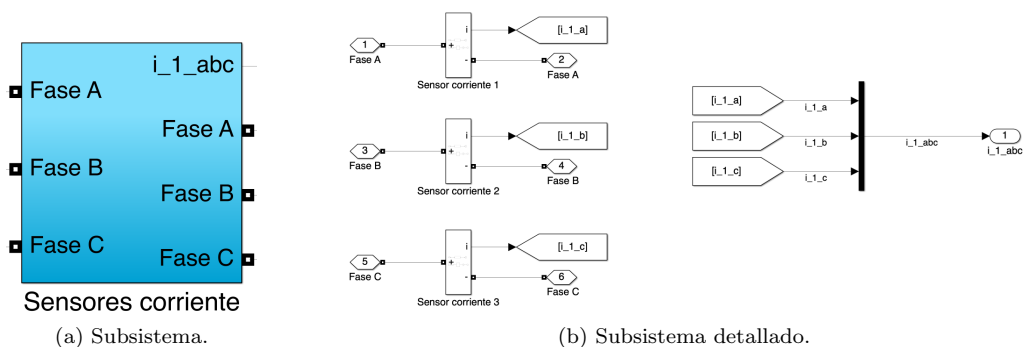


Figura 6.2.6: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Generadores trifásicos. Sensores de corriente.

- Transformadas de Clarke y Park:** Se utilizan los bloques "abc to Alpha-Beta-Zero" y "Alpha-Beta-Zero to dq0" para realizar las transformadas de Clarke y Park respectivamente. Además, se emplea el bloque "MATLAB Function" para crear una función que calcula el ángulo de fase de la señal en función de la señal de entrada. El Código 6.2 muestra el diseño de la función.

```

1   function angulo = fcn(u)
2
3   angulo = atan2(u(2),u(1));

```

Código 6.2: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. MATLAB Function. Bloque de Simulink

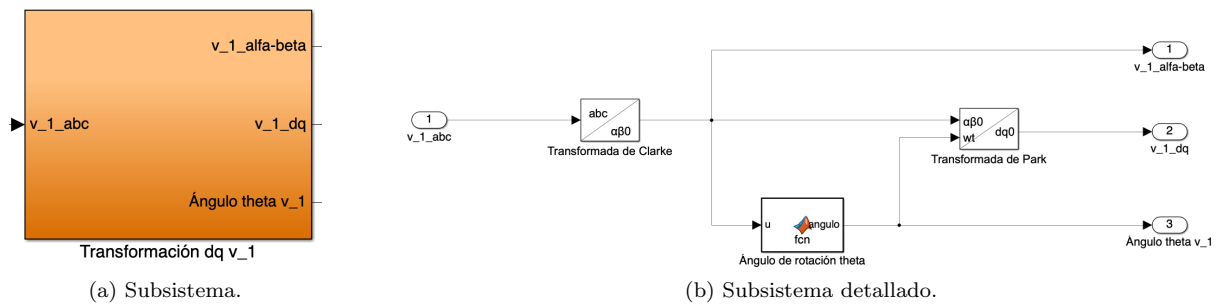


Figura 6.2.7: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park para la tensión.

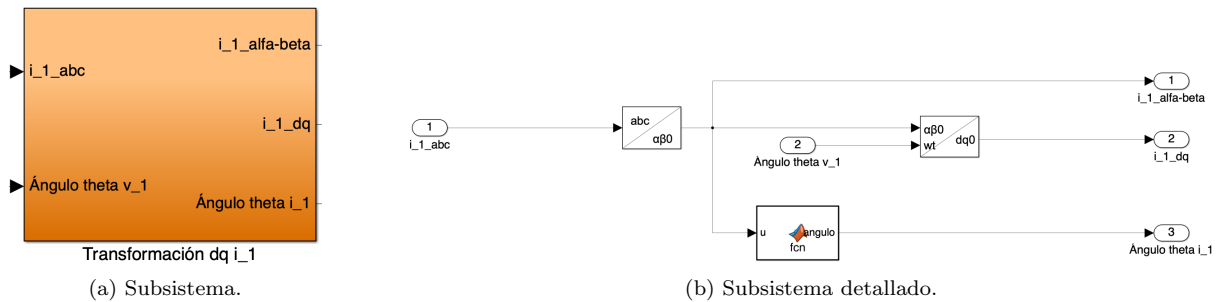


Figura 6.2.8: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park para la corriente.

La Figura 6.2.7b, en comparación con la Figura 6.2.8b, muestra cómo se realiza la transformación de Park aparentemente diferente. Esto se debe a que para ambas transformaciones se utiliza el ángulo de la tensión.

- Transformadas de Clarke y Park inversas:** Se utilizan los bloques "dq0 to Alpha-Beta-Zero" y "Alpha-Beta-Zero to abc" para realizar las transformadas de Park y Clarke inversas respectivamente.

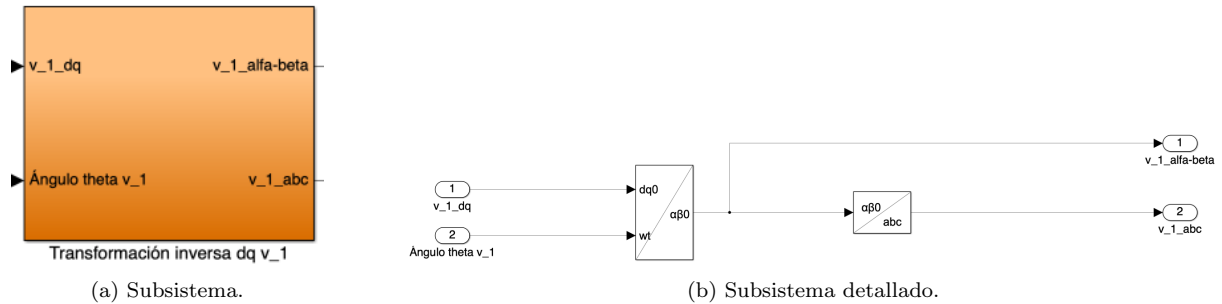


Figura 6.2.9: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Transformadas de Clarke y Park inversas.

- Señales resultantes:** Se utilizan los bloques "Goto" y "From" para etiquetar y recibir señales de una parte del diagrama a otra sin necesidad de generar líneas de conexión, manteniendo así la organización y claridad del mismo. También se utiliza el bloque "Scope" para visualizar las diferentes señales del sistema durante la simulación.

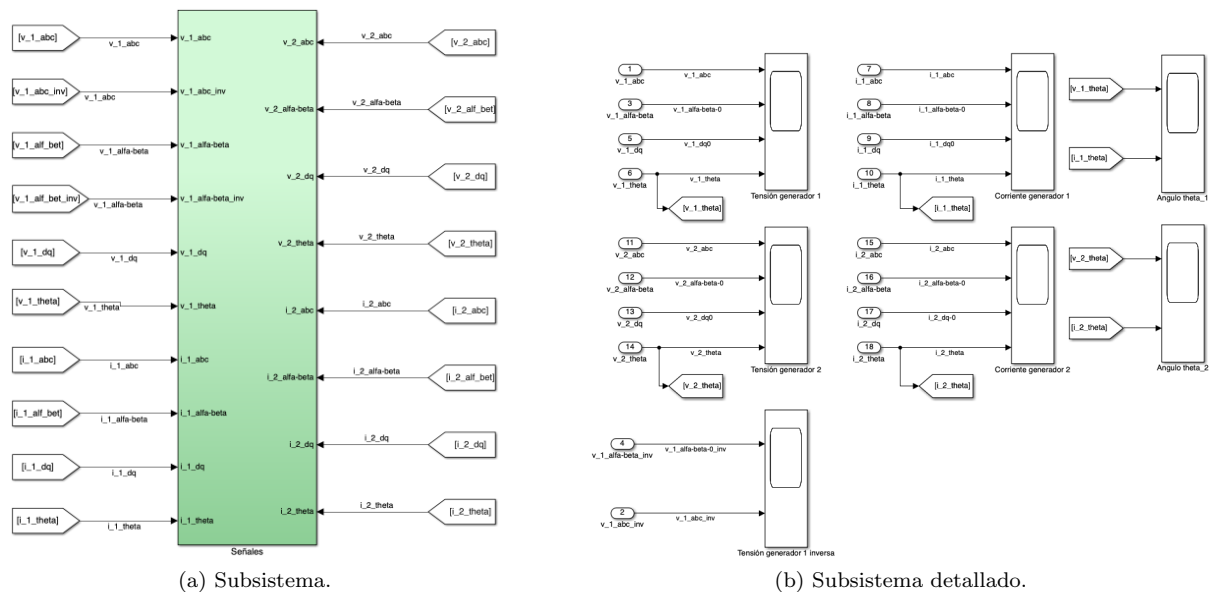


Figura 6.2.10: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del diseño de los generadores trifásicos y las transformadas de Clarke y de Park (ver Figura 6.2.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Tensión de los generadores trifásicos ( $v_1$  y  $v_2$ ):** Las Figuras 6.2.11 y 6.2.12 muestran cómo ambos generadores producen una señal trifásica con un valor igual al presentado en la Tabla 6.3. Se observa cómo estas señales cambian tras aplicar las transformaciones de Clarke y de Park, en concordancia con lo expuesto en los Apéndices B y C. Las Figuras 6.2.11 y 6.2.12 verifican el correcto funcionamiento de los generadores y de las transformaciones de Clarke y de Park.

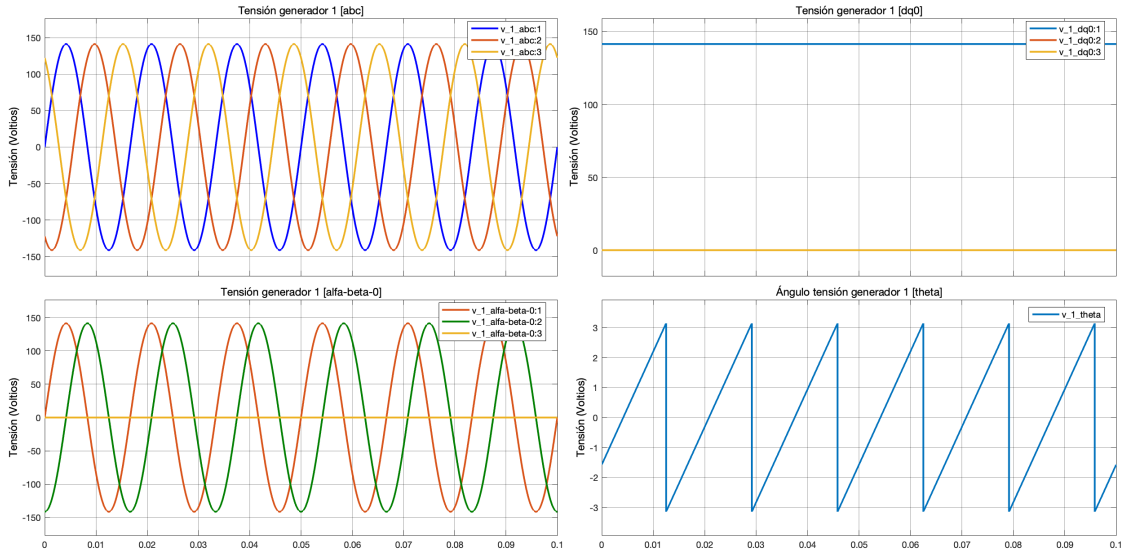


Figura 6.2.11: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Tensión del generador trifásico 1 ( $v_1$ ).

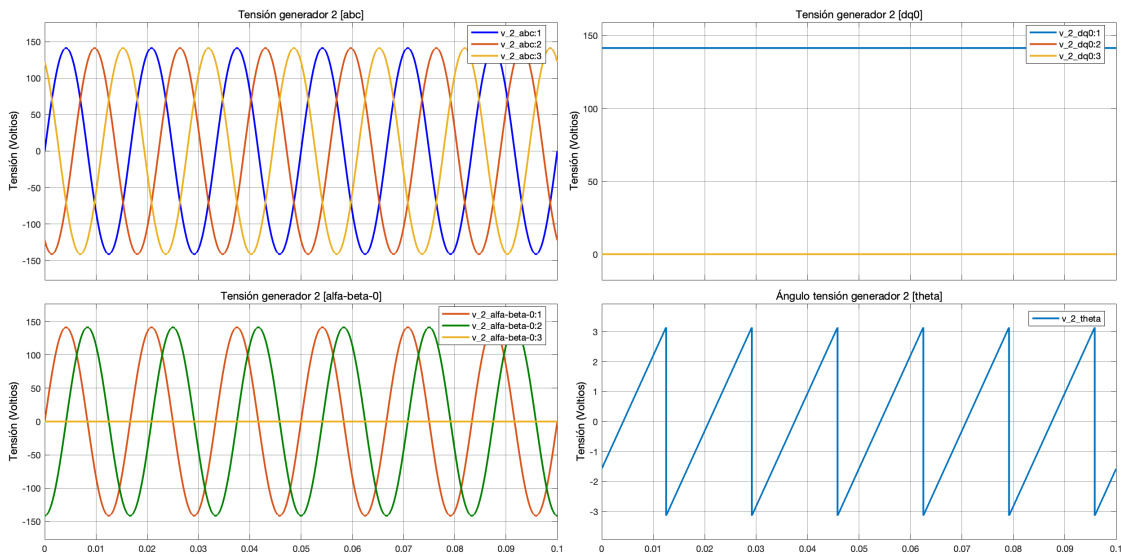


Figura 6.2.12: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Tensión del generador trifásico 2 ( $v_2$ ).

- Corriente de los generadores trifásicos ( $i_1$  e  $i_2$ ):** En las Figuras 6.2.13 y 6.2.14, al igual que en las Figuras 6.2.11 y 6.2.12, se verifica el correcto funcionamiento de los generadores trifásicos y de las transformadas de Clarke y Park. Sin embargo, las Figuras 6.2.13 y 6.2.14, en comparación con las Figuras 6.2.11 y 6.2.12, muestra diferencias no solo en la magnitud de las señales, sino también en la transformación de Park.

Se observa cómo la componente  $d$  permanece constante y positiva, aunque en un orden de magnitud muy bajo en comparación con la señal trifásica. Además, se aprecia como la componente  $q$  no permanece constante con valor nulo, sino que adquiere un valor negativo. Este efecto se produce, en primer lugar, porque para la transformación de Park se utiliza como ángulo de fase ( $\theta$ ) el ángulo de fase de la tensión, es decir, se usa la orientación angular de la tensión. Esto conduce a la segunda causa, que

es el desfase entre el ángulo de fase de la corriente y el de la tensión. Como se explica en el temario «Clase 6: Transformadas de Clarke y Park» [41], al introducir un inductor en el circuito, el factor de potencia de la carga deja de ser uno. El factor de potencia indica la cantidad de reactivos que consume el circuito. Por lo tanto, los reactivos surgen del desfase entre la tensión y las corrientes. En resumen, al introducir inductores en el circuito, se provoca un desfase entre la tensión y la corriente. Al realizar la transformación de Park con el ángulo de fase de la tensión, la corriente se descompone en la parte activa de la potencia, representada por el término  $d$ , y la parte reactiva de la potencia, representada por el término  $q$ .

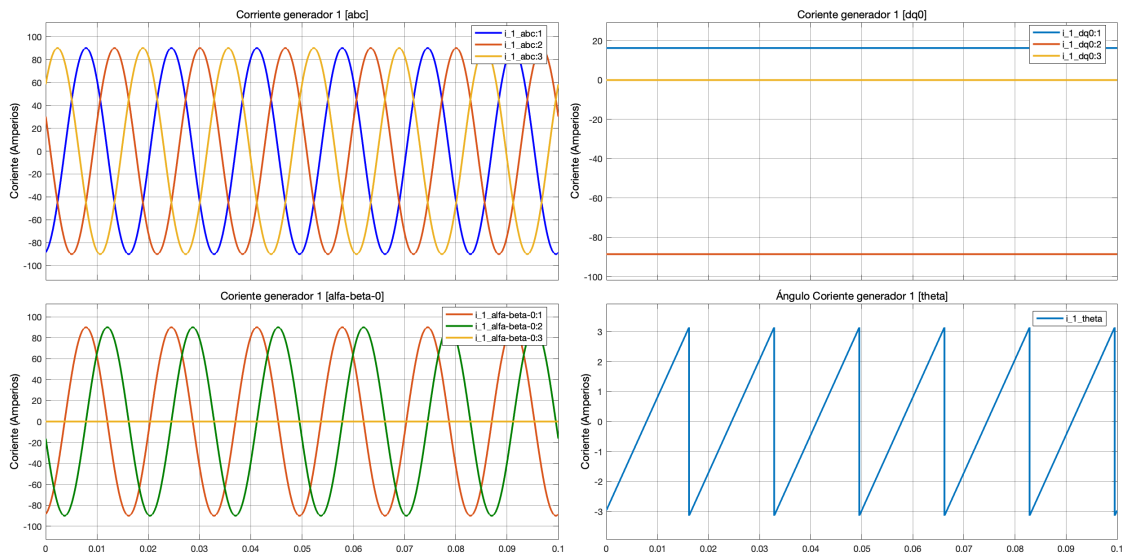


Figura 6.2.13: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Corriente del generador trifásico 1 ( $i_1$ ).

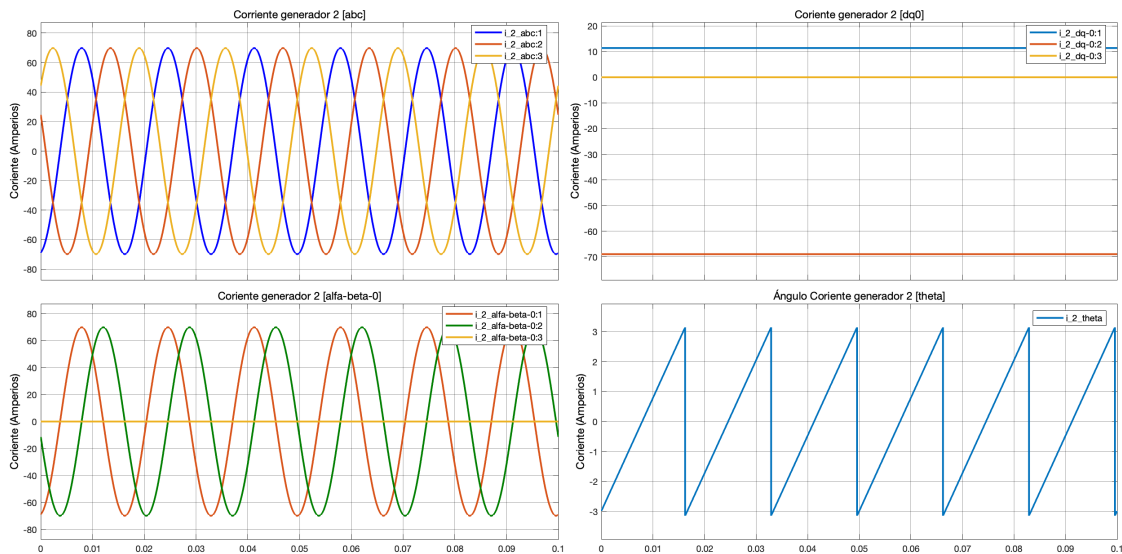


Figura 6.2.14: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Corriente del generador trifásico 2 ( $i_2$ ).

- **Transformadas inversas de la tensión del generador trifásico 1 ( $v_1$ ):** La Figura 6.2.15 muestra

cómo las señales en el sistema de referencia  $dq$  (ver Figura 6.2.11) cambian tras aplicar las transformaciones inversas de Park y de Clarke. La Figura 6.2.15 verifica el correcto funcionamiento de los generadores y de las transformaciones inversas de Park y de Clarke.

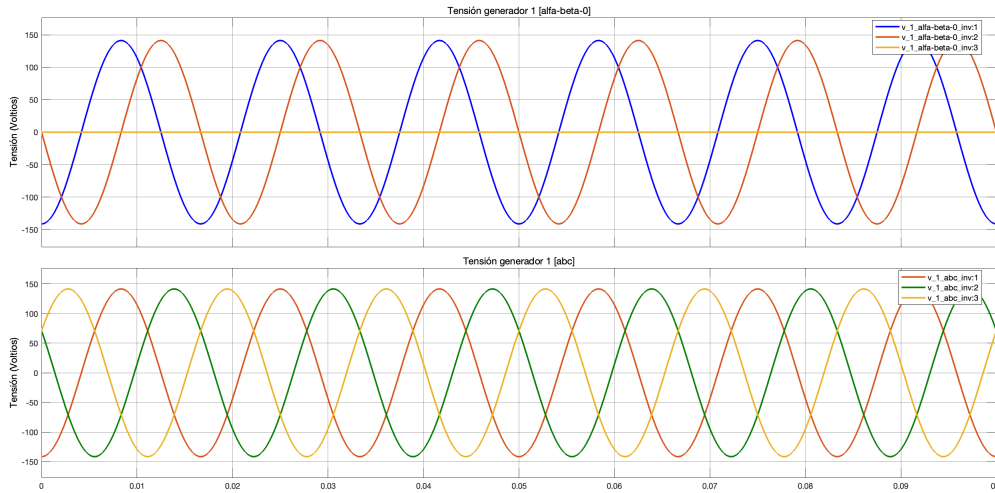


Figura 6.2.15: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Transformadas inversas de la tensión del generador trifásico 1 ( $v_1$ ).

- **Ángulo de fase ( $\theta$ ):** Las Figuras 6.2.16 y 6.2.17 muestran el desfase entre la tensión y la corriente causado por la introducción de inductores en el circuito.

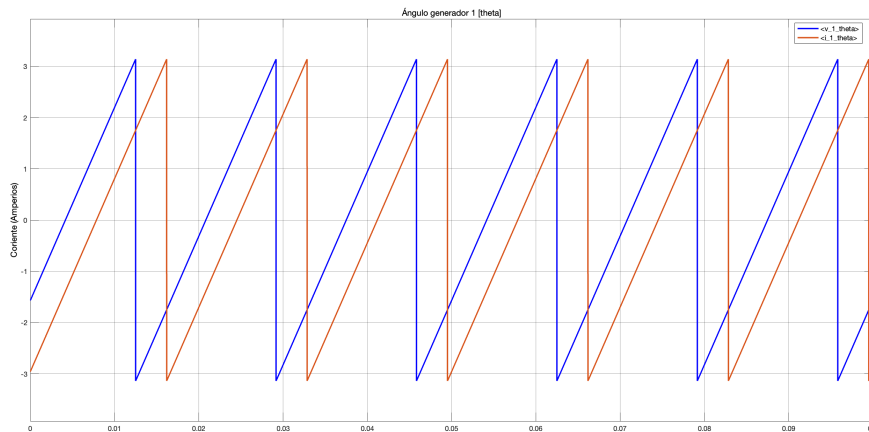


Figura 6.2.16: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Ángulos de fase de la tensión y la corriente del generador trifásico 1.

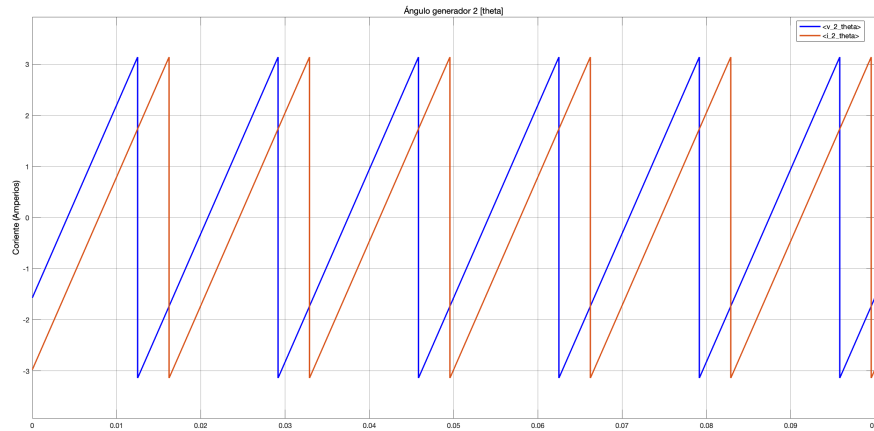


Figura 6.2.17: Generadores trifásicos y transformadas de Clarke y de Park. Resultado de simulación en Simulink. Ángulos de fase de la tensión y la corriente del generador trifásico 2.

En conclusión, el diseño de los generadores trifásicos y la implementación de las transformadas de Clarke y de Park cumplen con los requisitos del sistema y operan de manera efectiva.

### 6.3. Diseño y simulación del convertidor operando como rectificador

Para ilustrar el funcionamiento del convertidor **VSC** operando como rectificador, se utiliza el ejemplo de MathWorks [37]. Este ejemplo demuestra el comportamiento de un convertidor **PWM** de tres niveles **AC-DC**.

La Figura 6.3.1 presenta el diagrama de bloques en Simulink del diseño del convertidor **PWM** de tres niveles **AC-DC**.



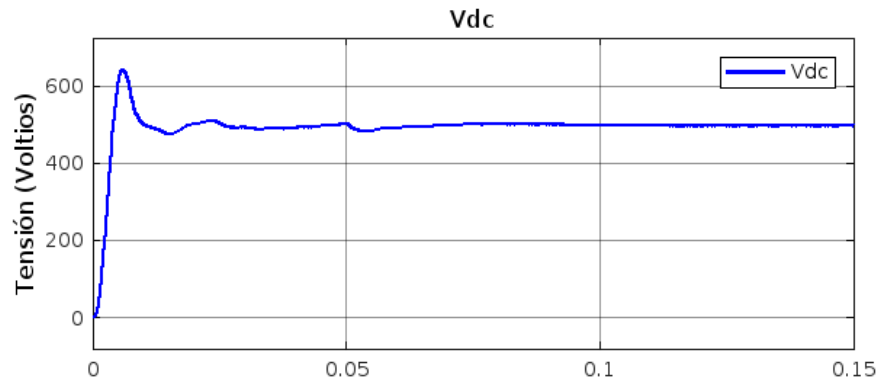


Figura 6.3.3: Convertidor PWM de tres niveles AC-DC. Resultado de simulación en Simulink. Tensión en el enlace de DC ( $V_{DC}$ ).

En las Figuras 6.3.2 y 6.3.3 se observa el funcionamiento esperado del VSC, convirtiendo una señal AC en una señal DC. Aunque en la Figura 6.3.2 se presenta una señal AC con contenido armónico, es importante señalar que este efecto no se considera en este trabajo (ver la Sección 1.3 del Capítulo 1).

## 6.4. Diseño y simulación del convertidor operando como inversor con transistores

Al igual que en la Sección 6.3 del Capítulo 6, para ilustrar el funcionamiento del convertidor VSC operando como inversor, se utiliza el ejemplo de MathWorks [36]. Este ejemplo demuestra el comportamiento de un convertidor AC-DC-AC.

La Figura 6.3.1 presenta el diagrama de bloques en Simulink del diseño del convertidor AC-DC-AC.

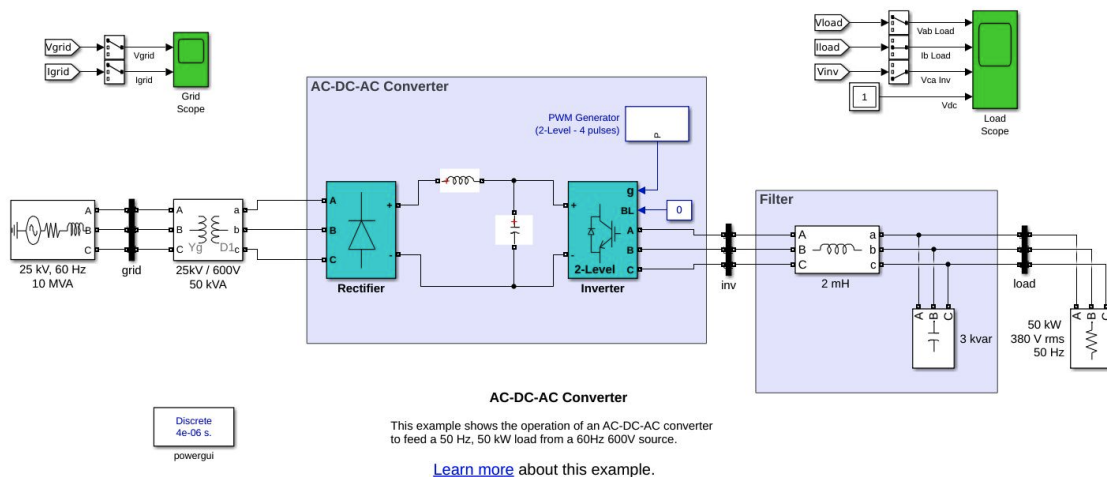


Figura 6.4.1: Convertidor AC-DC-AC. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del diseño del convertidor AC-DC-AC (ver Figura 6.4.1), se obtienen las siguientes señales que muestran el funcionamiento del convertidor VSC como inversor:

- Tensión en el enlace de **DC** ( $V_{DC}$ ) y tensión en la carga ( $v_{Load}$ ):

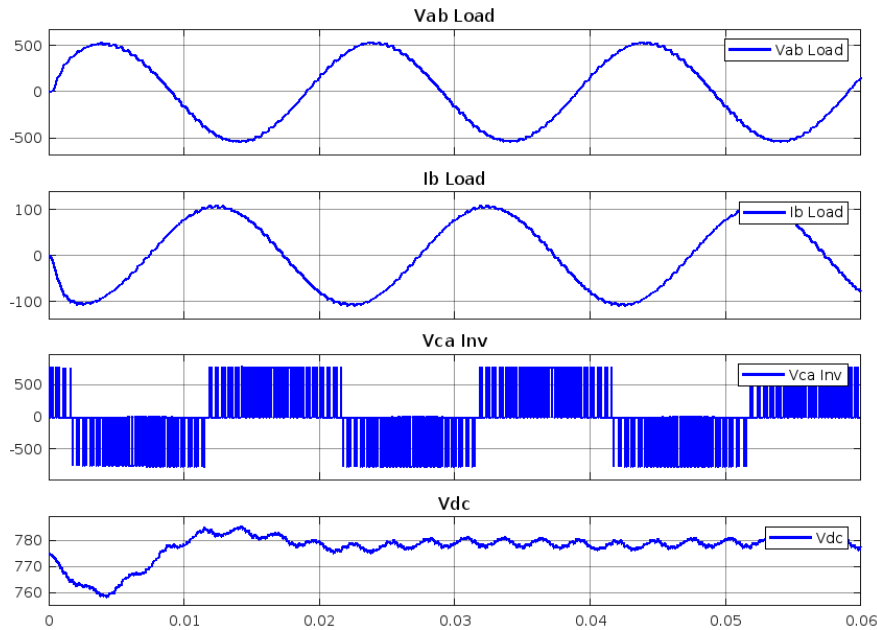


Figura 6.4.2: Convertidor **AC-DC-AC**. Resultado de simulación en Simulink. Tensión en el enlace de **DC** ( $V_{DC}$ ) y tensión en la carga ( $v_{Load}$ ).

En la Figuras 6.4.2 se observa el funcionamiento esperado del inversor, convirtiendo una señal **DC** en una señal **AC**.

## 6.5. Diseño y simulación del generador de señales PWM

En la Sección 4.3 del Capítulo 4, se aborda la importancia de la modulación **PWM** en el modelado del sistema Back-to-Back. Por ello, se diseña un generador de señales **PWM** en función de una señal de control moduladora de entrada.

En primer lugar, los parámetros que se utilizan para el diseño y simulación del generador de señales **PWM** se muestran en la Tabla 6.4.

Parámetro	Valor	Unidad
a_s_control	5	Voltios
f_s_control	60	Hercios
a_s_portadora	5	Voltios
f_s_portadora	60	Hercios

Tabla 6.4: Parámetros constantes para simular el diseño del generador de señales **PWM**.

Donde:

- $a_s$  y  $a_m$  son las amplitudes de la señal de control moduladora ( $\eta$ ) y la señal portadora triangular ( $m_t$ ) respectivamente.
- $f_s$  y  $f_m$  son las frecuencias de la señal de control moduladora ( $\eta$ ) y la señal portadora triangular ( $m_t$ ) respectivamente.

A continuación, se presenta el código de MATLAB necesario para cargar los datos de la Tabla 6.4 en el Workspace, para utilizarlos en la simulación en Simulink. El Código 6.3 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 6.4) del sistema.

```

1  % Parametros constantes de la senal de control moduladora.
2  a_s_control = 5; % Amplitud.
3  f_s_control = 60; % Frecuencia.
4
5  % Parametros constantes de la senal portadora triangular.
6  a_s_portadora = 5; % Amplitud.
7  f_s_portadora = 60; % Frecuencia.
8  p_s_portadora = 1/f_s_portadora; % Paso.
    
```

Código 6.3: Prueba 1: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema.

La Figura 6.5.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del generador de señales PWM.

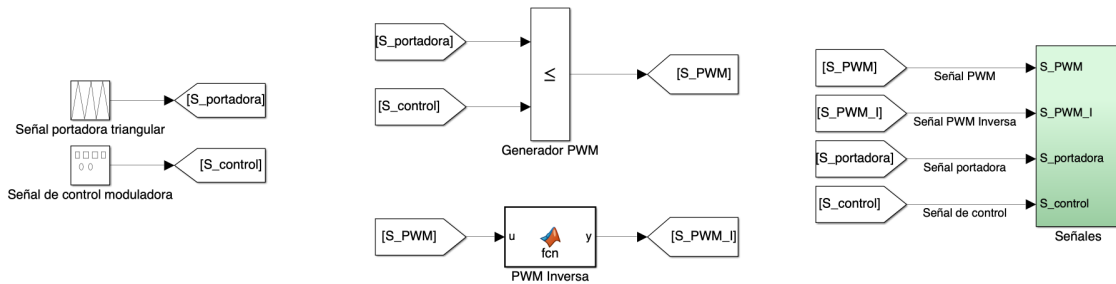


Figura 6.5.1: Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del generador de señales PWM de la Figura 6.5.1 son:

- **Señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ):** Se utiliza el bloque "Signal Generator" para generar la señal de control moduladora ( $\eta$ ) y el bloque "Repeating Sequence" para generar la señal portadora triangular ( $m_t$ ).

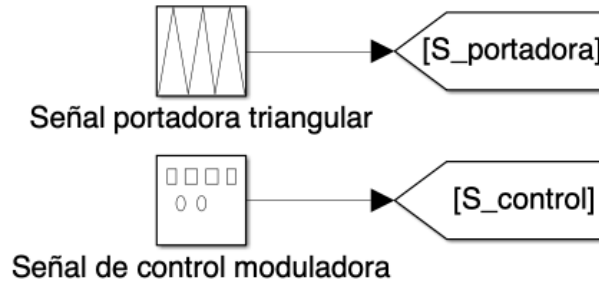


Figura 6.5.2: Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ).

- **Generador PWM:** Se utiliza el bloque "Relational Operator" para comparar la señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ). La señal PWM [39], [22], [44] se genera al comparar la señal de control con la señal portadora:
  - Cuando la señal de control moduladora ( $\eta$ ) es mayor que la señal portadora triangular ( $m_t$ ), la salida del PWM es alta (1).
  - Cuando la señal de control moduladora ( $\eta$ ) es menor que la señal portadora triangular ( $m_t$ ), la salida del PWM es baja (0).
  - Comúnmente, cuando la señal de control moduladora ( $\eta$ ) es igual a la señal portadora triangular ( $m_t$ ), la salida del PWM suele ser alta (1). Sin embargo, dependiendo del diseño específico, también se puede definir que la salida sea baja (0) en ese instante. En este caso, se opta por la primera opción.

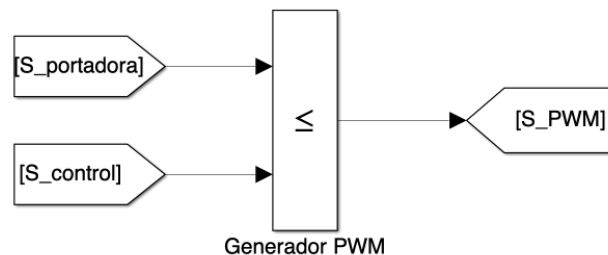


Figura 6.5.3: Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Generador PWM.

- **Inversor de la señal PWM:** Se utiliza el bloque "MATLAB Function" para crear una función que invierte la señal PWM. En el caso de que la entrada sea alta (1), la salida será baja (0), y viceversa. Esta nueva señal es necesaria en el sistema Back-to-Back para controlar los IGBTs, ya que en una misma rama de un convertidor VSC, cuando un IGBT está en modo conducción, el otro IGBT de esa misma rama tiene que estar bloqueado. Es decir, con esta señal se alcanza este requisito. El Código 6-2 muestra el diseño de la función.

```

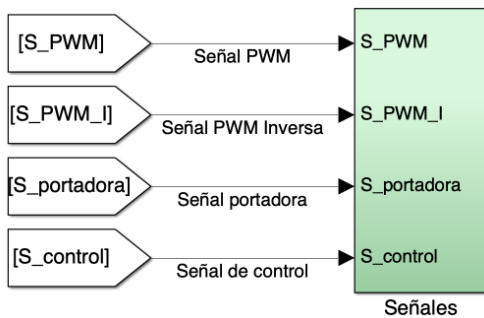
1  function y = fcn(u)
2      if u == 1
3          y = 0;
4      else
5          y = 1;
6      end
7  end
    
```

Código 6.4: Generador de señales PWM. MATLAB Function. Bloque de Simulink

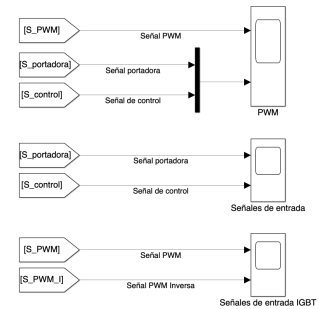
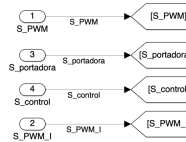


Figura 6.5.4: Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink del sistema. Inversor de la señal PWM.

- Señales resultantes:** Se utilizan los bloques "Goto" y "From" para etiquetar y recibir señales de una parte del diagrama a otra sin necesidad de generar líneas de conexión, manteniendo así la organización y claridad del mismo. También se utiliza el bloque "Scope" para visualizar las diferentes señales del sistema durante la simulación.



(a) Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema (Subsistema).



(b) Generador de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema (Subsistema detallado).

Figura 6.5.5: Generadore de señales PWM. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del diseño del generador de señales PWM (ver Figura 6.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ):** La Figura 6.5.6 muestra cómo la señal portadora triangular ( $m_t$ ) tiene la misma amplitud y frecuencia que la señal de control moduladora ( $\eta$ ) (ver Código 6.3).

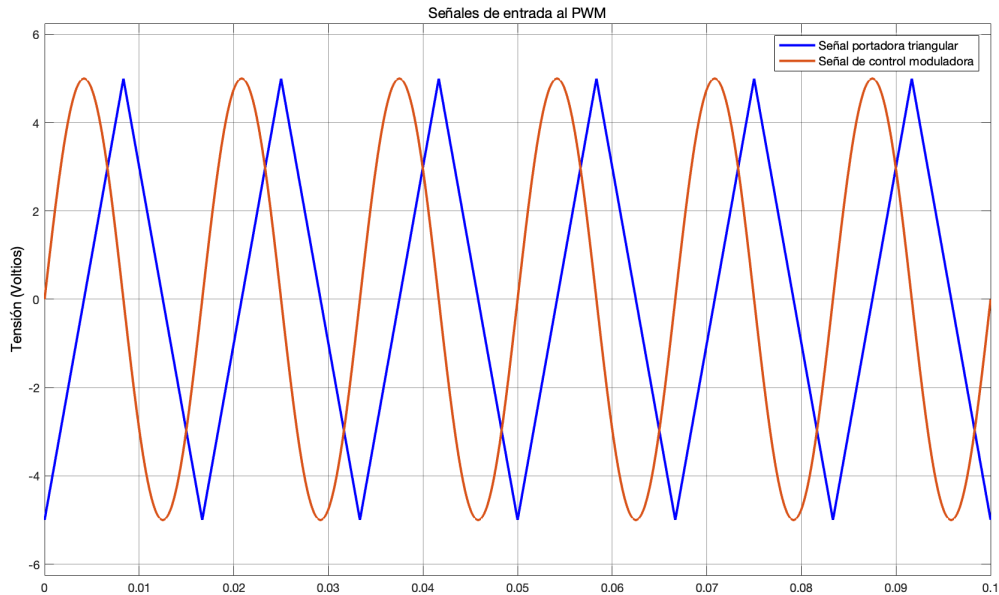


Figura 6.5.6: Prueba 1: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ).

- **Generador PWM:** En la Figura 6.5.7 se observa cómo el generador PWM funciona de acuerdo con el criterio descrito anteriormente en la Figura 6.5.3.

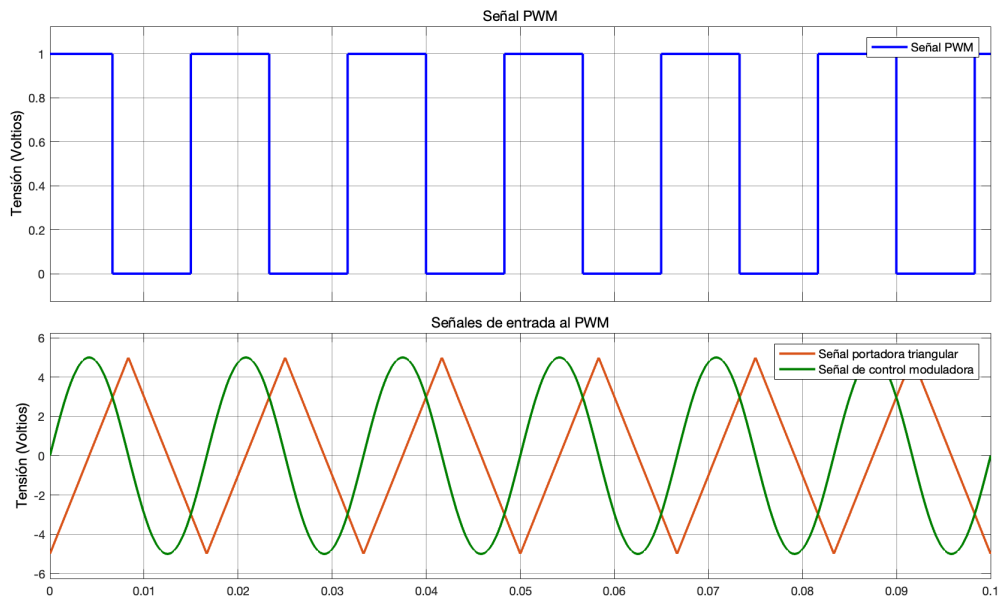


Figura 6.5.7: Prueba 1: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM.

- **Inversor de la señal PWM:** La Figura 6.5.8 muestra el correcto funcionamiento del inversor, invirtiendo la señal PWM de entrada.

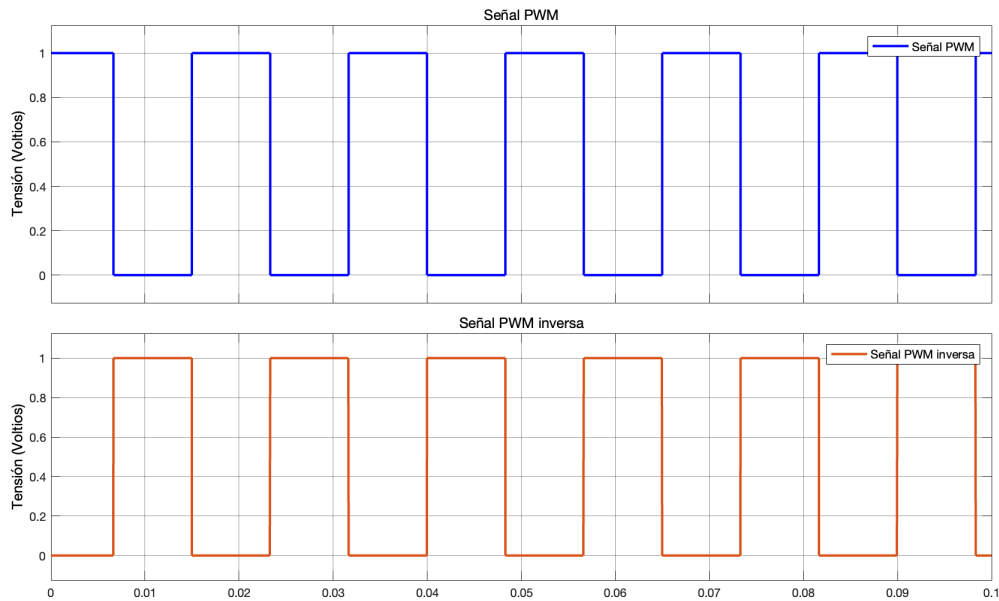


Figura 6.5.8: Prueba 1: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Inversor de la señal PWM.

En resumen, el diseño del generador de señales PWM cumple con los requisitos del sistema y opera de manera efectiva. Sin embargo, en la Sección 4.3 del Capítulo 4, se analizan tres posibles modos de operación durante la modulación PWM. Los resultados presentados muestran un modo en el que la modulación PWM es efectiva y el VSC puede controlar la salida de manera eficiente. No obstante, se muestran diferentes modos de operación de la modulación PWM.

A continuación, se describen estos modos de operación variando la amplitud y frecuencia de la señal de control moduladora ( $\eta$ ) y señal portadora triangular ( $m_t$ ).

- $0 < a_{s\_control} < a_{s\_portadora}$  y  $f_{s\_control} \neq f_{s\_portadora} \neq 0$ : El Código 6.5 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los nuevos parámetros constantes del sistema.

```

1      % Parametros constantes de la señal de control moduladora.
2      a_s_control = 3; % Amplitud.
3      f_s_control = 100; % Frecuencia.
4
5      % Parametros constantes de la señal portadora triangular.
6      a_s_portadora = 5; % Amplitud.
7      f_s_portadora = 60; % Frecuencia.
8      p_s_portadora = 1/f_s_portadora; % Paso.

```

Código 6.5: Prueba 2: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del diseño del generador de señales PWM (ver Figura 6.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Generador PWM:** En la Figura 6.5.9 se observa cómo el tiempo a nivel alto (1) y a nivel bajo (0) de la señal PWM varía en comparación con la Figura 6.5.7. Dado que la señal de control moduladora ( $\eta$ ) no supera en amplitud a la señal portadora triangular ( $m_t$ ), se considera que el sistema opera en la región de modulación lineal (submodulación). En el contexto del sistema

Back-to-Back, la señal de control moduladora ( $\eta$ ) varía durante la simulación, lo que verifica el correcto funcionamiento del generador PWM.

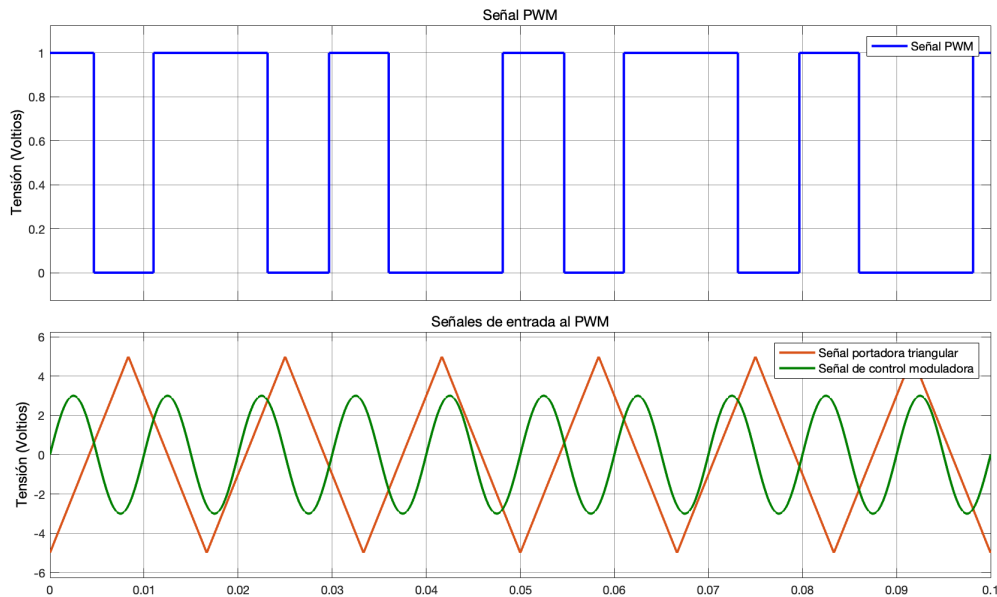


Figura 6.5.9: Prueba 2: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM.

- $a\_s\_control > a\_s\_portadora$  y  $f\_s\_control \neq f\_s\_portadora \neq 0$ : El Código 6.6 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los nuevos parámetros constantes del sistema.

```

1      % Parametros constantes de la señal de control moduladora.
2      a_s_control = 10; % Amplitud.
3      f_s_control = 100; % Frecuencia.
4
5      % Parametros constantes de la señal portadora triangular.
6      a_s_portadora = 5; % Amplitud.
7      f_s_portadora = 60; % Frecuencia.
8      p_s_portadora = 1/f_s_portadora; % Paso.
    
```

Código 6.6: Prueba 3: Generador de señales PWM. Parámetros constantes del sistema.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del diseño del generador de señales PWM (ver Figura 6.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Generador PWM:** En la Figura 6.5.10 se observa cómo el generador PWM entra en sobremodulación. Esto ocurre cuando la amplitud de la señal de control moduladora ( $\eta$ ) excede el valor de pico de la señal portadora triangular ( $m_t$ ). Como resultado, la señal PWM se "satura", lo que significa que el ciclo de trabajo se mantiene en 100% o 0% durante una parte del ciclo. Esto causa distorsión en la forma de la onda de salida. Por ello, en la Ecuación 5.1.3 se define la restricción de operación del sistema Back-to-Back para evitar la sobremodulación.

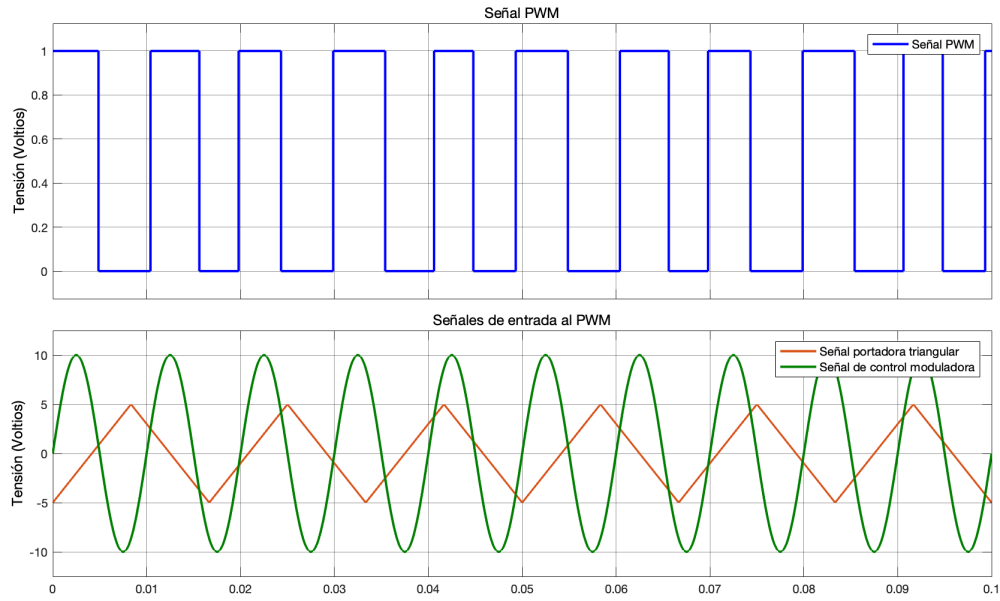


Figura 6.5.10: Prueba 3: Generador de señales PWM. Resultado de simulación en Simulink. Generador PWM.



# Capítulo 7

## Ingeniería de control: Diseño y simulación del sistema de control

### 7.1. Introducción

En esta sección se desarrolla el diseño implementado en este TFG para el sistema de control del convertidor Back-to-Back (BTB), incluyendo un análisis de robustez del sistema frente a factores adversos típicos en implementaciones reales, tales como el ruido en la medición de los sensores, las perturbaciones externas y las incertidumbres paramétricas. Además, el Apéndice D sirve de apoyo para identificar y analizar los diferentes elementos y señales de un sistema de control.

A efectos de simulación, se considera que el sistema emplea un periodo de muestreo igual al paso de integración numérica ( $T_m = \Delta t$ ) utilizado en el solver de Simulink, que es de  $1e - 6$  segundos, equivalente a una frecuencia de muestreo de 1 MHz.

### 7.2. Sistema de control del convertidor Back-to-Back

La arquitectura del sistema de control del convertidor Back-to-Back (BTB) se basa en un control en cascada aplicado a cada uno de los VSC, estructurado en dos partes principales (ver Sección 1.3 del Capítulo 1):

1. **Lazo de control externo:** Al igual que en algunos trabajos [7], [23], [6], se implementan sistemas de control SISO (uno por cada componente de cada VSC). Estos sistemas están diseñados de modo que la señal de control de cada uno esté asociada a una de las corrientes en el sistema de referencia  $dq$ . Cada sistema genera una señal de referencia de corriente para controlar la potencia activa (P), la potencia reactiva del VSC correspondiente ( $Q_1$  o  $Q_2$ ) o la tensión en el enlace de DC.
2. **Lazo de control interno:** A diferencia de estos trabajos [7], [23], [6], donde se utilizan dos sistemas de control SISO desacoplados por cada VSC en el lazo de control interno, en este trabajo se ha diseñado un sistema de control MIMO por cada VSC. Esta estrategia permite controlar las corrientes de VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> de manera más óptima y robusta (ver el Apartado 2.4.6 de la Sección 2.4 del Capítulo 2). En otras publicaciones como en [47] se propone un único sistema de control MIMO para gestionar ambos VSCs, pero en este TFG se ha optado por utilizar un sistema MIMO separado para cada VSC, evitando así la complejidad añadida de controlar ambos VSCs de manera conjunta.

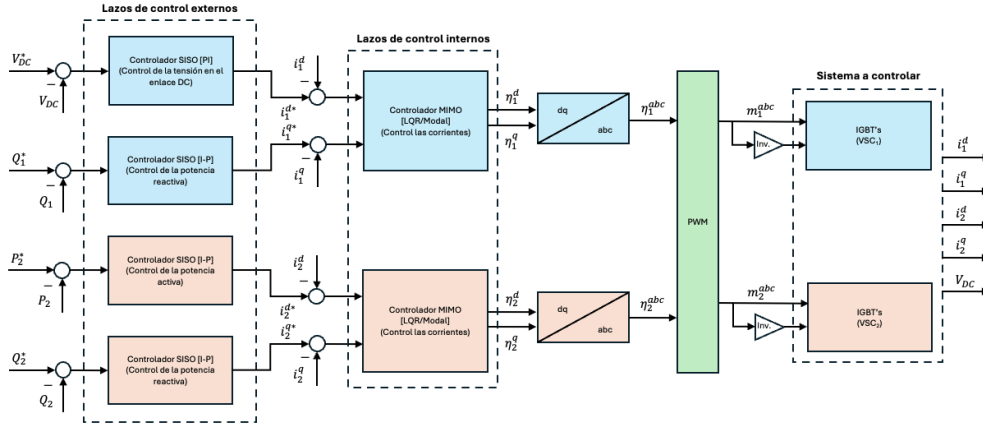


Figura 7.2.1: Diagrama funcional del sistema de control propuesto.

En resumen, en este trabajo el sistema de control para el convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.2.1) sigue una arquitectura en cascada con dos lazos principales: un lazo externo y un lazo interno. En el lazo externo, utilizando un control SISO, se generan las referencias necesarias para controlar la potencia activa, la potencia reactiva y la tensión del enlace de DC en el sistema de referencia  $dq$ . En el lazo interno, se ha implementado un control MIMO por cada VSC para gestionar las corrientes. A diferencia de otros enfoques que utilizan sistemas de control SISO desacoplados en cada VSC o un sistema MIMO único para ambos VSCs, este trabajo opta por un control MIMO separado para cada VSC, balanceando eficiencia y simplicidad de implementación.

## 7.3. Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC

### 7.3.1. Introducción

Tal como se expone en la Sección 3.2 del Capítulo 3, es necesario mantener la tensión constante en el bus de DC para desacoplar ambos VSC y permitir su operación de manera independiente. Esto significa que las variaciones en la entrada o salida de uno de los VSC no influyen sobre el otro.

En este trabajo, el control de la tensión en el enlace de corriente continua (DC) está a cargo del VSC<sub>1</sub>, aunque no habría inconveniente en que fuera el VSC<sub>2</sub> quien asumiera esta función. Sin embargo, es importante recordar que el objetivo del convertidor Back-to-Back es gestionar la tensión en el bus DC, así como la potencia activa y la potencia reactiva de cada VSC. Por lo tanto, es necesario repartir las responsabilidades entre ambos convertidores.

Como función principal, cada VSC debe gestionar la potencia reactiva generada en su convertidor respectivo. De manera complementaria, uno de los VSC debe encargarse de mantener constante la tensión en el bus DC, mientras que el otro gestiona el flujo de potencia activa. En este caso, el VSC<sub>1</sub> se encarga de controlar y regular la tensión en el bus de DC, mientras que el VSC<sub>2</sub> es responsable de gestionar el flujo de potencia activa.

Tal como se expone en la Sección 7.2 del Capítulo 7, para mantener constante la tensión en el bus de DC se usa las corrientes del VSC correspondiente en el sistema de referencia  $dq$ . Concretamente en este trabajo se usa la corriente  $i_1^d$ , ya que está directamente relacionada con la tensión  $V_{DC}$ . El lazo de control externo que se diseña proporciona como señal de control la señal de referencia del lazo de control interno, es decir, este lazo de control tiene como señal de control la corriente  $i_1^d$  necesaria para obtener como resultado la señal de tensión  $V_{DC}$  deseada. Posteriormente, el lazo de control interno es el encargado de regular la corriente  $i_1^d$

mediante la señal  $\eta_1^d$  para alcanzar el valor de referencia proporcionado por este lazo externo.

Tal como se expone en la Sección 7.2 del Capítulo 7, para mantener constante la tensión en el bus de DC se utilizan las corrientes del VSC correspondiente en el sistema de referencia  $dq$ . En concreto, en este trabajo se empleará la corriente  $i_1^d$ , ya que está directamente relacionada con la tensión  $V_{DC}$ .

A continuación, se diseña el lazo de control externo, que proporcionará la referencia para el lazo de control interno. Este lazo externo tiene como objetivo calcular la corriente  $i_1^d$  necesaria para alcanzar la tensión  $V_{DC}$  deseada. Posteriormente, el lazo de control interno se encargará de regular la corriente  $i_1^d$  utilizando la señal de control  $\eta_1^d$ , que es la variable manipulada (MV), para ajustar  $i_1^d$  hasta alcanzar el valor de referencia proporcionado por el lazo externo.

Algunos artículos [7], [23], [6], sugieren usar un controlador PI en vez de un controlador Proporcional (P) o Proporcional Integral Derivativo (PID) para diseñar los lazos externos.

Por una parte, se opta por un controlador PI en lugar de un controlador PID en los lazos externos de un convertidor Back-to-Back porque el controlador PI es más sencillo de ajustar y menos sensible al ruido en comparación con el controlador PID [40], [19]. Además, el controlador PI garantiza la eliminación del error en estado estacionario y corrige la señal frente a perturbaciones [40], [20], [19], lo que lo hace más robusto y adecuado para este tipo de aplicaciones en comparación con el controlador P.

### 7.3.2. Modelado de la dinámica del sistema

Para diseñar un controlador PI que regule la tensión del enlace DC ( $V_{DC}$ ) mediante la corriente  $i_1^d$  en un convertidor back-to-back, se necesita modelar matemáticamente la dinámica del sistema.

En primer lugar, la tensión en el enlace DC está relacionada con la corriente que carga o descarga el condensador del enlace DC. La relación entre la corriente y la variación de la tensión  $V_{DC}$  está dada por la ecuación básica del condensador [44], [39], [22]:

$$I_{DC} = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (7.3.2.1)$$

Donde:

- $I_{DC}$  es la corriente neta que carga o descarga el condensador.
- $C$  es la capacitancia del condensador en el enlace DC.
- $\frac{dV_{DC}}{dt}$  es la variación de la tensión  $V_{DC}$  en el tiempo.

Por otra parte, la corriente que carga o descarga el condensador es la diferencia entre la corriente suministrada por el convertidor VSC<sub>1</sub> ( $I_1^{DC}$ ) y la corriente demandada por el convertidor VSC<sub>2</sub> ( $I_2^{DC}$ ) [44], [39], [22]:

$$I_{DC} = I_1^{DC} - I_2^{DC} \quad (7.3.2.2)$$

En este trabajo, la corriente del condensador  $I_{DC}$  se ha definido como la suma de las corrientes provenientes de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>, es decir:

$$I_C = I_{DC1} + I_{DC2} \quad (7.3.2.3)$$

Esto se debe a la implementación de los sensores de medida, que se configurarán para detectar la suma de ambas corrientes. Dependiendo del sentido del flujo de potencia entre los convertidores, las corrientes  $I_{DC1}$  y  $I_{DC2}$  tomarán un signo positivo o negativo, de acuerdo a la dirección de la transferencia de energía. Este enfoque permite un modelado general de la corriente del condensador en el enlace del DC y asegura que se capturen tanto los eventos de carga como de descarga del condensador.

Sustituyendo la Ecuación 7.3.2.3 en la Ecuación 7.3.2.1 se obtiene la siguiente expresión:

$$I_1^{DC} + I_2^{DC} = C \frac{dV_{DC}}{dt} \quad (7.3.2.4)$$

Por otro lado, tal como se muestra en la Sección 4.3 del Capítulo 4, la corriente neta que carga o descarga el condensador ( $I_{DC}$ ) está directamente relacionada con la corriente  $i_1^d$ , ya que la potencia en el lado AC del convertidor está relacionada con la potencia en el lado DC [44], [39], [22]. La potencia activa en el lado AC asociada al convertidor VSC<sub>1</sub> en el sistema de referencia  $dq$ , suponiendo que el sistema es ideal y no se producen pérdidas, como por ejemplo en la conmutación no ideal de los IGBTs, es:

$$P_1^{AC} = \frac{3}{2} (v_1^d i_1^d + v_1^q i_1^q) \quad (7.3.2.5)$$

Tal como se expone en las Secciones 5.2 y 5.3 del Capítulo 5, la componente en cuadratura ( $q$ ) de la tensión es nula ( $v_1^q = 0$ ):

$$v_1^q = 0 \Rightarrow P_1^{AC} = \frac{3}{2} v_1^d i_1^d \quad (7.3.2.6)$$

La potencia en el bus de DC se expresa de la forma:

$$P_{DC} = P_1^{DC} + P_2^{DC} = I_1^{DC} V_{DC} + I_2^{DC} V_{DC} \quad (7.3.2.7)$$

Donde:

$$P_1^{DC} = I_1^{DC} V_{DC} \quad (7.3.2.8)$$

$$P_2^{DC} = I_2^{DC} V_{DC} \quad (7.3.2.9)$$

Al relacionar la potencia en el lado de AC con la potencia en el lado de DC se tiene la siguiente expresión:

$$P_1^{DC} + P_2^{DC} = P_1^{AC} + P_2^{AC} \quad (7.3.2.10)$$

Donde:

$$P_1^{DC} = P_1^{AC} \quad (7.3.2.11)$$

$$P_2^{DC} = P_2^{AC} \quad (7.3.2.12)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 7.3.2.6 y 7.3.2.8 en la Ecuación 7.3.2.11:

$$I_1^{DC} V_{DC} = \frac{3}{2} v_1^d i_1^d \quad (7.3.2.13)$$

$$I_1^{DC} = \frac{3v_1^d}{2V_{DC}} i_1^d \quad (7.3.2.14)$$

Al sustituir la Ecuación 7.3.2.13 en la Ecuación 7.3.2.4 se obtiene el modelo matemático que representa la dinámica del sistema que relaciona la tensión  $V_{DC}$  con la corriente  $i_1^d$ :

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3v_1^d}{2V_{DC}} i_1^d + I_2^{DC} \quad (7.3.2.15)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3v_1^d}{2V_{DC}C} i_1^d + \frac{I_2^{DC}}{C} \quad (7.3.2.16)$$

### 7.3.3. Linealización alrededor de un punto de operación o de equilibrio

Para diseñar un controlador que regule la tensión en el enlace DC, se linealiza modelo matemático que representa la dinámica del sistema (ver Ecuación 7.3.2.16) alrededor de un punto de operación o equilibrio.

Para linealizar el sistema, se evalúan la función de estado ( $V_{DC0}$ ), la función de control ( $i_1^{d0}$ ) y la función de perturbación ( $I_2^{DC0}$ ) alrededor de dicho punto. Para este diseño, se elige como punto de operación aquel donde el sistema está en equilibrio, es decir, cuando las derivadas temporales son nulas.

$$0 = \frac{3v_1^d}{2V_{DC}C} i_1^d + \frac{I_2^{DC}}{C} \quad (7.3.3.1)$$

Se considera  $v_1^d$  constante, ya que en este trabajo no se varía la amplitud ni en el generador ni en la carga, y por tanto, al aplicar la transformación de Park (ver Apéndice C), dicha amplitud permanece constante en el tiempo. El punto de operación se define de la forma:

$$(V_{DC}, i_1^d, I_2^{DC}) = (V_{DC0}, i_1^{d0}, I_2^{DC0}) \quad (7.3.3.2)$$

Sustituyendo la Ecuación 7.3.3.2 en la Ecuación 7.3.3.1, se calcula el punto de operación del sistema:

$$0 = \frac{3v_1^d}{2V_{DC0}C} i_1^{d0} + \frac{I_2^{DC0}}{C} \quad (7.3.3.3)$$

Por una parte, la tensión  $V_{DC0}$  se considera la tensión de referencia, que se busca mantener constante. Por otra parte, una de las pruebas a realizar consiste en que una carga demande una potencia activa de 3 kW. Por ello, la corriente  $i_1^{d0}$  es la corriente necesaria para alcanzar dicha potencia:

$$P_1^{AC} = \frac{3}{2}v_1^d i_1^{d0} \quad (7.3.3.4)$$

$$\left. \begin{array}{l} P_1^{AC} = 3000 \\ v_1^d = 100\sqrt{2} \end{array} \right\} \Rightarrow 3000 = \frac{3}{2}100\sqrt{2}i_1^{d0} \Rightarrow i_1^{d0} = 14,14213562 \quad (7.3.3.5)$$

Dado que la tensión de referencia ( $V_{DC0}$ ) es de 500 voltios, se obtiene la corriente demandada por el VSC<sub>2</sub> ( $I_2^{DC0}$ ):

$$-\frac{3v_1^d}{2V_{DC0}}i_1^{d0} = I_2^{DC0} \quad (7.3.3.6)$$

$$\left. \begin{array}{l} v_1^d = 100\sqrt{2} \\ V_{DC0} = 500 \\ i_1^{d0} = 14,14213562 \end{array} \right\} \Rightarrow I_2^{DC0} = -6 \quad (7.3.3.7)$$

Se definen las variables incrementales o de desviación con respecto a los valores nominales (de operación o de equilibrio) de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \Delta V_{DC} &= V_{DC} - V_{DC0} \\ \Delta i_1^d &= i_1^d - i_1^{d0} \\ \Delta I_2^{DC} &= I_2^{DC} - I_2^{DC0} \end{aligned} \quad (7.3.3.8)$$

Para obtener la versión linealizada del sistema, se sustituyen las variaciones de las variables expresadas en la Ecuación 7.3.3.8 en el modelo del sistema representado en la Ecuación 7.3.2.16.

$$\frac{d\Delta V_{DC}}{dt} = \frac{3v_1^d}{2\Delta V_{DC}C}\Delta i_1^d + \frac{\Delta I_2^{DC}}{C} \quad (7.3.3.9)$$

#### 7.3.4. Diseño del controlador para la regulación de la tensión en el enlace DC

Para el diseño del controlador **PI** se desprecia  $I_2^{DC}$ , ya que se considera una perturbación interna del sistema. A partir de esta consideración, se obtiene la función de transferencia del sistema linealizado que relaciona la corriente  $i_1^d$  y la tensión  $V_{DC}$  en el dominio de Laplace, es decir, la función de transferencia que representa la planta (sistema a controlar) en el dominio de Laplace.

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\Delta V_{DC}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\left\{\frac{3v_1^d}{2\Delta V_{DC}(t)C}\Delta i_1^d(t)\right\} \quad (7.3.4.1)$$

$$s\Delta V_{DC}(s) = \frac{3v_1^d}{2\Delta V_{DC}(s)C}\Delta i_1^d(s) \quad (7.3.4.2)$$

De la Ecuación 7.3.4.2 se obtiene la función de transferencia que relaciona la variación de la corriente  $\Delta i_1^d(s)$  con la variación de la tensión  $\Delta V_{DC}(s)$ :

$$G(s) = \frac{\Delta V_{DC}(s)}{\Delta i_1^d(s)} = \frac{3v_1^d}{2\Delta V_{DC}(s)Cs} \quad (7.3.4.3)$$

El controlador **PI** tendrá como entrada el error de tensión ( $e(t)$ ) y ajustará la señal de control  $i_1^{d*}(t)$  para minimizar ese error. La ley de control del controlador **PI** en el dominio del tiempo es de la forma [35], [45], [40], [20], [19]:

$$i_1^{d*}(t) = K_p (V_{DC}^* - V_{DC})(t) + K_i \int (V_{DC}^* - V_{DC}) dt \quad (7.3.4.4)$$

Donde:

- $i_1^{d*}(t)$  es la señal de control del controlador **PI** (**CO**).
- $K_p$  es la acción proporcional del controlador **PI**.
- $K_i$  es la acción integral del controlador **PI**.
- $V_{DC}^*$  es la tensión de referencia o set-point (**SP**).
- $V_{DC}$  es la tensión de salida (**PV**).
- $e(t)$  es la entrada del controlador **PI** y se define como el error de tensión de la forma:

$$e(t) = (V_{DC}^* - V_{DC}) \quad (7.3.4.5)$$

La Ecuación 7.3.4.4 se expresa en el dominio de Laplace de la forma:

$$i_1^{d*}(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) e(s) \quad (7.3.4.6)$$

La función de transferencia del controlador **PI** en el dominio de Laplace es de la forma:

$$G_c(s) = \frac{i_1^{d*}(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (7.3.4.7)$$

La Figura 7.3.4.1 representa el diagrama de bloques para un sistema controlado **SISO** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**.

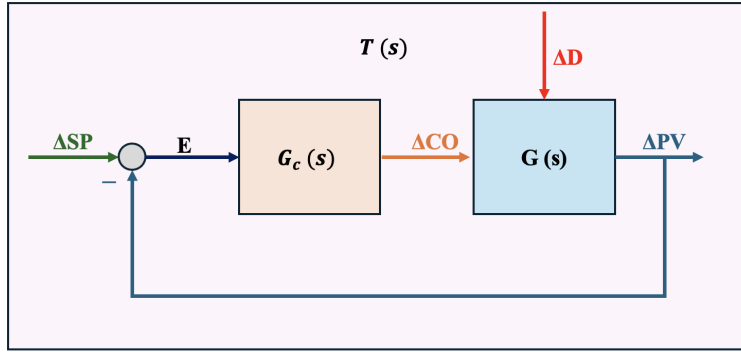


Figura 7.3.4.1: Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC.

Cuando se trabaja con una función de transferencia, se asume el uso de variables incrementales o de desviación respecto a los valores nominales, es decir:

$$\begin{aligned} CO(t) &= CO_{nom} + u(t) \\ PV_m(t) &= PV_{nom} + y(t) \end{aligned} \quad (7.3.4.8)$$

Donde:

- $CO(t)$  y  $PV_m(t)$  representan los valores completos.
- $CO_{nom}$  y  $PV_{nom}$  son los valores nominales.
- $u(t) = \Delta CO(t)$  y  $y(t) = \Delta PV_m(t)$  son las desviaciones o valores incrementales.

A partir de las Ecuaciones 7.3.4.3 y 7.3.4.7, suponiendo que no existen variaciones ( $\Delta V_{DC} = 0$ ) y el sistema opera bajo las condiciones nominales establecidas, se define la función del sistema en lazo cerrado:

$$T_{DC}(s) = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^{ref}} = \frac{G_c(s)G(s)}{1 + G_c(s)G(s)} \quad (7.3.4.9)$$

Se desarrolla la Ecuación 7.3.4.9 para calcular el valor de la acción proporcional ( $K_p$ ) y de la acción integral ( $K_i$ ).

$$T_{DC}(s) = \frac{\frac{K_p s + K_i}{s} \frac{3v_1^d}{2V_{DC0}Cs}}{1 + \frac{K_p s + K_i}{s} \frac{3v_1^d}{2V_{DC0}Cs}} = \frac{\frac{3v_1^d K_p s + 3v_1^d K_i}{2V_{DC0}Cs^2}}{1 + \frac{3v_1^d K_p s + 3v_1^d K_i}{2V_{DC0}Cs^2}} \quad (7.3.4.10)$$

$$T_{DC}(s) = \frac{3v_1^d K_p s + 3v_1^d K_i}{2V_{DC0}Cs^2 + 3v_1^d K_p s + 3v_1^d K_i} \quad (7.3.4.11)$$

Para obtener los valores de  $K_p$  y  $K_i$  se iguala el denominador con la ecuación característica estándar de un sistema de segundo orden [35], [45], [40], [20], [19] (ver Ecuación 7.3.4.12):

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (7.3.4.12)$$

Donde:

- $\xi$  es el factor de amortiguamiento del sistema en lazo cerrado.
- $\omega_n$  es la frecuencia natural del sistema.

Para que el sistema responda como un sistema sobreamortiguado se establece un factor de amortiguamiento  $\xi = 1$  y un tiempo de establecimiento  $t_e = 10^{-2}$  segundos. Para este tiempo estacionario, se tiene una frecuencia natural  $\omega_n$ :

$$\omega_n = \frac{5,86}{t_e} = 5,86 \cdot 10^2 \quad (7.3.4.13)$$

Se estructura la ecuación característica del sistema en lazo cerrado para asimilarlo a la Ecuación 7.3.4.12:

$$2V_{DC0}Cs^2 + 3v_1^dK_p s + 3v_1^dK_i = 0 \quad (7.3.4.14)$$

$$s^2 + \frac{3v_1^dK_p}{2V_{DC0}C}s + \frac{3v_1^dK_i}{2V_{DC0}C} = 0 \quad (7.3.4.15)$$

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC se muestran en la Tabla 7.1.

Parámetro	Valor	Unidad
$C, C_{DC}$	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios
$\xi, \xi_i$	1	Adimensional
$t_e, t_{e}$	$10^{-2}$	Segundos
$\omega_n, \omega_n$	$5,86 \cdot 10^2$	Radianes/Segundos
$v_1^d, v_{d.1}$	$100\sqrt{2}$	Voltios

Tabla 7.1: Diseño del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes del sistema.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC se muestran en la Tabla 7.2.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}, V_{DC0}$	500	Voltios
$i_1^{d0}, i_{d0.1}$	14,14213562	Amperios
$I_2^{DC0}, I_{DC0.2}$	-6	Amperios

Tabla 7.2: Diseño del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema.

Sustituyendo los valores mostrados en las Tablas 7.1 y 7.2 en las Ecuaciones 7.3.4.12 y 7.3.4.15:

- Ecuación característica estándar de un sistema de segundo orden:

$$s^2 + 2 \cdot 1 \cdot 5,86 \cdot 10^2 s + (5,86 \cdot 10^2)^2 = s^2 + 1172s + 343396 = 0 \quad (7.3.4.16)$$

- Ecuación característica del sistema en lazo cerrado:

$$s^2 + \frac{3 \cdot 100\sqrt{2}}{2 \cdot 500 \cdot 6,8 \cdot 10^{-3}} K_p s + \frac{3 \cdot 100\sqrt{2}}{2 \cdot 500 \cdot 6,8 \cdot 10^{-3}} K_i = s^2 + 62,3918 K_p s + 62,3918 K_i = 0 \quad (7.3.4.17)$$

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control para la regulación de la tensión en el enlace DC. El Código 7.1 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.1), las condiciones de operación (ver Tabla 7.2) y se calcula la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ) del sistema en lazo cerrado.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      C_DC = 6.8e-3;           % Capacitancia condensador (Faradios).
3      Xi = 1;                 % Factor amortiguamiento.
4      t_e = 1e-2;             % Tiempo establecimiento (Segundos).
5      omega_n = 5.86/t_e;     % Frecuencia natural (Radianes/Segundos).
6      v_d_1 = 100*sqrt(2);    % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
7                               % V_pico = V_rms * sqrt(2).
8
9      % Condiciones de operacion.
10     V_DC0 = 500;            % Tension en enlace DC (Voltios).
11     i_d0_1 = 14.14213562;    % Corriente AC VSC1 (Amperios).
12     I_DC0_2 = -6;           % Corriente DC VSC2 (Amperios).
13
14     % Ecuacion característica estándar de un sistema de segundo orden:
15     % s^2 + 2*Xi*omega_n s + omega_n^2 = 0
16     q_11 = 2*Xi*omega_n;
17     q_12 = omega_n^2;
18
19     % Ecuacion característica del sistema en lazo cerrado:
20     % s^2 + (3*v_d_1)/(2*V_DC0*C_DC) * Kp s + (3*v_d_1)/(2*V_DC0*C_DC) * Ki = 0
21     q_21 = (3*v_d_1)/(2*V_DC0*C_DC);
22     q_22 = (3*v_d_1)/(2*V_DC0*C_DC);
23
24     % Calculo de Kp_DC y Ki_DC.
25     Kp_DC = q_11/q_21;
26     Ki_DC = q_12/q_22;
27
28     % Verificacion del controlador.
29     disp('Accion proporcional Kp:');
30     disp(Kp_DC);
31
32     % Verificacion del controlador.
33     disp('Accion integral Ki:');
34     disp(Ki_DC);

```

Código 7.1: Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes del sistema y condiciones de operación del sistema linealizado. Cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.1 son:

- Acción proporcional  $K_p^{DC}$ :

$$K_p^{DC} = 18,7845 \quad (7.3.4.18)$$

- Acción integral  $K_i^{DC}$ :

$$K_i^{DC} = 5,5039e + 03 \quad (7.3.4.19)$$

A continuación, antes de simular el sistema de control diseñado en Simulink, se calcula el límite de operación de la corriente  $i_1^{d*}$  en amperios. A partir de la Tabla 6.2 y de la Ecuación 7.3.2.6, se definen estos límites:

$$\frac{2P_1}{3v_1^d} < i_1^{d*} < \frac{2P_1}{3v_1^d} \quad (7.3.4.20)$$

$$\frac{2 \cdot (-15,925 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} < i_1^{d*} < \frac{2 \cdot (15,925 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} \quad (7.3.4.21)$$

$$-75,07117 \text{ A} < i_1^{d*} < 75,07117 \text{ A} \quad (7.3.4.22)$$

Para implementar estos límites como variables en la simulación, se cargan en el Workspace de MATLAB. El Código 7.2 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los límites de la señal de control  $i_1^{d*}$  (ver Ecuación 7.3.4.22).

```

1      % Limites para la senal de control en amperios.
2      lim_i_d_1_upper = 75.07117;
3      lim_i_d_1_lower = -75.07117;

```

Código 7.2: Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Límites de la señal de control  $i_1^{d*}$ .

### 7.3.5. Simulación del lazo de control para la regulación de la tensión en el enlace DC

A continuación, la Figura 7.3.5.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC.

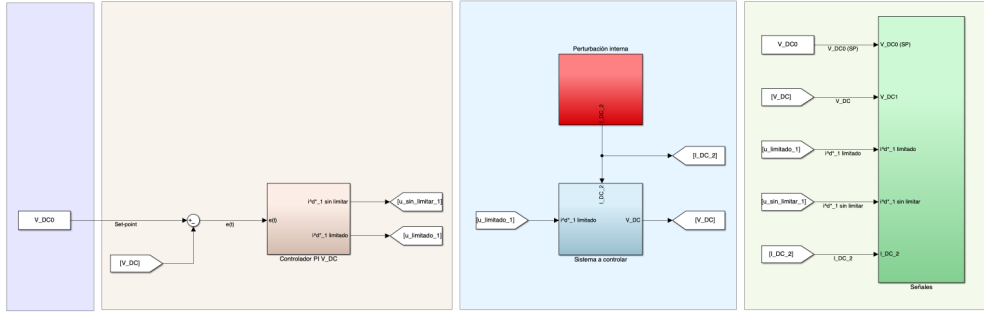


Figura 7.3.5.1: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del sistema de control, mostrado en la Figura 7.3.5.1, son los siguientes:

- Set-point, referencia o consigna:** Se utiliza el bloque "Constant" para generar un valor constante de entrada. Se omite la variable incremental de estado  $\Delta V_{DC}$ , ya que no se operará en otro punto de operación donde la tensión en el enlace DC sea diferente de su valor nominal.

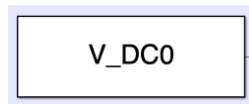
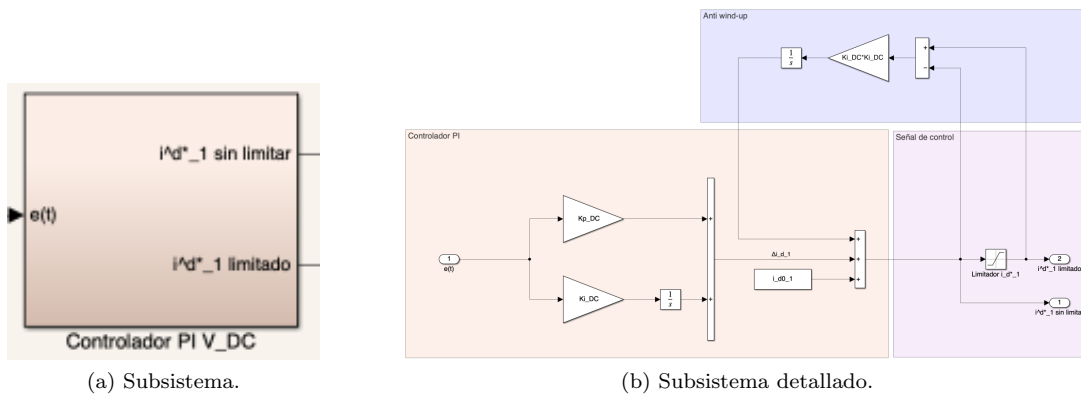


Figura 7.3.5.2: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (SP) o referencia.

- Controlador PI con control anti wind-up:** Se utiliza el bloque "Gain" para la ganancia proporcional e integral del controlador PI y para la ganancia del controlador anti wind-up, definida igual que la ganancia integral. El bloque "Constant" genera el valor de operación en torno al cual se ha diseñado el sistema de control. El bloque "Saturation" limita el rango de operación del convertidor, cuyo límite superior e inferior dependen del rango de operación de la potencia activa del convertidor Back-to-Back (ver Tabla 6.2). El diseño del controlador PI sigue una estructura paralela [35].



(a) Subsistema.

(b) Subsistema detallado.

Figura 7.3.5.3: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador PI con control anti wind-up.

- Perturbación interna ( $I_{DC_2}$ ):** Se utiliza el bloque "Step" para generar una desviación respecto al valor nominal en un momento determinado de la simulación. Dado que se trata de la corriente del enlace DC demandada por el VSC<sub>2</sub>, cuando el flujo de energía cambie, esta corriente cambiará de signo, ya que el VSC<sub>2</sub> pasará de demandarla a suministrarla.

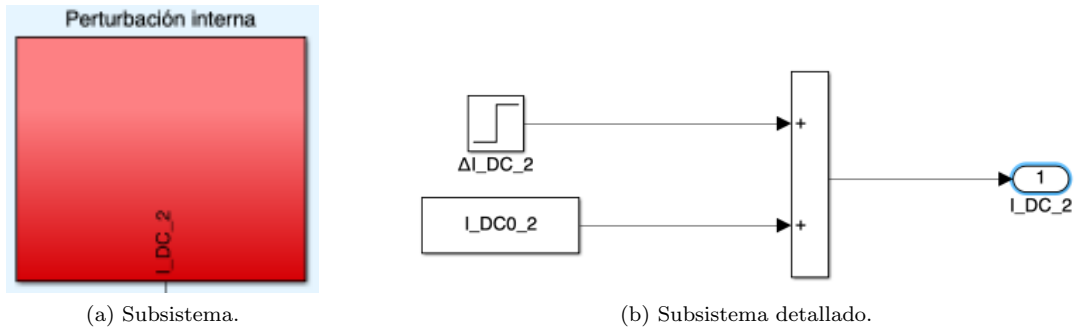


Figura 7.3.5.4: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Corriente del enlace de DC demandada por el VSC<sub>2</sub> (perturbación interna).

- Sistema o planta a controlar:** Se utilizan los bloques "Gain", "Integrator" "Product" "Divide" y "Sum" para simular la planta. La Figura 7.3.5.5b detalla las operaciones necesarias para simular la dinámica del sistema a controlar.

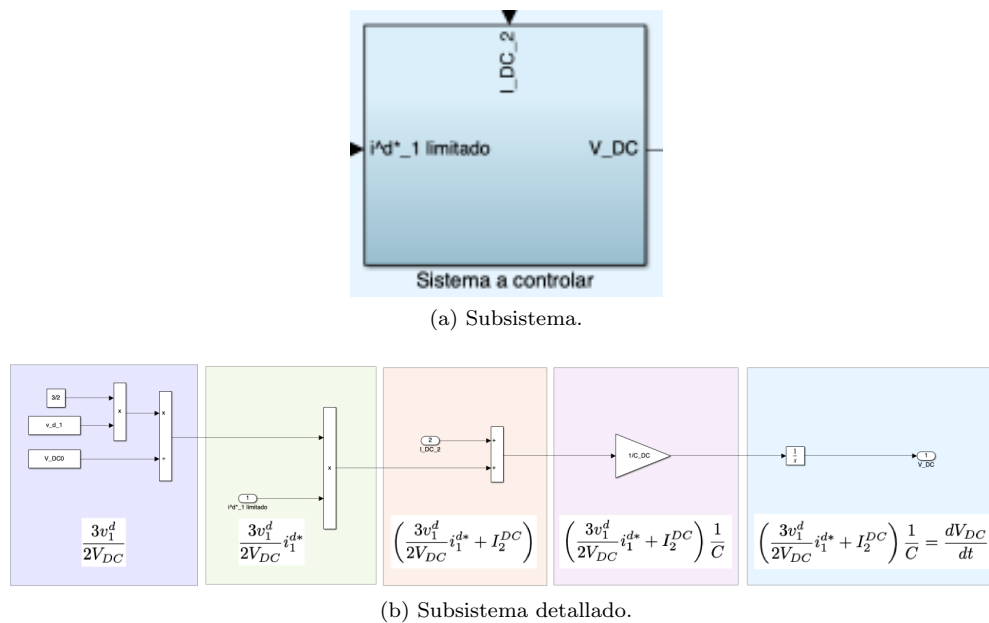


Figura 7.3.5.5: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar.

- Señales resultantes:** Los bloques "Goto" y "From" se utilizan para etiquetar y recibir señales de diferentes partes del diagrama sin necesidad de líneas de conexión, manteniendo el modelo organizado. El bloque "Scope" permite visualizar las señales del sistema durante la simulación.

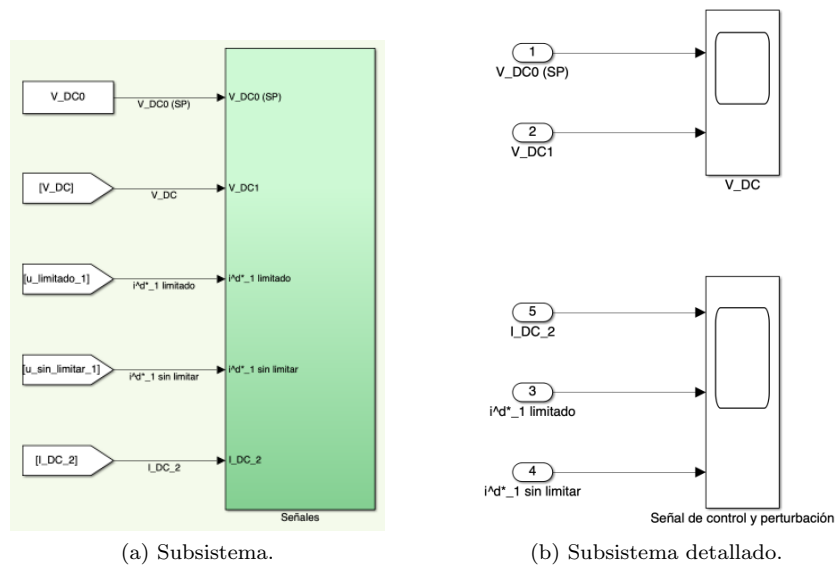


Figura 7.3.5.6: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado.

Para la primera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.3.5.1), se considera que no existen variaciones ni desviaciones respecto a las condiciones nominales. Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ):

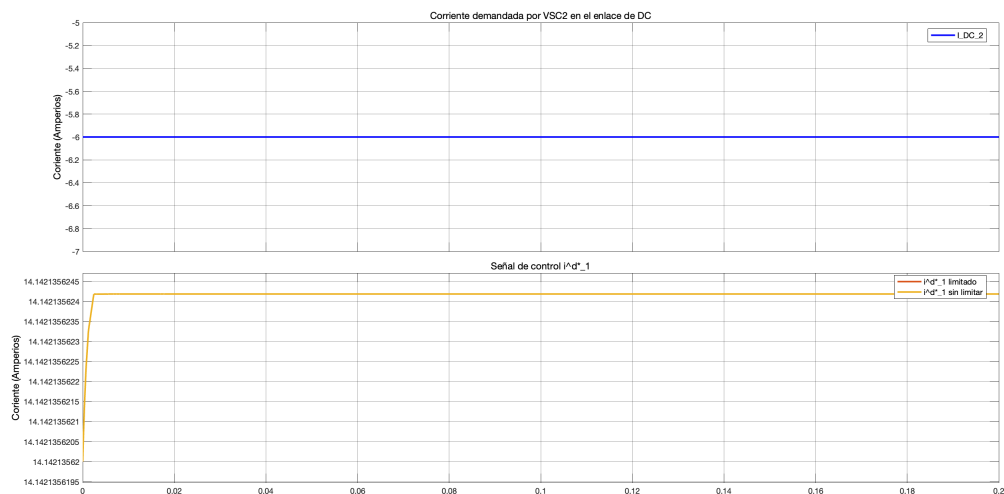


Figura 7.3.5.7: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC sin desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ).

- Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ):

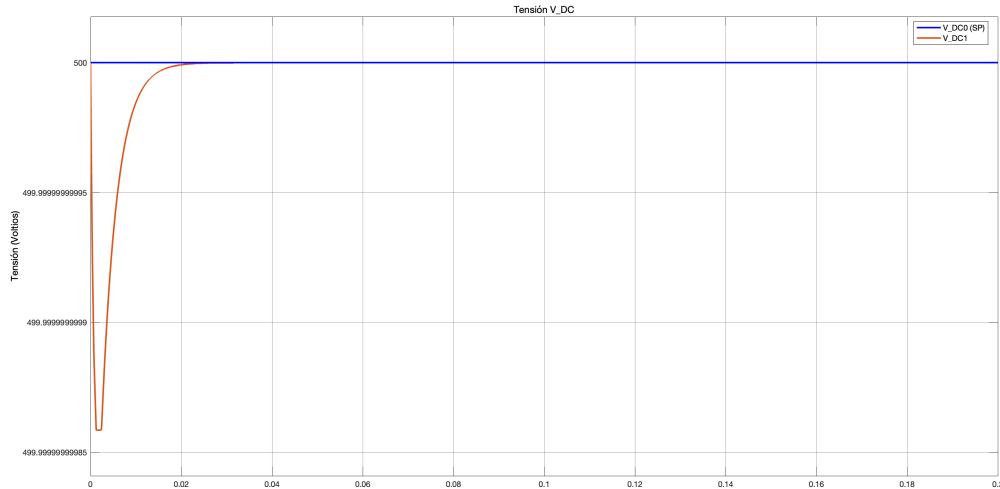


Figura 7.3.5.8: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC sin desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ).

En las Figuras 7.3.5.7 y 7.3.5.8 se observa el correcto funcionamiento del sistema. Dado que no se aplican variaciones respecto al valor nominal, y a pesar de unas ínfimas desviaciones en los instantes iniciales de la simulación, las señales resultantes se consideran iguales a los valores nominales.

### 7.3.5.1 Análisis de robustez

Para la segunda simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.3.5.1), se considera que existen desviaciones respecto a las condiciones nominales. En este caso, no se consideran desviaciones en la tensión de referencia ( $\Delta V_{DC0} = 0$ ), ya que el sistema no operará en un punto donde la tensión del enlace DC sea diferente de su valor nominal. El Código 7.3 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se define la desviación de la corriente demandada por el VSC<sub>2</sub> respecto al valor nominal  $\Delta I_2^{DC}$ .

```

1 % Desviacion de I_DC_2 respecto al valor nominal.
2 Delta_I_DC_2 = -2*I_DC0_2;

```

Código 7.3: Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Desviación de la corriente demandada por el VSC<sub>2</sub> respecto al valor nominal  $\Delta I_2^{DC}$ .

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ):** En la Figura 7.3.5.1.1 se observa cómo se ha implementado una desviación en la corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ) para simular el cambio de sentido de dicha corriente. Esta prueba es fundamental, ya que el sistema puede invertir el flujo de energía, lo que implica que el VSC<sub>2</sub> pasa de demandar a suministrar la corriente  $I_2^{DC}$ . La señal de control ante este cambio es rápida, y se estabiliza en el valor nominal con signo negativo, lo que indica que el sistema funciona correctamente.

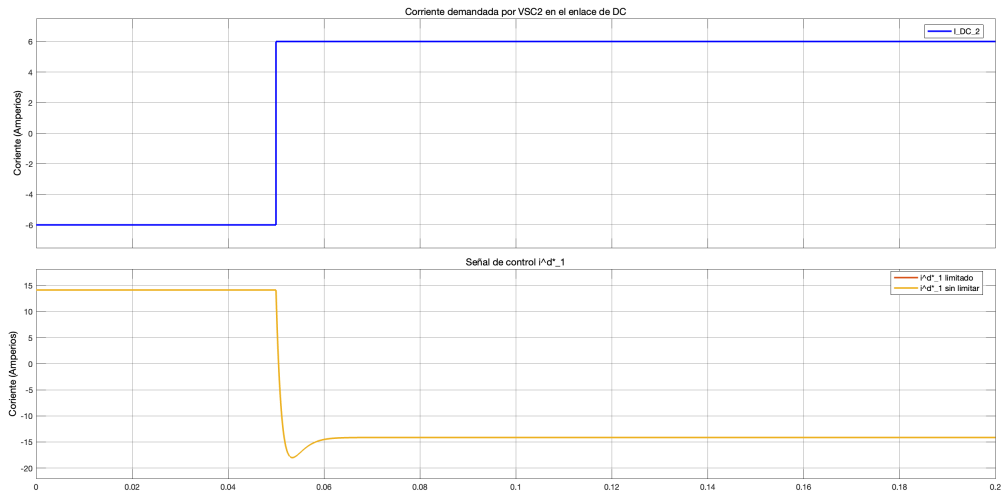


Figura 7.3.5.1.1: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ).

- **Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ):** En la Figura 7.3.5.1.2 se observa cómo el sistema regula rápidamente la tensión, alcanzando nuevamente el valor de set-point. Esto confirma que el sistema de control diseñado opera de manera correcta.

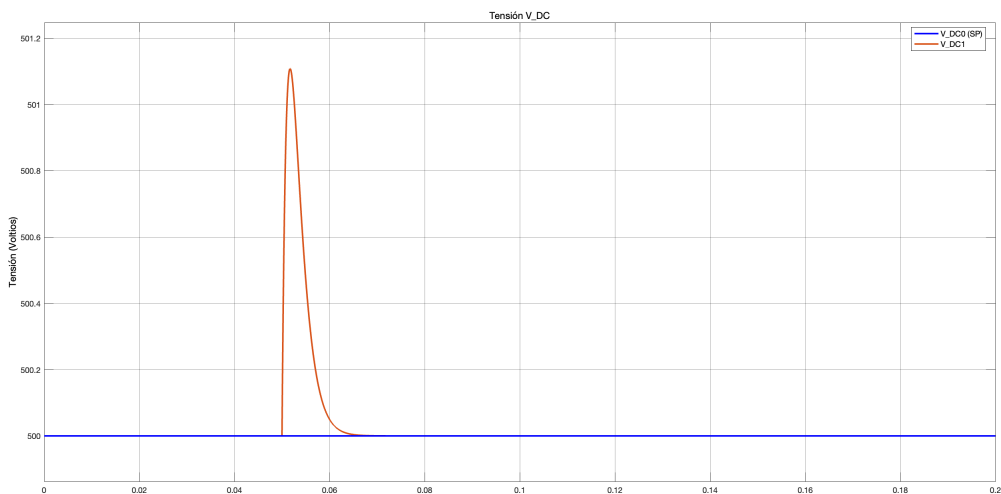


Figura 7.3.5.1.2: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ).

En conclusión, las Figuras 7.3.5.1.1 y 7.3.5.1.2 muestran que el sistema de control diseñado funciona correctamente, logrando regular la tensión en el enlace DC ( $V_{DC}$ ) para mantenerla constante.

Para la tercera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.3.5.1), con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.3.5.1.3), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

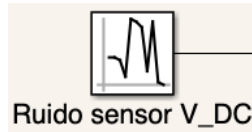


Figura 7.3.5.1.3: Sistema de control **SISO** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.

La Figura 7.3.5.1.4 muestra el diagrama de bloques en Simulink en el que se muestra dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor.

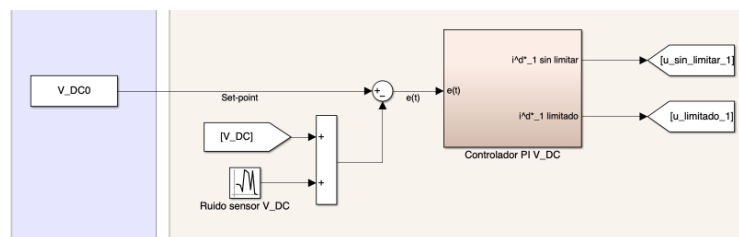


Figura 7.3.5.1.4: Sistema de control **SISO** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

El Código 7.4 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensor V_DC.
3      D_R_V = 30e-3;           % Desviacion tipica ruido voltaje.
4      V_R_V = D_R_V^2;       % Varianza ruido voltaje.

