

INSTITUTO TECNOLÓGICO SUPERIOR DE IRAPUATO



INSTITUTO TECNOLÓGICO
SUPERIOR DE IRAPUATO

ESTUDIOS CON RECONOCIMIENTO DE VALIDEZ OFICIAL
NÚMERO 11-00065

ESTUDIO DE MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS INTERNOS DE UNA BATERÍA

OPCIÓN I: TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRÍA EN INGENIERÍA

PRESENTA:

AARÓN RICARDO MOSQUEDA PÉREZ

ASESOR:

DR. JOSÉ MIGUEL SOSA ZÚÑIGA

Irapuato, Guanajuato,

Diciembre 2021



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO



Instituto Tecnológico Superior de Irapuato

Irapuato, Guanajuato, **13/diciembre/2021**

OFICIO No: CIPI-003/2021

ASUNTO: Autorización de impresión de tesis de maestría

DR. ADOLFO RAFAEL LÓPEZ NÚÑEZ
PRESIDENTE DEL CONSEJO DE POSGRADO
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por medio de la presente y a solicitud del comité tutorial integrado por:

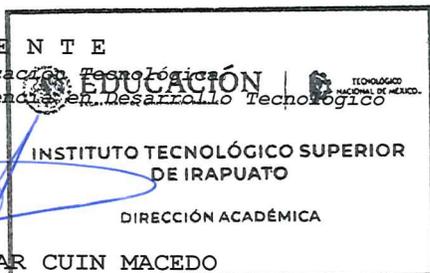
Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
Dr. Gerardo Vázquez Guzmán
Dr. Adolfo Rafael López Núñez
M.C. José Juan Alfaro Rodríguez

Se autoriza la impresión de la tesis titulada "Estudio de métodos de estimación de los estados internos de una batería" realizada por el estudiante **C. Aaron Ricardo Mosqueda Pérez** con número de control **IP19110033** la cual ha sido desarrollada dentro del programa de la Maestría en Ingeniería Electrónica bajo la dirección del Dr. José Miguel Sosa Zúñiga y la codirección del Dr. Gerardo Vazquez Guzmán y ha sido revisada y aprobada por el comité tutorial antes mencionado.

Sin otro en particular, le envío un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E

Excelencia en Educación Tecnológica | Espiritu de Excelencia en Desarrollo Tecnológico



M. I. OSCAR OMAR CUIN MACEDO
TITULAR DE LA DIRECCION ACADEMICA
PRESIDENTE DEL CIPI
TECNM/ITS DE IRAPUATO

ccp. M. I. J. Sacramento Solórzano L. Titular de la Coordinación de Ingeniería Electrónica
M.C. Akira Torreblanca Ponce Titular del Departamento de Investigación

para su conocimiento y atención mismo fin

ARCHIVO
OOCM/atp



Carr. Irapuato - Silao km 12.5 Colonia El Copal,
Irapuato, Guanajuato
C.P. 36821 Tels. 462 6967900 y 6067602
tecnm.mx | irapuato.tecnm.mx





INSTITUTO TECNOLÓGICO
SUPERIOR DE IRAPUATO

CONSTANCIA DE APROBACIÓN DE LA TESIS

La tesis **Estudio de métodos de estimación de los estados internos de una batería** presentada para obtener el Grado de Maestría en Ingeniería Electrónica con la opción en Electrónica de Potencia fue elaborada por el **Ing. Aarón Ricardo Mosqueda Pérez** y aprobada el **13 de Diciembre del 2021** por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
(Director de la tesis)

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán
(Codirector de la tesis)

Dr. Adolfo Rafael López Núñez
(Sinodal)

M. en C. José Juan Alfaro Rodríguez
(Sinodal)



CONSTANCIA DE APROBACIÓN DE LA TESIS

La tesis **Estudio de métodos de estimación de los estados internos de una batería** presentada para obtener el Grado de Maestría en Ingeniería Electrónica con la opción en Electrónica de Potencia fue elaborada por el **Ing. Aarón Ricardo Mosqueda Pérez** y aprobada el **13 de Diciembre del 2021** por los suscritos, designados por el Consejo de Posgrado de la Maestría en Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato.