```

Código 7.4: Diseño del controlador **PI** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**. Ruido en la medición del sensor de la tensión en el enlace **DC**.

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de **DC** ( $I_2^{DC}$ ):

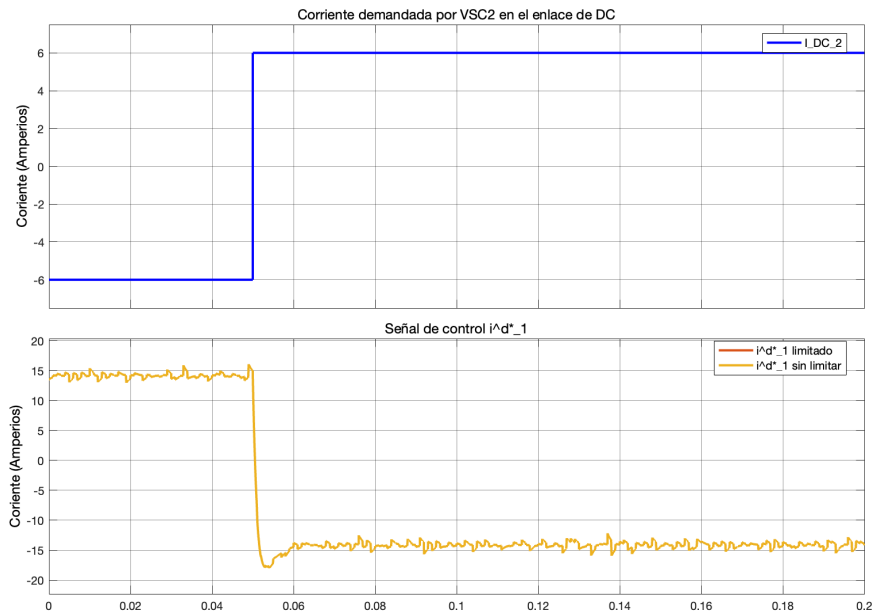


Figura 7.3.5.1.5: Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales y ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{d*}$ ) y corriente demanda por VSC<sub>2</sub> en enlace de DC ( $I_2^{DC}$ ).

■ Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ):

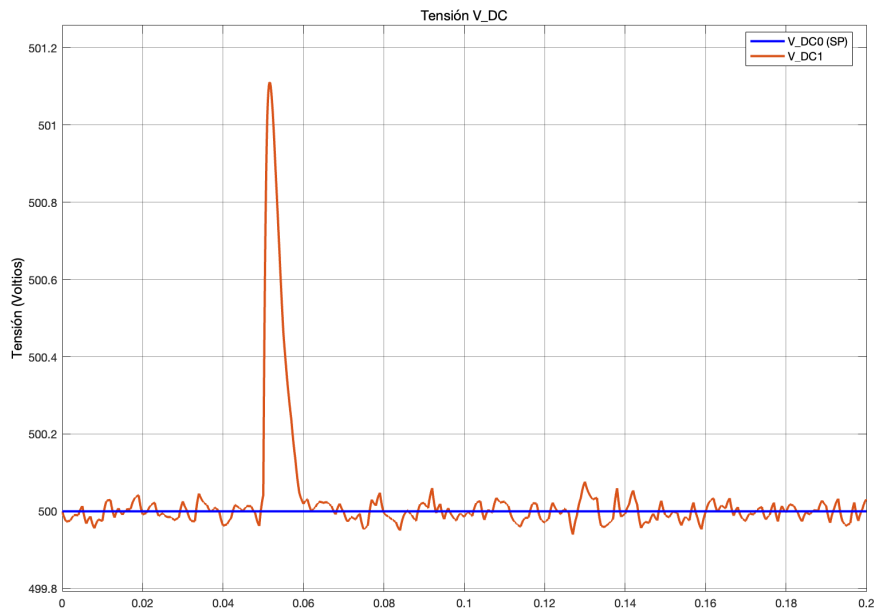


Figura 7.3.5.1.6: Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la tensión en el enlace DC con desviaciones respecto a los valores nominales y ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $V_{DC0}$ ) y señal de salida ( $V_{DC}$ ).

A pesar de introducir factores adversos, como el ruido de medición en el sensor, las Figuras 7.3.5.1.5 y 7.3.5.1.6 muestran resultados satisfactorios, con una baja influencia del ruido en las señales del sistema.

## 7.4. Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia activa

### 7.4.1. Introducción

Tal como se expone en la Sección 5.2 del Capítulo 5, para cumplir los objetivos de control es necesario regular la tensión en el bus de DC. Esto implica que la potencia activa total que circula en dicho bus debe de ser nula; es decir, la potencia activa generada por el convertidor VSC<sub>1</sub> debe de ser absorbida por el convertidor VSC<sub>2</sub>, y viceversa. Esta condición garantiza que el bus de DC se mantenga regulado, lo que permite controlar la potencia activa con cualquiera de los convertidores VSC. Debido a que se considera que el generador principal está conectado a VSC<sub>1</sub>, se define la relación de potencia activa como:

$$P_1 = -P_2 \quad (7.4.1.1)$$

Dado que los componentes de los convertidores VSC son diferentes, el rango de potencia activa que restringe el funcionamiento del convertidor BTB está determinado por el convertidor VSC<sub>2</sub> (ver la Sección 6.1 del Capítulo 6), que tiene la capacidad más baja.

Dado que se utiliza la corriente  $i_1^d$  para regular la tensión en el enlace DC, la corriente  $i_2^d$  se emplea para la regulación de la potencia activa.

### 7.4.2. Modelado de la dinámica del sistema

En este caso, la dinámica del sistema está definida por la dinámica de la potencia activa. Matemáticamente, esta dinámica se representa mediante la siguiente ecuación:

$$P_2 = \frac{3}{2} (v_2^d i_2^d + v_2^q i_2^q) \quad (7.4.2.1)$$

Como se describe en las Secciones 5.2 y 5.3 del Capítulo 5, la componente en cuadratura ( $q$ ) de la tensión es nula ( $v_2^q = 0$ ), lo que simplifica la ecuación a:

$$v_2^q = 0 \Rightarrow P_2 = \frac{3}{2} v_2^d i_2^d \quad (7.4.2.2)$$

### 7.4.3. Diseño del controlador para la regulación de la potencia activa

Como se considera  $v_2^d$  constante, ya que en este trabajo no se varía la amplitud ni en el generador ni en la carga, y por tanto, al aplicar la transformación de Park (ver Apéndice C), dicha amplitud permanece constante en el tiempo, el sistema a controlar sigue una dinámica lineal.

En este trabajo, para regular la potencia activa se va a diseñar un controlador IP. La Figura 7.4.3.1 representa el diagrama de bloques para un sistema controlado SISO para la regulación de la potencia activa.

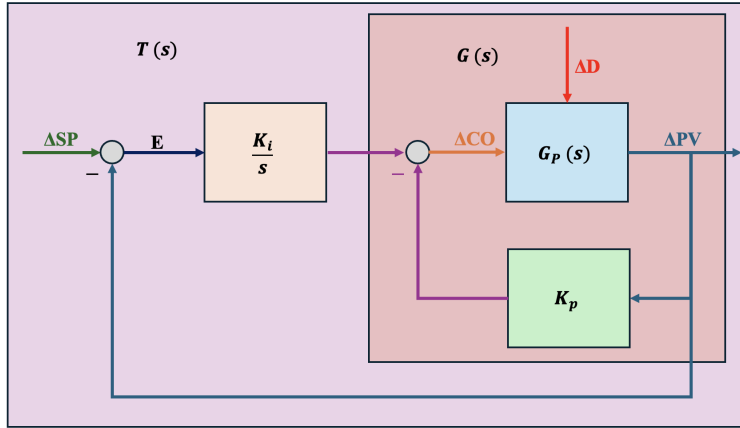


Figura 7.4.3.1: Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa mediante un controlador I-P.

Cuando se trabaja con una función de transferencia, se asume el uso de variables incrementales o de desviación respecto a los valores nominales, es decir:

$$\begin{aligned} CO(t) &= CO_{nom} + u(t) \\ PV_m(t) &= PV_{nom} + y(t) \end{aligned} \quad (7.4.3.1)$$

Donde:

- $CO(t)$  y  $PV_m(t)$  representan los valores completos.
- $CO_{nom}$  y  $PV_{nom}$  son los valores nominales.
- $u(t) = \Delta CO(t)$  y  $y(t) = \Delta PV_m(t)$  son las desviaciones o valores incrementales.

La ley de control del controlador I-P en el dominio de Laplace es de la forma [35], [45], [40], [20], [19]:

$$i_2^{d*}(s) = \frac{K_i}{s} (P_2^* - P_2) - K_p P_2 \quad (7.4.3.2)$$

Donde:

- $i_2^{d*}(s)$  es la señal de control del controlador I-P (CO).
- $K_p$  es la acción proporcional del controlador I-P.
- $K_i$  es la acción integral del controlador I-P.
- $P_2^*$  es la potencia activa de referencia o set-point (SP).
- $P_2$  es la potencia activa de salida (PV).
- $e(s)$  se define como el error de potencia activa de la forma:

$$e(s) = (P_2^* - P_2) \quad (7.4.3.3)$$

La función de transferencia que representa la dinámica del sistema a controlar ( $G_P(s)$ ) es de la forma:

$$G_P(s) = \frac{3}{2}v_2^d \quad (7.4.3.4)$$

Dado que el modelo del sistema no incluye acción integral, se clasifica como un sistema de tipo 0 [40], [20], [19], ya que no contiene integradores.

A partir de la Figura 7.4.3.1, se define la función de transferencia  $G(s)$  de la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{G_P(s)}{1 + G_P(s)K_p} = \frac{\frac{3}{2}v_2^d}{1 + \frac{3}{2}v_2^d K_p} = \frac{3v_2^d}{2 + 3v_2^d K_p} \quad (7.4.3.5)$$

A partir de la Figura 7.4.3.1, se define la función de transferencia  $T_P(s)$  de la forma:

$$T_P(s) = \frac{\frac{K_i}{s}G(s)}{1 + \frac{K_i}{s}G(s)} = \frac{\frac{3v_2^d K_i}{(2+3v_2^d K_p)s}}{1 + \frac{3v_2^d K_i}{(2+3v_2^d K_p)s}} = \frac{3v_2^d K_i}{(2 + 3v_2^d K_p)s + 3v_2^d K_i} \quad (7.4.3.6)$$

La dinámica de un sistema de primer orden se representa de la forma [35], [45], [40], [20], [19]:

$$T(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (7.4.3.7)$$

Donde:

- $K$  es la ganancia del sistema.
- $\tau$  es la constante de tiempo, la cual depende del tiempo de establecimiento ( $t_e$ ):

$$t_e \simeq 5\tau \quad (7.4.3.8)$$

Para calcular la acción proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ) del controlador, se reorganiza la Ecuación 7.4.3.6 para que tenga la forma de un sistema de primer orden, como se muestra en la Ecuación 7.4.3.7 [35], [45], [40], [20], [19]:

$$T_P(s) = \frac{\frac{3v_2^d K_i}{3v_2^d K_i}}{\frac{2+3v_2^d K_p}{3v_2^d K_i}s + 1} = \frac{1}{\frac{2+3v_2^d K_p}{3v_2^d K_i}s + 1} \quad (7.4.3.9)$$

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back se muestran en la Tabla 7.3.

Parámetro	Valor	Unidad
$t_e, t_e$	$10^{-2}$	Segundos
$v_2^d, v_{d\_2}$	$100\sqrt{2}$	Voltios

Tabla 7.3: Diseño del lazo de control para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema.

A partir de la Ecuación 7.4.3.8, y considerando el tiempo de establecimiento mostrado en la Tabla 7.3, se obtiene la constante de tiempo del sistema:

$$\tau = \frac{5}{10^{-2}} = 0,002 \quad (7.4.3.10)$$

Sustituyendo los valores mostrados en las Tabla 7.3 en la Ecuación 7.4.3.9:

$$T_P(s) = \frac{1}{\frac{2+3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_i} s + 1} \quad (7.4.3.11)$$

$$\tau = \frac{2 + 3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_i} \quad (7.4.3.12)$$

$$K_i = \frac{2 + 3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot \tau} \quad (7.4.3.13)$$

En la Ecuación 7.4.3.13, se observa que existen infinitos valores posibles de  $K_p$  y  $K_i$ . Para el diseño, se propone asumir un valor unitario para  $K_p$ .

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. El Código 7.5 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.3) y se calcula la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ) del sistema en lazo cerrado.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e = 1e-2;           % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      v_d_2 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC2 (Voltios).
4                          % V_pico = V_rms * sqrt(2).
5
6      % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
7      % t_e = 5*tau ----> tau = t_e/5
8      tau = t_e/5;
9
10     % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia activa:
11     % T_P (s) = 1/(((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P)) s + 1)
12     % tau = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P))
13     % Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau_p))
14     % Calculo de Kp_P y Ki_P.
15     Kp_P = 1;
16     Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau));
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion proporcional Kp:');
20     disp(Kp_P);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Accion integral Ki:');
24     disp(Ki_P);

```

Código 7.5: Diseño del controlador **PI** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.5 son:

- Acción proporcional  $K_p^P$ :

$$K_p^P = 1 \quad (7.4.3.14)$$

- Acción integral  $K_i^P$ :

$$K_i^P = 502,3570 \quad (7.4.3.15)$$

Para la simulación del sistema de control diseñado en Simulink, el límite de operación de la corriente  $i_2^{d*}$  en amperios es el mismo que el de la corriente  $i_1^{d*}$  (ver Ecuación 7.3.4.22), ya que los límites de potencia activa de ambos **VSC** están determinados por el convertidor **VSC** que menor capacidad de transferencia de potencia. Por lo tanto, los límites de operación de la corriente  $i_2^{d*}$  son los siguientes:

$$-75,07117 \text{ A} < i_2^{d*} < 75,07117 \text{ A} \quad (7.4.3.16)$$

Para implementar estos límites como variables en la simulación, se cargan en el Workspace de MATLAB. El Código 7.6 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los límites de la señal de control  $i_2^{d*}$  (ver Ecuación 7.4.3.16).

```

1      % Limites para la señal de control en amperios.
2      lim_i_d_2_upper = 75.07117;
3      lim_i_d_2_lower = -75.07117;
    
```

Código 7.6: Diseño del controlador **I-P** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Límites de la señal de control  $i_2^{d*}$ .

Como en la simulación del sistema Back-to-Back se va a introducir un cambio en el flujo de la energía, se implementan dos set-points diferentes para dos instantes diferentes en el Workspace de MATLAB. El Código 7.7 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen ambos set-points.

```

1      % Set-point P_2 en dos instantes diferentes.
2      P_2_1 = -3000;
3      P_2_2 = 3000;
    
```

Código 7.7: Diseño del controlador **I-P** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Set-points.

#### 7.4.4. Simulación del lazo de control para la regulación de la potencia activa

A continuación, la Figura 7.4.4.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa.

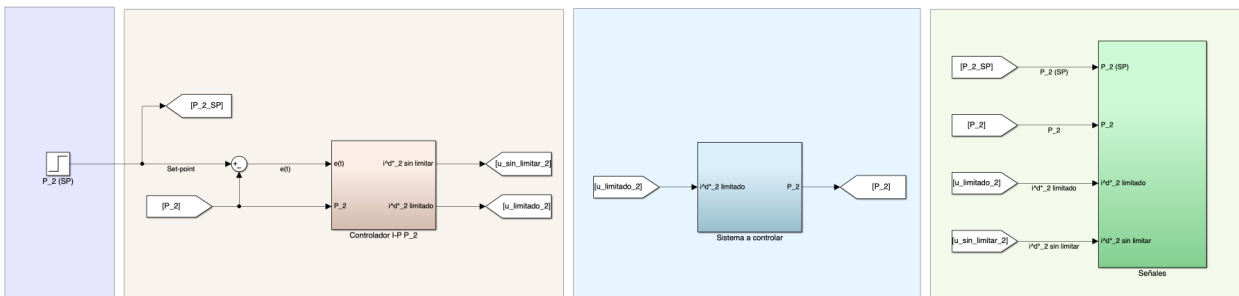


Figura 7.4.4.1: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del sistema de control, mostrado en la Figura 7.4.4.1, son los siguientes:

- **Set-point, referencia o consigna:** Se utiliza el bloque "Step" para generar una entrada en escalón variable en el tiempo.

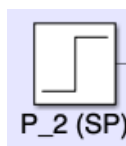


Figura 7.4.4.2: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (**SP**) o referencia.

- **Controlador  $PI$  con control anti wind-up:** Se utiliza el bloque "Gain" para la ganancia proporcional e integral del controlador  $PI$  y para la ganancia del controlador anti wind-up, definida igual que la ganancia integral. El bloque "Saturation" limita el rango de operación del controlador, cuyo límite superior e inferior dependen del rango de operación de la potencia activa del convertidor Back-to-Back (ver Tabla 6.2). El diseño del controlador  $PI$  sigue una estructura paralela [35].

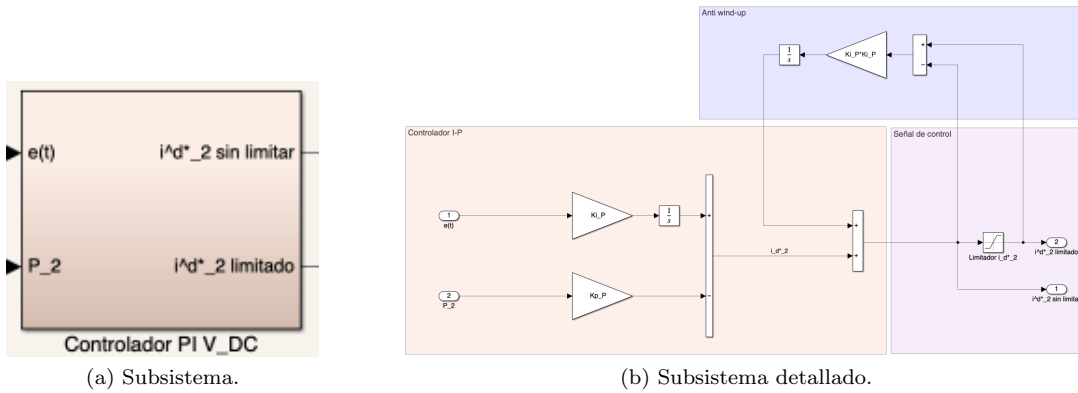


Figura 7.4.4.3: Sistema de control  $SISO$  para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador  $PI$  con control anti wind-up.

- **Sistema o planta a controlar:** Se utilizan los bloques "Product" y "Sum" para simular la planta. La Figura 7.4.4.4b detalla las operaciones necesarias para simular la dinámica del sistema a controlar.

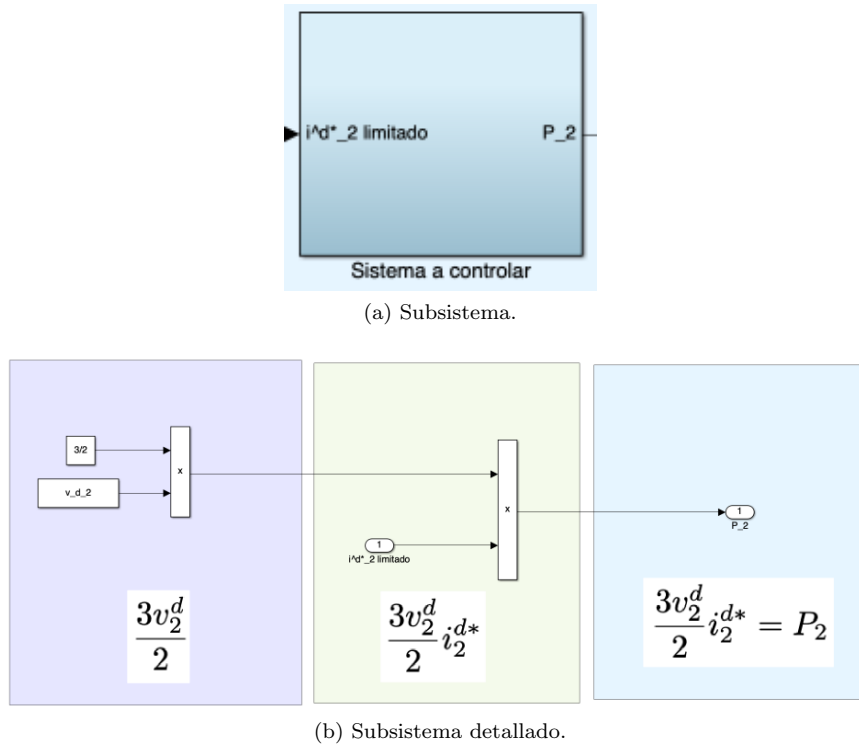


Figura 7.4.4.4: Sistema de control  $SISO$  para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar.

- **Señales resultantes:** Los bloques "Goto" y "From" se utilizan para etiquetar y recibir señales de diferentes partes del diagrama sin necesidad de líneas de conexión, manteniendo el modelo organizado. El bloque "Scope" permite visualizar las señales del sistema durante la simulación.

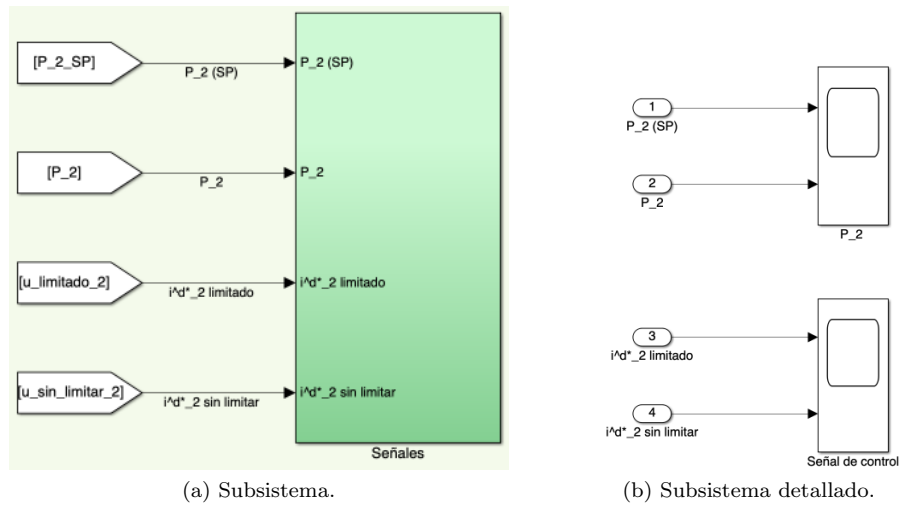


Figura 7.4.4.5: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado.

Para la primera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7(4.4.1), se considera que no existen perturbaciones en el sistema y que el flujo de la potencia activa se invierte. Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señal de control ( $i_2^{d*}$ ):**

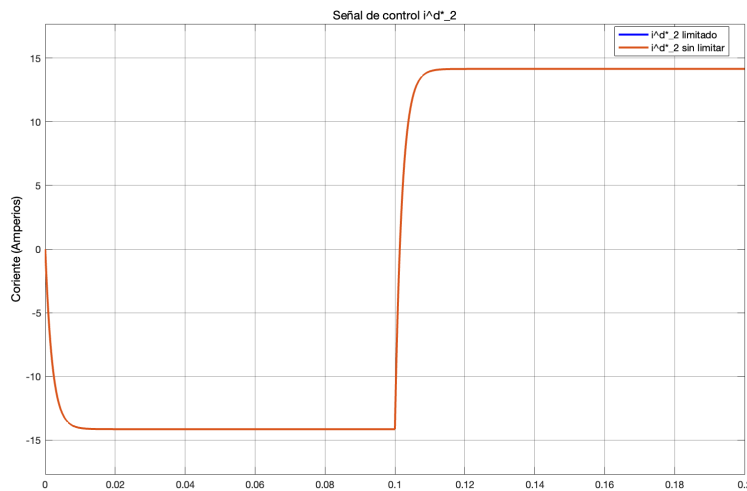


Figura 7.4.4.6: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ).

- **Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ):**

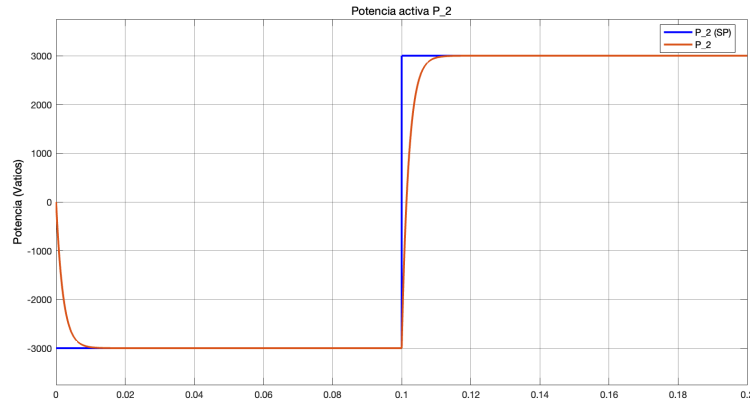


Figura 7.4.4.7: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ).

En las Figuras 7.4.4.6 y 7.4.4.7 se observa el correcto funcionamiento del sistema, alcanzando las referencias establecidas con rapidez, sin sobreoscilación ni error estacionario. Además, se aprecia cómo la señal de control ( $i_2^*$ ) alcanza el valor teórico necesario para lograr los set-points establecidos en cada instante.

#### 7.4.4.1 Análisis de robustez

Para la segunda simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.4.4.1), con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores y la inversión del flujo de potencia activa. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.4.4.1.1), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

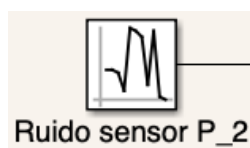


Figura 7.4.4.1.1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.

La Figura 7.4.4.1.2 muestra el diagrama de bloques en Simulink en el que se muestra dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor.

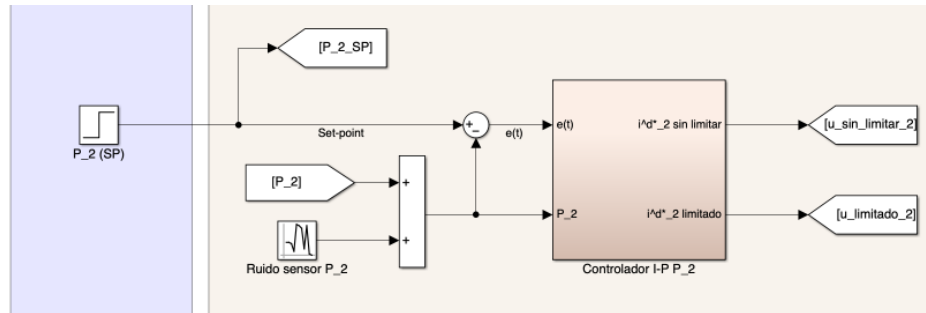


Figura 7.4.4.1.2: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

El Código 7.8 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensor P_2.
3      D_R_P = 30e-3;           % Desviacion tipica ruido P_2.
4      V_R_P = D_R_P^2;       % Varianza ruido P_2.

```

Código 7.8: Diseño del controlador **I-P** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Ruido en la medición del sensor de potencia activa.

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_2^{d*}$ ):

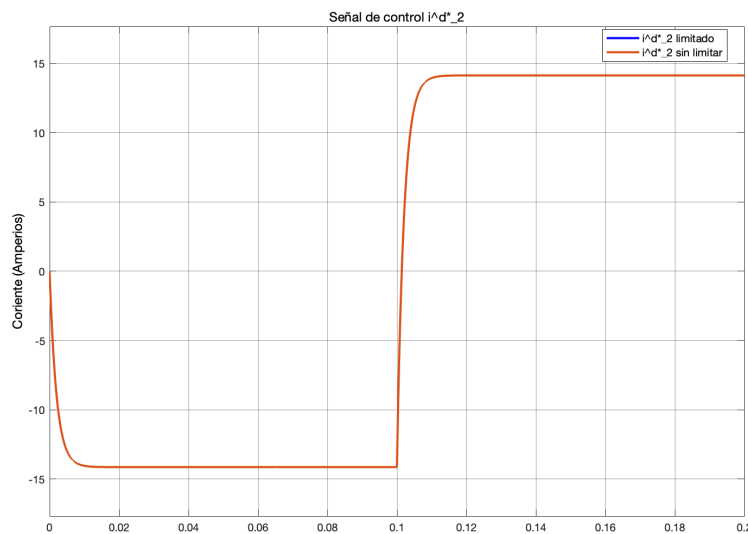


Figura 7.4.4.1.3: Prueba 2: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ).

- Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ):

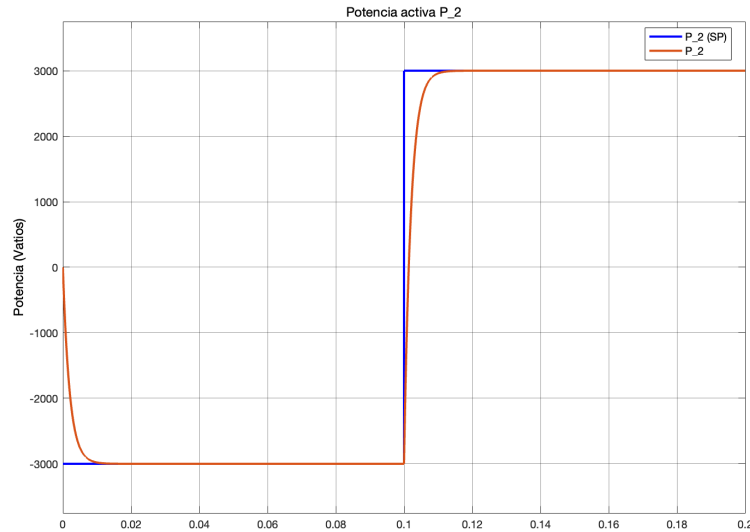


Figura 7.4.4.1.4: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ).

Las Figuras 7.4.4.1.3 y 7.4.4.1.4 muestran cómo el ruido implementado en la medición del sensor de la realimentación no afecta prácticamente a la calidad de las señales.

Para la tercera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.4.4.1), con el objetivo de seguir analizando la robustez del sistema, se mantiene el ruido en la medición de los sensores y se añade una desviación en los valores nominales o constantes.

La Figura 7.4.4.1.5 muestra el diagrama de bloques en Simulink en el que se muestra dónde y cómo se ha implementado la desviación comentada.

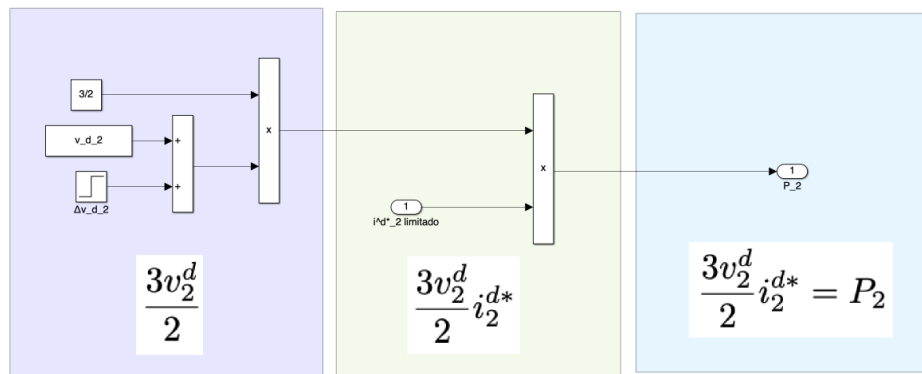


Figura 7.4.4.1.5: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa. Diagrama de bloques en Simulink. Desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ .

El Código 7.9 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los nuevos parámetros necesarios para implementar la desviación en el valor nominal o constante.

```

1      % Desviacion respecto al valor nominal.
2      I_Delta_v_d_2 = 0.15;           % Instante de la desviacion.
3      P_Delta_v_d_2 = 0.03;         % Porcentaje de desviacion.
4      Delta_v_d_2 = P_Delta_v_d_2*v_d_2; % Desviacion.
    
```

Código 7.9: Diseño del controlador **EP** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ .

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_2^{d*}$ ):

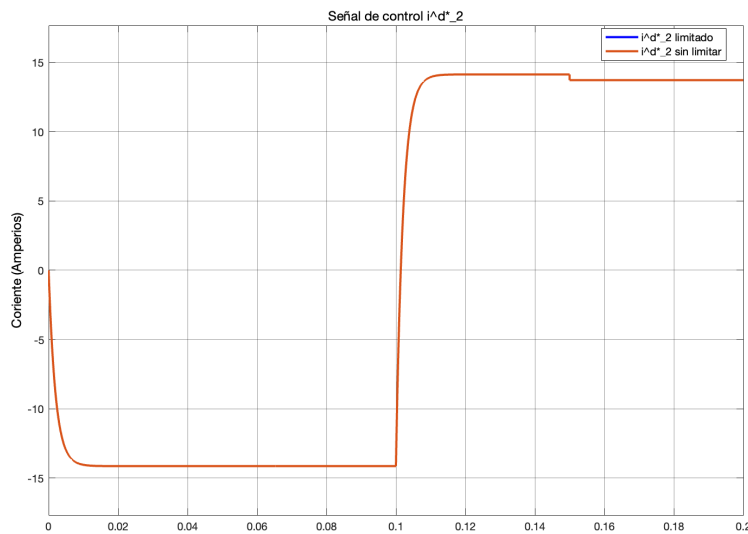


Figura 7.4.4.1.6: Prueba 3: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{d*}$ ).

- Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ):

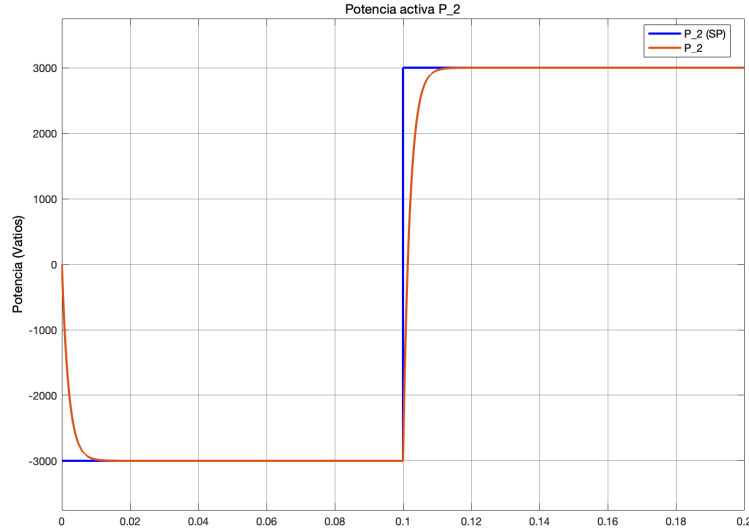


Figura 7.4.4.1.7: Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia activa ( $P_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . Señal de set-point ( $P_2^*$ ) y señal de salida ( $P_2$ ).

A diferencia de la Figura 7.4.4.1.7, la Figura 7.4.4.1.6 muestra el efecto de una desviación del 3% respecto al valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . En la práctica, este tipo de desviaciones son bastante comunes, por lo que la correcta respuesta del sistema confirma el buen desempeño del diseño. De este modo, se puede concluir que el sistema es robusto y satisface de manera eficiente los requisitos establecidos.

## 7.5. Diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva

### 7.5.1. Introducción

A diferencia de lo expuesto en el Apartado 7.4.1 de la Sección 7.4 del Capítulo 7, la diferencia en los componentes de los convertidores VSC influye en el rango de potencia reactiva. Sin embargo, en esta ocasión, la potencia reactiva generada por cada VSC durante el funcionamiento del convertidor BTB está determinada por los propios convertidores, es decir, la potencia reactiva de cada convertidor es independiente de la del otro.

Por ello, se utilizan las corrientes  $i_1^q$  e  $i_2^q$  para regular la potencia reactiva en cada VSC, ya que estas corrientes están asociadas a dicha potencia.

### 7.5.2. Modelado de la dinámica del sistema

Al igual que en el Apartado 7.4.2 de la Sección 7.4 del Capítulo 7, la dinámica del sistema está definida por la dinámica de la potencia reactiva. Matemáticamente, esta dinámica se representa mediante la siguiente ecuación:

$$Q_{1,2} = \frac{3}{2} (v_{1,2}^q i_{1,2}^d - v_{1,2}^d i_{1,2}^q) \quad (7.5.2.1)$$

Como se describe en las Secciones 5.2 y 5.3 del Capítulo 5, la componente en cuadratura ( $q$ ) de la tensión es nula ( $v_{1,2}^q = 0$ ), lo que simplifica la ecuación a:

$$v_{1,2}^q = 0 \Rightarrow Q_{1,2} = -\frac{3}{2}v_{1,2}^d i_{1,2}^q \quad (7.5.2.2)$$

### 7.5.3. Diseño del controlador para la regulación de la potencia reactiva

Como se considera  $v_{1,2}^d$  constante, ya que en este trabajo no se varía la amplitud ni en el generador ni en la carga, y por tanto, al aplicar la transformación de Park (ver Apéndice C), dicha amplitud permanece constante en el tiempo, el sistema a controlar sigue una dinámica lineal.

En este trabajo, para regular la potencia reactiva de ambos VSC se va a diseñar un controlador IP. La Figura 7.5.3.1 representa el diagrama de bloques para un sistema controlado SISO para la regulación de la potencia reactiva.

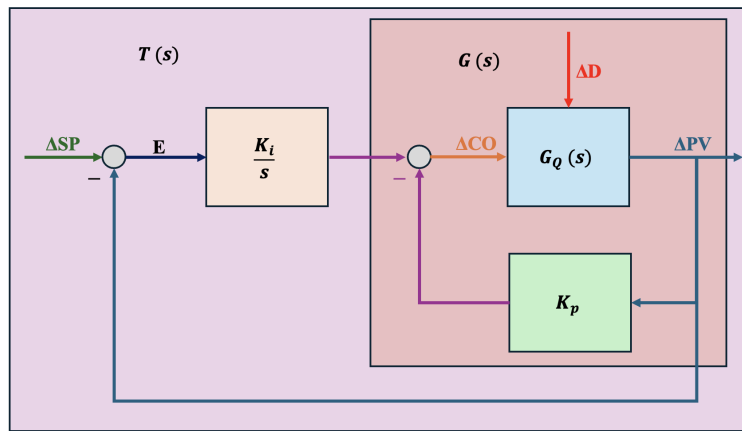


Figura 7.5.3.1: Diagrama de bloques del sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva mediante un controlador IP.

Cuando se trabaja con una función de transferencia, se asume el uso de variables incrementales o de desviación respecto a los valores nominales, es decir:

$$\begin{aligned} CO(t) &= CO_{nom} + u(t) \\ PV_m(t) &= PV_{nom} + y(t) \end{aligned} \quad (7.5.3.1)$$

Donde:

- $CO(t)$  y  $PV_m(t)$  representan los valores completos.
- $CO_{nom}$  y  $PV_{nom}$  son los valores nominales.
- $u(t) = \Delta CO(t)$  y  $y(t) = \Delta PV_m(t)$  son las desviaciones o valores incrementales.

Al igual que en el Apartado 7.4.3 de la Sección 7.4 del Capítulo 7, la ley de control del controlador IP en el dominio de Laplace [35], [45], [40], [20], [19] es de la forma:

$$i_{1,2}^{q*}(s) = \frac{K_i}{s} (Q_{1,2}^* - Q_{1,2}) - K_p Q_{1,2} \quad (7.5.3.2)$$

Donde:

- $i_{1,2}^{q*}(s)$  es la señal de control del controlador **IP** (**CO**).
- $K_p$  es la acción proporcional del controlador **IP**.
- $K_i$  es la acción integral del controlador **IP**.
- $Q_{1,2}^*$  es la potencia reactiva de referencia o set-point (**SP**).
- $Q_{1,2}$  es la potencia reactiva de salida (**PV**).
- $e(s)$  se define como el error de potencia reactiva de la forma:

$$e(s) = (Q_{1,2}^* - Q_{1,2}) \quad (7.5.3.3)$$

La función de transferencia que representa la dinámica del sistema a controlar ( $G_Q(s)$ ) es de la forma:

$$G_Q(s) = -\frac{3}{2}v_{1,2}^d \quad (7.5.3.4)$$

Como en el Apartado 7.4.3 de la Sección 7.4 del Capítulo 7, dado que el modelo del sistema no incluye acción integral, se clasifica como un sistema de tipo 0, ya que no contiene integradores [40], [20], [19].

A partir de la Figura 7.5.3.1, se define la función de transferencia  $G(s)$  de la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{G_Q(s)}{1 + G_Q(s)K_p} = \frac{-\frac{3}{2}v_{1,2}^d}{1 - \frac{3}{2}v_{1,2}^d K_p} = -\frac{3v_{1,2}^d}{2 - 3v_{1,2}^d K_p} \quad (7.5.3.5)$$

A partir de la Figura 7.5.3.1, se define la función de transferencia  $T_Q(s)$  de la forma:

$$T_Q(s) = \frac{\frac{K_i}{s}G(s)}{1 + \frac{K_i}{s}G(s)} = \frac{-\frac{3v_{1,2}^d K_i}{(2-3v_{1,2}^d K_p)s}}{1 - \frac{3v_{1,2}^d K_i}{(2-3v_{1,2}^d K_p)s}} = \frac{3v_{1,2}^d K_i}{(3v_{1,2}^d K_p - 2)s + 3v_{1,2}^d K_i} \quad (7.5.3.6)$$

La dinámica de un sistema de primer orden se representa de la forma [35], [45], [40], [20], [19]:

$$T(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (7.5.3.7)$$

Donde:

- $K$  es la ganancia del sistema.

- $\tau$  es la constante de tiempo, la cual depende del tiempo de establecimiento ( $t_e$ ):

$$t_e \simeq 5\tau \quad (7.5.3.8)$$

Para calcular la acción proporcional ( $K_p$ ) e integral ( $K_i$ ) del controlador, se reorganiza la Ecuación 7.5.3.6 para que tenga la forma de un sistema de primer orden, como se muestra en la Ecuación 7.5.3.7 [35], [45], [40], [20], [19]:

$$T_Q(s) = \frac{\frac{3v_{1,2}^d K_i}{3v_{1,2}^d K_i}}{\frac{3v_{1,2}^d K_p - 2}{3v_{1,2}^d K_i} s + 1} = \frac{1}{\frac{3v_{1,2}^d K_p - 2}{3v_{1,2}^d K_i} s + 1} \quad (7.5.3.9)$$

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back se muestran en la Tabla 7.4.

Parámetro	Valor	Unidad
$t_e, t_e$	$10^{-2}$	Segundos
$v_{1,2}^d, v_{d\_12}$	$100\sqrt{2}$	Voltios

Tabla 7.4: Diseño del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema.

A partir de la Ecuación 7.5.3.8, y considerando el tiempo de establecimiento mostrado en la Tabla 7.4, se obtiene la constante de tiempo del sistema:

$$\tau = \frac{5}{10^{-2}} = 0,002 \quad (7.5.3.10)$$

Sustituyendo los valores mostrados en las Tabla 7.4 en la Ecuación 7.5.3.9:

$$T_Q(s) = \frac{1}{\frac{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p - 2}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_i} s + 1} \quad (7.5.3.11)$$

$$\tau = \frac{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p - 2}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_i} \quad (7.5.3.12)$$

$$K_i = \frac{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot K_p - 2}{3 \cdot 100\sqrt{2} \cdot \tau} \quad (7.5.3.13)$$

Nuevamente, en la Ecuación 7.5.3.13, se observa que existen infinitos valores posibles de  $K_p$  y  $K_i$ . Para el diseño, se propone asumir un valor unitario para  $K_p$ .

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. El Código 7.10 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.3) y se calcula la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ) del sistema en lazo cerrado para ambos VSC.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e = 1e-2;           % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      v_d_12 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 y VSC2 (Voltios).
4                          % V_pico = V_rms * sqrt(2).
5
6      % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
7      % t_e = 5*tau ----> tau = t_e/5
8      tau = t_e/5;
9
10     % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia reactiva:
11     % T_Q (s) = 1/(((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q)) s + 1)
12     % tau = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q))
13     % Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau_p))
14     % Calculo de Kp_Q y Ki_Q.
15     Kp_Q = 1;
16     Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau));
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion proporcional Kp:');
20     disp(Kp_Q);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Accion integral Ki:');
24     disp(Ki_Q);

```

Código 7.10: Diseño del controlador **PI** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos **VSC**.

Los resultados de aplicar el Código 7.10 son:

- Acción proporcional  $K_p^Q$ :

$$K_p^Q = 1 \quad (7.5.3.14)$$

- Acción integral  $K_i^Q$ :

$$K_i^Q = 497,6430 \quad (7.5.3.15)$$

A continuación, antes de simular el sistema de control diseñado en Simulink, se calcula el límite de operación de las corrientes  $i_1^{q*}$  e  $i_2^{q*}$  en amperios. A partir de la Tabla 6.2 y de la Ecuación 7.5.2, se definen estos límites:

- **VSC<sub>1</sub>**:

$$-\frac{2Q_1}{3v_1^d} < i_1^{q*} < -\frac{2Q_1}{3v_1^d} \quad (7.5.3.16)$$

$$-\frac{2 \cdot (122,338 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} < i_1^{q*} < -\frac{2 \cdot (-83,521 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} \quad (7.5.3.17)$$

$$-576,70686 A < i_1^{q*} < 393,72177 A \quad (7.5.3.18)$$

■ **VSC<sub>2</sub>:**

$$-\frac{2Q_2}{3v_d^d} < i_2^{q*} < -\frac{2Q_2}{3v_d^d} \quad (7.5.3.19)$$

$$-\frac{2 \cdot (94,639 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} < i_2^{q*} < -\frac{2 \cdot (-64,610 \cdot 10^3)}{3 \cdot 100 \cdot \sqrt{2}} \quad (7.5.3.20)$$

$$-446,13252 A < i_2^{q*} < 304,57446 A \quad (7.5.3.21)$$

Para implementar estos límites como variables en la simulación, se cargan en el Workspace de MATLAB. El Código 7.11 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los límites de las señales de control  $i_1^{q*}$  e  $i_2^{q*}$  (ver Ecuaciones 7.5.3.18 y 7.5.3.21).

```

1      % VSC1.
2      lim_i_q_1_upper = 393.72177;
3      lim_i_q_1_lower = -576.70686;
4
5      % VSC2.
6      lim_i_q_2_upper = 304.57446;
7      lim_i_q_2_lower = -446.13252;

```

Código 7.11: Diseño del controlador **IP** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Límites de las señales de control  $i_1^{q*}$   $i_2^{q*}$ .

Como en la simulación del sistema Back-to-Back se va a introducir un cambio en el flujo de la energía, se implementan dos set-points diferentes para dos instantes diferentes en el Workspace de MATLAB. El Código 7.12 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen ambos set-points.

```

1      % Set-point de Q_1 y Q_2 en dos instantes diferentes.
2      % VSC1.
3      Q_1_1 = 0;
4      Q_1_2 = -2500;
5
6      % VSC2.
7      Q_2_1 = -3000;
8      Q_2_2 = 1000;

```

Código 7.12: Diseño del controlador **IP** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Set-points.

### 7.5.4. Simulación del lazo de control para la regulación de la potencia reactiva

A continuación, la Figura 7.5.4.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink de los sistemas de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva de ambos **VSC**.

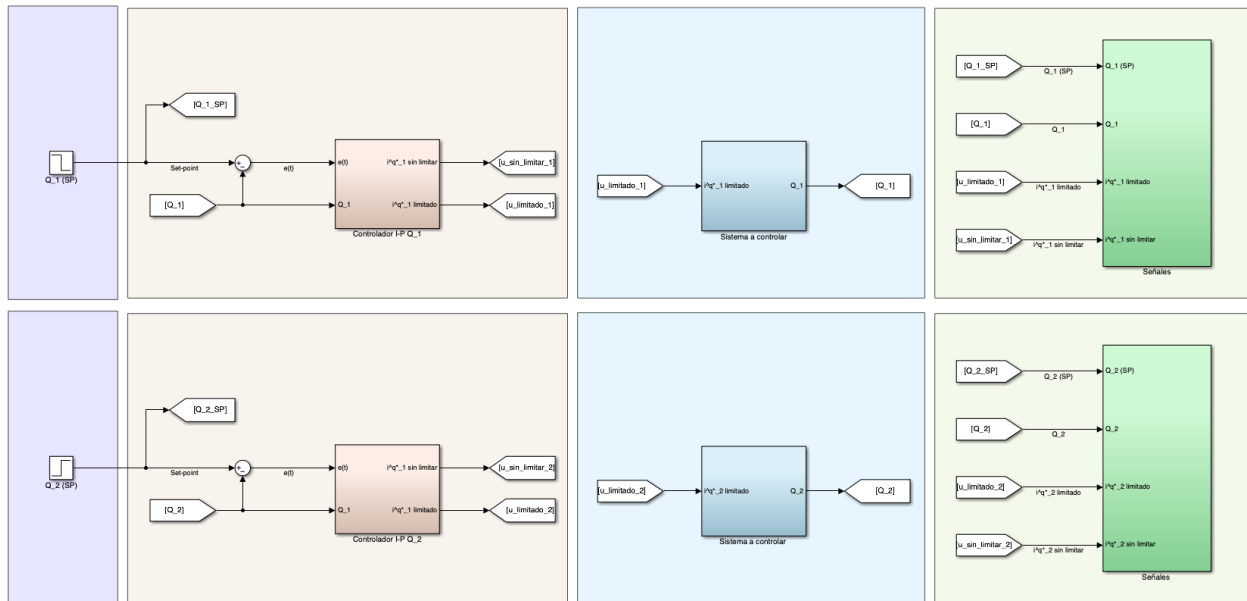


Figura 7.5.4.1: Sistemas de control **SISO** para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink de los sistemas en lazo cerrado.

Dado que ambos lazos de control son estructuralmente iguales, se detallan a continuación las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del sistema de control del VSC<sub>1</sub>, mostrado en la Figura 7.5.4.1, las cuales son las siguientes:

- **Set-point, referencia o consigna:** Se utiliza el bloque "Step" para generar una entrada en escalón variable en el tiempo.

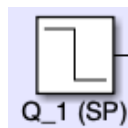


Figura 7.5.4.2: Sistemas de control **SISO** para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Set-point (**SP**) o referencia.

- **Controlador **IEP** con control anti wind-up:** Se utiliza el bloque "Gain" para la ganancia proporcional e integral del controlador **IEP** y para la ganancia del controlador anti wind-up, definida igual que la ganancia integral. El bloque "Saturation" limita el rango de operación del controlador, cuyo límite superior e inferior dependen del rango de operación de la potencia reactiva del convertidor Back-to-Back (ver Tabla 6.2). El diseño del controlador **IEP** sigue una estructura paralela [35].

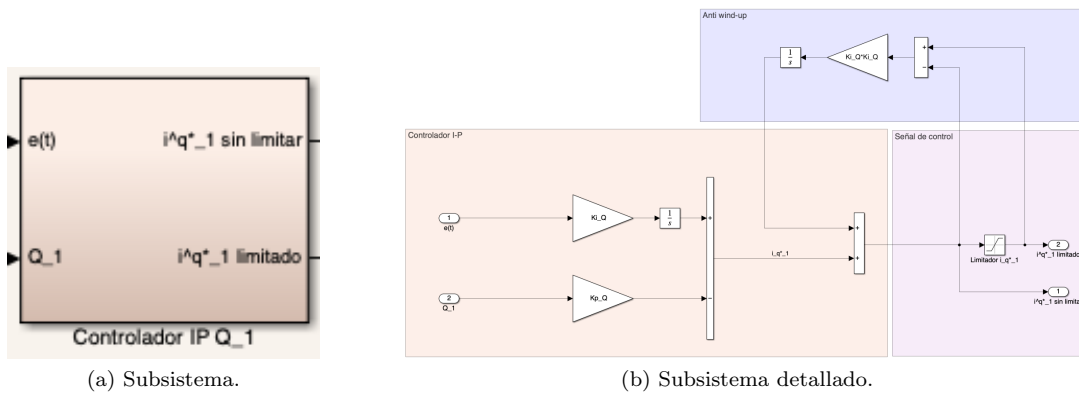


Figura 7.5.4.3: Sistemas de control **SISO** para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador **PI** con control anti wind-up.

- **Sistema o planta a controlar:** Se utilizan los bloques "Product" y "Sum" para simular la planta. La Figura 7.5.4.4b detalla las operaciones necesarias para simular la dinámica del sistema a controlar.

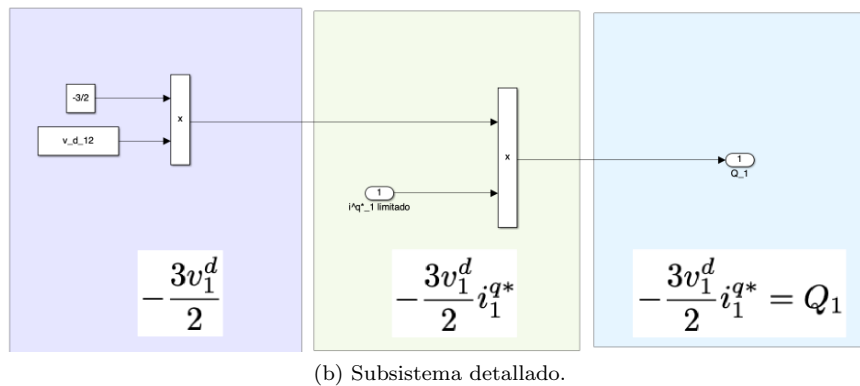
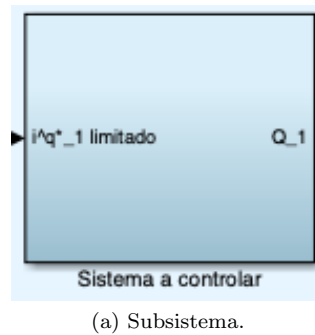


Figura 7.5.4.4: Sistemas de control **SISO** para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar.

- **Señales resultantes:** Los bloques "Goto" y "From" se utilizan para etiquetar y recibir señales de diferentes partes del diagrama sin necesidad de líneas de conexión, manteniendo el modelo organizado. El bloque "Scope" permite visualizar las señales del sistema durante la simulación.

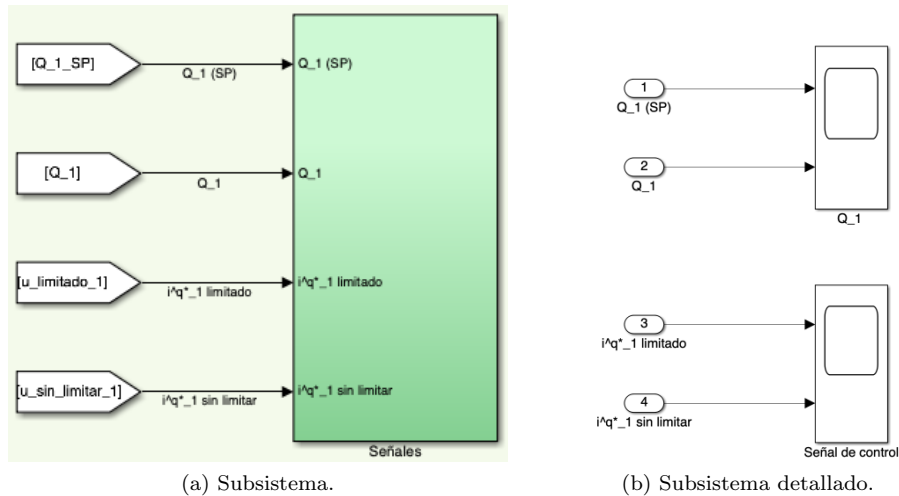


Figura 7.5.4.5: Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Señales del sistema en lazo cerrado.

Para la primera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.5.4.1), se considera que no existen perturbaciones en el sistema y que el flujo de la potencia reactiva se cambia. Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

■ Señal de control ( $i_1^{q*}$ ):

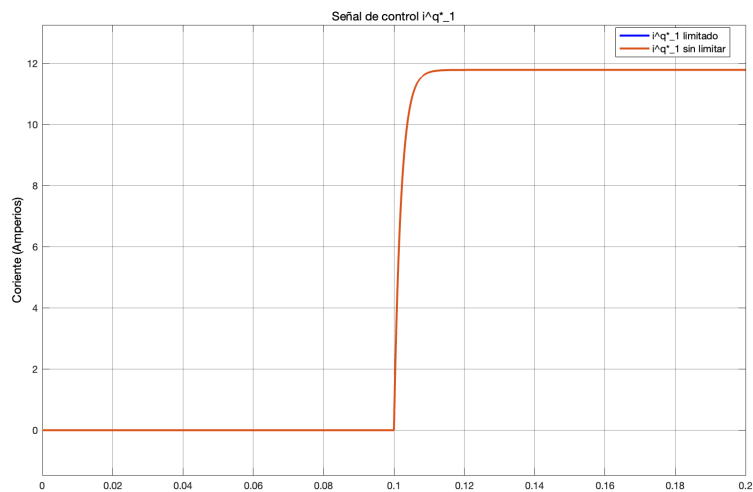


Figura 7.5.4.6: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ).

■ Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ):

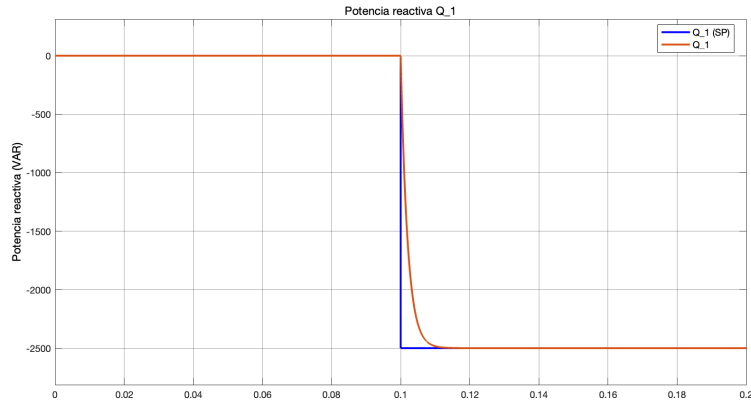


Figura 7.5.4.7: Prueba 1: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ).

- Señal de control ( $i_2^{q*}$ ):

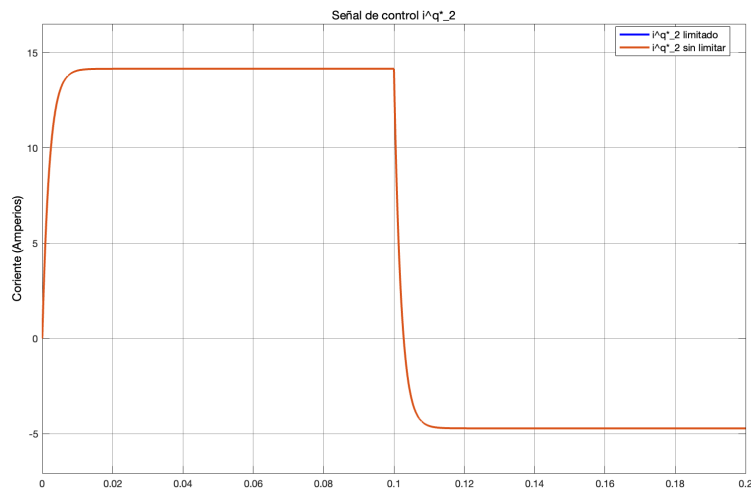


Figura 7.5.4.8: Prueba 1: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ).

- Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ):

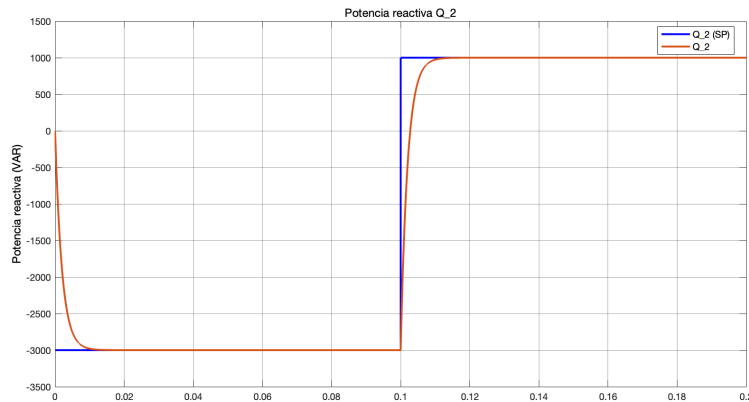


Figura 7.5.4.9: Prueba 1: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ). Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ).

En las Figuras 7.5.4.6, 7.5.4.7, 7.5.4.8 y 7.5.4.9 se observa el correcto funcionamiento de los sistemas, alcanzando las referencias establecidas con rapidez sin sobreoscilación ni error estacionario. También se observa como las señales de control ( $i_1^{q*}$  y  $i_2^{q*}$ ) alcanzan los valores necesario teóricamente para alcanzar los set-points establecidos en cada instante.

#### 7.5.4.1 Análisis de robustez

Para la segunda simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.5.4.1), con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia ruido en las mediciones de los sensores y que el flujo de la potencia reactiva se cambia. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en la medición de los sensores (ver Figura 7.5.4.1.1):

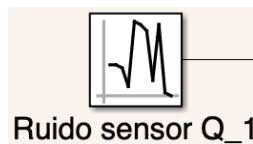


Figura 7.5.4.1.1: Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.

La Figura 7.5.4.1.2 muestra el diagrama de bloques en Simulink en el que se muestra dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en los sensores para ambos VSC.

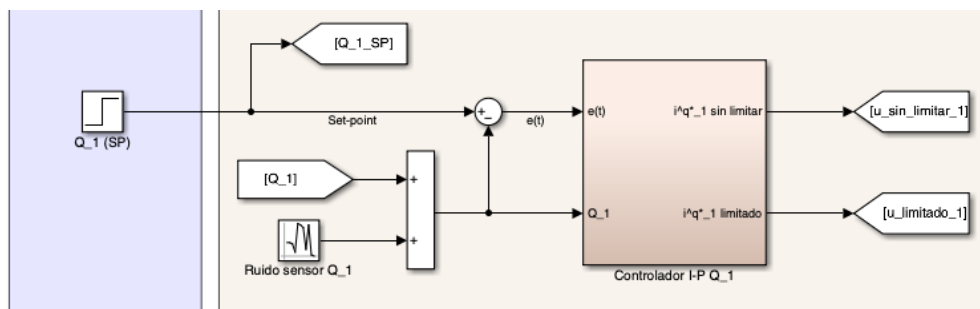


Figura 7.5.4.1.2: Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

El Código 7.13 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición de los sensores.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensor Q_1.
3      D_R_Q_1 = 30e-3;           % Desviacion tipica ruido Q_1.
4      V_R_Q_1 = D_R_Q_1^2;     % Varianza ruido Q_1.
5
6      % Ruido sensor Q_2.
7      D_R_Q_2 = 30e-3;           % Desviacion tipica ruido Q_2.
8      V_R_Q_2 = D_R_Q_2^2;     % Varianza ruido Q_2.
    
```

Código 7.13: Diseño del controlador **IP** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Ruido en la medición del sensor de potencia reactiva.

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_1^{q*}$ ):

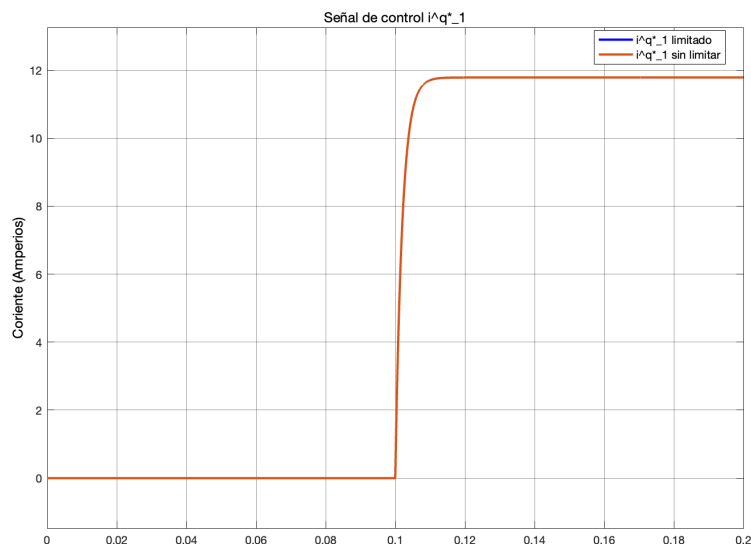


Figura 7.5.4.1.3: Prueba 2: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ).

- Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ):

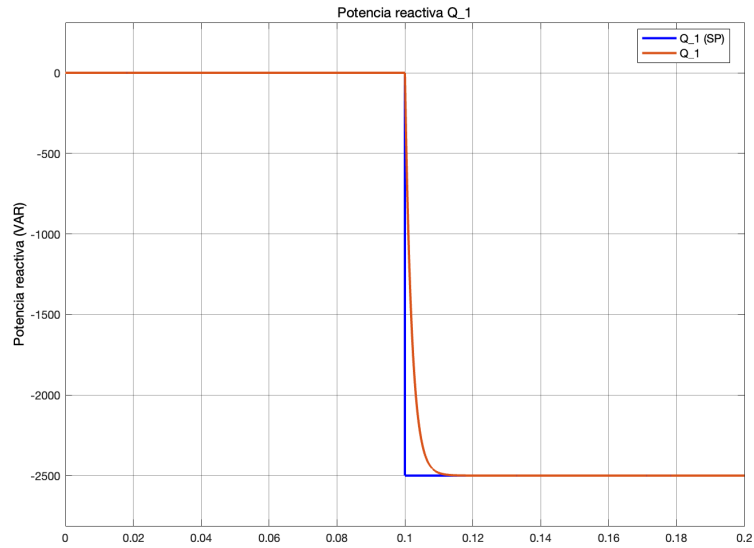


Figura 7.5.4.1.4: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ).

- Señal de control ( $i_2^{q*}$ ):

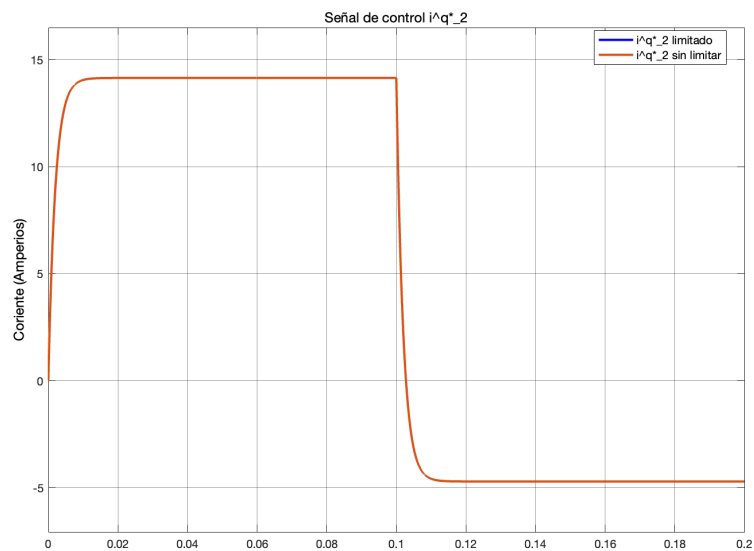


Figura 7.5.4.1.5: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ).

- Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ):

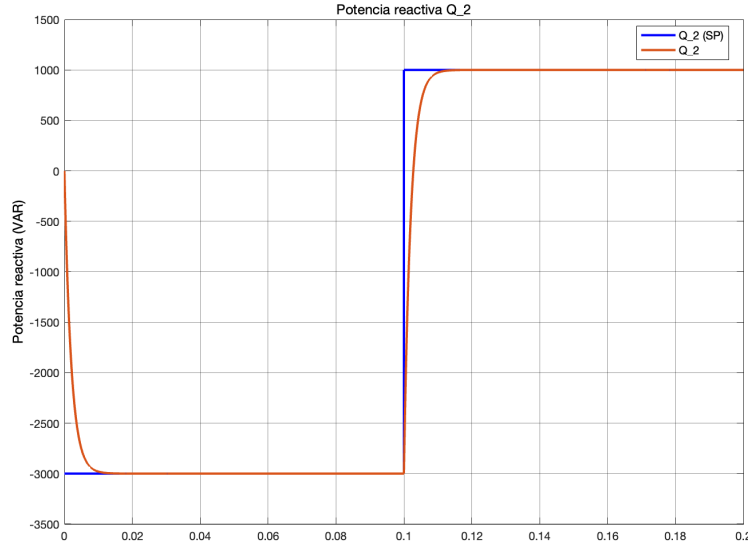


Figura 7.5.4.1.6: Prueba 2: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor. Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ).

Al igual que en el Apartado 7.4.4 de la Sección 7.4 del Capítulo 7, las Figuras 7.5.4.1.3, 7.5.4.1.4, 7.5.4.1.5 y 7.5.4.1.6 muestran cómo el ruido implementado en la medición del sensor de la realimentación no afecta prácticamente a la calidad de las señales.

Para la tercera simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.5.4.1), con el objetivo de seguir analizando la robustez del sistema, se mantiene el ruido en la medición de los sensores y se añade una desviación en los valores nominales o constantes.

La Figura 7.5.4.1.7 muestra el diagrama de bloques en Simulink en el que se muestra dónde y cómo se ha implementado la desviación comentada.

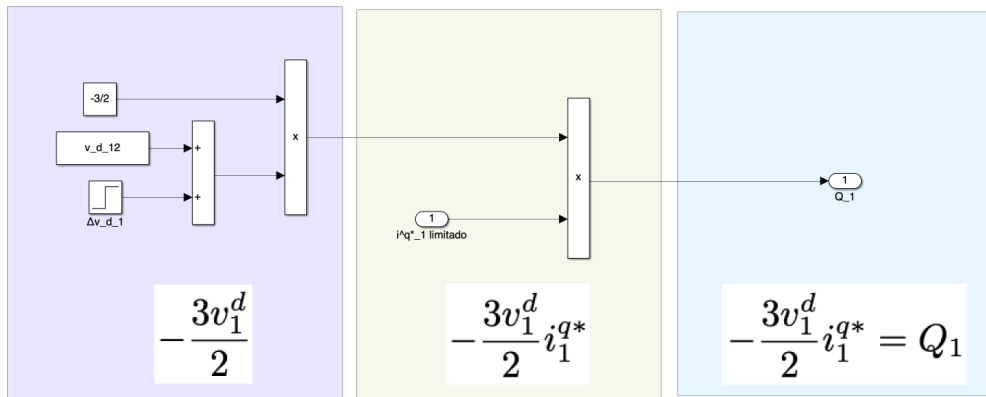


Figura 7.5.4.1.7: Sistemas de control SISO para la regulación de las potencias reactivas. Diagrama de bloques en Simulink. Desviación en el valor nominal de la tensión  $v_1^d$ .

El Código 7.14 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los nuevos parámetros necesarios para implementar la desviación en el valor nominal o constante.

```

1      % Desviacion respecto al valor nominal.
2      I_Delta_v_d_1 = 0.15;           % Instante de la desviacion.
3      P_Delta_v_d_1 = 0.03;           % Porcentaje de desviacion.
4      Delta_v_d_1 = P_Delta_v_d_1*v_d_12; % Desviacion.
5
6      % Desviacion respecto al valor nominal.
7      I_Delta_v_d_2 = 0.15;           % Instante de la desviacion.
8      P_Delta_v_d_2 = 0.03;           % Porcentaje de desviacion.
9      Delta_v_d_2 = P_Delta_v_d_2*v_d_12; % Desviacion.

```

Código 7.14: Diseño del controlador **EP** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Desviación en el valor nominal de las tensiones  $v_1^d$  y  $v_2^d$ .

Bajo esta premisa, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señal de control ( $i_1^{q*}$ ):

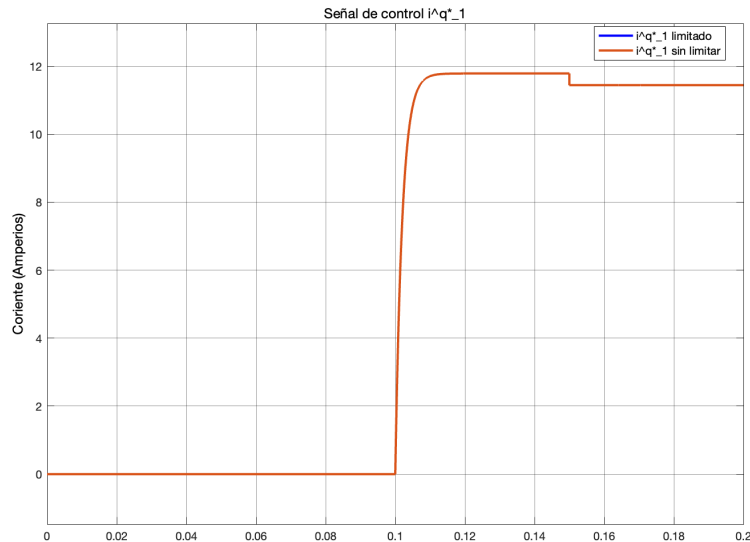


Figura 7.5.4.1.8: Prueba 3: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_1^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_1^{q*}$ ).

- Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ):

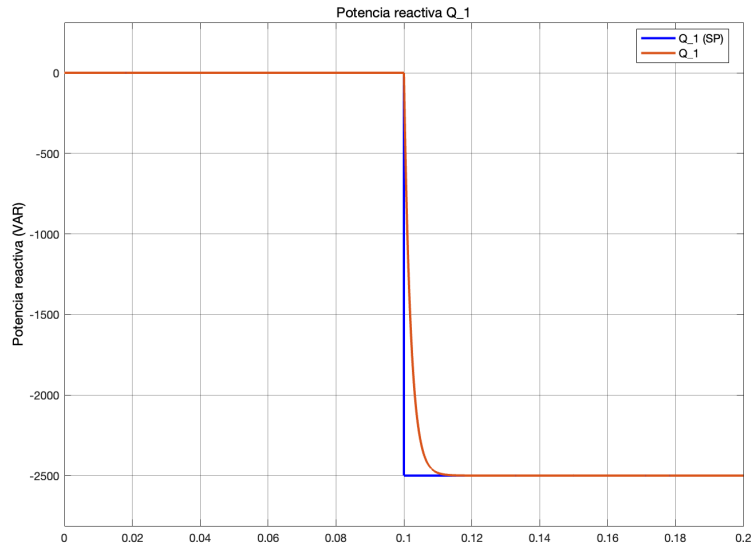


Figura 7.5.4.1.9: Prueba 3: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_1$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_1^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_1^*$ ) y señal de salida ( $Q_1$ ).

- Señal de control ( $i_2^{q*}$ ):

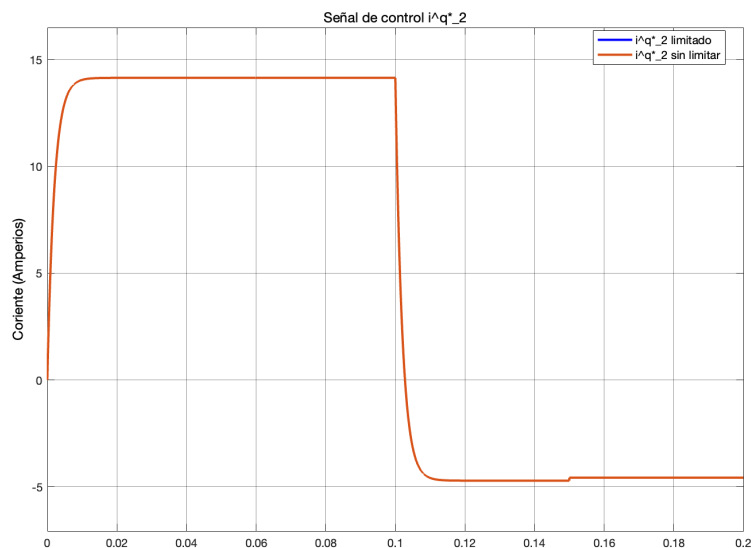


Figura 7.5.4.1.10: Prueba 3: Sistema de control **SISO** para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de control ( $i_2^{q*}$ ).

- Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ):

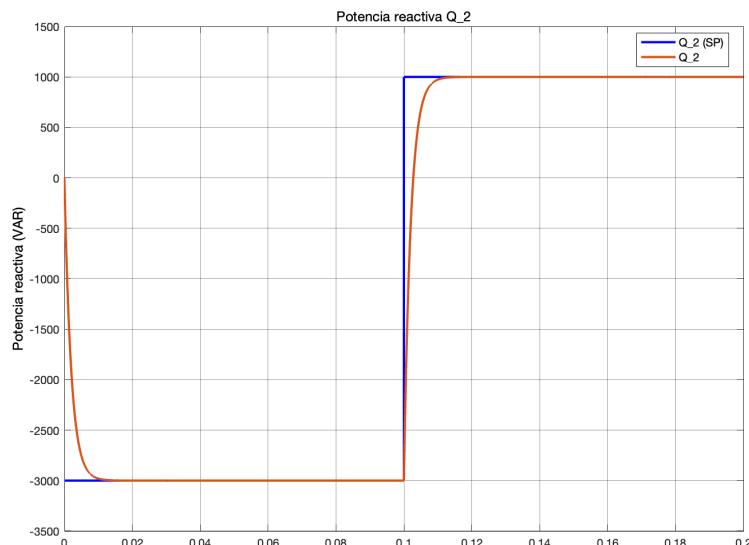


Figura 7.5.4.1.11: Prueba 3: Sistema de control SISO para la regulación de la potencia reactiva ( $Q_2$ ) con ruido de medida en el sensor y desviación en el valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . Resultado de simulación en Simulink. Señal de set-point ( $Q_2^*$ ) y señal de salida ( $Q_2$ ).

A diferencia de las Figuras 7.5.4.1.9 y 7.5.4.1.11, las Figuras 7.5.4.1.8 y 7.5.4.1.10 muestran el efecto de una desviación del 3% respecto al valor nominal de la tensión  $v_2^d$ . En la práctica, este tipo de desviaciones son bastante comunes, por lo que la correcta respuesta del sistema confirma el buen desempeño del diseño. De este modo, se puede concluir que el sistema es robusto y satisface de manera eficiente los requisitos establecidos.

## 7.6. Control de las corrientes mediante control LQR

### 7.6.1. Introducción

Como se expone en la Sección 1.2 del Capítulo 1, el diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back en este trabajo cuenta con dos sistemas de control MIMO para regular las corrientes AC asociadas al VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>, respectivamente. Estas corrientes se controlan mediante la regulación de las conmutaciones de los IGBTs asociados a cada VSC.

En la literatura [40], [45], [19], se presentan diversos métodos de diseño de control MIMO. No obstante, dado que en este trabajo se utiliza una representación en el espacio de estados [34], se ha decidido diseñar un control por realimentación del vector de estados, empleando el método de control óptimo cuadrático (Linear Quadratic Regulator, LQR) y el método de control modal o asignación de polos (pole placement).

### 7.6.2. Control óptimo lineal cuadrático (LQR)

El control óptimo LQR (Linear Quadratic Regulator) es una técnica de diseño de control que se utiliza para determinar la ley de control óptima para un Sistema Lineal Invariante en el Tiempo (SLIT), representado en el espacio de estados.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{7.6.2.1}$$

Dado un modelo matemático controlable del sistema representado en el espacio de estados [34], [40], [45], el comportamiento deseado del sistema en lazo cerrado puede especificarse como un problema de control óptimo en el que se trata de minimizar una función de coste  $J$ .

$$J = \int_0^{\infty} (z^T(t)Qz(t) + u^T(t)R_c u(t)) dt \quad (7.6.2.2)$$

$$J = \int_0^{\infty} (x^T(t)M^T Q M x(t) + u^T(t)R_c u(t)) dt \quad (7.6.2.3)$$

Donde:

- $z(t) = Mx(t)$  es el vector cuyas componentes son combinaciones lineales de las variables de estado.
- $M$  es una matriz constante de dimensiones adecuadas.
- $Q$  es una matriz de ponderación simétrica ( $Q = Q^T$ ) y semidefinida positiva ( $x^T Q x \geq 0$ , siendo  $x$  cualquier vector no nulo), encargada de penalizar los estados del sistema para enfatizar la importancia de ciertos estados.
- $R_c$  es una matriz de ponderación simétrica ( $R_c = R_c^T$ ) y definida positiva ( $x^T R_c x > 0$ , siendo  $x$  cualquier vector no nulo), encargada de penalizar el esfuerzo de control.
- La ley de control óptima es de la forma:

$$u(t) = -K_c x(t) \quad (7.6.2.4)$$

Para dar solución al problema LQR presentado en la Ecuación 7.6.2.4 se siguen los siguientes pasos:

1. Calcular la matriz simétrica ( $P_c = P_c^T$ ) y semidefinida positiva ( $x^T P_c x \geq 0$ , siendo  $x$  cualquier vector no nulo)  $P_c$  de la ecuación algebraica de Riccati de control (AREC):

$$A^T P_c + P_c A - P_c B R_c^{-1} B^T P_c + Q_c = 0 \quad (7.6.2.5)$$

Donde:

- $Q_c = M^T Q M$

2. Calcular la matriz de realimentación de estados  $K_c$ :

$$K_c = R_c^{-1} B^T P_c \quad (7.6.2.6)$$

El problema LQR tendrá solución única si el par  $(A, B)$  es estabilizable, es decir, todos los modos inestables son controlables.

La Figura 7.6.2.1 representa el diagrama de bloques para un sistema controlado por realimentación del vector de estado sin acción integral, diseñado mediante el método de control lineal óptimo cuadrático (LQR). En la Figura 7.6.2.1, el área azul indica el sistema a controlar y el área naranja la matriz de realimentación del vector de estado.

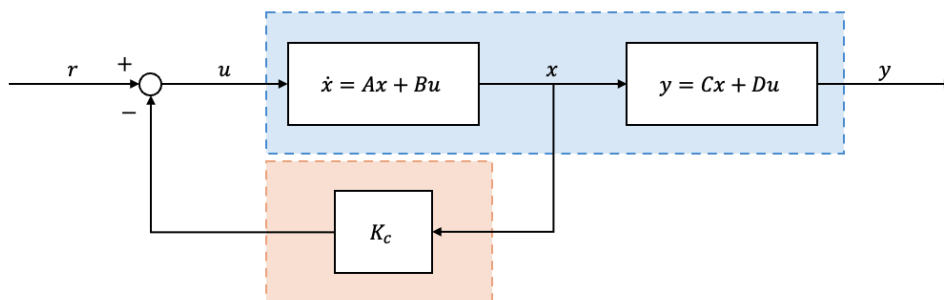


Figura 7.6.2.1: Diagrama de bloques del sistema de control con realimentación del vector de estado sin acción integral.

### 7.6.3. Linealización alrededor de un punto de operación o de equilibrio

Como se ha explicado previamente, para aplicar un control óptimo LQR, es necesario que el sistema sea lineal e invariante en el tiempo (SLIT). En el caso del convertidor Back-to-Back, el modelo que describe la dinámica del sistema es no lineal e invariante en el tiempo (SNLIT), debido a los términos acoplados no lineales que provienen de productos entre las variables de estado y las entradas de control.

Por una parte, en este trabajo se asume que la frecuencia tanto en el generador como en la carga es constante, por lo que  $\omega_{1,2}$  no varía en el tiempo. Asimismo, como se menciona en el Apartado 7.3.3 de la Sección 7.3 del Capítulo 7, se considera que  $v_{1,2}^d$  es constante, ya que no se modifica la amplitud ni en el generador ni en la carga. Por lo tanto, al aplicar la transformación de Park (ver Apéndice C), dicha amplitud permanece invariante en el tiempo. Además, el ángulo de referencia utilizado para aplicar la transformada de Park está alineado con la tensión del sistema, lo que hace que la componente directa (d) coincida con la tensión. Como resultado, la componente en cuadratura (q) de la tensión es nula ( $v_{1,2}^q = 0$ ).

Para linealizar el modelo alrededor de un punto de operación o equilibrio, se asume que la tensión en el enlace de DC es constante. Esta suposición es válida para el diseño del controlador, ya que el sistema de control del convertidor Back-to-Back cuenta con un lazo de control externo, cuya señal de control es la corriente  $i_1^{d*}$ . Esta corriente se encarga de regular la tensión en el enlace de DC, manteniéndola constante (ver Sección 7.3 del Capítulo 7).

Bajo esta premisa, es posible diseñar un sistema de control MIMO para cada VSC de manera independiente, ya que las variaciones de las corrientes en un VSC no afectan la dinámica del otro. Además, dado que ambos VSC comparten la misma dinámica, el diseño del control puede ser idéntico para ambos, con la excepción de algunos parámetros específicos; es decir, cambian los valores de los controladores, pero no el método de diseño.

Por último, al aplicar esta consideración, el modelo dinámico del sistema pasa a ser lineal e invariante en el tiempo (SLIT), ya que los términos no lineales generados por los productos entre las variables de estado y las entradas de control desaparecen.

El diseño comienza con el control de las corrientes del convertidor VSC<sub>1</sub>, siguiendo el criterio de linealización establecido. Las ecuaciones que describen la dinámica de las corrientes del convertidor VSC<sub>1</sub> son las siguientes:

$$\frac{di_1^d}{dt} = i_1^q \omega_1 + \frac{v_1^d}{L_1} - \frac{R_1}{L_1} i_1^d - \frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \eta_1^d \quad (7.6.3.1)$$

$$\frac{di_1^q}{dt} = -i_1^d \omega_1 - \frac{R_1}{L_1} i_1^q - \frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \eta_1^q \quad (7.6.3.2)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = 0 \quad (7.6.3.3)$$

Para obtener la representación en el espacio de estados del modelo del sistema linealizado se identifican las variables de estados y de control de la forma:

1. Variables de estado:

$$\begin{cases} x_1 = i_1^d \\ x_2 = i_1^q \end{cases} \quad (7.6.3.4)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.5)$$

2. Variables de control:

$$\begin{cases} u_1 = \eta_1^d \\ u_2 = \eta_1^q \end{cases} \quad (7.6.3.6)$$

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.7)$$

La representación en el espacio de estados del sistema linealizado viene dada de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_1^d}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.8)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.9)$$

Donde:

- Matriz A (matriz de estado o matriz del sistema): Describe la dinámica interna del sistema.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \quad (7.6.3.10)$$

- Matriz B (matriz de control o matriz de entrada): Relaciona las entradas del sistema con los cambios en las variables de estado.

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \end{bmatrix} \quad (7.6.3.11)$$

- Matriz E (matriz de perturbaciones): Para el diseño del controlador se toma cómo perturbaciones que afectan a la dinámica del sistema.

$$E = \begin{bmatrix} \frac{v_1^d}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.12)$$

- Matriz C (matriz de salida): Relaciona las variables de estado con las variables de salida del sistema.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.13)$$

- Matriz D (matriz de transmisión directa o matriz de feedthrough): Relaciona las entradas del sistema directamente con las salidas.

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.3.14)$$

#### 7.6.4. Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control LQR.

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en esta sección se muestran en la Tabla 7.5.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1, \text{omega}_1$	377	Radianes/segundos
$L_1, L_1$	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1, R_1$	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$C_{DC}, C_{DC}$	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios
$m_{t1}, m_{t1}$	5	Voltios
$v_1^d, v_{d-1}$	$100\sqrt{2}$	Voltios
$v_1^q, v_{q-1}$	0	Voltios

Tabla 7.5: Control óptimo LQR sin acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC<sub>1</sub>.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control del sistema dinámico linealizado se muestran en la Tabla 7.6.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}, V_{DC0}$	500	Voltios

Tabla 7.6: Control óptimo LQR sin acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC<sub>1</sub>.

A partir de los parámetros constantes mostrados en la Tabla 7.5, y los valores de operación mostrados en la Tabla 7.6, la representación en el espacio de estados del sistema linealizado viene dada de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -69,2683 & 377 \\ -377 & -69,2683 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -12195 & 0 \\ 0 & -12195 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 34493 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.1)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.2)$$

Donde:

- Matriz A (matriz de estado o matriz del sistema):

$$A = \begin{bmatrix} -69,2683 & 377 \\ -377 & -69,2683 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.3)$$

- Matriz B (matriz de control o matriz de entrada):

$$B = \begin{bmatrix} -12195 & 0 \\ 0 & -12195 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.4)$$

- Matriz E (matriz de perturbaciones):

$$E = \begin{bmatrix} 34493 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.5)$$

- Matriz C (matriz de salida):

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.6)$$

- Matriz D (matriz de transmisión directa o matriz de feedthrough):

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.7)$$

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado sin acción integral mediante el método de control óptimo LQR. El Código 7.15 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.5), las condiciones de operación (ver Tabla 7.6) y las matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7.6.3:8 y 7.6.3:9).

```

1      % Parametros constantes del sistema.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;          % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      C_DC = 6.8e-3;        % Capacitancia condensador (Faradios).
6      omega_1 = 377;        % Frecuencia (radianes/segundo).
7
8      % Valor de operacion del sistema.
9      V_DCO = 500;          % Tension DC (voltios).
10
11
12     % Matrices principales del sistema lineal.
13     % Matriz A
14     A = [-R_1/L_1,  omega_1;
15          -omega_1,  -R_1/L_1];
16
17     % Matriz B
18     B = [-V_DCO/(2*L_1*m_t1),  0;
19          0,  -V_DCO/(2*L_1*m_t1)];
20
21     % Matriz C
22     C = eye(2);
23
24     % Matriz D
25     D = zeros(2);

```

Código 7.15: Control óptimo LQR sin acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

En primer lugar, el Código 7.16 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se verifica la controlabilidad del sistema linealizado. Para ello, se calcula la matriz de controlabilidad del sistema. Si el rango es igual al número de estados (en este caso 2), el sistema es completamente controlable.

```

1      % Matriz de controlabilidad del sistema.
2      M_c = [B A*B];
3
4      % Verificacion de la controlabilidad del sistema.
5      rank(M_c)

```

Código 7.16: Control óptimo LQR sin acción integral. Verificación de la controlabilidad del sistema linealizado.

El resultado de aplicar la función `rank` a la matriz de controlabilidad es 2, lo que indica que el sistema es completamente controlable, es decir, todos estados del sistema pueden ser influenciados por las entradas de control.

Para calcular la matriz de realimentación de estados  $K_c$  (ver Ecuación 7.6.26) haciendo uso de MATLAB, primero se determinan las matrices de ponderación  $Q$  y  $R_c$  para minimizar la función de coste  $J$  (ver Ecuaciones 7.6.22 y 7.6.23). Posteriormente, haciendo uso de la función `lqr`, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_c$ , la solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y los polos del sistema en lazo cerrado. Los resultados se muestran por pantalla con la función `disp`. El Código 7.17 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_c$ , la solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y los polos del sistema en lazo cerrado.

```

1      % Matrices de ponderacion.
2      Q = diag([1, 1]);
3      R_c = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kc, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kc, Riccati_LQR, Polos_LQR] = lqr(A, B, Q, R_c);
9
10     format long e
11
12     % Verificacion del controlador.
13     disp('Matriz de ganancias Kc:');
14     disp(Kc);
15
16     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati
17     % asociada.
18     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
19     disp(Riccati_LQR);
20
21     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
22     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
23     disp(Polos_LQR);
24
25     format

```

Código 7.17: Control óptimo LQR sin acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_c$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.17 son:

- Matriz de ganancias  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -9,943361310698942e - 01 & 1,032666809155541e - 16 \\ -1,511376192552444e - 16 & -9,943361310698950e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.8)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada:

$$\begin{bmatrix} 8,153556274773139e - 05 & -9,153770747841562e - 22 \\ -9,153770747841562e - 22 & 8,153556274773132e - 05 \end{bmatrix} \quad (7.6.4.9)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -1,219531867158407e + 04 + 3,769999999999973e + 02i \\ -1,219531867158407e + 04 - 3,769999999999973e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.6.4.10)$$

La parte real de los polos [31], [40], [20], [19] indica que el sistema es muy estable, ya que están en el semiplano izquierdo del plano complejo. Un valor tan grande en magnitud implica una dinámica muy rápida de los modos asociados, lo que sugiere que el sistema alcanza su equilibrio rápidamente tras una perturbación. La parte imaginaria, siendo pequeña en comparación con la real, sugiere un comportamiento ligeramente oscilatorio. Sin embargo, la amortiguación es considerable debido a la gran magnitud de la parte real, lo que implica que las oscilaciones estarán muy amortiguadas y desaparecerán rápidamente [31], [40], [20], [19]. En conclusión, debido a la predominancia de la parte real, la respuesta del sistema será rápida y bien amortiguada.

Finalmente, el Código 7.18 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros del diseño del filtro al set-point, también conocido como filtro de referencia. El filtro tiene como objetivo suavizar la señal de referencia antes de que se aplique al controlador con el fin de evitar cambios bruscos que puedan causar inestabilidades o grandes esfuerzos en el sistema de control.

```

1      % Diseño del filtro al set-point.
2      te = 1e-2; % Tiempo estacionario.
3      tau = te/5; % Constante de tiempo del filtro en segundos.

```

Código 7.18: Control óptimo LQR sin acción integral. Filtro al set-point.

### 7.6.5. Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control LQR.

A continuación, la Figura 7.6.5.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estados sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas del sistema (ver Ecuación 7.6.4.5), diseñado mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR).

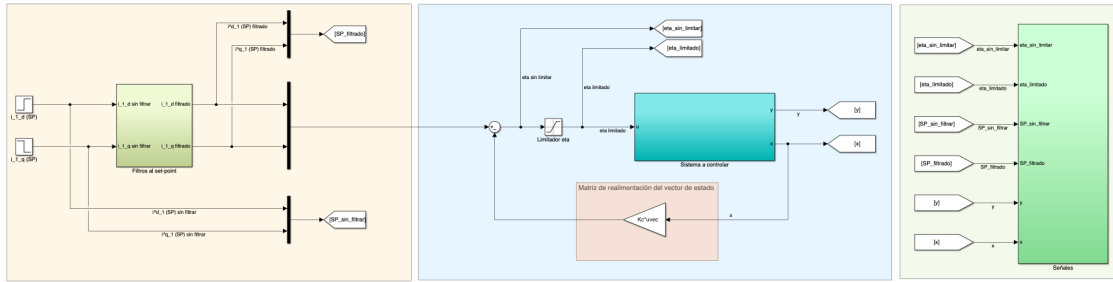


Figura 7.6.5.1: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7(6.5)1 son:

- **Set-point, referencia o consigna:** Se utiliza el bloque "Step" para generar dos entradas tipo escalón con variación del valor en un determinado punto de la simulación.

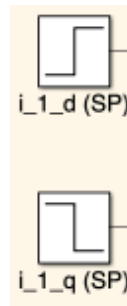


Figura 7.6.5.2: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Entradas del sistema en lazo cerrado.

- **Filtro al set-point:** Se utiliza el bloque "Transfer Fnc" para crear dos filtros de primer orden (uno para cada señal de referencia).

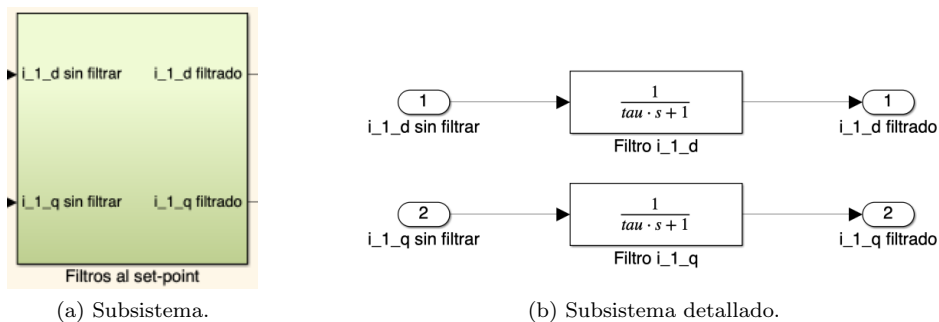


Figura 7.6.5.3: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Filtros a las entradas del sistema en lazo cerrado.

- **Limitador del controlador:** Se utiliza el bloque "Saturation" para limitar el rango de operación del controlador. El límite superior e inferior depende de la señal portadora triangular según la restricción

establecida en la Ecuación 5.1.3. En este caso, el límite superior e inferior es 5V y -5V respectivamente.

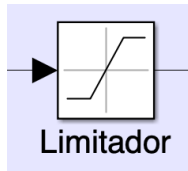
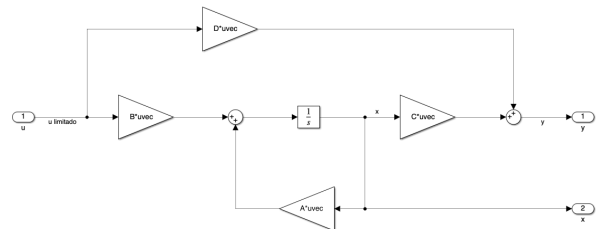


Figura 7.6.5.4: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Limitador del controlador.

- Sistema a controlar o planta a controlar:** Se utilizan los bloques "Gain", "Integrator" y "Sum" para simular la planta a controlar dada su representación en el espacio de estados. En la Figura 7.6.5.5b no se refleja la matriz E ya que no se tiene en cuenta el efecto de las perturbaciones en el diagrama representado en la Figura 7.6.5.1.



(a) Subsistema.



(b) Subsistema detallado.

Figura 7.6.5.5: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado.

- Matriz de realimentación de estados  $K_c$ :**

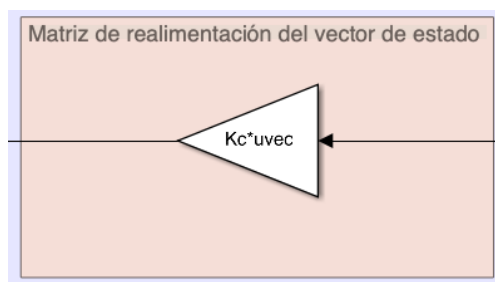


Figura 7.6.5.6: Control óptimo LQR sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Matriz de realimentación de estados  $K_c$ .

- Señales resultantes:** Se utilizan los bloques "Goto" y "From" para etiquetar y recibir señales de una parte del diagrama a otra sin necesidad de generar líneas de conexión, manteniendo así la organización del modelo. También se utiliza el bloque "Scope" para visualizar las diferentes señales del modelo durante la simulación.

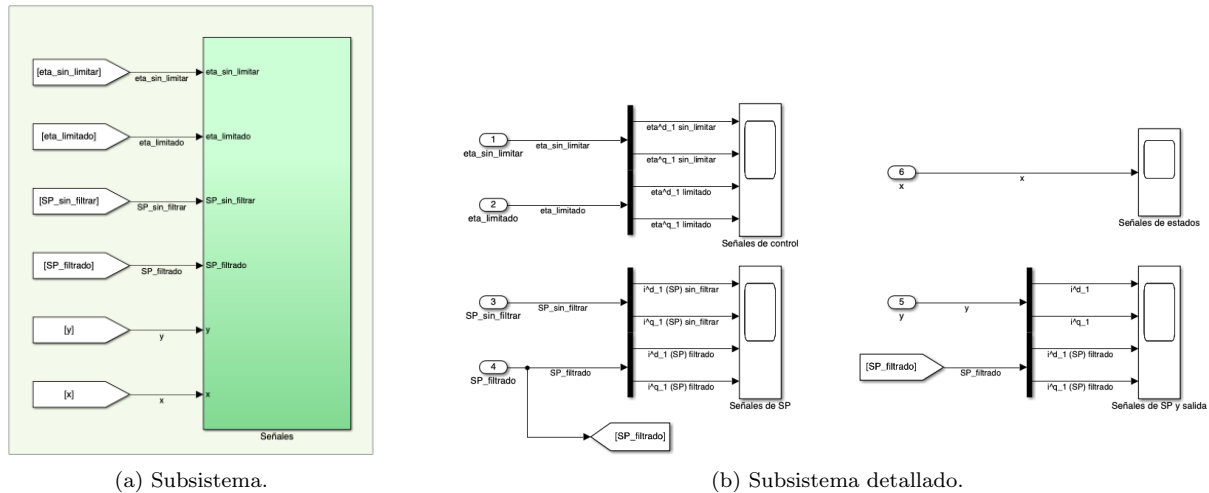


Figura 7.6.5.7: Control óptimo **IQR** sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7(6.5.1)), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro:** La Figura 7(6.5.8) muestra cómo el filtro aplicado a las señales de set-point suaviza las transiciones bruscas. Este efecto ayuda a evitar posibles inestabilidades en el sistema en momentos críticos como el arranque y los cambios de set-point.

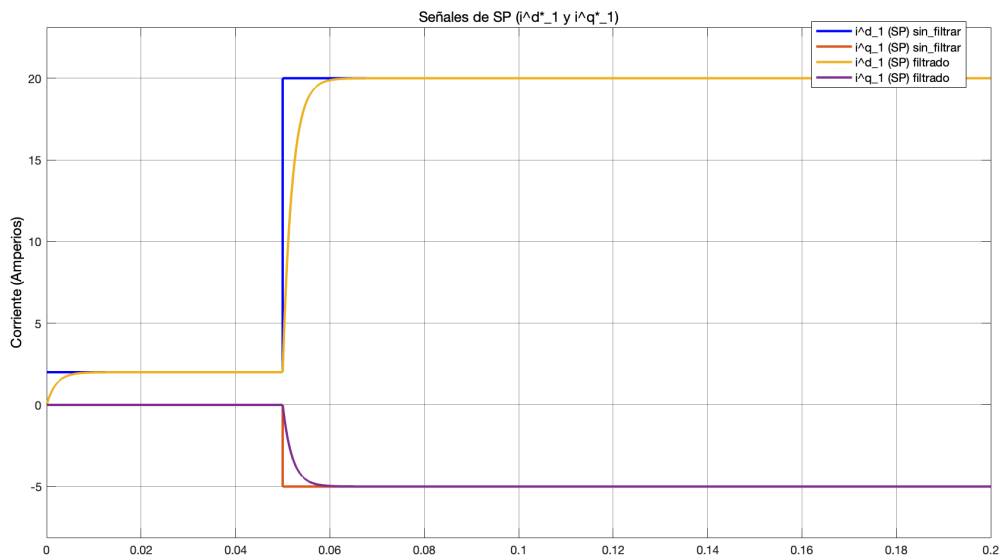


Figura 7.6.5.8: Prueba 1: Control óptimo **IQR**. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro.

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** En la Figura 7(6.5.9), se observa que las señales de salida del controlador no se ven afectadas por el limitador, ya que no alcanzan los valores límite de 5V o -5V. Esto indica que, bajo las condiciones de operación simuladas, el sistema opera dentro de los márgenes esperados sin necesidad de intervención adicional para evitar

la saturación.

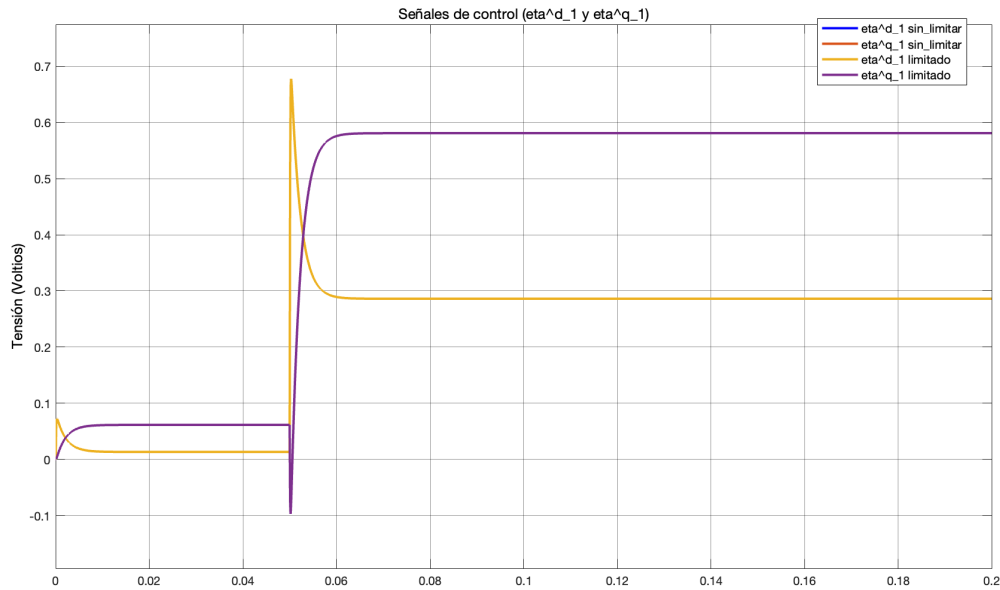


Figura 7.6.5.9: Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):

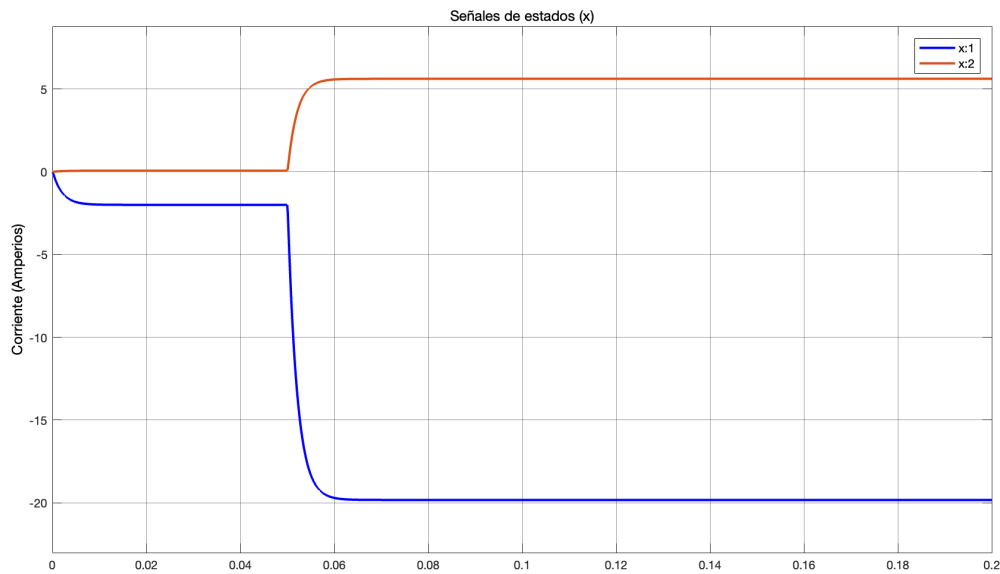


Figura 7.6.5.10: Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV): La Figura 7.6.5.11 muestra cómo las señales de salida alcanzan un valor igual en magnitud, pero de signo contrario, respecto a las referencias establecidas.

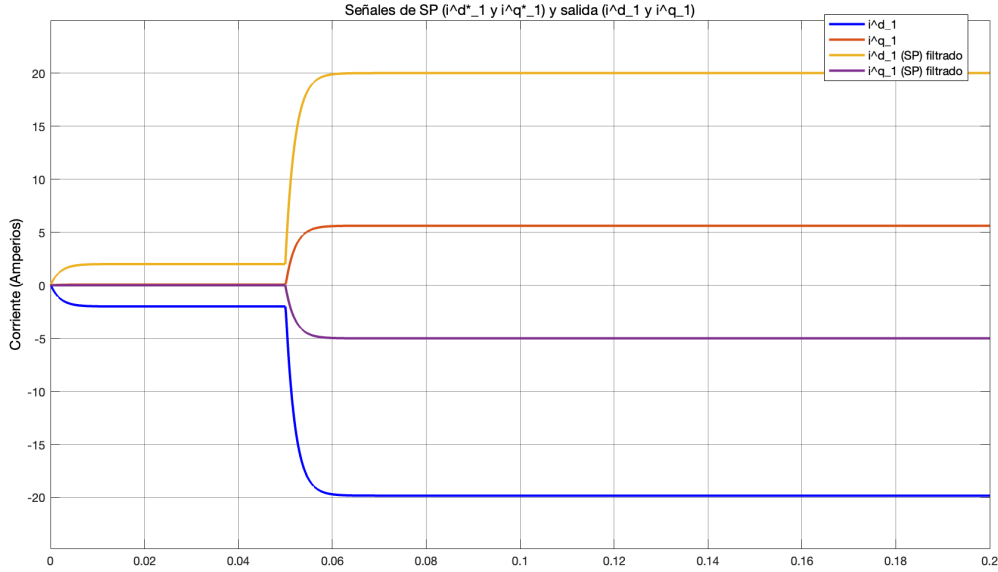


Figura 7.6.5.11: Prueba 1: Control óptimo LQR. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Los resultados obtenidos sugieren un cambio en el diseño del sistema. Al observar las respuestas del sistema, se propone implementar un precompensador [34], ya que en un sistema de control MIMO se utiliza para mejorar el seguimiento de las referencias y reducir los errores en estado estacionario. Su función principal es modificar las señales de referencia antes de ingresarlas al controlador, de modo que las señales de salida del sistema coincidan mejor con los valores deseados.

Para la segunda simulación del diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7(6.5)1), con el objetivo de que las señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) alcancen las referencias deseadas satisfactoriamente, se diseña un precompensador. La Ecuación 7(6.5)1 define el diseño del precompensador.

$$Prec = \left( C_{yr} \cdot (-A_{yr})^{-1} \cdot B + D \right) \quad (7.6.5.1)$$

Donde:

- $Prec$  es el precompensador.
- $C_{yr}$  es la matriz  $C$  en lazo cerrado con el controlador y se define de la forma:

$$C_{yr} = C - D \cdot K_c \quad (7.6.5.2)$$

- $A_{yr}$  es la matriz  $A$  en lazo cerrado con el controlador y se define de la forma:

$$A_{yr} = A - B \cdot K_c \quad (7.6.5.3)$$

El Código 7.19 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se diseña el precompensador del sistema en lazo cerrado.

```

1      % Diseño del precompensador.
2      Ayr = A - B*Kc;
3      Cyr = C - D*Kc;
4      Prec = inv(Cyr * inv(-Ayr) * B + D);
    
```

Código 7.19: Control óptimo LQR sin acción integral. Precompensador.

Los resultados de aplicar el Código 7.19 son:

- Precompensador:

$$\begin{bmatrix} -1,0000 & 0,0309 \\ -0,0309 & -1,0000 \end{bmatrix} \tag{7.6.5.4}$$

La Figura 7.6.5.12 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estado sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas del sistema (ver Ecuación 7.6.4.5) con precompensador, diseñado mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR).

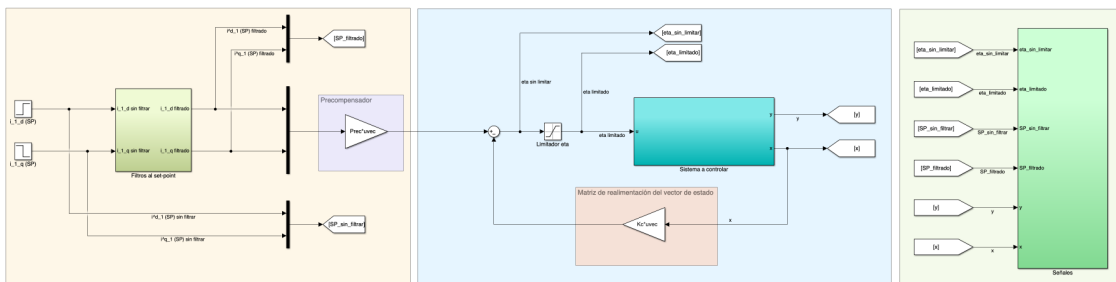


Figura 7.6.5.12: Control óptimo LQR con precompensador sin acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.6.5.12), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** En la Figura 7.6.5.13, se observa nuevamente que las señales de salida del controlador no se ven afectadas por el limitador, ya que no alcanzan los valores límite de 5V o -5V.

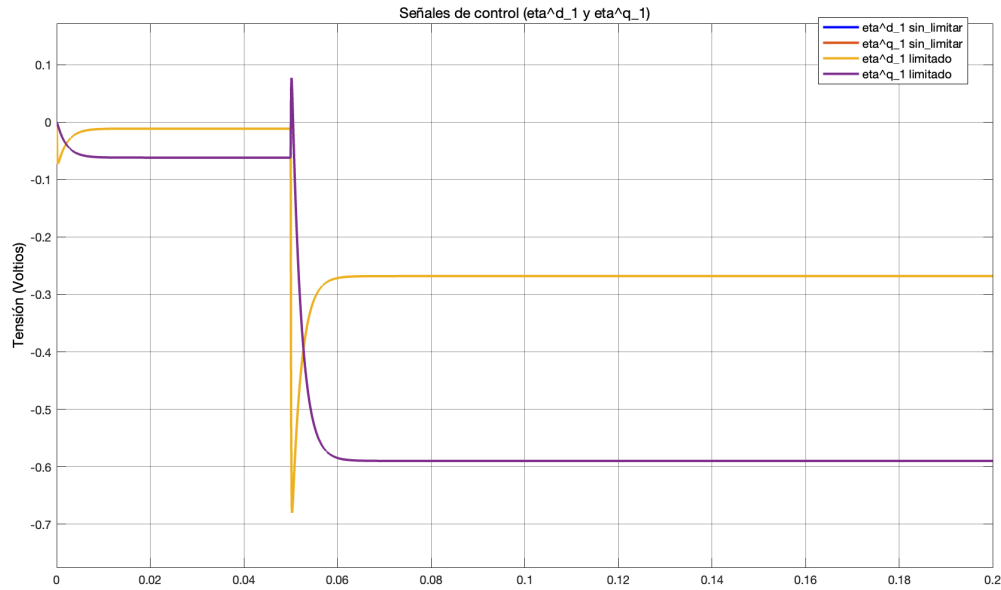


Figura 7.6.5.13: Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

■ Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):

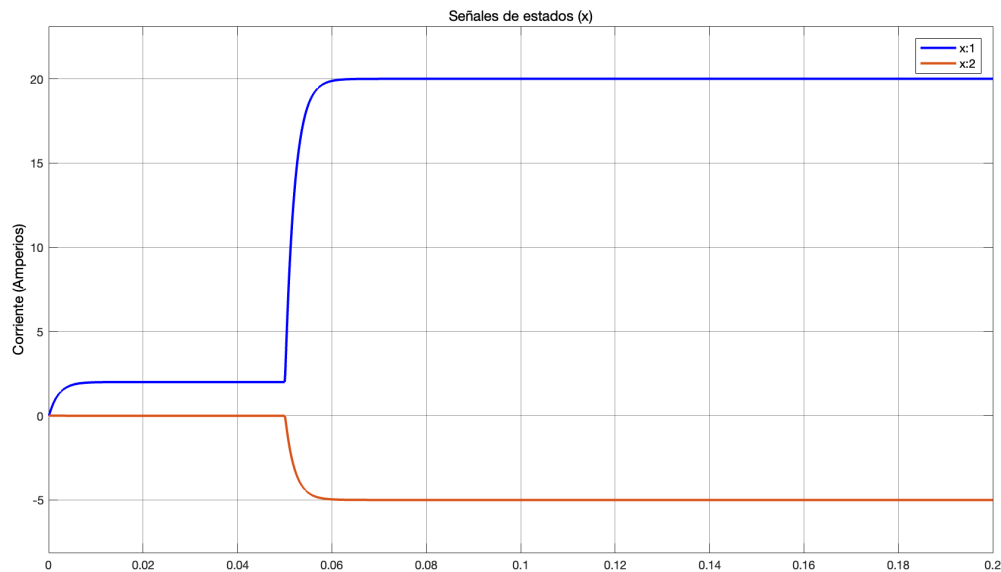


Figura 7.6.5.14: Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

■ Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV): La Figura 7.6.5.15 muestra cómo las señales de salida alcanzan correctamente las referencias establecidas.

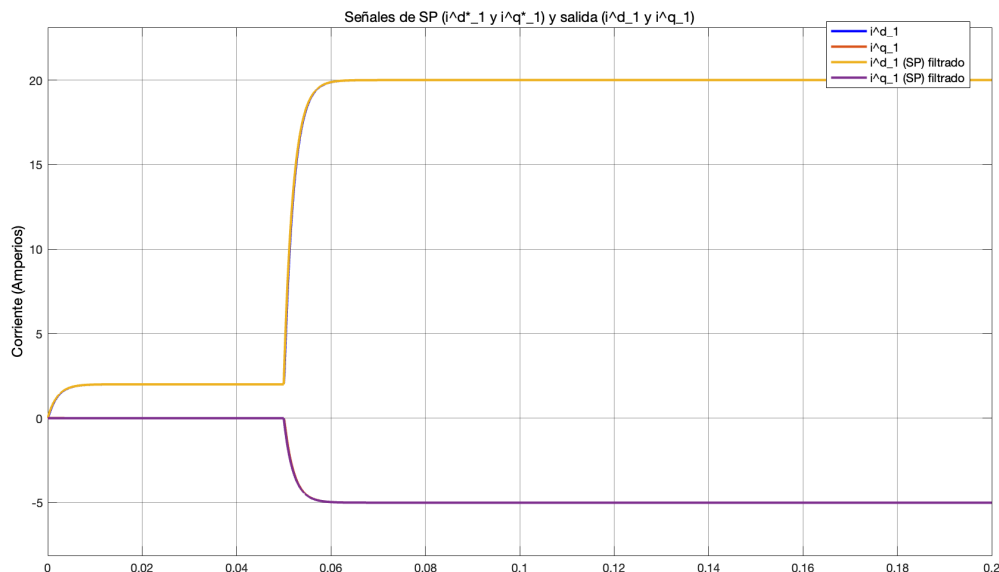


Figura 7.6.5.15: Prueba 2: Control óptimo LQR con precompensador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Tras la implementación del precompensador, los resultados muestran que las señales de salida del sistema alcanzan correctamente las referencias establecidas. Esto confirma que el precompensador ha cumplido con su función de ajustar las señales de referencia, permitiendo que las salidas del sistema coincidan de manera precisa con los valores deseados, tal como se había propuesto en el rediseño del sistema.

### 7.6.5.1 Análisis de robustez

Para evaluar la robustez del sistema, se somete a las perturbaciones internas que influyen en su dinámica. La matriz E de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuación 7[6.3]8) se han considerado perturbaciones internas del sistema para el diseño del controlador. Estas perturbaciones son provocadas por la influencia de las tensiones del generador ( $v_1^d$  y  $v_1^q$ ) en la parte de AC en el sistema de referencia  $dq$  tras aplicar las transformadas de Clarke y Park (ver las Secciones 4.4 y 4.5 del Capítulo 4). Al aplicar estas transformaciones, los valores de  $v_1^d$  y  $v_1^q$  se consideran constantes, ya que el sistema de referencia  $dq$  es rotatorio ortogonal e independiente del ángulo de fase y en este trabajo no se modifica la amplitud ni en el generador ni en la carga.

El Código 7.20 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las perturbaciones internas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7[6.3]8 y 7[6.3]9).

```

1      % Perturbacion interna.
2      % Matriz E
3      E = [1/L_1,  0;
4           0, 1/L_1];
5
6      % Parametros constantes
7      v_d_1 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
8      v_q_1 = 0;          % V_pico = V_rms * sqrt(2).

```

Código 7.20: Control óptimo LQR sin acción integral. Perturbaciones internas.

La Figura 7.6.5.1.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink de la planta a controlar dada su representación en el espacio de estados. En este caso, a diferencia de la Figura 7.6.5.5b, en la Figura 7.6.5.1.1b se

refleja la matriz E ya que se tiene en cuenta el efecto de las perturbaciones.

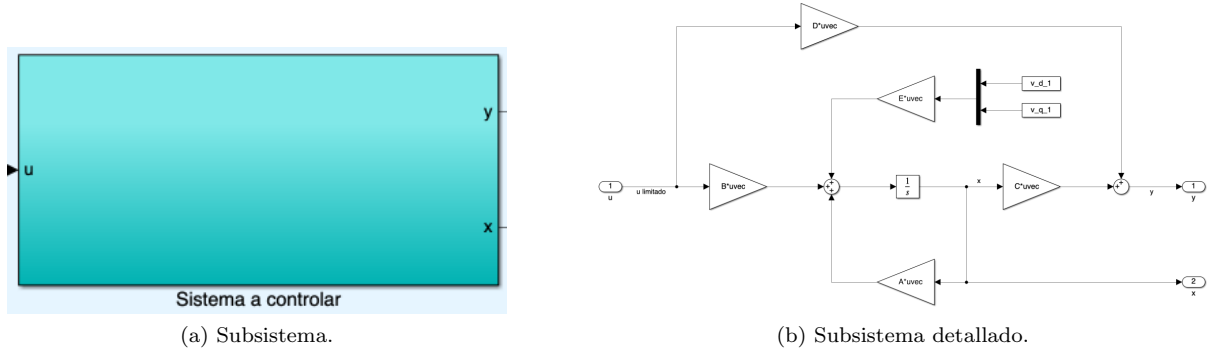


Figura 7.6.5.1.1: Control óptimo **LQR** con precompensador sin acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.6.5.1.2), aplicando perturbaciones, se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** En la Figura 7.6.5.1.2, se observa como las señales de salida del controlador se ven incrementada respecto a la Figura 7.6.5.1.3. Esto se debe a que el controlador necesita un mayor esfuerzo para alcanzar las referencias establecidas.

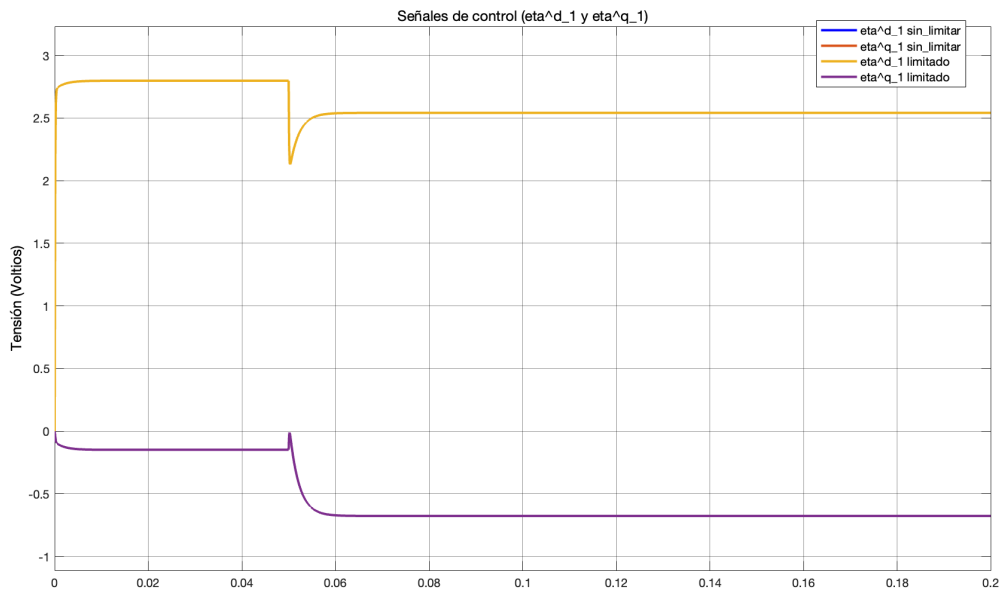


Figura 7.6.5.1.2: Prueba 3: Control óptimo **LQR** con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- **Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):**

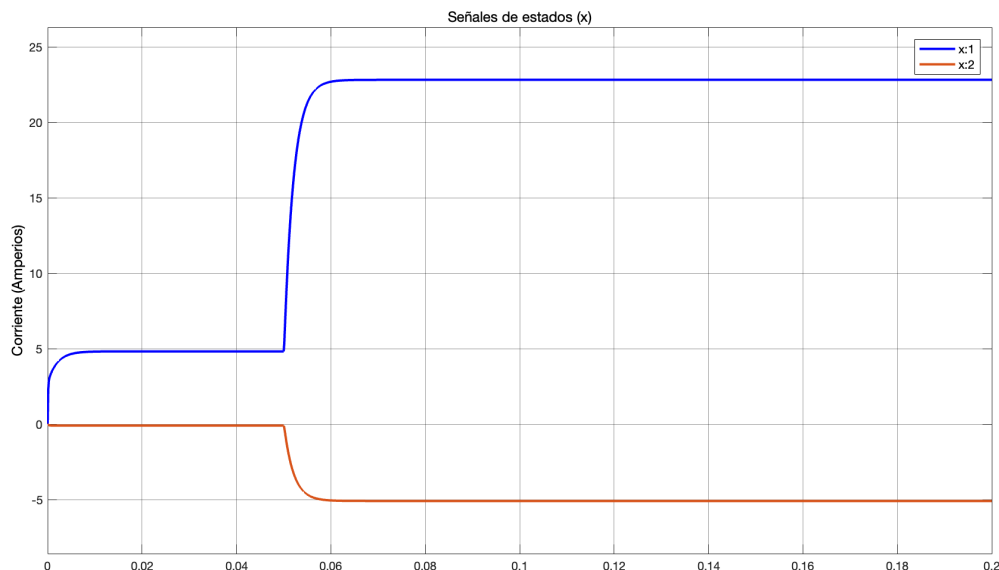


Figura 7.6.5.1.3: Prueba 3: Control óptimo LQR con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).

- **Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):** La Figura 7.6.5.1.4 muestra que, aunque la señal de salida  $i_1^q$  alcanza la referencia establecida, la señal de salida  $i_1^d$  presenta un error en estado estacionario en su respuesta.

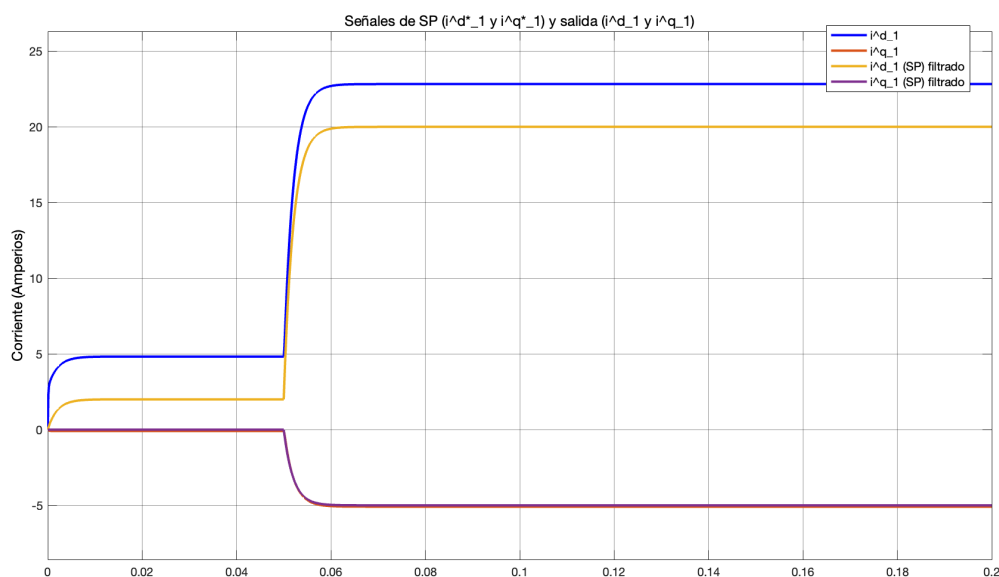


Figura 7.6.5.1.4: Prueba 3: Control óptimo LQR con precompensador y con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Los resultados obtenidos son suficientes para concluir que el diseño del sistema de control requiere la implementación de la acción integral, ya que, a pesar de haber introducido un precompensador, la respuesta del sistema, bajo las perturbaciones internas que forman parte de su dinámica, presenta un error en estado estacionario. Esta respuesta no es satisfactoria para el sistema de control deseado, pues carece de robustez y una mínima perturbación externa o ruido en las señales podría incluso provocar la inestabilidad del sistema.

En conclusión, los resultados sugieren que, aunque el diseño LQR proporciona una respuesta rápida, la ausencia de acción integral limita su capacidad para eliminar el error estacionario y gestionar las perturbaciones.

Por lo tanto, en la Sección 7.7 del Capítulo 7, se incorporará la acción integral al controlador diseñado mediante el método de control óptimo LQR.

## 7.7. Control de las corrientes mediante control LQR con acción integral

### 7.7.1. Introducción

En la Sección 7.6 del Capítulo 7, se expone la necesidad de implementar la acción integral en el diseño del sistema de control, ya que su ausencia provoca que la respuesta del sistema presente error en estado estacionario. Además, en la práctica, existen otros factores que pueden generar efectos no deseados en la respuesta del sistema, como perturbaciones externas o ruido en las mediciones de los sensores, lo que hace que un sistema sin acción integral sea poco robusto y de capacidades operativas limitadas.

Por lo tanto, se implementa la acción integral en el sistema de control MIMO diseñado en la Sección 7.6 del Capítulo 7, utilizando el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR).

### 7.7.2. Incorporación de la acción integral en un sistema representado en el espacio de estados

Cuando el modelo de un sistema no tiene acción integral, se denomina como tipo 0. Un sistema es de tipo N si tiene N integradores en lazo abierto [40], [20], [19]. En las publicaciones anteriores, se explica como un mayor número de tipo implica una mayor precisión en el estado estacionario. Sin embargo, un exceso de integradores puede reducir la estabilidad del sistema. En la práctica, los sistemas de tipo 3 o superior son infrecuentes, ya que por lo general es excesivamente complejo lograr la estabilidad del diseño.

Al aplicar control proporcional en un sistema cuya función de transferencia no contiene acción integral [40], [20], [19], se puede generar un error en el estado estacionario o también denominado como offset. Por otra parte, los sistemas de control sin acción integral no son suficientes frente a las desviaciones en la salida causadas por las perturbaciones transitorias.

Para controlar un sistema realista, al estar continuamente expuesto a perturbaciones constantes y perturbaciones transitorias, se necesita de un controlador con acción integral que ayude a corregir rápidamente las desviaciones. Para lograrlo, la acción integral acumula el error provocado por las perturbaciones y proporciona una corrección continua al sistema hasta que dicho error se reduzca a cero, mejorando así la capacidad del sistema para manejar perturbaciones transitorias [40], [20], [19].

Para incorporar acción integral al modelo del sistema [34], [45] y pasar a ser un sistema de tipo 1, se toma la integral del error de seguimiento (ver Ecuación 7.7.2.1) como una variable de estado añadida (ver Ecuación 7.7.2.2).

$$\xi(t) = \int (r(t) - y(t)) dt \tag{7.7.2.1}$$

$$\dot{\xi}(t) = r(t) - y(t) = r(t) - Cx(t) - Du(t) \tag{7.7.2.2}$$

Al considerar la integral del error de seguimiento como una nueva variable de estado, junto a la representación en el espacio de estados del sistema a controlar (ver Ecuación 7.6.2.1), la nueva representación en el espacio de estados del sistema ampliado se expresa de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ \dot{\xi}(t) &= r(t) - Cx(t) - Du(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \tag{7.7.2.3}$$

La Ecuación 7.7.2.3 se puede expresar de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t) \tag{7.7.2.4}$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + Du(t) \tag{7.7.2.5}$$

Donde:

- $r(t)$  es la señal de referencia.
- $I$  es la matriz identidad que asegura que la señal de referencia  $r(t)$  se integre correctamente en la dinámica del sistema ampliado.

La Figura 7.7.2.1 muestra el diagrama de bloques de un sistema controlado mediante realimentación del vector de estado con acción integral [34], diseñado con el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR). En dicha figura, el área azul representa el sistema a controlar, el área naranja corresponde a la acción proporcional de la matriz de realimentación del vector de estado, y el área verde muestra la acción integral de la misma matriz.

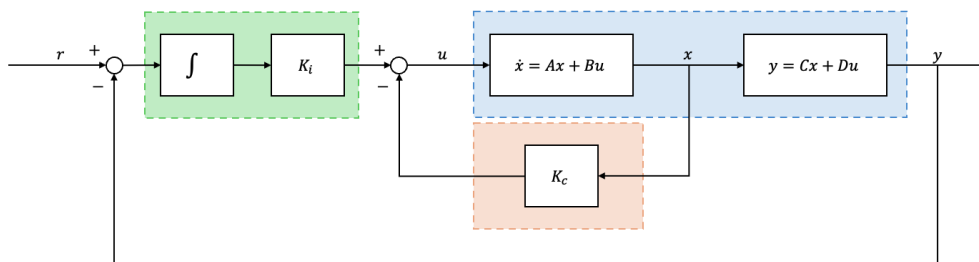


Figura 7.7.2.1: Diagrama de bloques del sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral.

Cuando se implementa un sistema de control mediante realimentación del vector de estado con acción proporcional e integral, las ganancias de ambas acciones se incluyen en la misma matriz de realimentación. Las Ecuaciones 7.7.2.6 y 7.7.2.7 muestran esta relación de manera matemática.

$$K_{ca} = \begin{bmatrix} K_c & K_{ci} \end{bmatrix} \quad (7.7.2.6)$$

$$K_i = -K_{ci} \quad (7.7.2.7)$$

Donde:

- $K_{ca}$  es la matriz de realimentación del vector de estado.
- $K_c$  es la ganancia proporcional del controlador.
- $K_i$  es la ganancia integral del controlador.

Para incorporar la acción integral al modelo linealizado del sistema (ver Ecuaciones 7(6.3)1, 7(6.3)2 y 7(6.3)3), es necesario ampliar las matrices de la representación en el espacio de estados del sistema ampliado de acuerdo a las características del sistema. Como el sistema original tiene dos variables de estado, dos variables de salida y dos variables de control, las Ecuaciones 7(7.2)4 y 7(7.2)5 se expresan de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0_{2 \times 2} \\ -C & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix} r(t) + \begin{bmatrix} E \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} d(t) \quad (7.7.2.8)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} C & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + Du(t) \quad (7.7.2.9)$$

Donde:

- $x(t)$  es el vector de las variables de estado original de dimensión  $2 \times 1$ .
- $\xi(t)$  es el vector de las variables de estado integrales de dimensión  $2 \times 1$ .
- $u(t)$  es el vector de las variables de control de dimensión  $2 \times 1$ .
- $r(t)$  es el vector de las variables de referencia de dimensión  $2 \times 1$ .
- $y(t)$  es el vector de las variables de salida de dimensión  $2 \times 1$ .
- $d(t)$  es el vector de las variables de perturbación de dimensión  $2 \times 1$ .
- Matriz  $A_a$  (matriz de estado o matriz del sistema ampliado): Describe la dinámica interna del sistema ampliado.

$$A_a = \begin{bmatrix} A & 0_{2 \times 2} \\ -C & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (7.7.2.10)$$

- Matriz  $B_a$  (matriz de control o matriz de entrada ampliada): Relaciona las entradas del sistema con los cambios en las variables de estado ampliadas.

$$B_a = \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix} \quad (7.7.2.11)$$

- Matriz  $R$  (matriz de referencias): Introduce la influencia de la referencia  $r(t)$  en las variables de estado integrales.

$$R = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} \\ I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (7.7.2.12)$$

- Matriz  $E_a$  (matriz de perturbaciones ampliada): Describe cómo las perturbaciones afectan a las variables de estado originales  $x(t)$  sin influir directamente en las variables de estado integrales  $\xi(t)$ .

$$E_a = \begin{bmatrix} E \\ 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (7.7.2.13)$$

- Matriz  $C_a$  (matriz de salida ampliada): Relaciona las variables de estado ampliadas con las variables de salida del sistema.

$$C_a = \begin{bmatrix} C & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (7.7.2.14)$$

- Matriz  $D$  (matriz de transmisión directa o matriz de feedthrough): Relaciona las entradas del sistema directamente con las salidas.

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.7.2.15)$$

### 7.7.3. Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control LQR con acción integral.

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla [7.7](#).

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega_1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L_1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R_1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios
$m_{t1}$ , m_t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v_d_1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$v_1^q$ , v_q_1	0	Voltios

Tabla 7.7: Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC<sub>1</sub>.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control del sistema dinámico linealizado se muestran en la Tabla 7.8.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}$ , V_DC0	500	Voltios

Tabla 7.8: Control óptimo LQR con acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC<sub>1</sub>.

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control óptimo LQR. El Código 7.21 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.7), las condiciones de operación (ver Tabla 7.8) y las matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7(7.2)8 y 7(7.2)9).

```

1      % Parametros constantes del sistema.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;         % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      C_DC = 6.8e-3;        % Capacitancia condensador (Faradios).
6      omega_1 = 377;        % Frecuencia (radianes/segundo).
7
8      % Valores de operacion del sistema.
9      V_DC0 = 500;          % Tension DC (voltios).
10
11     % Matrices principales del sistema lineal.
12     % Matriz A
13     A = [-R_1/L_1,  omega_1;
14          -omega_1,  -R_1/L_1];
15
16     % Matriz B
17     B = [-V_DC0/(2*L_1*m_t1),  0;
18          0,  -V_DC0/(2*L_1*m_t1)];
19
20     % Matriz C
21     C = eye(2);
22
23     % Matriz D
24     D = zeros(2);

```

Código 7.21: Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

En primer lugar, el Código 7.22 muestra el fragmento del script de MATLAB en el cual se amplían las matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y se verifica la con-

trolabilidad del sistema linealizado ampliado. Si el rango de esta matriz es igual al número total de estados, el sistema es controlable. En comparación con el Código 7.16, el número de estados aumenta a 4 debido a la incorporación de la acción integral.

```

1      % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
2      Aa = [A zeros(2,2); -C zeros(2,2)];
3      Ba = [B;-D];
4      Ca = [C zeros(2,2)];
5      Da = D;
6
7      % Matriz de controlabilidad del sistema.
8      M_c = [Ba Aa*Ba Aa^2*Ba Aa^3*Ba];
9
10     % Verificacion de la controlabilidad del sistema.
11     rank(M_c)

```

Código 7.22: Control óptimo LQR con acción integral. Matrices principales ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y verificación de la controlabilidad del sistema linealizado.

El resultado de aplicar la función `rank` a la matriz de controlabilidad es 4, lo que indica que el sistema es completamente controlable, es decir, todos estados del sistema pueden ser influenciados por las entradas de control.

Para obtener la acción proporcional  $K_c$  y la acción integral  $K_i$  del controlador, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$  utilizando la función `lqr` de MATLAB. También se determina la solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y los polos del sistema en lazo cerrado. El Código 7.23 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion para minimizar la funcion de coste J.
2      Q_c = diag([1, 1, 1, 1]);
3      R_c = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca, Riccati_LQR, Polos_LQR] = lqr(Aa, Ba, Q_c, R_c);
9
10     Kc = Kca(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki = -Kca(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc:');
17     disp(Kc);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki:');
21     disp(Ki);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
25     disp(Polos_LQR);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada.
30     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
31     disp(Riccati_LQR);
32

```

33 | `format`

Código 7.23: Prueba 1: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.23 son:

- Acción proporcional  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -9,944180872424944e - 01 & -8,338303717603896e - 15 \\ 9,273350164341497e - 15 & -9,944180872424926e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.7.3.1)$$

- Acción integral  $K_i$ :

$$\begin{bmatrix} -9,995225981144032e - 01 & 3,089621107394598e - 02 \\ -3,089621107384190e - 02 & -9,995225981143642e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.7.3.2)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 8,1542e - 05 & 1,5844e - 19 & -8,1961e - 05 & 2,5335e - 06 \\ 1,5844e - 19 & 8,1542e - 05 & -2,5335e - 06 & -8,1961e - 05 \\ -8,1961e - 05 & -2,5335e - 06 & 1,0006e + 00 & -1,9876e - 14 \\ 2,5335e - 06 & -8,1961e - 05 & -1,9876e - 14 & 1,0006e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.3.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -9,995064001465528e - 01 + 2,529946744079380e - 06i \\ -9,995064001465528e - 01 - 2,529946744079380e - 06i \\ -1,219531863070346e + 04 + 3,770000025299764e + 02i \\ -1,219531863070346e + 04 - 3,770000025299764e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.7.3.4)$$

El primer par de polos del sistema en lazo cerrado [31], [40], [20], [19], cercanos a -1, indica una dinámica relativamente lenta hacia el estado estable en comparación con el segundo par de polos, que tiene una parte real negativa con una magnitud mucho mayor. Esta diferencia implica que mientras algunos modos del sistema se estabilizan de manera muy rápida [31], [40], [20], [19] (debido a los polos con gran magnitud

negativa), otros modos lo hacen más lentamente, lo que puede causar una respuesta no satisfactoria, como tiempos de establecimiento prolongados o un comportamiento transitorio que no acompaña adecuadamente la rápida dinámica de los otros modos.

Finalmente, el Código 7.24 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros del diseño del filtro al set-point y las perturbaciones internas de la representación en el espacio de estados del sistema linela.

```

1 % Diseño del filtro al set-point.
2 te = 1e-3; % Tiempo estacionario.
3 tau = te; % Constante de tiempo del filtro en segundos.

```

Código 7.24: Control óptimo LQR con acción integral. Filtro al set-point.

#### 7.7.4. Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control LQR con acción integral.

A continuación, la Figura 7.7.4.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estado con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones, diseñado mediante el método de control lineal óptimo cuadrático (LQR).

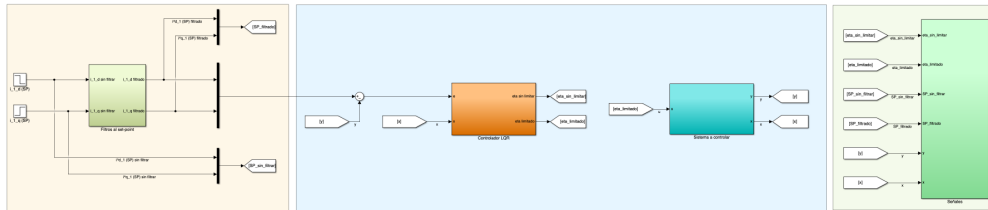


Figura 7.7.4.1: Control óptimo LQR con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

En comparación con la Figura 7.6.5.1, en el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7.7.4.1 se diseña el controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up.

- Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up:** Se utiliza el bloque "Gain" para la ganancia proporcional e integral del controlador y para la ganancia del controlador anti wind-up, definida igual que la ganancia integral. El bloque "Saturation" limita el rango de operación del controlador.

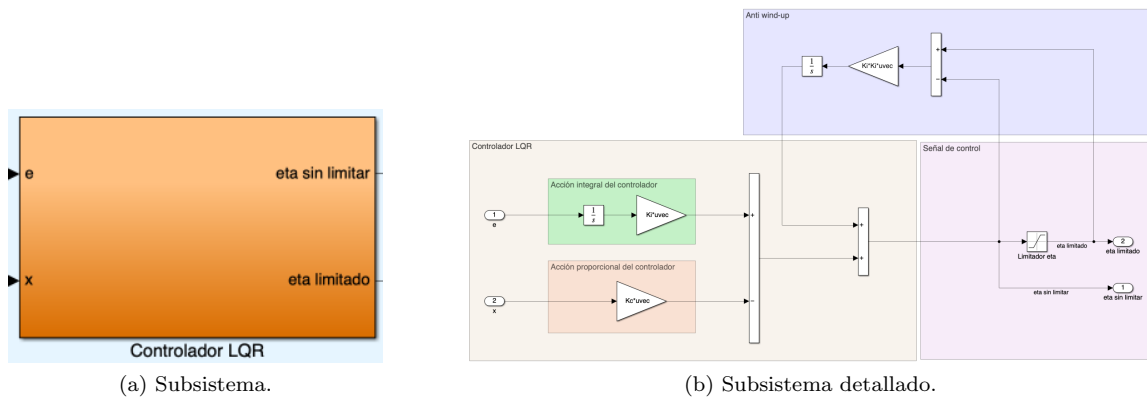


Figura 7.7.4.2: Control óptimo **LQR** con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro:** La Figura 7.6.5.8 muestra una reducción en el tiempo de establecimiento en comparación con la Figura 7.6.5.2. Además, se han variado las referencias establecidas en la Sección 7.6 del Capítulo 7 para analizar otros modos de operación.

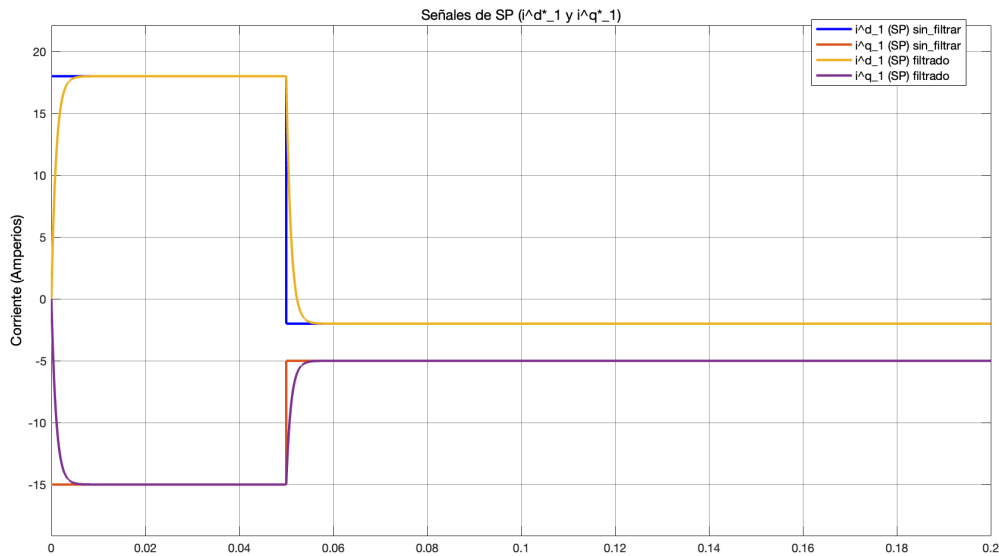


Figura 7.7.4.3: Prueba 1: Control óptimo **LQR** con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro.

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** En la Figura 7.7.4.4, se observa que las señales de salida del controlador presentan una magnitud muy pequeña y varían de manera muy lenta, lo cual indica una respuesta lenta del sistema en lazo cerrado.

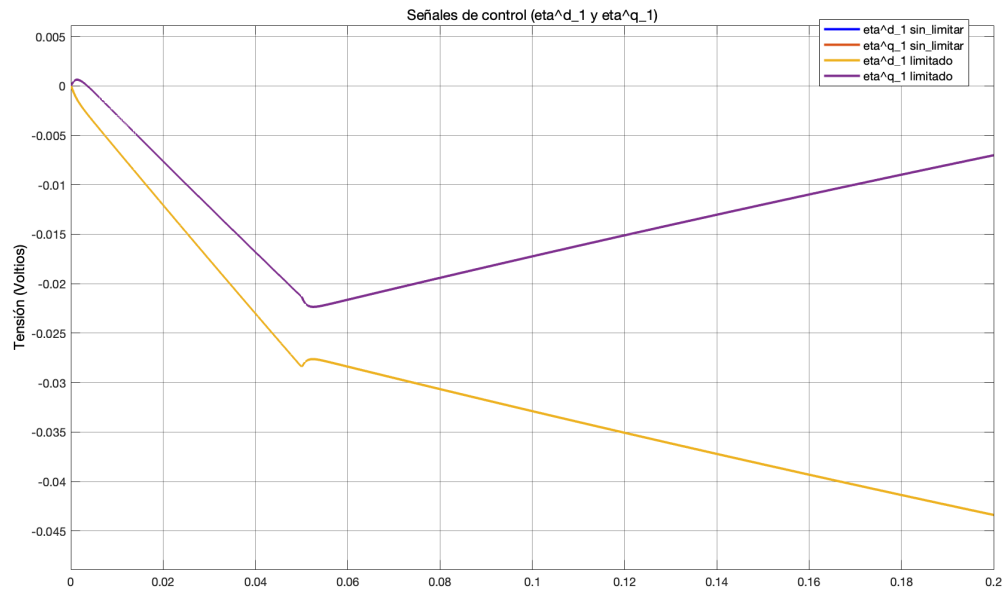


Figura 7.7.4.4: Prueba 1: Control óptimo **LQR** con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):

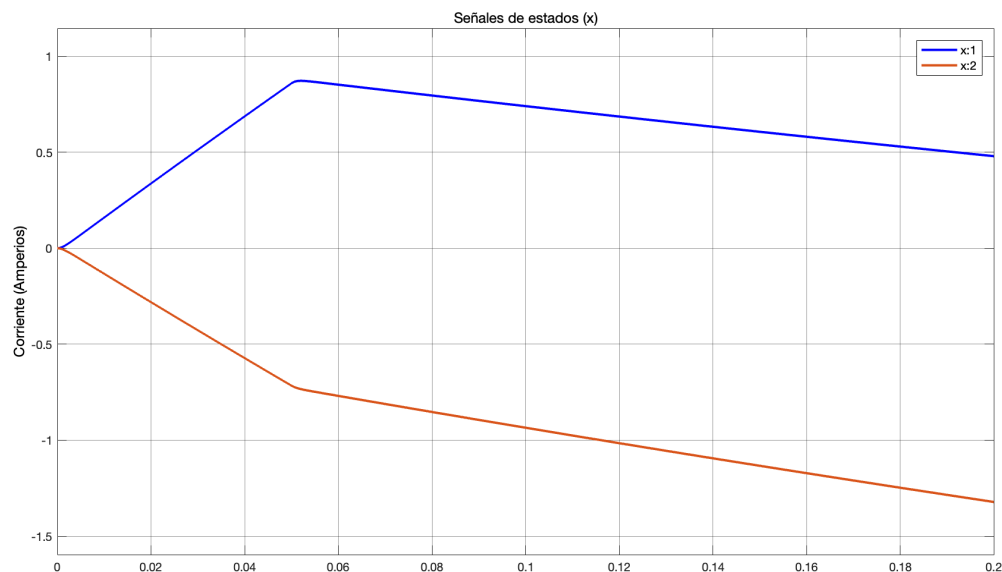


Figura 7.7.4.5: Prueba 1: Control óptimo **LQR** con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**): La Figura 7.7.4.6 muestra cómo las señales de salida no alcanzan las referencias establecidas.

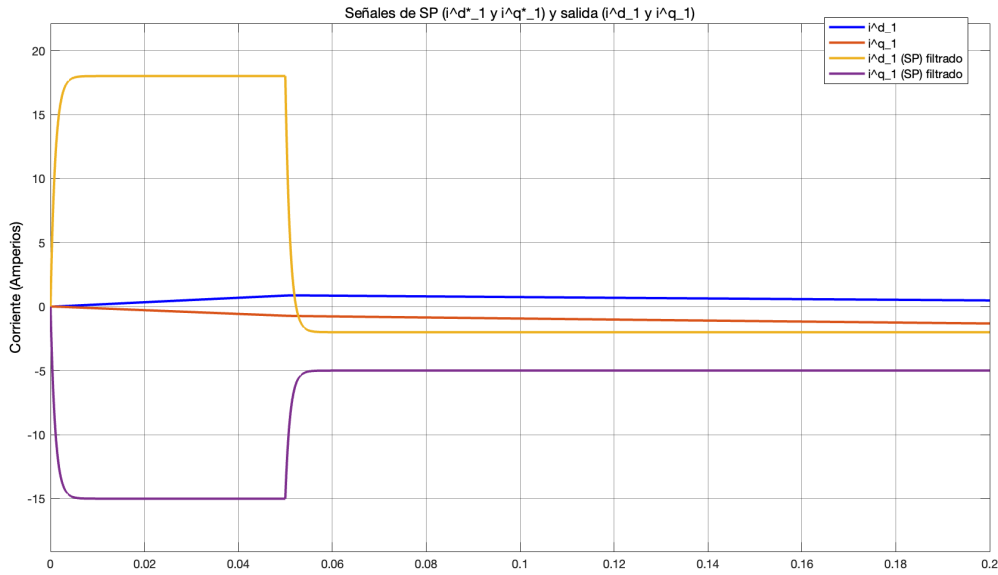


Figura 7.7.4.6: Prueba 1: Control óptimo IQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Al observar las Figuras 7.7.4.5 y 7.7.4.6, se concluye que la respuesta del sistema en lazo cerrado es excesivamente lenta, como lo indican sus polos (ver Ecuación 7.7.34). En la Figura 7.7.4.5 se observa que los estados intentan alcanzar las referencias establecidas, pero debido a la lentitud del sistema, cuando ocurre el cambio de set-point, los estados comienzan a dirigirse hacia la nueva referencia sin haber alcanzado la anterior. Esto sugiere la necesidad de un rediseño del controlador para obtener una respuesta más satisfactoria en lazo cerrado.

Para aumentar la rapidez del sistema, se modifican las matrices de ponderación. Como se explicó en el Apartado 7.6.2 de la Sección 7.6 del Capítulo 7, al disminuir  $R_c$ , se reduce el costo asociado al esfuerzo de control, lo que permite al controlador aplicar señales de control de mayor magnitud para corregir los estados del sistema más rápidamente. Sin embargo, esta no es la mejor solución, ya que las señales de control están limitadas, y este enfoque podría llevar a la saturación del controlador.

Por otro lado, en el mismo apartado se menciona que al incrementar  $Q_c$ , que penaliza los estados del sistema, se enfatiza la importancia de ciertos estados. En este caso, se sugiere que es más conveniente aumentar la penalización de los estados asociados a la acción integral, ya que, tras su implementación, la respuesta del sistema en lazo cerrado se ha vuelto excesivamente lenta.

El Código 7.25 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se incrementa la matriz de ponderación  $Q_c$  y se realiza nuevamente el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion para minimizar la funcion de coste J.
2      Q_c = diag([1, 1, 1e5, 1e5]);
3      R_c = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca, Riccati_LQR, Polos_LQR] = lqr(Aa, Ba, Q_c, R_c);
9
10     Kc = Kca(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki = -Kca(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc:');
17     disp(Kc);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki:');
21     disp(Ki);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
25     disp(Polos_LQR);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada.
30     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
31     disp(Riccati_LQR);
32
33     format

```

Código 7.25: Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.25 son:

- Acción proporcional  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -1,019927172742245e + 00 & -1,958502804377815e - 15 \\ 1,667557151391330e - 14 & -1,019927172742257e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.1)$$

- Acción integral  $K_i$ :

$$\begin{bmatrix} -3,160842096361832e + 02 & 9,527456043979853e + 00 \\ -9,527456043975329e + 00 & -3,160842096361862e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.2)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 8,3634e - 05 & 7,2413e - 19 & -2,5919e - 02 & 7,8125e - 04 \\ 7,2413e - 19 & 8,3634e - 05 & -7,8125e - 04 & -2,5919e - 02 \\ -2,5919e - 02 & -7,8125e - 04 & 3,2447e + 02 & 1,2824e - 14 \\ 7,8125e - 04 & -2,5919e - 02 & 1,2824e - 14 & 3,2447e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -3,161773449636118e + 02 + 2,535038375952106e - 01i \\ -3,161773449636118e + 02 - 2,535038375952106e - 01i \\ -1,219122720067348e + 04 + 3,772535038376023e + 02i \\ -1,219122720067348e + 04 - 3,772535038376023e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.7.4.4)$$

Tras enfatizar los estados asociados a la acción integral en la matriz de ponderación  $Q_c$ , el primer par de polos del lazo cerrado se ha vuelto significativamente más negativo, lo que indica una mejora notable en la rapidez de la dinámica de estos modos. Anteriormente, el sistema mostraba una respuesta excesivamente lenta debido a la proximidad de estos polos al origen (ver Figura 7(7.4)6). Por otra parte, el segundo par de polos continúa reflejando una dinámica rápida. Esta modificación reduce la disparidad en la velocidad de estabilización entre los modos, lo que debería mejorar la coherencia de la respuesta del sistema y reducir los tiempos de establecimiento [31], [40], [20], [19].

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7(7.4)1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7(7.4)7, en comparación con la Figura 7(7.4)4, muestra señales de salida del controlador de mayor magnitud, lo que indica un mayor esfuerzo de control en el sistema en lazo cerrado.

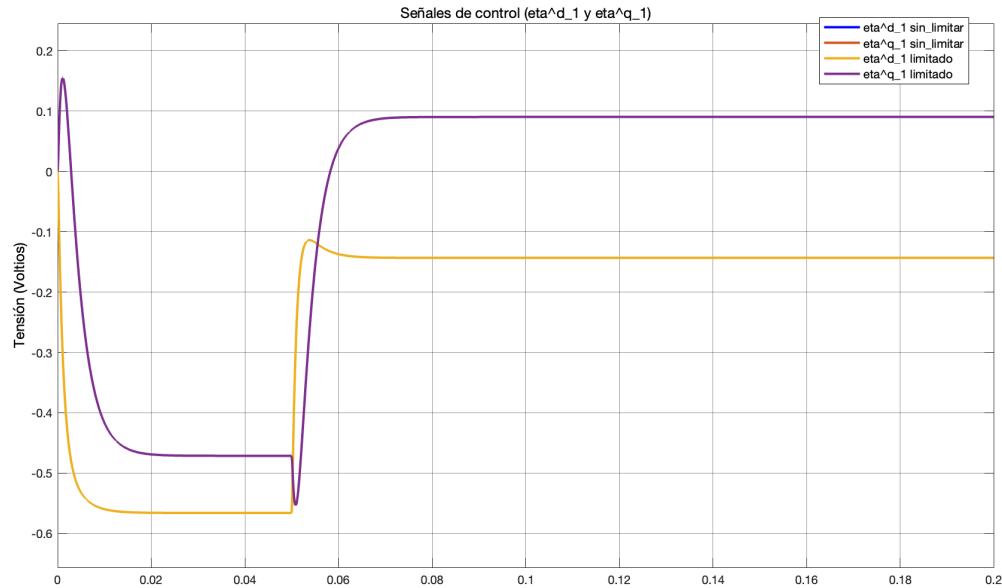


Figura 7.7.4.7: Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):

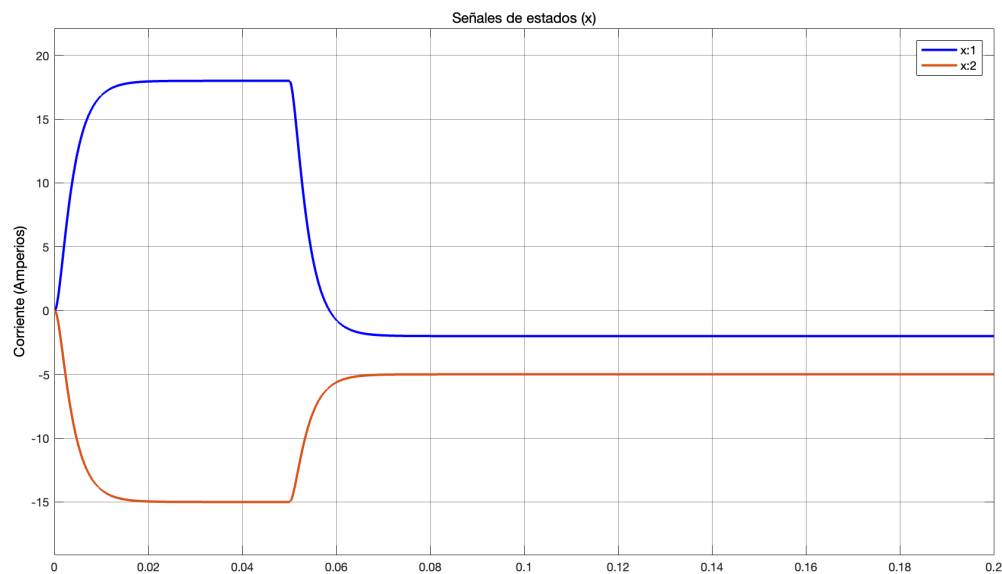


Figura 7.7.4.8: Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV): La Figura 7.7.4.9 muestra cómo las señales de salida alcanzan las referencias establecidas.

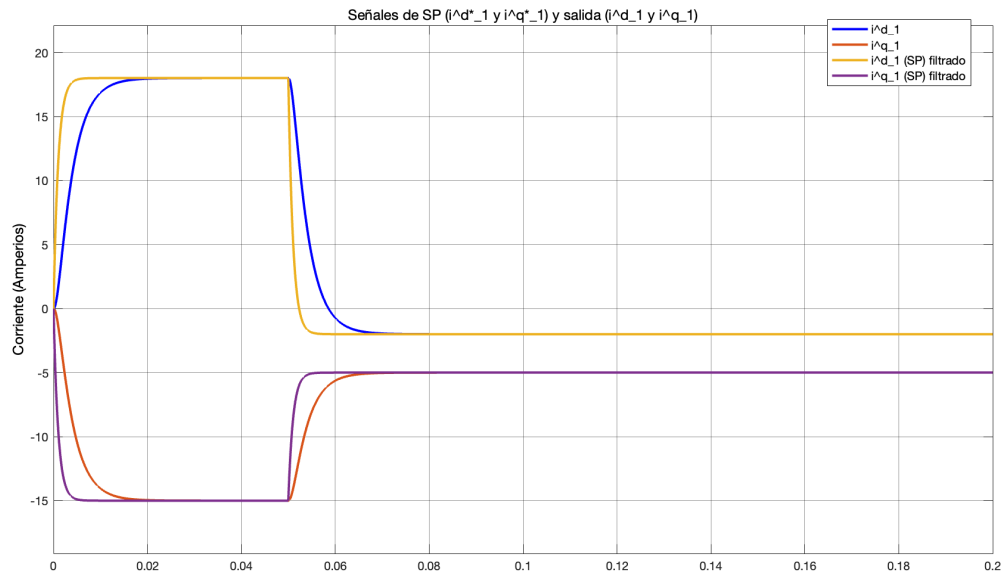


Figura 7.7.4.9: Prueba 2: Control óptimo LQR con acción integral. Rediseño del controlador. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Las Figuras 7.7.4.8 y 7.7.4.9, a diferencia de las Figuras 7.7.4.5 y 7.7.4.6, muestran resultados significativamente más satisfactorios. Las respuestas del sistema alcanzan las referencias establecidas sin error estacionario ni sobreoscilación. Sin embargo, debido a la rapidez de la dinámica del sistema, se procede a realizar un ajuste fino del diseño del controlador, es decir, se hacen pequeñas modificaciones o ajustes precisos en los parámetros del controlador para optimizar su rendimiento.

El Código 7.26 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se incrementa nuevamente la matriz de ponderación  $Q_c$  y se realiza nuevamente el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion para minimizar la funcion de coste J.
2      Q_c = diag([1, 1, 1e7, 1e7]);
3      R_c = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca, Riccati_LQR, Polos_LQR] = lqr(Aa, Ba, Q_c, R_c);
9
10     Kc = Kca(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki = -Kca(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc:');
17     disp(Kc);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki:');
21     disp(Ki);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
25     disp(Polos_LQR);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada.
30     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
31     disp(Riccati_LQR);
32
33     format

```

Código 7.26: Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.26 son:

- Acción proporcional  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -1,226587291547047e + 00 & 2,525757381022231e - 15 \\ -1,935951399190117e - 15 & -1,226587291547046e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.5)$$

- Acción integral  $K_i$ :

$$\begin{bmatrix} -3,161283020833497e + 03 & 7,930739051213857e + 01 \\ -7,930739051214117e + 01 & -3,161283020833493e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.6)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 1,0058e-04 & -5,0928e-20 & -2,5923e-01 & 6,5032e-03 \\ -5,0928e-20 & 1,0058e-04 & -6,5032e-03 & -2,5923e-01 \\ -2,5923e-01 & -6,5032e-03 & 3,8980e+03 & -2,6886e-13 \\ 6,5032e-03 & -2,5923e-01 & -2,6886e-13 & 3,8980e+03 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.7)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -3,280816739856112e+03 + 3,185732211070319e+01i \\ -3,280816739856112e+03 - 3,185732211070319e+01i \\ -1,174683315705908e+04 + 4,088573221106768e+02i \\ -1,174683315705908e+04 - 4,088573221106768e+02i \end{bmatrix} \quad (7.7.4.8)$$

Nuevamente, el primer par de polos del lazo cerrado se ha vuelto más negativo, lo que indica un incremento en la rapidez de la dinámica de estos modos.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.7.4.10, en comparación con la Figura 7.7.4.7, muestra una excesiva sobreoscilación en los cambios de referencia. Esto se debe al esfuerzo de control excesivo en el sistema en lazo cerrado.

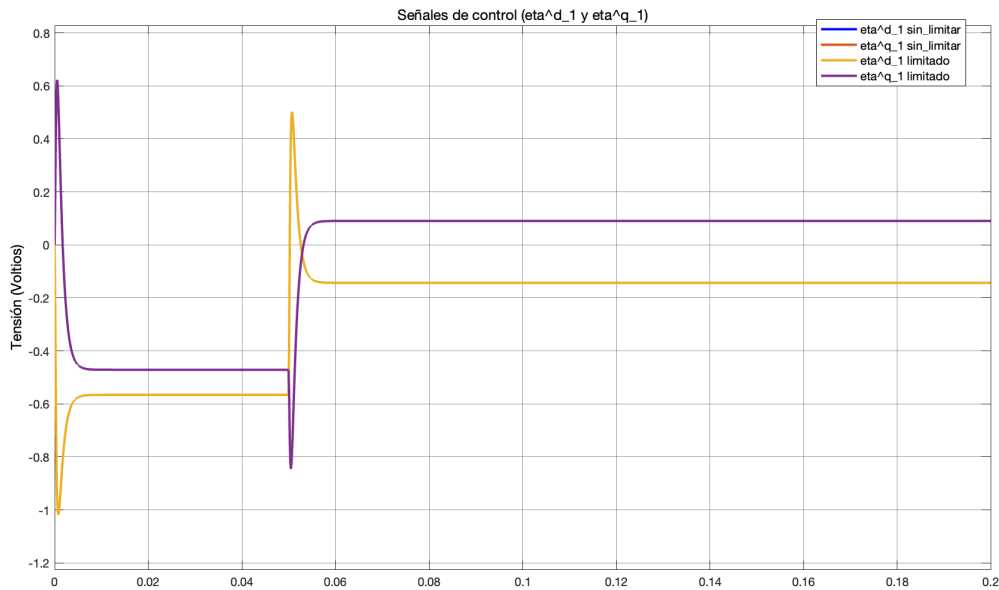


Figura 7.7.4.10: Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):

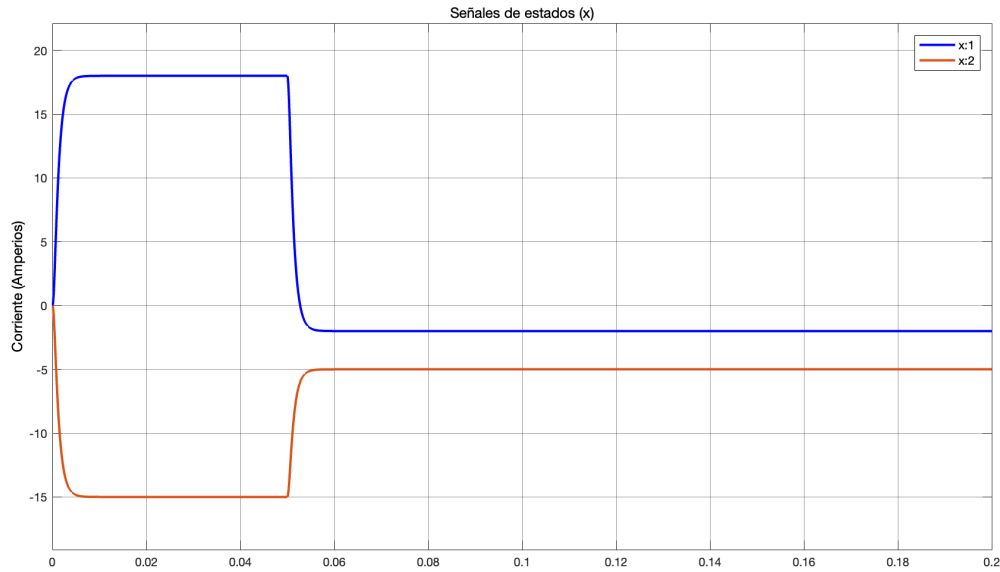


Figura 7.7.4.11: Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

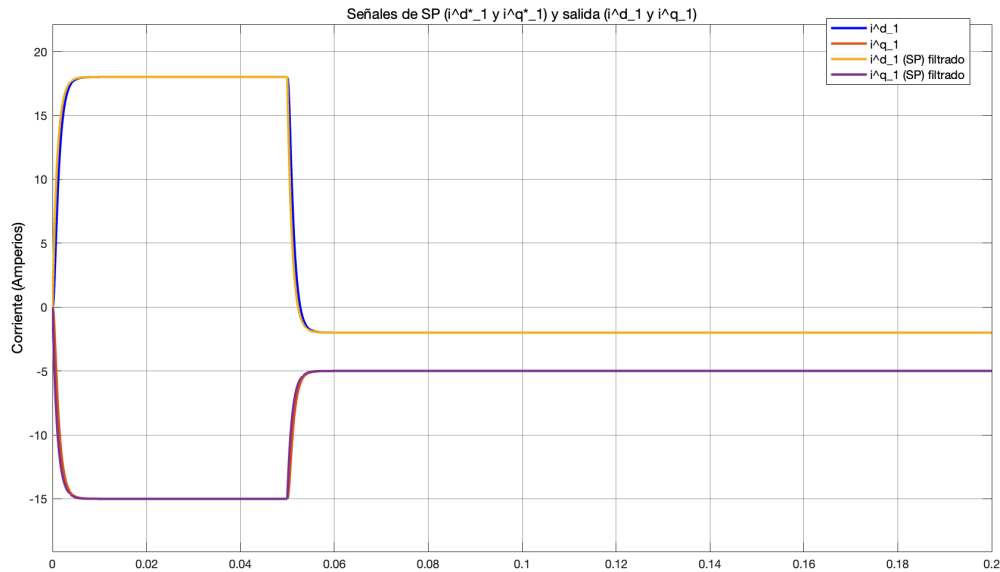


Figura 7.7.4.12: Prueba 3: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [1]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Las Figuras 7.7.4.11 y 7.7.4.12, a diferencia de las Figuras 7.7.4.8 y 7.7.4.9, muestran respuestas mucho más rápidas y prácticamente idénticas a las referencias, sin error en estado estacionario ni retrasos, siendo las respuestas similares a las de un sistema sobreamortiguado, es decir, sin sobreoscilación. Sin embargo,

la Figura 7.7.4.10 muestra una sobreoscilación excesiva en las señales de control durante los cambios de referencia, debido a los grandes esfuerzos de control que realiza el sistema. Por ello, se continúa con el ajuste fino del sistema.

El Código 7.27 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se reduce la matriz de ponderación  $Q_c$  y se realiza nuevamente el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion para minimizar la funcion de coste J.
2      Q_c = diag([1, 1, 1e6, 1e6]);
3      R_c = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca, Riccati_LQR, Polos_LQR] = lqr(Aa, Ba, Q_c, R_c);
9
10     Kc = Kca(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki = -Kca(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc:');
17     disp(Kc);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki:');
21     disp(Ki);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
25     disp(Polos_LQR);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada.
30     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
31     disp(Riccati_LQR);
32
33     format

```

Código 7.27: Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.27 son:

- Acción proporcional  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -1,073192085834522e + 00 & 1,752070710736575e - 15 \\ -2,003605614753212e - 15 & -1,073192085834529e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.9)$$

- Acción integral  $K_i$ :

$$\begin{bmatrix} -9,995897267862068e + 02 & 2,864224333876322e + 01 \\ -2,864224333876394e + 01 & -9,995897267862061e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.10)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 8,8002e - 05 & -4,0221e - 20 & -8,1966e - 02 & 2,3487e - 03 \\ -4,0221e - 20 & 8,8002e - 05 & -2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 \\ -8,1966e - 02 & -2,3487e - 03 & 1,0793e + 03 & 3,4896e - 13 \\ 2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 & 3,4896e - 13 & 1,0793e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.7.4.11)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -1,002883418361298e + 03 + 2,581908036419050e + 00i \\ -1,002883418361298e + 03 - 2,581908036419050e + 00i \\ -1,215409323815730e + 04 + 3,795819080364544e + 02i \\ -1,215409323815730e + 04 - 3,795819080364544e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.7.4.12)$$

En esta ocasión, la magnitud del primer par de polos del lazo cerrado se ha reducido, lo que indica una reducción en la rapidez de la dinámica de estos modos.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.7.4.13, en comparación con la Figura 7.7.4.10, muestra una reducción de la sobreoscilación en los cambios de referencia.

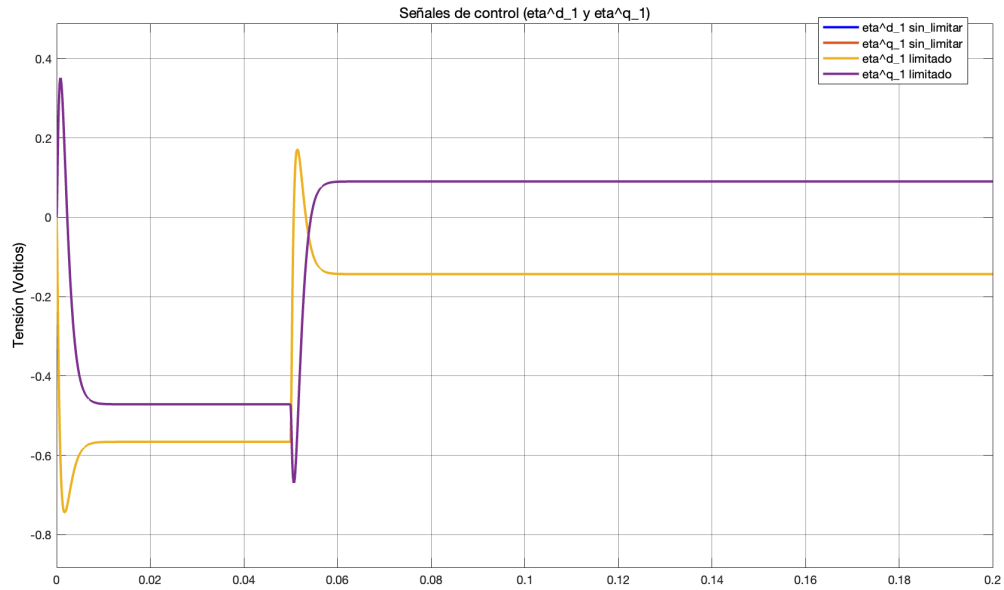


Figura 7.7.4.13: Prueba 4: Control óptimo **LQR** con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):

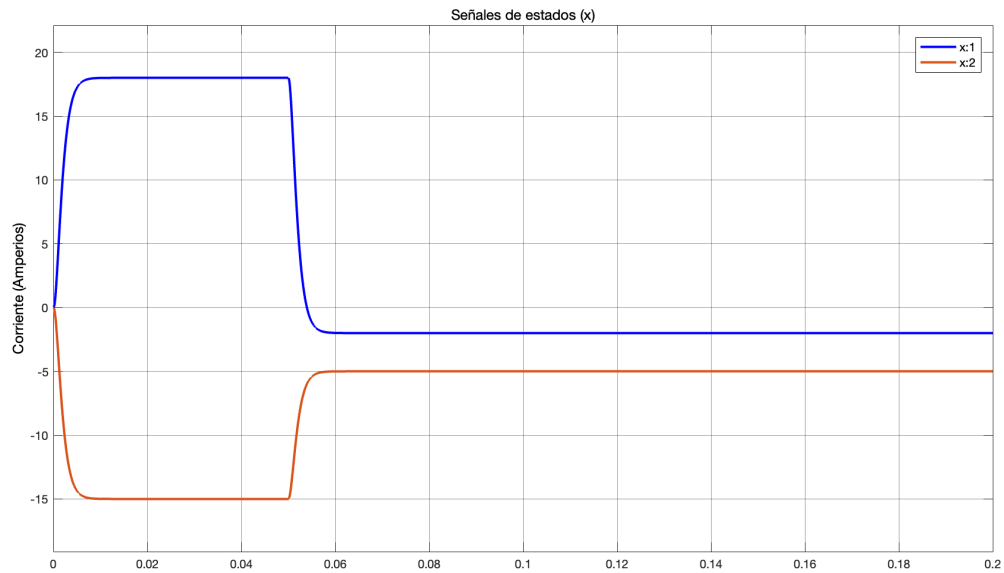


Figura 7.7.4.14: Prueba 4: Control óptimo **LQR** con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

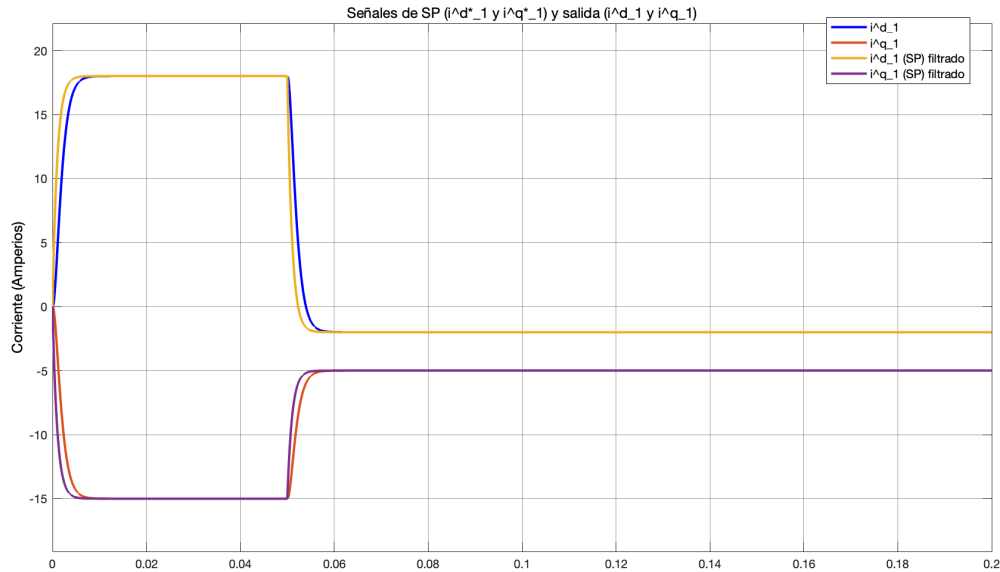


Figura 7.7.4.15: Prueba 4: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino [2]. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Las Figuras 7.7.4.14 y 7.7.4.15, en comparación con las Figuras 7.7.4.11 y 7.7.4.12, muestran respuestas ligeramente más lentas. No obstante, no presentan error en estado estacionario ni retrasos, y las respuestas son similares a las de un sistema sobreamortiguado, es decir, sin sobreoscilación. Por otro lado, la Figura 7.7.4.13, en comparación con la Figura 7.7.4.10, muestra una sobreoscilación suficientemente menor en las señales de control durante los cambios de referencia como para considerarse aceptable. No obstante, si fuera necesario en el futuro, se podría realizar un ajuste fino del sistema de control para reducir aún más esta sobreoscilación sin comprometer significativamente la rapidez de respuesta del sistema.

#### 7.7.4.1 Análisis de robustez

Para evaluar la robustez del sistema, al igual que en el Apartado 7.6.5 de la Sección 7.6 del Capítulo 7, se somete a las perturbaciones internas que influyen en su dinámica. La matriz E de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuación 7.6.3.8) se han considerado perturbaciones internas del sistema para el diseño del controlador. Estas perturbaciones son provocadas por la influencia de la tensiones del generador ( $v_1^d$  y  $v_1^q$ ) en la parte de AC en el sistema de referencia  $dq$  tras aplicar las transformadas de Clarke y Park (ver las Secciones 4.4 y 4.5 del Capítulo 4). Al aplicar estas transformaciones, los valores de  $v_1^d$  y  $v_1^q$  se consideran constantes, ya que el sistema de referencia  $dq$  es rotatorio ortogonal e independiente del ángulo de fase y en este trabajo no se modifica la amplitud ni en el generador ni en la carga.

El Código 7.28 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las perturbaciones internas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7.6.3.8 y 7.6.3.9).

```

1      % Perturbacion interna.
2      % Matriz E
3      E = [1/L_1,  0;
4           0, 1/L_1];
5
6      % Parametros constantes
7      v_d_1 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
8      v_q_1 = 0;          % V_pico = V_rms * sqrt(2).

```

Código 7.28: Control óptimo LQR con acción integral. Perturbaciones internas.

Al igual que en el Apartado 7.6.5 de la Sección 7.6 del Capítulo 7, la Figura 7.6.5.1.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink de la planta a controlar, representada en el espacio de estados. En este diagrama se incluye la matriz E, ya que se tiene en cuenta el efecto de las perturbaciones.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.7.4.1.1, en comparación con la Figura 7.7.4.1.3, muestra un incremento en la magnitud de las señales de salida del controlador.

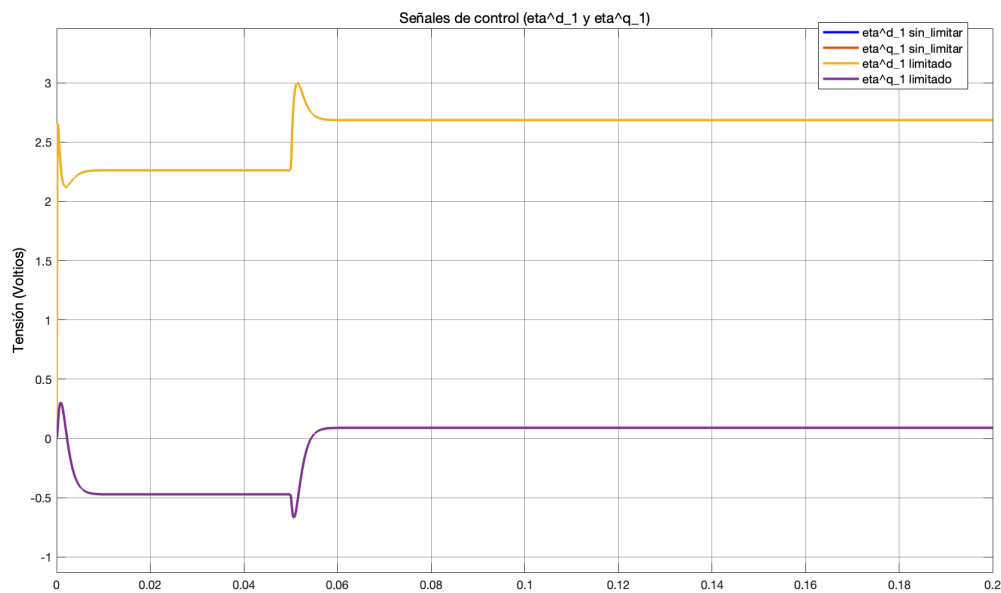


Figura 7.7.4.1.1: Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- **Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):**

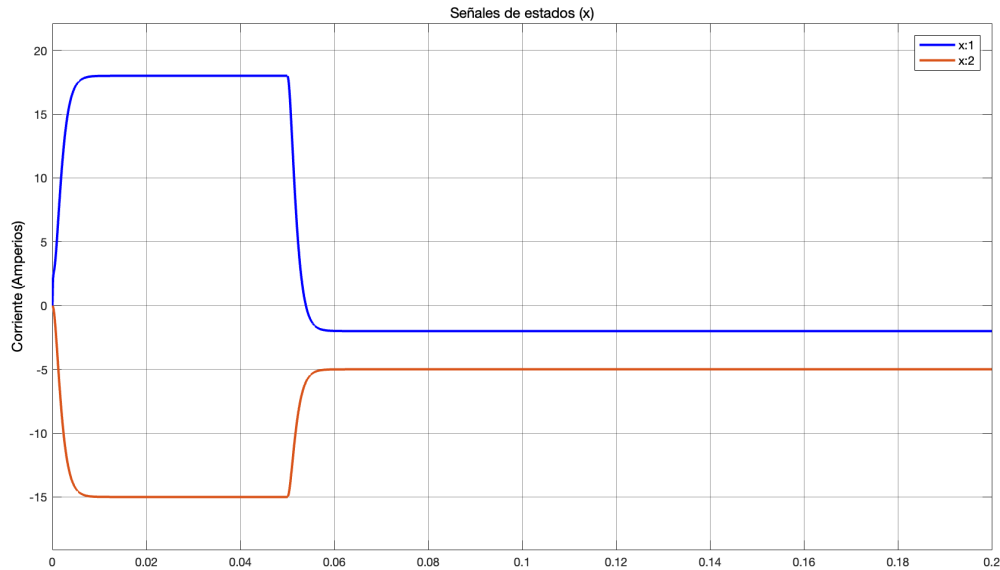


Figura 7.7.4.1.2: Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

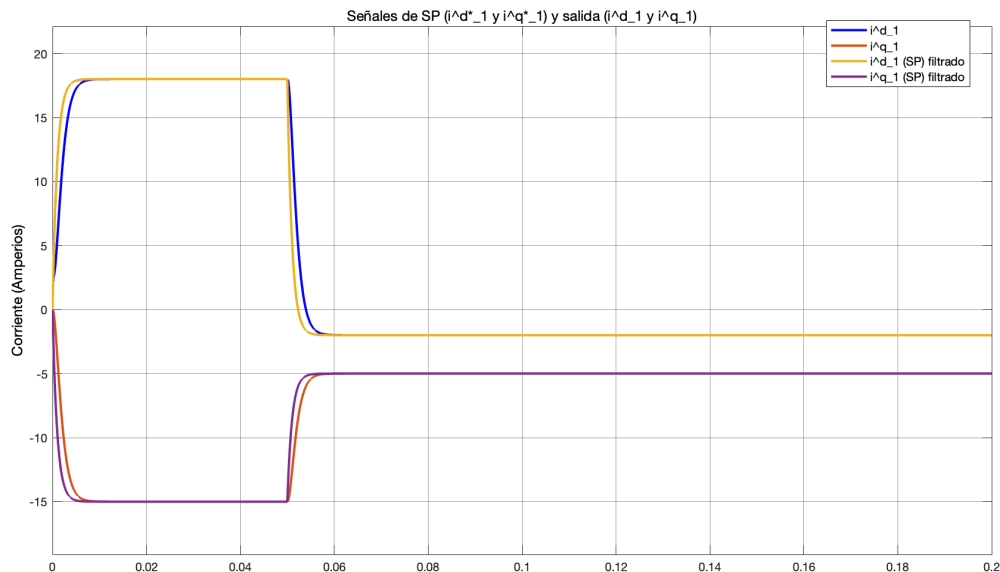


Figura 7.7.4.1.3: Prueba 5: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Las Figuras 7.7.4.1.2 y 7.7.4.1.3 no muestran diferencias respecto a las Figuras 7.7.4.1.4 y 7.7.4.1.5, lo que indica que el sistema de control diseñado regula el sistema de manera que las perturbaciones internas no afectan a las respuestas. Este efecto se resalta en la Figura 7.7.4.1.1, ya que, en comparación con la Figura 7.7.4.1.3, se observa un aumento en la magnitud de las señales de control. Además, se aprecia que cuanto mayor es la magnitud de las señales de control, como en este caso en comparación con la Figura 7.7.4.1.3, menor es la sobreoscilación en los cambios de set-point. A pesar de que el sistema muestra una buena robu-

tez, se someterá a más pruebas para continuar evaluando el grado de robustez del sistema diseñado.

A continuación, con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.3.5.1.3), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

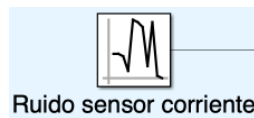


Figura 7.7.4.1.4: Control óptimo LQR con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.

La Figura 7.7.4.1.5 muestra el diagrama de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor.

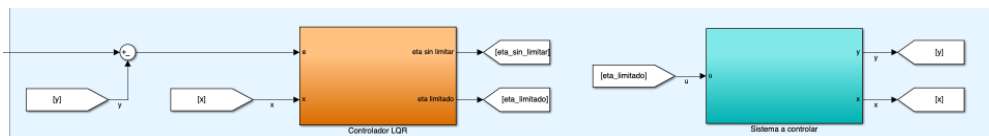


Figura 7.7.4.1.5: Control óptimo LQR con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

El Código 7.29 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensores corrientes.
3      D_R_i = 5e-3;           % Desviacion tipica ruido i.
4      V_R_i = D_R_i^2;       % Varianza ruido i.
    
```

Código 7.29: Control óptimo LQR con acción integral. Ruido en la medición de los sensores de corriente.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:

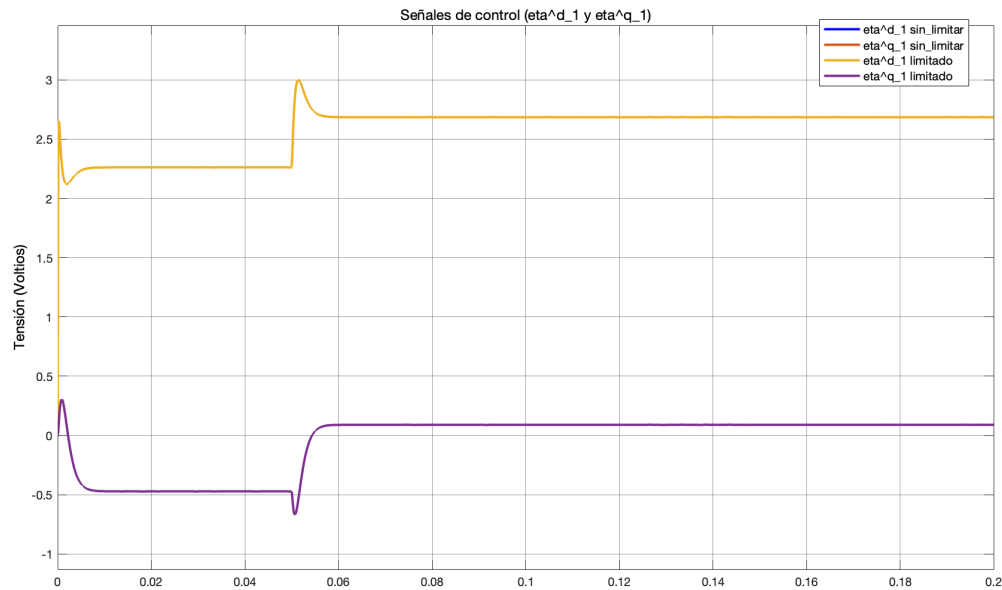


Figura 7.7.4.1.6: Prueba 6: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):

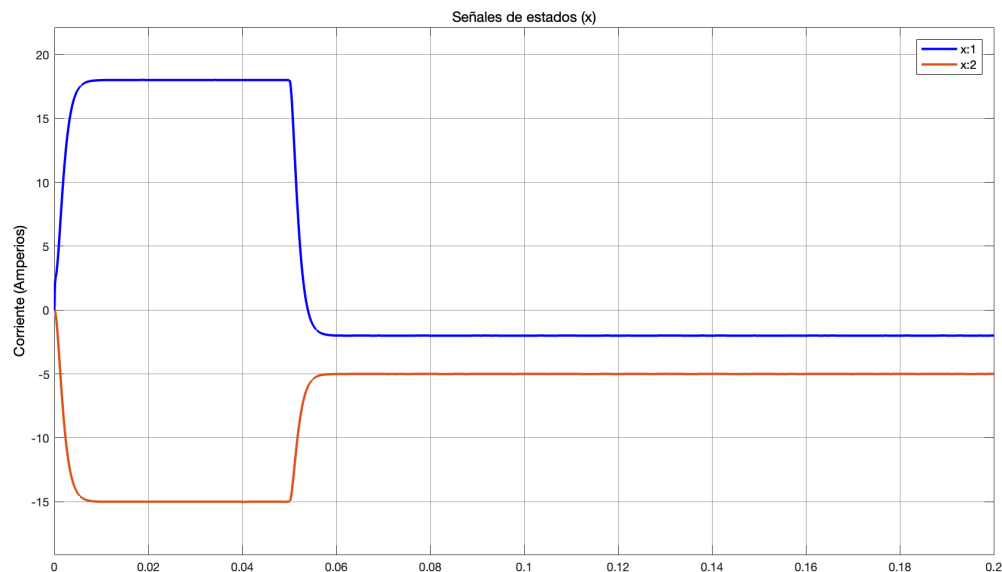


Figura 7.7.4.1.7: Prueba 6: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

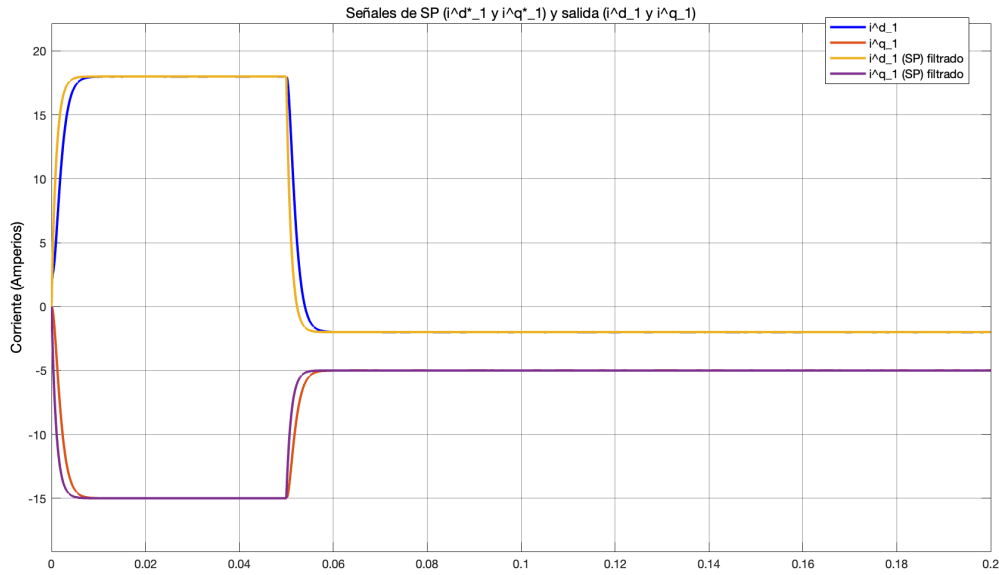


Figura 7.7.4.1.8: Prueba 6: Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Las Figuras 7.7.4.1.6, 7.7.4.1.7 y 7.7.4.1.8 muestran que el ruido introducido no provoca variaciones significativas en las respuestas del sistema ni en las señales de control.

Para concluir la evaluación de la robustez del sistema diseñado, se introducen desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas, así como una perturbación externa en diferentes instantes de tiempo, además del ruido en las mediciones de los sensores de corriente. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Step" para generar un pulso de determinada magnitud y signo en un momento específico.

La Figura 7.7.4.1.9 muestra el diagrama de bloques en Simulink, donde se detalla la implementación de las desviaciones y perturbaciones externas.

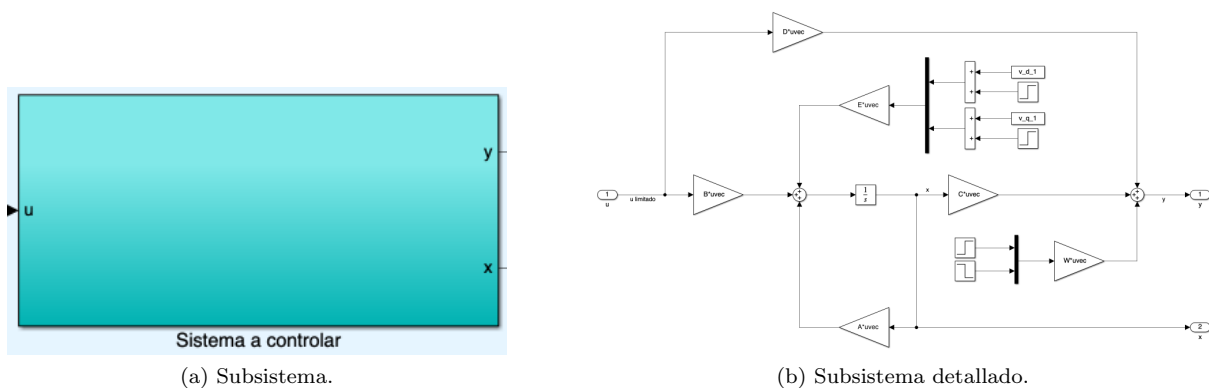


Figura 7.7.4.1.9: Control óptimo **LQR** con acción integral y con el efecto de las perturbaciones internas y externas. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado.

El Código 7.30 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las desviaciones, las perturbaciones externas y los instantes de tiempo.