Dr. José Miguel Sosa Zúñiga
(Director de la tesis)

Dr. Gerardo Vázquez Guzmán
(Codirector de la tesis)

Dr. Adolfo Rafael López Núñez
(Sinodal)

M. en C. José Juan Alfaro Rodríguez
(Sinodal)



INSTITUTO TECNOLÓGICO
SUPERIOR DE IRAPUATO

CRÉDITOS INSTITUCIONALES

Esta tesis fue elaborada en el Laboratorio de Electrónica de Potencia del Instituto Tecnológico Superior de Irapuato, bajo la dirección del Dr. José Miguel Sosa Zúñiga y codirección del Dr. Gerardo Vázquez Guzmán adscritos a este instituto.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, a mis padres Alicia P. y Nazario M. por su apoyo, consejos, esfuerzo, confianza y palabras de aliento brindados en los momentos de dificultad, los cual he podido alcanzar mis logros y metas. Me llena de orgullo ser su hijo.

A mis hermanos por su sinceridad, amistad y apoyo incondicional.

A mi novia Vienney E. por su cariño, amor y comprensión durante esta etapa de mi vida.

A mí asesor Dr. José Miguel Sosa Zúñiga, por su tiempo y paciencia. Además de ser un excelente asesor y profesor es una magnífica persona y ejemplo a seguir. Le estoy agradecido por su guía durante todo este tiempo.

Al Instituto Tecnológico Superior de Irapuato por brindarme la oportunidad de superarme profesionalmente.

Finalmente agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el financiamiento otorgado.

Aarón Ricardo Mosqueda Pérez
Irapuato, Guanajuato, México, Enero 2022

ACRÓNIMOS

DC	Direct Current (Corriente Directa)
SOC	Estado de carga (State Of Charge)
SOH	Estado de salud (State Of Health)
SOF	Estado de funcionamiento (State Of Function)
OCV	Voltaje de circuito abierto (Open Circuit Voltage)
MRAC	Control adaptativo por modelo de referencia (Model Reference Adaptive Control)
PI	Proportional-Integral (Proporcional-Integral)
PID	Proportional-Integral-Derivative (Proporcional-Integral-Derivativo)
PWM	Modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation)

Variables usadas frecuentemente

T_{sw}	Periodo de conmutación
V_b	Voltaje de la batería
i_b	Corriente de la batería
v_{oc}	Voltaje de circuito abierto
SOC	Estado de carga
R_0	Resistencia interna de la batería
V_{RC}	Voltaje de la red RC
Q_R	Capacitor
k	Ciclo de trabajo

RESUMEN

Los modelos de circuitos eléctricos equivalentes de baterías describen el comportamiento de una batería, por ejemplo, durante eventos de administración de energía. Estos modelos definen estados internos que describen a la batería en un momento dado y pueden incluir el estado de carga, el estado de salud y el estado de funcionamiento. La estimación del estado de carga es una de las funciones más importantes en los sistemas de gestión de baterías y es ampliamente estudiada por la academia y la industria. El estado de carga se define generalmente como la relación entre la capacidad disponible y la capacidad de referencia. La capacidad de referencia se refiere a la capacidad de corriente máxima que la batería puede entregar a una tasa de corriente constante y a una temperatura ambiente específica, según lo sugerido por el fabricante. La estimación del estado de carga se basa generalmente en un modelo de batería y se ha llevado a cabo utilizando un filtro de Kalman extendido o modelos de redes neuronales. Medir o estimar de manera adecuada y precisa el estado de carga de una batería permite conocer los límites de operación para una aplicación determinada y maximizar la energía suministrada por la batería. Este documento de tesis presenta estimadores del estado de carga de una batería que proporciona energía eléctrica a una carga a través de un convertidor reductor. Los estimadores propuestos son un estimador lineal clásico y un estimador no lineal basado en el modelo de referencia. Se presentan resultados experimentales para estimar el estado de carga de una batería comercial.