```

1      % Perturbacion interna.
2      % Desviacion respecto al valor nominal.
3      I_Delta_v_1 = 0.1;      % Instante de la desviacion.
4      Delta_v_d_1 = 8;      % Porcentaje de desviacion.
5      Delta_v_q_1 = 1;      % Desviacion.
6
7      % Perturbacion externa.
8      % Matriz W
9      W = [1, 0;
10         0, 1];
11
12     % Parametros constantes
13     I_p_1 = 0.15;          % Instante tiempo perturbacion externa.
14     p_11 = 5;              % Magnitud perturbacion 11.
15     p_12 = -2;            % Magnitud perturbacion 12.

```

Código 7.30: Control óptimo LQR con acción integral. Desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas y perturbaciones externas.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- **Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.7.4.1.10 muestra que, cuanto mayor es la magnitud de las perturbaciones internas y externas, mayor es el esfuerzo de control necesario para regular las respuestas del sistema.

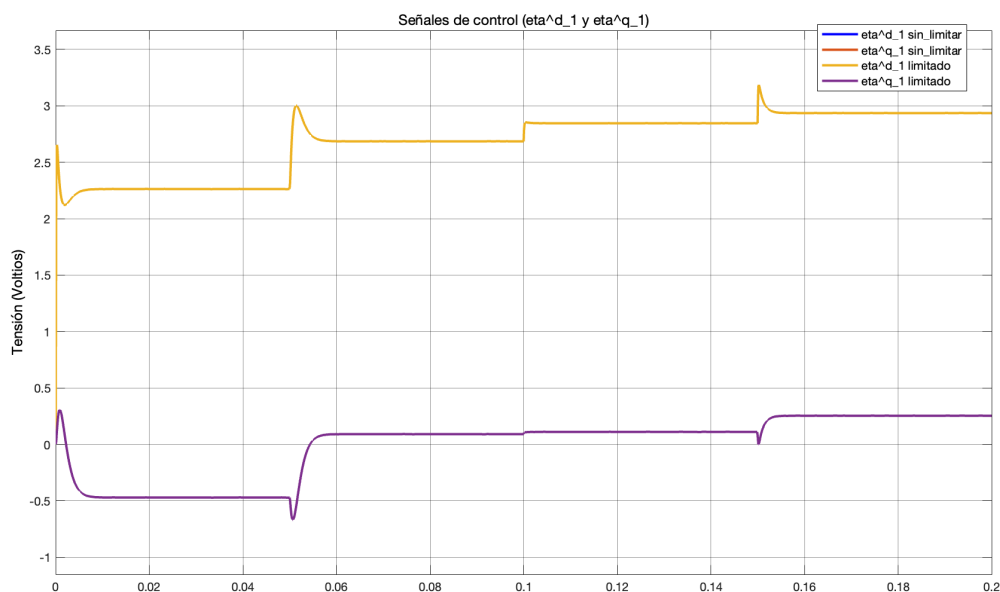


Figura 7.7.4.1.10: Prueba 7: Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control (u) antes y después del limitador.

- **Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):** En esta ocasión, la Figura 7.7.4.1.11 muestra cómo los estados varían en relación con las señales de salida cuando se introduce una perturbación externa en el sistema.

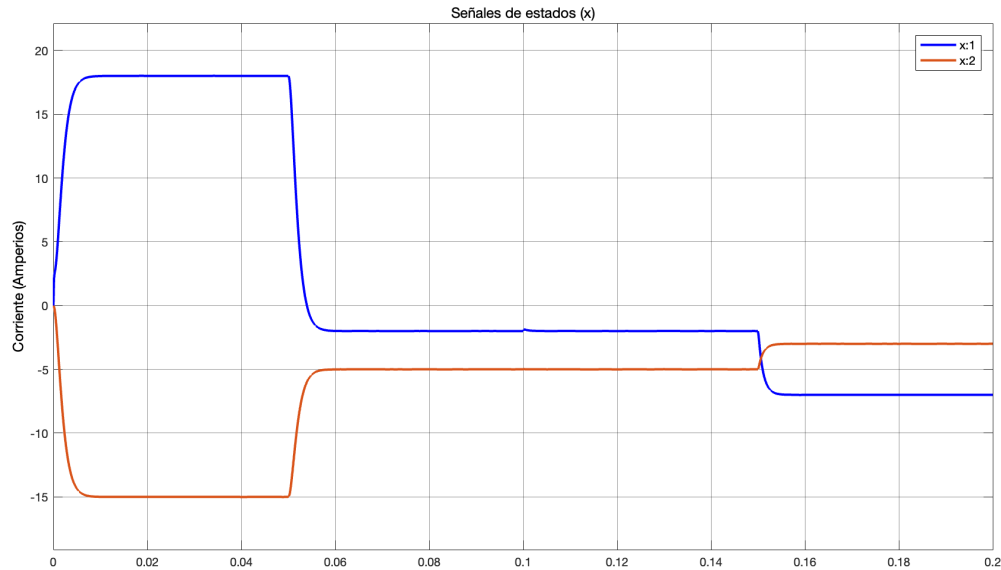


Figura 7.7.4.1.11: Prueba 7: Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

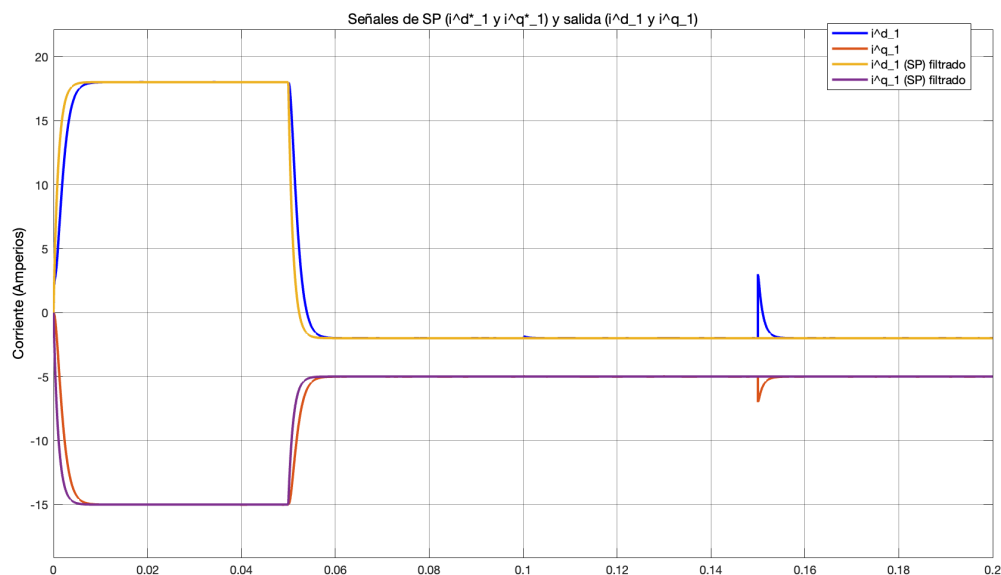


Figura 7.7.4.1.12: Prueba 7: Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

La Figura 7.7.4.1.12 muestra la robustez del sistema, ya que, a pesar de la influencia del ruido en las mediciones de corriente, las desviaciones en las perturbaciones internas (que influyen directamente en la dinámica del sistema) y las perturbaciones externas, el sistema responde de manera eficiente ante todas estas situaciones. En cuanto a las respuestas, el sistema se comporta como un sistema sobreamortiguado, sin

error en estado estacionario, sin retraso y con una rapidez óptima de respuesta. Además, se puede afirmar que pequeñas desviaciones en los valores nominales de las perturbaciones internas prácticamente no influyen en las respuestas del sistema. Por otra parte, también se puede concluir que el sistema es capaz de corregir rápidamente el efecto de perturbaciones externas sin generar irregularidades posteriores en las respuestas del sistema.

Por otro lado, la Figura 7.7.4.11 muestra el efecto de las perturbaciones externas sobre los estados del sistema. Se observa que, a pesar de los cambios en los estados, la respuesta global del sistema no se ve afectada.

Finalmente, la Figura 7.7.4.10 muestra el impacto de las desviaciones y perturbaciones externas sobre las señales de control. Se observa cómo el sistema se adapta a las desviaciones para continuar respondiendo correctamente a las referencias establecidas, además de corregir los efectos de las perturbaciones externas mediante señales de control de mayor magnitud.

En conclusión, se puede afirmar que el controlador por realimentación del vector de estado con acción integral, diseñado mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR), es robusto y eficiente. El sistema presenta una alta velocidad de respuesta, un factor clave debido a su dinámica, sin error en estado estacionario ni retrasos, y se comporta como un sistema sobreamortiguado, sin sobreoscilaciones. Además, tiene la capacidad de mantener el sistema estable y alcanzar las referencias establecidas, incluso ante el ruido en las mediciones de los sensores y las perturbaciones internas y externas.

### 7.7.5. Simulación del sistema de control sobre el modelo no lineal utilizando el método de control LQR con acción integral.

A pesar de que en el Apartado 7.7.4 de la Sección 7.7 del Capítulo 7 se haya verificado la robustez y el buen comportamiento del sistema de control diseñado mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR) con acción integral, dicho sistema fue aplicado a un modelo linealizado (ver Apartado 7.6.3 de la Sección 7.6 del Capítulo 7), el cual no refleja completamente el comportamiento del sistema real.

Por ello, en esta sección se utiliza el sistema de control diseñado en la Sección 7.7 del Capítulo 7 para regular el modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34). Para esto, se requieren dos sistemas de control, uno para el VSC<sub>1</sub> y otro para el VSC<sub>2</sub>.

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla 7.9.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega_1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L_1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R_1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t1}$ , m_t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v_d_1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$\omega_2$ , omega_2	377	Radianes/segundos
$L_2$ , L_2	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_2$ , R_2	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t2}$ , m_t2	5	Voltios
$v_2^d$ , v_d_2	$100\sqrt{2}$	Voltios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios

Tabla 7.9: Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

A continuación, se describe el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado, incluyendo la acción integral, mediante el método de control óptimo LQR para cada VSC. El Código 7.31 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.9) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Parametros constantes del VSC1.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;          % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;              % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      omega_1 = 377;         % Frecuencia (radianes/segundo).
6      v_d_1 = 100*sqrt(2);   % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
7                               % V_pico = V_rms * sqrt(2).
8
9      % Parametros constantes del VSC2.
10     L_2 = 5.3e-3;          % Inductancia (henrios).
11     R_2 = 330e-3;          % Resistencia (ohmios).
12     m_t2 = 5;              % Amplitud portadora triangular (voltios).
13     omega_2 = 377;         % Frecuencia (radianes/segundo).
14     v_d_2 = 100*sqrt(2);   % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
15                               % V_pico = V_rms * sqrt(2).
16
17     % Parametros constantes del sistema.
18     C_DC = 6.8e-3;         % Capacitancia condensador (Faradios).
    
```

Código 7.31: Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

En primer lugar, para controlar un sistema no lineal [34], [40], [45], es necesario definir una condición de operación, ya que muchos métodos de control, como el LQR, requieren obtener el modelo matemático linealizado en una vecindad de dicha condición. Esto permite aproximar el comportamiento del sistema a uno lineal dentro de un entorno limitado, facilitando el diseño y garantizando la estabilidad del controlador. Fuera de esa región, el comportamiento puede volverse impredecible o inestable, dado que la validez de la aproximación lineal se pierde. Se supone el punto de operación de la forma:

$$(i_1^d, i_1^q, i_2^d, i_2^q, \eta_1^d, \eta_1^q, \eta_2^d, \eta_2^q, V_{DC}) = (i_1^{d0}, i_1^{q0}, i_2^{d0}, i_2^{q0}, \eta_1^{d0}, \eta_1^{q0}, \eta_2^{d0}, \eta_2^{q0}, V_{DC0}) \quad (7.7.5.1)$$

Se definen las variables incrementales o de desviación con respecto a los valores nominales (de operación o de equilibrio) como:

$$\begin{aligned}
 \Delta i_1^d &= i_1^d - i_1^{d0} \\
 \Delta i_1^q &= i_1^q - i_1^{q0} \\
 \Delta i_2^d &= i_2^d - i_2^{d0} \\
 \Delta i_2^q &= i_2^q - i_2^{q0} \\
 \Delta \eta_1^d &= \eta_1^d - \eta_1^{d0} \\
 \Delta \eta_1^q &= \eta_1^q - \eta_1^{q0} \\
 \Delta \eta_2^d &= \eta_2^d - \eta_2^{d0} \\
 \Delta \eta_2^q &= \eta_2^q - \eta_2^{q0} \\
 \Delta V_{DC} &= V_{DC} - V_{DC0}
 \end{aligned} \quad (7.7.5.2)$$

Para obtener el modelo del sistema linealizado entorno a un punto de operación, se sustituye la Ecuación 7.7.5.2 en el modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

$$\frac{d(\Delta i_1^d + i_1^{d0})}{dt} = (\Delta i_1^q + i_1^{q0})\omega_1 + \frac{v_1^d}{L_1} - \frac{R_1}{L_1}(\Delta i_1^d + i_1^{d0}) - \frac{(\Delta \eta_1^d + \eta_1^{d0})(\Delta V_{DC} + V_{DC0})}{2m_{t1}L_1} \quad (7.7.5.3)$$

$$\frac{d(\Delta i_1^q + i_1^{q0})}{dt} = -(\Delta i_1^d + i_1^{d0})\omega_1 - \frac{R_1}{L_1}(\Delta i_1^q + i_1^{q0}) - \frac{(\Delta \eta_1^q + \eta_1^{q0})(\Delta V_{DC} + V_{DC0})}{2m_{t1}L_1} \quad (7.7.5.4)$$

$$\frac{d(\Delta i_2^d + i_2^{d0})}{dt} = (\Delta i_2^q + \eta_2^{q0})\omega_2 + \frac{v_2^d}{L_2} - \frac{R_2}{L_2}(\Delta i_2^d + i_2^{d0}) - \frac{(\Delta \eta_2^d + \eta_2^{d0})(\Delta V_{DC} + V_{DC0})}{2m_{t2}L_2} \quad (7.7.5.5)$$

$$\frac{d(\Delta i_2^q + i_2^{q0})}{dt} = -(\Delta i_2^d + i_2^{d0})\omega_2 - \frac{R_2}{L_2}(\Delta i_2^q + i_2^{q0}) - \frac{(\Delta \eta_2^q + \eta_2^{q0})(\Delta V_{DC} + V_{DC0})}{2m_{t2}L_2} \quad (7.7.5.6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta V_{DC} + V_{DC0})}{dt} = \frac{3}{4C} & \left( \frac{(\Delta i_1^d + i_1^{d0})(\Delta \eta_1^d + \eta_1^{d0}) + (\Delta i_1^q + i_1^{q0})(\Delta \eta_1^q + \eta_1^{q0})}{m_{t1}} + \right. \\ & \left. + \frac{(\Delta i_2^d + i_2^{d0})(\Delta \eta_2^d + \eta_2^{d0}) + (\Delta i_2^q + i_2^{q0})(\Delta \eta_2^q + \eta_2^{q0})}{m_{t2}} \right) \end{aligned} \quad (7.7.5.7)$$

Para calcular la condición de operación del sistema no lineal, se debe encontrar un punto de equilibrio, es decir, un estado en el que las variables del modelo no varíen con el tiempo. Con este objetivo, se plantean las Ecuaciones 7.7.5.3, 7.7.5.4, 7.7.5.5, 7.7.5.6 y 7.7.5.7 bajo la condición de que las derivadas temporales de las variables del sistema sean iguales a cero y no existen desviaciones respecto a los valores nominales.

$$0 = i_1^{q0}\omega_1 + \frac{v_1^d}{L_1} - \frac{R_1}{L_1}i_1^{d0} - \frac{\eta_1^{d0}V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \quad (7.7.5.8)$$

$$0 = -i_1^{d0}\omega_1 - \frac{R_1}{L_1}i_1^{q0} - \frac{\eta_1^{q0}V_{DC0}}{2m_{t1}L_1} \quad (7.7.5.9)$$

$$0 = i_2^{q0}\omega_2 + \frac{v_2^d}{L_2} - \frac{R_2}{L_2}i_2^{d0} - \frac{\eta_2^{d0}V_{DC0}}{2m_{t2}L_2} \quad (7.7.5.10)$$

$$0 = -i_2^{d0}\omega_2 - \frac{R_2}{L_2}i_2^{q0} - \frac{\eta_2^{q0}V_{DC0}}{2m_{t2}L_2} \quad (7.7.5.11)$$

$$0 = \frac{3}{4C} \left( \frac{i_1^{d0}\eta_1^{d0} + i_1^{q0}\eta_1^{q0}}{m_{t1}} + \frac{i_2^{d0}\eta_2^{d0} + i_2^{q0}\eta_2^{q0}}{m_{t2}} \right) \quad (7.7.5.12)$$

Dado que se tienen menos ecuaciones que variables, es necesario definir parte de la condición de operación de manera algo arbitraria, en función del conocimiento disponible sobre la dinámica real del sistema. Por un lado, sabiendo que para el correcto funcionamiento del sistema es necesario mantener constante la tensión en el enlace de DC ( $V_{DC}$ ), se establece como primera condición de operación la tensión utilizada en el diseño y desarrollo de los controladores:

$$V_{DC0} = 500 \quad (7.7.5.13)$$

Por otro lado, en un sistema Back-to-Back, se busca transmitir la máxima potencia activa y la mínima potencia reactiva debido a varios factores que afectan la eficiencia y estabilidad del sistema. La potencia activa [44], [39], [22] realiza trabajo útil, como hacer funcionar dispositivos eléctricos, mientras que la potencia reactiva está asociada al almacenamiento temporal de energía en los campos eléctricos y magnéticos de los componentes del sistema (como capacitores e inductores), sin realizar trabajo útil. Por lo tanto, se establece como segunda condición de operación que la componente en cuadratura (q) de las corrientes, que está directamente asociada con la potencia reactiva, tenga un valor nulo:

$$i_1^{q0} = 0 \quad (7.7.5.14)$$

$$i_2^{q0} = 0 \quad (7.7.5.15)$$

Para establecer la tercera condición de operación, se toma como referencia el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. En dicho artículo se observa que, al variar el flujo de la potencia activa, el signo de la componente directa (d) de las corrientes se invierte. Además, aparentemente, las magnitudes de ambas corrientes son iguales, aunque esto no es completamente cierto. Según los datos expuestos en la Tabla 7.9, se puede comprobar que la resistencia y la inductancia asociadas a cada VSC son las principales diferencias entre ambos. Tanto la resistencia como la inductancia influyen directamente en las magnitudes de las corrientes resultantes, por lo que es lógico suponer que ambas tengan magnitudes diferentes. Como primer acercamiento a la relación entre las corrientes  $i_1^{d0}$  e  $i_2^{d0}$ , se plantea la siguiente relación:

$$\frac{\frac{R_1}{L_1}}{\frac{R_2}{L_2}} = \frac{284 \cdot 10^{-3}}{4,1 \cdot 10^{-3}} = 1,11259 \quad (7.7.5.16)$$

A partir de la Ecuación 7.7.5.16, y sabiendo que se pretende realizar una prueba donde el flujo de potencia activa sea de 3 kW, como primera aproximación se puede establecer la siguiente expresión como tercera condición de operación a partir de la Ecuación 7.4.2.2:

$$i_1^{d0} = \frac{2P_1}{3v_1^d} \cdot 1,11259 = \frac{2 \cdot 3000}{3 \cdot v_1^d} \cdot 1,11259 \quad (7.7.5.17)$$

$$i_2^{d0} = -\frac{i_1^{d0}}{1,11259} \quad (7.7.5.18)$$

Finalmente, a partir de las Ecuaciones 7.7.5.8, 7.7.5.9, 7.7.5.10 y 7.7.5.11 se obtiene última condición de operación asociada a las variables de control ( $\eta_1^{d0}$ ,  $\eta_1^{q0}$ ,  $\eta_2^{d0}$ , y  $\eta_2^{q0}$ ):

$$\eta_1^{d0} = \frac{\left(i_1^{q0} \omega_1 + \frac{v_1^d}{L_1} - \frac{R_1}{L_1} i_1^{d0}\right) 2m_{t1} L_1}{V_{DC0}} \quad (7.7.5.19)$$

$$\eta_1^{q0} = \frac{\left(-i_1^{d0} \omega_1 - \frac{R_1}{L_1} i_1^{q0}\right) 2m_{t1} L_1}{V_{DC0}} \quad (7.7.5.20)$$

$$\eta_2^{d0} = \frac{\left(i_2^{q0} \omega_2 + \frac{v_2^d}{L_2} - \frac{R_2}{L_2} i_2^{d0}\right) 2m_{t2} L_2}{V_{DC0}} \quad (7.7.5.21)$$

$$\eta_2^{q0} = \frac{\left(-i_2^{d0}\omega_2 - \frac{R_2}{L_2}i_2^{q0}\right)2m_{t2}L_2}{V_{DC0}} \quad (7.7.5.22)$$

Para verificar que la condición de operación establecida es válida, se tiene que que cumplir la Ecuación 7.7.5.12 a partir de la condición de operación establecida. El Código 7.32 muestra el fragmento del script de MATLAB en el cual se calcula la condición de operación para el modelo no lineal.

```

1      % Calculo de la condicion de operacion del modelo no lineal.
2      % Condiciones de operacion arbitrarias.
3      V_DC0 = 500;
4      i_d0_1=((3000*2)/(3*v_d_1))*1.11259;
5      i_q0_1 = 0;
6      i_d0_2= -i_d0_1/1.11259;
7      i_q0_2 = 0;
8
9      % Variables de control despejadas de las primeras 4 ecuaciones bajo la
10     % condicion de que el sistema esta en equilibrio, es decir, las variables
11     % de estado no varian en el tiempo.
12     eta_d0_1 = ((i_q0_1*omega_1 + v_d_1/L_1 - (R_1/L_1)*i_d0_1)*(2*m_t1*L_1))/V_DC0
13     eta_q0_1 = (- i_d0_1*omega_1 - (R_1/L_1)*i_q0_1)*(2*m_t1*L_1)/V_DC0
14     eta_d0_2 = ((i_q0_2*omega_2 + v_d_2/L_2 - (R_2/L_2)*i_d0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
15     eta_q0_2 = ((- i_d0_2*omega_2 - (R_2/L_2)*i_q0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
16
17     % Variacion de V_DC tiene que ser nula o practicamente nula.
18     dV_DC_d = 3/(4*C_DC)*((i_d0_1*eta_d0_1 + i_q0_1*eta_q0_1)/m_t1) + 3/(4*C_DC)*((
        i_d0_2*eta_d0_2 + i_q0_2*eta_q0_2)/m_t2)
    
```

Código 7.32: Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

Los resultados de aplicar el Código 7.32 se muestran en la Tabla 7.10:

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}, V_{DC0}$	500	Voltios
$i_1^{d0}, i_{d0.1}$	15,7344	Amperios
$i_1^{q0}, i_{q0.1}$	0	Amperios
$i_2^{d0}, i_{d0.2}$	-14,1421	Amperios
$i_2^{q0}, i_{q0.2}$	0	Amperios
$\eta_1^{d0}, \eta_{d0.1}$	2,7391	Voltios
$\eta_1^{q0}, \eta_{q0.1}$	-0,4864	Voltios
$\eta_2^{d0}, \eta_{d0.2}$	2,9218	Voltios
$\eta_2^{q0}, \eta_{q0.2}$	0,5651	Voltios
$\frac{dV_{DC}}{dt}, dV_{DC}.dt$	39,2072	Voltios/Segundos

Tabla 7.10: Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

Los resultados mostrados en la Tabla 7.10 sugieren un reajuste de la condición de operación debido a que la variación temporal de la tensión en el enlace de DC no es nula. A pesar de esto, dado que la dinámica del sistema es rápida, dicha variación puede considerarse relativamente lenta.

A continuación, con el objetivo de reducir esta variación temporal de la tensión en el enlace de DC, es decir, de obtener una nueva condición de operación en la que el sistema no lineal se encuentre en equilibrio, se procede a realizar un ajuste fino de las condiciones de operación. Este ajuste consiste en pequeñas modificaciones precisas en la relación entre las corrientes  $i_1^{d0}$  e  $i_2^{d0}$  para alcanzar el punto de equilibrio del sistema. Tras varias iteraciones, el Código 7.33 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se implementa

este ajuste fino para calcular la condición de operación del modelo no lineal.

```

1      % Calculo de la condicion de operacion del modelo no lineal.
2      % Condiciones de operacion arbitrarias.
3      V_DC0 = 500;
4      i_d0_1=((3000*2)/(3*v_d_1))*1.06522;
5      i_q0_1 = 0;
6      i_d0_2= -i_d0_1/1.06522;
7      i_q0_2 = 0;
8
9      % Variables de control despejadas de las primeras 4 ecuaciones bajo la
10     % condicion de que el sistema esta en equilibrio, es decir, las variables
11     % de estado no varian en el tiempo.
12     eta_d0_1 = ((i_q0_1*omega_1 + v_d_1/L_1 - (R_1/L_1)*i_d0_1)*(2*m_t1*L_1))/V_DC0
13     eta_q0_1 = (- i_d0_1*omega_1 - (R_1/L_1)*i_q0_1)*(2*m_t1*L_1)/V_DC0
14     eta_d0_2 = ((i_q0_2*omega_2 + v_d_2/L_2 - (R_2/L_2)*i_d0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
15     eta_q0_2 = ((- i_d0_2*omega_2 - (R_2/L_2)*i_q0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
16
17     % Variacion de V_DC tiene que ser nula o practicamente nula.
18     dV_DC_d = 3/(4*C_DC)*((i_d0_1*eta_d0_1 + i_q0_1*eta_q0_1)/m_t1) + 3/(4*C_DC)*((
        i_d0_2*eta_d0_2 + i_q0_2*eta_q0_2)/m_t2)
    
```

Código 7.33: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino de la condición de operación del modelo no lineal.

Los resultados de aplicar el Código 7.33 se muestran en la Tabla 7.11:

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}, V_{DC0}$	500	Voltios
$i_1^{d0}, i_{d0\_1}$	15,0645	Amperios
$i_1^{q0}, i_{q0\_1}$	0	Amperios
$i_2^{d0}, i_{d0\_2}$	-14,1421	Amperios
$i_2^{q0}, i_{q0\_2}$	0	Amperios
$\eta_1^{d0}, \eta_{d0\_1}$	2,7429	Voltios
$\eta_1^{q0}, \eta_{q0\_1}$	-0,4657	Voltios
$\eta_2^{d0}, \eta_{d0\_2}$	2,9218	Voltios
$\eta_2^{q0}, \eta_{q0\_2}$	0,5651	Voltios
$\frac{dV_{DC}}{dt}, dV_{DC\_dt}$	-0,0047	Voltios/Segundos

Tabla 7.11: Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino de la condición de operación del modelo no lineal.

En esta ocasión, la Tabla 7.11 muestra que la variación temporal de la tensión en el enlace de DC es prácticamente nula. Teniendo en cuenta nuevamente la dinámica del sistema, se puede considerar que el ajuste fino en la relación entre las corrientes  $i_1^{d0}$  e  $i_2^{d0}$  ha sido efectivo y suficiente para alcanzar una condición de operación satisfactoria.

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control óptimo LQR para cada VSC. En primer lugar, el Código 7.34 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control del VSC<sub>1</sub>.

```

1      % Controlador VSC1.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A1 = [-R_1/L_1,  omega_1;
5            -omega_1, -R_1/L_1];
6
7      % Matriz B
8      B1 = [-V_DCO/(2*L_1*m_t1),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_1*m_t1)];
10
11     % Matriz C
12     C1 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D1 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
19     Aa1 = [A1 zeros(2,2); -C1 zeros(2,2)];
20     Ba1 = [B1;-D1];
21     Ca1 = [C1 zeros(2,2)];
22     Da1 = D1;

```

Código 7.34: Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

Para obtener la acción proporcional  $K_{c1}$  y la acción integral  $K_{i1}$  del controlador asociado al VSC<sub>1</sub>, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$  utilizando la función `lqr` de MATLAB. También se determina la solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y los polos del sistema en lazo cerrado. El Código 7.35 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion.
2      Q_c1 = diag([1, 1, 1e6, 1e6]);
3      R_c1 = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kc, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca1, Riccati_LQR1, Polos_LQR1] = lqr(Aa1, Ba1, Q_c1, R_c1);
9
10     Kc1 = Kca1(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki1 = -Kca1(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc1:');
17     disp(Kc1);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki1:');
21     disp(Ki1);
22
23     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati
24     % asociada.
25     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');
26     disp(Riccati_LQR1);
27
28     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
29     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
30     disp(Polos_LQR1);
31
32     format

```

Código 7.35: Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.35 son:

- Acción proporcional  $K_{c1}$ :

$$\begin{bmatrix} -1,073192085834522e + 00 & 1,752070710736575e - 15 \\ -2,003605614753212e - 15 & -1,073192085834529e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.23)$$

- Acción integral  $K_{i1}$ :

$$\begin{bmatrix} -9,995897267862068e + 02 & 2,864224333876322e + 01 \\ -2,864224333876394e + 01 & -9,995897267862061e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.24)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 8,8002e - 05 & -4,0221e - 20 & -8,1966e - 02 & 2,3487e - 03 \\ -4,0221e - 20 & 8,8002e - 05 & -2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 \\ -8,1966e - 02 & -2,3487e - 03 & 1,0793e + 03 & 3,4896e - 13 \\ 2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 & 3,4896e - 13 & 1,0793e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.25)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -1,002883418361298e + 03 + 2,581908036419050e + 00i \\ -1,002883418361298e + 03 - 2,581908036419050e + 00i \\ -1,215409323815730e + 04 + 3,795819080364544e + 02i \\ -1,215409323815730e + 04 - 3,795819080364544e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.7.5.26)$$

En segundo lugar, el Código 7.36 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control del VSC<sub>2</sub>.

```

1      % Controlador VSC2.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A2 = [-R_2/L_2,  omega_2;
5            -omega_2, -R_2/L_2];
6
7      % Matriz B
8      B2 = [-V_DCO/(2*L_2*m_t2),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_2*m_t2)];
10
11     % Matriz C
12     C2 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D2 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18
19     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
20     Aa2 = [A2 zeros(2,2); -C2 zeros(2,2)];
21     Ba2 = [B2;-D2];
22     Ca2 = [C2 zeros(2,2)];
23     Da2 = D2;

```

Código 7.36: Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

Para obtener la acción proporcional  $K_{c2}$  y la acción integral  $K_{i2}$  del controlador asociado al VSC<sub>2</sub>, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$  utilizando la función `lqr` de MATLAB. También se determina la solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y los polos del sistema en lazo cerrado. El Código 7.37 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion.
2      Q_c2 = diag([1, 1, 1e6, 1e6]);
3      R_c2 = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kc, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca2, Riccati_LQR2, Polos_LQR2] = lqr(Aa2, Ba2, Q_c2, R_c2);
9
10     Kc2 = Kca2(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki2 = -Kca2(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc:');
17     disp(Kc2);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki:');
21     disp(Ki2);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
25     disp(Polos_LQR2);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati
30     % asociada.
31     disp('Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada:');

```

```

32     disp(Riccati_LQR2);
33
34     format

```

Código 7.37: Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{e2}$ , acción integral  $K_{i2}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.37 son:

- Acción proporcional  $K_{c2}$ :

$$\begin{bmatrix} -1,094265122795048e + 00 & -4,312956242147337e - 15 \\ -1,618497003086361e - 15 & -1,094265122795048e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.27)$$

- Acción integral  $K_{i2}$ :

$$\begin{bmatrix} -9,993417857856426e + 02 & 3,627664789866774e + 01 \\ -3,627664789867305e + 01 & -9,993417857856412e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.28)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 1,1599e - 04 & -2,2839e - 19 & -1,0593e - 01 & 3,8453e - 03 \\ -2,2839e - 19 & 1,1599e - 04 & -3,8453e - 03 & -1,0593e - 01 \\ -1,0593e - 01 & -3,8453e - 03 & 1,1016e + 03 & -4,3879e - 13 \\ 3,8453e - 03 & -1,0593e - 01 & -4,3879e - 13 & 1,1016e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.7.5.29)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -1,004840484224265e + 03 + 4,368796362195163e + 00i \\ -1,004840484224265e + 03 - 4,368796362195163e + 00i \\ -9,380679542144124e + 03 + 3,813687963621830e + 02i \\ -9,380679542144124e + 03 - 3,813687963621830e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.7.5.30)$$

Finalmente, el Código 7.38 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros del filtro aplicado al set-point y de la acción de control del sistema, que se activa con un 1 y se desactiva con un 0.

```

1  % Diseño del filtro al set-point.
2  te = 1e-3; % Tiempo estacionario.
3  tau = te; % Constante de tiempo del filtro en segundos.
4
5  % Accion de control.
6  control = eye(2); % 1 o 0.
    
```

Código 7.38: Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Filtro al set-point y acción de control.

A continuación, la Figura 7.7.5.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estados con acción integral, diseñado mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR), aplicado al modelo no lineal en la condición de operación establecida en la Tabla 7.41.

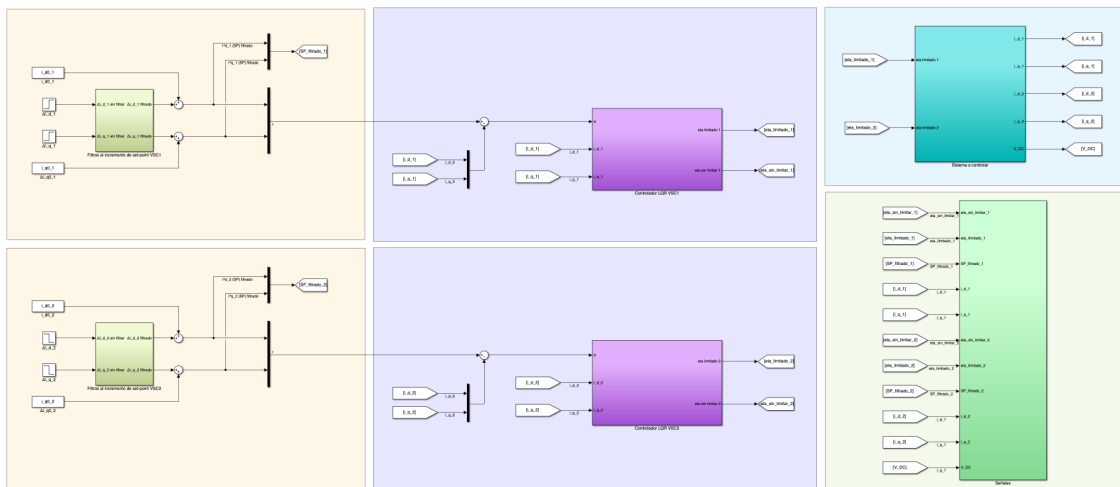


Figura 7.7.5.1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7.6.5.1 son:

- **Set-point, referencia o consigna:** Se aplica el filtro diseñado en la Sección 7.6 del Capítulo 7 (ver Figura 7.6.5.3) en las desviaciones del set-point respecto a la condición de operación establecida.

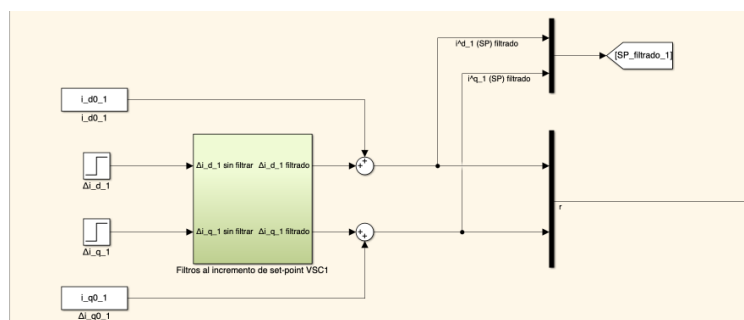
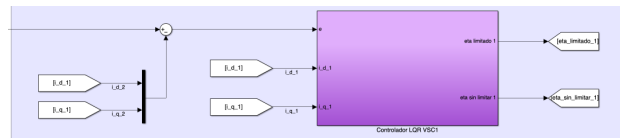
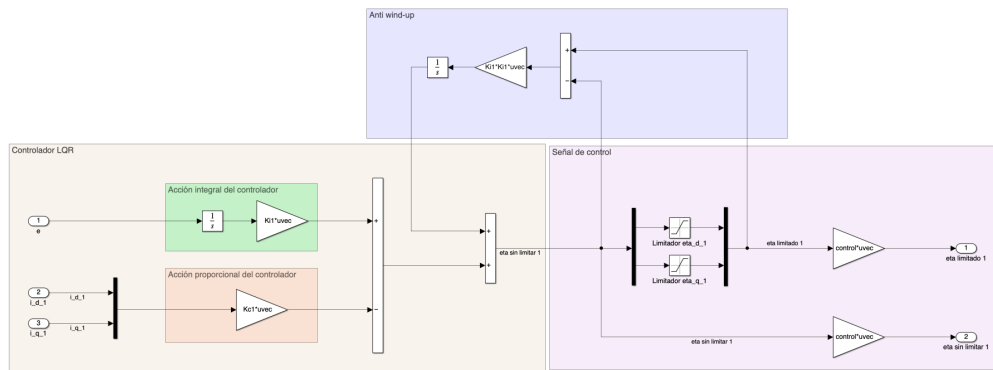


Figura 7.7.5.2: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Entradas del sistema en lazo cerrado.

- Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up:** En esta ocasión, en comparación con el diseñado en el Apartado 7.7.4 de la Sección 7.6 del Capítulo 7 (ver Figura 7.7.4.2), las señales de control están asociadas a un bloque "Saturation" independiente. Esto se debe a que la limitación de cada señal depende de la condición de operación establecida. Además, se utiliza el bloque "Gain" para activar o desactivar la acción de control del sistema.



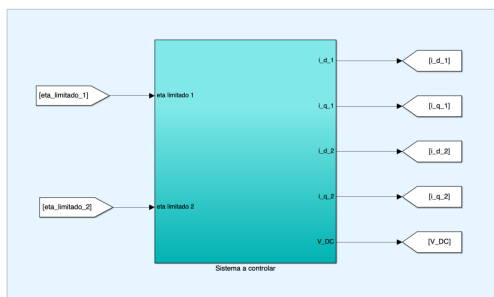
(a) Subistema.



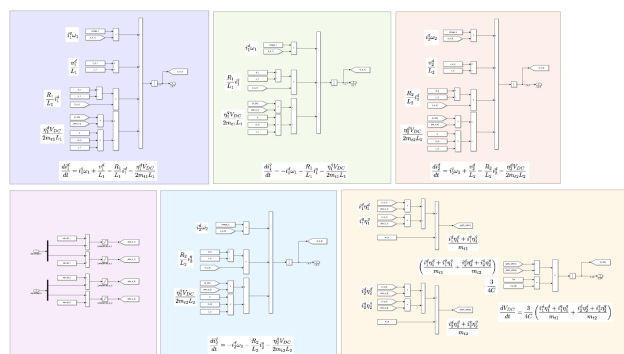
(b) Subistema detallado.

Figura 7.7.5.3: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Controlador por realimentación del vector de estados con acción integral y control anti wind-up.

- Sistema a controlar o planta a controlar:** Se utilizan las Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34 para implementar el modelo no lineal del sistema Back-to-Back en el diagrama de bloques de Simulink.



(a) Subistema.



(b) Subistema detallado.

Figura 7.7.5.4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado.

A continuación, se muestra en detalle cada una de las partes que conforman la Figura 7.7.5.4b:

- Ecuación 4.5.30:

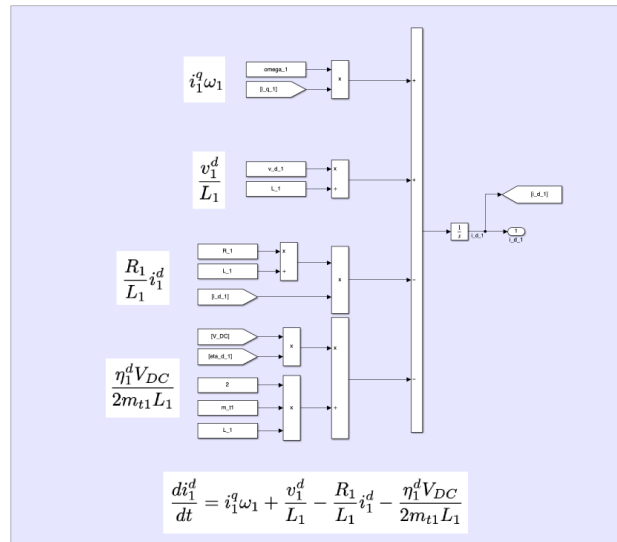


Figura 7.7.5.5: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.30.

- Ecuación 4.5.31:

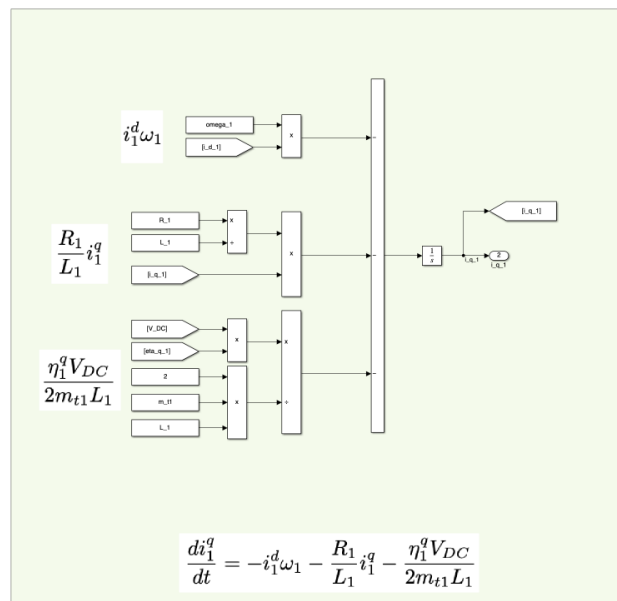


Figura 7.7.5.6: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.31.

- Ecuación 4.5.32:

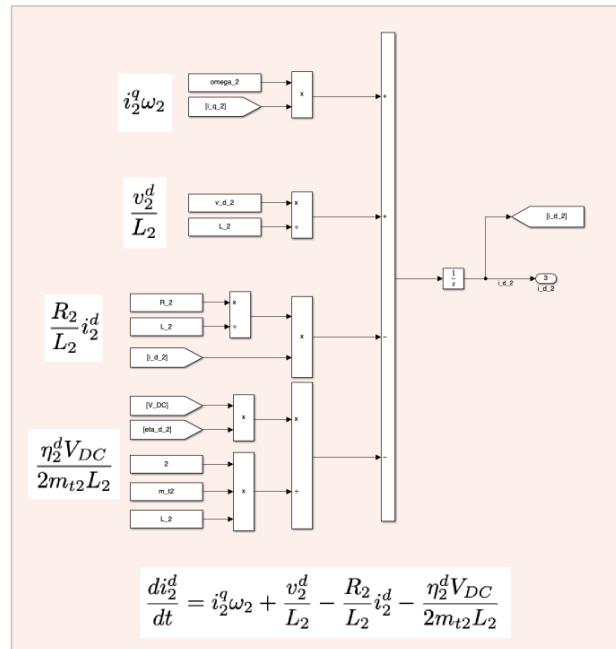


Figura 7.7.5.7: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.32.

- Ecuación 4.5.33:

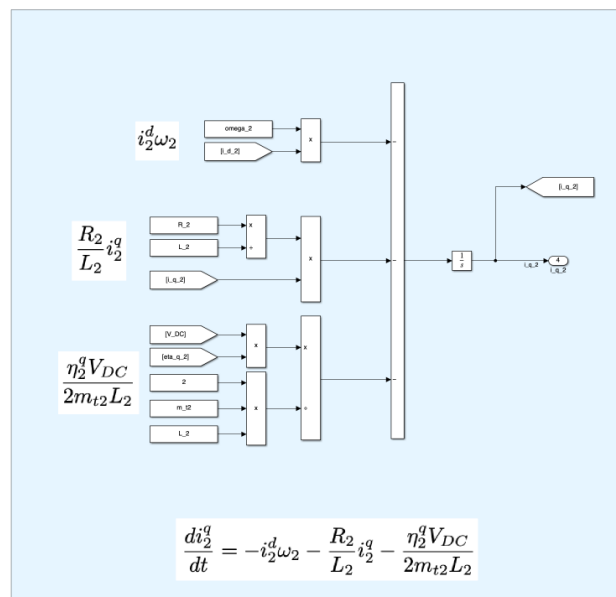


Figura 7.7.5.8: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.33.

- Ecuación 4.5.34:

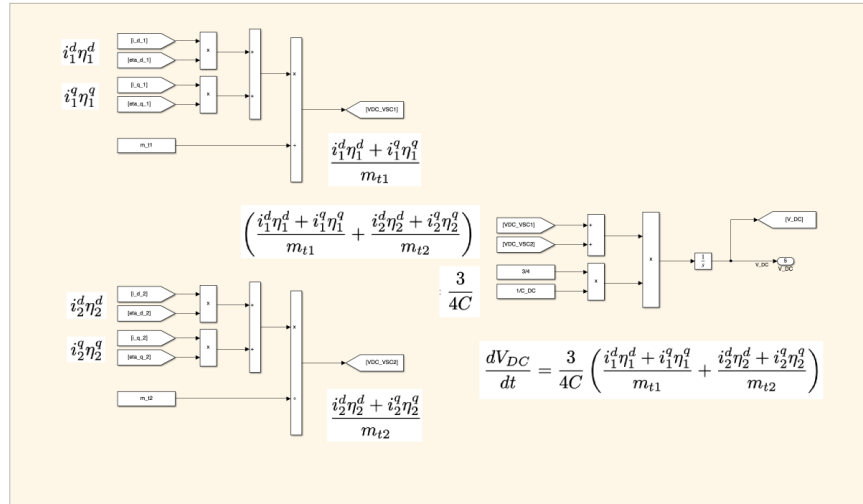


Figura 7.7.5.9: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Ecuación 4.5.34.

- Entradas de control:

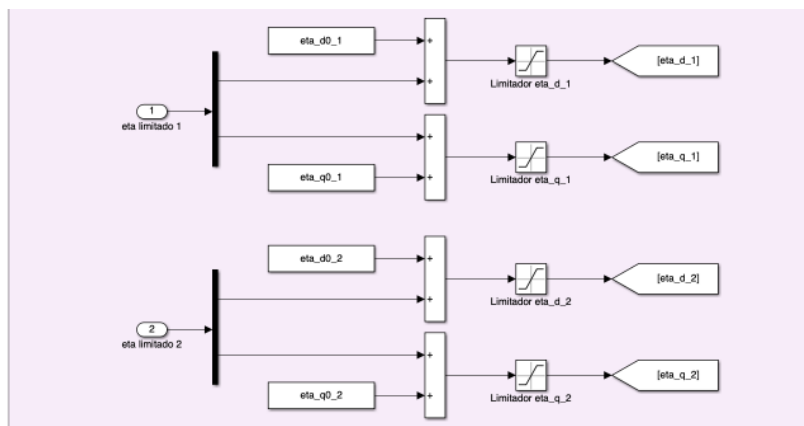


Figura 7.7.5.10: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Entradas de control.

- Señales resultantes:

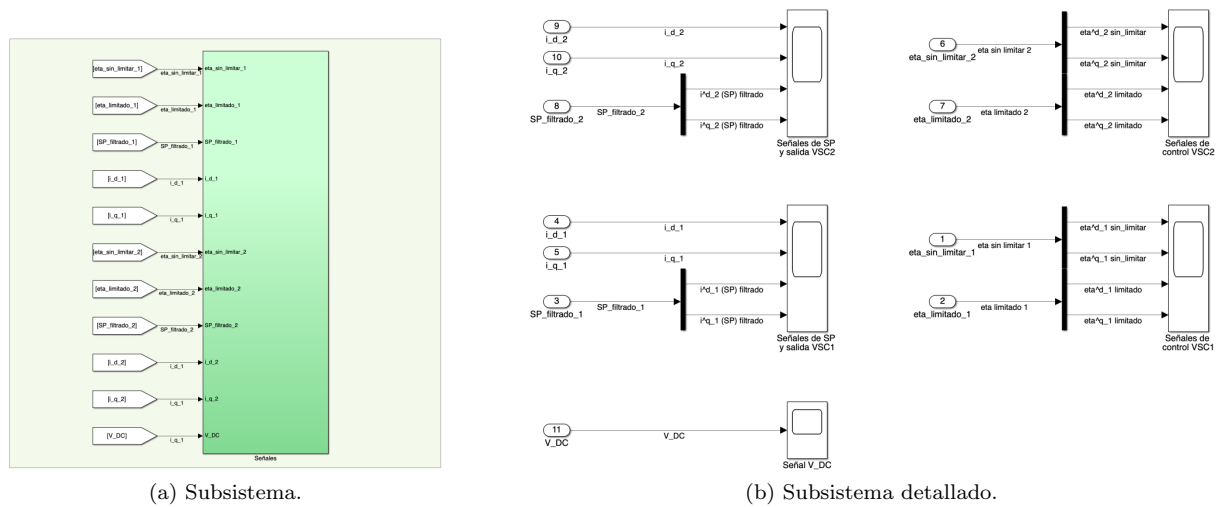


Figura 7.7.5.11: Modelo no lineal. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado.

A continuación, para verificar el correcto diseño del modelo no lineal en Simulink y la condición de operación establecida, se realiza una simulación en la que no se aplica ningún control sobre el sistema. Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink, sin ninguna acción de control (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador ( $CO$ ) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

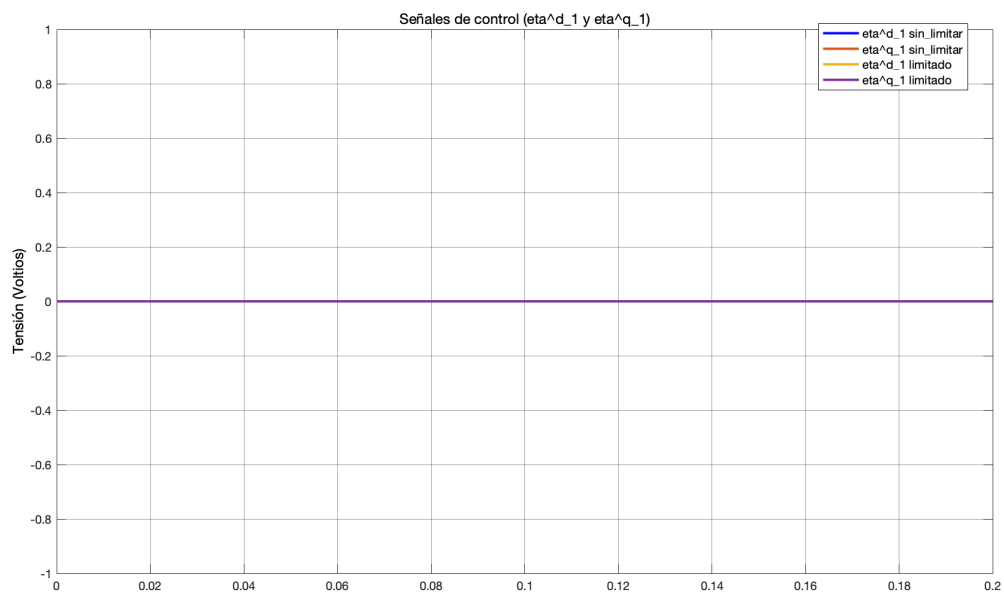


Figura 7.7.5.12: Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

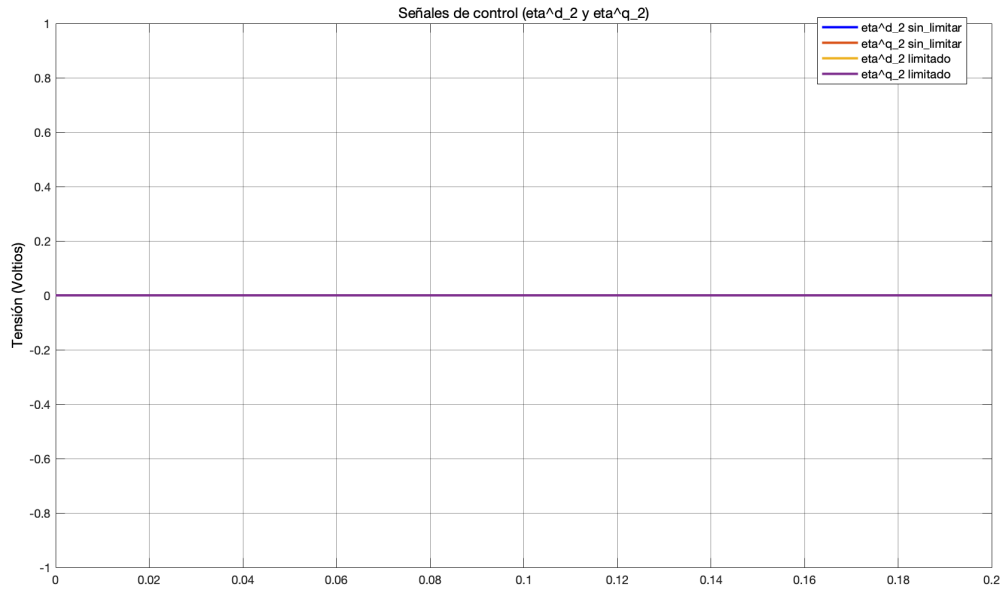


Figura 7.7.5.13: Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

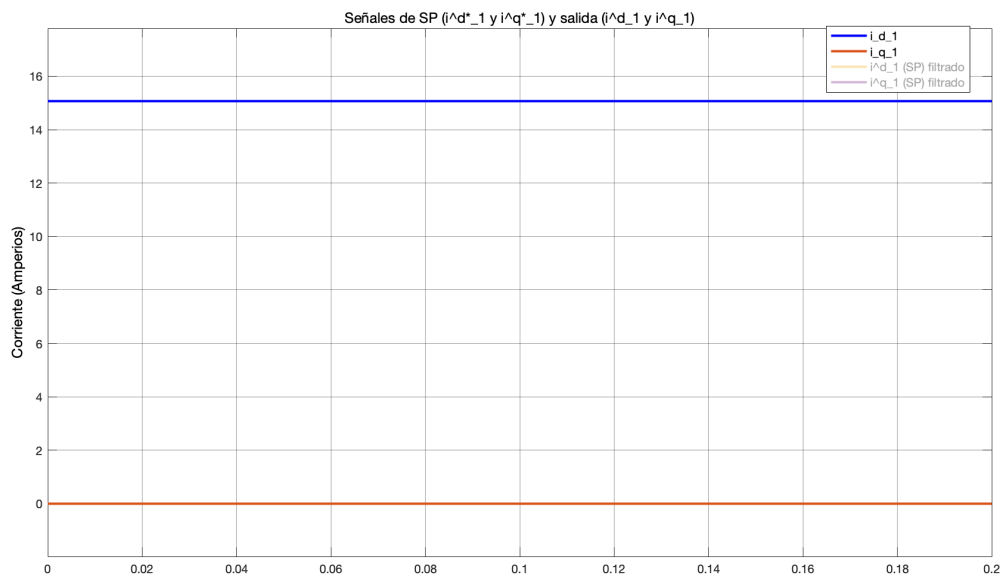


Figura 7.7.5.14: Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

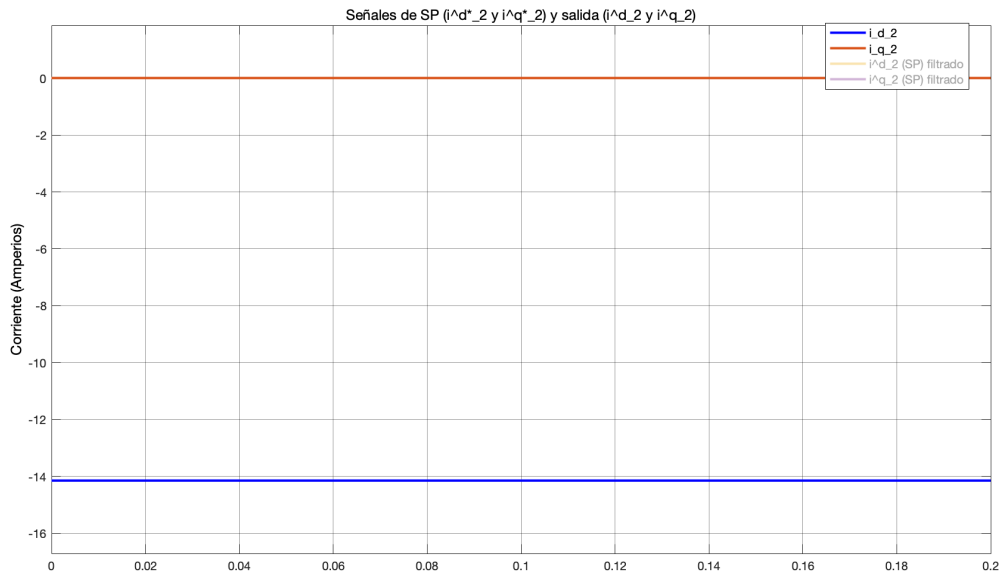


Figura 7.7.5.15: Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

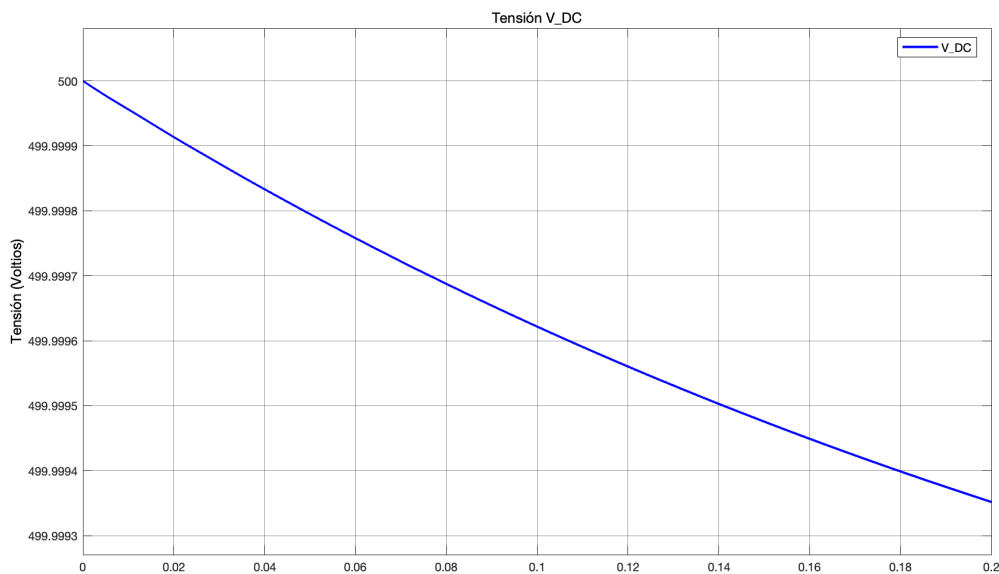


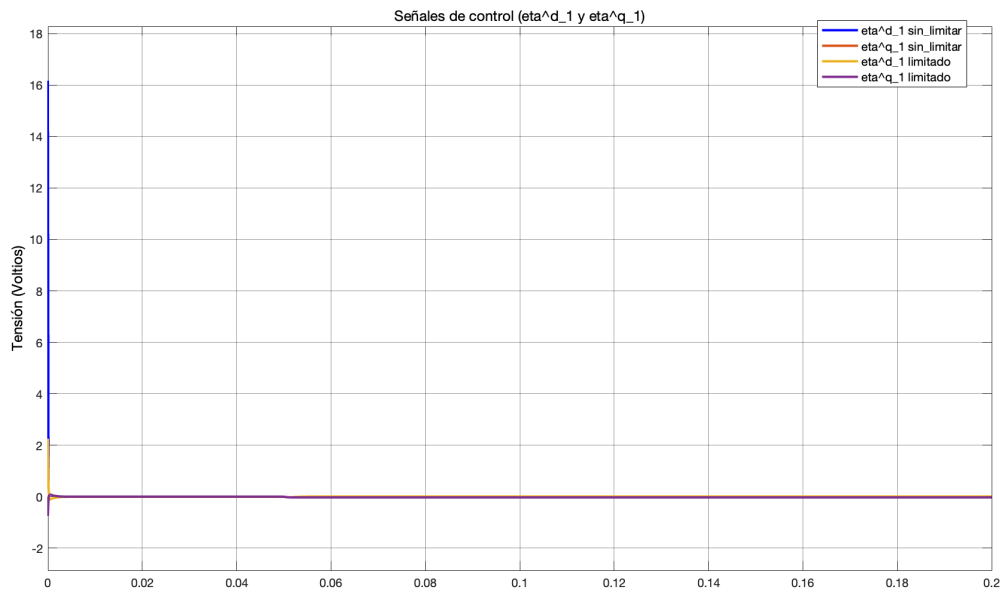
Figura 7.7.5.16: Prueba 1: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral. Condición de operación. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Las Figuras 7.7.5.12 y 7.7.5.13 indican la ausencia de control sobre el modelo no lineal. Los resultados mostrados en las Figuras 7.7.5.14, 7.7.5.15 y 7.7.5.16 reflejan lo expuesto en la Tabla 7.11. En particular, la Figura 7.7.5.16 muestra cómo la tensión en el enlace de DC no está completamente en equilibrio. No obstante, su decrecimiento es ínfimo en comparación con la dinámica del sistema, por lo que se considera válida la condición de operación establecida.

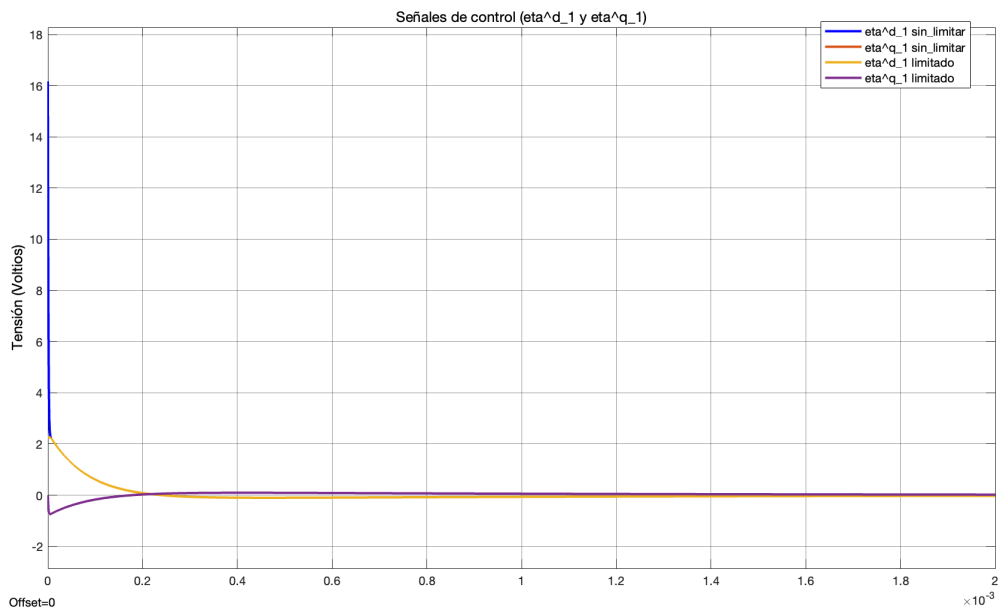
Para la segunda simulación, se verifica el diseño del sistema de control aplicado al modelo no lineal en Simulink, comprobando su funcionamiento frente a desviaciones en los set-points establecidos. Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink, con acción de control (ver Figura 7.7.5.1), se

visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

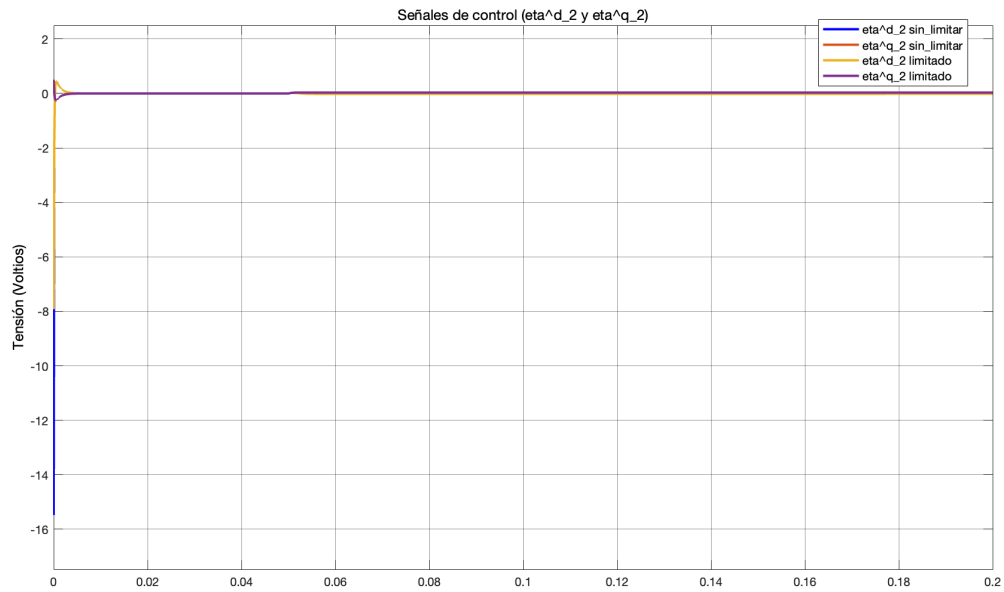


(a)

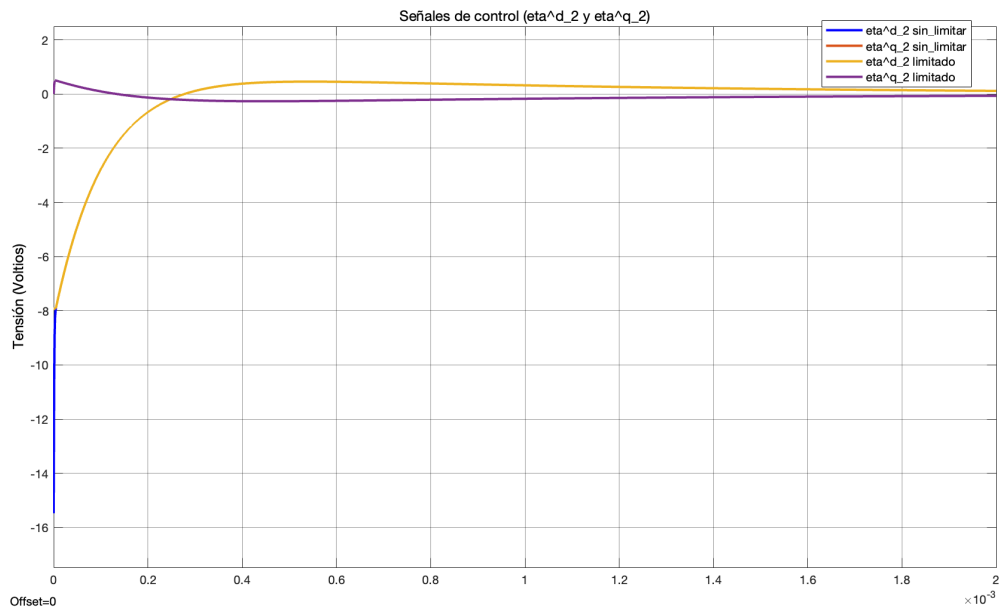


(b)

Figura 7.7.5.17: Prueba 2: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.



(a)



(b)

Figura 7.7.5.18: Prueba 2: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

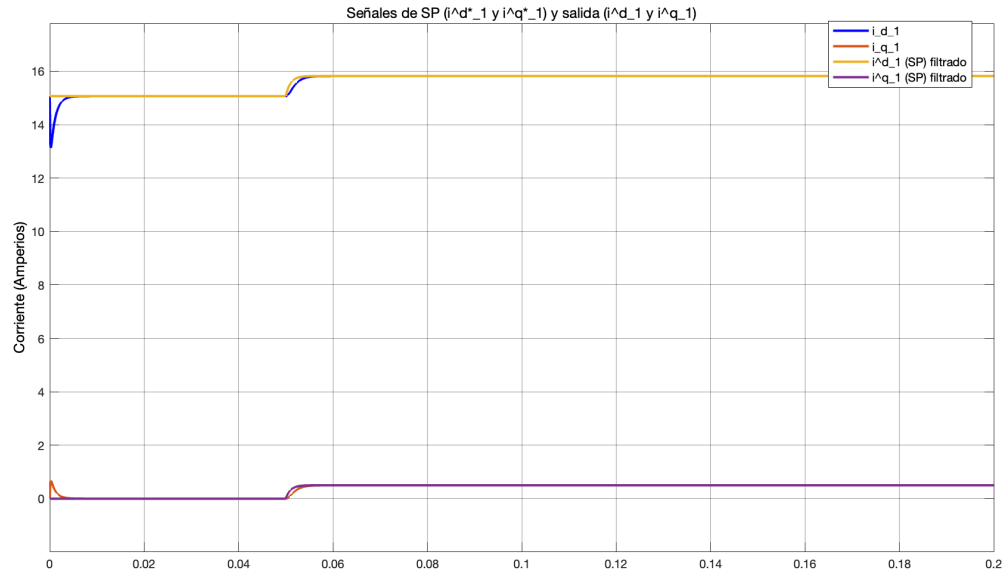


Figura 7.7.5.19: Prueba 2: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

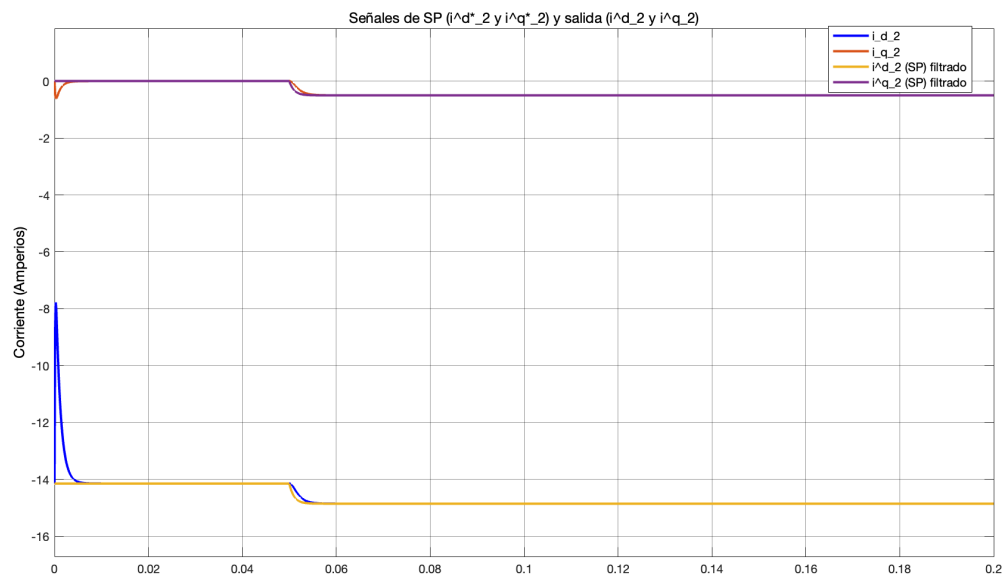


Figura 7.7.5.20: Prueba 2: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

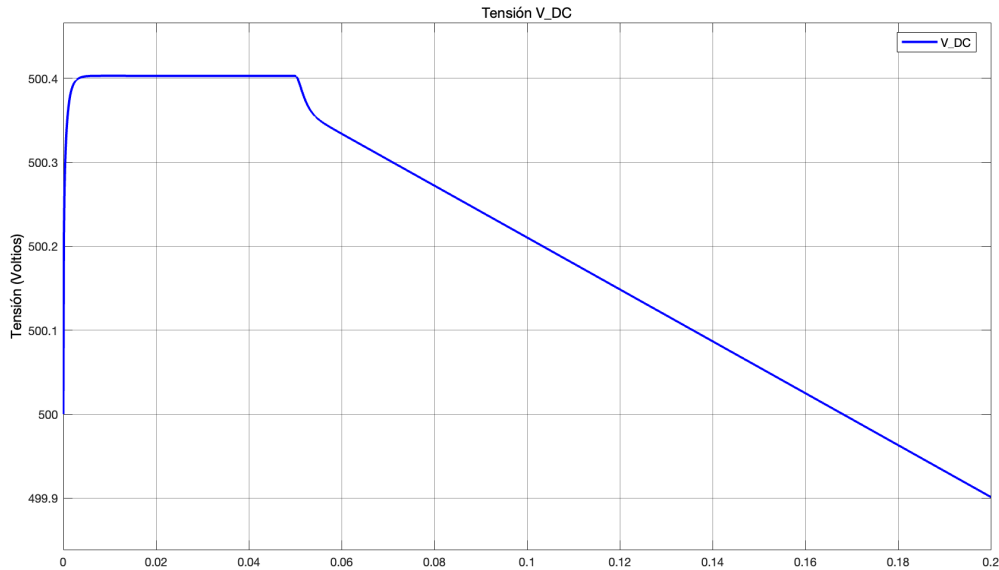


Figura 7.7.5.21: Prueba 2: Modelo no lineal. Control óptimo IQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Las Figuras 7.7.5.17 y 7.7.5.18 muestran una sobreoscilación al inicio de la simulación en una de las señales de control, debido a que el sistema se encuentra en un estado de inicialización. No obstante, el sistema de control anti wind-up corrige rápidamente este fenómeno. Los resultados mostrados en las Figuras 7.7.5.19 y 7.7.5.20 reflejan un funcionamiento correcto del sistema de control, mostrando una respuesta rápida, sin sobreoscilación y sin error en estado estacionario. La Figura 7.7.5.21, en comparación con la Figura 7.7.5.16, muestra un mayor desequilibrio del sistema. No obstante, este sigue siendo mínimo en comparación con la dinámica del sistema. Además, la tensión en el enlace de DC no está siendo controlada en esta simulación, ya que el control de la misma está diseñado en un lazo externo, descrito en la Sección 7.3 del Capítulo 7, el cual no está implementado en el diagrama de bloques del modelo no lineal (ver Figura 7.7.5.1).

### 7.7.5.1 Análisis de robustez

A continuación, con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.7.5.1.1), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

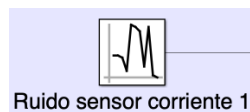


Figura 7.7.5.1.1: Modelo no lineal. Control óptimo IQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en los sensores.

Las Figuras 7.7.5.1.2 y 7.7.5.1.3 muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor en ambos sistemas de control de los dos VSC.

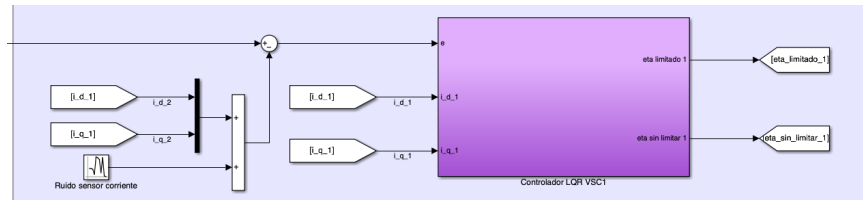


Figura 7.7.5.1.2: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

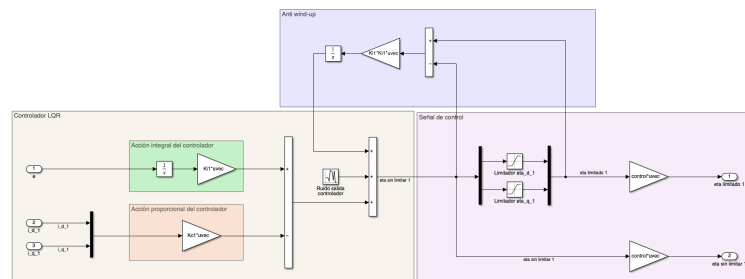


Figura 7.7.5.1.3: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la salida del controlador.

El Código 7.39 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensores corrientes.
3      D_R_i = 5e-3;           % Desviacion tipica ruido i.
4      V_R_i = D_R_i^2;       % Varianza ruido i.
5
6      % Ruido salida controlador.
7      D_R_V = 2e-3;          % Desviacion tipica ruido voltaje.
8      V_R_V = D_R_V^2;       % Varianza ruido voltaje.
    
```

Código 7.39: Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Ruido en la medición de los sensores de corriente.

Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (**CO**) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

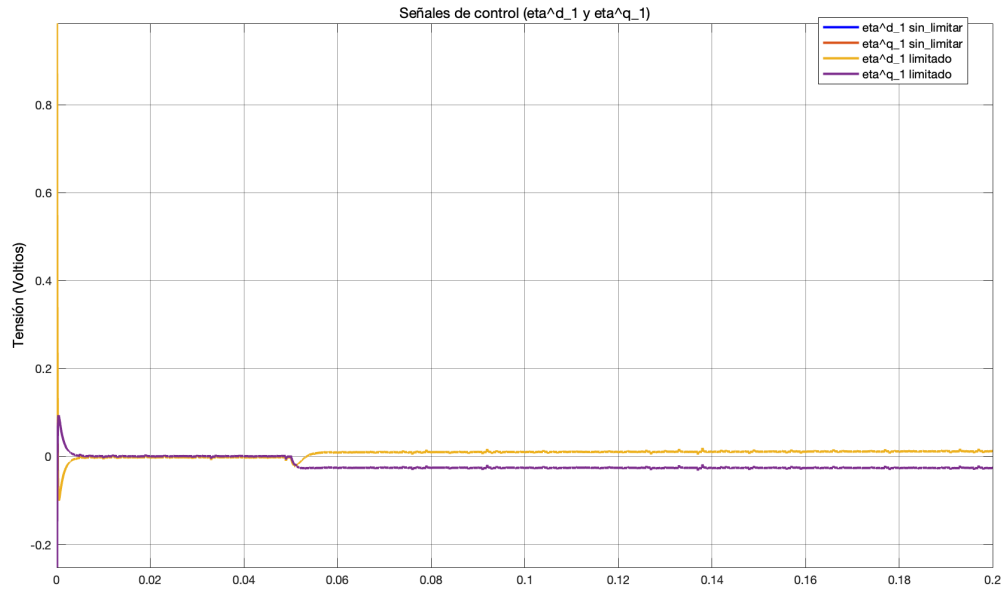


Figura 7.7.5.1.4: Prueba 3: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

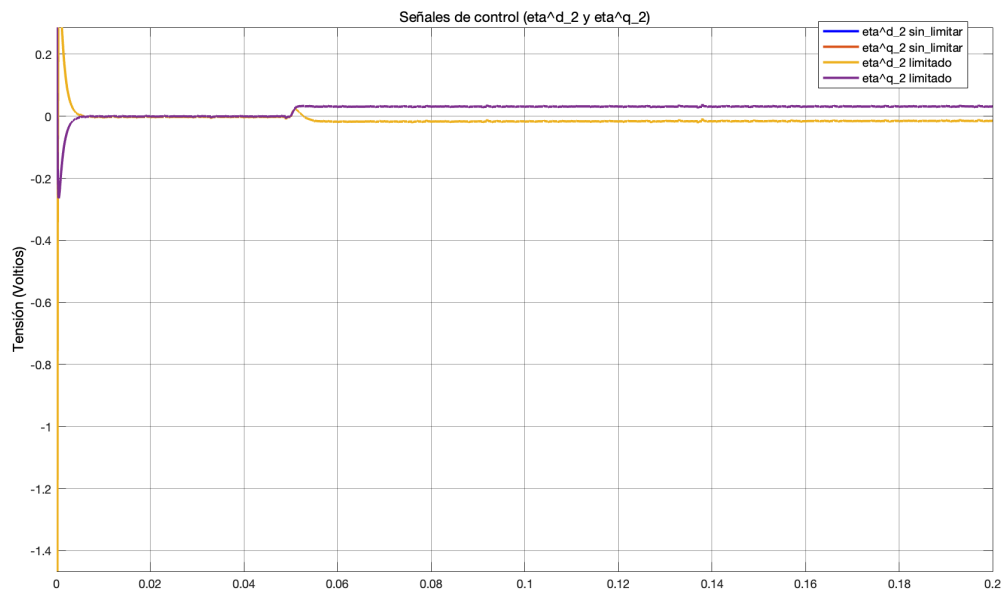


Figura 7.7.5.1.5: Prueba 3: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

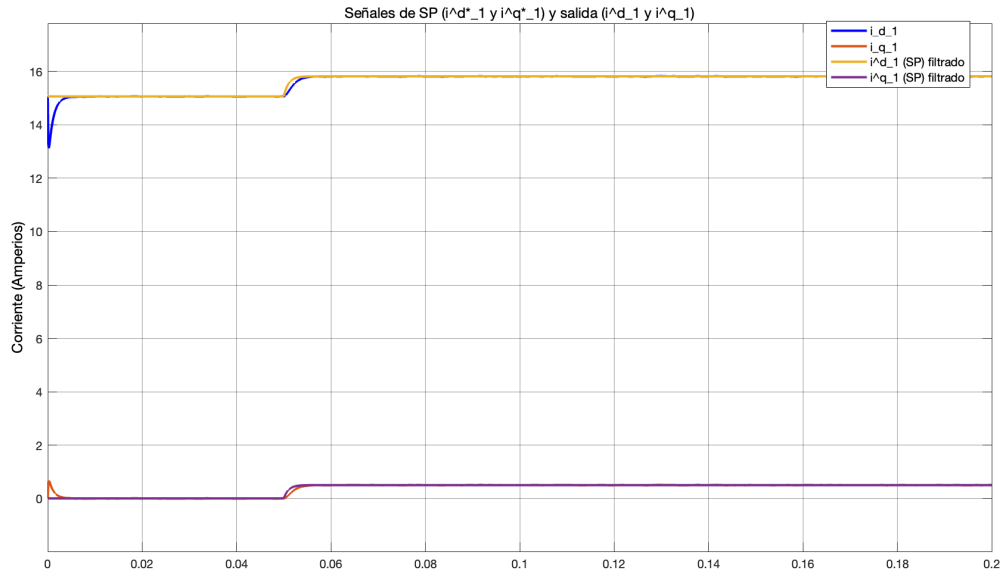


Figura 7.7.5.1.6: Prueba 3: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

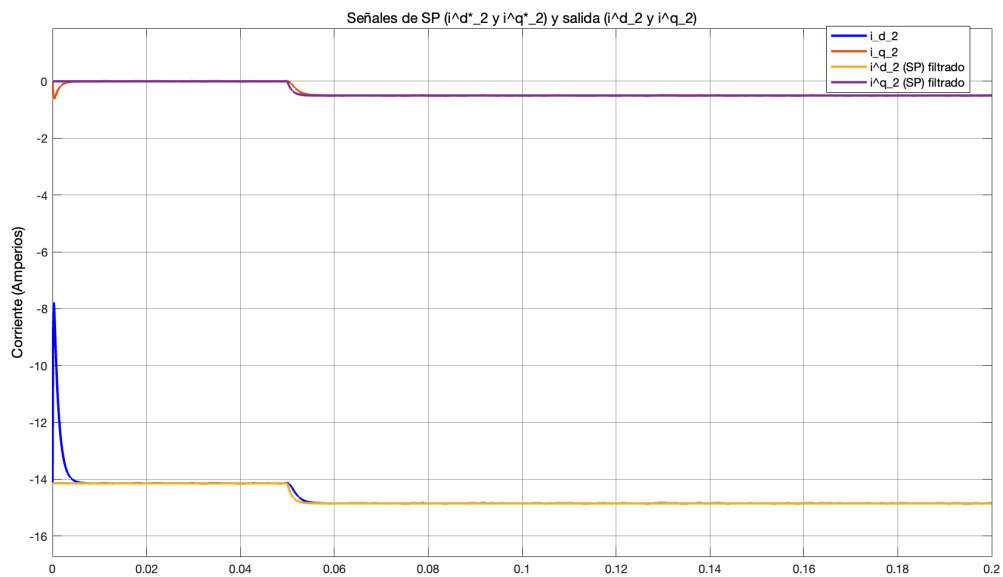


Figura 7.7.5.1.7: Prueba 3: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

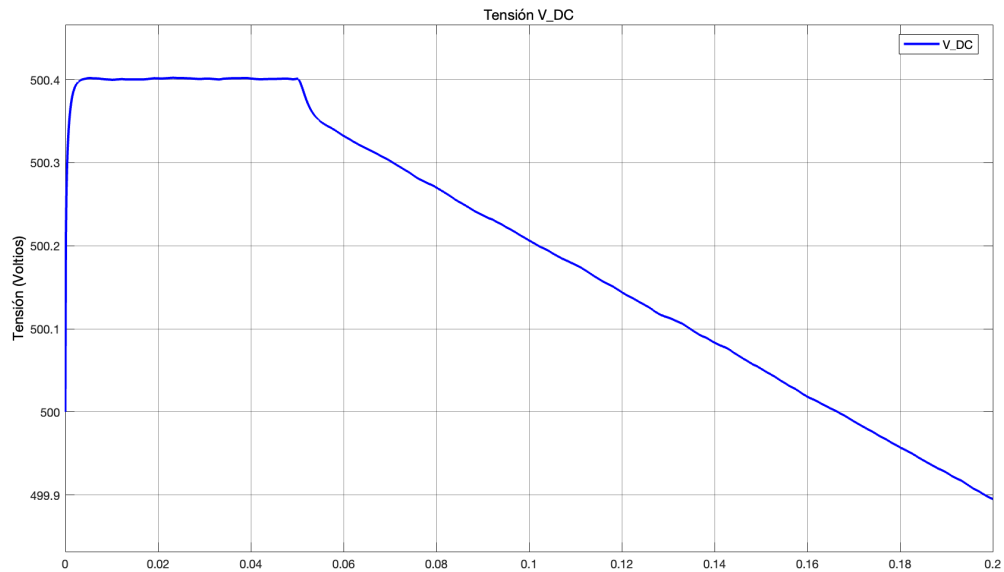


Figura 7.7.5.1.8: Prueba 3: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Las figuras 7.7.5.1.4 y 7.7.5.1.5 se han ampliado para observar el efecto del ruido en las señales de control. Los resultados mostrados en las Figuras 7.7.5.1.6, 7.7.5.1.7 y 7.7.5.1.8 reflejan pequeñas irregularidades producto del efecto del ruido. No obstante, esto no genera efectos negativos en el sistema, lo que verifica su correcto funcionamiento frente al ruido de medida de los sensores.

Con el objetivo de analizar la robustez del sistema y hacer que su dinámica sea lo más realista posible, se introducen desviaciones paramétricas para evaluar el efecto de la incertidumbre en los parámetros del modelo matemático. La Figura 7.7.5.4 muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar dichas desviaciones.

- Sistema a controlar o planta a controlar:

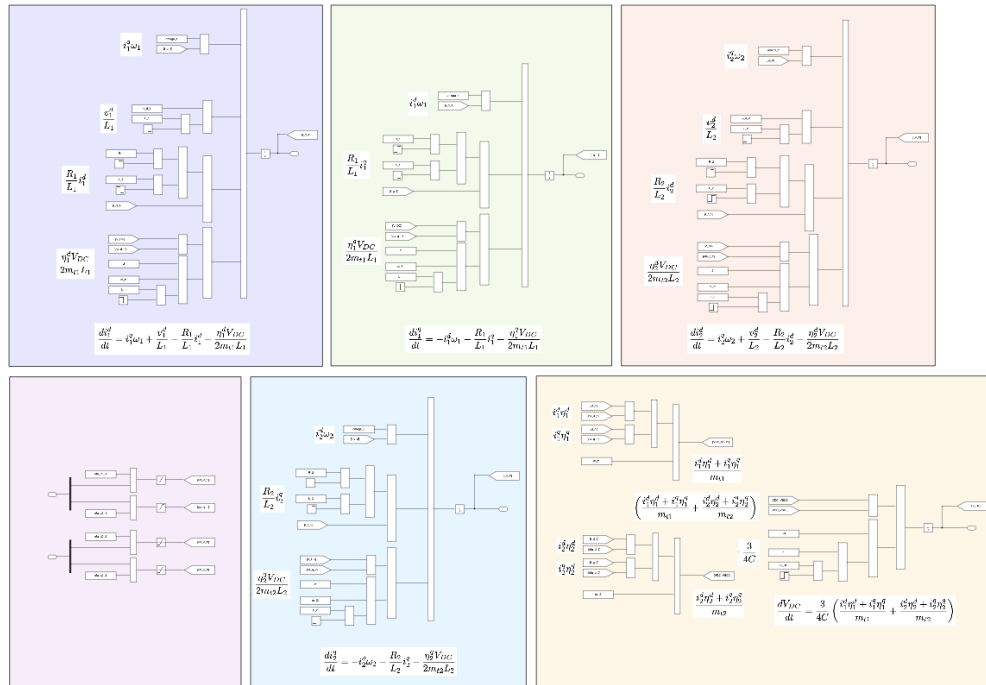


Figura 7.7.5.1.9: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas.

A continuación, se muestra en detalle cada una de las partes que conforman la Figura 7.7.5.1.9:

- Ecuación 4.5.30:

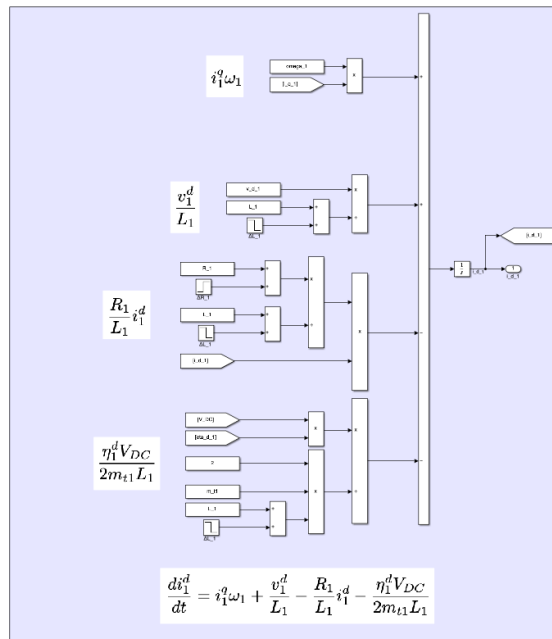


Figura 7.7.5.1.10: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.30.

• Ecuación 4.5.31:

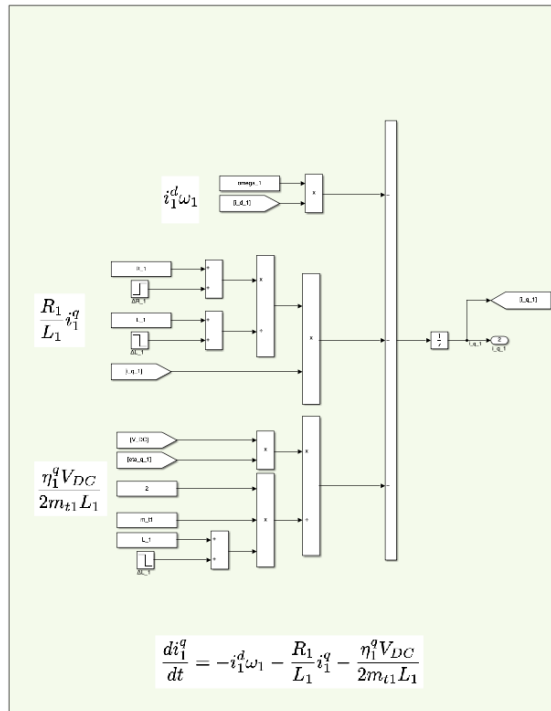


Figura 7.7.5.1.11: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.31.

• Ecuación 4.5.32:

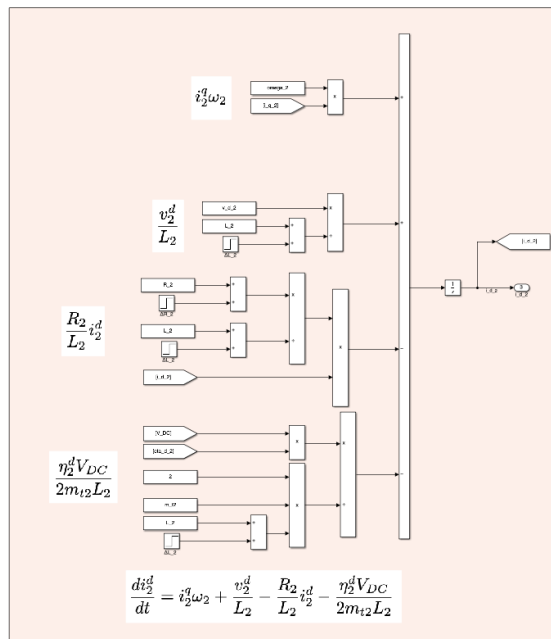


Figura 7.7.5.1.12: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.32.

- Ecuación 4.5.33:

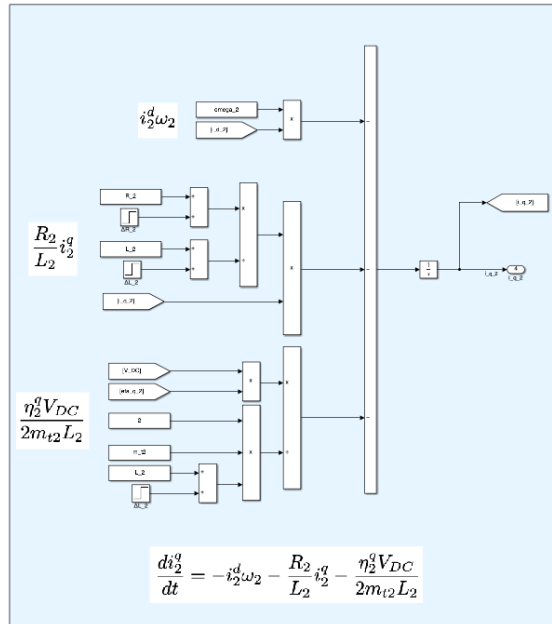


Figura 7.7.5.1.13: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.33.

- Ecuación 4.5.34:

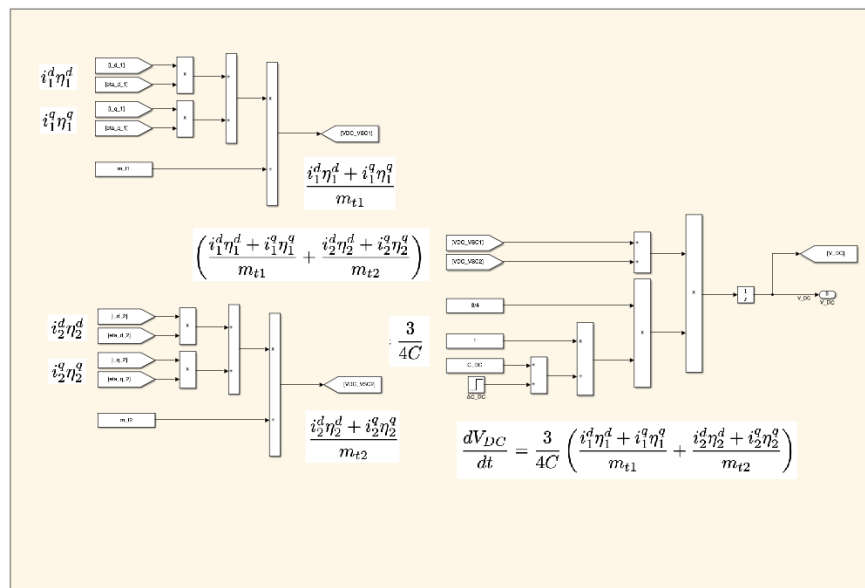


Figura 7.7.5.1.14: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Ecuación 4.5.34.

- Entradas de control:

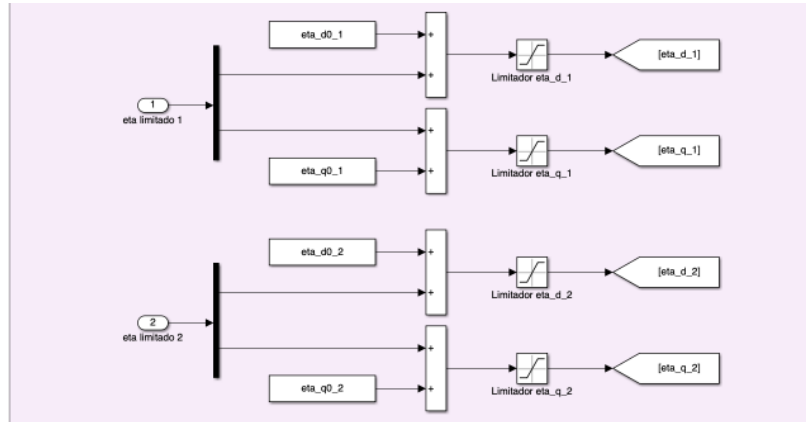


Figura 7.7.5.1.15: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Incertidumbres paramétricas. Entradas de control.

El Código 7.40 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los porcentajes de las incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Desviaciones parametricas.
2      % R_1:
3      Porc_Desv_R_1 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
4      Inst_Desv_R_1 = 0.1;           % Instante desviacion.
5
6      % L_1:
7      Porc_Desv_L_1 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
8      Inst_Desv_L_1 = 0.1;           % Instante desviacion.
9
10     % R_1:
11     Porc_Desv_R_2 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
12     Inst_Desv_R_2 = 0.1;           % Instante desviacion.
13
14     % L_1:
15     Porc_Desv_L_2 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
16     Inst_Desv_L_2 = 0.1;           % Instante desviacion.
17
18     % C_DC:
19     Porc_Desv_C_DC = 0.05;          % Porcentaje desviacion.
20     Inst_Desv_C_DC = 0.1;          % Instante desviacion.