ABSTRACT

Battery equivalent electrical circuit models describe the behavior of a battery, for example, during power management events. These models define internal states that describe the battery at a given time and can include state of charge, state of health, and state of operation. State of charge estimation is one of the most important functions in battery management systems and is widely studied by academia and industry. State of charge is generally defined as the ratio of available capacity to reference capacity. Reference capacity refers to the maximum current capacity the battery can deliver at a constant current rate and at a specific ambient temperature, as suggested by the manufacturer. The estimation of the state of charge is generally based on a battery model and has been carried out using an extended Kalman filter or neural network models. Properly and accurately measuring or estimating the state of charge of a battery allows knowing the operating limits for a given application and maximizing the energy supplied by the battery. This thesis presents estimators of the state of charge of a battery that provides electrical energy to a load through a buck converter. The proposed estimators are a classical linear estimator and a non-linear estimator based on the reference model. Experimental results are presented to estimate the state of charge of a commercial battery.

CONTENIDO

CAPÍTULO I	
GENERALIDADES DEL PROYECTO	22
1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	23
1.2 OBJETIVO GENERAL	23
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	23
1.4 JUSTIFICACIÓN.....	24
CAPÍTULO II	
MARCO TEÓRICO	26
2.1 Generalidades de baterías	27
2.1.1 Principio de una batería recargable	27
2.1.2 Principales componentes	28
2.1.3 Hidruro de níquel-metal vs litio	30
2.2 Modelos de baterías.....	32
2.2.1 Modelos electroquímicos.....	32
2.2.2 Modelos matemáticos estadísticos.....	33
2.2.3 Modelos analíticos.....	33
2.2.4 Modelos eléctricos.....	34
2.2.4.1 Modelo de Copetti.....	34
2.2.4.2 Modelo de Randles	36
2.2.4.3 Modelo de Thévenin	37
2.3 Método de estimación del <i>SOC</i>	39
2.4 Estimador de estados.....	41
2.4.1 Estimador de estados de orden completo	41
2.4.2 Estimador de estado de orden reducido	45
2.5 Estimador basado en control adaptativo	46
2.5.1 Método de Lyapunov	48
2.5.2 Método de hiperestabilidad.....	49
2.5.3 Enfoque de sensibilidad o regla del MIT.....	50
CAPÍTULO III	
ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS INTERNOS DE UNA BATERÍA	51
3.1 Sistema para estimación de estados	52
3.1.1 Modelo del circuito eléctrico equivalente de la batería	53

3.1.2 Modelado de un sistema de convertidor CD-CD y batería	55
3.1.2.1 Simulación numérica del modelo eléctrico y del modelo promedio del convertidor.....	59
3.2 Estimador de orden reducido	64
3.3 Estimador de orden completo.....	67
3.4 Estimador basado en control adaptativo	69
CAPÍTULO IV	
RESULTADOS DE SIMULACIÓN	72
4.1 Configuración de estimación completa con una conversión de relación extendida	73
4.2 Estimador de orden reducido	74
4.2.1 Respuesta transitoria del estimador de orden reducido.....	74
4.3 Estimador de orden completo.....	78
4.3.1 Respuesta transitoria	78
4.3.2 Cambio de carga	80
4.4 Estimador basado en control adaptativo	83
4.4.1 Respuesta transitoria	84
4.4.2 Cambio de carga	86
4.5 Comparación de los estimadores.....	88
CAPÍTULO V	
CARACTERIZACIÓN Y ESTIMACIÓN DE ESTADOS DE UNA BATERÍA.....	90
5.1 Sistema de adquisición de datos.....	91
5.1.1 Etapa de sensado	92
5.1.2 Etapa de acondicionamiento de señal	95
5.1.3 Etapa de adquisición de datos	97
5.1.4 Etapa de procesamiento de datos.....	97
5.2 Caracterización de la batería	98
5.3 Diseño e implementación de los estimadores.....	102
5.4 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 100%. 105	
5.4.1 Respuesta transitoria	106
5.4.2 Cambio de carga	108
5.4.3 Respuesta en estado estacionario	110
5.5 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 66%... 113	
5.5.1 Respuesta transitoria	114