```

Código 7.40: Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican.

Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

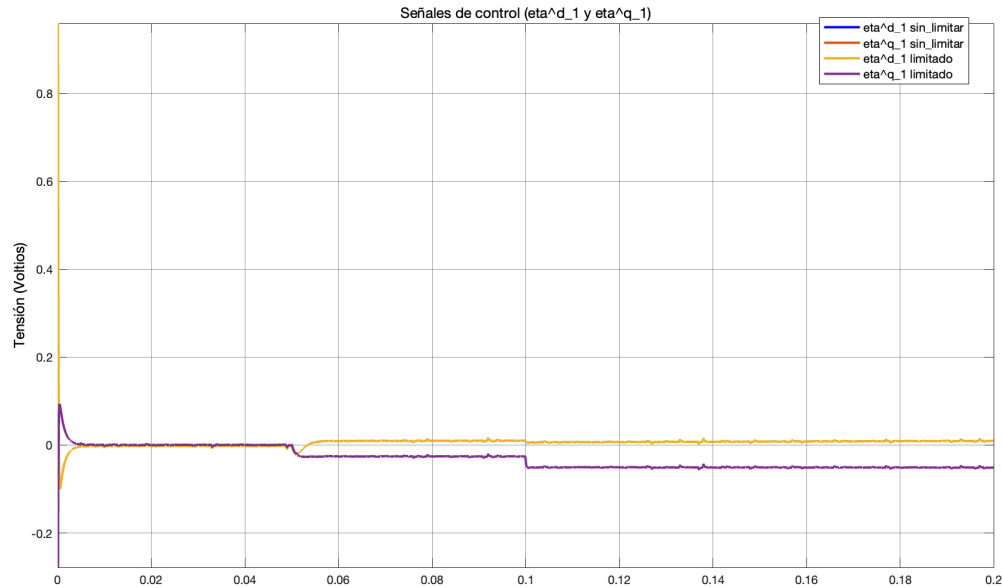


Figura 7.7.5.1.16: Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

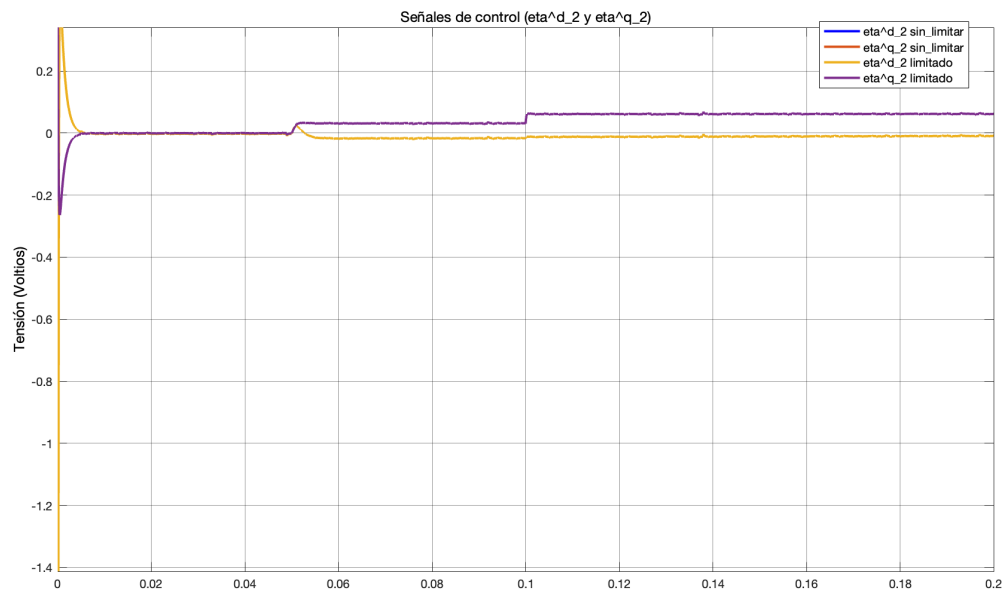


Figura 7.7.5.1.17: Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

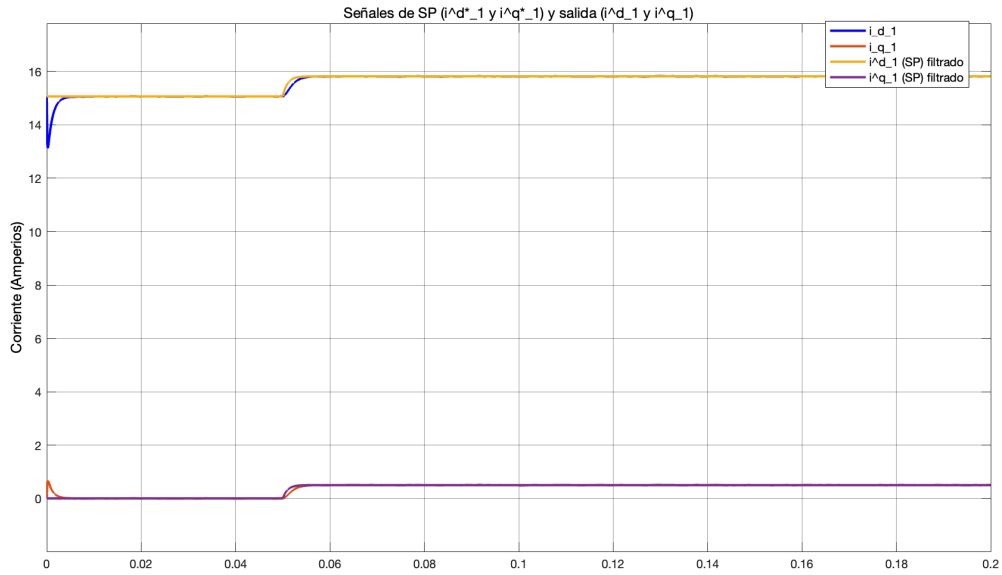


Figura 7.7.5.1.18: Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo  $LQR$  con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

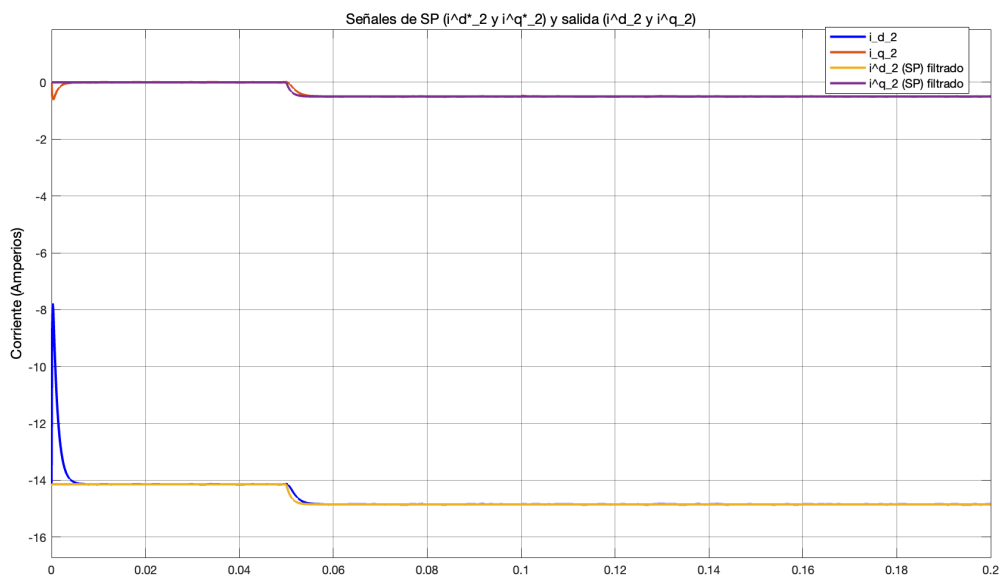


Figura 7.7.5.1.19: Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo  $LQR$  con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

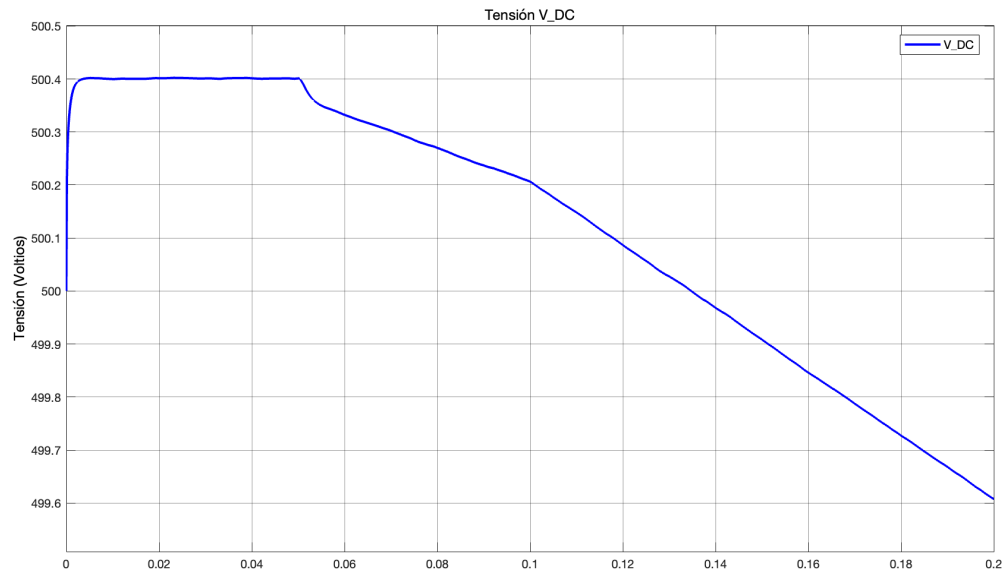


Figura 7.7.5.1.20: Prueba 4: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

En las Figuras 7.7.5.1.16 y 7.7.5.1.17 se muestra el efecto de las incertidumbres paramétricas en las señales de control. A pesar de que la dinámica del sistema varíe, el sistema de control es lo suficientemente robusto y eficaz como para regular estas desviaciones y generar nuevas señales de control que se adapten a las necesidades del sistema. Las Figuras 7.7.5.1.18 y 7.7.5.1.19 confirman este hecho, mostrando cómo las incertidumbres paramétricas no han provocado efectos notables en las respuestas del sistema. No obstante, la Figura 7.7.5.1.20 muestra cómo, al producirse incertidumbres paramétricas, la rapidez con la que decrece la tensión en el enlace de DC se ve incrementada. A pesar de esto, se verifica nuevamente el correcto funcionamiento del sistema de control diseñado.

Finalmente, con el objetivo de analizar la robustez del sistema y hacer que su dinámica sea lo más realista posible, se somete al sistema a perturbaciones externas mientras se encuentra bajo el efecto del ruido en la medición de los sensores y se provocan incertidumbres paramétricas. Se considera que esta situación es la más negativa posible para el control del sistema. En primer lugar, la Figura 7.7.5.1.21 muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar dichas perturbaciones externas.

- Sistema a controlar o planta a controlar:

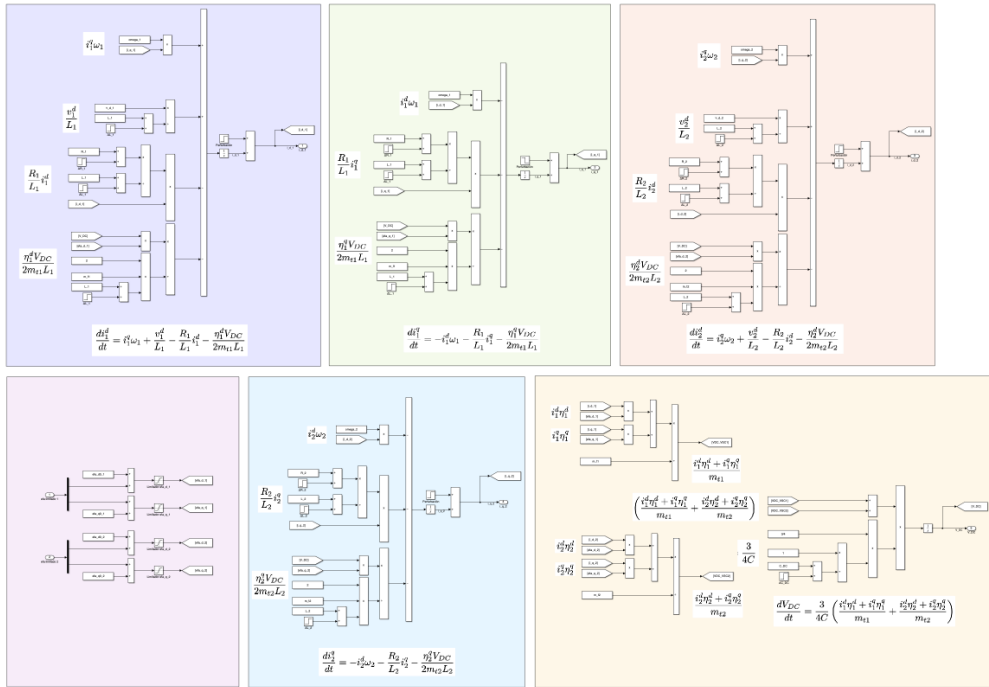


Figura 7.7.5.1.21: Modelo no lineal. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas.

A continuación, se muestra en detalle cada una de las partes que conforman la Figura 7.7.5.1.21:

• Ecuación 4.5.30:

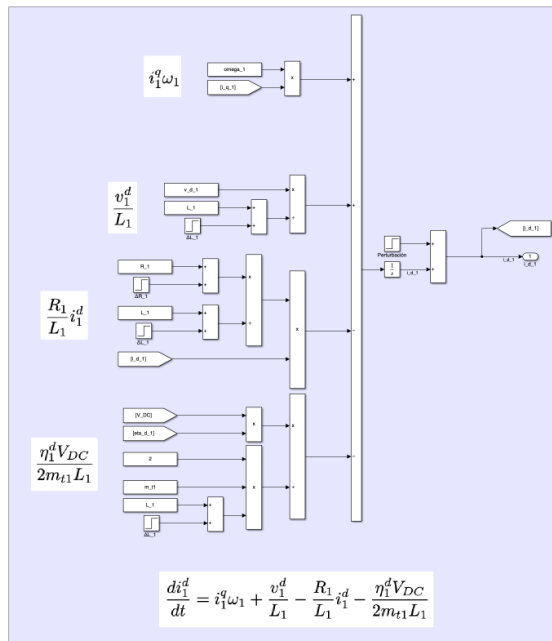


Figura 7.7.5.1.22: Modelo no lineal. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.30.

- Ecuación 4.5.31:

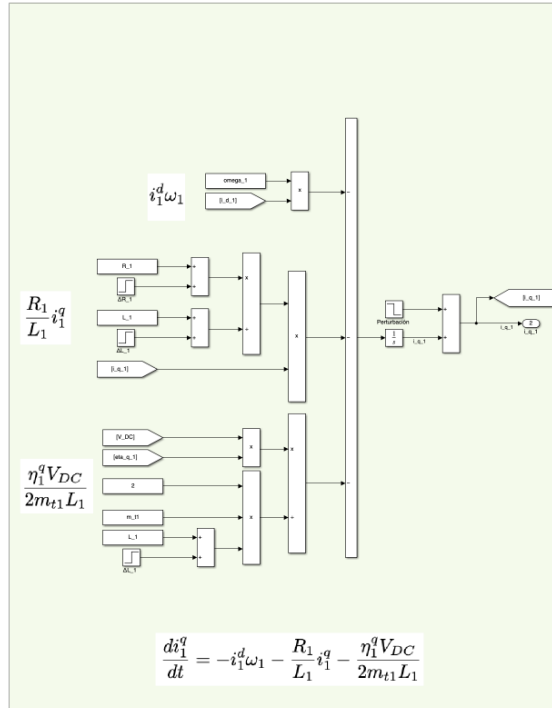


Figura 7.7.5.1.23: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.31.

- Ecuación 4.5.32:

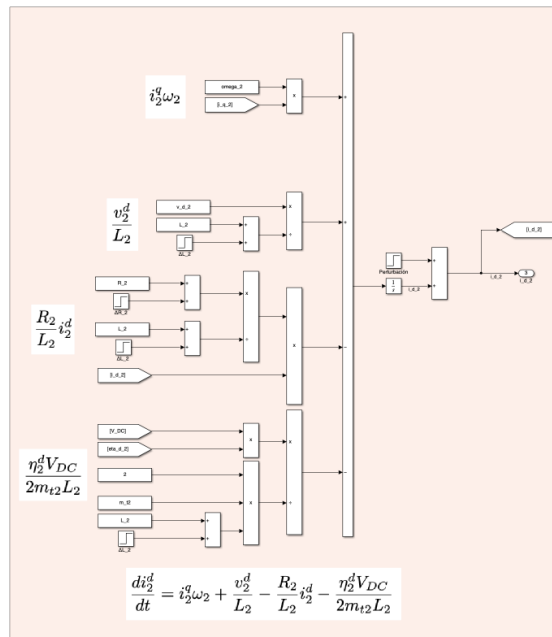


Figura 7.7.5.1.24: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.32.

- Ecuación 4.5.33:

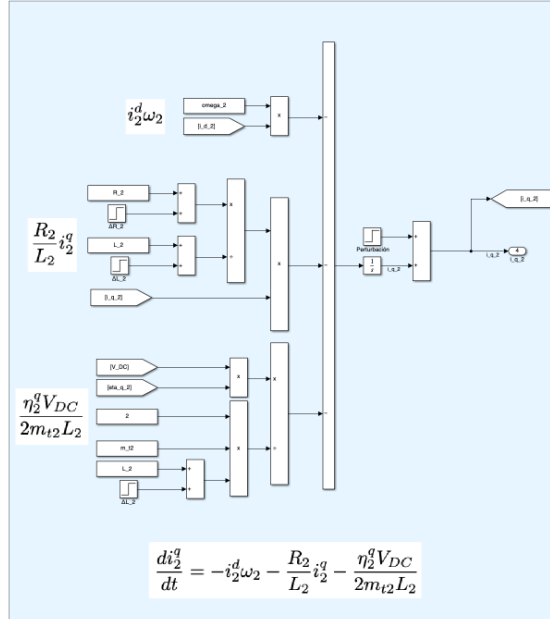


Figura 7.7.5.1.25: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.33.

- Ecuación 4.5.34:

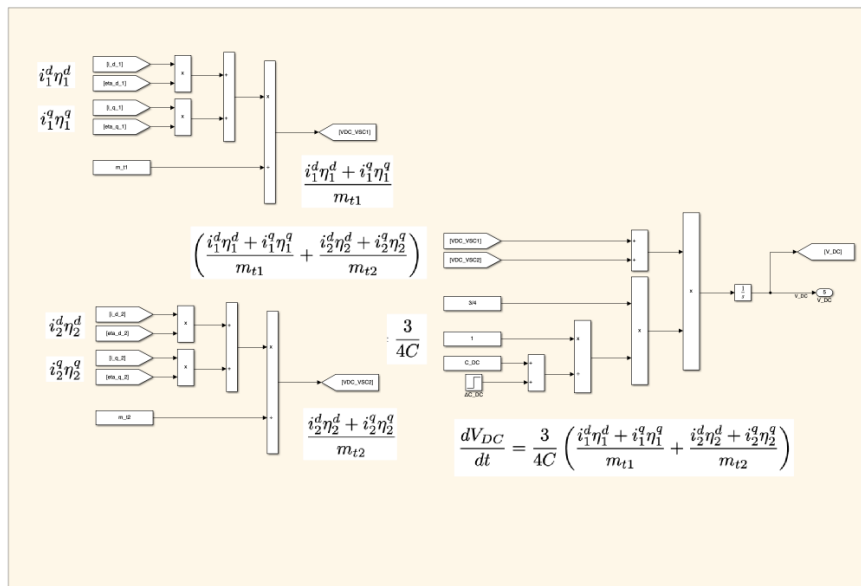


Figura 7.7.5.1.26: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Ecuación 4.5.34.

- Entradas de control:

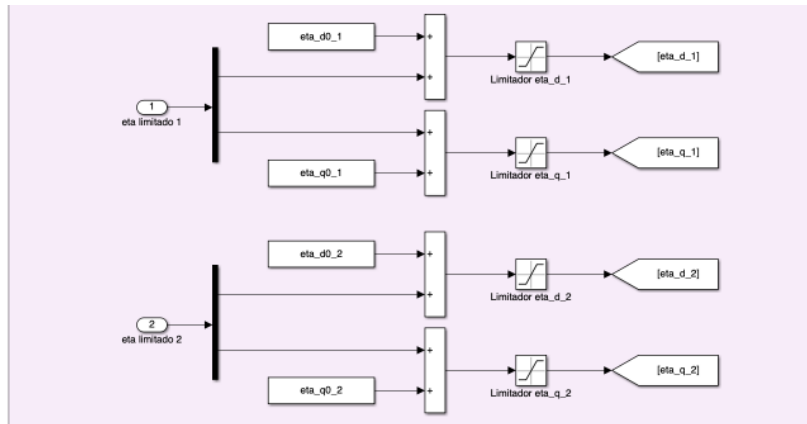


Figura 7.7.5.1.27: Modelo no lineal. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Planta del sistema en lazo cerrado. Perturbaciones externas. Entradas de control.

El Código 7.41 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Perturbacion externa.
2      I_p_i_d_1 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
3      p_i_d_1 = 1.5;             % Magnitud perturbacion i_d_1.
4
5      I_p_i_q_1 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
6      p_i_q_1 = -1.3;           % Magnitud perturbacion i_q_1.
7
8      I_p_i_d_2 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
9      p_i_d_2 = 1.7;             % Magnitud perturbacion i_d_2.
10
11     I_p_i_q_2 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
12     p_i_q_2 = -1.4;           % Magnitud perturbacion i_q_2.

```

Código 7.41: Control óptimo LQR con acción integral. Modelo no lineal. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican.

Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (**CO**) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

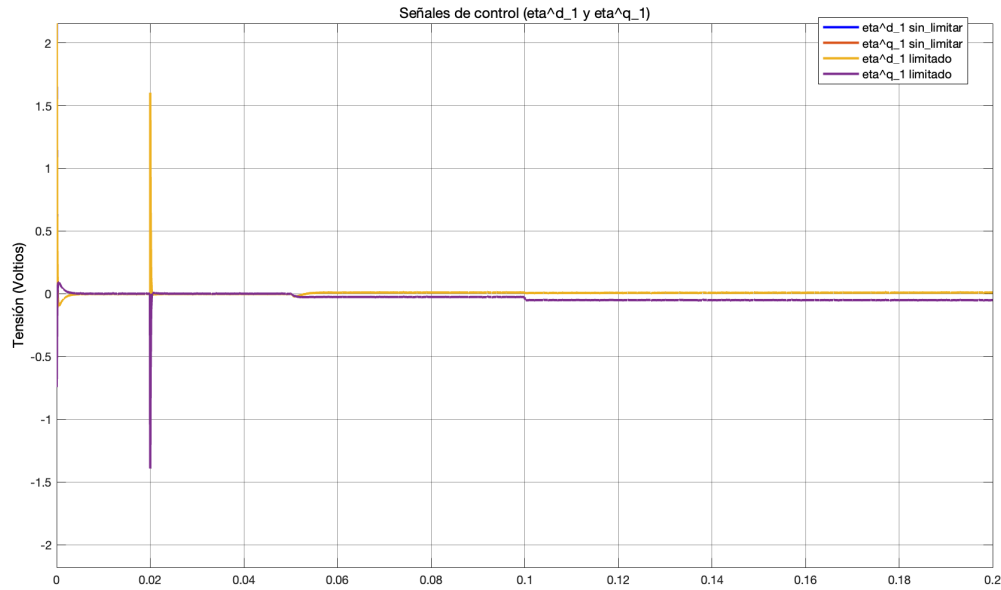


Figura 7.7.5.1.28: Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

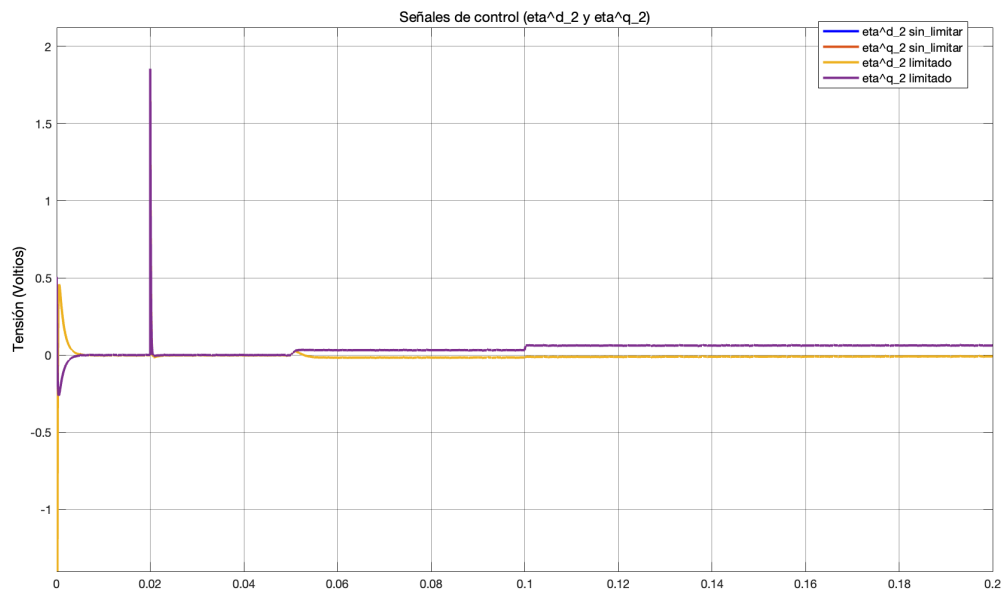


Figura 7.7.5.1.29: Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

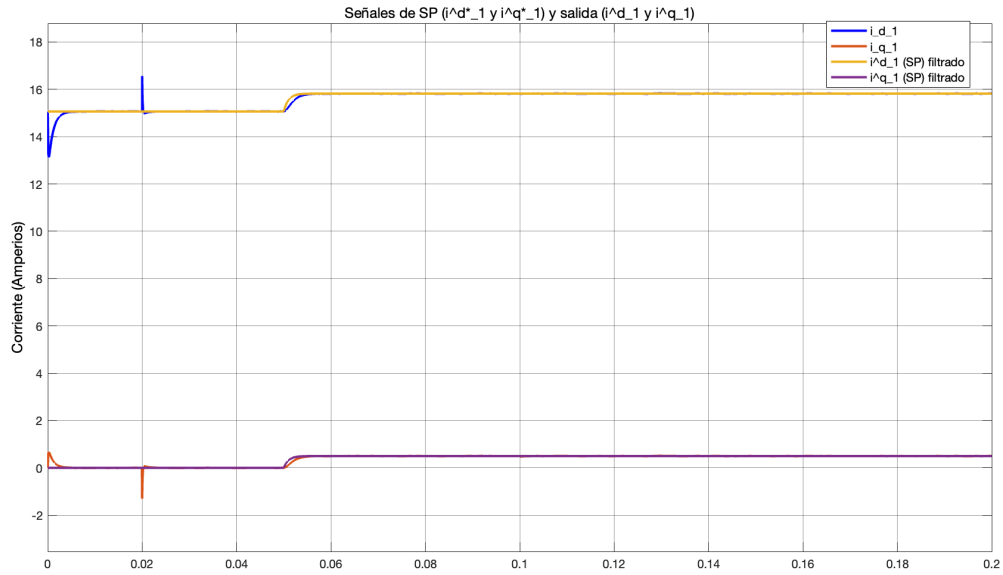


Figura 7.7.5.1.30: Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

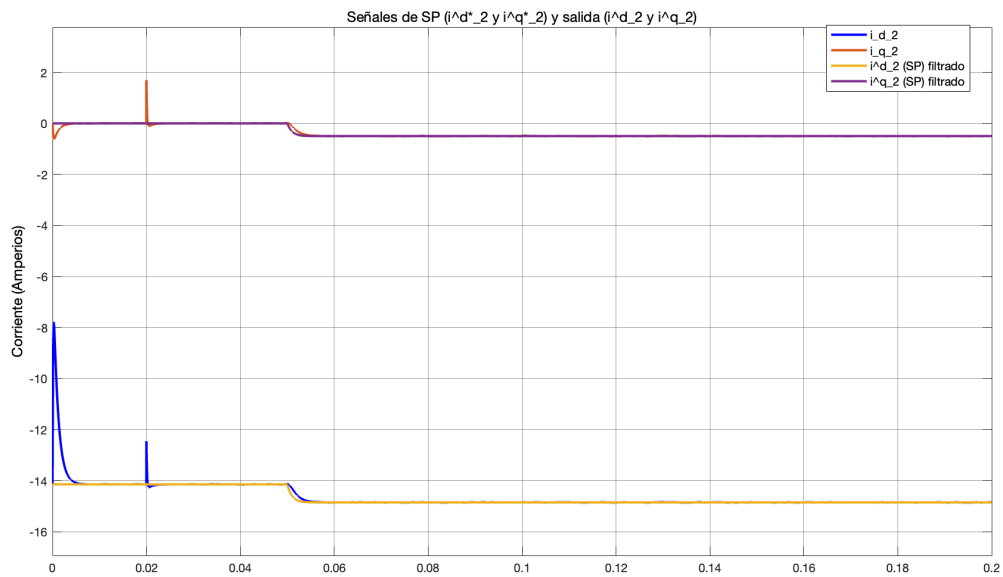


Figura 7.7.5.1.31: Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

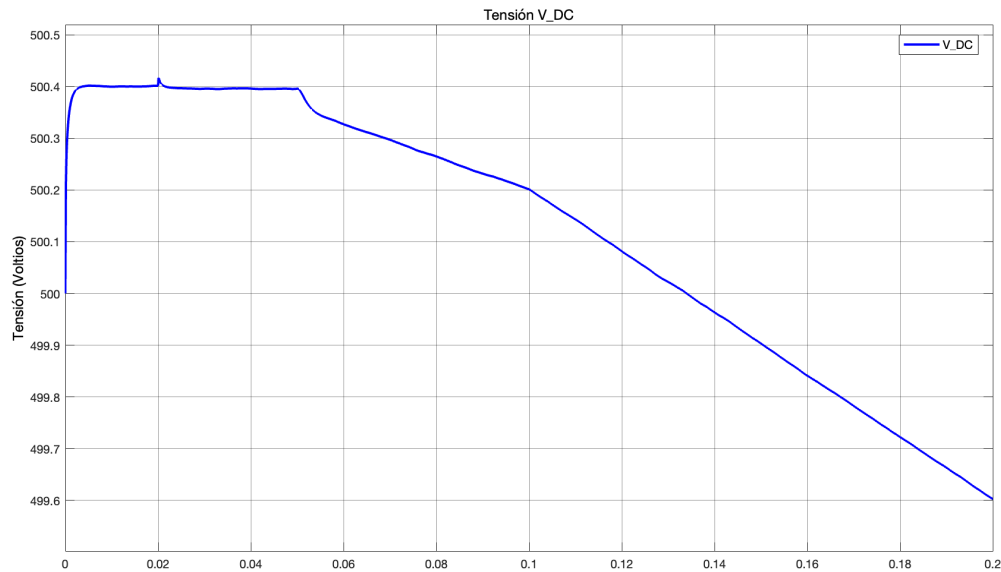


Figura 7.7.5.1.32: Prueba 5: Modelo no lineal. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Las Figuras 7.7.5.1.28 y 7.7.5.1.29 muestran la rapidez y eficacia del controlador para regular el sistema ante perturbaciones externas. Además, las Figuras 7.7.5.1.30 y 7.7.5.1.31 muestran como las respuestas del sistema se estabilizan rápidamente al valor del set-point establecido ante el efecto provocado por las perturbaciones externas introducidas. Por otra parte, la Figura 7.7.5.1.32, en comparación con la Figura 7.7.5.1.20, muestra un efecto reducido de las perturbaciones externas en el enlace de **DC**. Con esta prueba se puede concluir que el sistema diseñado es bastante robusto, mostrando un funcionamiento óptimo en su aplicación al sistema Back-to-Back.

## 7.8. Control de las corrientes mediante control modal o por asignación de polos con acción integral

### 7.8.1. Introducción

Con el objetivo de realizar un análisis comparativo entre diversos métodos de diseño para controlar sistemas **MIMO**, tal como se expresa en el Apartado 7.6.1 de la Sección 7.6 del Capítulo 7, se procede a diseñar un control por realimentación del vector de estados, empleando el método de control modal o asignación de polos (pole placement).

Por una parte, se procede a diseñar directamente un sistema de control **MIMO** con acción integral ya que, tal como se explicó en el Apartado 7.6.5 de la Sección 7.6 del Capítulo 7, es un requisito necesario e indispensable en el diseño del sistema de control.

Por otra parte, debido a que la arquitectura del sistema es independiente del método a partir del cual se obtienen los valores asociados a las acciones proporcionales e integrales del controlador, se mantienen los diagramas de bloques en Simulink expuestos en la Sección 7.7 del Capítulo 7.

### 7.8.2. Control modal o por asignación de polos con acción integral.

El control modal o por asignación de polos es una técnica de diseño de control utilizada para determinar la ley de control óptima para un Sistema Lineal Invariante en el Tiempo (**SLIT**), representado en el espacio

de estados.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{7.8.2.1}$$

Dado un modelo matemático controlable del sistema representado en el espacio de estados [34], [40], [45], el objetivo es encontrar una ley de control del tipo:

$$u(t) = -K_c x(t)\tag{7.8.2.2}$$

Donde:

- $K_c$  es la matriz de realimentación de estados.

Sustituyendo la Ecuación 7.8.2.2 en la Ecuación 7.8.2.1, se obtiene el sistema en lazo cerrado:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= (A - BK_c)x(t) \\ y(t) &= (C - DK_c)x(t)\end{aligned}\tag{7.8.2.3}$$

Los autovalores de la matriz  $(A - BK_c)$  son los polos del sistema en lazo cerrado, también denominados como polos del regulador [34], [40], [45]. El problema de diseño mediante el método de control modal o por asignación de polos consiste en encontrar una matriz de realimentación de estados  $K_c$  de tal forma que los polos del sistema en lazo cerrado se ubiquen en posiciones deseadas del plano complejo.

La condición necesaria y suficiente para realizar una asignación de polos totalmente arbitraria es que el sistema sea completamente controlable. No obstante, si el sistema no es completamente controlable, esto no implica que no se pueda controlar. En este caso, el sistema se denomina parcialmente controlable, es decir, existen autovalores de la matriz  $(A - BK_c)$  que no se pueden modificar mediante realimentación de estados [34], [40], [45].

Matemáticamente, dado un modelo matemático del sistema representado en el espacio de estados, la matriz de controlabilidad del sistema se define como:

$$M_c = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{bmatrix}\tag{7.8.2.4}$$

Donde:

- $n$  es el orden del sistema, es decir, el número de estados en el sistema.

Un sistema es completamente controlable si y sólo si su matriz de controlabilidad es de rango completo, es decir, si:

$$M_c = n \tag{7.8.2.5}$$

Si la matriz de controlabilidad no es de rango completo, se dice que el sistema es parcialmente controlable, es decir:

$$M_c < n \tag{7.8.2.6}$$

La Figura 7.7.21, al igual que en el Apartado de la Sección 7.6 del Capítulo 7, representa el diagrama de bloques de un sistema controlado por realimentación del vector de estado con acción integral, diseñado en este caso mediante el método de control modal o por asignación de polos.

Al incorporar la acción integral en el diseño del controlador, las Ecuaciones 7.7.28 y 7.7.29, presentadas en el Apartado 7.7.2 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, definen el modelo del sistema linealizado del sistema ampliado.

### 7.8.3. Diseño del controlador para la regulación de las corrientes mediante control modal con acción integral.

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla 7.12.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega_1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L_1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R_1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios
$m_{t1}$ , m_t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v_d_1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$v_1^q$ , v_q_1	0	Voltios

Tabla 7.12: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del convertidor VSC<sub>1</sub>.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control del sistema dinámico linealizado se muestran en la Tabla 7.13.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}$ , V_DC0	500	Voltios

Tabla 7.13: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Valores de operación o puntos de equilibrio del sistema dinámico linealizado del convertidor VSC<sub>1</sub>.

A continuación, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control modal o por asignación de polos. El Código 7.42 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.12), las condiciones de operación (ver Tabla 7.13) y las matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7.7.28 y 7.7.29).

```

1      % Parametros constantes del sistema.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;         % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;            % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      C_DC = 6.8e-3;       % Capacitancia condensador (Faradios).
6      omega_1 = 377;       % Frecuencia (radianes/segundo).
7
8      % Valores de operacion del sistema.
9      V_DC0 = 500;         % Tension DC (voltios).
10
11     % Matrices principales del sistema lineal.
12     % Matriz A
13     A = [-R_1/L_1,  omega_1;
14          -omega_1, -R_1/L_1];
15
16     % Matriz B
17     B = [-V_DC0/(2*L_1*m_t1),  0;
18          0, -V_DC0/(2*L_1*m_t1)];
19
20     % Matriz C
21     C = eye(2);
22
23     % Matriz D
24     D = zeros(2);

```

Código 7.42: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del sistema, condiciones de operación y matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

En primer lugar, el Código 7.43 muestra el fragmento del script de MATLAB en el cual se amplían las matrices principales de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y se verifica la controlabilidad del sistema linealizado ampliado. Si el rango de esta matriz es igual al número total de estados, el sistema es controlable.

```

1      % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
2      Aa = [A zeros(2,2); -C zeros(2,2)];
3      Ba = [B;-D];
4      Ca = [C zeros(2,2)];
5      Da = D;
6
7      % Matriz de controlabilidad del sistema.
8      M_c = [Ba Aa*Ba Aa^2*Ba Aa^3*Ba];
9
10     % Verificacion de la controlabilidad del sistema.
11     rank(M_c)

```

Código 7.43: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Matrices principales ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado y verificación de la controlabilidad del sistema linealizado.

Al igual que en el Apartado 7.7.3 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, el resultado de aplicar la función `rank` a la matriz de controlabilidad es 4, lo que indica que el sistema es completamente controlable, es decir, todos los estados del sistema pueden ser influenciados por las entradas de control.

Para obtener la acción proporcional  $K_c$  y la acción integral  $K_i$  del controlador, en base a unos autovalores de la matriz  $(A_a - B_a K_{ca})$  deseados, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$  utilizando la función `place` de MATLAB. El Código 7.44 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se definen los polos deseados del sistema en lazo cerrado y se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$  y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Polos deseados del sistema en lazo cerrado.
2      Polos_deseados = [-2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i];
3
4      % Verificacion de los polos deseados del sistema en lazo cerrado.
5      format shortg
6      disp('Polos deseados del sistema en lazo cerrado:');
7      disp(Polos_deseados);
8      format
9
10     % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca_place.
11     Kca_place = place(Aa, Ba, Polos_deseados);
12
13     Kc = Kca_place(:, 1:2); % Accion proporcional.
14     Ki = -Kca_place(:, 3:4); % Accion integral.
15
16     format long e
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Matriz de ganancias Kc:');
20     disp(Kc);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Matriz de ganancias Ki:');
24     disp(Ki);
25
26     % Polos del sistema en lazo cerrado.
27     Polos_modal = eig(Aa-Ba*Kca_place);
28
29     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
30     format long e
31     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
32     disp(Polos_modal);
33     format

```

Código 7.44: Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Polos deseados del sistema en lazo cerrado, matriz de realimentación de estados  $K_{ca}$ , acción proporcional  $K_c$ , acción integral  $K_i$  y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código ~~7.44~~ son:

- Polos deseados del sistema en lazo cerrado:

$$\left[ -2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i \right] \quad (7.8.3.1)$$

- Acción proporcional  $K_c$ :

$$\begin{bmatrix} -2,832657383375528e - 01 & -1,008603886159327e - 01 \\ 3,924953120715367e - 02 & -1,973742616624154e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.8.3.2)$$

- Acción integral  $K_i$ :

$$\begin{bmatrix} -2,209835756037302e + 02 & -1,973560361916608e + 01 \\ 4,447320744159038e + 00 & -1,264980845940245e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.8.3.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -2,000000000000080e + 03 + 9,99999999974619e + 01i \\ -2,000000000000080e + 03 - 9,99999999974619e + 01i \\ -9,9999999997274e + 02 + 1,99999999997736e + 02i \\ -9,9999999997274e + 02 - 1,99999999997736e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.8.3.4)$$

Los polos del sistema en lazo cerrado [32], [40], [45], [20], [19] indican que el sistema es estable, ya que todos se encuentran en el semiplano izquierdo del plano complejo. Además, los polos tienen partes reales significativamente negativas [32], [40], [45], [20], [19], lo que implica una respuesta rápida y fuertemente amortiguada. El hecho de que los polos con mayor parte real negativa estén cerca de -2000 indica que el sistema tiene componentes dinámicas de respuesta muy rápidas, mientras que los polos con parte real en torno a -1000 representan modos más lentos que también contribuyen a la estabilidad general del sistema [32], [40], [45], [20], [19]. Esta disposición de polos permite un equilibrio entre rapidez en la respuesta y control de la sobreoscilación, garantizando una convergencia eficiente hacia el estado estacionario.

Finalmente, el Código 7.45 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros del diseño del filtro al set-point y las perturbaciones internas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado (ver Ecuaciones 7.6.3.8 y 7.6.3.9).

```

1      % Diseno del filtro al set-point.
2      te = 1e-3; % Tiempo estacionario.
3      tau = te; % Constante de tiempo del filtro en segundos.
4
5      % Perturbacion interna.
6      % Matriz E
7      E = [1/L_1, 0;
8           0, 1/L_1];
9
10     % Parametros constantes
11     v_d_1 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
12     v_q_1 = 0;          % V_pico = V_rms * sqrt(2).

```

Código 7.45: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Filtro al set-point y perturbaciones internas.

#### 7.8.4. Simulación del lazo de control para la regulación de las corrientes mediante control modal con acción integral.

El diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estado con acción integral y sin el efecto de las perturbaciones, diseñado mediante el método de control IQR (ver Figura 7.7.4.1) es el mismo que se utiliza para simular el sistema diseñado utilizando el método de control modal o por asignación de polos.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro:** Se establecen unas señales iguales que en el Apartado 7.7.4 de la Sección 7.7 del Capítulo 7 con el objetivo de realizar un análisis comparativo con el sistema de control diseñado mediante el método de control óptimo LQR (ver Figura 7.7.4.3).

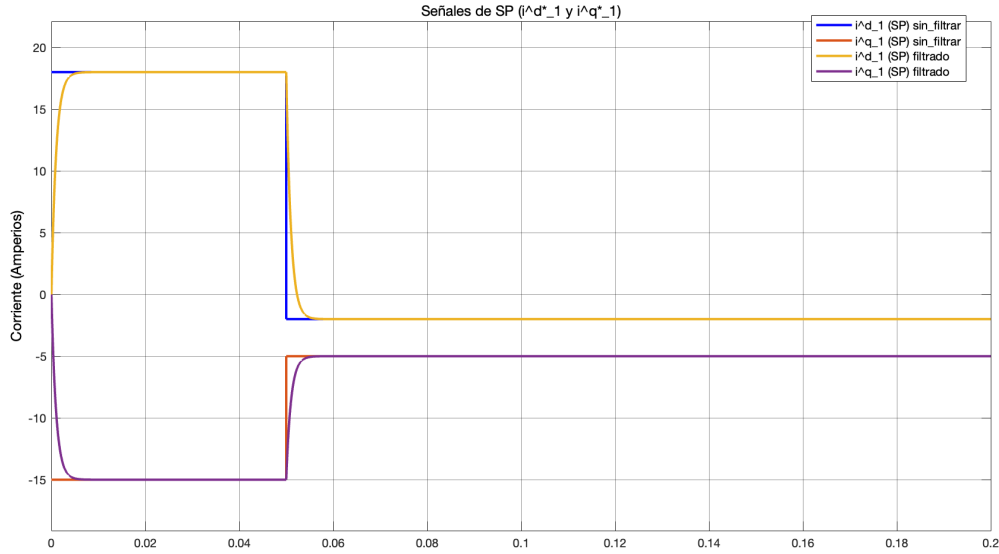


Figura 7.8.4.1: Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) antes y después del filtro.

- Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.8.4.2, comparada con la Figura 7.7.4.1.1, muestra que las señales de salida del controlador tienen una dinámica ligeramente más lenta. No obstante, la respuesta de las señales de salida del controlador sigue siendo bastante adecuada.

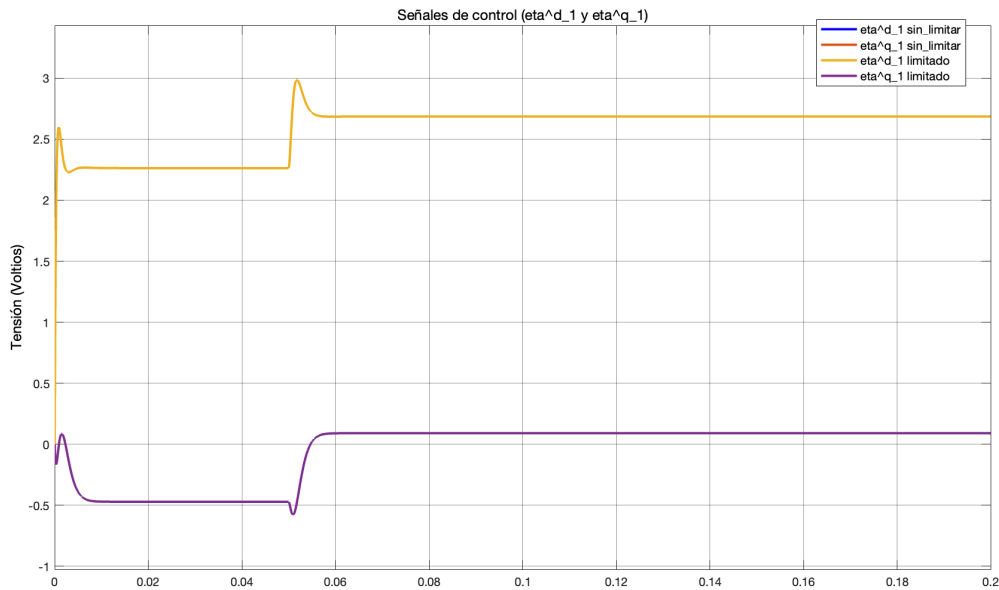


Figura 7.8.4.2: Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

- **Señales correspondientes a las componentes del vector de estado (x):** La Figura 7.8.4.3, comparada con la Figura 7.7.4.1.2, muestra una ligera irregularidad en el estado  $x_1$  durante el instante inicial.

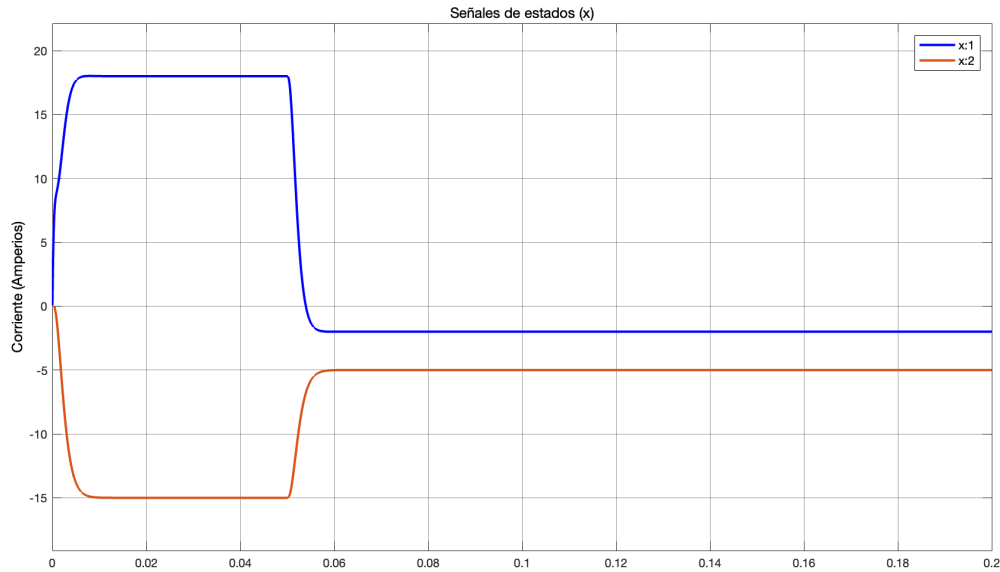


Figura 7.8.4.3: Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados (x).

- **Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):** La Figura 7.8.4.4, comparada con la Figura 7.7.4.1.3, muestra una respuesta muy similar. Sin embargo, el efecto observado en la Figura 7.8.4.3 se refleja en la respuesta del sistema. Además, la diferencia en la rapidez observada en la Figura 7.8.4.2 se manifiesta ligeramente en los cambios de set-point.

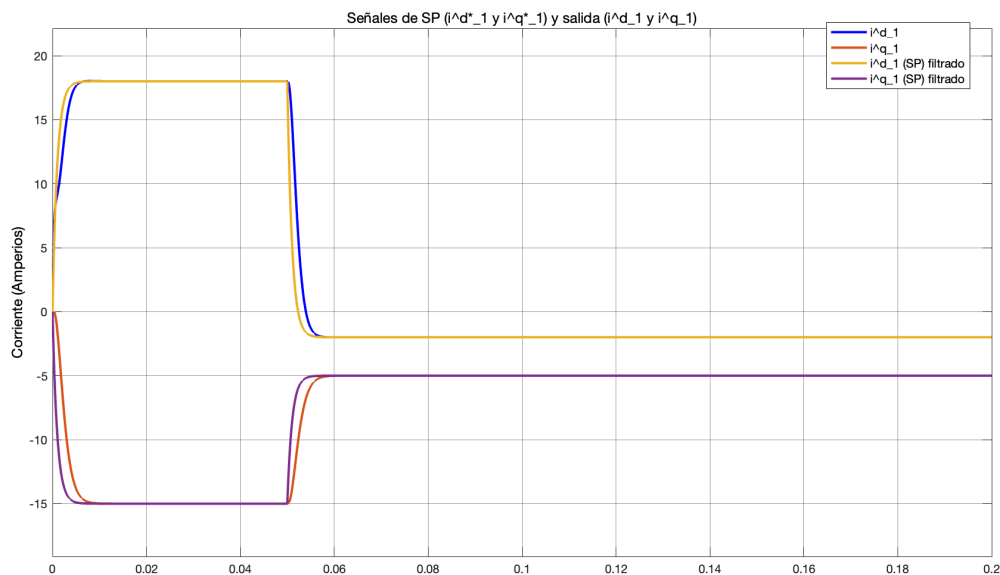


Figura 7.8.4.4: Prueba 1: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

Aunque el diseño controla el sistema de manera adecuada, sin sobreoscilaciones, retardos ni errores en estado estacionario, se concluye que no supera al presentado en la Sección 7.7 del Capítulo 7, ya que este último ofrece respuestas más óptimas. Sin embargo, el diseño de este apartado será sometido a diversas pruebas, al igual que en la Sección 7.7 del Capítulo 7 para evaluar la robustez del sistema de control en distintas condiciones.

#### 7.8.4.1 Análisis de robustez

A continuación, con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se consideran desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas, así como una perturbación externa en diferentes instantes de tiempo, además del ruido en las mediciones de los sensores de corriente.

Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.3.5.1.3), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27]. La Figura 7.7.4.1.5 muestra el diagrama de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor.

El Código 7.46 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensores corrientes.
3      D_R_i = 5e-3;           % Desviacion tipica ruido i.
4      V_R_i = D_R_i^2;       % Varianza ruido i.

```

Código 7.46: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Ruido en la medición de los sensores de corriente.

Para simular las desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas y la perturbación externa en diferentes instantes de tiempo, se utiliza el bloque "Step" para generar un pulso de determinada magnitud y signo en un momento específico. La Figura 7.7.4.1.9 muestra el diagrama de bloques en Simulink, donde se detalla la implementación de las desviaciones y perturbaciones externas.

El Código 7.47 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las desviaciones, las perturbaciones externas y los instantes de tiempo.

```

1      % Perturbacion interna.
2      % Desviacion respecto al valor nominal.
3      I_Delta_v_1 = 0.1;     % Instante de la desviacion.
4      Delta_v_d_1 = 8;      % Porcentaje de desviacion.
5      Delta_v_q_1 = 1;      % Desviacion.
6
7      % Perturbacion externa.
8      % Matriz W
9      W = [1, 0;
10         0, 1];
11
12     % Parametros constantes
13     I_p_1 = 0.15;         % Instante tiempo perturbacion externa.
14     p_11 = 5;            % Magnitud perturbacion 11.
15     p_12 = -2;          % Magnitud perturbacion 12.

```

Código 7.47: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Desviaciones en los valores nominales asociados a las perturbaciones internas y perturbaciones externas.

Tras simular el diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado (ver Figura 7.7.4.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) antes y después del limitador:** La Figura 7.8.4.1, en comparación con la Figura 7.7.4.1.10, muestra las mismas diferencias en la rapidez observadas previamente en la Figura 7.8.4.2. Sin embargo, el controlador no se desestabiliza ni se satura ante el ruido y las perturbaciones que afectan al sistema, indicando su correcto funcionamiento.

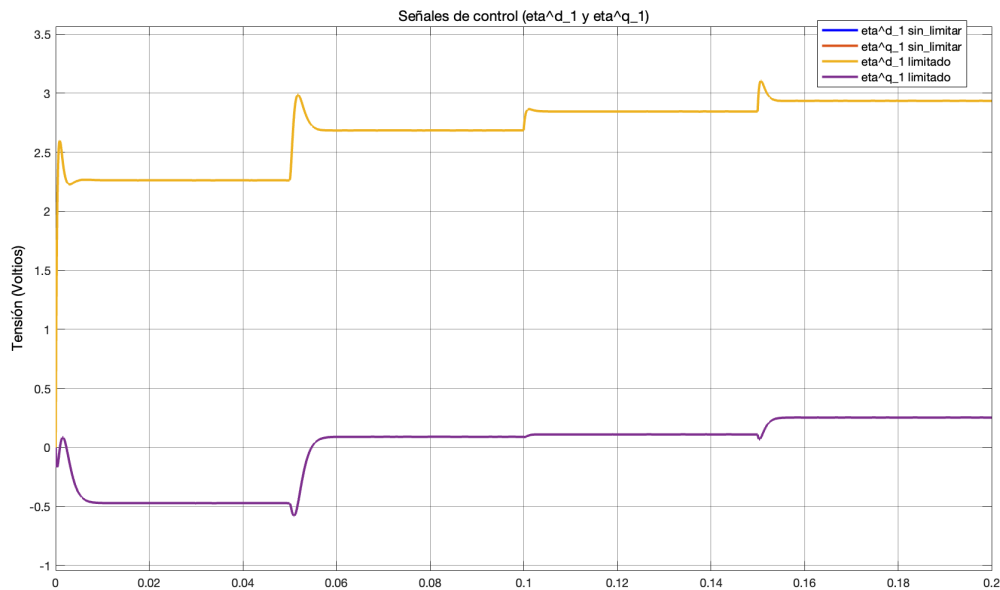


Figura 7.8.4.1.1: Prueba 2: Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $u$ ) antes y después del limitador.

- Señales correspondientes a las componentes del vector de estado ( $x$ ):** La Figura 7.8.4.1.2, comparada con la Figura 7.7.4.1.11, difiere únicamente en la velocidad del sistema para regular las pequeñas desviaciones en los valores nominales de las perturbaciones internas.

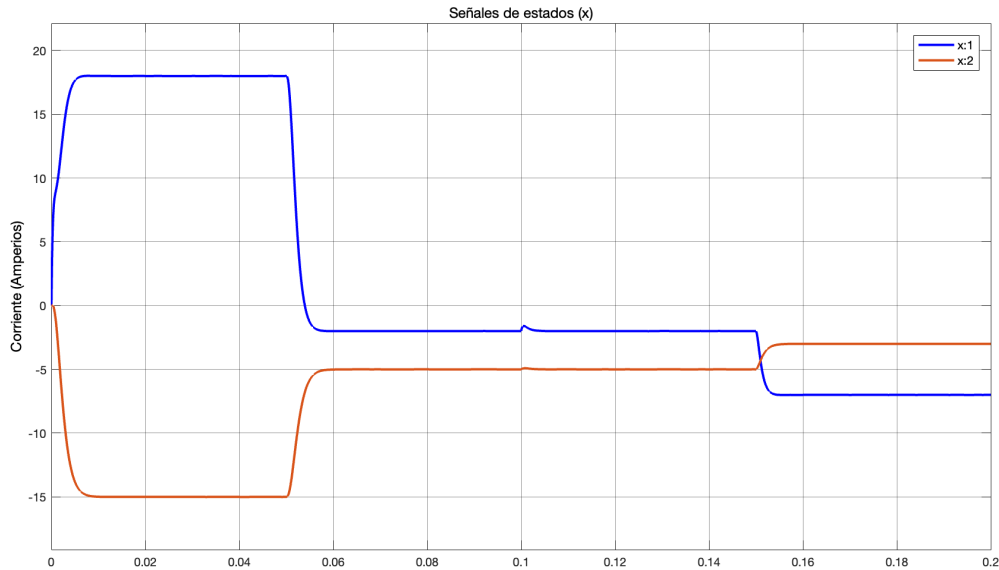


Figura 7.8.4.1.2: Prueba 2: Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de estados ( $x$ ).

- Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV): La Figura 7.8.4.1.3, comparada con la Figura 7.7.4.1.2, muestra nuevamente una diferencia en la rapidez para regular las perturbaciones que afectan al sistema.

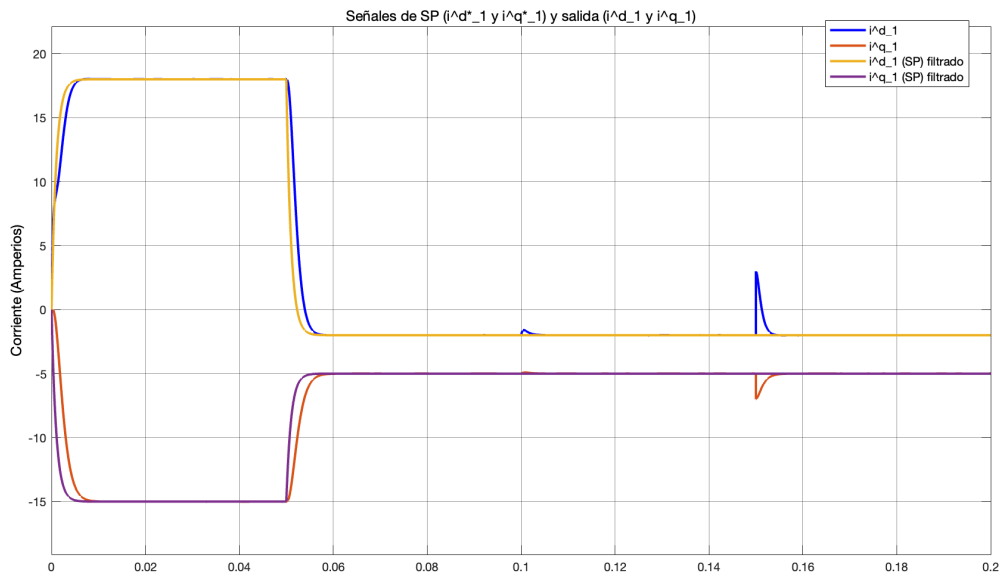


Figura 7.8.4.1.3: Prueba 2: Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones internas y externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de set-point ( $i_1^{d*}$  e  $i_1^{q*}$ ) y señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

A pesar de que anteriormente se ha mencionado que el sistema de control diseñado mediante el método de control modal o por asignación de polos con acción integral no supera al presentado en la Sección 7.7 del Capítulo 7, las pruebas realizadas verifican que es igualmente válido hasta este punto. Esto se debe a

que su capacidad para regular el sistema frente a perturbaciones internas y externas, así como ante ruido en las mediciones de los sensores, lo convierte en un sistema de control robusto, rápido y sin error en estado estacionario, características necesarias e imprescindibles para el control del sistema Back-to-Back.

### 7.8.5. Simulación del sistema de control sobre el modelo no lineal utilizando el método de control modal con acción integral.

Nuevamente, a pesar de que en el Apartado 7.8.4 de la Sección 7.8 del Capítulo 7 se haya verificado la robustez y el buen comportamiento del sistema de control diseñado mediante el método de control modal o por asignación de polos con acción integral, dicho sistema fue aplicado a un modelo linealizado (ver Apartado 7.6.3 de la Sección 7.6 del Capítulo 7), el cual no refleja completamente el comportamiento del sistema real.

Por ello, en esta sección se utiliza el sistema de control diseñado en la Sección 7.8 del Capítulo 7 para regular el modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34). Para ello, tal como se menciona en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, se requieren dos sistemas de control, uno para el VSC<sub>1</sub> y otro para el VSC<sub>2</sub>.

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla 7.14.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega.1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L.1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R.1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t1}$ , m.t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v.d.1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$\omega_2$ , omega.2	377	Radianes/segundos
$L_2$ , L.2	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_2$ , R.2	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t2}$ , m.t2	5	Voltios
$v_2^d$ , v.d.2	$100\sqrt{2}$	Voltios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios

Tabla 7.14: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

A continuación, se describe el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado, incluyendo la acción integral, mediante el método de control modal o por asignación de polos para cada VSC. El Código 7.48 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.14) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Parametros constantes del VSC1.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;         % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      omega_1 = 377;       % Frecuencia (radianes/segundo).
6      v_d_1 = 100*sqrt(2);  % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
7                              % V_pico = V_rms * sqrt(2).
8
9      % Parametros constantes del VSC2.
10     L_2 = 5.3e-3;         % Inductancia (henrios).
11     R_2 = 330e-3;         % Resistencia (ohmios).
12     m_t2 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
13     omega_2 = 377;       % Frecuencia (radianes/segundo).
14     v_d_2 = 100*sqrt(2);  % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
15                              % V_pico = V_rms * sqrt(2).
16
17     % Parametros constantes del sistema.
18     C_DC = 6.8e-3;        % Capacitancia condensador (Faradios).

```

Código 7.48: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

Por otra parte, la condición de operación establecida es la misma que la obtenida en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7. El Código 7.49 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se calcula la condición de operación del modelo no lineal.

```

1      % Calculo de la condicion de operacion del modelo no lineal.
2      % Condiciones de operacion arbitrarias.
3      V_DCO = 500;
4      i_d0_1 = ((3000*2)/(3*v_d_1))*1.06522;
5      i_q0_1 = 0;
6      i_d0_2 = -i_d0_1/1.06522;
7      i_q0_2 = 0;
8
9      % Variables de control despejadas de las primeras 4 ecuaciones bajo la
10     % condicion de que el sistema esta en equilibrio, es decir, las variables
11     % de estado no varian en el tiempo.
12     eta_d0_1 = ((i_q0_1*omega_1 + v_d_1/L_1 - (R_1/L_1)*i_d0_1)*(2*m_t1*L_1))/V_DCO
13     eta_q0_1 = (- i_d0_1*omega_1 - (R_1/L_1)*i_q0_1)*(2*m_t1*L_1)/V_DCO
14     eta_d0_2 = ((i_q0_2*omega_2 + v_d_2/L_2 - (R_2/L_2)*i_d0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DCO
15     eta_q0_2 = ((- i_d0_2*omega_2 - (R_2/L_2)*i_q0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DCO
16
17     % Variacion de V_DC tiene que ser nula o practicamente nula.
18     dV_DC_d = 3/(4*C_DC)*((i_d0_1*eta_d0_1 + i_q0_1*eta_q0_1)/m_t1) + 3/(4*C_DC)*((
19         i_d0_2*eta_d0_2 + i_q0_2*eta_q0_2)/m_t2)

```

Código 7.49: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

Los resultados de aplicar el Código 7.49 se muestran en la Tabla 7.15:

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}$ , V_DC0	500	Voltios
$i_1^{d0}$ , i_d0_1	15,0645	Amperios
$i_1^{q0}$ , i_q0_1	0	Amperios
$i_2^{d0}$ , i_d0_2	-14,1421	Amperios
$i_2^{q0}$ , i_q0_2	0	Amperios
$\eta_1^{d0}$ , eta_d0_1	2,7429	Voltios
$\eta_1^{q0}$ , eta_q0_1	-0,4657	Voltios
$\eta_2^{d0}$ , eta_d0_2	2,9218	Voltios
$\eta_2^{q0}$ , eta_q0_2	0,5651	Voltios
$\frac{dV_{DC}}{dt}$ , dV_DC_dt	-0,0047	Voltios/Segundos

Tabla 7.15: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

Una vez establecida la condición de operación para el modelo no lineal, se explica el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control con realimentación del vector de estado con acción integral, utilizando el método de control modal o la asignación de polos para cada VSC.

En primer lugar, el Código 7.50 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control del VSC<sub>1</sub>.

```

1      % Controlador VSC1.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A1 = [-R_1/L_1, omega_1;
5            -omega_1, -R_1/L_1];
6
7      % Matriz B
8      B1 = [-V_DC0/(2*L_1*m_t1), 0;
9            0, -V_DC0/(2*L_1*m_t1)];
10
11     % Matriz C
12     C1 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D1 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
19     Aa1 = [A1 zeros(2,2); -C1 zeros(2,2)];
20     Ba1 = [B1;-D1];
21     Ca1 = [C1 zeros(2,2)];
22     Da1 = D1;

```

Código 7.50: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

Para obtener la acción proporcional  $K_{c1}$  y la acción integral  $K_{i1}$  del controlador asociado al VSC<sub>1</sub>, en base a unos autovalores de la matriz  $(A_{a1} - B_{a1}K_{ca1})$  deseados, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$  utilizando la función `place` de MATLAB. El Código 7.51 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se definen los polos deseados del sistema en lazo cerrado y se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$  y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Polos deseados del sistema en lazo cerrado.
2      Polos_deseados1 = [-2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i];
3
4      % Verificacion de los polos deseados del sistema en lazo cerrado.
5      format shortg
6      disp('Polos deseados del sistema en lazo cerrado:');
7      disp(Polos_deseados1);
8      format
9
10     % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca_place.
11     Kca_place1 = place(Aa1, Ba1, Polos_deseados1);
12
13     Kc1 = Kca_place1(:, 1:2); % Accion proporcional.
14     Ki1 = -Kca_place1(:, 3:4); % Accion integral.
15
16     format long e
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Matriz de ganancias Kc1:');
20     disp(Kc1);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Matriz de ganancias Ki1:');
24     disp(Ki1);
25
26     % Polos del sistema en lazo cerrado.
27     Polos_modal1 = eig(Aa1-Ba1*Kca_place1);
28
29     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
30     format long e
31     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
32     disp(Polos_modal1);
33     format

```

Código 7.51: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>1</sub>. Polos deseados, matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$  y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.51 son:

- Polos deseados del sistema en lazo cerrado:

$$\left[ -2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i \right] \quad (7.8.5.1)$$

- Acción proporcional  $K_{c1}$ :

$$\begin{bmatrix} -2,832657383375528e - 01 & -1,008603886159327e - 01 \\ 3,924953120715367e - 02 & -1,973742616624154e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.8.5.2)$$

- Acción integral  $K_{i1}$ :

$$\begin{bmatrix} -2,209835756037302e + 02 & -1,973560361916608e + 01 \\ 4,447320744159038e + 00 & -1,264980845940245e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.8.5.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -2,000000000000080e + 03 + 9,99999999974619e + 01i \\ -2,000000000000080e + 03 - 9,99999999974619e + 01i \\ -9,9999999997274e + 02 + 1,9999999997736e + 02i \\ -9,9999999997274e + 02 - 1,9999999997736e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.8.5.4)$$

Para obtener la acción proporcional  $K_{c2}$  y la acción integral  $K_{i2}$  del controlador asociado al VSC<sub>2</sub>, en base a unos autovalores de la matriz  $(A_{a2} - B_{a2}K_{ca1})$  deseados, se calcula la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$  utilizando la función `place` de MATLAB. El Código 7.52 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se definen los polos deseados del sistema en lazo cerrado y se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$  y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Polos deseados del sistema en lazo cerrado.
2      Polos_deseados2 = [-2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i];
3
4      % Verificacion de los polos deseados del sistema en lazo cerrado.
5      format shortg
6      disp('Polos deseados del sistema en lazo cerrado:');
7      disp(Polos_deseados2);
8      format
9
10     % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca_place.
11     Kca_place2 = place(Aa2, Ba2, Polos_deseados2);
12
13     Kc2 = Kca_place2(:, 1:2); % Accion proporcional.
14     Ki2 = -Kca_place2(:, 3:4); % Accion integral.
15
16     format long e
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Matriz de ganancias Kc2:');
20     disp(Kc2);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Matriz de ganancias Ki2:');
24     disp(Ki2);
25
26     % Polos del sistema en lazo cerrado.
27     Polos_modal2 = eig(Aa2-Ba2*Kca_place2);
28
29     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
30     format long e
31     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
32     disp(Polos_modal2);
33     format

```

Código 7.52: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Polos deseados, matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$  y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.52 son:

- Polos deseados del sistema en lazo cerrado:

$$\left[ -2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i \right] \quad (7.8.5.5)$$

- Acción proporcional  $K_{c2}$ :

$$\begin{bmatrix} -3,669152227290317e - 01 & -1,303805023571813e - 01 \\ 5,073719887754011e - 02 & -2,558847772709272e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.8.5.6)$$

- Acción integral  $K_{i2}$ :

$$\begin{bmatrix} -2,856616952926269e + 02 & -2,551187784916591e + 01 \\ 5,748975596108025e + 00 & -1,635219142312999e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.8.5.7)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} -2,000000000000081e + 03 + 9,99999999975471e + 01i \\ -2,000000000000081e + 03 - 9,99999999975471e + 01i \\ -9,9999999997257e + 02 + 1,9999999997743e + 02i \\ -9,9999999997257e + 02 - 1,9999999997743e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.8.5.8)$$

Finalmente, el Código 7.53 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros del filtro aplicado al set-point y de la acción de control del sistema, que se activa con un 1 y se desactiva con un 0.

```

1      % Diseño del filtro al set-point.
2      te = 1e-3; % Tiempo estacionario.
3      tau = te; % Constante de tiempo del filtro en segundos.
4
5      % Acción de control.
6      control = eye(2); % 1 o 0.
    
```

Código 7.53: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Filtro al set-point y acción de control.

La Figura 7.7.5.1 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control por realimentación del vector de estados con acción integral, diseñado mediante el método de control modal o por asignación de polos, aplicado al modelo no lineal en la condición de operación establecida en la Tabla 7.1.5. Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7.6.5.1 se detallan en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7.

Para la primera simulación, se verifica el diseño del sistema de control aplicado al modelo no lineal en Simulink, comprobando su funcionamiento frente a desviaciones en los set-points establecidos, al igual que en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7. Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink, con acción de control (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

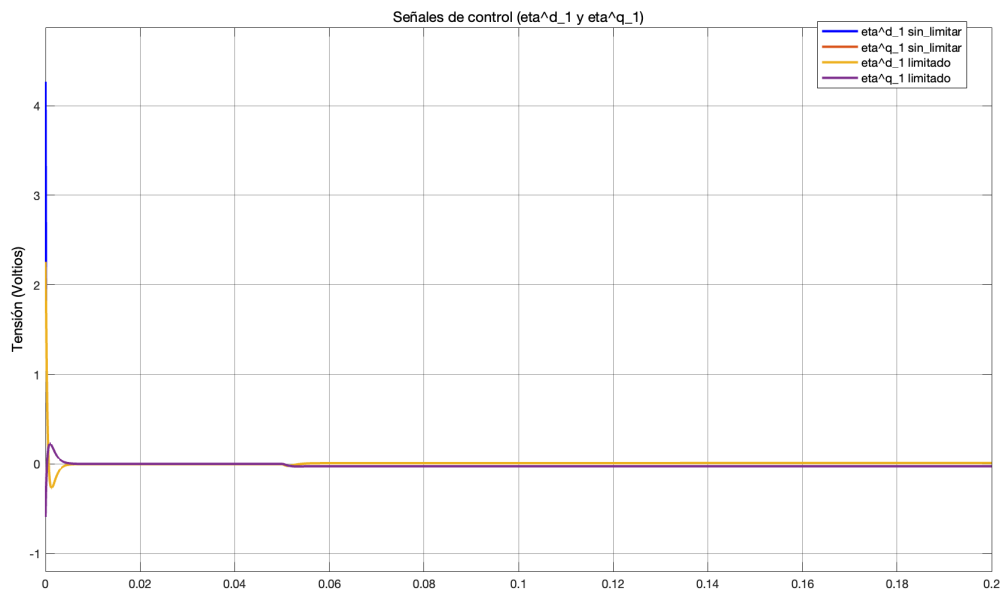


Figura 7.8.5.1: Prueba 1: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

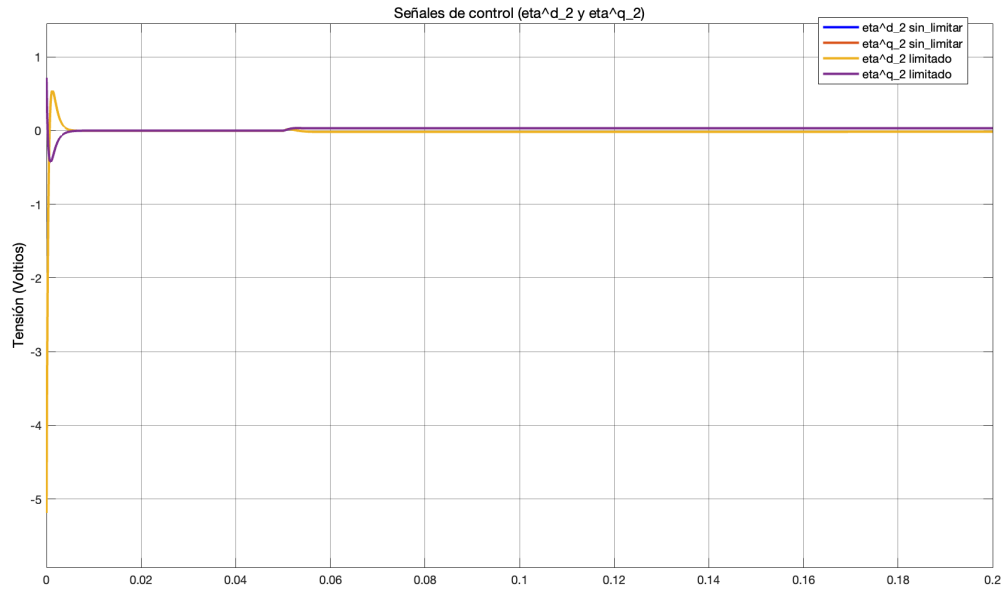


Figura 7.8.5.2: Prueba 1: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

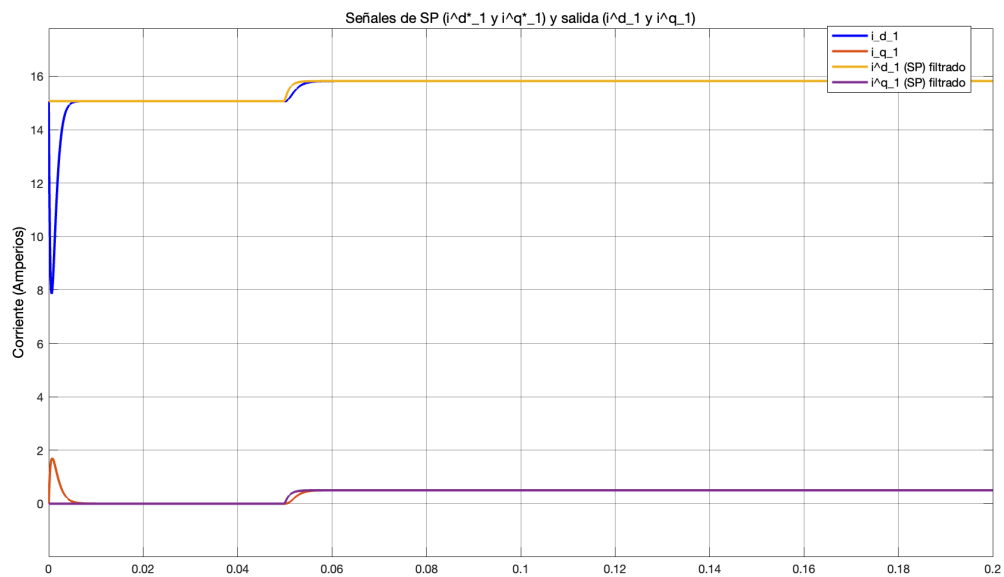


Figura 7.8.5.3: Prueba 1: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

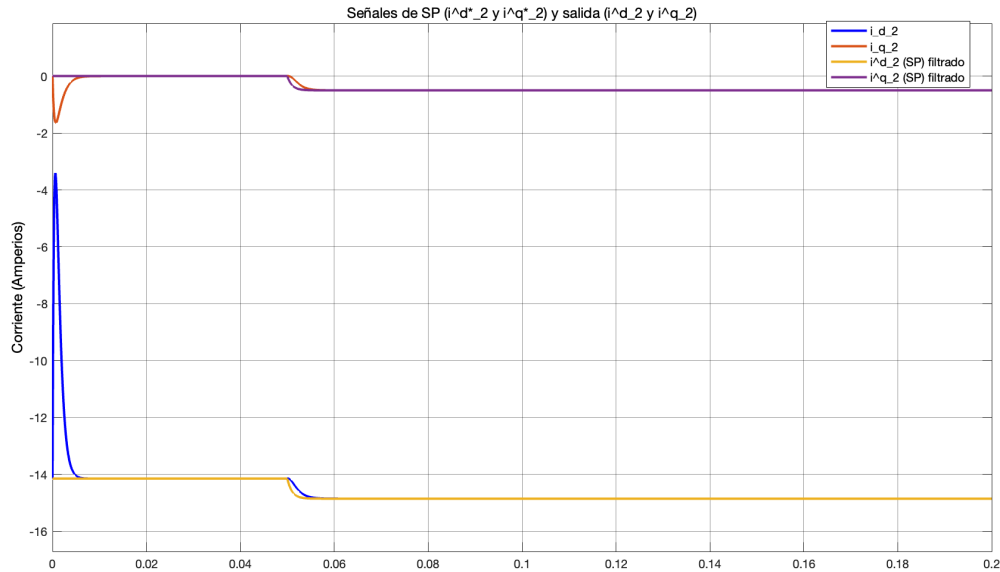


Figura 7.8.5.4: Prueba 1: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

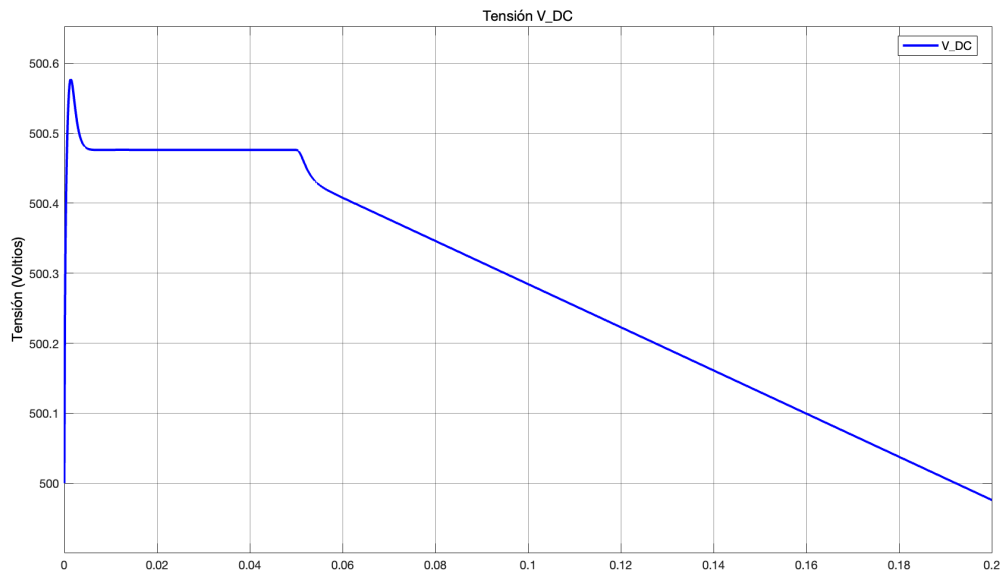


Figura 7.8.5.5: Prueba 1: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Las Figuras 7.8.5.1 y 7.8.5.2, en comparación con las Figuras 7.7.5.17 y 7.7.5.18, muestran una ausencia de saturación en las señales de control. Esto se debe a la diferencia en la rapidez y el esfuerzo de control entre los controladores. Por ello, a pesar de que las señales de control mostradas en las Figuras 7.8.5.1 y 7.8.5.2 no se saturan, posteriormente este fenómeno se refleja en otros aspectos asociados con la respuesta del sistema.

Este efecto en concreto se puede observar en las Figuras 7.8.5.3 y 7.8.5.4 que, comparadas con las Figuras 7.7.5.19 y 7.7.5.20, muestran un esfuerzo de control y una rapidez de respuesta notablemente menores para alcanzar los setpoints establecidos, logrando el estado estacionario más tarde. No obstante, una vez alcanzados los setpoints establecidos, no se observan sobreoscilaciones ni error en estado estacionario, respondiendo

rápidamente y de forma correcta a los cambios en los setpoints.

Finalmente, la Figura 7.8.5.5, comparada con la Figura 7.7.5.21, muestra un efecto despreciable en la tensión del enlace de DC en los instantes iniciales.

En conclusión, a pesar de las diferencias entre el sistema diseñado utilizando el método de control óptimo IQR y el sistema diseñado utilizando el método de control modal o por asignación de polos, se puede afirmar que este último es válido para controlar el sistema Back-to-Back con una efectividad similar al sistema diseñado utilizando el método de control óptimo IQR.

### 7.8.5.1 Análisis de robustez

A continuación, al igual que en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, con el objetivo de analizar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones de los sensores (ver Figura 7.7.5.1.1), tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

Las Figuras 7.7.5.1.2 y 7.7.5.1.3, del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en el sensor en ambos sistemas de control de los dos VSC.

El Código 7.54 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensores corrientes.
3      D_R_i = 5e-3;           % Desviacion tipica ruido i.
4      V_R_i = D_R_i^2;       % Varianza ruido i.
5
6      % Ruido salida controlador.
7      D_R_V = 2e-3;          % Desviacion tipica ruido voltaje.
8      V_R_V = D_R_V^2;       % Varianza ruido voltaje.

```

Código 7.54: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Ruido en la medición de los sensores de corriente.

Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

## 7.8. CONTROL DE LAS CORRIENTES MEDIANTE CONTROL MODAL O POR ASIGNACIÓN DE POLOS CON ACCIÓN INTEGRAL

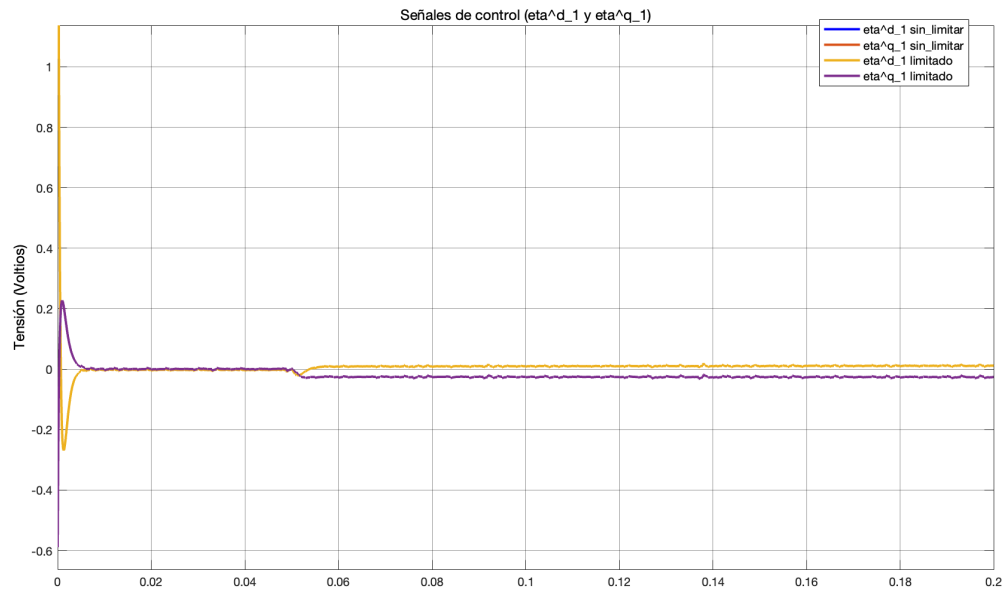


Figura 7.8.5.1.1: Prueba 2: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

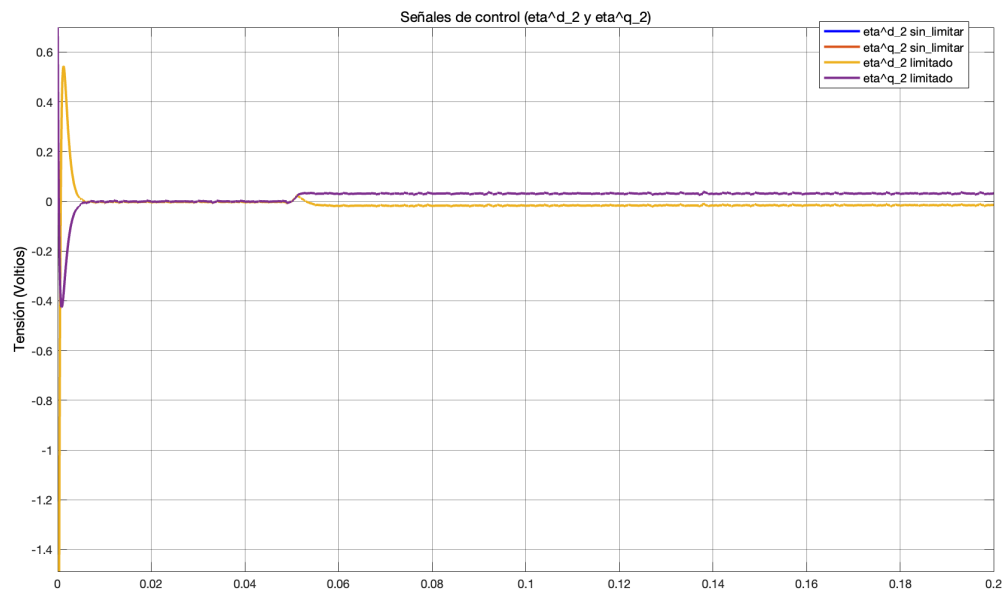


Figura 7.8.5.1.2: Prueba 2: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

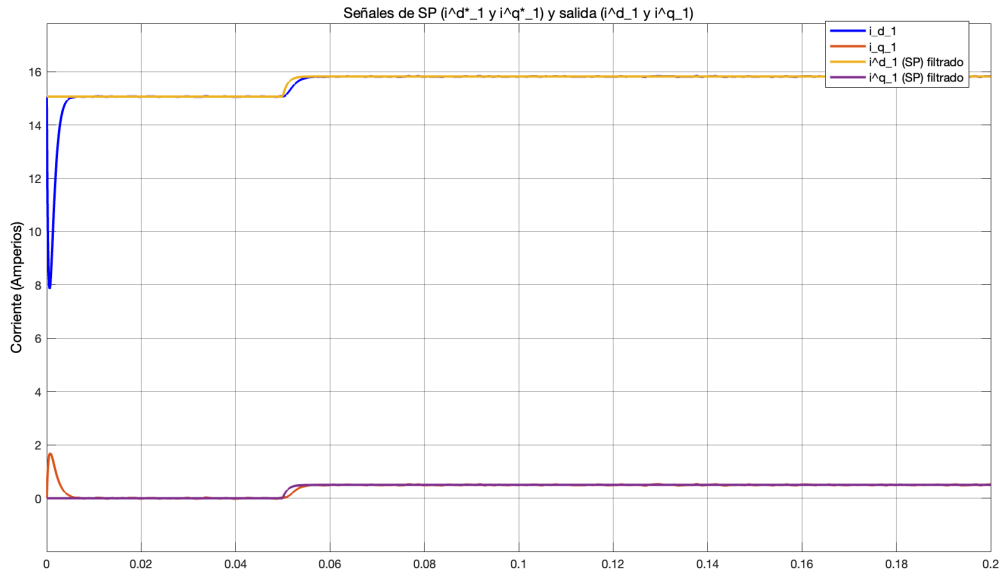


Figura 7.8.5.1.3: Prueba 2: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

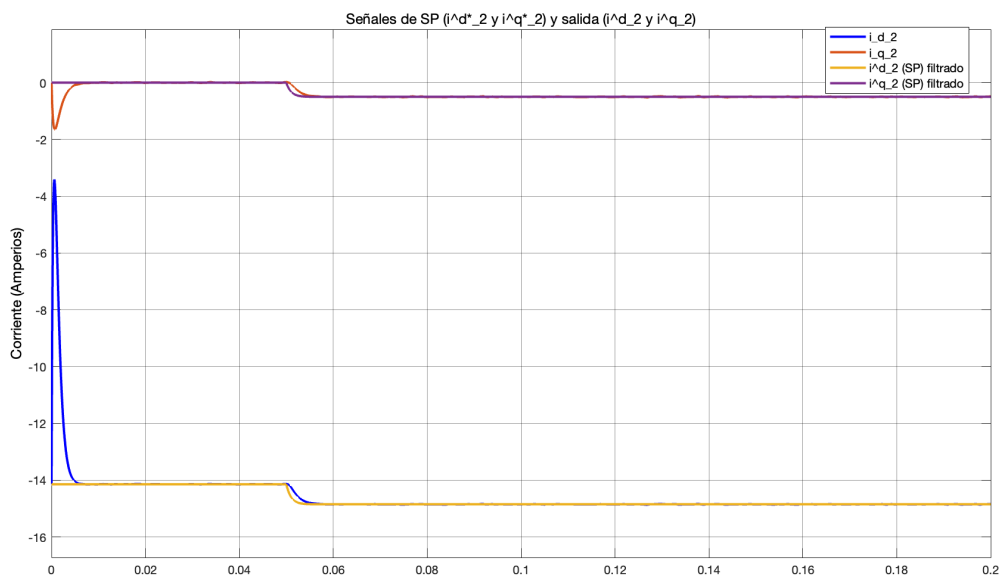


Figura 7.8.5.1.4: Prueba 2: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

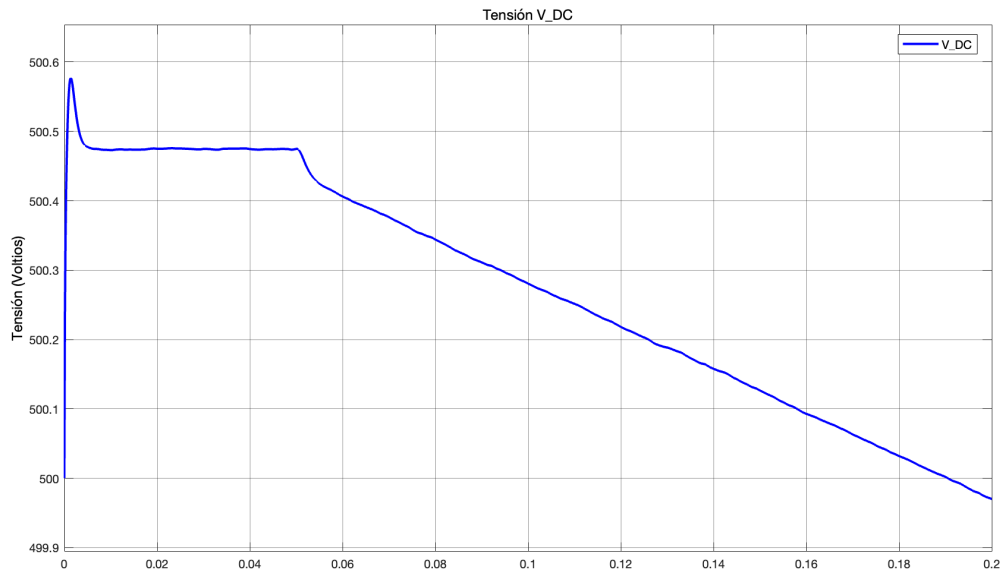


Figura 7.8.5.1.5: Prueba 2: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

En resumen, las Figuras 7.8.5.1.1, 7.8.5.1.2, 7.8.5.1.3, 7.8.5.1.4 y 7.8.5.1.5 muestran los mismos efectos que los resultados presentados en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7 del Capítulo 7 (ver Figuras 7.7.5.1.4, 7.7.5.1.5, 7.7.5.1.6, 7.7.5.1.7 y 7.7.5.1.8), siendo estas pequeñas irregularidades producto del efecto del ruido, las cuales no generan efectos negativos en el sistema.

Finalmente, con el objetivo de analizar la robustez del sistema y hacer que su dinámica sea lo más realista posible, se somete al sistema a perturbaciones externas mientras se encuentra bajo el efecto del ruido en la medición de los sensores y se provocan incertidumbres paramétricas. Se considera que esta situación es la más negativa posible para el control del sistema. La Figura 7.7.5.1.21 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7 del Capítulo 7, muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar dichas perturbaciones externas.

En primer lugar, el Código 7.55 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los porcentajes de las incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Desviaciones parametricas.
2      % R_1:
3      Porc_Desv_R_1 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
4      Inst_Desv_R_1 = 0.1;           % Instante desviacion.
5
6      % L_1:
7      Porc_Desv_L_1 = 0.05;         % Porcentaje desviacion.
8      Inst_Desv_L_1 = 0.1;         % Instante desviacion.
9
10     % R_1:
11     Porc_Desv_R_2 = 0.05;          % Porcentaje desviacion.
12     Inst_Desv_R_2 = 0.1;          % Instante desviacion.
13
14     % L_1:
15     Porc_Desv_L_2 = 0.05;          % Porcentaje desviacion.
16     Inst_Desv_L_2 = 0.1;          % Instante desviacion.
17
18     % C_DC:
19     Porc_Desv_C_DC = 0.05;         % Porcentaje desviacion.
20     Inst_Desv_C_DC = 0.1;         % Instante desviacion.