5.5.2 Cambio de carga	115
5.5.3 Respuesta en estado estacionario	117
5.6 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 33%...	120
5.6.1 Respuesta transitoria	121
5.6.2 Cambio de carga	122
5.6.3 Respuesta en estado estacionario	124
5.7 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%.....	127
5.7.1 Respuesta transitoria	128
5.7.2 Cambio de carga	129
5.7.3 Respuesta en estado estacionario	132
5.8 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%.....	135
5.8.1 Respuesta transitoria	136
5.8.2 Cambio de carga	137
5.8.3 Respuesta en estado estacionario	139
5.9 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%.....	142
5.9.1 Respuesta transitoria	143
5.9.2 Cambio de carga	144
5.9.3 Respuesta en estado estacionario	146
CAPÍTULO VI	
CONCLUSIONES	150
6.1 CONCLUSIÓN	151
6.2 TRABAJO FUTURO.....	152
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	153

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Modelo de Copetti.	35
Figura 2.2 Modelo de Randles.....	36
Figura 2.3 Modelo simple de batería.....	38
Figura 2.4 Modelo de Thévenin.	39
Figura 2.5 Estimador de estados en lazo abierto.	42
Figura 2.6. Estimador en lazo cerrado.....	43
Figura 2.7. Estimador de estado de lazo cerrado.	43
Figura 2.8. Configuración básica de control adaptativo.	46
Figura 3.1. Modelo eléctrico de la batería.	53
Figura 3.2. Primera parte del modelo eléctrico de la batería.	53
Figura 3.3. Segunda parte del modelo eléctrico de la batería.	54
Figura 3.4. Diagrama eléctrico del convertidor reductor considerado.	56
Figura 3.5. Formas de onda de corriente y voltaje en estado estacionario en un periodo de conmutación.....	58
Figura 3.6. Diagrama de bloques del modelo promedio del convertidor.	59
Figura 3.7. a) Respuesta transitoria de la corriente del inductor $L1$ del modelo eléctrico y del modelo promedio, b) Respuesta en estado estacionario de la corriente del inductor $L1$ del modelo eléctrico y del modelo promedio.....	61
Figura 3.8. a) Respuesta transitoria de la corriente del inductor $L2$ del modelo eléctrico y del modelo promedio, b) Respuesta en estado estacionario de la corriente del inductor $L2$ del modelo eléctrico y del modelo promedio.....	62
Figura 3.9. a) Respuesta transitoria del voltaje en capacitor de entrada $v_{C1} = v_{C2}$ del modelo promedio y del modelo eléctrico, b) Respuesta en estado estacionario del voltaje en capacitor de entrada $v_{C1} = v_{C2}$ del modelo promedio y del modelo eléctrico.	63
Figura 3.10. a) Respuesta transitoria del voltaje en capacitor de salida v_{CO} del modelo promedio y del modelo eléctrico, b) Respuesta en estado estacionario del voltaje en capacitor de salida v_{CO} del modelo promedio y del modelo eléctrico.....	64
Figura 3.11. Diagrama de bloques del estimador de estado de orden reducido basado en el modelo de la batería.	66
Figura 3.12. Diagrama del estimador de estados.	67
Figura 3.13. Diagrama de bloques del estimador de estado de orden completo basado en el modelo de la batería.	69

Figura 3.14. Diagrama del estimador basado en control adaptativo.	71
Figura 4.1. Diagrama de la configuración de estimación completa con una conversión de relación extendida.....	73
Figura 4.2. Estimador de orden reducido simulado aplicado al modelo de la batería.	74
Figura 4.3. Evolución temporal del voltaje de la batería (V_b).	74
Figura 4.4. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 2$	75
Figura 4.5. Estado de carga real (SOC) y estado de carga estimado ($SOCes$) del estimador de orden reducido con un periodo de 99.8s a 100s ante una ganancia $a = 2$	75
Figura 4.6. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 1000$	76
Figura 4.7. Estado de carga real (SOC) y estado de carga estimado ($SOCes$) del estimador de orden reducido con un periodo de 98.84s a 100s ante una ganancia $a = 1000$	76
Figura 4.8. Evolución temporal del voltaje en la red RC (VRC) y el voltaje de la red RC estimada ($VRCes$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 2$	77
Figura 4.9. Evolución temporal del voltaje en la red RC (VRC) y el voltaje de la red RC estimada ($VRCes$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 1000$	77
Figura 4.10. Estimador de orden completo simulado aplicado al modelo de la batería.	78
Figura 4.11. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_bes) mediante el estimador de orden completo.....	79
Figura 4.12. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) mediante el estimador de orden completo.	79
Figura 4.13. Evolución temporal del voltaje en la red RC (VRC) y el voltaje de la red RC estimada ($VRCes$) mediante el estimador de orden completo.....	80
Figura 4.14. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_bes) mediante el estimador de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.....	81
Figura 4.15. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) mediante el estimador	