```

Código 7.55: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican.

En segundo lugar, el Código 7.56 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Perturbacion externa.
2      I_p_i_d_1 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
3      p_i_d_1 = 1.5;             % Magnitud perturbacion i_d_1.
4
5      I_p_i_q_1 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
6      p_i_q_1 = -1.3;            % Magnitud perturbacion i_q_1.
7
8      I_p_i_d_2 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
9      p_i_d_2 = 1.7;             % Magnitud perturbacion i_d_2.
10
11     I_p_i_q_2 = 0.02;           % Instante tiempo perturbacion externa.
12     p_i_q_2 = -1.4;            % Magnitud perturbacion i_q_2.
    
```

Código 7.56: Control modal o por asignación de polos con acción integral. Modelo no lineal. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican.

Tras simular el diagrama de bloques del modelo no lineal en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

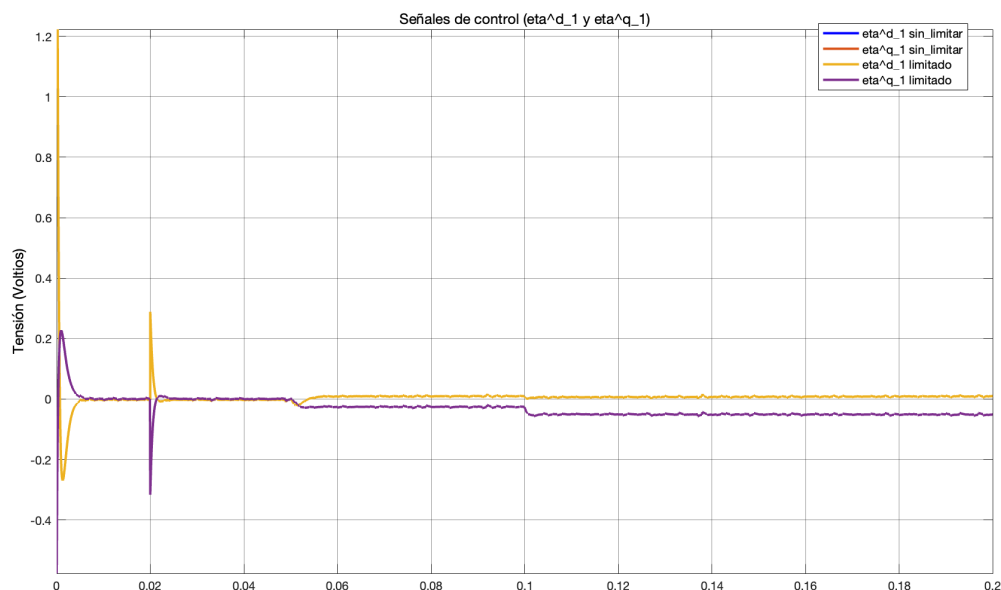


Figura 7.8.5.1.6: Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

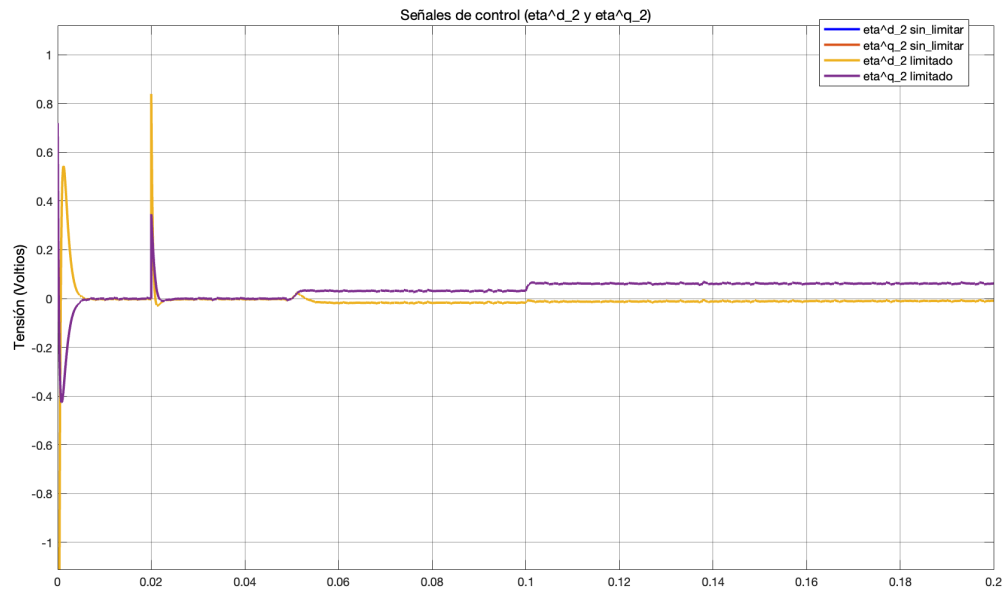


Figura 7.8.5.1.7: Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PY**):

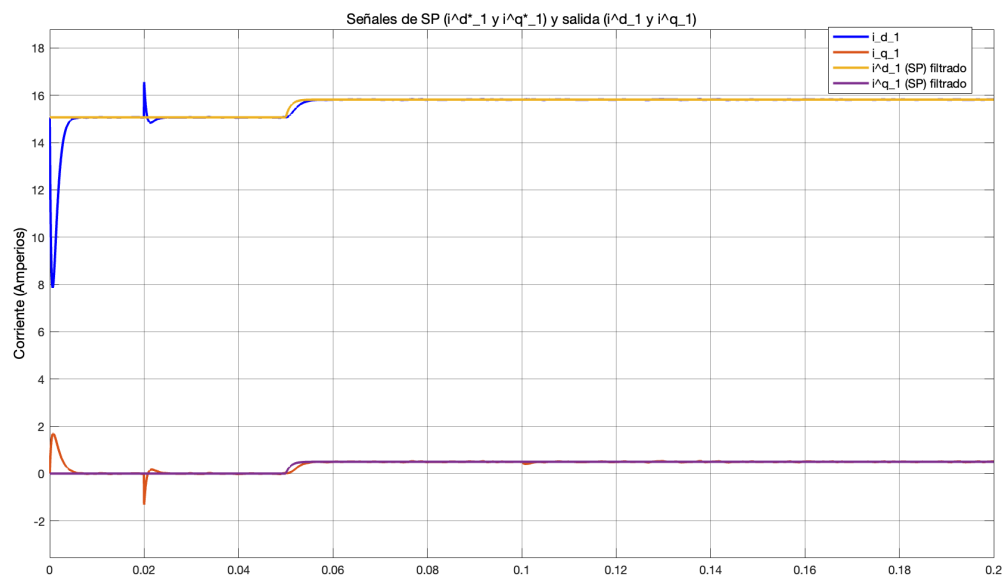


Figura 7.8.5.1.8: Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

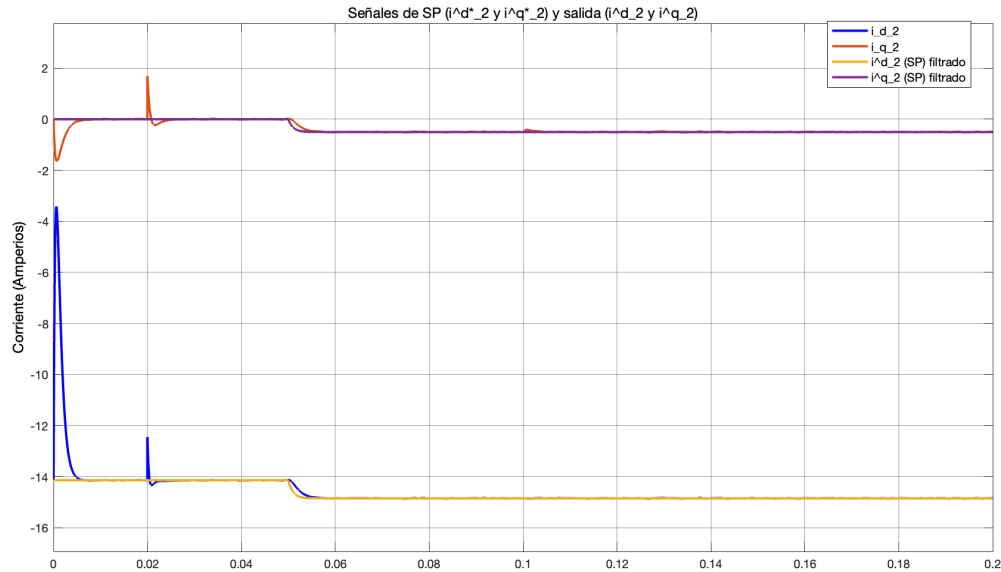


Figura 7.8.5.1.9: Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

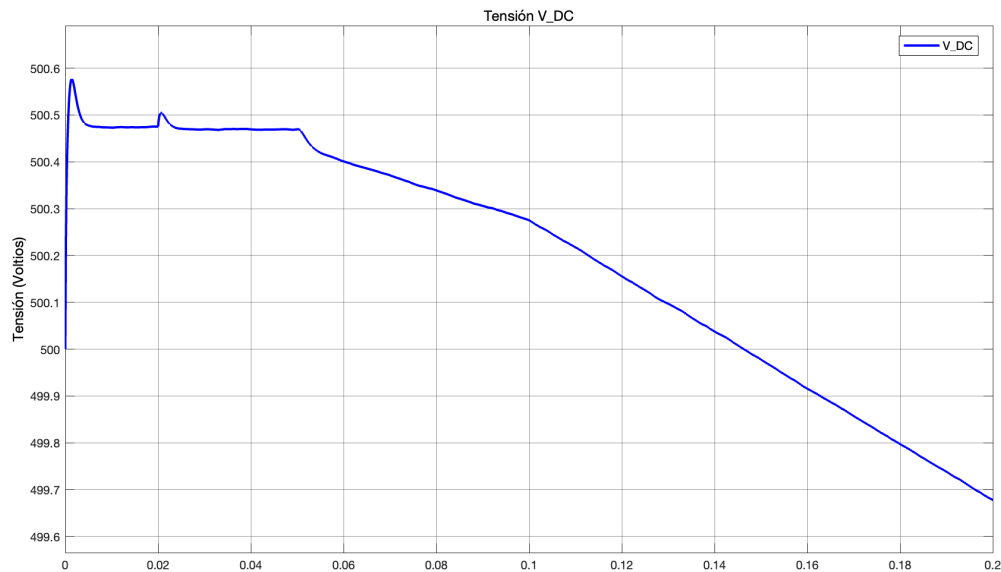


Figura 7.8.5.1.10: Prueba 3: Modelo no lineal. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

Nuevamente, las Figuras 7.8.5.1.6 y 7.8.5.1.7 muestran un menor efecto de las perturbaciones externas en las señales de control en comparación con las Figuras 7.7.5.1.28 y 7.7.5.1.29. Sin embargo, apenas se aprecian diferencias significativas en el efecto producido por las desviaciones externas en las señales de control.

Por otro lado, en las Figuras 7.8.5.1.8 y 7.8.5.1.9, comparadas con las Figuras 7.7.5.1.30 y 7.7.5.1.31, además de las diferencias previamente mencionadas, se observa que el sistema tarda un poco más en regular el efecto de las perturbaciones externas. Aunque este efecto aparentemente no es significativo, perturbaciones de mayor magnitud podrían provocar inestabilidades relevantes en el sistema. Esto indica que el sistema

diseñado utilizando el método de control modal o por asignación de polos es menos robusto que el sistema diseñado utilizando el método de control óptimo LQR frente a perturbaciones externas.

Finalmente, estos efectos también se reflejan en la tensión del enlace DC, mostrada en la Figura 7.8.5.1.10 que, comparada con la Figura 7.7.5.1.32, presenta efectos negativos de mayor magnitud. No obstante, el nivel de estos efectos puede considerarse despreciable.

En conclusión, a pesar de las diferencias entre el sistema diseñado utilizando el método de control óptimo LQR y el sistema diseñado utilizando el método de control modal o por asignación de polos, se puede afirmar que este último es válido para controlar el sistema Back-to-Back con una efectividad similar al sistema basado en LQR. Sin embargo, la diferencia en robustez y otros parámetros de control relevantes, como la rapidez de respuesta y la capacidad de realizar mayores esfuerzos de control, hacen que el sistema basado en LQR sea la opción óptima para este trabajo. Cabe destacar que, con un ajuste más preciso de los polos deseados en el sistema de control modal o por asignación de polos, se podría alcanzar, o incluso superar, la efectividad del sistema basado en LQR. A pesar de no mostrar todas las iteraciones realizadas para ajustar dichos polos, es importante señalar que se encontraron muchas dificultades para ajustar los polos de forma que se obtuviera una respuesta más óptima, llegando incluso a presentarse inestabilidades en algunas respuestas del sistema.

## 7.9. Sistema de control del convertidor Back-to-Back mediante control LQR con acción integral

### 7.9.1. Introducción

Tal como se menciona en la Sección 1.2 del Capítulo 1, el diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back en este trabajo utiliza lazos de control externos, basados en controladores  $PI$  y  $PI$  (sistemas SISO). Estos lazos generan la señal de referencia o set-point para los lazos internos (sistemas MIMO), encargados de regular las corrientes AC asociadas a VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>, respectivamente. Las corrientes se controlan mediante la regulación de las conmutaciones de los IGBTs de cada VSC.

A lo largo del Capítulo 7, se diseñan los lazos de control externos e internos del sistema Back-to-Back. En esta sección, se utiliza el control MIMO para los lazos internos, diseñado en la Sección 7.7 del Capítulo 7, mediante el método de control óptimo lineal cuadrático (LQR) con acción integral, implementado sobre el modelo no lineal.

### 7.9.2. Diseño de los controladores del sistema de control del convertidor Back-to-Back

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla 7.16.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega_1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L_1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R_1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t1}$ , m_t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v_d_1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$\omega_2$ , omega_2	377	Radianes/segundos
$L_2$ , L_2	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_2$ , R_2	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t2}$ , m_t2	5	Voltios
$v_2^d$ , v_d_2	$100\sqrt{2}$	Voltios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios

Tabla 7.16: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

El Código 7.57 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.16) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Parametros constantes del VSC1.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;         % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      omega_1 = 377;        % Frecuencia (radianes/segundo).
6      v_d_1 = 100*sqrt(2);  % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
7                              % V_pico = V_rms * sqrt(2).
8
9      % Parametros constantes del VSC2.
10     L_2 = 5.3e-3;          % Inductancia (henrios).
11     R_2 = 330e-3;         % Resistencia (ohmios).
12     m_t2 = 5;             % Amplitud portadora triangular (voltios).
13     omega_2 = 377;        % Frecuencia (radianes/segundo).
14     v_d_2 = 100*sqrt(2);  % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
15                              % V_pico = V_rms * sqrt(2).
16
17     % Parametros constantes del sistema.
18     C_DC = 6.8e-3;        % Capacitancia condensador (Faradios).

```

Código 7.57: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control del sistema dinámico linealizado se muestran en la Tabla 7.17.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}$ , V_DC0	500	Voltios
$i_1^{d0}$ , i_d0_1	15,0645	Amperios
$i_1^{q0}$ , i_q0_1	0	Amperios
$i_2^{d0}$ , i_d0_2	-14,1421	Amperios
$i_2^{q0}$ , i_q0_2	0	Amperios
$\eta_1^{d0}$ , eta_d0_1	2,7429	Voltios
$\eta_1^{q0}$ , eta_q0_1	-0,4657	Voltios
$\eta_2^{d0}$ , eta_d0_2	2,9218	Voltios
$\eta_2^{q0}$ , eta_q0_2	0,5651	Voltios
$\frac{dV_{DC}}{dt}$ , dV_DC_dt	-0,0047	Voltios/Segundos

Tabla 7.17: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

El Código 7.58 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se define la condición de operación (ver Tabla 7.17) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Calculo de la condicion de operacion del modelo no lineal.
2      % Condiciones de operacion arbitrarias.
3      V_DC0 = 500;
4      i_d0_1 = ((3000*2)/(3*v_d_1))*1.06522;
5      i_q0_1 = 0;
6      i_d0_2 = -i_d0_1/1.06522;
7      i_q0_2 = 0;
8
9      % Variables de control despejadas de las primeras 4 ecuaciones bajo la
10     % condicion de que el sistema esta en equilibrio, es decir, las variables
11     % de estado no varian en el tiempo.
12     eta_d0_1 = ((i_q0_1*omega_1 + v_d_1/L_1 - (R_1/L_1)*i_d0_1)*(2*m_t1*L_1))/V_DC0
13     eta_q0_1 = (- i_d0_1*omega_1 - (R_1/L_1)*i_q0_1)*(2*m_t1*L_1)/V_DC0
14     eta_d0_2 = ((i_q0_2*omega_2 + v_d_2/L_2 - (R_2/L_2)*i_d0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
15     eta_q0_2 = ((- i_d0_2*omega_2 - (R_2/L_2)*i_q0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
16
17     % Variacion de V_DC tiene que ser nula o practicamente nula.
18     dV_DC_d = 3/(4*C_DC)*((i_d0_1*eta_d0_1 + i_q0_1*eta_q0_1)/m_t1) + 3/(4*C_DC)*((
        i_d0_2*eta_d0_2 + i_q0_2*eta_q0_2)/m_t2)

```

Código 7.58: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

A continuación, se expone el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control del convertidor Back-to-Back. Tal como se comentó en el Apartado 7.9.1 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, el sistema de control del convertidor Back-to-Back, está compuesto por los diferentes lazos de control diseñados en las Secciones 7.3, 7.4, 7.5 y 7.7 del Capítulo 7.

En primer lugar, el Código 7.59 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control MIMO con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control óptimo LQR del VSC<sub>1</sub>.

```

1      % Controlador VSC1.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A1 = [-R_1/L_1,  omega_1;
5            -omega_1, -R_1/L_1];
6
7      % Matriz B
8      B1 = [-V_DCO/(2*L_1*m_t1),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_1*m_t1)];
10
11     % Matriz C
12     C1 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D1 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
19     Aa1 = [A1 zeros(2,2); -C1 zeros(2,2)];
20     Ba1 = [B1;-D1];
21     Ca1 = [C1 zeros(2,2)];
22     Da1 = D1;

```

Código 7.59: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados.

El Código 7.60 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion.
2      Q_c1 = diag([1, 1, 1e6, 1e6]);
3      R_c1 = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kc, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca1, Riccati_LQR1, Polos_LQR1] = lqr(Aa1, Ba1, Q_c1, R_c1);
9
10     Kc1 = Kca1(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki1 = -Kca1(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc1 del controlador MIMO del VSC1:');
17     disp(Kc1);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki1 del controlador MIMO del VSC1:');
21     disp(Ki1);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC1:');
25     disp(Polos_LQR1);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati
30     % asociada.
31     disp(['Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada del ' ...
32           'controlador MIMO del VSC1:']);
33     disp(Riccati_LQR1);
34
35     format

```

Código 7.60: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.60 son:

- Acción proporcional  $K_{c1}$  del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\begin{bmatrix} -1,073192085834522e + 00 & 1,752070710736575e - 15 \\ -2,003605614753212e - 15 & -1,073192085834529e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.1)$$

- Acción integral  $K_{i1}$  del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\begin{bmatrix} -9,995897267862068e + 02 & 2,864224333876322e + 01 \\ -2,864224333876394e + 01 & -9,995897267862061e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.2)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 8,8002e - 05 & -4,0221e - 20 & -8,1966e - 02 & 2,3487e - 03 \\ -4,0221e - 20 & 8,8002e - 05 & -2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 \\ -8,1966e - 02 & -2,3487e - 03 & 1,0793e + 03 & 3,4896e - 13 \\ 2,3487e - 03 & -8,1966e - 02 & 3,4896e - 13 & 1,0793e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\begin{bmatrix} -1,002883418361298e + 03 + 2,581908036419050e + 00i \\ -1,002883418361298e + 03 - 2,581908036419050e + 00i \\ -1,215409323815730e + 04 + 3,795819080364544e + 02i \\ -1,215409323815730e + 04 - 3,795819080364544e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.9.2.4)$$

En segundo lugar, el Código 7.36 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control MIMO con realimentación del vector de estado con acción integral mediante

el método de control óptimo LQR del VSC<sub>2</sub>.

```

1      % Controlador VSC2.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A2 = [-R_2/L_2,  omega_2;
5            -omega_2, -R_2/L_2];
6
7      % Matriz B
8      B2 = [-V_DCO/(2*L_2*m_t2),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_2*m_t2)];
10
11     % Matriz C
12     C2 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D2 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18
19     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
20     Aa2 = [A2 zeros(2,2); -C2 zeros(2,2)];
21     Ba2 = [B2;-D2];
22     Ca2 = [C2 zeros(2,2)];
23     Da2 = D2;

```

Código 7.61: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>2</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

El Código 7.62 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , la solución de la ecuación de Riccati y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Matrices de ponderacion.
2      Q_c2 = diag([1, 1, 1e6, 1e6]);
3      R_c2 = 1;
4
5      % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kc, solucion de la
6      % ecuacion algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo
7      % cerrado.
8      [Kca2, Riccati_LQR2, Polos_LQR2] = lqr(Aa2, Ba2, Q_c2, R_c2);
9
10     Kc2 = Kca2(:, 1:2); % Accion proporcional.
11     Ki2 = -Kca2(:, 3:4); % Accion integral.
12
13     format long e
14
15     % Verificacion del controlador.
16     disp('Matriz de ganancias Kc2 del controlador MIMO del VSC2:');
17     disp(Kc2);
18
19     % Verificacion del controlador.
20     disp('Matriz de ganancias Ki2 del controlador MIMO del VSC2:');
21     disp(Ki2);
22
23     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
24     disp('Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC2:');
25     disp(Polos_LQR2);
26
27     format shortE
28
29     % Verificacion de la solucion de la ecuacion algebraica de Riccati
30     % asociada.

```

```

31     disp(['Solucion de la ecuacion algebraica de Riccati asociada del ' ...
32         'controlador MIMO del VSC2:']);
33     disp(Riccati_LQR2);
34
35     format

```

Código 7.62: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$ , solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.62 son:

- Acción proporcional  $K_{c2}$  del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -1,094265122795048e + 00 & -4,312956242147337e - 15 \\ -1,618497003086361e - 15 & -1,094265122795048e + 00 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.5)$$

- Acción integral  $K_{i2}$  del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -9,993417857856426e + 02 & 3,627664789866774e + 01 \\ -3,627664789867305e + 01 & -9,993417857856412e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.6)$$

- Solución de la ecuación algebraica de Riccati asociada del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>: Se utiliza un formato reducido debido al tamaño de la matriz.

$$\begin{bmatrix} 1,1599e - 04 & -2,2839e - 19 & -1,0593e - 01 & 3,8453e - 03 \\ -2,2839e - 19 & 1,1599e - 04 & -3,8453e - 03 & -1,0593e - 01 \\ -1,0593e - 01 & -3,8453e - 03 & 1,1016e + 03 & -4,3879e - 13 \\ 3,8453e - 03 & -1,0593e - 01 & -4,3879e - 13 & 1,1016e + 03 \end{bmatrix} \quad (7.9.2.7)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -1,004840484224265e + 03 + 4,368796362195163e + 00i \\ -1,004840484224265e + 03 - 4,368796362195163e + 00i \\ -9,380679542144124e + 03 + 3,813687963621830e + 02i \\ -9,380679542144124e + 03 - 3,813687963621830e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.9.2.8)$$

En tercer lugar, el Código 7.63 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ) para el diseño del controlador SISO PI del VSC<sub>1</sub>, utilizado en la regulación de la tensión del enlace DC.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      Xi = 1;                               % Factor amortiguamiento.
3      t_e = 1e-2;                            % Tiempo establecimiento (Segundos).
4      omega_n = 5.86/t_e;                   % Frecuencia natural (Radianes/Segundos).
5
6      % Ecuacion caracteristica estandar de un sistema de segundo orden:
7      % s^2 + 2*Xi*omega_n s + omega_n^2 = 0
8      q_11 = 2*Xi*omega_n;
9      q_12 = omega_n^2;
10
11     % Ecuacion caracteristica del sistema en lazo cerrado:
12     % s^2 + (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC) * Kp s + (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC) * Ki = 0
13     q_21 = (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC);
14     q_22 = (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC);
15
16     % Calculo de Kp_DC y Ki_DC.
17     Kp_DC = q_11/q_21;
18     Ki_DC = q_12/q_22;
19
20     % Verificacion del controlador.
21     disp('Accion proporcional (Kp) del controlador de la tensiOn V_DC:');
22     disp(Kp_DC);
23
24     % Verificacion del controlador.
25     disp('Accion integral (Ki) del controlador de la tensiOn V_DC:');
26     disp(Ki_DC);

```

Código 7.63: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador PI para la regulación de la tensión en el enlace DC. Parámetros constantes para el diseño del controlador y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.63 son:

- Acción proporcional  $K_p^{DC}$ :

$$K_p^{DC} = 18,7845 \quad (7.9.2.9)$$

- Acción integral  $K_i^{DC}$ :

$$K_i^{DC} = 5,5039e + 03 \quad (7.9.2.10)$$

En cuarto lugar, el Código 7.64 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ) para el diseño del controlador SISO IP del VSC<sub>2</sub>, utilizado en la regulación de la potencia activa del sistema Back-to-Back.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e_P = 1e-2;           % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      tau_P = t_e_P/5;       % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
4                              % t_e_P = 5*tau_P -> tau_P = t_e_P/5
5
6      % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia activa:
7      % T_P (s) = 1/(((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P)) s + 1)
8      % tau = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P))
9      % Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau_P))
10     % Calculo de Kp_P y Ki_P.
11     Kp_P = 1;
12     Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau));
13
14     % Verificacion del controlador.
15     disp('Accion proporcional Kp:');
16     disp(Kp_P);
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion integral Ki:');
20     disp(Ki_P);

```

Código 7.64: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador **IP** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.64 son:

- Acción proporcional  $K_p^P$ :

$$K_p^P = 1 \quad (7.9.2.11)$$

- Acción integral  $K_i^P$ :

$$K_i^P = 502,3570 \quad (7.9.2.12)$$

Finalmente, el Código 7.65 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ) para el diseño del controlador **SISO IP** de ambos **VSC**, utilizados en la regulación de la potencia reactiva del sistema Back-to-Back.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e_P = 1e-2;          % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      tau_P = t_e_P/5;      % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
4                          % t_e_P = 5*tau_P -> tau_P = t_e_P/5
5
6      % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia reactiva:
7      % T_Q (s) = 1/(((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q)) s + 1)
8      % tau = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q))
9      % Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau_p))
10     % Calculo de Kp_Q y Ki_Q.
11     Kp_Q = 1;
12     Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau));
13
14     % Verificacion del controlador.
15     disp('Accion proporcional Kp:');
16     disp(Kp_Q);
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion integral Ki:');
20     disp(Ki_Q);

```

Código 7.65: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Diseño del controlador  $\text{PI}$  para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos  $\text{VSC}$ .

Los resultados de aplicar el Código 7.65 son:

- Acción proporcional  $K_p^Q$ :

$$K_p^Q = 1 \quad (7.9.2.13)$$

- Acción integral  $K_i^Q$ :

$$K_i^Q = 497,6430 \quad (7.9.2.14)$$

### 7.9.3. Arquitectura del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink

A continuación, la Figura 7.9.3.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back, aplicado al modelo no lineal en la condición de operación establecida en la Tabla 7.17.

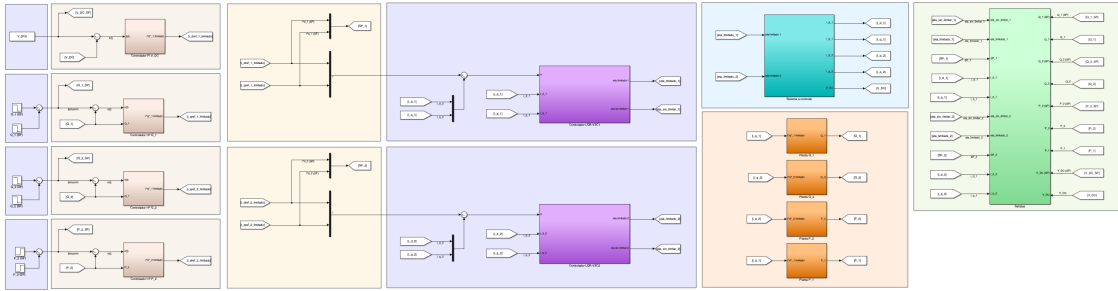


Figura 7.9.3.1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7.9.3.1 son:

- **Lazos de control externos (sistemas SISO):** La arquitectura interna de los controladores mostrados en la Figura 7.9.3.2 es la misma que la mostrada en las Secciones 7.3, 7.4 y 7.5 del Capítulo 7.

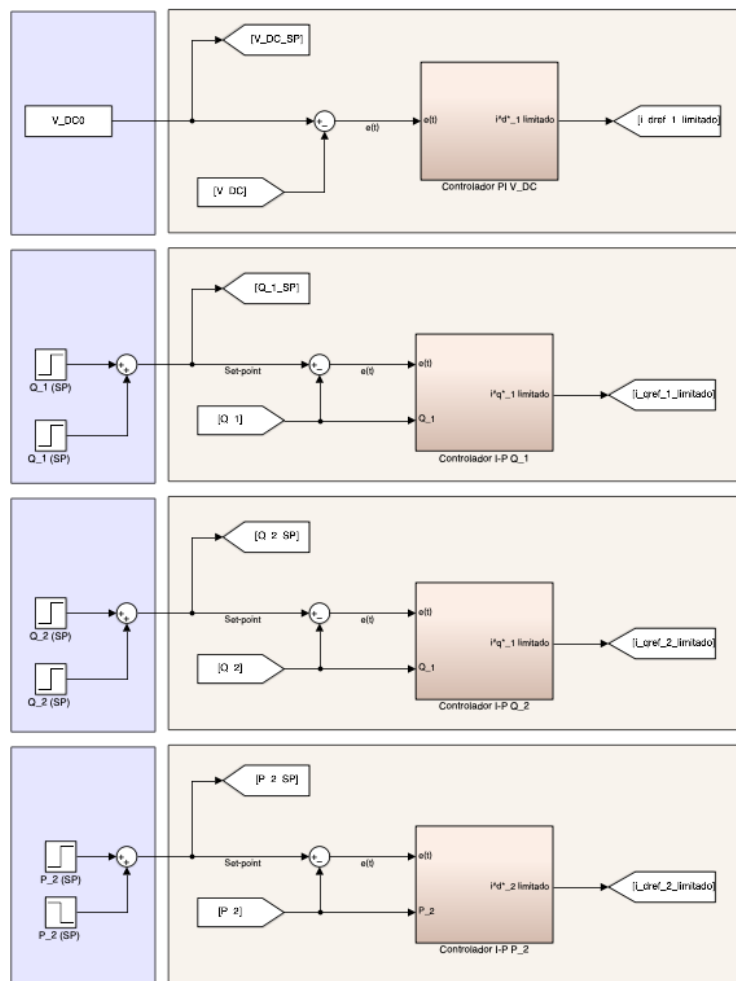


Figura 7.9.3.2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Lazos de control externos (sistemas SISO).

- Lazos de control internos (sistemas MIMO):** La arquitectura interna de los controladores mostrados en la Figura 7.9.3.3 es la misma que la mostrada en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7 del Capítulo 7.

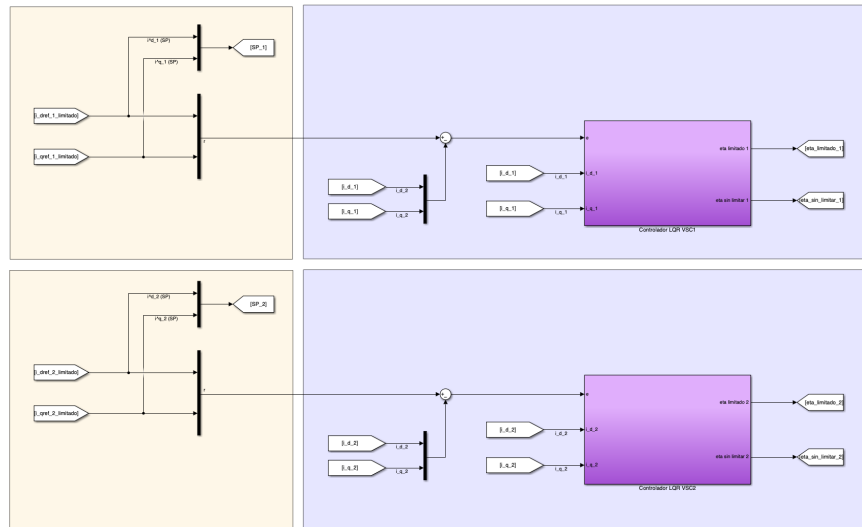


Figura 7.9.3.3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Lazos de control internos (sistemas MIMO).

- Sistema a controlar o planta a controlar:** La arquitectura interna del sistema a controlar (modelo no lineal) en la Figura 7.9.3.4 es la misma que la mostrada en el Apartado 7.7.5 de la Sección 7 del Capítulo 7. Del mismo modo, la potencia activa y reactiva del sistema Back-to-Back se calcula mediante las arquitecturas diseñadas en las Secciones 7.3, 7.4 y 7.5 del Capítulo 7.

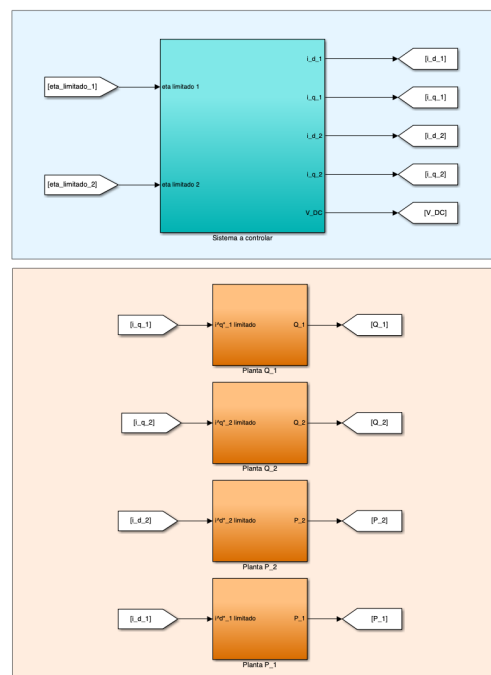


Figura 7.9.3.4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Sistema a controlar (modelo no lineal).

■ Señales resultantes:

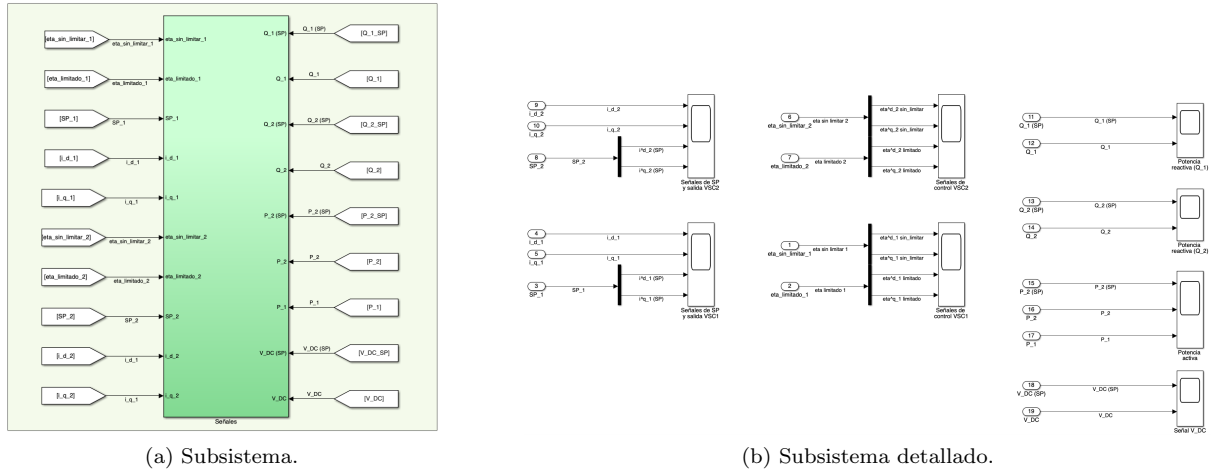


Figura 7.9.3.5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Señales resultantes del sistema en lazo cerrado.

7.9.4. Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño de los controladores.

A pesar de que previamente se verificó el correcto funcionamiento individual de los lazos de control diseñados, es necesario realizar un ajuste fino de los parámetros de control. Esto se debe a que, especialmente en el diseño de los sistemas SISO, no se consideraron en detalle la rapidez y la dinámica de los controladores MIMO. Por ello, es necesario adaptar los parámetros de control de los sistemas SISO a la dinámica de los sistemas MIMO y del modelo no lineal en el que se implementan estos controladores.

Para confirmar esta necesidad de ajuste fino, se simula el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), utilizando los controladores presentados en el Apartado 7.9.2 de la Sección 7.9 del Capítulo 7.

■ Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

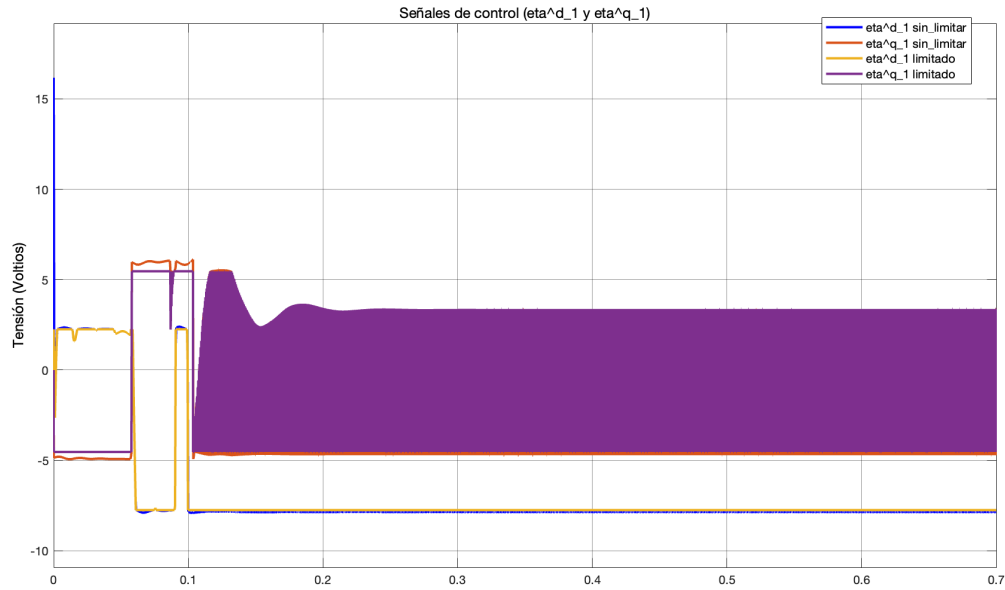


Figura 7.9.4.1: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo **LQR** con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

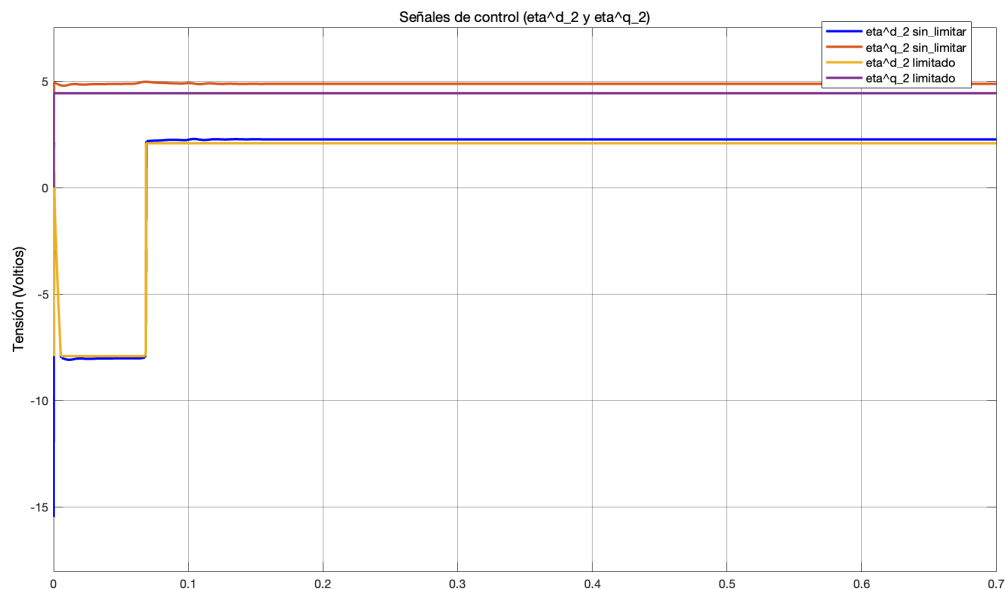


Figura 7.9.4.2: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo **LQR** con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

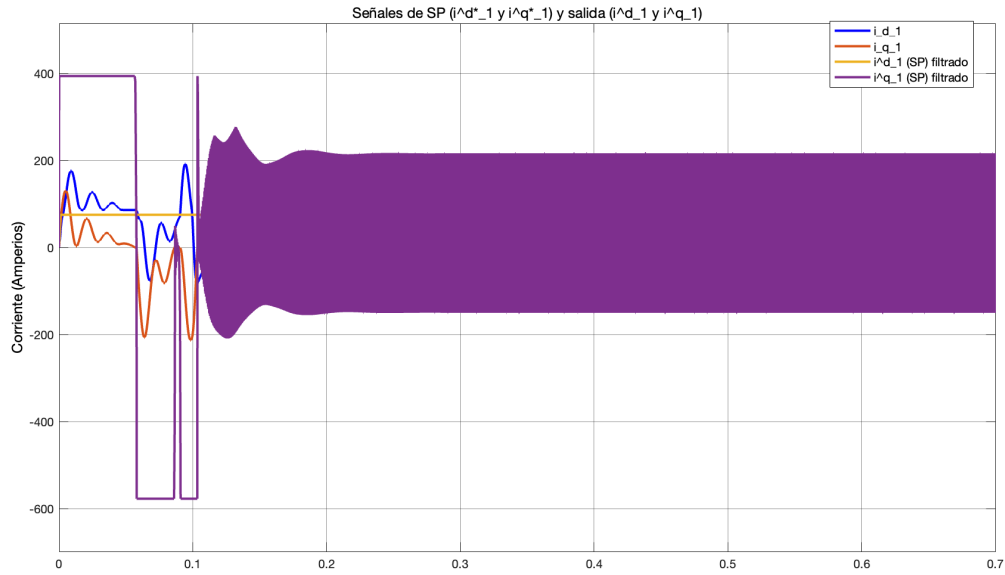


Figura 7.9.4.3: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

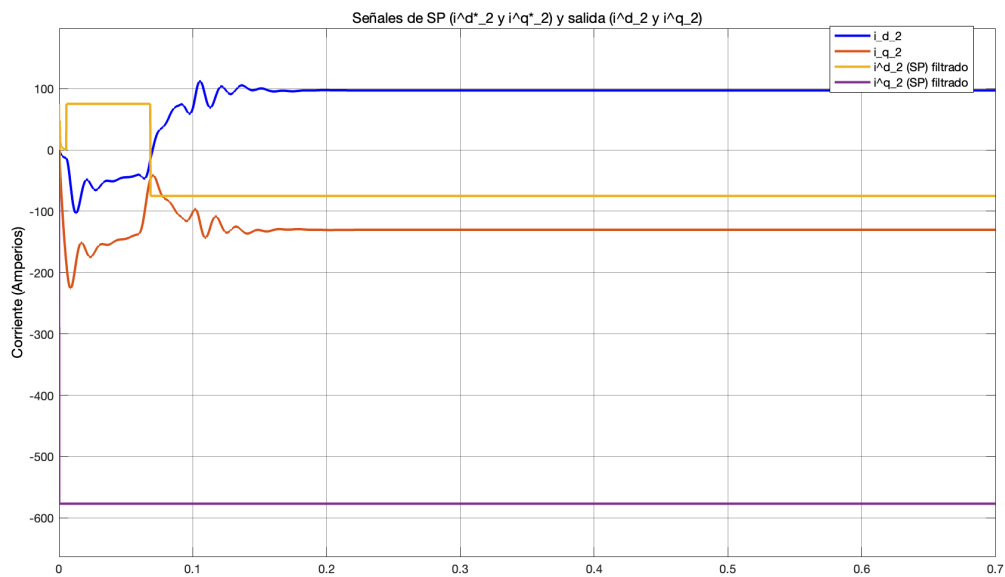


Figura 7.9.4.4: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo LQR con acción integral. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

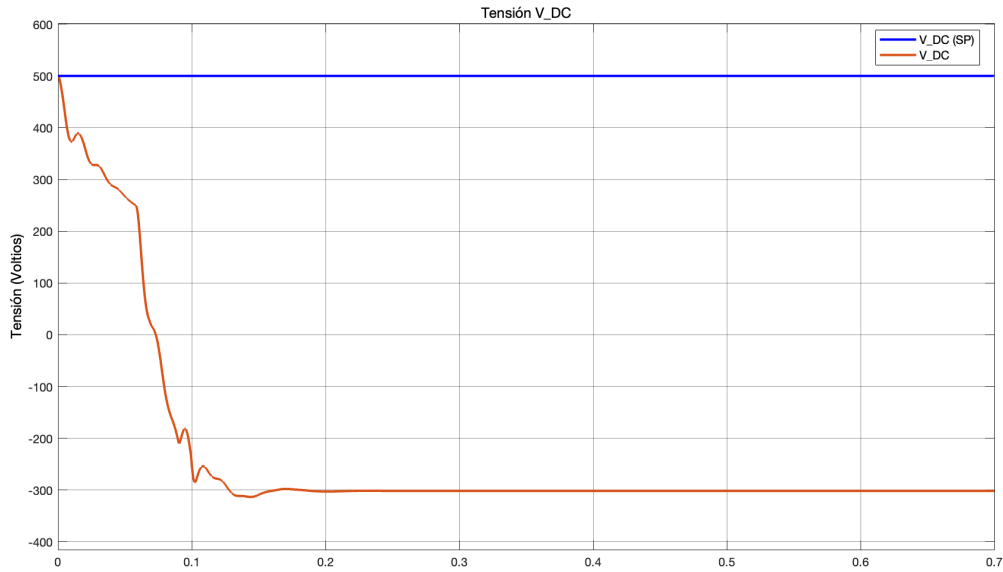


Figura 7.9.4.5: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo IQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

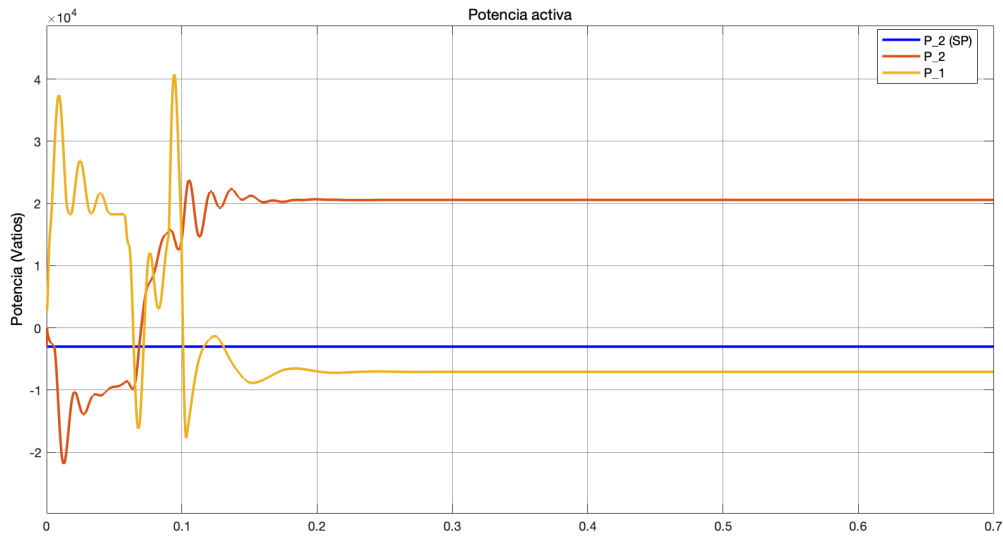


Figura 7.9.4.6: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo IQR con acción integral. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

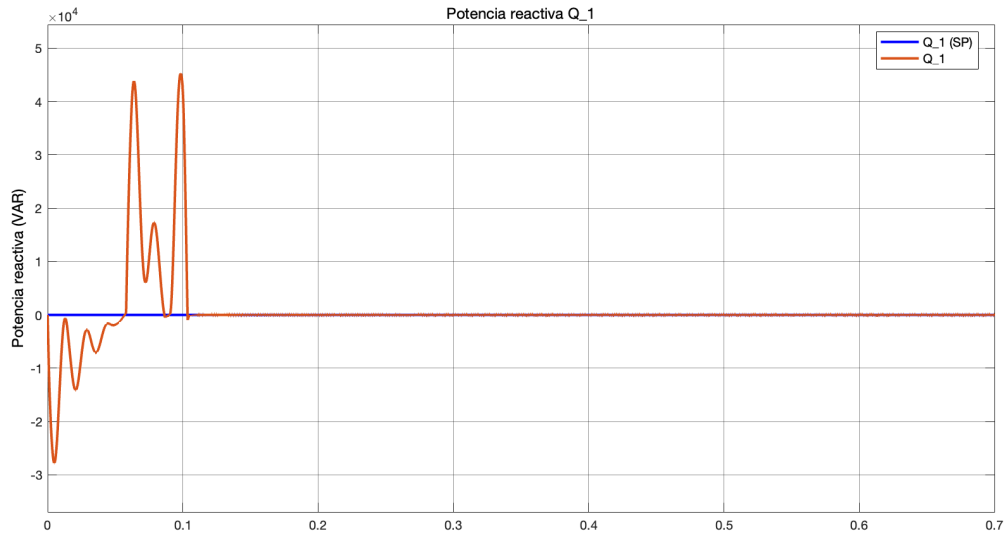


Figura 7.9.4.7: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

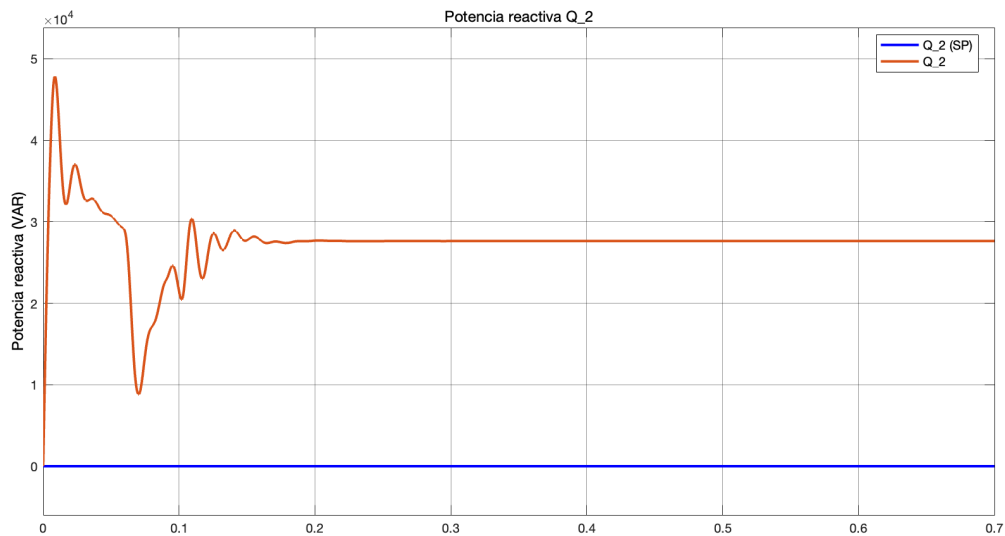


Figura 7.9.4.8: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back sin ajuste fino. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Los resultados mostrados confirman la necesidad de realizar un ajuste fino en el sistema de control del convertidor Back-to-Back. Para ello, se ajustan los parámetros de los controladores  $SISO$ .

En primer lugar, el Código 7.66 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se lleva a cabo el ajuste fino del controlador  $SISO PI$  del  $VSC_1$ , empleado en la regulación de la tensión del enlace  $DC$ . En este ajuste, se modifica el tiempo de establecimiento para lograr una respuesta menos agresiva del controlador.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      Xi = 1;                                % Factor amortiguamiento.
3      t_e = 3e-2;                             % Tiempo establecimiento (Segundos).
4      omega_n = 5.86/t_e;                    % Frecuencia natural (Radianes/Segundos).
5
6      % Ecuacion caracteristica estandar de un sistema de segundo orden:
7      % s^2 + 2*Xi*omega_n s + omega_n^2 = 0
8      q_11 = 2*Xi*omega_n;
9      q_12 = omega_n^2;
10
11     % Ecuacion caracteristica del sistema en lazo cerrado:
12     % s^2 + (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC) * Kp s + (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC) * Ki = 0
13     q_21 = (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC);
14     q_22 = (3*v_d_1)/(2*V_DCO*C_DC);
15
16     % Calculo de Kp_DC y Ki_DC.
17     Kp_DC = q_11/q_21;
18     Ki_DC = q_12/q_22;
19
20     % Verificacion del controlador.
21     disp('Accion proporcional (Kp) del controlador de la tensi0n V_DC:');
22     disp(Kp_DC);
23
24     % Verificacion del controlador.
25     disp('Accion integral (Ki) del controlador de la tensi0n V_DC:');
26     disp(Ki_DC);

```

Código 7.66: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **PI** para la regulación de la tensión en el enlace **DC**. Parámetros constantes para el diseño del controlador y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.66 son:

- Acción proporcional  $K_p^{DC}$ :

$$K_p^{DC} = 6,2615 \quad (7.9.4.1)$$

- Acción integral  $K_i^{DC}$ :

$$K_i^{DC} = 611,5407 \quad (7.9.4.2)$$

En segundo lugar, el Código 7.67 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se lleva a cabo el ajuste fino del controlador **SISO I-P** del VSC<sub>2</sub>, utilizado en la regulación de la potencia activa del sistema Back-to-Back. Este ajuste modifica el tiempo de establecimiento, así como las acciones proporcional e integral, con el objetivo de obtener una respuesta menos agresiva del controlador.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e_P = 2e-2;           % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      tau_P = t_e_P/5;       % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
4                              % t_e_P = 5*tau_P -> tau_P = t_e_P/5
5
6      % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia activa:
7      % T_P (s) = 1/(((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P)) s + 1)
8      % tau = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*Ki_P))
9      % Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau_p))
10     % Calculo de Kp_P y Ki_P.
11     Kp_P = 0.0002;
12     Ki_P = ((2+3*v_d_2*Kp_P)/(3*v_d_2*tau));
13
14     % Verificacion del controlador.
15     disp('Accion proporcional Kp:');
16     disp(Kp_P);
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion integral Ki:');
20     disp(Ki_P);

```

Código 7.67: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **EP** para la regulación de la potencia activa en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ).

Los resultados de aplicar el Código 7.67 son:

- Acción proporcional  $K_p^P$ :

$$K_p^P = 2,0000e - 04 \quad (7.9.4.3)$$

- Acción integral  $K_i^P$ :

$$K_i^P = 1,2285 \quad (7.9.4.4)$$

Finalmente, el Código 7.68 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se lleva a cabo el ajuste fino del diseño del controlador **SISO EP** de ambos **VSC**, empleados en la regulación de la potencia reactiva del sistema Back-to-Back. Este ajuste modifica nuevamente el tiempo de establecimiento, así como las acciones proporcional e integral, con el objetivo de obtener una respuesta menos agresiva del controlador.

```

1      % Parametros constantes para el diseno del controlador.
2      t_e_P = 2e-2;           % Tiempo establecimiento (Segundos).
3      tau_P = t_e_P/5;       % Constante de tiempo de un sistema de primer orden:
4                              % t_e_P = 5*tau_P -> tau_P = t_e_P/5
5
6      % Constante de tiempo del sistema de control para la potencia reactiva:
7      % T_Q (s) = 1/(((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q)) s + 1)
8      % tau = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*Ki_Q))
9      % Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau_p))
10     % Calculo de Kp_Q y Ki_Q.
11     Kp_Q = 0.0002;
12     Ki_Q = ((3*v_d_12*Kp_Q-2)/(3*v_d_12*tau));
13
14     % Verificacion del controlador.
15     disp('Accion proporcional Kp:');
16     disp(Kp_Q);
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Accion integral Ki:');
20     disp(Ki_Q);

```

Código 7.68: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Ajuste fino del diseño del controlador **IP** para la regulación de la potencia reactiva en el sistema Back-to-Back. Parámetros constantes del sistema y cálculo de la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para ambos **VSC**.

Los resultados de aplicar el Código 7.68 son:

- Acción proporcional  $K_p^P$ :

$$K_p^Q = 2,0000e - 04 \quad (7.9.4.5)$$

- Acción integral  $K_i^P$ :

$$K_i^Q = -1,1285 \quad (7.9.4.6)$$

Una vez realizado el ajuste fino de algunos parámetros de los controladores **SISO**, se simula el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink (ver Figura 7.7.5.1) y se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (**CO**) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

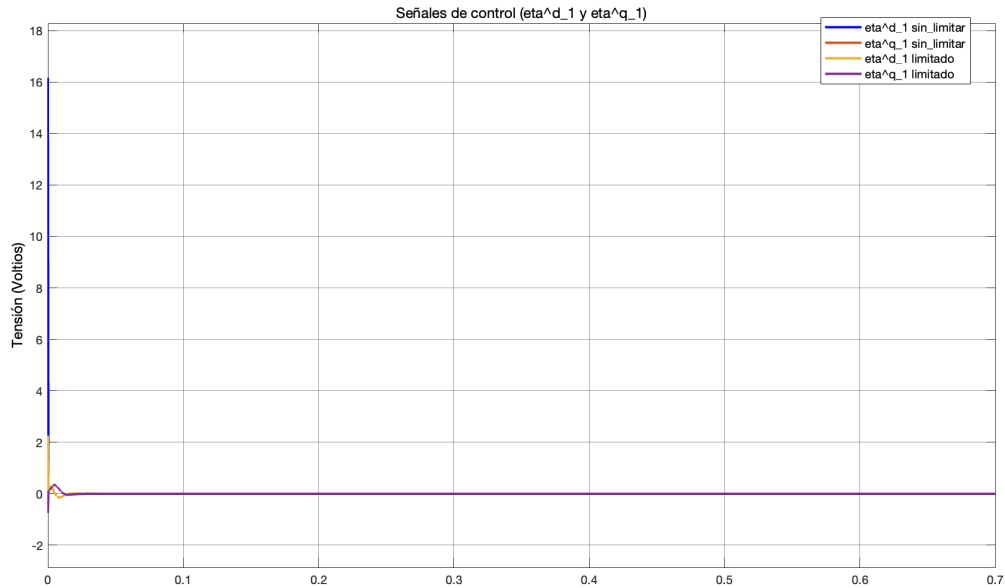


Figura 7.9.4.9: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

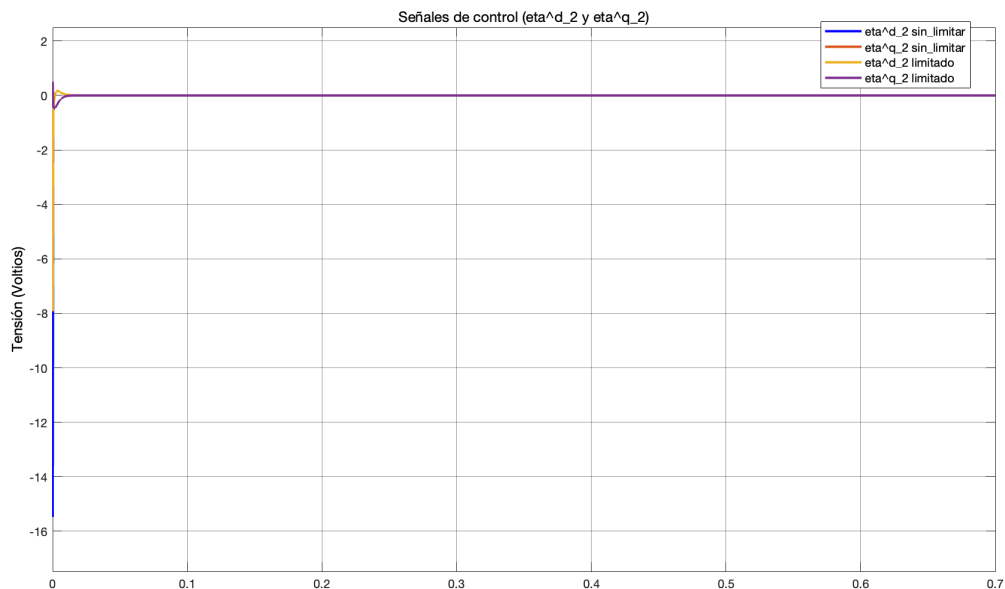


Figura 7.9.4.10: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

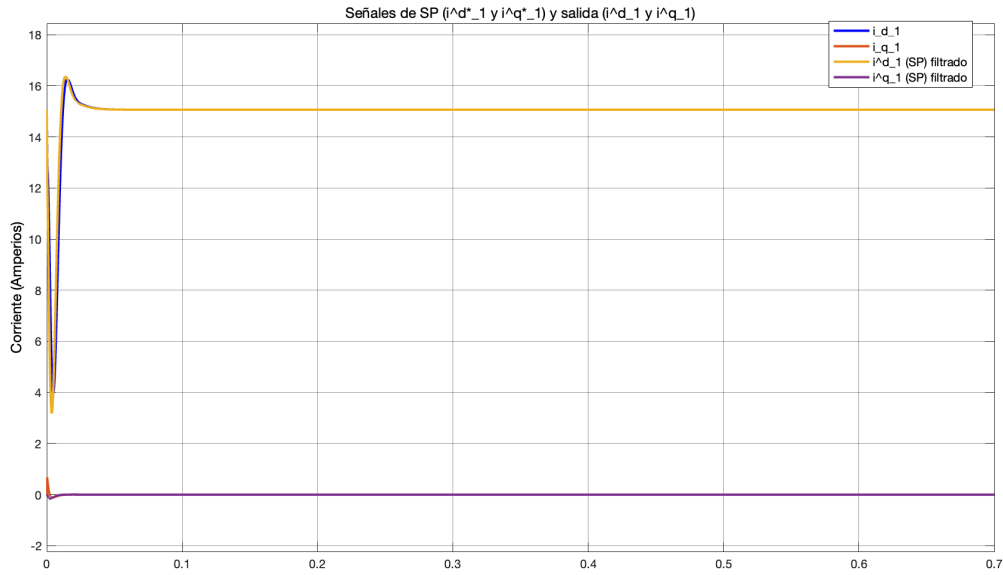


Figura 7.9.4.11: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

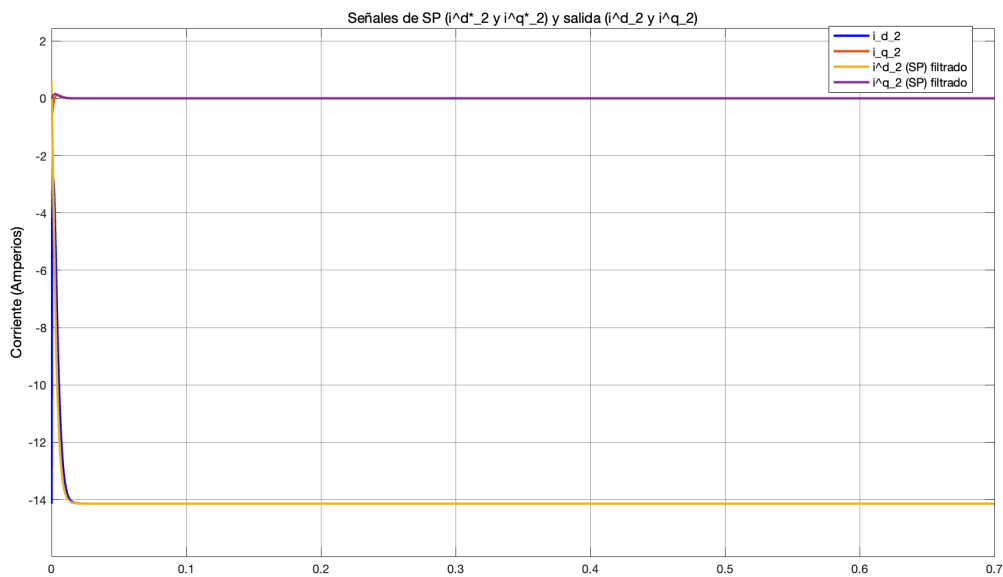


Figura 7.9.4.12: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Ajuste fino. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

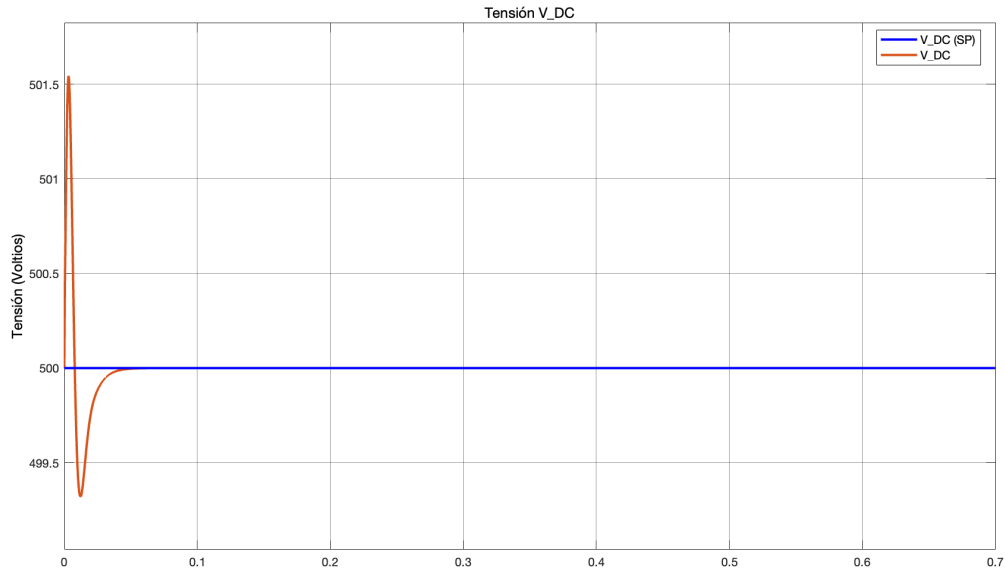


Figura 7.9.4.13: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

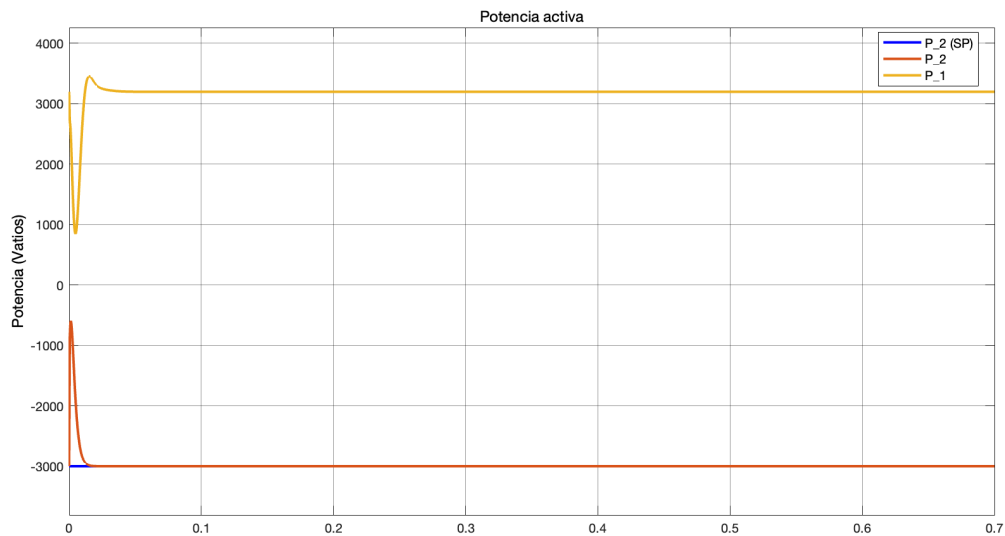


Figura 7.9.4.14: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ajuste fino. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

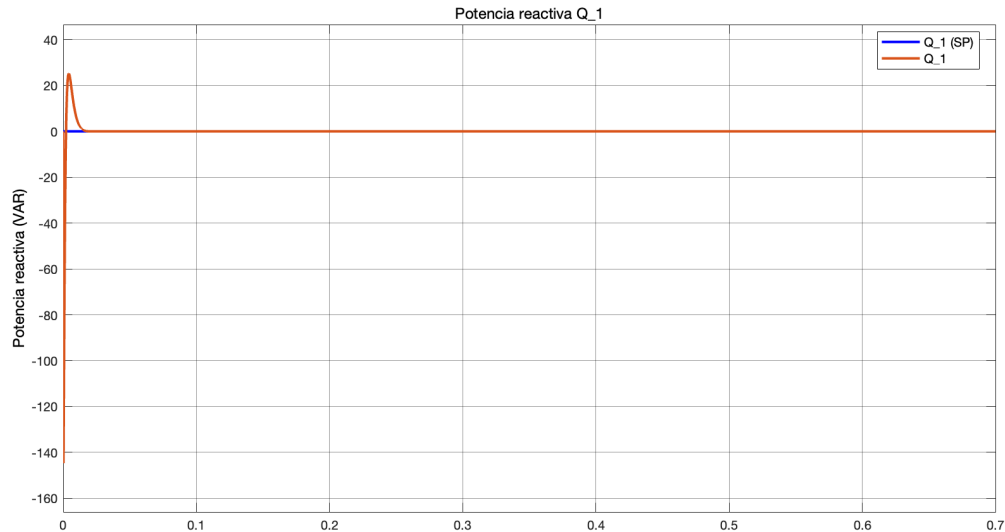


Figura 7.9.4.15: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Ajuste fino. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

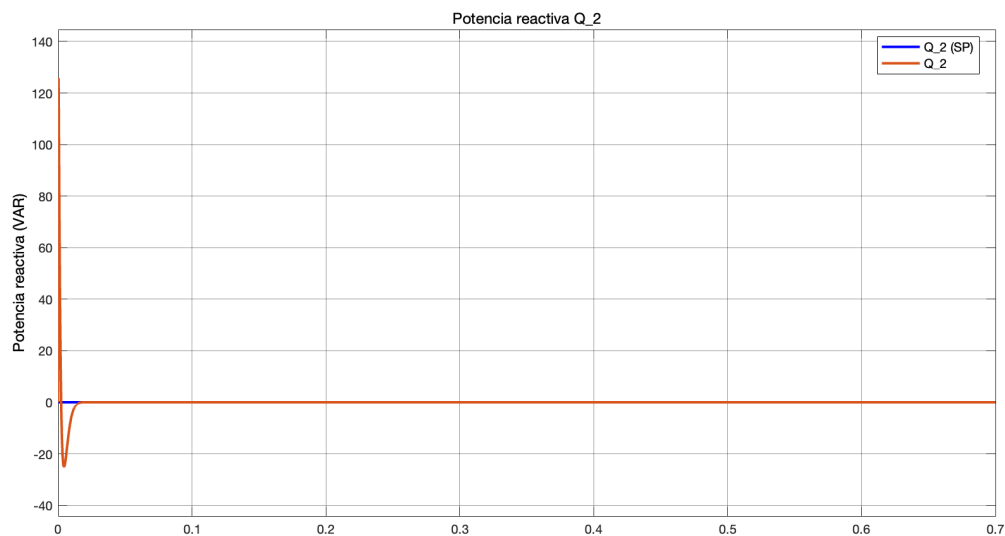


Figura 7.9.4.16: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Ajuste fino. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Los resultados muestran que, tras el ajuste fino de algunos parámetros de los controladores  $SISO$ , el sistema alcanza rápidamente los set-points indicados y sin error en estado estacionario, una vez superado el estado de inicialización. Estos resultados validan el diseño del sistema de control para el convertidor Back-to-Back.

No obstante, se somete al sistema de control a diversas pruebas para verificar tanto su robustez como su capacidad para regular la potencia activa y reactiva. Estas pruebas demuestran su funcionalidad al invertir el flujo de potencia entre la fuente y la carga, manteniendo constante la tensión en el enlace de  $DC$ . Además, el sistema será evaluado bajo condiciones adversas y no ideales, como ruido en las mediciones de los sensores, incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas, con el objetivo de analizar su robustez.

### 7.9.5. Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia activa.

Para realizar un análisis comparativo de la respuesta del sistema de control diseñado para el convertidor Back-to-Back, se utilizan los resultados presentados en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6].

En este apartado, al igual que en el artículo mencionado [6], se asume que la carga demanda una potencia activa de 3 kW a la fuente a través del convertidor Back-to-Back y que, después de un tiempo, sea la carga quien suministre dicha potencia a la fuente. En este trabajo se añade, como prueba adicional, que, una vez pasado el transitorio, el sistema vuelva a invertir el flujo de potencia, de modo que la carga demande nuevamente potencia activa, ahora de 5 kW, suministrada por la fuente.

Los resultados obtenidos en el artículo mencionado [6], usando un sistema de control en cascada formado por sistemas SISO desacoplados, durante la prueba de regulación de la potencia activa, son los siguientes:

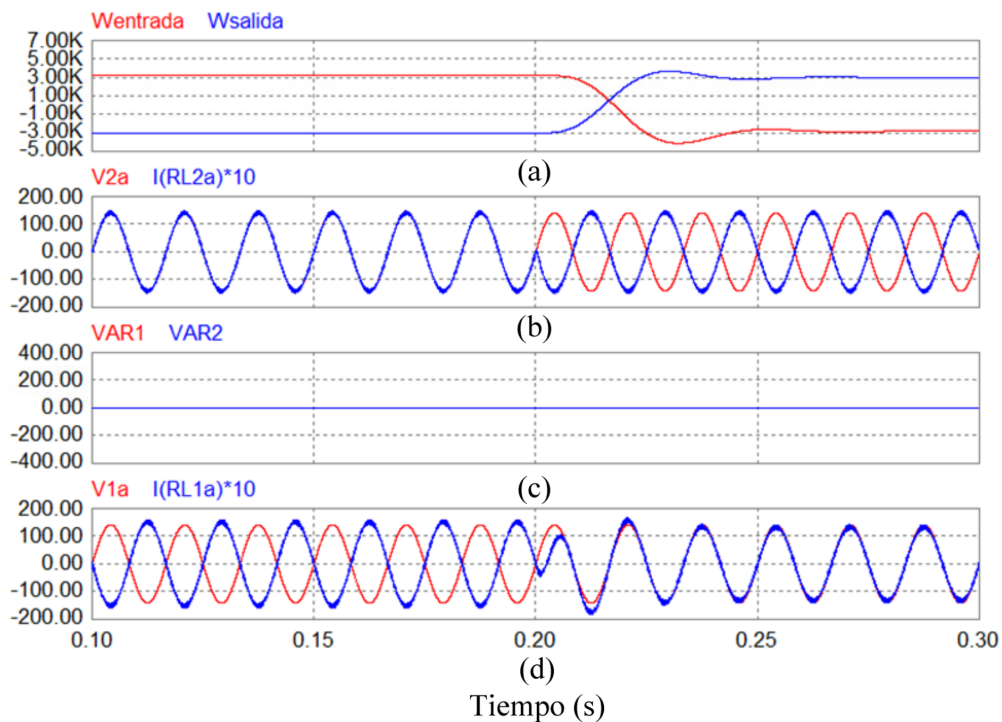


Figura 7.9.5.1: Prueba 3: (i) abc. (a) Potencia Activa (kW). (b) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>2</sub>. (c) Potencia reactiva (VAR). (d) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>1</sub>. Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6].

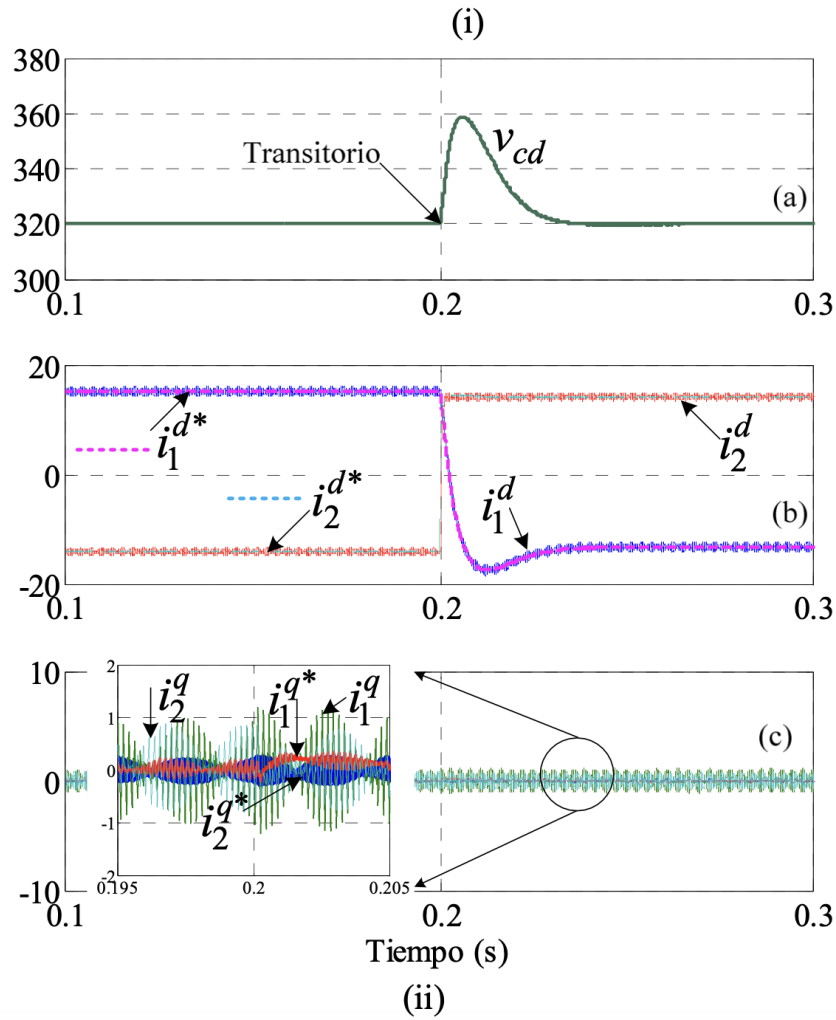


Figura 7.9.5.2: Prueba 3: (ii) dq. (a) Tensión en el bus de DC (V). (b) Componentes activas de las corrientes y sus referencias (A). (c) Componentes reactivas de las corrientes y sus referencias (A). Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6].

Tras simular el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink (ver Figura 7.5.1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

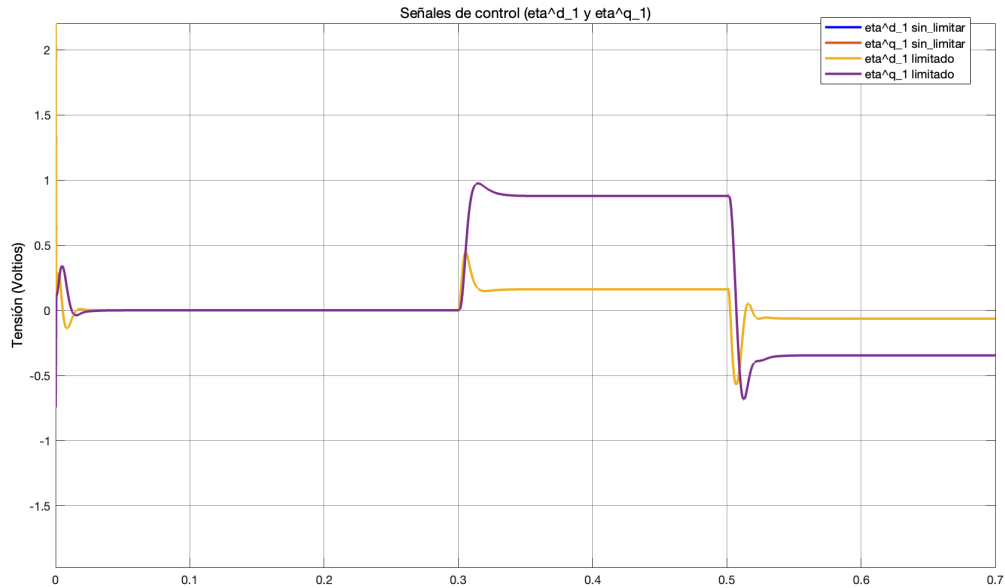


Figura 7.9.5.3: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

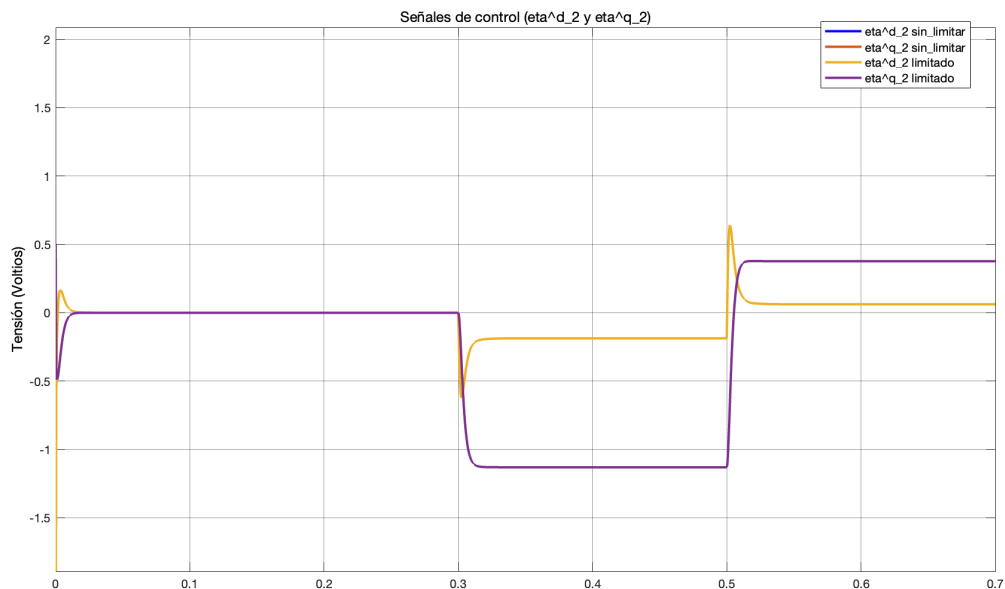


Figura 7.9.5.4: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

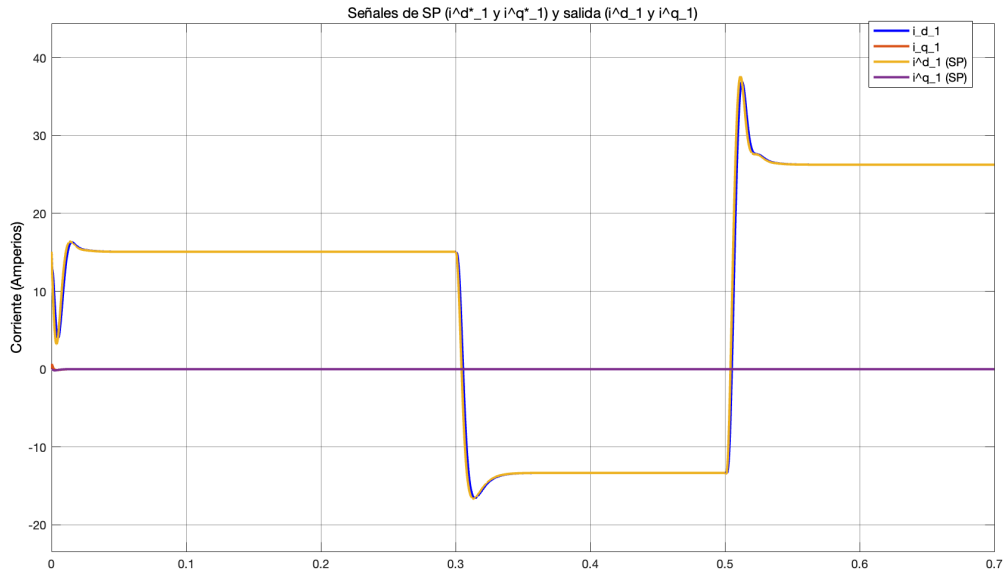


Figura 7.9.5.5: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

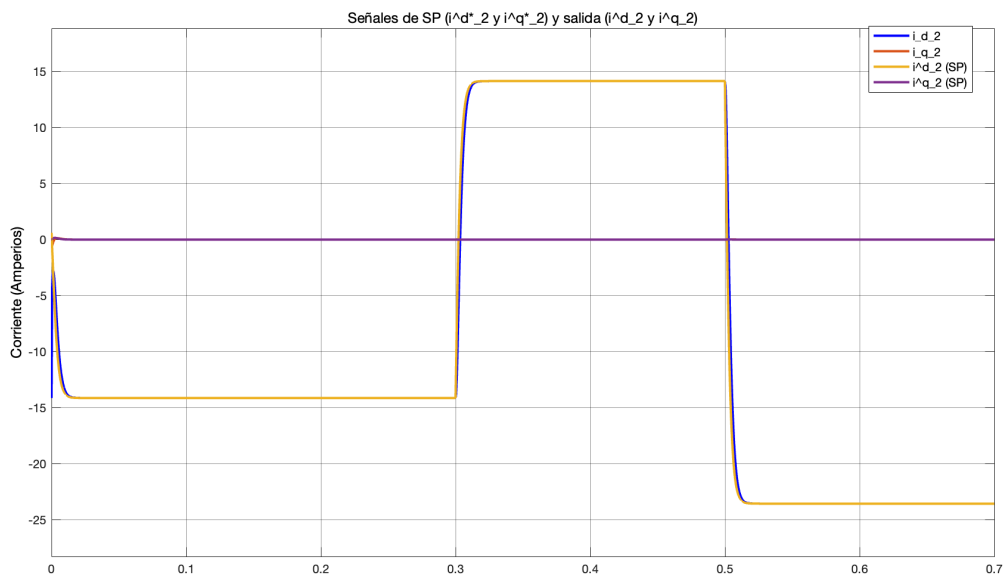


Figura 7.9.5.6: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Regulación de la potencia activa. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

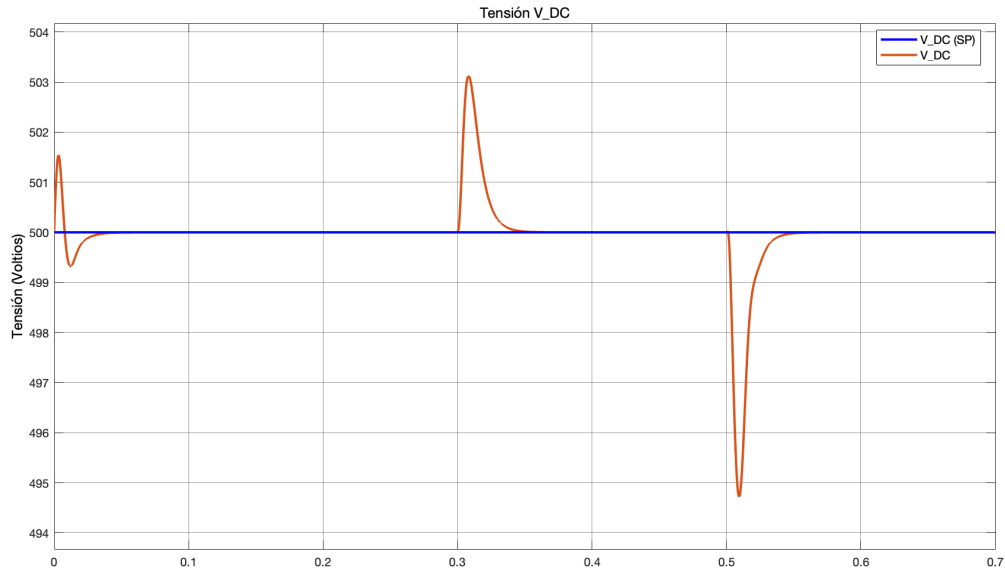


Figura 7.9.5.7: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

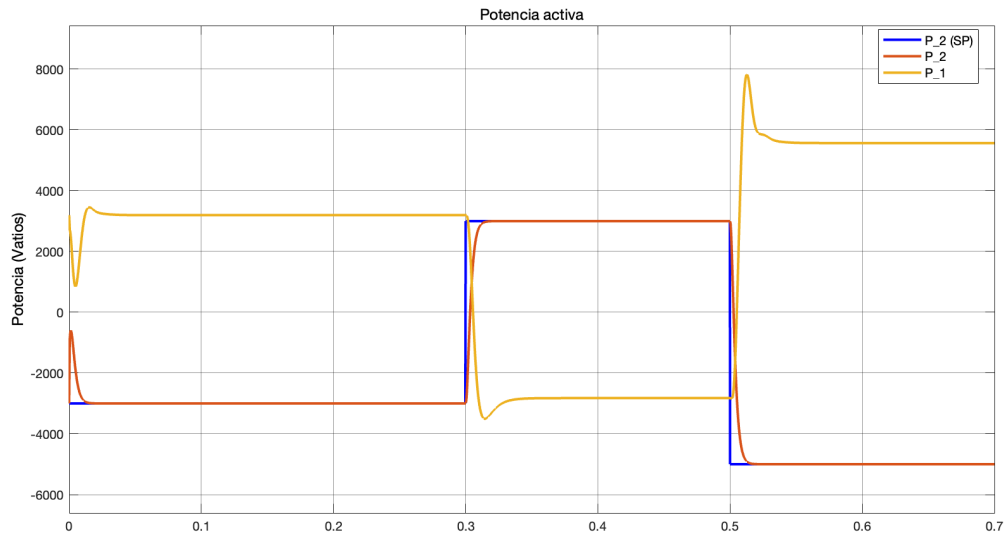


Figura 7.9.5.8: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

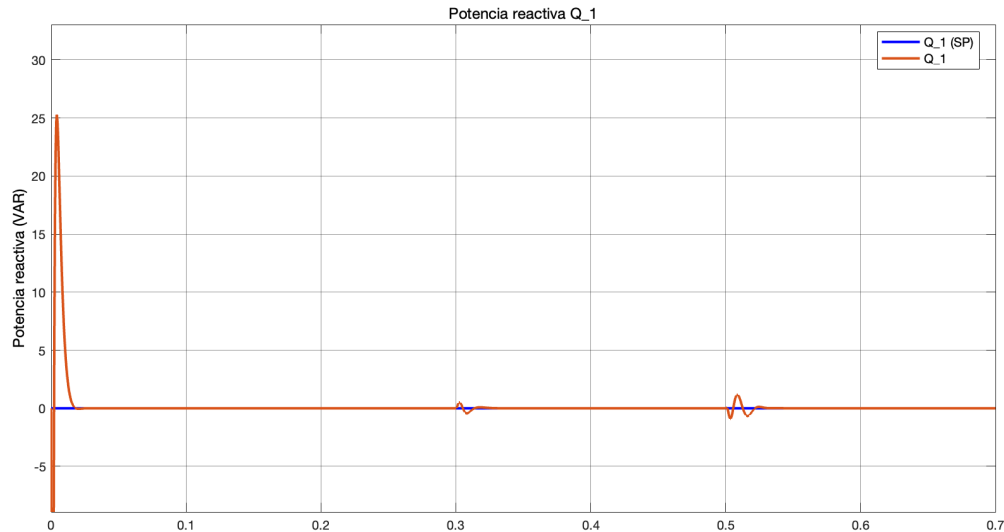


Figura 7.9.5.9: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $I_{QR}$  con acción integral. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

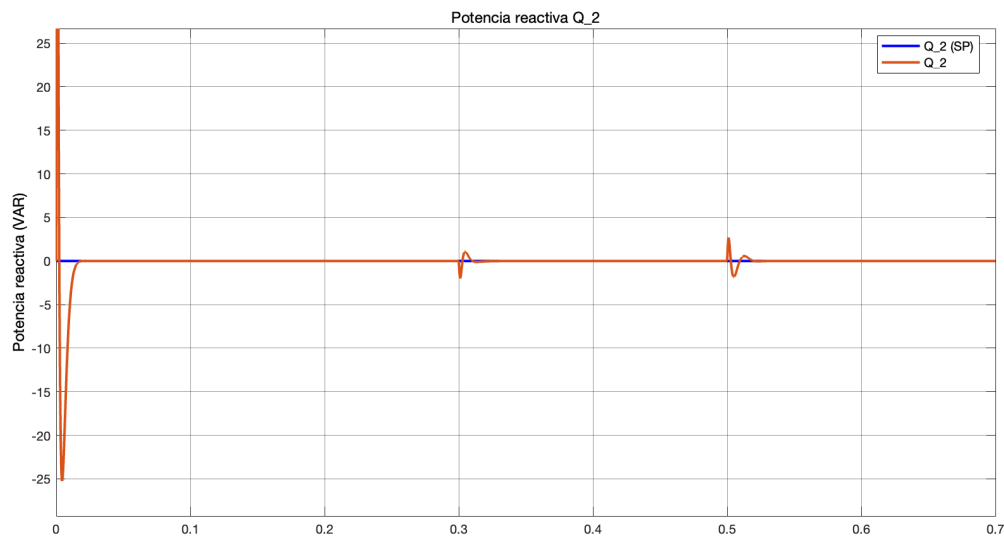


Figura 7.9.5.10: Prueba 3: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $I_{QR}$  con acción integral. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Los resultados mostrados en la Figura 7.9.5.8, una vez pasado el estado de inicialización, comparados con los mostrados en la Figura 7.9.5.1 [6], evidencian una pequeña diferencia en la rapidez de respuesta del sistema al invertir el flujo de potencia activa, siendo el sistema de control diseñado en este trabajo más rápido. Respecto al error en estado estacionario, los resultados mostrados en las Figuras 7.9.5.8 y 7.9.5.1 [6], no presentan este efecto. Sin embargo, los resultados de la Figura 7.9.5.1 [6] muestran un mayor tiempo de estabilización para alcanzar el estado estacionario.

En cuanto a la potencia reactiva, los resultados de la Figura 7.9.5.1 [6] indican que, durante el transitorio en que ocurre la inversión del flujo de potencia activa, no se observa ningún efecto sobre la potencia reactiva. Por el contrario, las Figuras 7.9.5.9 y 7.9.5.10 sí muestran un leve efecto durante este transitorio, lo cual sugiere la influencia y acoplamiento directo de los parámetros del sistema. No obstante, los resultados también demuestran que el sistema de control diseñado en este trabajo regula rápidamente la potencia reactiva para

mantenerla constante y nula.

Por otra parte, la Figura 7.9.5.7, comparada con la Figura 7.9.5.2 [6], muestra un efecto mucho menor en la tensión en el enlace de DC. Para comparar la sobreoscilación entre ambas respuestas, se calcula el porcentaje de sobreoscilación de la tensión en el enlace de DC respecto al valor nominal (500 V) mostrado en la la Figura 7.9.5.7 a partir de la siguiente expresión [31]:

$$M_p = \frac{y_p - y_{est}}{y_{est}} \cdot 100 \quad (7.9.5.1)$$

Donde:

- $M_p$  es el porcentaje de sobreoscilación respecto al valor nominal.
- $y_p$  es el valor máximo de la señal provocado por la sobreoscilación.
- $y_{est}$  es el valor nominal de la señal.

A continuación, se calcula el porcentaje de sobreoscilación de la tensión en el enlace de DC, respecto al valor nominal (500 V) mostrado en la Figura 7.9.5.7, a partir de la Ecuación 7.9.5.1:

$$M_p = \frac{503,1 - 500}{500} \cdot 100 = 0,62\% \quad (7.9.5.2)$$

Al comparar el 0.62% (ver Figura 7.9.5.7) de sobreoscilación de la tensión en el enlace de DC respecto al valor nominal (500 V) con el 12.5% (ver Figura 7.9.5.2 [6]) de sobreoscilación de la tensión del enlace de DC respecto al valor nominal (320 V), se evidencia una diferencia significativa en la efectividad de ambos sistemas de control para mantener constante la tensión en el enlace de DC. Esta diferencia es crucial, dada la importancia de estabilizar dicha tensión. Además, otros factores, como la rapidez de regulación de la tensión en el enlace de DC, también influyen en la comparación. En este aspecto, ambos sistemas presentan una velocidad de respuesta similar.

Finalmente, la Figura 7.9.5.2 [6], comparada con las Figuras 7.9.5.5 y 7.9.5.6, no muestra sobreoscilación durante el transitorio en las corrientes resultantes. No obstante, este efecto no produce efectos negativos significativos en la respuesta del sistema.

Por otro lado, en este trabajo se añade, como prueba adicional, que, una vez pasado el transitorio, el sistema invierta nuevamente el flujo de potencia, de modo que la carga vuelva a demandar potencia activa, ahora de 5 kW, suministrada por la fuente.

En cuanto a las señales de control de los controladores MIMO (ver Figuras 7.9.5.3 y 7.9.5.4), una vez pasado el estado de inicialización, estas se mantienen en un rango de operación óptimo y lejos de su saturación durante los dos transitorios definidos. Esto permite al sistema contar con mayor maniobrabilidad para incrementar, si fuera necesario, dichas señales y regular el sistema frente a perturbaciones externas al sistema Back-to-Back.

Las señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (CV) (ver Figuras 7.9.5.5, 7.9.5.6 y 7.9.5.7) se mantienen reguladas y estables durante los dos transitorios, sin presentar error en estado estacionario. En particular, las Figura 7.9.5.5 y 7.9.5.7 muestran el efecto de los cambios en el sistema Back-to-Back sobre la corriente  $i^{d1}$  y la tensión en el enlace de DC ( $V_{DC}$ ). Al estar ambas señales directamente relacionadas en el sistema de control diseñado, que utiliza la corriente  $i^{d1}$  para mantener constante  $V_{DC}$ , un cambio en el sistema Back-to-Back genera un efecto mayor en  $V_{DC}$  y un esfuerzo de control más intenso

para mantener la tensión estable. Como consecuencia, la corriente  $i^{d1}$  presenta una mayor sobreoscilación durante el transitorio. No obstante, el sistema de control logra mantener constante y regulada la tensión en el enlace de DC ( $VDC$ ).

Finalmente, la Figura 7.9.5.8 muestra cómo la potencia activa, después de la fase de inicialización, alcanza rápidamente la referencia establecida en cada transitorio, sin error en estado estacionario y con una pequeña sobreoscilación en la potencia activa suministrada y demandada por la fuente. Las Figuras 7.9.5.9 y 7.9.5.10 muestran el efecto de los transitorios sobre la potencia reactiva, que es regulada rápidamente por los sistemas MIMO.

### 7.9.5.1 Análisis de robustez

El sistema de control diseñado en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6] no se somete a pruebas realistas para analizar su robustez. No obstante, como se ha realizado a lo largo del Capítulo 7, y con el fin de evaluar la robustez del sistema, se considera la presencia de ruido en las mediciones de los sensores. Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones, tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

Las Figuras 7.9.5.1.1 y 7.9.5.1.2, muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en los sensores del sistema de control Back-to-Back.

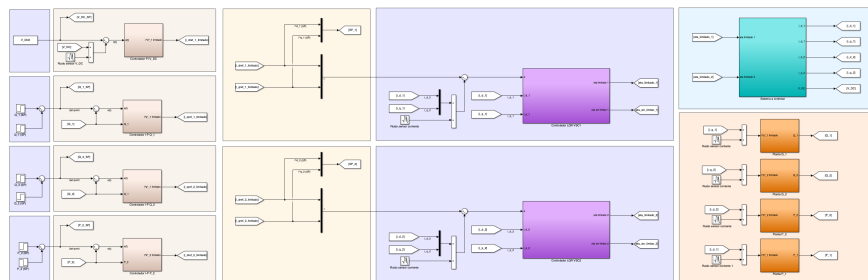


Figura 7.9.5.1.1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la realimentación.

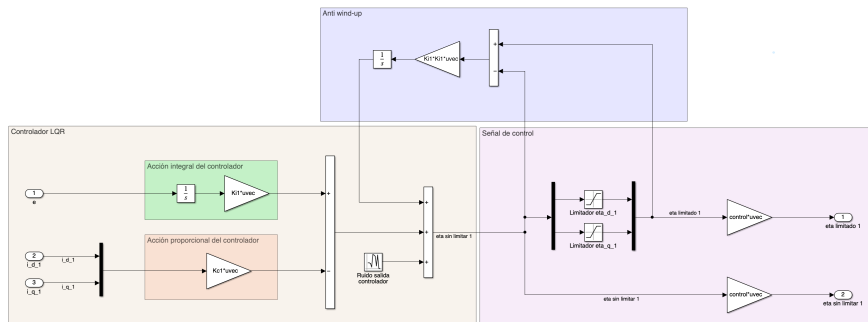


Figura 7.9.5.1.2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Diagrama de bloques en Simulink. Ruido de medida en la salida del controlador.

El Código 7.69 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros necesarios para la generación del ruido en la medición del sensor.

```

1      % Ruido en la medida de los sensores.
2      % Ruido sensor V_DC.
3      D_R_V = 30e-3;           % Desviacion tipica ruido voltaje.
4      V_R_V = D_R_V^2;       % Varianza ruido voltaje.
5
6      % Ruido sensores corrientes.
7      D_R_i = 5e-3;           % Desviacion tipica ruido i.
8      V_R_i = D_R_i^2;       % Varianza ruido i.
9
10     % Ruido salida controlador.
11     D_R_C = 2e-3;           % Desviacion tipica ruido voltaje.
12     V_R_C = D_R_C^2;       % Varianza ruido voltaje.

```

Código 7.69: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Ruido en la medición de los sensores.

Tras simular en Simulink el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.7.5.1), incluyendo el efecto del ruido en las mediciones de los sensores, se obtienen las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

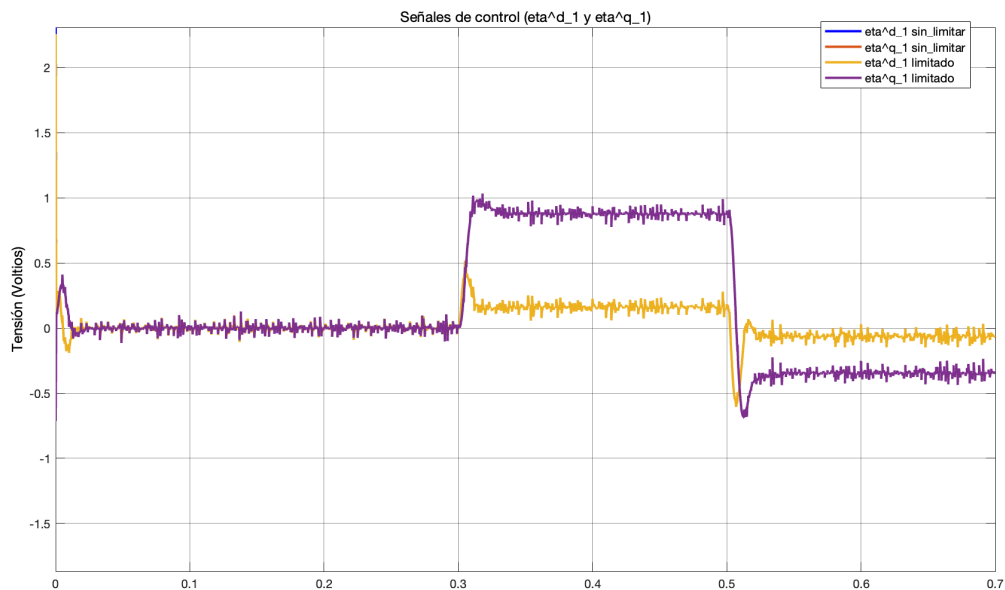


Figura 7.9.5.1.3: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

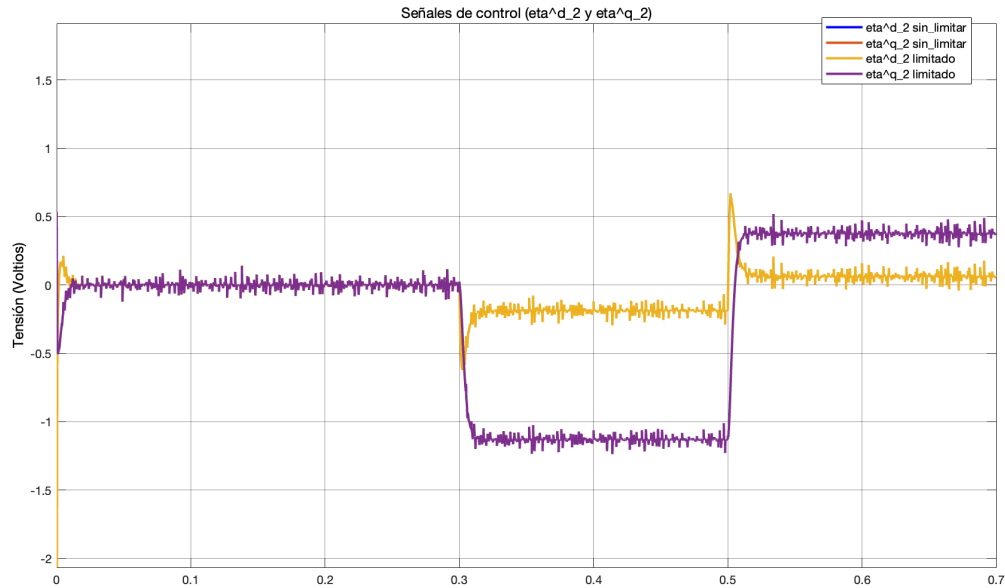


Figura 7.9.5.1.4: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

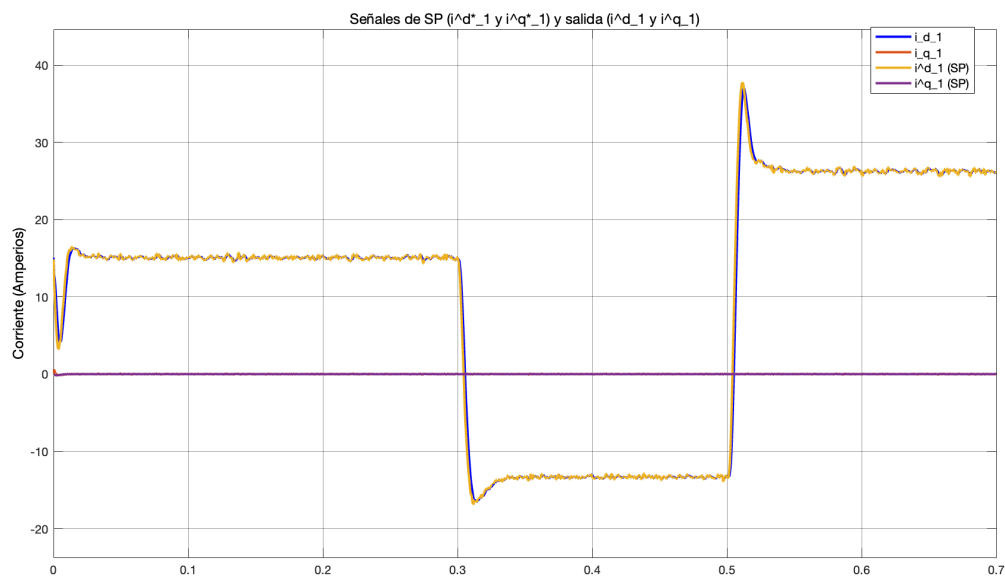


Figura 7.9.5.1.5: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

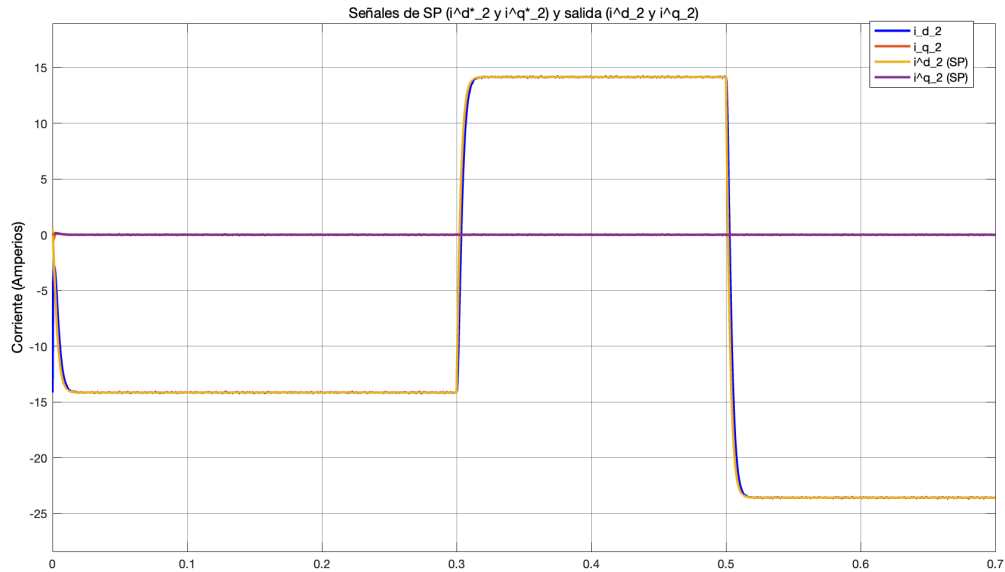


Figura 7.9.5.1.6: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

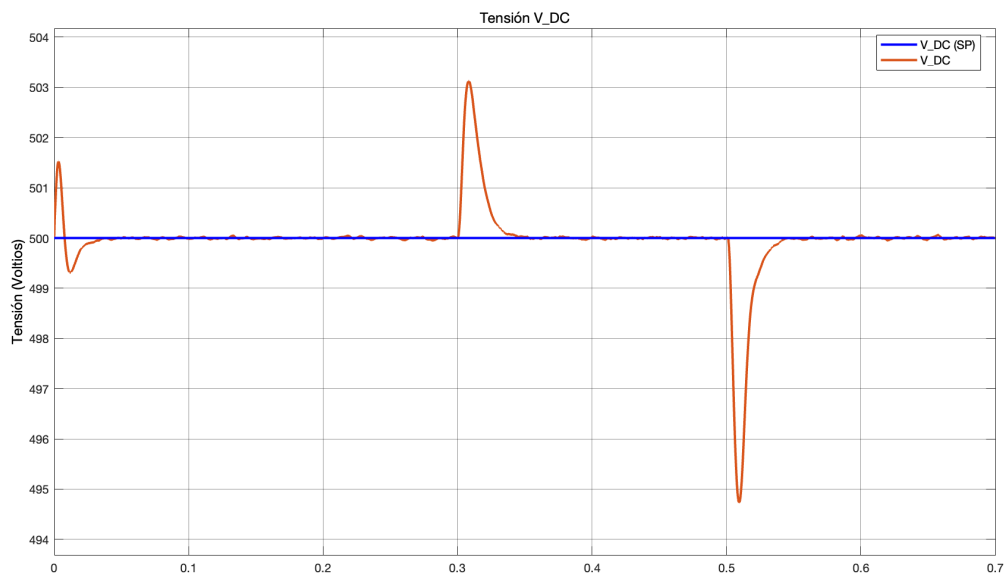


Figura 7.9.5.1.7: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

- Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

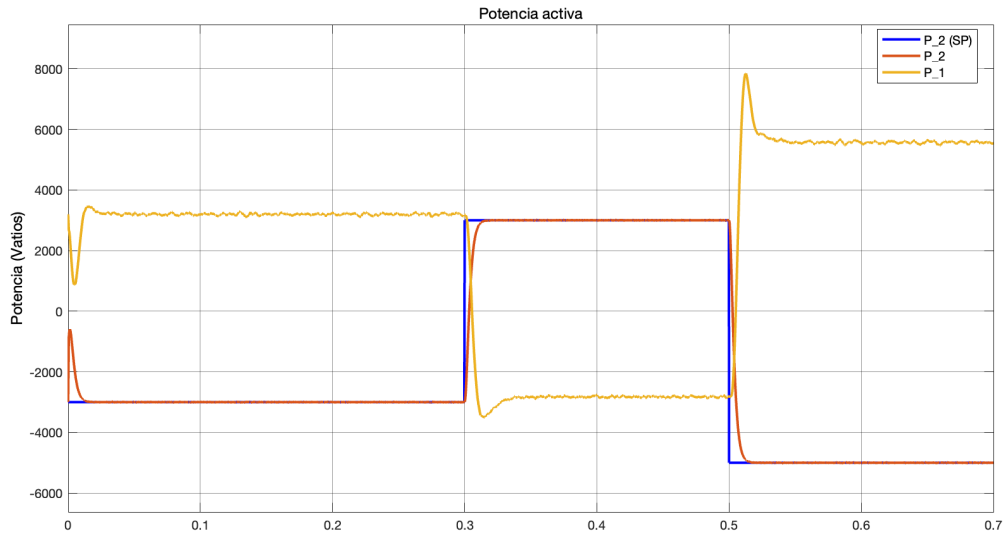


Figura 7.9.5.1.8: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

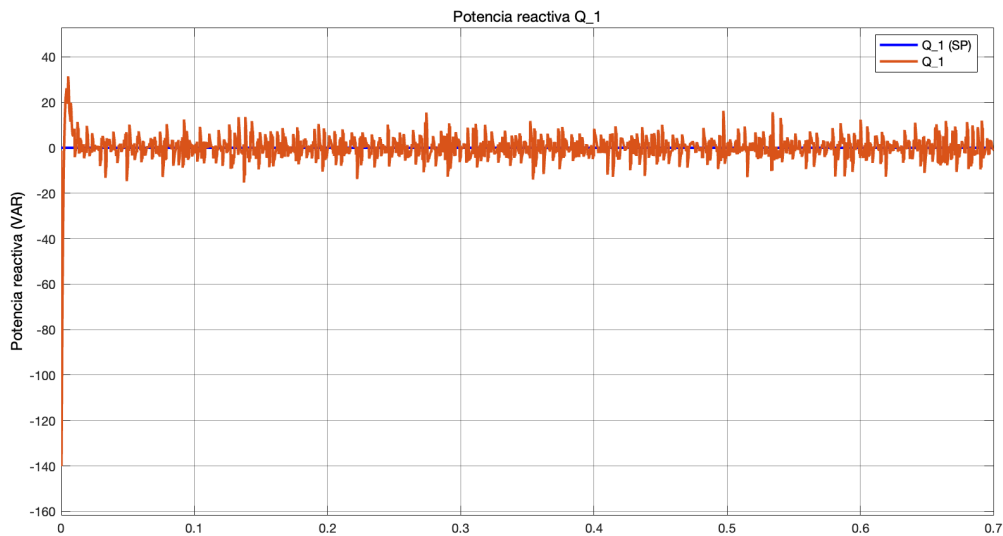


Figura 7.9.5.1.9: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

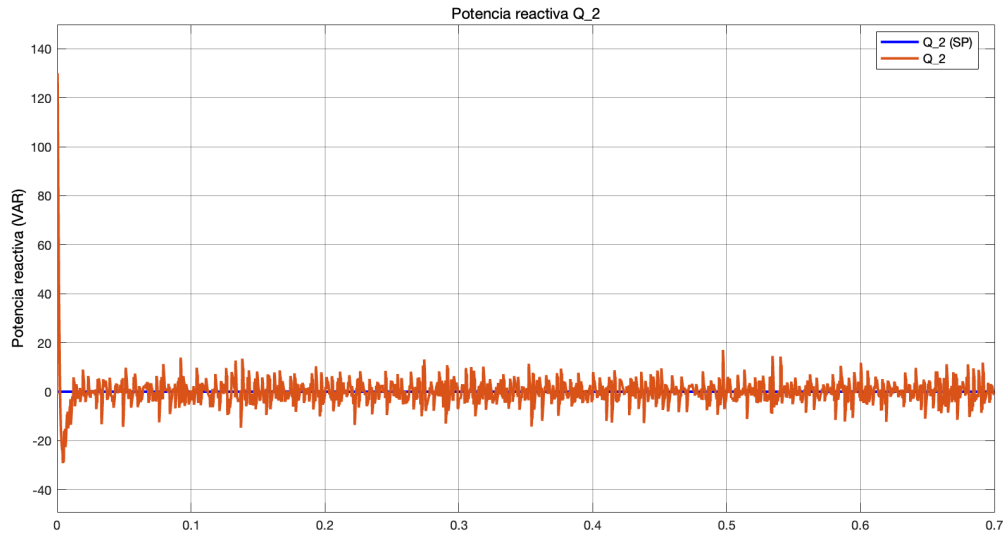


Figura 7.9.5.1.10: Prueba 4: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Las Figuras 7.9.5.1.3 y 7.9.5.1.4 muestran la influencia del ruido en las señales de control ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ). Si bien el sistema opera correctamente, es fundamental que dicho ruido se mantenga al mínimo en aplicaciones reales para asegurar la calidad óptima de estas señales, debido a su importancia en la regulación del sistema. Un nivel excesivo de ruido podría ocasionar un funcionamiento incorrecto o incluso inestabilidades en el sistema.

No obstante, las Figuras 7.9.5.1.5 y 7.9.5.1.6 muestran un efecto reducido del ruido en las corrientes de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$  y  $i_2^q$ ). En cuanto a la tensión en el enlace de DC (ver Figura 7.9.5.1.7), la influencia del ruido es mínima. Este resultado es satisfactorio, dado que permite mantener el sistema regulado y estable a pesar de los cambios y transitorios implementados.

Por otra parte, la potencia activa que fluye a través del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.9.5.1.8) durante los transitorios implementados muestra una influencia mínima del ruido, lo cual representa un resultado satisfactorio y positivo para el sistema. Sin embargo, la potencia reactiva (ver Figuras 7.9.5.1.9 y 7.9.5.1.10) se ve afectada de manera notable al intentar el sistema mantenerla en valores nulos. Esto sugiere la necesidad de reducir el ruido para evitar este efecto, y en un sistema real, el uso de sensores de mayor calidad y precisión contribuiría a resolver este problema. Aunque este efecto no impacta en la transmisión de potencia activa a través del convertidor Back-to-Back, sí reduce la calidad de las señales del sistema.

Para evaluar el efecto del ruido en el sistema, se simula el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink (ver Figura 7.7.5.1), sin el efecto del ruido en las señales de control:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

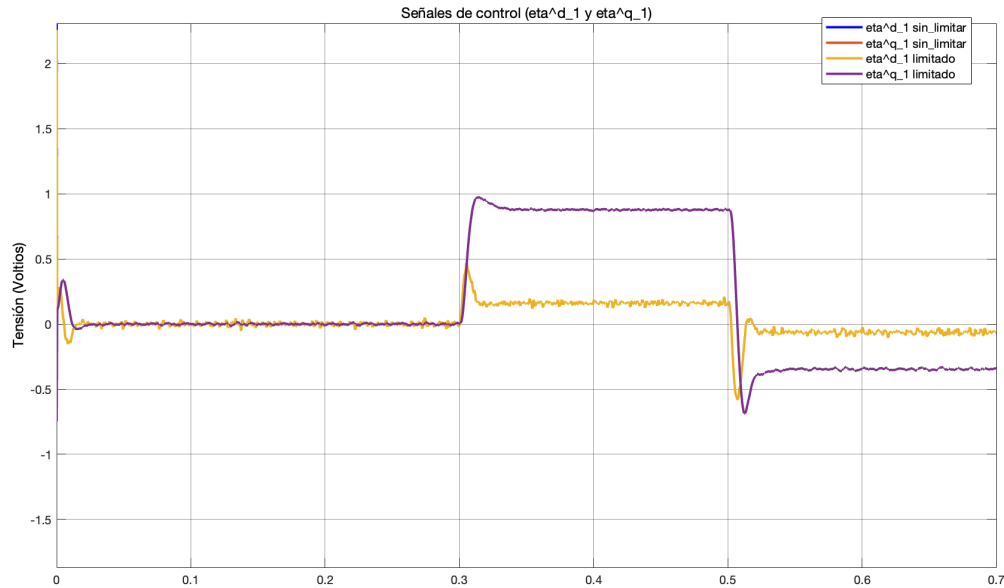


Figura 7.9.5.1.11: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

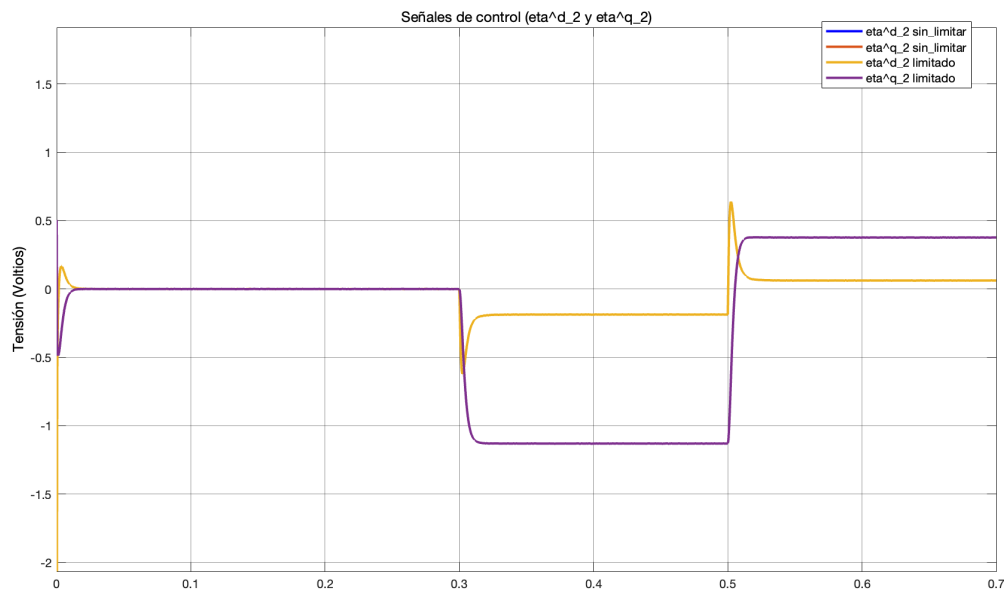


Figura 7.9.5.1.12: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

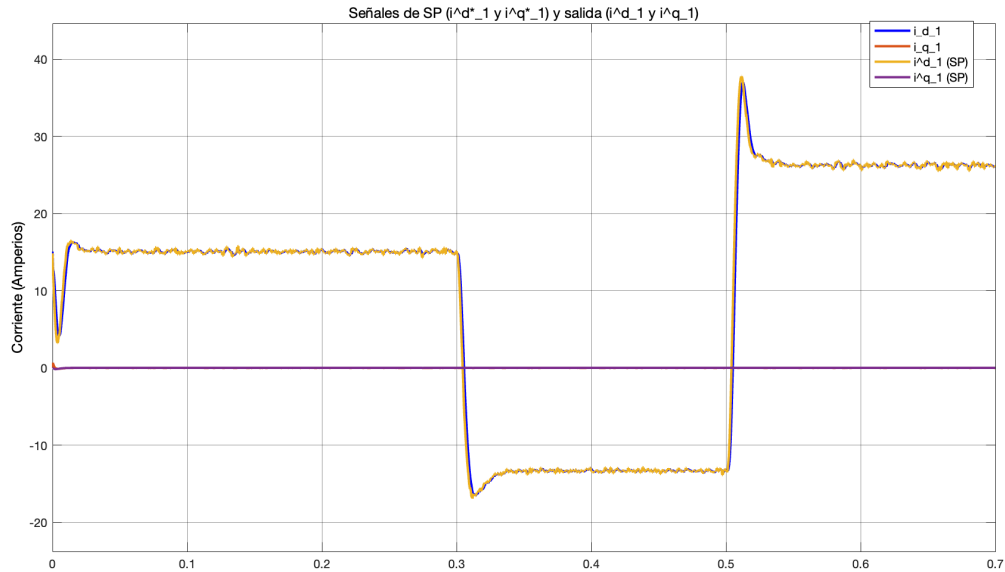


Figura 7.9.5.1.13: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

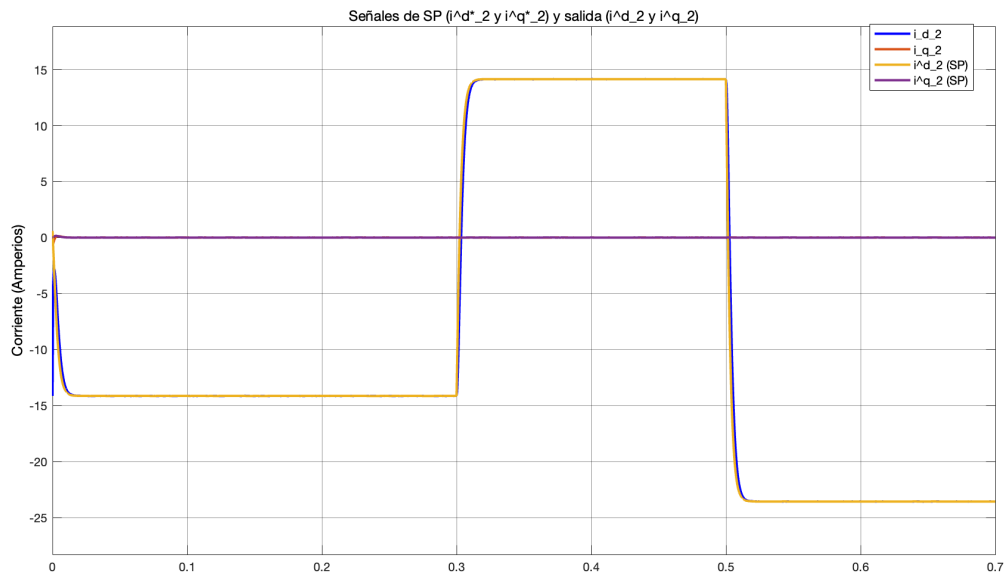


Figura 7.9.5.1.14: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

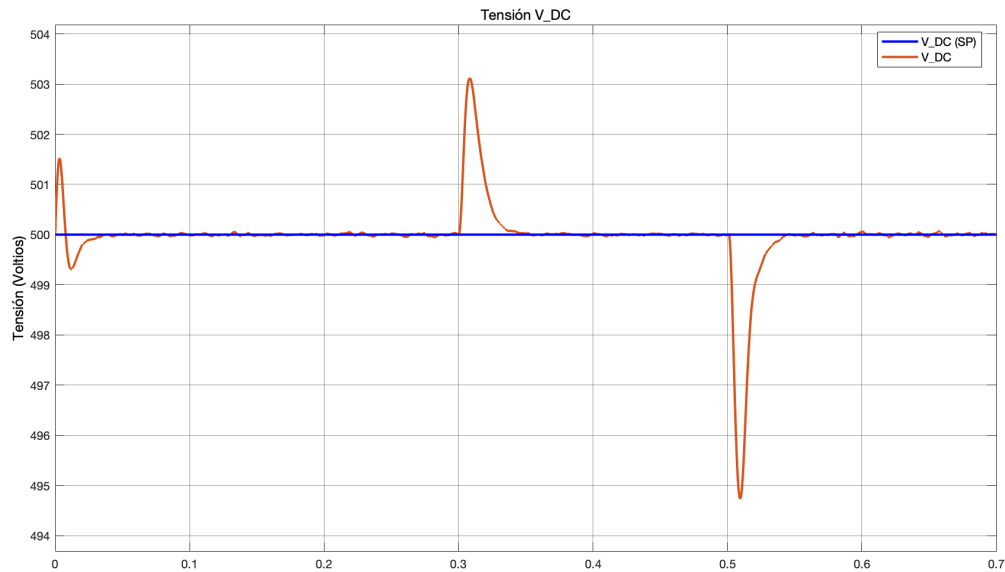


Figura 7.9.5.1.15: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $ILQR$  con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

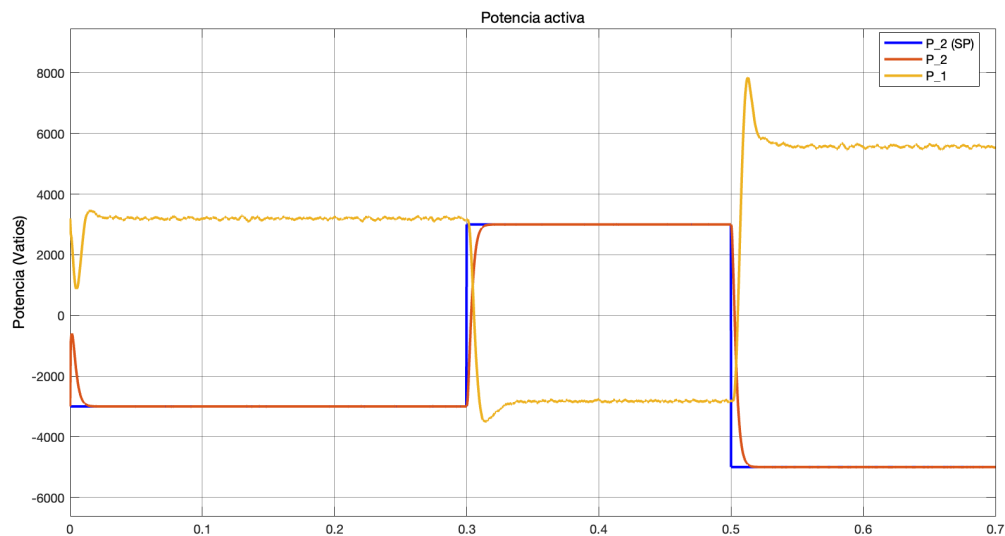


Figura 7.9.5.1.16: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $ILQR$  con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

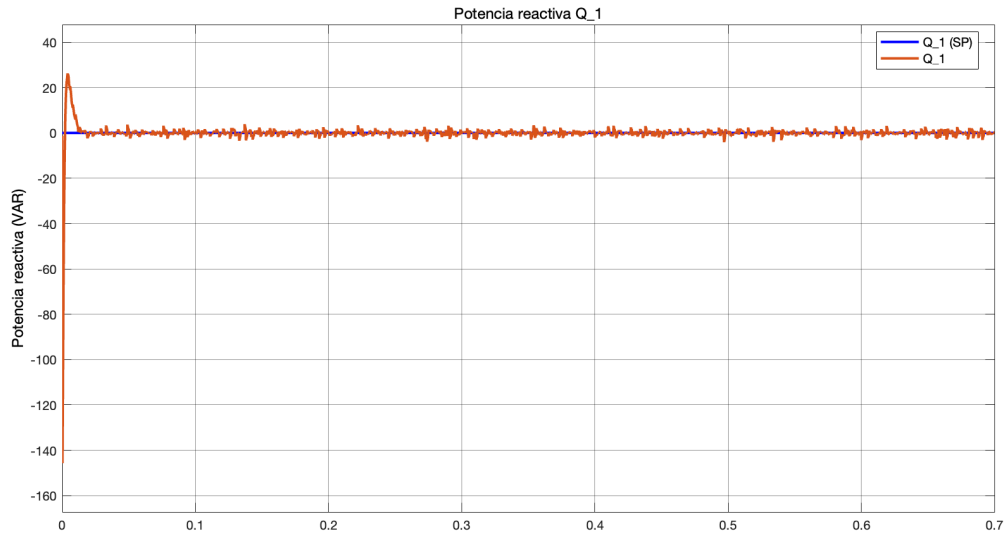


Figura 7.9.5.1.17: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

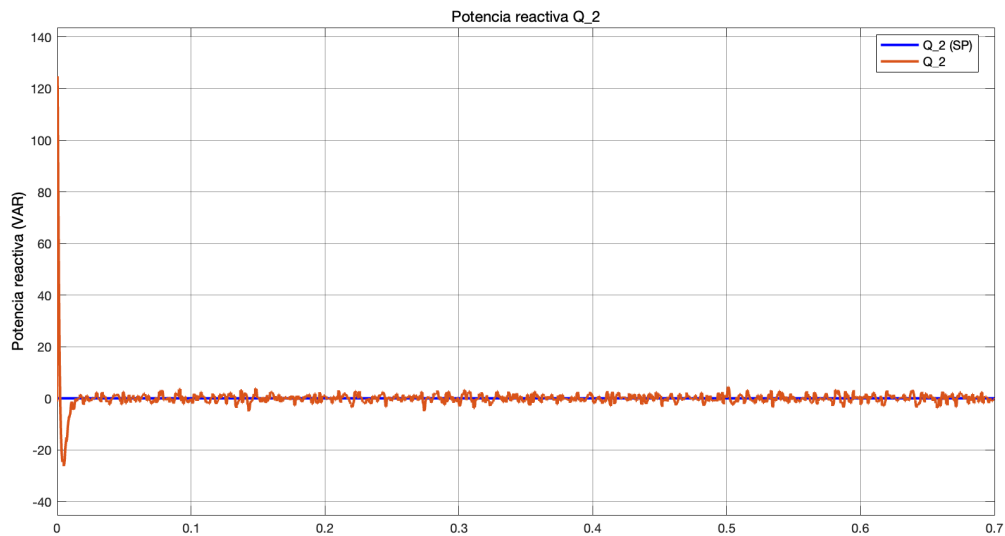


Figura 7.9.5.1.18: Prueba 5: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto del ruido en las realimentaciones de los lazos de control y sin el efecto del ruido en las señales de control. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Al eliminar el efecto del ruido en las señales de control de los sistemas MIMO (ver Figuras 7.9.5.1.11 y 7.9.5.1.14), aunque se mantiene la presencia de ruido en la medición de los sensores de realimentación de los lazos de control, los resultados muestran una mejora considerable en las señales resultantes. En particular, la calidad de la potencia reactiva del sistema (ver Figuras 7.9.5.1.17 y 7.9.5.1.18), una vez pasado el estado de inicialización, mejora notablemente.

En resumen, los resultados sugieren la necesidad de minimizar el ruido en las señales de control del sistema, ya que su efecto negativo afecta considerablemente la calidad de las señales resultantes, especialmente

cuando se busca mantener la potencia reactiva en cero. En un sistema real, el uso de sensores de mayor calidad y precisión ayudaría a resolver este problema.

Finalmente, como se ha descrito a lo largo del Capítulo 7, con el objetivo de seguir analizando la robustez del sistema y hacer que su dinámica sea lo más realista posible, el sistema se somete a perturbaciones externas mientras se encuentra bajo el efecto del ruido en la medición de los sensores y se introducen incertidumbres paramétricas. En cuanto al ruido, se considera tanto el presente en los sensores de realimentación de los lazos de control como el ruido en las señales de control, aunque este último se reduce considerablemente. En un sistema real, esto equivaldría, por ejemplo, al uso de sensores de mayor calidad y precisión. Se considera que esta situación representa el escenario más desfavorable para el control del sistema.

La Figura 7.7.5.1.21 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar tanto las incertidumbres paramétricas como las perturbaciones externas.

En primer lugar, el Código 7.70 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los porcentajes de las incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Desviaciones parametricas.
2      % R_1:
3      Porc_Desv_R_1 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
4      Inst_Desv_R_1 = 0.1;           % Instante desviacion.
5
6      % L_1:
7      Porc_Desv_L_1 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
8      Inst_Desv_L_1 = 0.1;           % Instante desviacion.
9
10     % R_1:
11     Porc_Desv_R_2 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
12     Inst_Desv_R_2 = 0.1;           % Instante desviacion.
13
14     % L_1:
15     Porc_Desv_L_2 = 0.05;           % Porcentaje desviacion.
16     Inst_Desv_L_2 = 0.1;           % Instante desviacion.
17
18     % C_DC:
19     Porc_Desv_C_DC = 0.05;         % Porcentaje desviacion.
20     Inst_Desv_C_DC = 0.1;         % Instante desviacion.

```

Código 7.70: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Porcentajes de las incertidumbres paramétricas e instantes de tiempo en las que se aplican.

En segundo lugar, el Código 7.71 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en las que se aplican.

```

1      % Perturbacion externa.
2      I_p_i_d_1 = 0.02;               % Instante tiempo perturbacion externa.
3      p_i_d_1 = 1.5;                 % Magnitud perturbacion i_d_1.
4
5      I_p_i_q_1 = 0.02;               % Instante tiempo perturbacion externa.
6      p_i_q_1 = -1.3;                % Magnitud perturbacion i_q_1.
7
8      I_p_i_d_2 = 0.02;               % Instante tiempo perturbacion externa.
9      p_i_d_2 = 1.7;                 % Magnitud perturbacion i_d_2.
10
11     I_p_i_q_2 = 0.02;               % Instante tiempo perturbacion externa.
12     p_i_q_2 = -1.4;                % Magnitud perturbacion i_q_2.

```

Código 7.71: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Magnitudes de las perturbaciones externas e instantes de tiempo en las que se aplican.

Tras simular en Simulink el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.7.5.1), incluyendo el efecto del ruido en las mediciones de los sensores, las desviaciones paramétricas

y las perturbaciones externas, se obtienen las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (**CO**) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

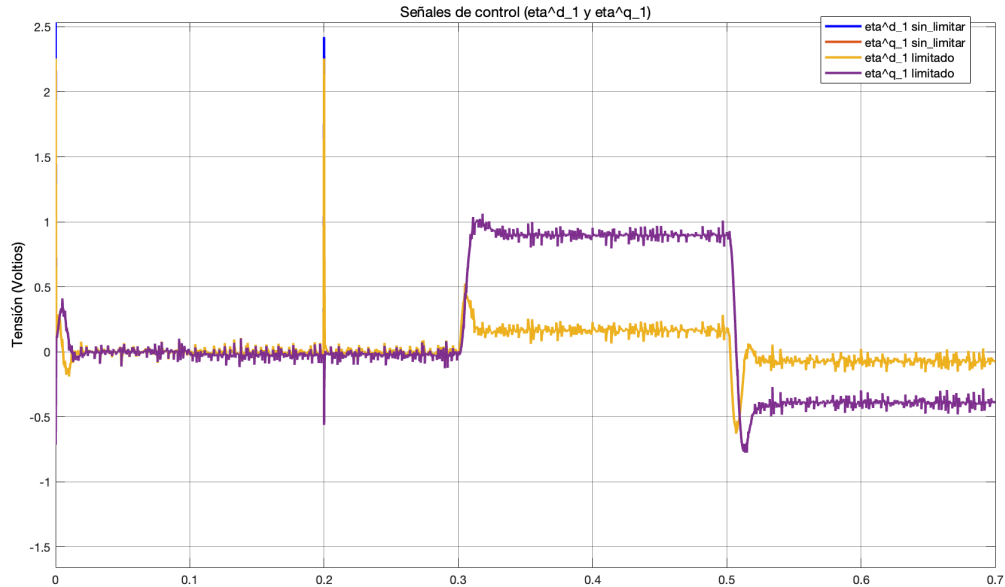


Figura 7.9.5.1.19: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

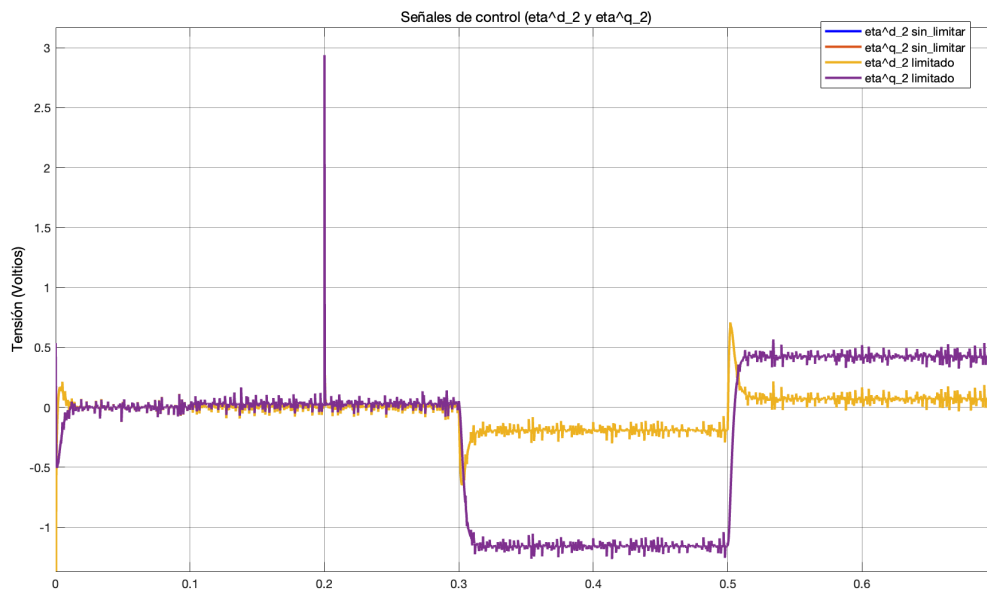


Figura 7.9.5.1.20: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso

(PV):

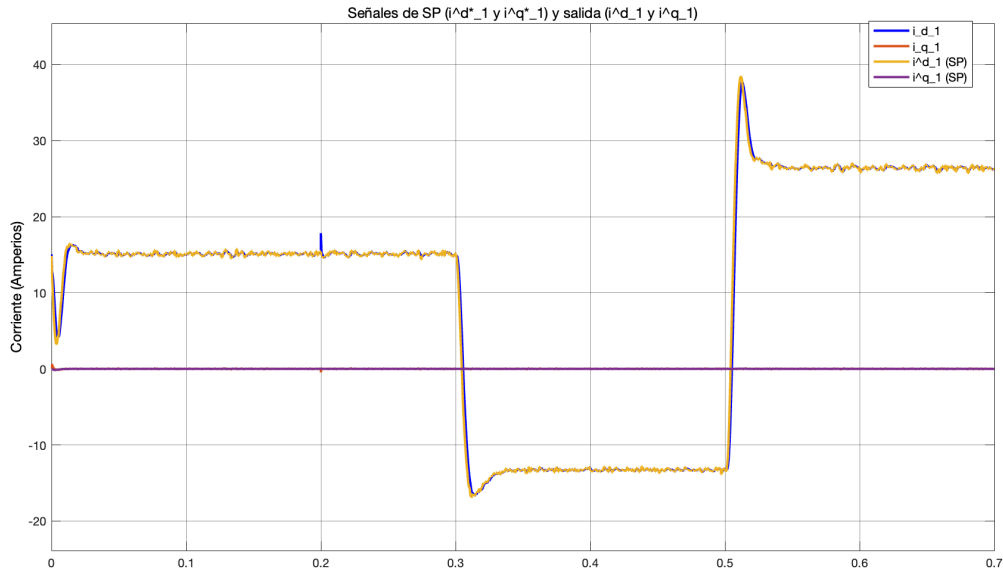


Figura 7.9.5.1.21: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo ILQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

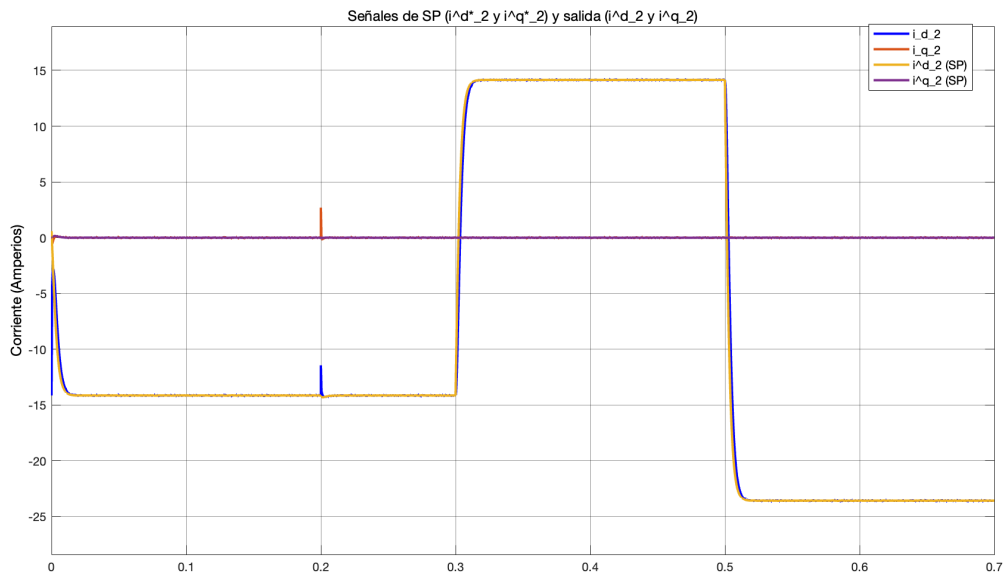


Figura 7.9.5.1.22: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo ILQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

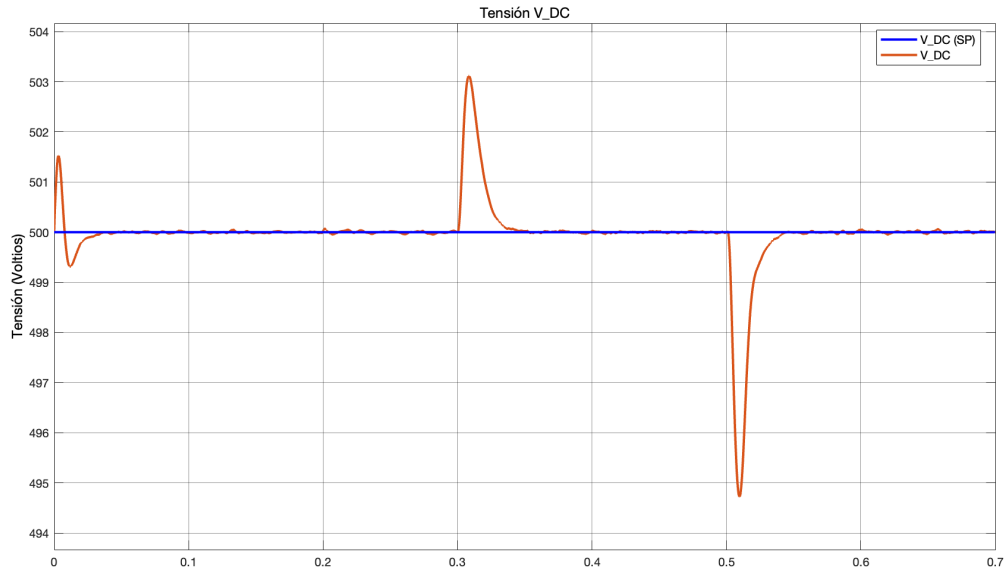


Figura 7.9.5.1.23: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

- Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

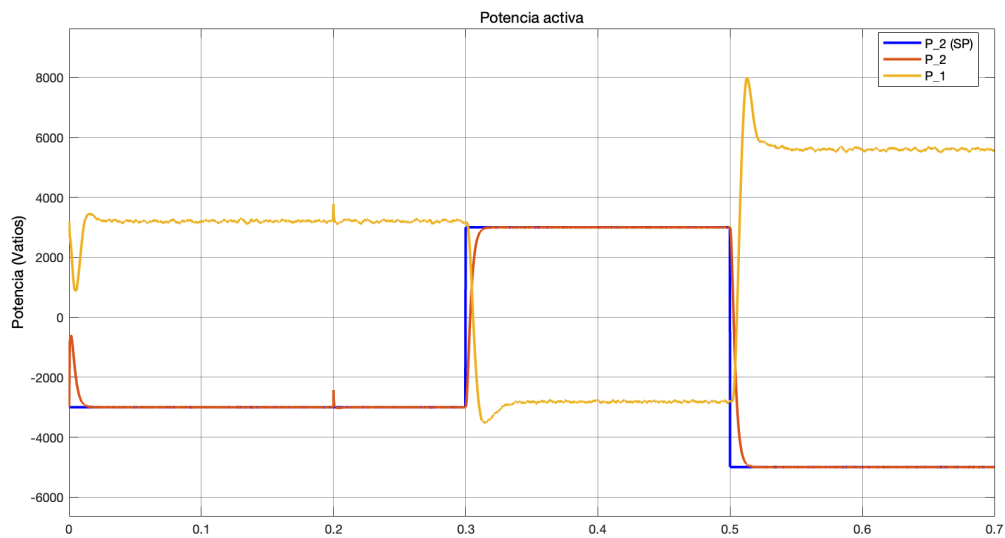


Figura 7.9.5.1.24: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

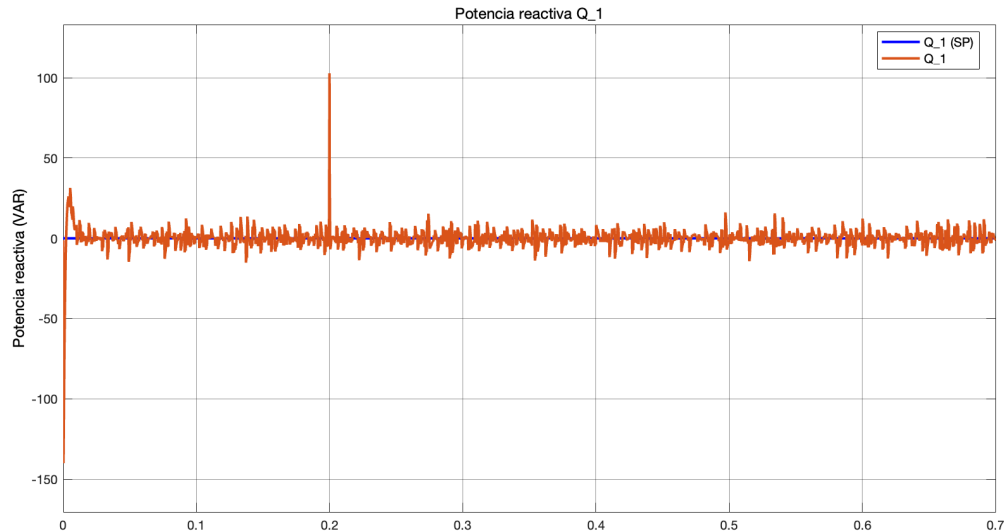


Figura 7.9.5.1.25: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

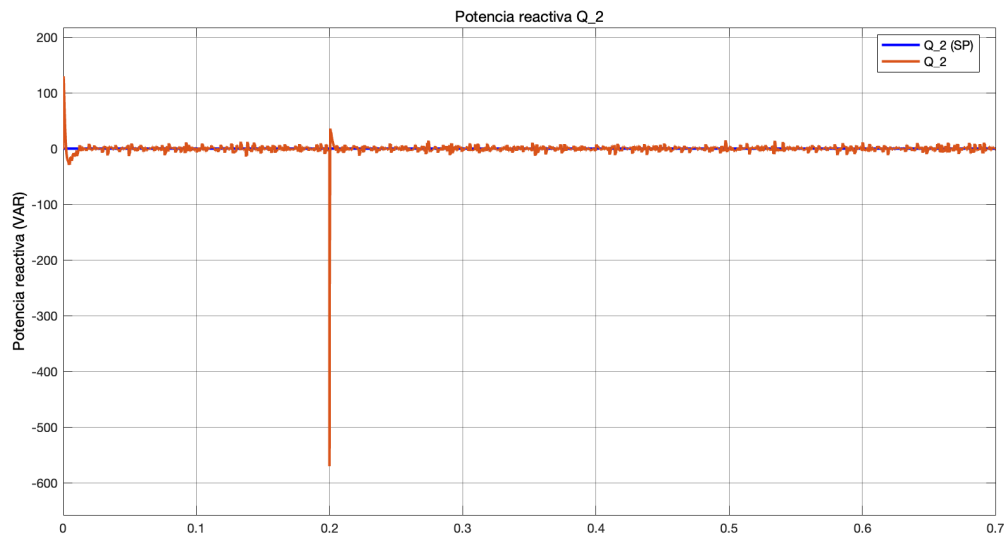


Figura 7.9.5.1.26: Prueba 6: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

La señales de control de los sistemas **MIMO** ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) resultantes (ver Figuras 7.9.5.1.19 y 7.9.5.1.20) muestran el efecto notable de las perturbaciones externas en el sistema. No obstante, el sistema tendría un mayor rango de operación para regular dichas perturbaciones en esta condición de operación. Por el contrario, el efecto de las incertidumbres paramétricas del sistema no es destacable, lo que indica la robustez del sistema para autorregularse ante estos efectos. En un sistema real, las incertidumbres paramétricas pueden producirse, por ejemplo, debido al efecto del calor sobre el sistema. En este caso, para aplicaciones donde el sistema está sometido a este tipo de cambios constantemente, como en la transmisión de energía en corriente continua de alto voltaje (**HVDC**), el sistema diseñado en este trabajo se consideraría óptimo y

altamente robusto para estas aplicaciones.

En cuanto a las corrientes de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$  y  $i_2^q$ ), las Figuras 7.9.5.1.21 y 7.9.5.1.22 muestran cómo el sistema de control regula rápidamente para compensar el efecto negativo de las perturbaciones externas. En cuanto a las incertidumbres paramétricas, estas aparentemente no producen un efecto considerable sobre dichas señales.

Con respecto a la tensión en el enlace de **DC** (ver Figura 7.9.5.1.23), ni las perturbaciones externas ni las incertidumbres paramétricas tienen un efecto considerable en esta señal. Dada la importancia de mantener constante la tensión en el enlace de **DC** para la operatividad y el control del sistema, esta respuesta confirma que el sistema de control diseñado es óptimo y satisfactorio.

Por otro lado, la potencia activa resultante (ver Figura 7.9.5.1.24), es regulada rápidamente por el sistema de control, al igual que las corrientes resultantes, frente al efecto de perturbaciones externas. Sin embargo, la potencia reactiva resultante (ver Figuras 7.9.5.1.25 y 7.9.5.1.26) sí sufre un efecto notable ante este tipo de perturbaciones. No obstante, el sistema de control compensa rápidamente este efecto, evitando consecuencias negativas en el sistema.

En conclusión, el sistema se considera bastante robusto y óptimo para aplicaciones de control de convertidores Back-to-Back, debido a su capacidad de respuesta frente a efectos desfavorables. Además, su capacidad de mantener estable y en la referencia indicada factores clave para el correcto funcionamiento del convertidor Back-to-Back, como la tensión en el enlace de **DC**, hacen del sistema de control diseñado en este trabajo una solución óptima con la capacidad de responder rápidamente, y sin errores en estado estacionario, ante diversos efectos negativos a los que pueda ser sometido. Cabe destacar la importancia del nivel de ruido en las señales de control de los sistemas **MIMO** cuando se desea mantener constante y nula la potencia reactiva transferida a través del convertidor Back-to-Back.

### 7.9.6. Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia reactiva.

Al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, para realizar un análisis comparativo de la respuesta del sistema de control diseñado para el convertidor Back-to-Back, se utilizan los resultados presentados en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6].

En este apartado, al igual que en el artículo mencionado [6], se muestra la capacidad del convertidor Back-to-Back para operar exclusivamente como compensador de potencia reactiva. Siguiendo el enfoque del artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6], se aplican dos escalones de carga reactiva, uno para cada carga. Además, en este trabajo se incluye una prueba adicional en la que, tras completarse el transitorio de ambos escalones, ambas cargas demandan más potencia reactiva, lo que requiere la aplicación de nuevas cargas.

Los resultados obtenidos en el artículo mencionado [6], usando un sistema de control en cascada formado por sistemas **SISO** desacoplados, durante la prueba de regulación de la potencia activa, son los siguientes:

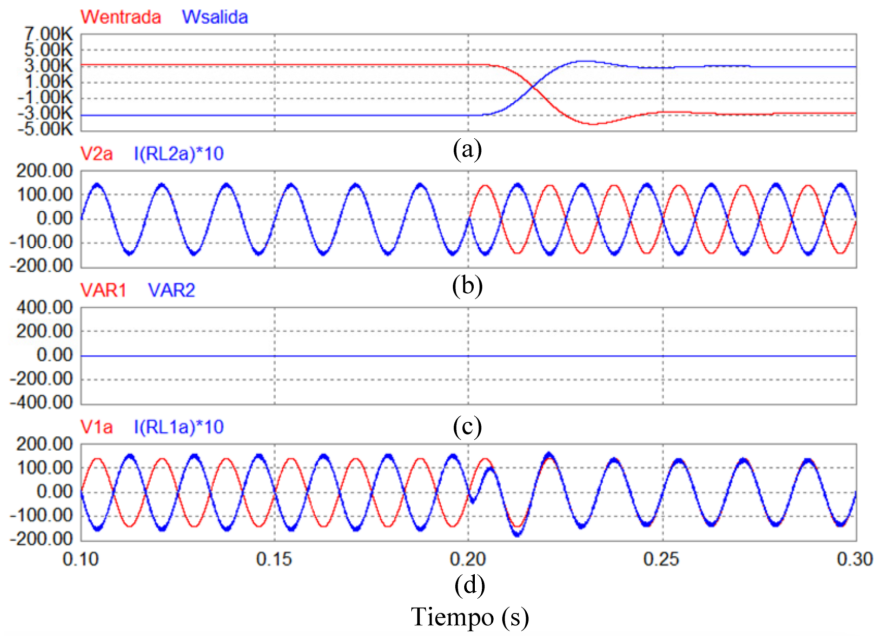


Figura 7.9.6.1: Prueba 7: (i) abc. (a) Potencia Activa (W). (b) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>2</sub>. (c) Potencia reactiva (VAR). (d) Tensión (V) y Corriente (A) para el VSC<sub>1</sub>. Fuente: Artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6].

Tras simular el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink (ver Figura 7[7.5]1), se visualizan las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

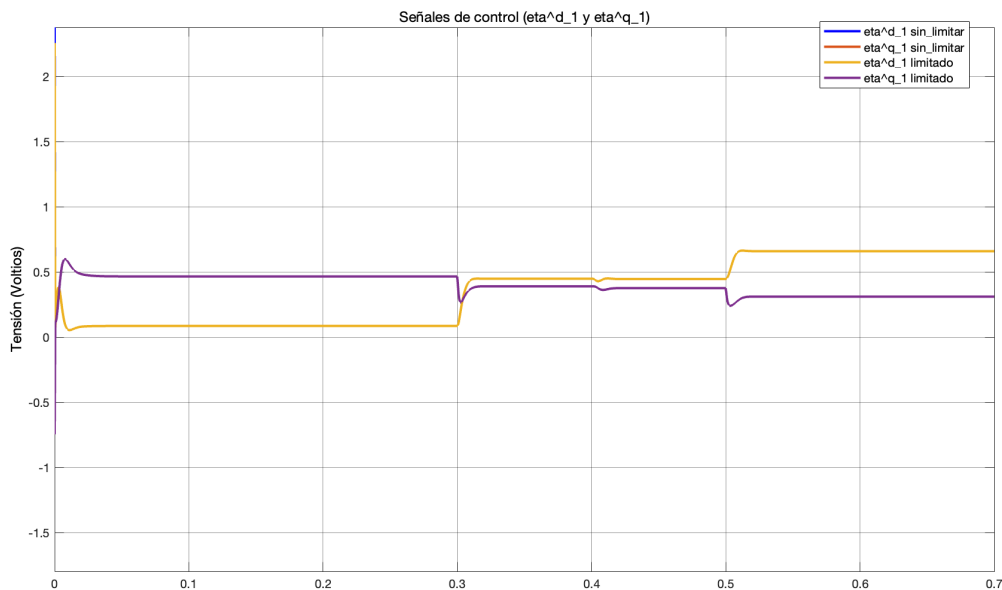


Figura 7.9.6.2: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $LQR$  con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

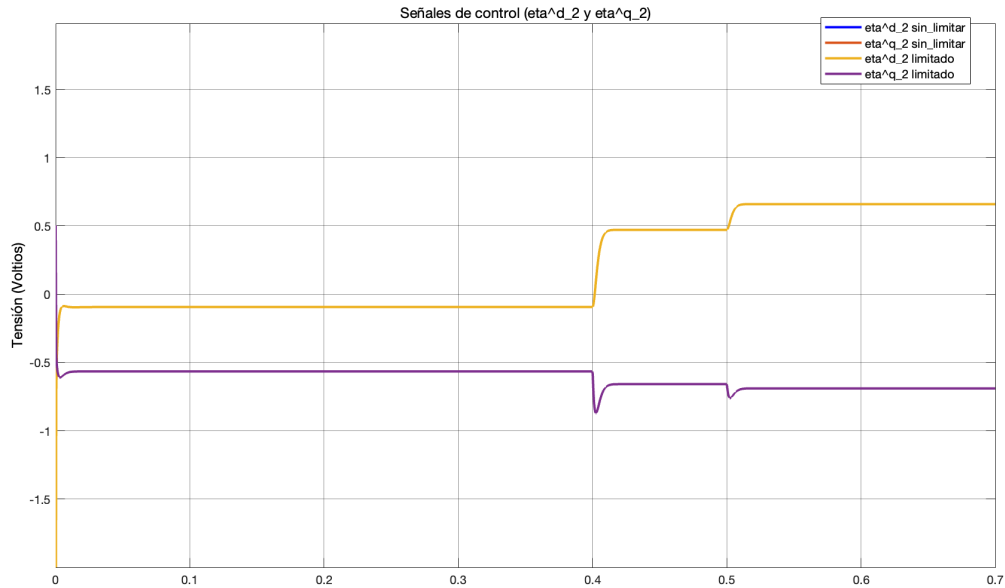


Figura 7.9.6.3: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (CV) o variables del proceso (PV):

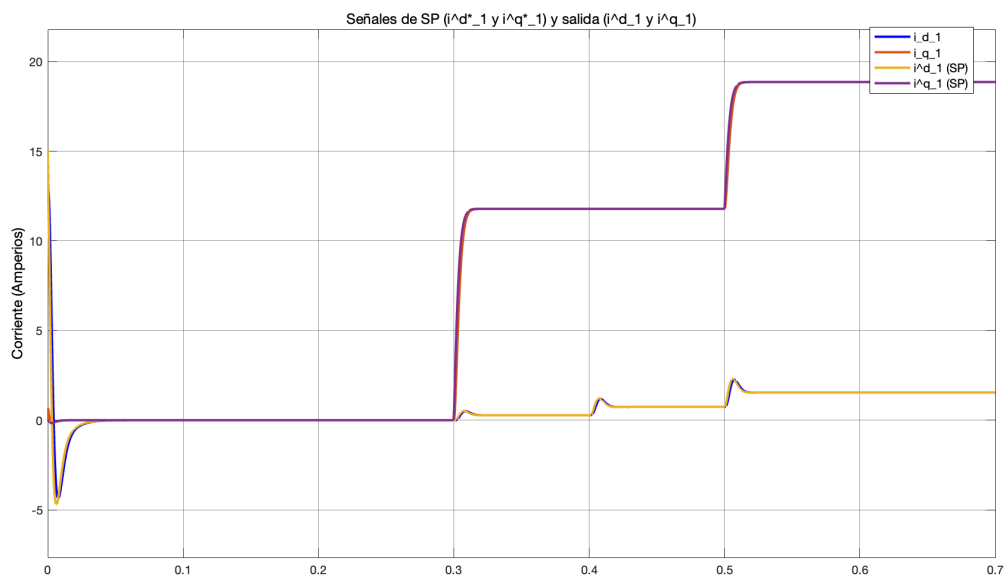


Figura 7.9.6.4: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

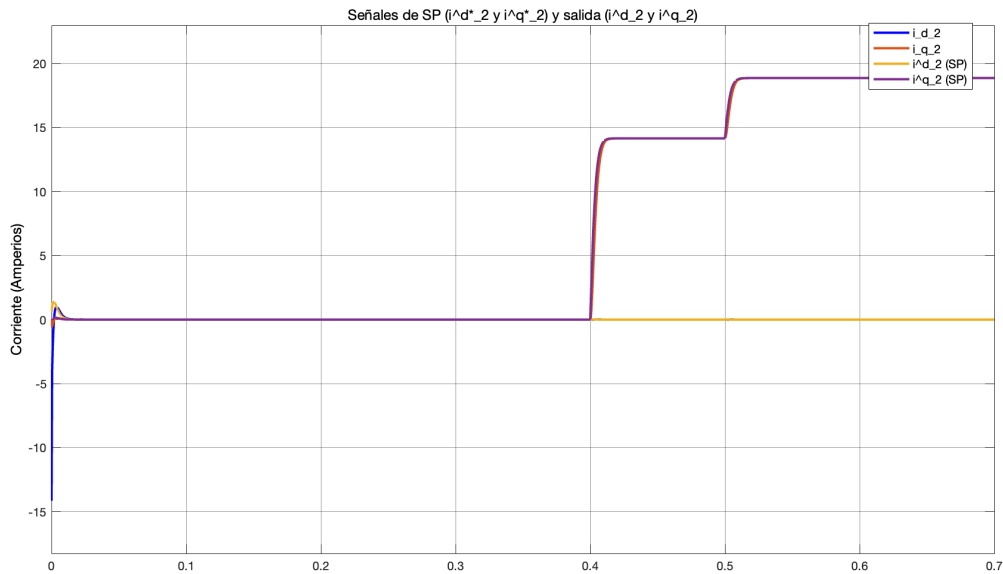


Figura 7.9.6.5: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

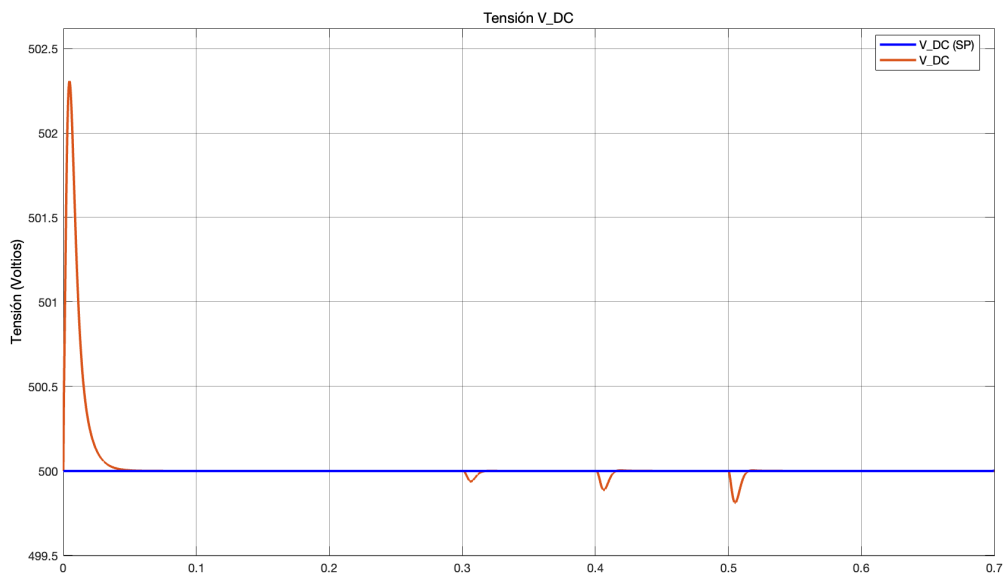


Figura 7.9.6.6: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

- Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

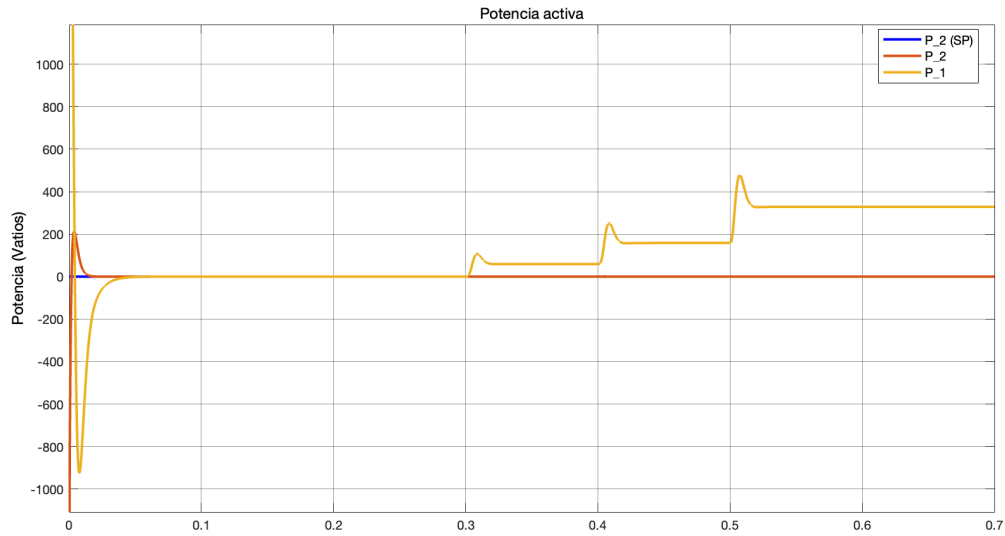


Figura 7.9.6.7: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

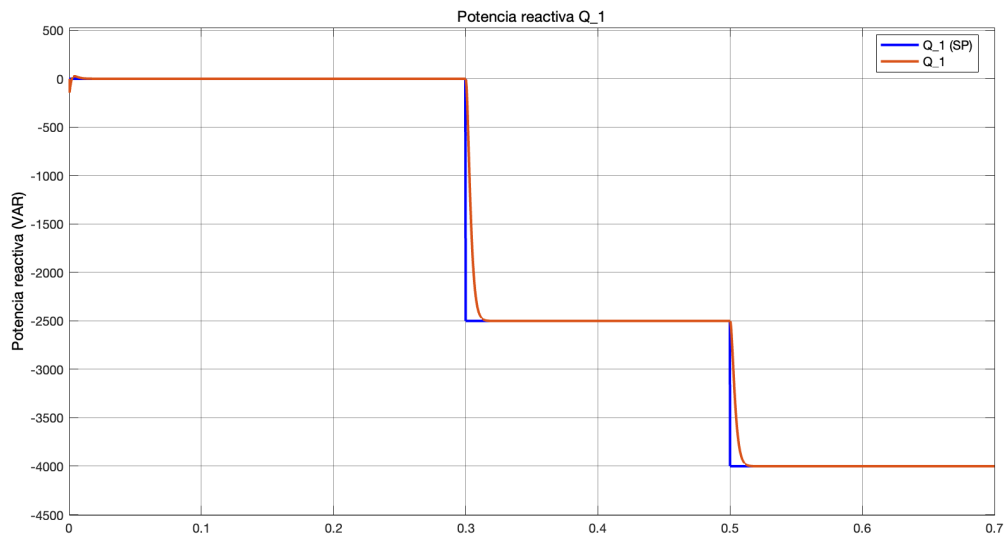


Figura 7.9.6.8: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

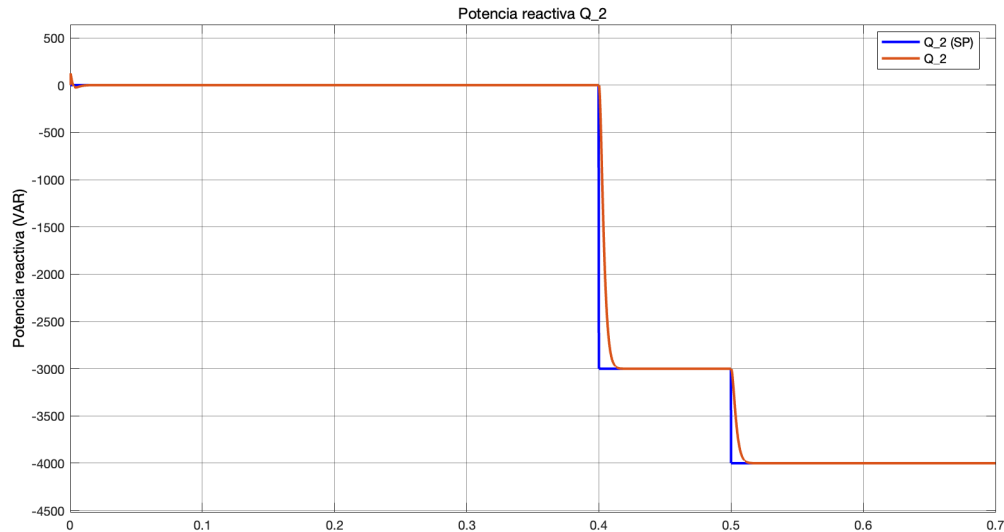


Figura 7.9.6.9: Prueba 7: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $IQR$  con acción integral. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

La Figura 7.9.6.7 muestra cómo, al igual que en la Figura 7.9.6.1, la aplicación de los transitorios de carga de ambas cargas genera un efecto directo sobre la potencia activa suministrada por la fuente, es decir, la potencia activa de entrada del convertidor Back-to-Back. Según se indica en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6], este efecto se debe a que el  $VSC_1$  es quien asume todas las pérdidas de conmutación y conducción asociadas al proceso de transmisión de potencia reactiva durante la operación del convertidor. Tras finalizar ambos transitorios de carga, se lleva a cabo una prueba adicional en la que ambas cargas requieren una mayor cantidad de potencia reactiva. Aunque este segundo proceso de carga ocurre simultáneamente en ambas cargas, el sistema se mantiene estable, y el  $VSC_1$  asume un aumento en las pérdidas de conmutación y conducción, lo cual incrementa la potencia activa de entrada al convertidor Back-to-Back, mientras que la potencia activa de salida se mantiene nula.

En cuanto a la potencia reactiva, las Figuras 7.9.6.8 y 7.9.6.9 muestran cómo se producen los dos procesos de carga de ambas cargas. El sistema responde rápidamente, sin sobreoscilaciones y sin error en estado estacionario, mostrando una respuesta similar a la de un sistema sobreamortiguado.

Por otro lado, las señales de control de los sistemas  $MIMO$  (ver Figuras 7.9.6.2 y 7.9.6.3), una vez superado el estado de inicialización, se mantienen lejos de su saturación, lo cual permite una mayor maniobrabilidad y rango de operación para regular el sistema ante perturbaciones externas.

Además, las Figuras 7.9.6.4 y 7.9.6.5 muestran la capacidad de los sistemas  $MIMO$  de seguir los set-points establecidos por los sistemas  $SISO$  en la regulación de las corrientes, con el fin de alcanzar los valores de potencia indicados.

Finalmente, la Figura 7.9.6.6 muestra el efecto de los transitorios de carga en la tensión en el enlace de  $DC$ . A diferencia del transitorio utilizado para invertir el flujo de potencia activa (ver Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7), el impacto sobre la tensión del enlace  $DC$  debido a los transitorios de carga de potencia reactiva es mucho menor. Esto sugiere que la potencia activa influye en mayor medida sobre la tensión en el enlace  $DC$  en comparación con la potencia reactiva. Los resultados no se pueden comparar con el artículo [6] ya que este no los presenta.

En conclusión, cuando el sistema opera exclusivamente como compensador de potencia reactiva, los resultados obtenidos son similares a los reportados en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6], siendo satisfactorios.

### 7.9.6.1 Análisis de robustez

No obstante, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, el sistema diseñado en el artículo mencionado [6] no es sometido a pruebas de robustez. Para analizar la robustez del sistema y hacer su dinámica lo más realista posible, se somete a perturbaciones externas mientras opera bajo el efecto de ruido en la medición de los sensores, y se introducen incertidumbres paramétricas. En cuanto al ruido, se considera tanto el presente en los sensores de realimentación de los lazos de control como el ruido en las señales de control.

Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones, tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

Las Figuras 7.9.5.1.1 y 7.9.5.1.2 muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en los sensores del sistema de control Back-to-Back. La Figura 7.7.5.1.21 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar tanto las incertidumbres paramétricas como las perturbaciones externas.

El Código 7.69 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los parámetros necesarios para generar el ruido en la medición del sensor. Al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se reduce considerablemente el ruido en las señales de control. El Código 7.70 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los porcentajes de incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en los que se aplican. El Código 7.71 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en los que se aplican.

Tras simular en Simulink el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.7.5.1), incluyendo el efecto del ruido en las mediciones de los sensores, las desviaciones paramétricas y las perturbaciones externas, se obtienen las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

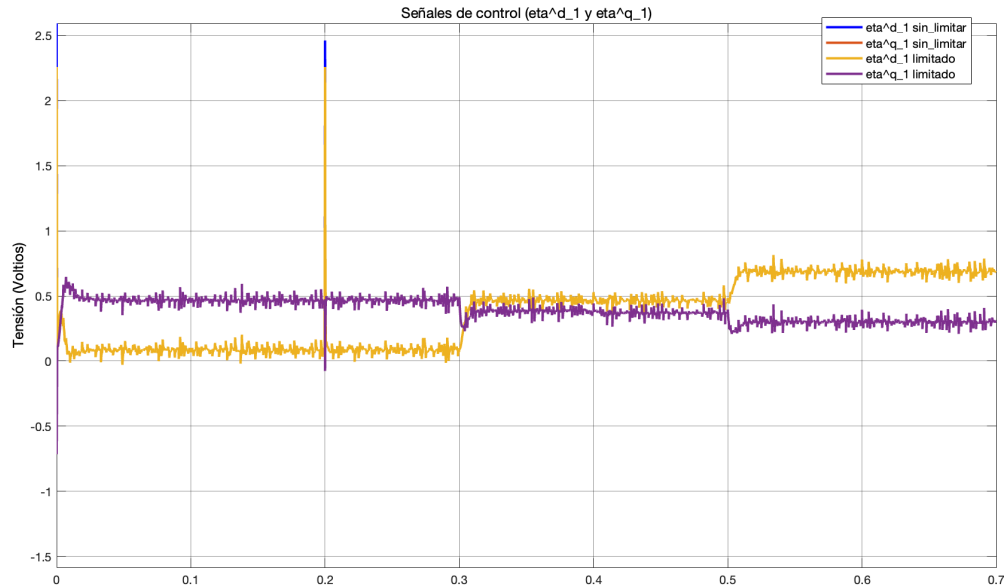


Figura 7.9.6.1.1: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

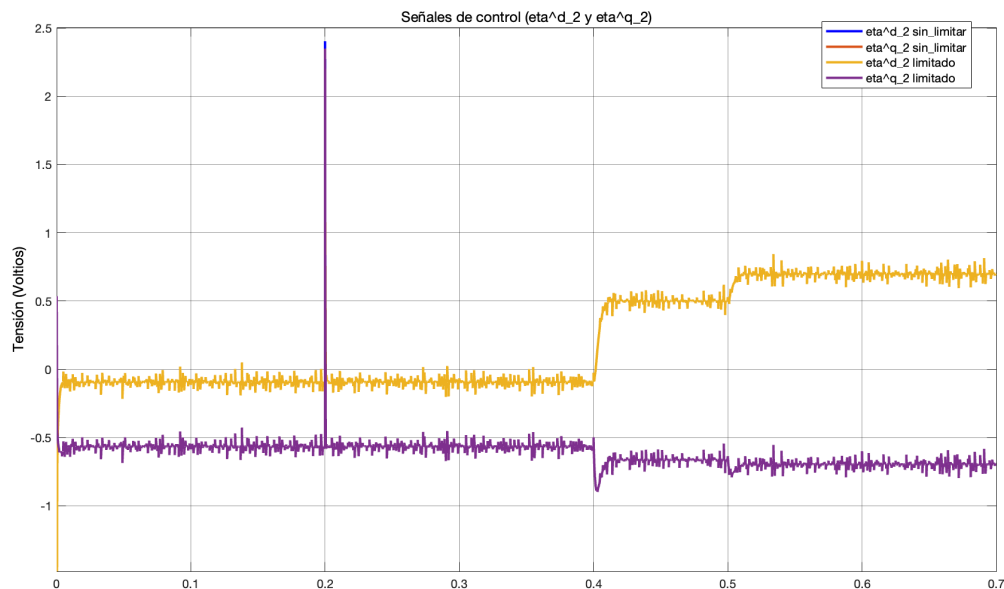


Figura 7.9.6.1.2: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **IQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CY**) o variables del proceso (**PV**):

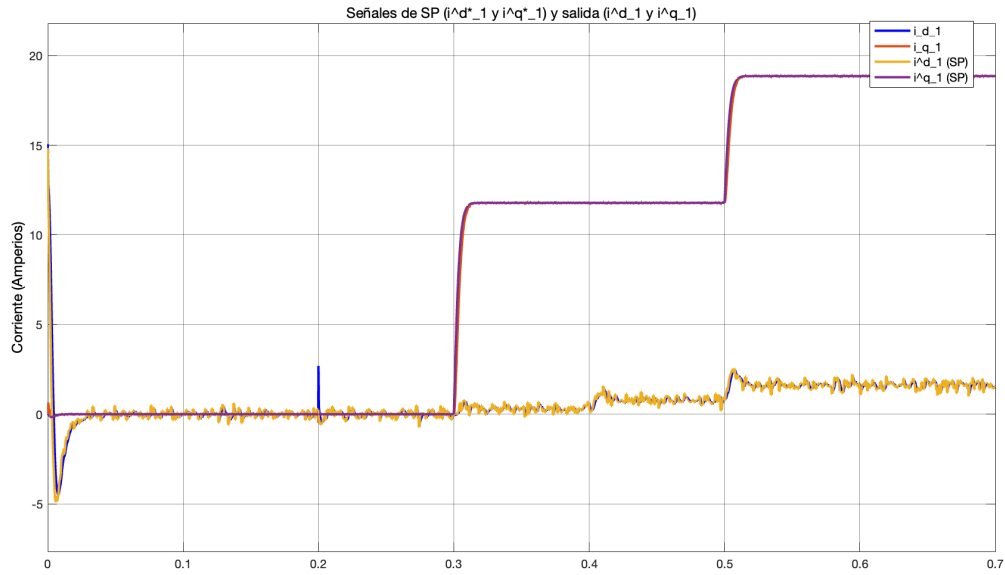


Figura 7.9.6.1.3: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

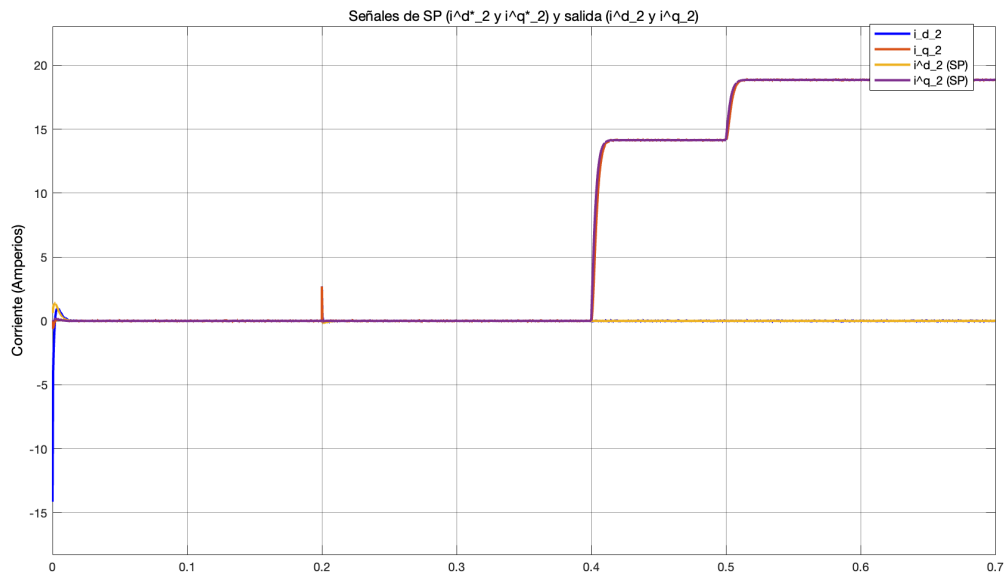


Figura 7.9.6.1.4: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo **LQR** con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

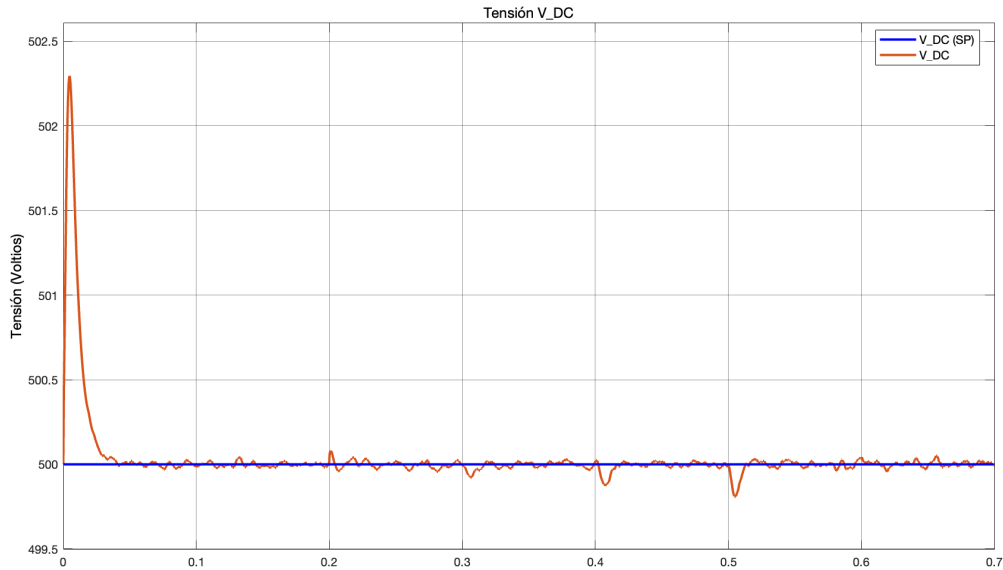


Figura 7.9.6.1.5: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $ILQR$  con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

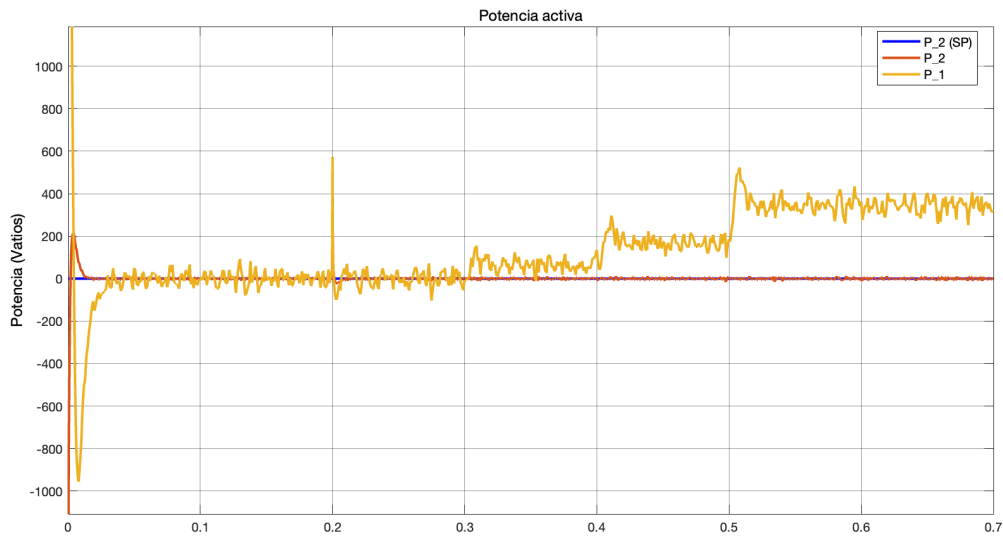


Figura 7.9.6.1.6: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo  $ILQR$  con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

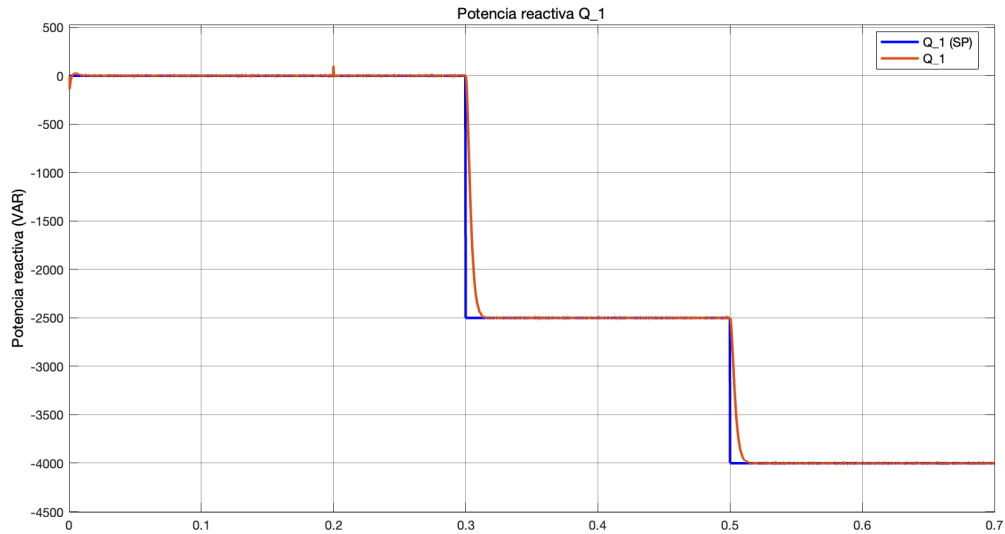


Figura 7.9.6.1.7: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

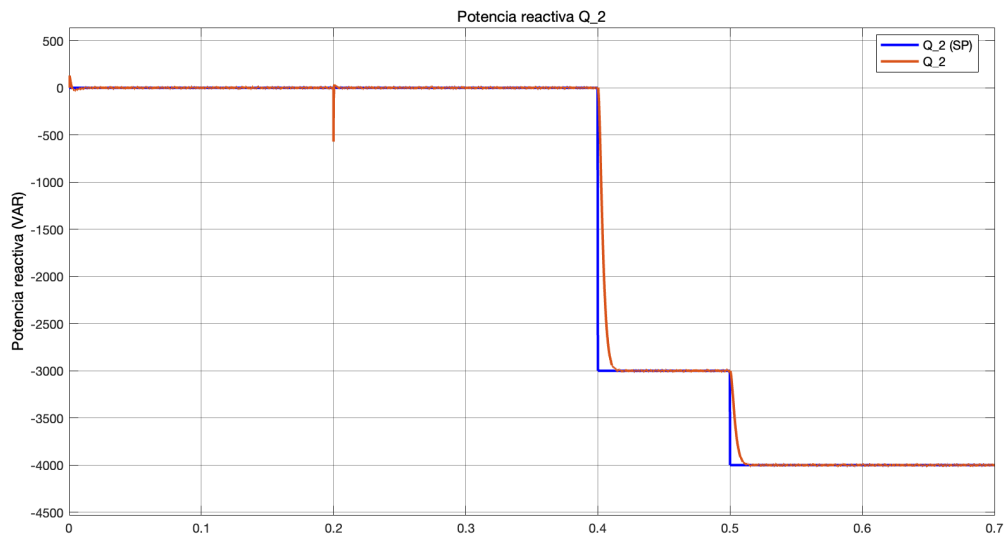


Figura 7.9.6.1.8: Prueba 8: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control óptimo LQR con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Las Figuras 7.9.6.1.1 y 7.9.6.1.2 muestran cómo las señales de control se ven afectadas por el ruido. A pesar de ello, los sistemas MIMO logran regular el sistema y alcanzar las referencias establecidas en cada transitorio. Además, el sistema es capaz de compensar rápidamente los efectos de las perturbaciones externas sin provocar inestabilidades. Sin embargo, para asegurar la calidad de las señales PWM, es importante minimizar el ruido en las señales de control tanto como sea posible. En la práctica, esto implicaría, por ejemplo, el uso de sensores de alta calidad o un buen aislamiento del sistema. Asimismo, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, no se observa el impacto de las incertidumbres paramétricas en el sistema, lo cual representa una ventaja en aplicaciones expuestas a situaciones como cambios de temperatura

entre el día y la noche, donde podrían producirse incertidumbres paramétricas.

Las Figuras 7.9.6.1.3 y 7.9.6.1.4 muestran un bajo impacto del ruido en las corrientes del sistema. No obstante, la corriente  $i_1^d$  se ve directamente afectada por el ruido generado en el sistema SISO, lo cual indica que el lazo de control SISO asociado a esta corriente es un lazo crítico en cuanto a la influencia del ruido. Sin embargo, el sistema compensa rápidamente el efecto de las perturbaciones y, nuevamente, no presenta efectos derivados de las incertidumbres paramétricas introducidas.

En cuanto a la tensión en el enlace de DC (ver Figura 7.9.6.1.5), el efecto de las perturbaciones es ínfimo, y el impacto del ruido es igualmente reducido. Esto indica que el sistema es lo suficientemente robusto como para compensar los efectos negativos introducidos, de modo que su influencia en la tensión del enlace de DC sea mínima. Tal y como se ha comentado, mantener este valor constante es esencial para el correcto funcionamiento del convertidor Back-to-Back.

Por otra parte, la Figura 7.9.6.1.6 muestra una efecto considerable del ruido en la potencia activa de entrada al sistema. Este efecto indica que, al igual que sucedía con la potencia reactiva en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, las potencias en general se ven afectadas considerablemente por el ruido cuando sus magnitudes son bajas. Esto se refuerza al observar las Figuras 7.9.6.1.7 y 7.9.6.1.8, donde la potencia reactiva apenas sufre el efecto del ruido. En cuanto a las perturbaciones externas, el sistema puede regularlas rápidamente para compensar su impacto. Respecto a las incertidumbres paramétricas, nuevamente no se observan efectos destacables sobre el sistema, lo cual demuestra una gran robustez frente a este tipo de influencias.

En conclusión, el sistema se considera robusto y adecuado para aplicaciones de control de convertidores Back-to-Back, gracias a su capacidad de respuesta ante efectos desfavorables. Como compensador de potencia reactiva, no se aprecian diferencias significativas en comparación con el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. No obstante, se prevé que los efectos de los transitorios sobre la tensión en el enlace de DC sean mayores que los mostrados en este trabajo, similar a lo observado en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, lo cual hace que el sistema diseñado se considere superior en este aspecto. Cabe destacar nuevamente la importancia de minimizar el nivel de ruido en las señales de control de los sistemas MIMO cuando se desean valores de potencia bajos en comparación con el rango de operación del convertidor Back-to-Back.

## 7.10. Sistema de control del convertidor Back-to-Back mediante control modal o por asignación de polos con acción integral

### 7.10.1. Introducción

En esta sección, se evalúan los controladores MIMO diseñados mediante el método de control modal o por asignación de polos, tal como se describe en la Sección 7.8 del Capítulo 7. Estos controladores se someten a las mismas pruebas que los controladores MIMO diseñados mediante el método de control óptimo IQR (ver Sección 7.9 del Capítulo 7).

A diferencia de la Sección 7.9 del Capítulo 7, en esta sección no se realiza un análisis comparativo con los resultados presentados en el artículo «Estudio del convertidor Back-to-Back para la gestión del flujo de potencia» [6]. El objetivo principal es analizar la robustez de estos controladores en comparación con los diseñados mediante el método de control óptimo IQR.

### 7.10.2. Diseño de los controladores del sistema de control del convertidor Back-to-Back

Los parámetros constantes que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control en este apartado se muestran en la Tabla 7.18.

Parámetro	Valor	Unidad
$\omega_1$ , omega_1	377	Radianes/segundos
$L_1$ , L_1	$4,1 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_1$ , R_1	$284 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t1}$ , m_t1	5	Voltios
$v_1^d$ , v_d_1	$100\sqrt{2}$	Voltios
$\omega_2$ , omega_2	377	Radianes/segundos
$L_2$ , L_2	$5,3 \cdot 10^{-3}$	Henrios
$R_2$ , R_2	$330 \cdot 10^{-3}$	Ohmios
$m_{t2}$ , m_t2	5	Voltios
$v_2^d$ , v_d_2	$100\sqrt{2}$	Voltios
$C_{DC}$ , C_DC	$6,8 \cdot 10^{-3}$	Faradios

Tabla 7.18: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

El Código 7.72 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes (ver Tabla 7.18) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Parametros constantes del VSC1.
2      L_1 = 4.1e-3;           % Inductancia (henrios).
3      R_1 = 284e-3;         % Resistencia (ohmios).
4      m_t1 = 5;            % Amplitud portadora triangular (voltios).
5      omega_1 = 377;       % Frecuencia (radianes/segundo).
6      v_d_1 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
7                          % V_pico = V_rms * sqrt(2).
8
9      % Parametros constantes del VSC2.
10     L_2 = 5.3e-3;         % Inductancia (henrios).
11     R_2 = 330e-3;        % Resistencia (ohmios).
12     m_t2 = 5;            % Amplitud portadora triangular (voltios).
13     omega_2 = 377;       % Frecuencia (radianes/segundo).
14     v_d_2 = 100*sqrt(2); % Tension pico AC VSC1 (Voltios).
15                          % V_pico = V_rms * sqrt(2).
16
17     % Parametros constantes del sistema.
18     C_DC = 6.8e-3;       % Capacitancia condensador (Faradios).