de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.....	81
Figura 4.16. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada (V_{RCes}) mediante el estimador de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.....	82
Figura 4.17. Reducción de escala de las variables estimadas del modelo de la batería ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ mediante el estimador de orden completo.	83
Figura 4.18. Estimador basado en control adaptativo simulado aplicado al modelo de la batería.....	84
Figura 4.19. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_{bes}) mediante el estimador basado en control adaptativo.	84
Figura 4.20. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) mediante el estimador basado en control adaptativo.....	85
Figura 4.21. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada (V_{RCes}) mediante el estimador basado en control adaptativo.	86
Figura 4.22. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_{bes}) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.	87
Figura 4.23. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado ($SOCes$) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.....	87
Figura 4.24. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada (V_{RCes}) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.	88
Figura 4.25. Reducción de escala de las variables estimadas del modelo de la batería ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ mediante el estimador basado en control adaptativo.....	89
Figura 5.1. Diagrama esquemático de un sistema de adquiredor de datos. ..	91
Figura 5.2. Diagrama eléctrico del sensor de voltaje para el voltaje de una batería.	92
Figura 5.3. Diagrama eléctrico del sensor ACS712 -05B.	94

Figura 5.4. Diagrama eléctrico del sensor de corriente para el modelo de la batería.	95
Figura 5.5. Filtro pasa bajas.	96
Figura 5.6. (Arriba) Voltaje de la batería. (Abajo) Corriente de la batería. Ambas con un periodo de 30 horas.....	98
Figura 5.7. Mapeo lineal de la curva V_{oc} vs SOC	99
Figura 5.8. Primera prueba de la estimación de los parámetros de la batería.	100
Figura 5.9. Segunda prueba de la estimación de los parámetros de la batería.	100
Figura 5.10. Tercera prueba de la estimación de los parámetros de la batería.	101
Figura 5.11. Circuito eléctrico para la caracterización de la batería.....	102
Figura 5.12. Prototipo de laboratorio para la estimación de estados del modelo de la batería.	103
Figura 5.13. Prototipo del convertidor reductor de amplia relación de conversión.	104
Figura 5.14. Prototipo se sistema de adquisición de datos.....	105
Figura 5.15. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.....	106
Figura 5.16. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.	107
Figura 5.17. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 51.2s a 51.5s.....	108
Figura 5.18. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$	110

Figura 5.19. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 51.2s con una carga $R_s = 1.7\Omega$ con carga al 100%. 111

Figura 5.20. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 51.5s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 111

Figura 5.21. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga de $R_s = 1.7\Omega$ 112

Figura 5.22. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 112

Figura 5.23. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s. 113

Figura 5.24. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s. 114

Figura 5.25. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.6s a 56.9s. 115

Figura 5.26. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1

A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$	117
Figura 5.27. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 56.6s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.	118
Figura 5.28. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.9s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.	118
Figura 5.29. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b, (eje y 2 V/div, eje x 200 μs/div), corriente del inductor i_{L1}, (eje y 500 mA/div, eje x 200 μs/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0}, (eje y 2 V/div, eje x 200 μs/div) y corriente del inductor i_{L2}, (eje y 1 A/div, eje x 200 μs/div). Con una carga de $R_s = 1.7\Omega$.	119
Figura 5.30. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b, (eje y 2 V/div, eje x 200 μs/div), corriente del inductor i_{L1}, (eje y 500 mA/div, eje x 200 μs/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0}, (eje y 2 V/div, eje x 200 μs/div) y corriente del inductor i_{L2}, (eje y 1 A/div, eje x 200 μs/div). Con una carga de $R_s = 0.85\Omega$.	119
Figura 5.31. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.	120
Figura 5.32. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.	121
Figura 5.33. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 59s a 59.3s.	123
Figura 5.34. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b, (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente	

del inductor $iL1$, (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida $VC0$, (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor $iL2$, (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