```

Código 7.72: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Parámetros constantes del modelo no lineal.

Los valores de operación o puntos de equilibrio que se utilizan para el diseño y simulación de los lazos de control del sistema dinámico linealizado se muestran en la Tabla 7.19.

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{DC0}$ , V_DC0	500	Voltios
$i_1^{d0}$ , i_d0_1	15,0645	Amperios
$i_1^{q0}$ , i_q0_1	0	Amperios
$i_2^{d0}$ , i_d0_2	-14,1421	Amperios
$i_2^{q0}$ , i_q0_2	0	Amperios
$\eta_1^{d0}$ , eta_d0_1	2,7429	Voltios
$\eta_1^{q0}$ , eta_q0_1	-0,4657	Voltios
$\eta_2^{d0}$ , eta_d0_2	2,9218	Voltios
$\eta_2^{q0}$ , eta_q0_2	0,5651	Voltios
$\frac{dV_{DC}}{dt}$ , dV_DC_dt	-0,0047	Voltios/Segundos

Tabla 7.19: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

El Código 7.73 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se define la condición de operación (ver Tabla 7.19) del modelo no lineal (ver Ecuaciones 4.5.30, 4.5.31, 4.5.32, 4.5.33 y 4.5.34).

```

1      % Calculo de la condicion de operacion del modelo no lineal.
2      % Condiciones de operacion arbitrarias.
3      V_DC0 = 500;
4      i_d0_1 = ((3000*2)/(3*v_d_1))*1.06522;
5      i_q0_1 = 0;
6      i_d0_2 = -i_d0_1/1.06522;
7      i_q0_2 = 0;
8
9      % Variables de control despejadas de las primeras 4 ecuaciones bajo la
10     % condicion de que el sistema esta en equilibrio, es decir, las variables
11     % de estado no varian en el tiempo.
12     eta_d0_1 = ((i_q0_1*omega_1 + v_d_1/L_1 - (R_1/L_1)*i_d0_1)*(2*m_t1*L_1))/V_DC0
13     eta_q0_1 = (- i_d0_1*omega_1 - (R_1/L_1)*i_q0_1)*(2*m_t1*L_1)/V_DC0
14     eta_d0_2 = ((i_q0_2*omega_2 + v_d_2/L_2 - (R_2/L_2)*i_d0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
15     eta_q0_2 = ((- i_d0_2*omega_2 - (R_2/L_2)*i_q0_2)*(2*m_t2*L_2))/V_DC0
16
17     % Variacion de V_DC tiene que ser nula o practicamente nula.
18     dV_DC_d = 3/(4*C_DC)*((i_d0_1*eta_d0_1 + i_q0_1*eta_q0_1)/m_t1) + 3/(4*C_DC)*((
        i_d0_2*eta_d0_2 + i_q0_2*eta_q0_2)/m_t2)
    
```

Código 7.73: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Condición de operación del modelo no lineal.

A continuación, se expone el código de MATLAB desarrollado para diseñar y simular el sistema de control del convertidor Back-to-Back. En primer lugar, el Código 7.74 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control MIMO con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control modal o por asignación de polos del VSC<sub>1</sub>.

```

1      % Controlador VSC1.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A1 = [-R_1/L_1,  omega_1;
5            -omega_1, -R_1/L_1];
6
7      % Matriz B
8      B1 = [-V_DCO/(2*L_1*m_t1),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_1*m_t1)];
10
11     % Matriz C
12     C1 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D1 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
19     Aa1 = [A1 zeros(2,2); -C1 zeros(2,2)];
20     Ba1 = [B1;-D1];
21     Ca1 = [C1 zeros(2,2)];
22     Da1 = D1;

```

Código 7.74: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados.

El Código 7.75 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$  y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Polos deseados del sistema en lazo cerrado.
2      Polos_deseados1 = [-2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i];
3
4      % Verificacion de los polos deseados del sistema en lazo cerrado.
5      format shortg
6      disp('Polos deseados del sistema en lazo cerrado:');
7      disp(Polos_deseados1);
8      format
9
10     % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca_place.
11     Kca_place1 = place(Aa1, Ba1, Polos_deseados1);
12
13     Kc1 = Kca_place1(:, 1:2); % Accion proporcional.
14     Ki1 = -Kca_place1(:, 3:4); % Accion integral.
15
16     format long e
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Matriz de ganancias Kc1:');
20     disp(Kc1);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Matriz de ganancias Ki1:');
24     disp(Ki1);
25
26     % Polos del sistema en lazo cerrado.
27     Polos_modal1 = eig(Aa1-Ba1*Kca_place1);
28
29     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
30     format long e
31     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
32     disp(Polos_modal1);
33     format

```

Código 7.75: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>1</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca1}$ , acción proporcional  $K_{c1}$ , acción integral  $K_{i1}$  y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.75 son:

- Polos deseados del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\left[ -2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i \right] \quad (7.10.2.1)$$

- Acción proporcional  $K_{c1}$  del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\begin{bmatrix} -2,832657383375528e - 01 & -1,008603886159327e - 01 \\ 3,924953120715367e - 02 & -1,973742616624154e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.10.2.2)$$

- Acción integral  $K_{i1}$  del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\left[ -2,209835756037302e + 02 \quad -1,973560361916608e + 014,447320744159038e + 00 \quad -1,264980845940245e + 02 \right] \quad (7.10.2.3)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>1</sub>:

$$\begin{bmatrix} -2,000000000000080e + 03 + 9,99999999974619e + 01i \\ -2,000000000000080e + 03 - 9,99999999974619e + 01i \\ -9,9999999997274e + 02 + 1,9999999997736e + 02i \\ -9,9999999997274e + 02 - 1,9999999997736e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.10.2.4)$$

En segundo lugar, el Código 7.76 muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen las matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado, para el diseño del sistema de control MIMO con realimentación del vector de estado con acción integral mediante el método de control modal o por asignación de polos del VSC<sub>2</sub>.

```

1      % Controlador VSC2.
2      % Matrices principales del sistema lineal.
3      % Matriz A
4      A2 = [-R_2/L_2,  omega_2;
5            -omega_2, -R_2/L_2];
6
7      % Matriz B
8      B2 = [-V_DCO/(2*L_2*m_t2),  0;
9            0, -V_DCO/(2*L_2*m_t2)];
10
11     % Matriz C
12     C2 = eye(2);
13
14     % Matriz D
15     D2 = zeros(2);
16
17     % Accion integral.
18
19     % Matrices principales ampliadas del sistema linealizado.
20     Aa2 = [A2 zeros(2,2); -C2 zeros(2,2)];
21     Ba2 = [B2;-D2];
22     Ca2 = [C2 zeros(2,2)];
23     Da2 = D2;

```

Código 7.76: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control MIMO para el VSC<sub>2</sub>. Matrices principales y ampliadas de la representación en el espacio de estados del sistema linealizado.

El Código 7.77 muestra un fragmento del script de MATLAB en el que se realiza el cálculo de la matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$  y los polos del sistema en lazo cerrado, así como la acción proporcional e integral del controlador.

```

1      % Polos deseados del sistema en lazo cerrado.
2      Polos_deseados2 = [-2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i];
3
4      % Verificacion de los polos deseados del sistema en lazo cerrado.
5      format shortg
6      disp('Polos deseados del sistema en lazo cerrado:');
7      disp(Polos_deseados2);
8      format
9
10     % Calculo de la matriz de realimentacion de estados Kca_place.
11     Kca_place2 = place(Aa2, Ba2, Polos_deseados2);
12
13     Kc2 = Kca_place2(:, 1:2); % Accion proporcional.
14     Ki2 = -Kca_place2(:, 3:4); % Accion integral.
15
16     format long e
17
18     % Verificacion del controlador.
19     disp('Matriz de ganancias Kc2:');
20     disp(Kc2);
21
22     % Verificacion del controlador.
23     disp('Matriz de ganancias Ki2:');
24     disp(Ki2);
25
26     % Polos del sistema en lazo cerrado.
27     Polos_modal2 = eig(Aa2-Ba2*Kca_place2);
28
29     % Verificacion de los polos del sistema en lazo cerrado.
30     format long e
31     disp('Polos del sistema en lazo cerrado:');
32     disp(Polos_modal2);
33     format

```

Código 7.77: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral. Sistema de control del modelo no lineal para el VSC<sub>2</sub>. Matriz de realimentación de estados  $K_{ca2}$ , acción proporcional  $K_{c2}$ , acción integral  $K_{i2}$  y polos del sistema en lazo cerrado.

Los resultados de aplicar el Código 7.77 son:

- Polos deseados del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\left[ -2000 + 100i, -2000 - 100i, -1000 + 200i, -1000 - 200i \right] \quad (7.10.2.5)$$

- Acción proporcional  $K_{c2}$  del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -3,669152227290317e - 01 & -1,303805023571813e - 01 \\ 5,073719887754011e - 02 & -2,558847772709272e - 01 \end{bmatrix} \quad (7.10.2.6)$$

- Acción integral  $K_{i2}$  del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -2,856616952926269e + 02 & -2,551187784916591e + 01 \\ 5,748975596108025e + 00 & -1,635219142312999e + 02 \end{bmatrix} \quad (7.10.2.7)$$

- Polos del sistema en lazo cerrado del controlador MIMO del VSC<sub>2</sub>:

$$\begin{bmatrix} -2,000000000000081e + 03 + 9,99999999975471e + 01i \\ -2,000000000000081e + 03 - 9,99999999975471e + 01i \\ -9,9999999997257e + 02 + 1,9999999997743e + 02i \\ -9,9999999997257e + 02 - 1,9999999997743e + 02i \end{bmatrix} \quad (7.10.2.8)$$

En tercer lugar, el Código 7.66 del Apartado 7.9.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^{DC}$ ) e integral ( $K_i^{DC}$ ) para el diseño del controlador SISO PI del VSC<sub>1</sub>, utilizado en la regulación de la tensión del enlace DC.

Los resultados de aplicar el Código 7.66 son:

- Acción proporcional  $K_p^{DC}$ :

$$K_p^{DC} = 6,2615 \quad (7.10.2.9)$$

- Acción integral  $K_i^{DC}$ :

$$K_i^{DC} = 611,5407 \quad (7.10.2.10)$$

En cuarto lugar, el Código 7.67 del Apartado 7.9.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^P$ ) e integral ( $K_i^P$ ) para el diseño del controlador SISO IP del VSC<sub>2</sub>, utilizado en la regulación de la potencia activa del sistema Back-to-Back.

Los resultados de aplicar el Código 7.67 son:

- Acción proporcional  $K_p^P$ :

$$K_p^P = 2,0000e - 04 \quad (7.10.2.11)$$

- Acción integral  $K_i^P$ :

$$K_i^P = 1,2285 \quad (7.10.2.12)$$

Finalmente, el Código 7.68 del Apartado 7.9.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, muestra el fragmento del script de MATLAB donde se definen los parámetros constantes y se calcula la acción proporcional ( $K_p^Q$ ) e integral ( $K_i^Q$ ) para el diseño del controlador SISO IP de ambos VSC, utilizados en la regulación de la potencia reactiva del sistema Back-to-Back.

Los resultados de aplicar el Código 7.68 son:

- Acción proporcional  $K_p^Q$ :

$$K_p^Q = 2,0000e - 04 \quad (7.10.2.13)$$

- Acción integral  $K_i^Q$ :

$$K_i^Q = -1,1285 \quad (7.10.2.14)$$

### 7.10.3. Arquitectura del sistema de control del convertidor Back-to-Back en Simulink

Al igual que en el Apartado 7.9.3 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, la Figura 7.9.3.1 muestra el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control del convertidor Back-to-Back, aplicado al modelo no lineal en la condición de operación establecida en la Tabla 7.19.

Las partes que componen el diagrama de bloques en Simulink del diseño del sistema de control de la Figura 7.9.3.1 se muestran en el Apartado 7.9.3 de la Sección 7.9 del Capítulo 7.

### 7.10.4. Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia activa.

En este apartado, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se asume que la carga demanda una potencia activa de 3 kW a la fuente a través del convertidor Back-to-Back y que, después de un tiempo, sea la carga quien suministre dicha potencia a la fuente. Además, una vez pasado el transitorio, el sistema vuelve a invertir el flujo de potencia, de modo que la carga demande nuevamente potencia activa, ahora de 5 kW, suministrada por la fuente.

#### 7.10.4.1 Análisis de robustez

Para analizar la robustez del sistema y hacer su dinámica lo más realista posible, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se somete a perturbaciones externas mientras opera bajo el efecto de ruido en la medición de los sensores, y se introducen incertidumbres paramétricas. En cuanto al ruido, se considera tanto el presente en los sensores de realimentación de los lazos de control como el ruido en las señales de control.

Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones, tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

Las Figuras 7.9.5.1.1 y 7.9.5.1.2 muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en los sensores del sistema de control Back-to-Back. La Figura 7.7.5.1.21 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar tanto las incertidumbres paramétricas como las perturbaciones externas.

El Código 7.69 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los parámetros necesarios para generar el ruido en la medición del sensor. Al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se reduce considerablemente el ruido en las señales de control. El Código 7.70 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los porcentajes de incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en los que se aplican. El Código 7.71 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en los que se aplican.

Tras simular en Simulink el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7.7.5.1), incluyendo el efecto del ruido en las mediciones de los sensores, las desviaciones paramétricas y las perturbaciones externas, se obtienen las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

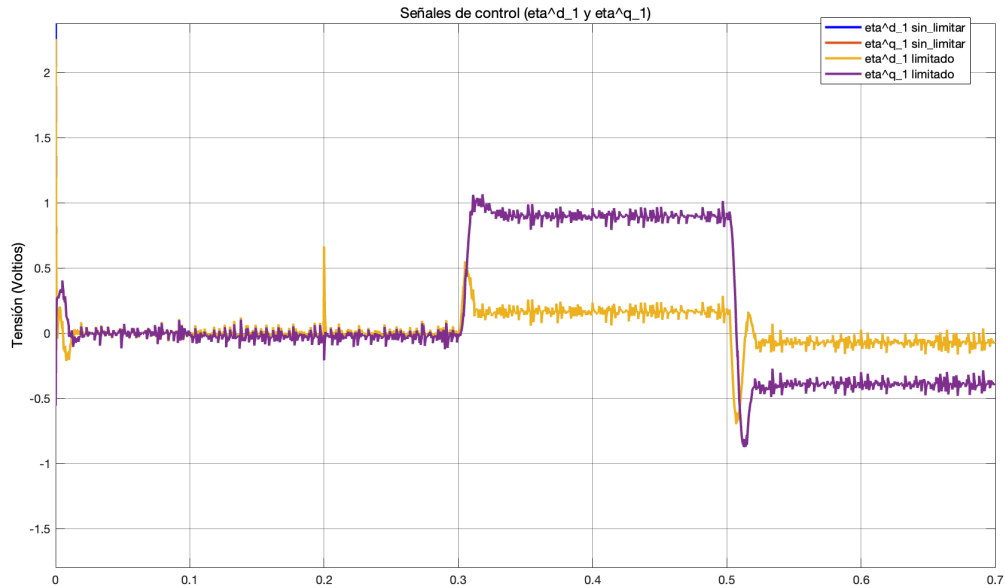


Figura 7.10.4.1.1: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

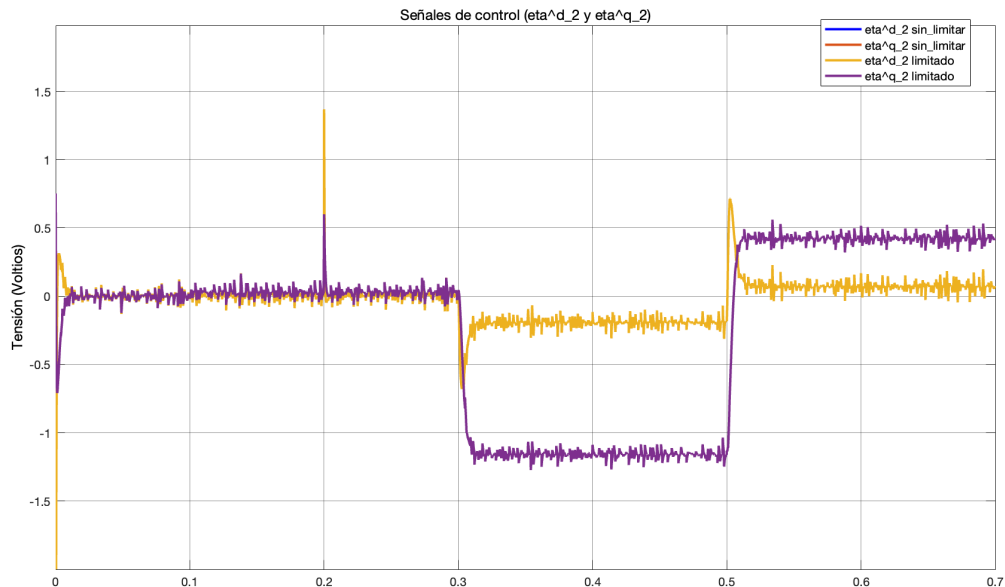


Figura 7.10.4.1.2: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

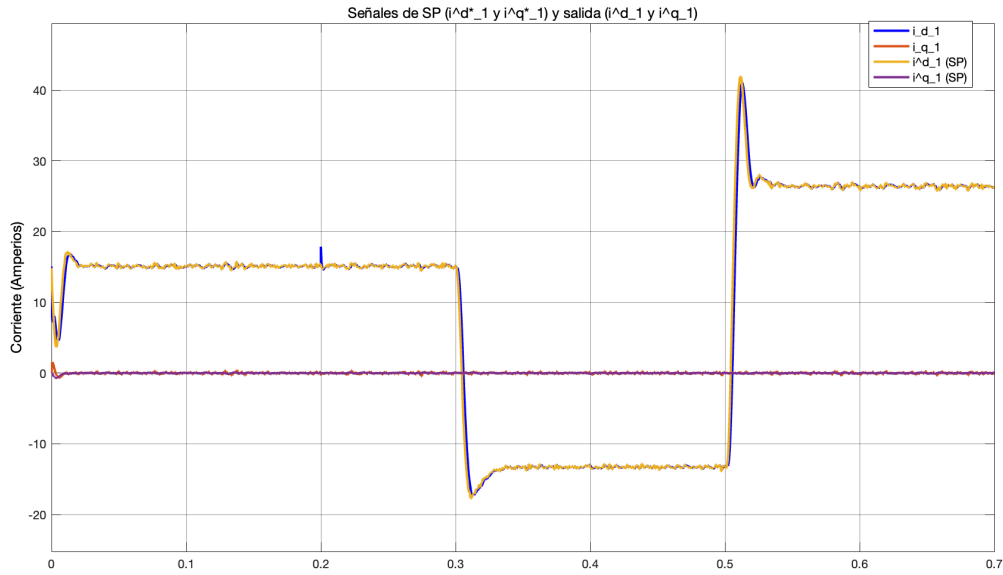


Figura 7.10.4.1.3: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

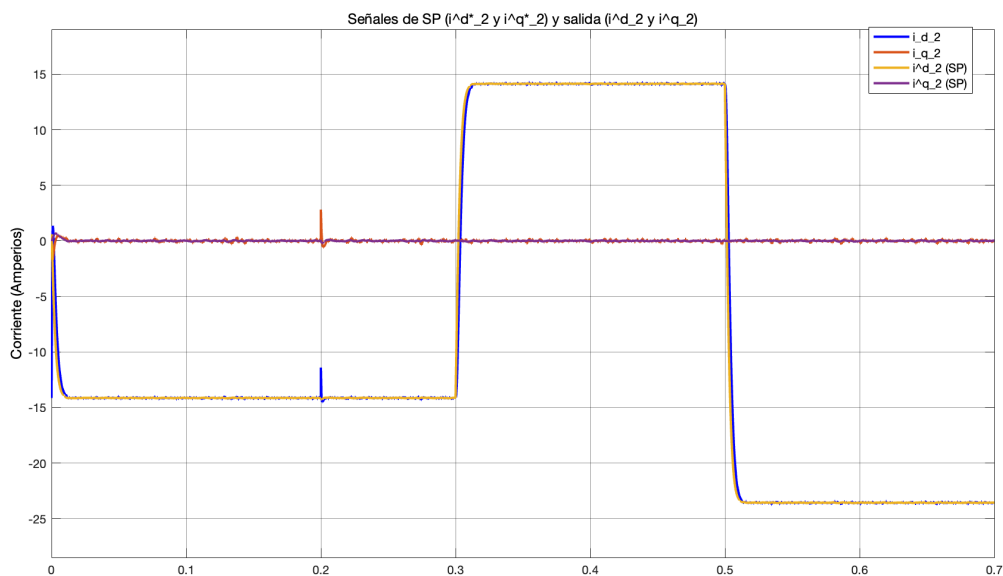


Figura 7.10.4.1.4: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

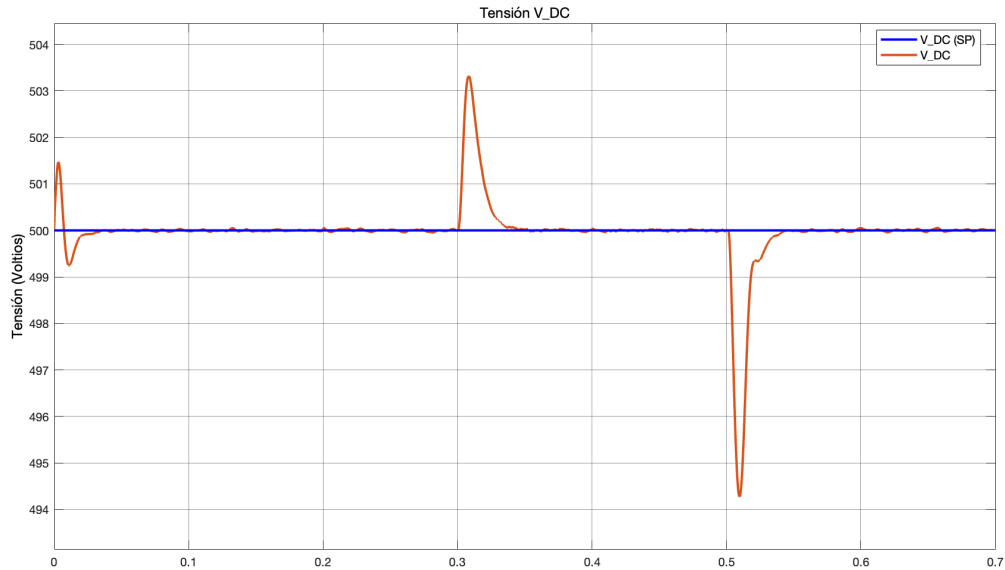


Figura 7.10.4.1.5: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

■ Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

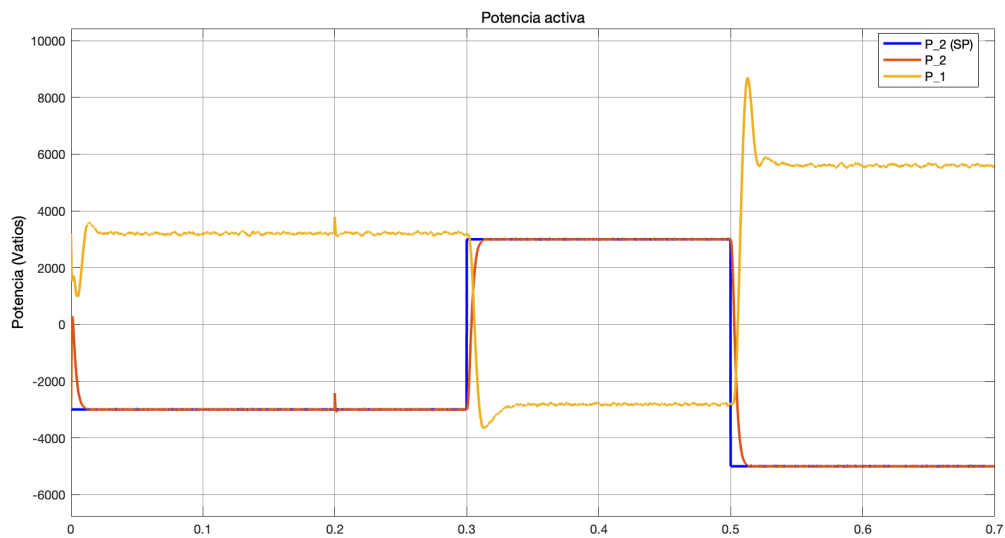


Figura 7.10.4.1.6: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

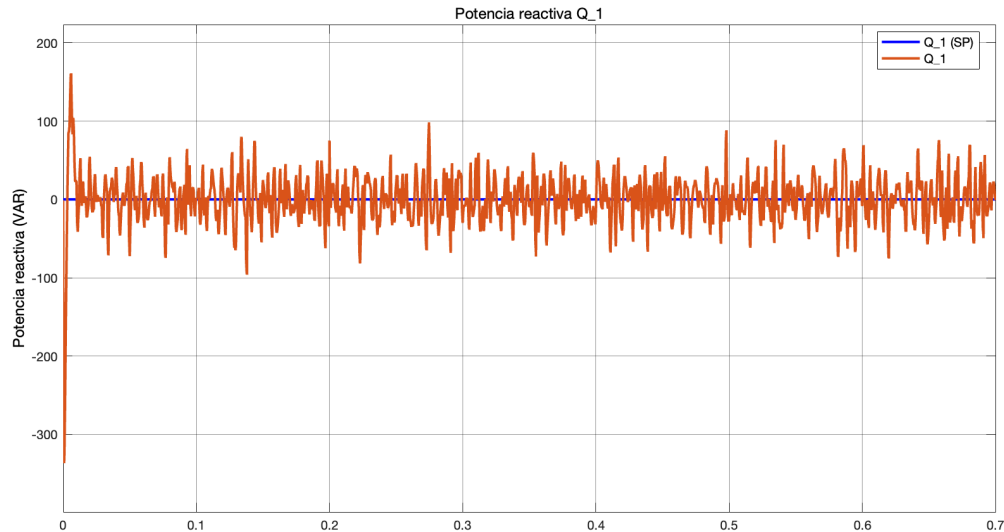


Figura 7.10.4.1.7: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

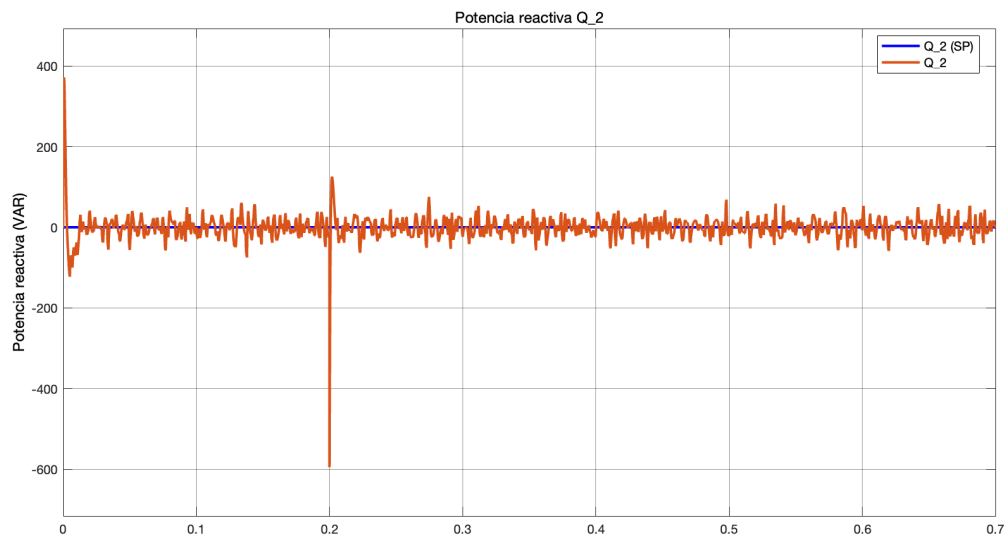


Figura 7.10.4.1.8: Prueba 1: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Regulación de la potencia activa. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Las Figuras 7.10.4.1.1 y 7.10.4.1.4, en comparación con las Figuras 7.9.5.1.19 y 7.9.5.1.20, muestran que, una vez pasado el estado de inicialización, las señales de control de los sistemas MIMO presentan una ligera sobreoscilación durante los transitorios. Sin embargo, esta sobreoscilación no representa una diferencia significativa entre ambos diseños.

En cuanto al ruido, ambos sistemas se mantienen estables y funcionan correctamente bajo estas condiciones. Cabe destacar la importancia del nivel de ruido en las señales de control de los sistemas MIMO. Respecto a los efectos de las incertidumbres paramétricas, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, las señales de control de los sistemas MIMO no presentan efectos negativos considerables.

Por otro lado, es relevante mencionar el impacto de las perturbaciones externas, las cuales, en este caso, no son tan notorias como en las Figuras 7.9.5.1.19 y 7.9.5.1.20. Esto se debe a que los controladores MIMO diseñados mediante el método de control modal o asignación de polos no requieren esfuerzos de control tan elevados como los diseñados con el método de control óptimo IQR. No obstante, ambos tipos de controladores ofrecen una capacidad y rapidez similar para compensar estos efectos, lo cual es un aspecto importante a considerar en la elección del controlador adecuado.

En cuanto a las corrientes de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$  e  $i_2^q$ ), las Figuras 7.10.4.1.3 y 7.10.4.1.4 muestran un mayor efecto del ruido en comparación con las Figuras 7.9.5.1.21 y 7.9.5.1.22. Además, la corriente  $i_1^d$  exhibe una mayor sobreoscilación cuando se producen cambios significativos en las referencias. El efecto de las perturbaciones externas en estas señales es similar para ambos sistemas. Respecto a las incertidumbres paramétricas, nuevamente no se observan efectos negativos en el sistema, de manera consistente con lo señalado en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7.

Por otro lado, la tensión en el enlace de DC (ver Figura 7.10.4.1.5) presenta efectos similares en cuanto a perturbaciones externas, incertidumbres paramétricas y ruido en ambos sistemas. Sin embargo, al comparar la Figura 7.10.4.1.5 con la Figura 7.9.5.1.23, se observa un mayor impacto en los transitorios cuando estos son más pronunciados. Esto sugiere que, ante cambios de referencia elevados, el sistema de control MIMO diseñado mediante control modal o asignación de polos tiende a responder de forma menos favorable en comparación con los controladores diseñados mediante el método de control óptimo IQR.

En cuanto a la potencia activa, la Figura 7.10.4.1.6, comparada con la Figura 7.9.5.1.24, muestra diferencias principalmente en la sobreoscilación que se produce ante cambios de referencia más grandes.

Por último, en lo que respecta a la potencia reactiva (ver Figuras 7.10.4.1.7 y 7.10.4.1.8), es destacable que el efecto de las perturbaciones es menor que el observado en las Figuras 7.9.5.1.25 y 7.9.5.1.26. Sin embargo, el efecto del ruido es más pronunciado en las Figuras 7.10.4.1.7 y 7.10.4.1.8 en comparación con el mostrado en las Figuras 7.9.5.1.25 y 7.9.5.1.26.

En conclusión, los controladores MIMO diseñados mediante el método de control modal o asignación de polos son igualmente válidos que los diseñados mediante el método de control óptimo IQR. Sin embargo, las principales diferencias observadas en los resultados entre ambos diseños posicionan al controlador MIMO diseñado mediante el método de control óptimo IQR como la opción más adecuada para un mayor número de aplicaciones.

### 7.10.5. Simulación del sistema de control del convertidor Back-to-Back. Regulación de la potencia reactiva. Análisis de robustez.

En este apartado, al igual que en el Apartado 7.9.6 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se muestra la capacidad del convertidor Back-to-Back para operar exclusivamente como compensador de potencia reactiva. Para ello, se aplican dos escalones de carga reactiva, uno para cada carga. Además, tras completarse el transitorio de ambos escalones, ambas cargas demandan más potencia reactiva, lo que requiere la aplicación de nuevas cargas.

#### 7.10.5.1 Análisis de robustez

Para analizar la robustez del sistema y hacer su dinámica lo más realista posible, al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se somete a perturbaciones externas mientras opera bajo el efecto de ruido en la medición de los sensores, y se introducen incertidumbres paramétricas. En cuanto al ruido, se considera tanto el presente en los sensores de realimentación de los lazos de control como el ruido en las señales de control.

Para simular estas condiciones, se utiliza el bloque "Random Number" como generador de ruido en las mediciones, tomando como referencia un nivel de ruido equivalente al especificado en el datasheet «IVT-S-

2K5-U3-I-CAN2-12/24» [27].

Las Figuras 7.9.5.1.1 y 7.9.5.1.2 muestran los diagramas de bloques en Simulink, indicando dónde y cómo se ha implementado el ruido de medida en los sensores del sistema de control Back-to-Back. La Figura 7.7.5.1.21 del Apartado 7.7.5 de la Sección 7.7 del Capítulo 7, muestra las modificaciones realizadas en el diseño del modelo no lineal para implementar tanto las incertidumbres paramétricas como las perturbaciones externas.

El Código 7.69 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los parámetros necesarios para generar el ruido en la medición del sensor. Al igual que en el Apartado 7.9.5 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, se reduce considerablemente el ruido en las señales de control. El Código 7.70 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen los porcentajes de incertidumbres paramétricas y los instantes de tiempo en los que se aplican. El Código 7.71 muestra el fragmento del script de MATLAB en el que se definen las magnitudes de las perturbaciones externas y los instantes de tiempo en los que se aplican.

Tras simular en Simulink el diagrama de bloques del sistema de control del convertidor Back-to-Back (ver Figura 7(7.5)1), incluyendo el efecto del ruido en las mediciones de los sensores, las desviaciones paramétricas y las perturbaciones externas, se obtienen las siguientes señales resultantes:

- Señales de salida del controlador (CO) ( $\eta_1^d$ ,  $\eta_1^q$ ,  $\eta_2^d$  y  $\eta_2^q$ ) antes y después del limitador:

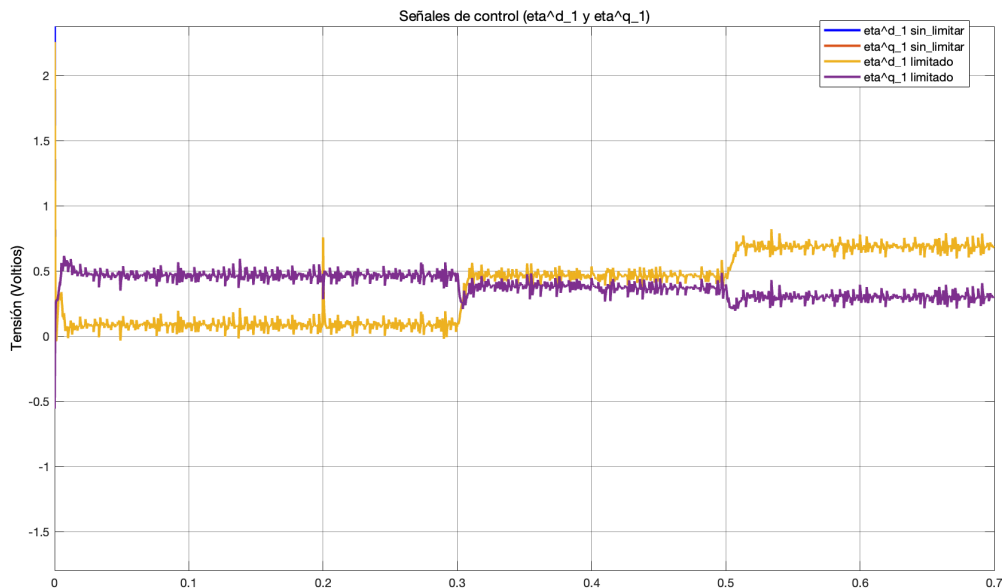


Figura 7.10.5.1.1: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_1^{d*}$  y  $\eta_1^{q*}$ ) antes y después del limitador.

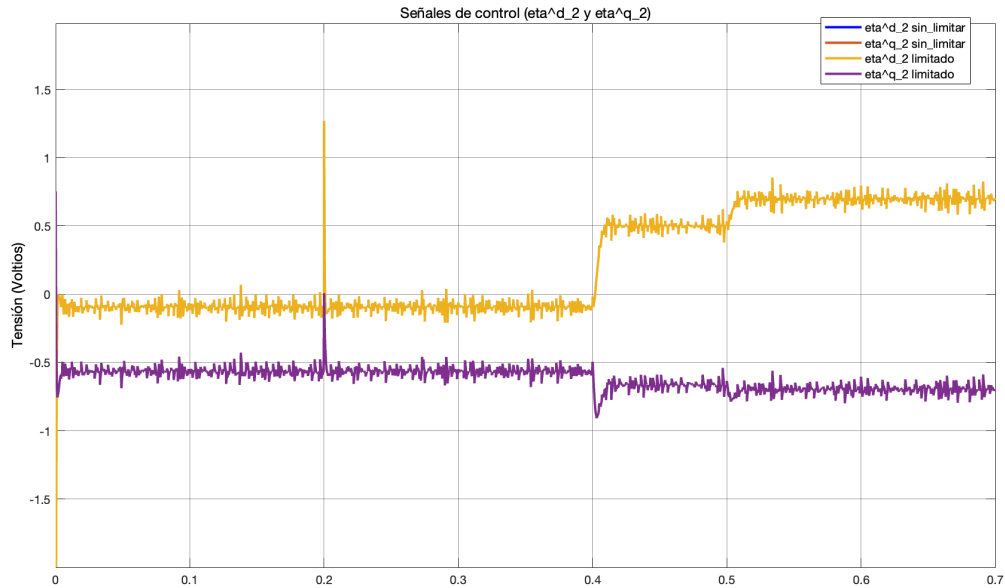


Figura 7.10.5.1.2: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de control ( $\eta_2^{d*}$  y  $\eta_2^{q*}$ ) antes y después del limitador.

- Señales de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$ ,  $i_2^q$  y  $V_{DC}$ ) o variables controladas (**CV**) o variables del proceso (**PV**):

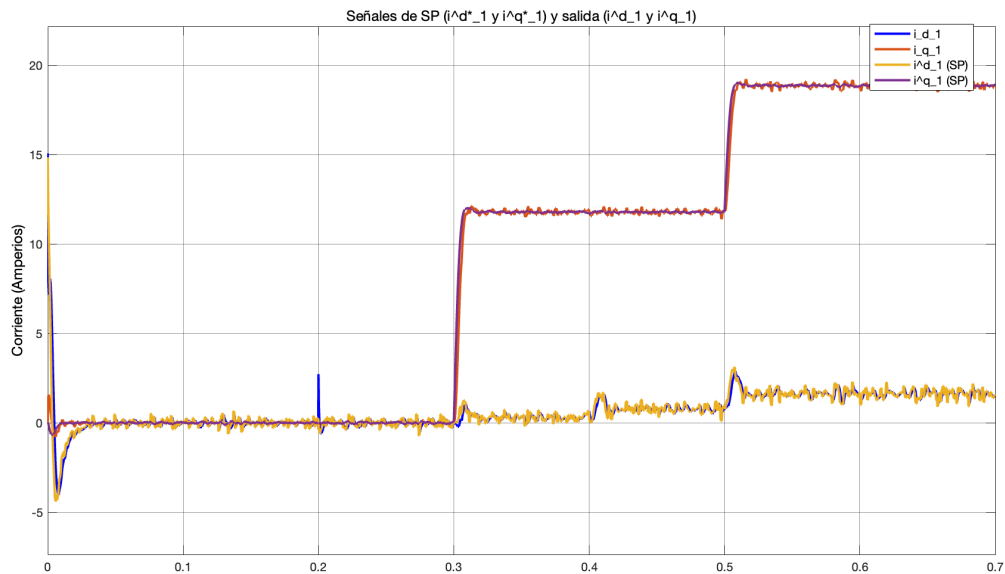


Figura 7.10.5.1.3: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señales de salida ( $i_1^d$  e  $i_1^q$ ).

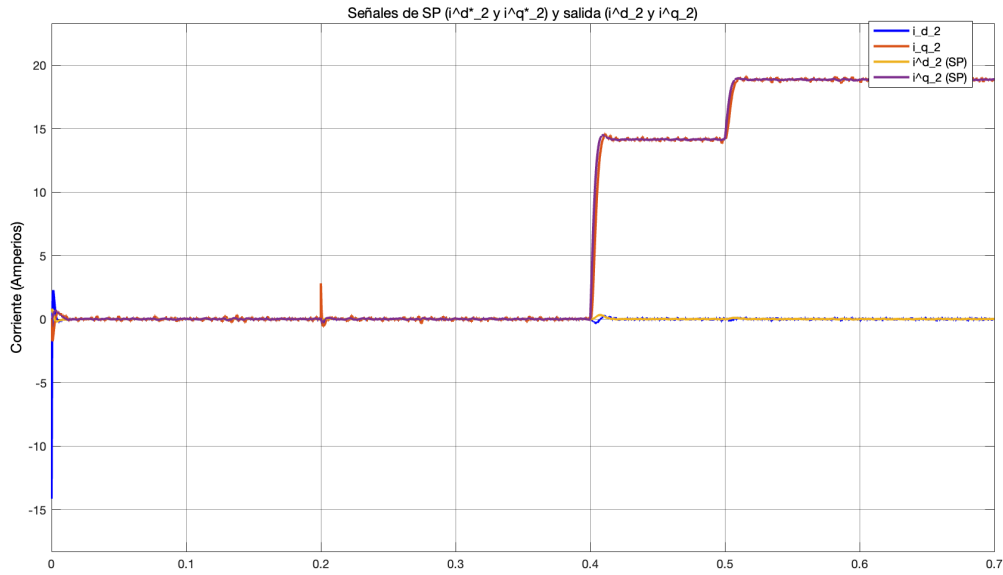


Figura 7.10.5.1.4: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Señales de salida ( $i_2^d$  e  $i_2^q$ ).

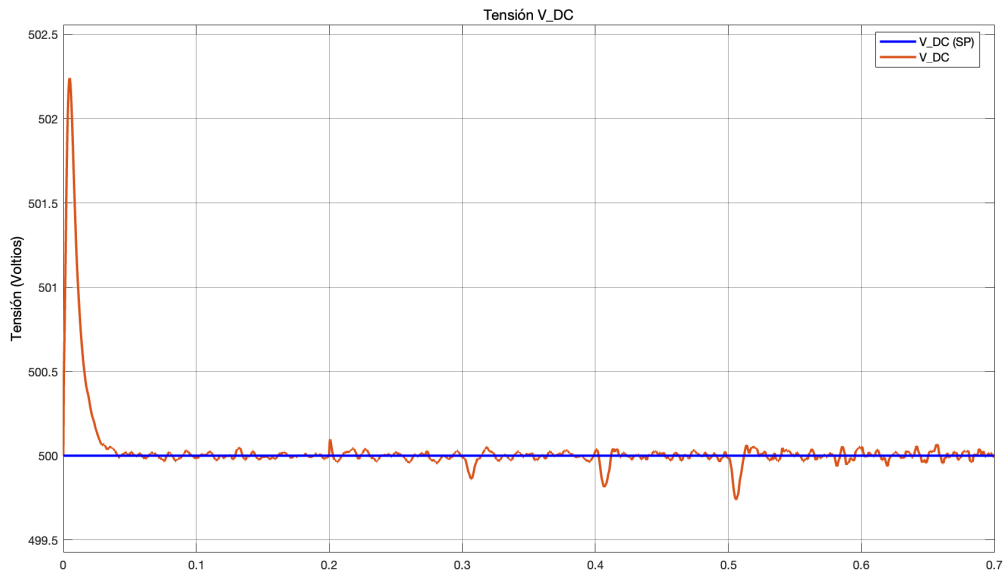


Figura 7.10.5.1.5: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Señal de salida ( $V_{DC}$ ).

- Potencia activa ( $P_2$ ) y potencias reactivas ( $Q_1$  y  $Q_2$ ):

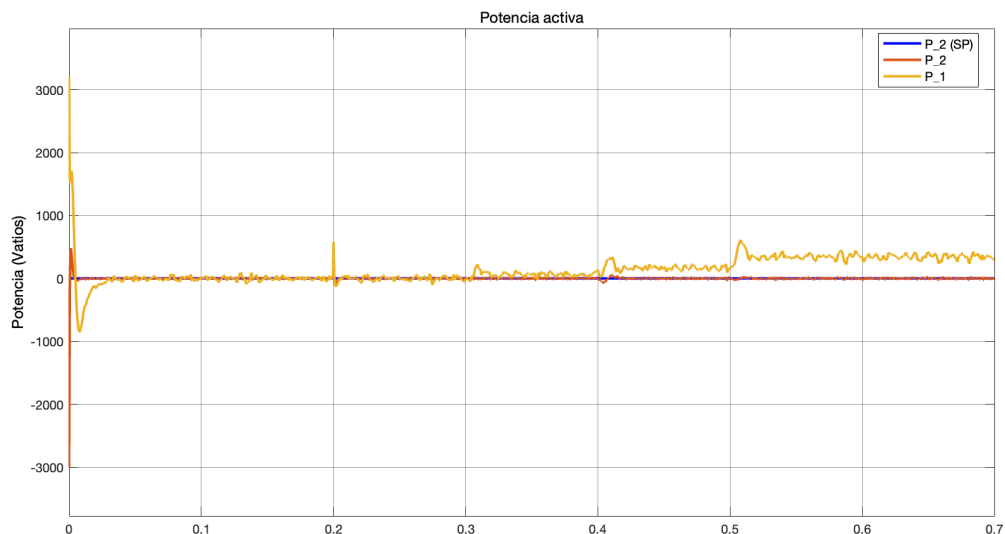


Figura 7.10.5.1.6: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencia activa ( $P_2$ ).

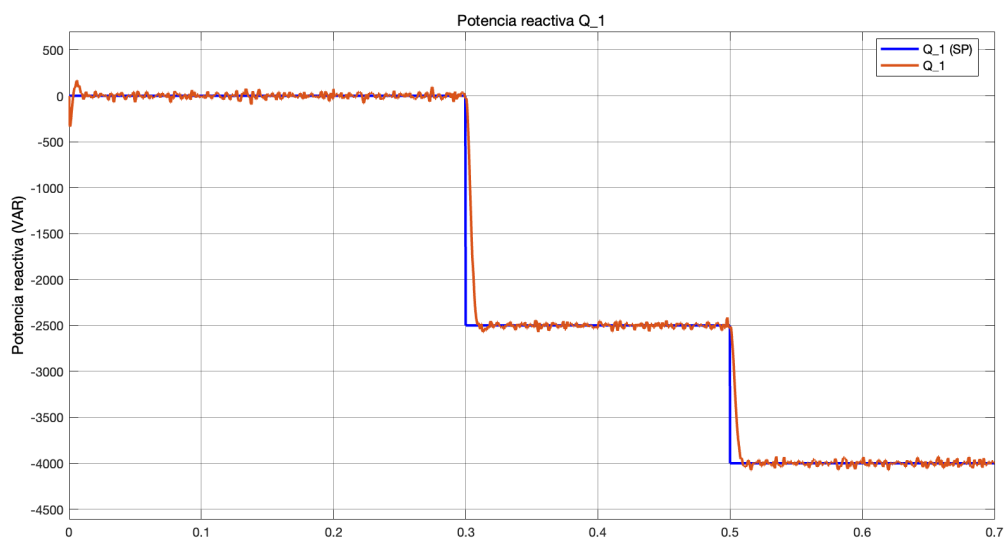


Figura 7.10.5.1.7: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_1$ ).

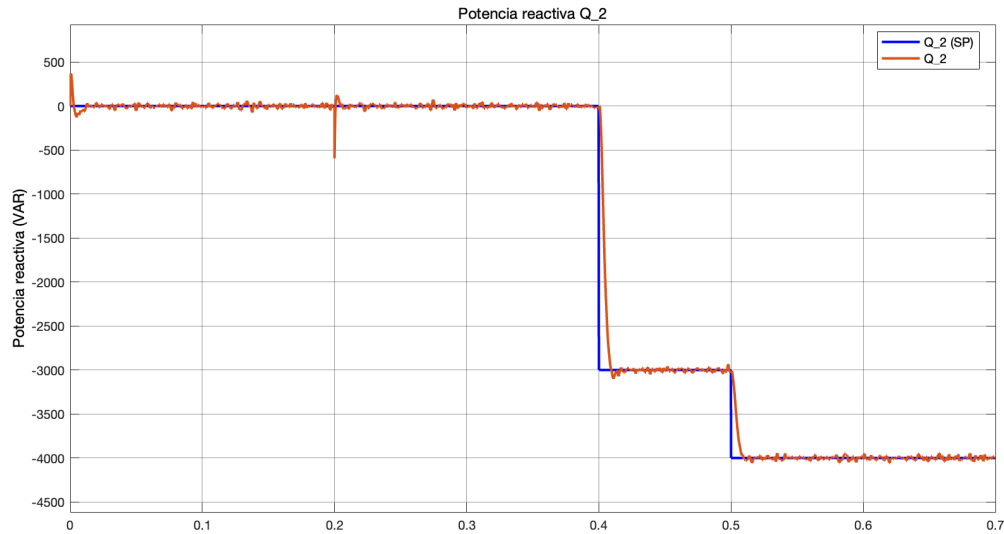


Figura 7.10.5.1.8: Prueba 2: Sistema de control del convertidor Back-to-Back. Control modal o por asignación de polos con acción integral con el efecto de las perturbaciones externas, las incertidumbres paramétricas y el ruido en las mediciones de los sensores. Compensación de la potencia reactiva. Resultado de simulación en Simulink. Potencias reactivas ( $Q_2$ ).

Al igual que en el Apartado 7.10.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, las señales de control (ver Figuras 7.10.5.1.1 y 7.10.5.1.2) muestran un menor efecto ante las perturbaciones externas en comparación con los resultados de las Figuras 7.9.6.1.1 y 7.9.6.1.2, debido a que se realizan esfuerzos de control menores para compensarlas.

En este caso, las señales de control mostradas en las Figuras 7.10.5.1.1 y 7.10.5.1.2 no presentan diferencias significativas en la sobreoscilación durante los transitorios en comparación con los resultados mostrados en las Figuras 7.9.6.1.1 y 7.9.6.1.2. Esto sugiere que, para cambios en la potencia activa, la calidad de las señales de control en los controladores MIMO se ve más afectada en aquellos diseñados mediante el método de control modal o asignación de polos, un efecto que no se observa en cambios de potencia reactiva. En cuanto al efecto del ruido y de las incertidumbres paramétricas, no se encuentran diferencias destacables entre las señales de control de ambos diseños.

En cuanto a las corrientes de salida ( $i_1^d$ ,  $i_1^q$ ,  $i_2^d$  e  $i_2^q$ ), las Figuras 7.10.5.1.3 y 7.10.5.1.4 muestran nuevamente un mayor efecto del ruido en comparación con las Figuras 7.9.6.1.3 y 7.9.6.1.4. Además, las Figuras 7.10.5.1.3 y 7.10.5.1.4 muestran cómo las corrientes  $i_1^q$  e  $i_2^q$  presentan una pequeña sobreoscilación durante los cambios de referencia, efecto que no se observa en las Figuras 7.9.6.1.3 y 7.9.6.1.4. Respecto a los efectos producidos por perturbaciones externas e incertidumbres paramétricas, no se aprecian diferencias entre ambos diseños.

Por otra parte, al igual que en el Apartado 7.10.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, la Figura 7.10.5.1.5 muestra un efecto mayor en los transitorios sobre la tensión en el enlace de DC en comparación con los resultados de la Figura 7.9.6.1.5. No obstante, dado que estos efectos son mucho menores, las diferencias no resultan destacables.

En cuanto a la potencia activa (ver Figura 7.10.5.1.6), una vez pasado el estado de inicialización, no se aprecian diferencias destacables en las respuestas de ambos diseños, más allá de la influencia del ruido, la cual es mayor en los resultados mostrados en la Figura 7.10.5.1.6 en comparación con la Figura 7.9.6.1.6.

Finalmente, en cuanto a la potencia reactiva (ver Figuras 7.10.5.1.7 y 7.10.5.1.8), ocurre lo mismo que con la potencia activa. Es decir, una vez pasado el estado de inicialización, no se aprecian diferencias destacables en las respuestas de ambos diseños, más allá de la influencia del ruido, la cual es mayor en los resultados

## 7.10. SISTEMA DE CONTROL DEL CONVERTIDOR BACK-TO-BACK MEDIANTE CONTROL MODAL O POR ASIGNACIÓN DE POLOS CON ACCIÓN INTEGRAL

---

mostrados en las Figuras 7.10.5.1.7 y 7.10.5.1.8 en comparación con las Figuras 7.9.6.1.7 y 7.9.6.1.8.

En conclusión, a diferencia de las observaciones del Apartado 7.10.4 de la Sección 7.9 del Capítulo 7, cuando el convertidor Back-to-Back opera exclusivamente como compensador de potencia reactiva, no se observan diferencias significativas entre los controladores MIMO diseñados mediante el método de control modal o por asignación de polos y los controladores MIMO diseñados mediante el método de control óptimo IQR, siendo ambos igualmente válidos para este tipo de aplicaciones.



# Capítulo 8

## Conclusiones

Los resultados finales indican que los sistemas de control diseñados son válidos para aplicaciones que requieren el uso de convertidores Back-to-Back, ofreciendo mejoras en las respuestas del sistema. En este trabajo, se han desarrollado dos sistemas de control basados en distintos métodos de diseño. Aunque ambos diseños han mostrado respuestas satisfactorias, el sistema de control que utiliza el método de control óptimo **LQR** para diseñar los controladores **MIMO** se considera el que aporta los mejores resultados, ya que optimiza de forma más efectiva y eficiente los factores críticos necesarios para el correcto funcionamiento del sistema. Sin embargo, el sistema de control basado en el método de control modal o asignación de polos para diseñar los controladores **MIMO** podría ser una opción más adecuada en aplicaciones con ciertos requisitos específicos. A pesar de estas diferencias, ambos diseños igualan o superan los resultados alcanzados por los diseños donde se implementan múltiples controladores **PI**, como se evidencia en el análisis comparativo. No obstante, no es posible hacer una afirmación completa en este sentido, dado que no evalúan la robustez de los diseños frente a factores adversos típicos de las implementaciones reales, tales como el ruido en la medición de los sensores, las perturbaciones externas o las incertidumbres paramétricas.

Respecto a los objetivos y el alcance del **TEG**, el presente trabajo cumple con todos los objetivos y requisitos establecidos, que se detallan a continuación:

- Estudio del estado del arte y revisión bibliográfica sobre el sistema Back-to-Back (**BTB**).
- Descripción y análisis del funcionamiento del convertidor Back-to-Back (**BTB**).
- Explicación del principio de operación del convertidor Back-to-Back (**BTB**).
- Síntesis de un modelo matemático de la dinámica de un convertidor de electrónica de potencia tipo Back-to-Back (**BTB**) empleando las transformadas de Clarke y Park.
- Diseño y simulación de los lazos de control en MATLAB/Simulink.
- Análisis de robustez de los lazos de control en el sistema.
- Análisis comparativo de los resultados obtenidos con los de otros autores.

En resumen, todos los requisitos establecidos en el alcance del **TEG** (ver Sección **1.3** del Capítulo **1**) se han cumplido satisfactoriamente, desarrollando y justificando cada una de las partes que componen este **TEG**.

Durante el desarrollo del **TEG**, surgieron algunas dificultades menores, como el modelado del sistema. Al comparar la síntesis obtenida con la de otros estudios, se observó que esta varía entre autores debido al uso de factores de corrección derivados de las transformadas de Clarke y Park, o por erratas en los propios artículos. No obstante, el mayor desafío fue el desarrollo de los lazos de control **MIMO**, ya que fue necesario probar varias implementaciones antes de llegar a la empleada en este trabajo.

Como mejora, sería posible optimizar aún más los sistemas de control en función de las exigencias del sistema, en particular los controladores **MIMO** diseñados mediante el método de control modal o asignación de polos. Ajustando los polos, se podría obtener una respuesta igual o mejor que la de los controladores **MIMO** diseñados mediante el método de control óptimo **LQR**. Sin embargo, afinar más el diseño de los controladores aumenta considerablemente la dificultad para lograr una respuesta adecuada. Además, sería recomendable explorar otros métodos de diseño para realizar un análisis comparativo con los sistemas propuestos en este trabajo y determinar si es posible mejorar los diseños actuales.

Como posibles líneas de continuación de este trabajo, se podrían incluir el diseño e implementación del sistema en una simulación tipo Hardware In the Loop Simulation (**HILS**) y la implementación de los lazos de control en el sistema real.

Aunque en el Capítulo 6 se ha mostrado el funcionamiento de las distintas partes del sistema Back-to-Back en el entorno MATLAB/Simulink, este trabajo no incluye la implementación del sistema de control diseñado junto con el sistema de electrónica de potencia en dicho entorno. Esto se debe a que no se han considerado factores como los efectos de los armónicos. De esta manera, tal como se indica en los objetivos del **TFG** (ver Sección 1.2 del Capítulo 1), este trabajo sirve como base para futuros estudios, permitiendo que los resultados obtenidos en simulación puedan ser reproducidos y extendidos en trabajos posteriores.

## Apéndice A

# Análisis fasorial en circuitos eléctricos

Matemáticamente, un fasor se expresa como un número complejo que representa la magnitud y la fase de una onda sinusoidal.

Para expresar un fasor, se hace uso de la identidad de Euler, expresada de la siguiente forma:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (\text{A.0.1})$$

Donde:

- $\theta$  es el ángulo de fase.
- $\cos \theta$  representa la parte real del número complejo.
- $j \sin \theta$  representa la parte imaginaria del número complejo.

Partiendo de la Ecuación A.0.1, un fasor viene representado por siguiente forma:

$$F = Ae^{j\theta} \quad (\text{A.0.2})$$

Donde:

- $F$  es el fasor que representa la cantidad sinusoidal (tensión, corriente, etc.).
- $A$  es la magnitud del fasor (amplitud).
- $e^{j\theta}$  es la identidad de Euler.



## Apéndice B

# Transformada de Clarke

La transformada de Clarke es una herramienta matemática usada comúnmente en el análisis de sistemas eléctricos trifásicos. Su función principal es convertir las señales de un sistema eléctrico de tres fases, representadas en el dominio del tiempo en un sistema de referencia  $abc$  (ver Figura B.0.1a), en dos señales en un sistema de referencia estacionario ortogonal, denominadas  $\alpha\beta$  (ver Figura B.0.1b). Para el desarrollo del Apéndice B se hace uso del temario impartido por el profesor Osvaldo Ojeda Reyes, Matias Diaz en la Facultad de Ingeniería de Santiago de Chile [42] y la información ofrecida por la web MathWorks [38].

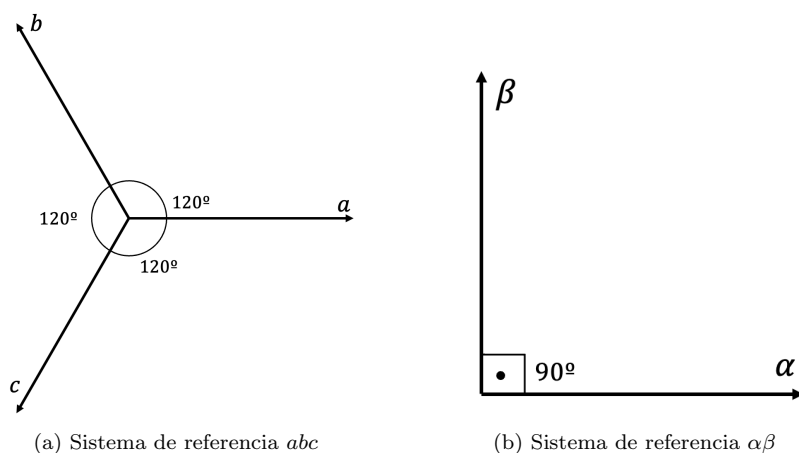


Figura B.0.1: Representación gráfica de los sistemas de referencia utilizados en la transformada de Clarke.

Partiendo de un sistema trifásico equilibrado, un vector  $\vec{\chi}$  representado en dominio del tiempo en un sistema de referencia  $abc$  es la suma de tres vectores ( $\vec{\chi}_a$ ,  $\vec{\chi}_b$  y  $\vec{\chi}_c$ ) desfasados  $120^\circ$  entre sí. Los desfases de  $120^\circ$  hacen que el vector  $\vec{\chi}$  sea un vector giratorio de modulo constante, cuyo ángulo ( $\theta$ ) con respecto al vector de referencia es proporcional a la frecuencia de operación. En la Figura B.0.2 se representa el vector giratorio  $\vec{\chi}$  en diferentes instante de tiempo ( $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$ ), donde  $t_3 > t_2 > t_1$ .

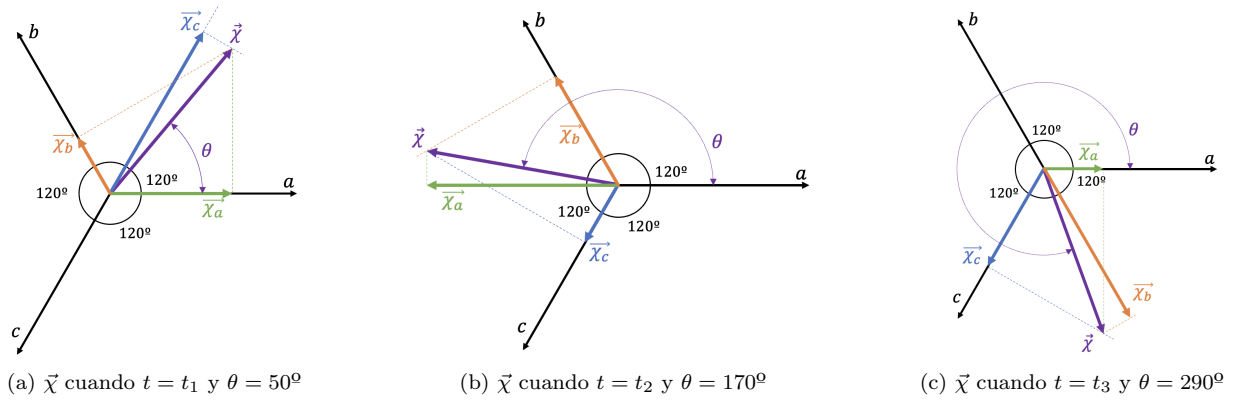


Figura B.0.2: Representación gráfica del vector giratorio  $\vec{\chi}$  en diferentes instante de tiempo en un sistema de referencia  $abc$ .

Matemáticamente, los tres vectores ( $\vec{\chi}_a$ ,  $\vec{\chi}_b$  y  $\vec{\chi}_c$ ) que componen el vector giratorio  $\vec{\chi}$ , se definen genéricamente en el dominio del tiempo de la siguiente manera:

$$\vec{\chi}_x = \chi_m \sin(\omega t + \theta) \quad (\text{B.0.1})$$

Donde:

- $\vec{\chi}_x$  es el vector de la componente  $x$ .
- $\chi_m$  es el valor máximo (amplitud) de la tensión o corriente.
- $\omega$  es la frecuencia angular.
- $t$  es el tiempo.
- $\theta$  es el ángulo de fase.

Partiendo de la Ecuación B.0.1, se definen las expresiones para cada una de las componentes:

$$\theta = 0^\circ \Rightarrow \vec{\chi}_a = \chi_m \sin(\omega t) \quad (\text{B.0.2})$$

$$\theta = 120^\circ \Rightarrow \vec{\chi}_b = \chi_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.0.3})$$

$$\theta = -120^\circ \Rightarrow \vec{\chi}_c = \chi_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.0.4})$$

El vector giratorio  $\vec{\chi}$  se define en el dominio del tiempo, en forma fasorial (ver Apéndice A), de la siguiente manera:

$$\vec{\chi} = \vec{\chi}_a + \vec{\chi}_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \vec{\chi}_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{B.0.5})$$

$$\vec{\chi} = \chi_m \sin(\omega t) + \chi_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \chi_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{B.0.6})$$

$$\vec{\chi} = \frac{3}{2} \chi_m e^{j(\omega t + \theta)} \quad (\text{B.0.7})$$

Donde la Ecuación B.0.7 es la expresión reducida de la Ecuación B.0.6.

Tomando como referencia la Figura B.0.2, el vector giratorio  $\vec{\chi}$  resultante de aplicar la transformación de Clarke se representa en la Figura B.0.3 en diferentes instantes de tiempo ( $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$ ) en un sistema de referencia  $\alpha\beta$  como la suma de dos vectores ( $\vec{\chi}_\alpha$  y  $\vec{\chi}_\beta$ ) desfasados  $90^\circ$  entre sí, donde  $t_3 > t_2 > t_1$ . Gracias a esta transformación, se convierte un vector de tres componentes ( $\vec{\chi}_a$ ,  $\vec{\chi}_b$  y  $\vec{\chi}_c$ ) en un vector de dos componentes ( $\vec{\chi}_\alpha$  y  $\vec{\chi}_\beta$ ) contenido en un plano ortogonal, manteniendo el módulo del vector ( $|\vec{\chi}_{abc}| = |\vec{\chi}_{\alpha\beta}|$ ) y cuyo valor es diferente de cero. Sin embargo, es importante destacar que esta transformación no resuelve el problema de la dependencia con el ángulo ( $\theta$ ).

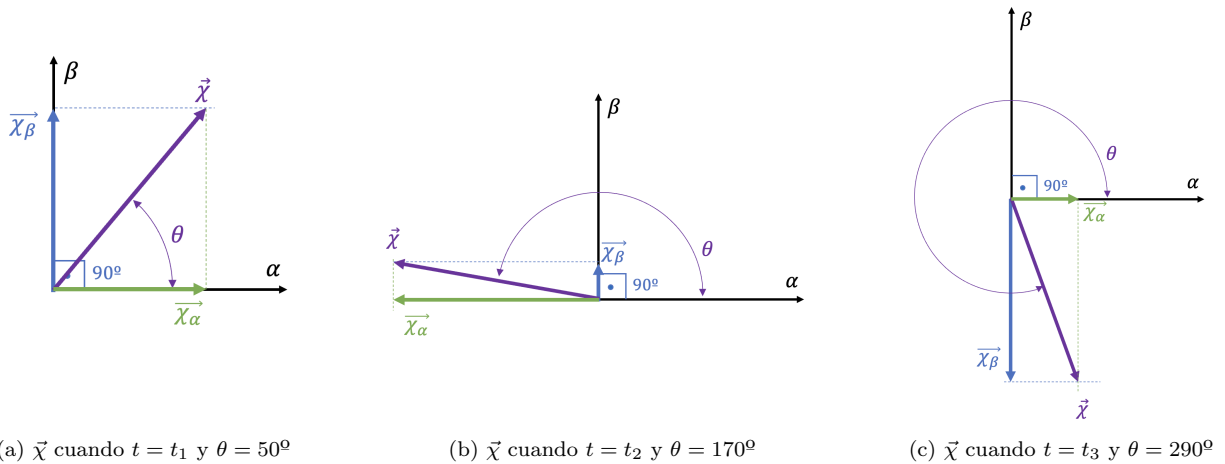
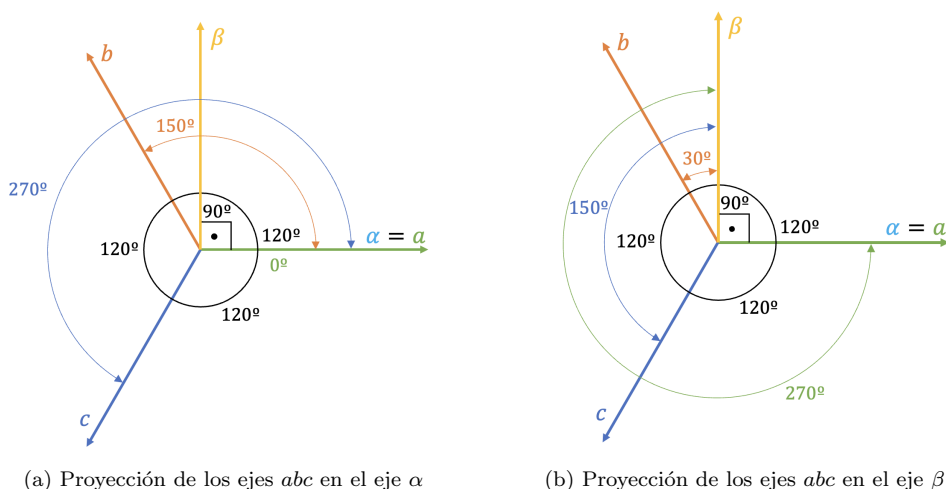


Figura B.0.3: Representación gráfica del vector giratorio  $\vec{\chi}$  en diferentes instante de tiempo en un sistema de referencia  $\alpha\beta$ .

Con este cambio de coordenadas, el vector giratorio  $\vec{\chi}$  definido en la Ecuación B.0.7 se expresa matemáticamente de la forma:

$$\vec{\chi} = \vec{\chi}_\alpha + j\vec{\chi}_\beta \quad (\text{B.0.8})$$

Para obtener los vectores  $\vec{\chi}_\alpha$  y  $\vec{\chi}_\beta$  se proyectan los ejes  $abc$  en  $\alpha\beta$  tal y como se muestra en la Figura B.0.4 aplicando trigonometría.


 Figura B.0.4: Proyección de los ejes  $abc$  en los ejes  $\alpha\beta$ .

Tomando como referencia la Figura B.0.4 se obtiene la expresión matricial para realizar la transformación de Clarke de un sistema de referencia  $abc$  de tres fases a un sistema de referencia  $\alpha\beta$  de dos fases:

$$abc \rightarrow \alpha\beta \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 0^\circ & \cos 120^\circ & \cos 240^\circ \\ \cos 270^\circ & \cos 30^\circ & \cos 150^\circ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.9})$$

$$abc \rightarrow \alpha\beta \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.10})$$

Para realizar la transformación de Clarke de un sistema de referencia  $\alpha\beta$  de dos fases a un sistema de referencia  $abc$  de tres fases se utiliza la siguiente expresión:

$$\alpha\beta \rightarrow abc \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.11})$$

Finalmente, haciendo referencia a la Ecuación B.0.10, existen tres variantes distintas:

### 1. Transformada $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.12})$$

---

2. Transformada  $\alpha\beta$  conservativa en amplitud:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.13})$$

3. Transformada  $\alpha\beta$  conservativa en potencia:

$$\begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_a \\ \vec{\chi}_b \\ \vec{\chi}_c \end{bmatrix} \quad (\text{B.0.14})$$



## Apéndice C

# Transformada de Park

La transformada de Park es una herramienta matemática que complementa a la transformada de Clarke (ver Apéndice B), usada para el diseño de sistemas de control de sistemas eléctricos trifásicos. Su función principal es convertir las señales representadas en el dominio del tiempo de un sistema de dos componentes  $\alpha\beta$  ortogonal y dependiente del ángulo de fase ( $\theta$ ), en un sistema de referencia  $dq$  rotatorio ortogonal e independiente del ángulo de fase ( $\theta$ ), ya que el sistema rotará en consonancia con el vector  $\vec{\chi}$  y el ángulo de fase ( $\theta$ ). En la Figura C.0.1 se representa gráficamente el cambio de sistema de referencia, donde se muestra claramente como el sistema  $dq$  rota en consonancia con el el vector  $\vec{\chi}$  y el ángulo de fase ( $\theta$ ). En la Figura C.0.2 se representa gráficamente el vector giratorio  $\vec{\chi}$  en diferentes instante de tiempo ( $t_1$ ,  $t_2$  y  $t_3$ ), donde  $t_3 > t_2 > t_1$ , en el sistema de referencia  $dq$ . Para el desarrollo del Apéndice C se hace uso del temario impartido por el profesor Osvaldo Ojeda Reyes, Matias Diaz en la Facultad de Ingeniería de Santiago de Chile [42] y la información ofrecida por la web MathWorks [38].

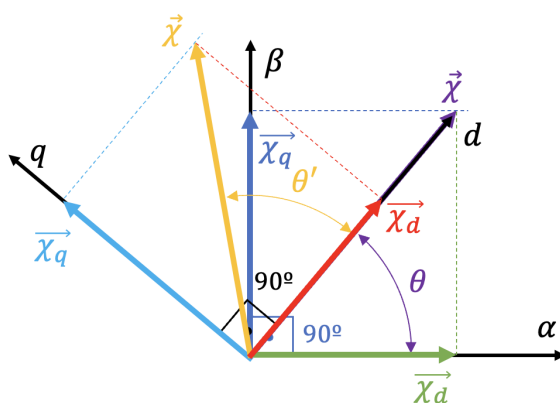


Figura C.0.1: Representación gráfica del sistema de referencia giratorio  $dq$  respecto del sistema estático  $\alpha\beta$ .

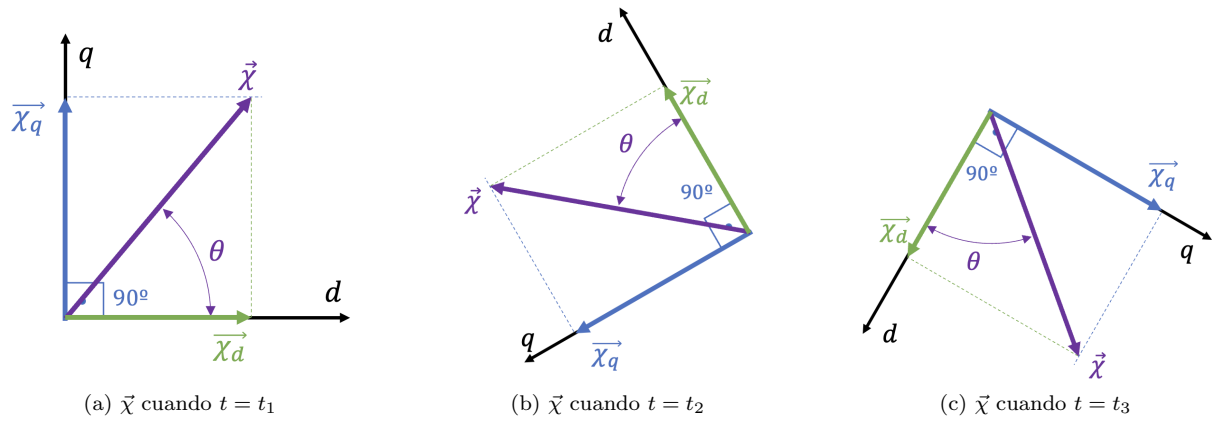


Figura C.0.2: Representación gráfica del vector giratorio  $\vec{\chi}$  en diferentes instantes de tiempo en un sistema de referencia  $dq$ .

Matemáticamente, partiendo de la Figura C.0.1, para eliminar la dependencia del ángulo de fase ( $\theta$ ) se hace rotar el sistema de referencia en consonancia con el vector  $\vec{\chi}$  aplicando trigonometría:

$$\vec{\chi}_d = \vec{\chi}_\alpha \cos \theta + \vec{\chi}_\beta \sin \theta \quad (\text{C.0.1})$$

$$\vec{\chi}_q = -\vec{\chi}_\alpha \sin \theta + \vec{\chi}_\beta \cos \theta \quad (\text{C.0.2})$$

La expresión matricial derivada de la Ecuación C.0.1 y la Ecuación C.0.2 es de la forma:

$$\alpha\beta \rightarrow dq \Rightarrow \begin{bmatrix} \vec{\chi}_d \\ \vec{\chi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\chi}_\alpha \\ \vec{\chi}_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{C.0.3})$$

A partir de la Figura C.0.1, al ser  $\theta$  variable, se obtiene la siguiente función para el cálculo de ésta en diferentes instantes de tiempo a partir de la Ecuación C.0.4:

$$\vec{\chi}_{\alpha\beta} = -\vec{\chi}_\alpha + j\vec{\chi}_\beta \quad (\text{C.0.4})$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\vec{\chi}_\beta}{\vec{\chi}_\alpha} \right) \quad (\text{C.0.5})$$

## Apéndice D

# Elementos y señales en un sistema de control

Un sistema de control [33], [40], [29], [19] es un conjunto de dispositivos y algoritmos que tiene como propósito regular el comportamiento de un proceso o una planta para que funcione de acuerdo a unos objetivos o especificaciones. En resumen, un sistema de control se encarga de controlar una o más variables de un sistema de forma automática (sin intervención humana directa) para que estas mantengan un valor deseado o sigan un comportamiento específico a lo largo del tiempo.

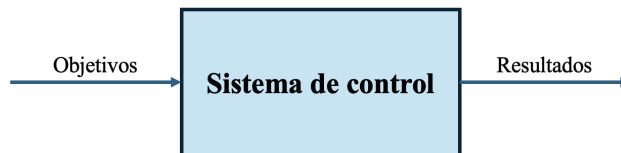


Figura D.0.1: Diagrama funcional de un sistema de control.

Un sistema de control consta de varios componentes clave que trabajan juntos para gestionar y regular el comportamiento de un proceso o planta. En el área de ingeniería de regulación y control de sistemas [33], [40], [29], [19], cuando se habla de sistemas de control, existen principalmente dos formas de control:

- **Control en lazo abierto (open loop control):** En un sistema de control en lazo abierto, la salida no tiene efecto directo sobre la entrada, es decir, el sistema opera basándose únicamente en las condiciones preestablecidas sin tener en cuenta cómo está respondiendo el sistema. Por ejemplo, un horno con temporizador que se apaga después de un tiempo predefinido, independientemente de si la temperatura ha alcanzado el nivel deseado.

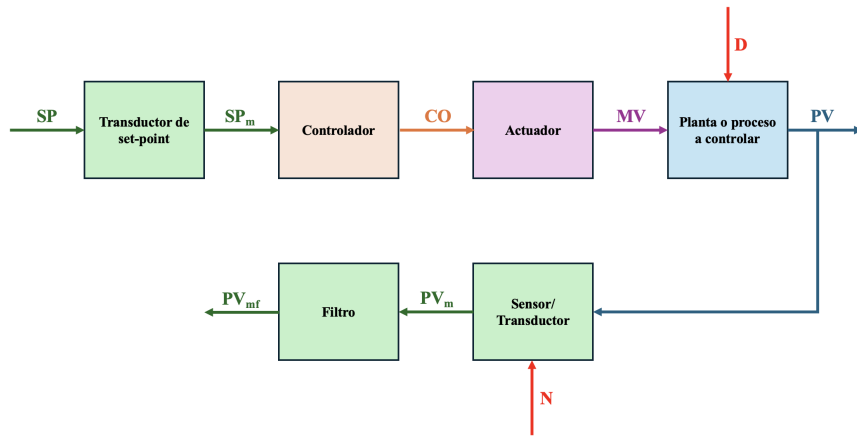


Figura D.0.2: Diagrama funcional de un sistema de control en lazo abierto.

Donde:

- **SP**: Set-point, referencia o consigna.
  - **SP<sub>m</sub>**: Set-point tras pasar por transductor.
  - **CO**: Salida del controlador (controller output).
  - **MV**: Variable manipulada (manipulated variable).
  - **D**: Perturbación (disturbance).
  - **PV (CV)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable).
  - **N**: Ruido de medida del sensor/transductor (noise).
  - **PV<sub>m</sub> (CV<sub>m</sub>)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable) medida.
  - **PV<sub>mf</sub> (CV<sub>mf</sub>)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable) medida y filtrada.
- **Control en lazo cerrado (closed loop control)**: En un sistema de control en lazo cerrado, la salida tiene efecto directo sobre la entrada, es decir, el sistema opera basándose en las condiciones preestablecidas y en las respuestas del sistema, ajustando las acciones en consecuencia para corregir cualquier error o desviación. Por ejemplo, un termostato que regula la temperatura del horno midiéndola constantemente a partir de sensores y ajustando el suministro de energía para mantenerla una vez alcanzada la temperatura deseada.

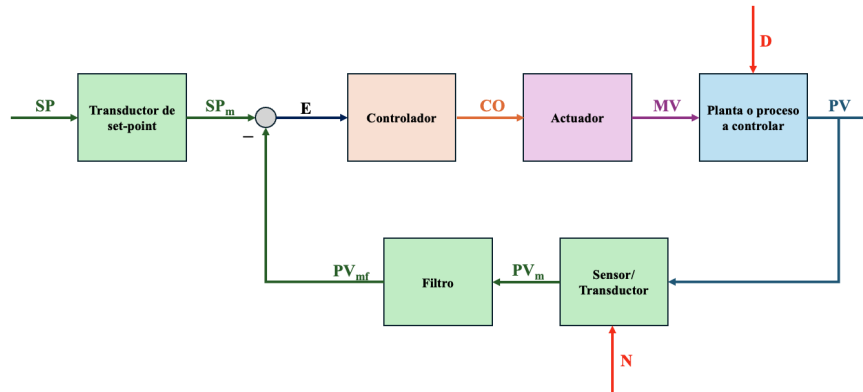


Figura D.0.3: Diagrama funcional de un sistema de control en lazo cerrado.

Donde:

- **SP**: Set-point, referencia o consigna.
- **SP<sub>m</sub>**: Set-point tras pasar por transductor.
- **E**: Error ( $SP_m - PV_{mf}$ ).
- **CO**: Salida del controlador (controller output).
- **MV**: Variable manipulada (manipulated variable).
- **D**: Perturbación (disturbance).
- **PV (CV)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable).
- **N**: Ruido de medida del sensor/transductor (noise).
- **PV<sub>m</sub> (CV<sub>m</sub>)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable) medida.
- **PV<sub>mf</sub> (CV<sub>mf</sub>)**: Variable del proceso (process variable) o variable controlada (controlled variable) medida y filtrada.

Las principales diferencias entre ambas formas de control se resumen en la Tabla D.1.

Característica	Lazo abierto	Lazo cerrado
Retroalimentación	No	Si
Precisión	Baja	Alta
Capacidad de corrección	No	Si
Costo y complejidad	Menor	Mayor

Tabla D.1: Principales diferencias entre un sistema de control en lazo abierto y un sistema de control en lazo cerrado.

Según el número de entradas y salidas en los sistemas de control, se pueden clasificar de la siguiente forma:

- **Sistema de control Single Input, Single Output (SISO)**: Este tipo de sistema cuenta con una única variable manipulada y una única variable del proceso. Es más simple de analizar y controlar, ya que la entrada influye directamente en una sola salida. Un ejemplo típico es el regulador de velocidad de un motor, donde la entrada es el voltaje y la salida es la velocidad del motor.

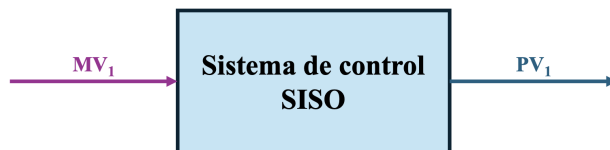


Figura D.0.4: Diagrama funcional de un sistema de control SISO.

- Sistema de control Multiple Input, Single Output (MISO):** En estos sistemas, varias variables manipuladas afectan a una sola variable del proceso. Pueden representar sistemas donde varios factores contribuyen al comportamiento de la salida. Por ejemplo, un sistema de control de temperatura en un estanque de agua, donde la cantidad de agua caliente y fría que entra afecta la temperatura en su interior.



Figura D.0.5: Diagrama funcional de un sistema de control MISO.

- Sistema de control Single Input, Multiple Output (SIMO):** Este tipo de sistema cuenta con una única variable manipulada que afecta a varias variables del proceso. Estos sistemas pueden ser más complejos de controlar, ya que una sola acción afecta a varios resultados simultáneamente. Por ejemplo, un sistema de péndulo invertido en el que la fuerza aplicada al carro afecta tanto la posición del carro como el ángulo del péndulo.

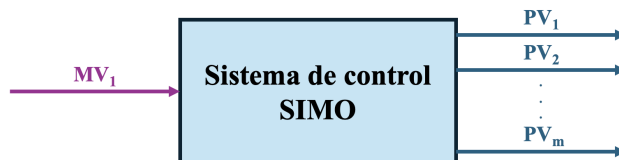


Figura D.0.6: Diagrama funcional de un sistema de control SIMO.

- Sistema de control Multiple Input, Multiple Output (MIMO):** En estos sistemas, varias variables manipuladas afectan a varias variables del proceso. Los sistemas MIMO son los más complejos de todos, ya que hay interacciones entre todas las entradas y salidas, y el análisis y control de estos sistemas requiere técnicas avanzadas. Por ejemplo, un sistema de control de navegación de un barco, donde el ángulo del timón, la potencia del motor y el ajuste de las aletas estabilizadoras afectan al rumbo, el balanceo y el cabeceo del barco.

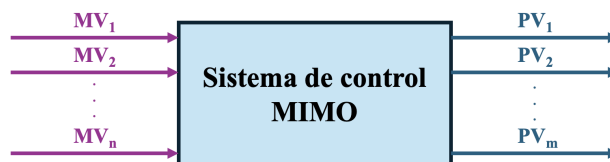


Figura D.0.7: Diagrama funcional de un sistema de control MIMO.

---

Por otra parte, los sistemas de control también se pueden clasificar [40], [29], [19] en función de la cantidad de variables a controlar (**PV** o **CV**) y la cantidad de variables de control (**MV**):

- **Sistema sobreactuado:** Sistema en el que hay más variables manipuladas que variables del proceso. Por ejemplo, sistemas de control **MISO** y sistemas de control **MIMO** cuando  $n > m$  (ver Figura D.0.7).
- **Sistema subactuado:** Sistema en el que hay menos variables manipuladas que variables del proceso. Por ejemplo, sistemas de control **SIMO** y sistemas de control **MIMO** cuando  $n < m$  (ver Figura D.0.7).
- **Sistema completamente actuado:** Sistema en el que el número de variables manipuladas es igual que el número de variables del proceso. Por ejemplo, sistemas de control **SISO** y sistemas de control **MIMO** cuando  $n = m$  (ver Figura D.0.7).

En resumen, cuando se habla de un sistema de control para un convertidor Back-to-Back, se dice que es un sistema de control **MIMO** completamente controlado, ya que varias variables de entrada al sistema, como las corrientes, influyen directamente en varias variables de salida, como los flujos de energía y la tensión **DC**. Además, se implementa un sistema de control en lazo cerrado, ya que se necesita una gran precisión en la respuesta del sistema y la capacidad de corregir errores y desviaciones causadas por el efecto de perturbaciones internas y externas.



# Bibliografía

- [1] Thomas Ackermann, editor. *Wind Power in Power Systems*. Wiley, Chichester, UK, 2005.
- [2] J. Alcalá, V. Cárdenas, J. Pérez-Ramírez, J. Lau, and R. Sierra. Operación del convertidor back-to-back trifásico como compensador de potencia activa, reactiva y armónicos de corriente. *Revista de la Asociación Mexicana de Control Automático*, October 2013.
- [3] J. Alcalá, V. Cárdenas, E. Rosas, N. Visairo, and R. Sierra. Linear operating region of a single-phase btb converter to bidirectional power transfer. In *2009 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pages 1–6, 2009.
- [4] Janeth Alcalá, Saida Charre, Miguel Durán, and Jorge Gudiño. Analysis of the back to back converter for power flow management. *Información tecnológica*, 25(6):109–116, 2014.
- [5] Janeth Alcalá, Saida Charre, Miguel Durán, and Jorge Gudiño. Análisis del convertidor ca/cd/ca (back to back) para la gestión del flujo de potencia. *Información tecnológica*, 25(6):109–116, 2014.
- [6] Janeth Alcalá, V. Cárdenas, J. Pérez, and R. Álvarez. Estudio del convertidor back-to-back para la gestión del flujo de potencia. *Revista de la Asociación Mexicana de Control Automático*, 2014.
- [7] Janeth Alcalá, Víctor Cárdenas, Emanuel Rosas, and Ciro Núñez. Control system design for bi-directional power transfer in single-phase back-to-back converter based on the linear operating region. In *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1651–1658, 2010.
- [8] J. Almaguer, V. Cárdenas, H. Miranda, J. Alcalá, and A. Rivera. Análisis del convertidor btb monofásico con celdas en paralelo. *Revista de la Asociación Mexicana de Control Automático*, page 6, Oct. 2013.
- [9] Marcos Andreu, Diego Zúñiga, Jaime Rothen, Ernesto Rubio, Fernando Pereira, Manuel Oviedo, and José Silva. Nonlinear feedback control in a back-to-back topology under distorted grid voltage. In *2019 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, pages 1–6, 2019.
- [10] J. Arrillaga, Y. H. Liu, and N. R. Watson. *Flexible Power Transmission: The HVDC Options*. Wiley, Chichester, UK, 2007.
- [11] Jos Arrillaga and Neville R. Watson. *Power System Harmonics*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 2003.
- [12] Karl Johan Åström and Richard M. Murray. *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. Princeton University Press, Princeton, NJ, 2012.
- [13] Fernando D. Bianchi, Hernan De Battista, and Ricardo J. Mantz. *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Springer, London, 2006.
- [14] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(5):1398–1409, 2006.
- [15] B. K. Bose. *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*. Academic Press, 2006.
- [16] Stephen J. Chapman. *Máquinas Eléctricas*. McGraw-Hill, México, D.F., 5 edition, 2012.

- 
- [17] B. Chuco and E. H. Watanabe. Back-to-back hvdc based on modular multilevel converter. In *XI Brazilian Power Electronics Conference*, pages 970–976, 2011.
- [18] Ahmed Darwish and George A. Aggidis. A review on power electronic topologies and control for wave energy converters. *Energies*, 15(23):9174, 2022.
- [19] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop. *Modern Control Systems*. Pearson, 13th edition, 2016.
- [20] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems*. Pearson, Upper Saddle River, NJ, 6 edition, 2009.
- [21] Jacek F. Gieras. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. CRC Press, Boca Raton, FL, 2010.
- [22] Daniel W. Hart. *Electrónica de potencia*. Prentice Hall, Madrid, España, 2001.
- [23] M. Hernández, V. Cárdenas, J. Almaguer, J. Alcalá, and F. Pazos. Convertidor btb monofásico de tres puertos con control bidireccional de potencia activa y compensación de potencia reactiva. *Revista de la Asociación Mexicana de Control Automático*, page 6, 2014.
- [24] Narain G. Hingorani and Laszlo Gyugyi. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, 2000.
- [25] Weihao Hu, Zhe Chen, Yue Wang, and Zhaoan Wang. Flicker mitigation by active power control of variable-speed wind turbines with full-scale back-to-back power converters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(3):640–649, 2009.
- [26] International Renewable Energy Agency (IRENA). *The Power to Change: Solar and Wind Cost Reduction Potential to 2025*. IRENA, 2016.
- [27] Isabellenhuetten USA. Ivt-s-2k5-u3-i-can2-12/24 datasheet, jun 2022. Accessed: 2024-10-03.
- [28] Dragan Jovcic and Khaled Ahmed. *High-Voltage Direct-Current Transmission: Converters, Systems and DC Grids*. John Wiley & Sons, 2015.
- [29] B. C. Kuo. *Sistemas de Control Automático*. Prentice Hall, 7 edition, 1996.
- [30] Liming Liu, Pengcheng Zhu, Yong Kang, and Jian Chen. Power-flow control performance analysis of a unified power-flow controller in a novel control scheme. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(3):1613–1619, 2007.
- [31] Manuel J. López. Análisis de la respuesta temporal de los sistemas de control, 2024. Material didáctico, Regulación Automática, Escuela Superior de Ingeniería, Universidad de Cádiz.
- [32] Manuel J. López. Análisis de la respuesta temporal de los sistemas de control, 2024. Material didáctico, Regulación Automática, Escuela Superior de Ingeniería, Universidad de Cádiz.
- [33] Manuel J. López. Componentes y estructuras de un sistema de control automático, 2024. Material didáctico, Regulación automática, Escuela Superior de Ingeniería, Universidad de Cádiz.
- [34] Manuel J. López. Métodos de control de sistemas en el espacio de estados, 2024. Material didáctico, Técnicas Avanzadas de Simulación y Control de Procesos Industriales, Escuela Superior de Ingeniería, Universidad de Cádiz.
- [35] Manuel J. López. Métodos para diseño de controladores empleando funciones de transferencia, 2024. Material didáctico, Regulación Automática, Escuela Superior de Ingeniería, Universidad de Cádiz.
- [36] MathWorks. Ac-dc-ac converter, 2024. Accessed: 2024-09-27.
- [37] MathWorks. Ac-dc three-level pwm converter, 2024. Accessed: 2024-09-27.
- [38] MathWorks. Transformadas de clarke y de park, 2024. Accedido el 22 de enero de 2024.

- 
- [39] Ned Mohan, Tore M Undeland, and William P Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2 edition, 1995.
- [40] Katsuhiko Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. Prentice Hall, Madrid, España, 5 edition, 2010.
- [41] Matias Diaz Osvaldo Ojeda Reyes. Accionamiento eléctrico. clase 6: Transformadas de clarke y park. Universidad de Santiago de Chile Facultad de Ingeniería, 2020. Disponible en línea: [https://www.youtube.com/watch?v=WJIH\\_9\\_fw3s](https://www.youtube.com/watch?v=WJIH_9_fw3s).
- [42] Matias Diaz Osvaldo Ojeda Reyes. Tema 5 de la asignatura dinámica de máquinas eléctricas. Universidad de Santiago de Chile Facultad de Ingeniería, 2020. Disponible en línea: [https://www.youtube.com/watch?v=\\_Zu9b6ubFFI](https://www.youtube.com/watch?v=_Zu9b6ubFFI).
- [43] K. R. Padiyar. *HVDC Power Transmission Systems: Technology and System Interactions*. New Age International, 1990.
- [44] Muhammad H. Rashid. *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, México, 3<sup>a</sup> edition, 2004.
- [45] Francisco R. Rubio and Manuel J. López. *Control Adaptativo y Robusto*. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Sevilla, 1996.
- [46] Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. Wiley, Chichester, UK, 2005.
- [47] Igor D. N. de Souza, Pedro M. de Almeida, Gabriel A. Fogli, and Pedro G. Barbosa. Multivariable analysis and control of a vsc back-to-back converter interfacing two ac systems. In *Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, page 8, 2023.
- [48] William D. Stevenson. *Análisis de sistemas de potencia*. McGraw-Hill, 1985.
- [49] A. R. Wood and R. Arnold. The new zealand hvdc system: Operating experience and future developments. In *CIGRÉ Paper No. 14-09*. CIGRÉ, 1986.
- [50] Gan-gui Yan, Gui-qiang Jiang, Gang Mu, Jun-hui Li, Tao Chen, Ya-feng Huang, and Jian Wang. Nonlinear decoupled control of back-to-back voltage source converter. In *APCCAS 2008 - 2008 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, pages 229–232, 2008.