..... 124

Figura 5.35. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 59s con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 125

Figura 5.36. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.9s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 125

Figura 5.37. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor Vb , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor $iL1$, (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida $VC0$, (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor $iL2$, (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 126

Figura 5.38. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor Vb , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor $iL1$, (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida $VC0$, (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor $iL2$, (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 127

Figura 5.39. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s...... 128

Figura 5.40. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s...... 129

Figura 5.41. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 53.25 a 53.55s...... 130

Figura 5.42. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). 131

Figura 5.43. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 53.25s con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 132

Figura 5.44. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 53.55s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 133

Figura 5.45. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 134

Figura 5.46. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$. .. 134

Figura 5.47. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s. 135

Figura 5.48. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s. 136

Figura 5.49. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado.

(Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.2s a 56.5s.	137
Figura 5.50. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$	139
Figura 5.51. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 56.2s con una carga $R_s = 1.7\Omega$	140
Figura 5.52. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.5s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$	140
Figura 5.53. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$	141
Figura 5.54. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$	141
Figura 5.55. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.	142
Figura 5.56. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.	143

Figura 5.57. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 60.05s a 60.35s. 145

Figura 5.58. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ 146

Figura 5.59. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 60.05s con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 147

Figura 5.60. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 60.35s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$ 147

Figura 5.61. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$ 148

Figura 5.62. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$... 148

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1. Propuesta de parámetros del convertidor CD-CD	60
Tabla 4.1. Parámetros del modelo de la batería.	73
Tabla 4.2. Estimadores de estado.....	89
Tabla 5.1. Parámetros del modelo de la batería SPMX33007C3.....	102
Tabla 5.2. Parámetros del convertidor	103

CAPÍTULO I

GENERALIDADES DEL PROYECTO

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Las baterías son dispositivos de almacenamiento de energía muy usados debido a su fiabilidad, confiabilidad, y su facilidad de uso debido a sus aplicaciones tanto móviles como fijas.

Algunas aplicaciones móviles son dispositivos eléctricos portátiles como teléfonos, computadoras portátiles e incluso en vehículos eléctricos y híbridos. En aplicaciones de uso fijo los sistemas de energía renovable y espaciales son ejemplos, [1].

Para extender la vida útil de la batería además de mejorar el rendimiento, seguridad y confiabilidad se debe conocer los estados y parámetros internos de un modelo de la batería. Esto permite diseñar patrones de suministro de energía y perfiles de carga de batería adecuadas [2]. Por lo tanto, es necesario hacer uso de un modelo de batería el cual permita determinar parámetros identificados con precisión.

Entre los estados internos de una batería se encuentran el estado de carga *SOC* y el estado de salud *SOH* y el estado de funcionamiento *SOF* [3], [4]. El *SOC* permite conocer la energía almacenada en la batería, lo cual permitiría gestionar la energía eléctrica de manera que se extienda la vida útil de la batería al tener menos ciclos de operación y el estado de salud proporciona la información de la vida útil de la batería. La estimación precisa de estos dos estados puede ayudar a administrar la batería de manera eficiente y extender el rango operacional de los sistemas que emplean baterías como fuente de energía.

1.2 OBJETIVO GENERAL

Estudiar los métodos para la estimación del estado de carga de baterías y proponer un método basado en el modelo.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Revisar los modelos de baterías.
- Revisar los esquemas propuestos de estimación de carga de baterías.
- Proponer un esquema o una modificación de un esquema de estimación de carga.

- Validar y comparar mediante simulación numérica.

1.4 JUSTIFICACIÓN

Una batería es un dispositivo que convierte la energía química contenida en sus materiales activos directamente en energía eléctrica mediante una reacción electroquímica de oxidación-reducción (redox). Para una batería recargable esta conversión es reversible. Una batería, no está sujeta a las limitaciones del ciclo de Carnot dictada por la segunda ley de la termodinámica.

Las baterías, por lo tanto, son capaces de tener mayor eficiencia de conversión de energía [1], seguridad y fiabilidad de uso [5]. Además, con el paso del tiempo la tecnología de las baterías ha mejorado. Incrementado el rendimiento en la producción con una mayor densidad de energía, potencia y de costo reducido [6].

Los tipos de batería más comunes son de Plomo-Ácido (Pb-A), Níquel Metal-Hidruro (NiMH), de Níquel-Cadmio (NiCd), Polímero de Litio (Li-Po) e Iones de Litio (Li-Ion) [1], [7].

Entre los diferentes tipos de baterías, las baterías de litio y Níquel Metal-Hidruro son las más comunes en vehículos eléctricos e híbridos [1], [8], dispositivos y herramientas eléctricos y electrónicos portátiles debido a su bajo costo, alta potencia, método de carga preciso, densidad de energía, rango extendido en potencia y capacidad [1], [6], [7].

El uso de las baterías se ha generalizado en aplicaciones móviles y fijas [9]. Las aplicaciones móviles de las baterías se pueden encontrar en dispositivos electrónicos como computadoras portátiles, teléfonos móviles, pero también en vehículos eléctricos e híbridos [10]. Una de las aplicaciones más relevantes para el uso fijo de baterías es en los sistemas de generación de energía renovable [11].

Para extender la vida útil de la batería y mejorar el rendimiento y la seguridad, se deben monitorear los estados y parámetros internos de la batería. Conocer los estados permite la gestión de la energía eléctrica de una batería de manera que se extienda la vida útil al tener menos ciclos de operación. Para esto es necesario un modelo de la batería con sus parámetros identificados.

Los modelos de batería [11]-[13] se pueden clasificar en

- Modelos electroquímicos: Basados en ecuaciones que representan reacciones químicas.
- Modelos estadísticos: Se basan en información obtenida de la batería.
- Modelos analíticos: Combinan modelos electroquímicos y estadísticos.
- Modelos de circuitos equivalentes: Arreglos de circuitos basados que pueden estudiarse mediante análisis de circuitos.

En este documento, mediante el uso de un modelo de circuito eléctrico equivalente de Thévenin se pretende estimar el estado de carga *SOC*. Medir o estimar de manera adecuada y precisa el estado de carga de una batería permite conocer los límites de operación para una aplicación dada, administrar la energía de manera eficiente, extender la vida útil de la batería, extender el rango operativo de varios sistemas que usan baterías como medio de energía y maximizar la energía suministrada por la batería.

CAPÍTULO II

MARCO TÉORICO

2.1 Generalidades de baterías

El uso de sistemas con baterías ha aumentado recientemente. Este crecimiento se ha debido al amplio aumento en el uso de dispositivos eléctricos portátiles que funcionan con baterías, al renovado interés en los vehículos eléctricos y a la reciente aplicación en sistemas de energías renovables. Por ejemplo, en la generación de energía eléctrica mediante sistemas de energía renovable, como sistemas eólicos o solares los cuales requieren sistemas de almacenamiento de energía para brindar estabilidad y seguridad a la generación de energía eléctrica [10].

Los límites teóricos y prácticos de la tecnología de baterías pueden ser una barrera para cumplir con algunos requisitos de rendimiento [1].

Algunas limitantes de la tecnología de batería son:

Resistencia interna: Consiste en la resistencia de los elementos que componen a la batería ya que no son conductores perfectos. Los electrodos y electrolitos no son 100% conductores los cuales poseerán cierta resistencia, la cual en la mayoría de las baterías su valor es inferior a 1Ω . Al ser un concepto teórico, no se puede medir directamente de la batería, pero se puede calcular mediante los datos de la corriente batería y el voltaje de una batería [14].

Vida útil: El número de veces que la batería puede ser recargada, para recobrar su capacidad completa después de su uso [14].

Descargas anormales: Son aquellas descargas que están separadas al menos un 10% de la curva de descarga estimada.

No obstante, se han realizado avances en la mejora del rendimiento de los sistemas de baterías, así como en el desarrollo de nuevos sistemas de baterías [14].

2.1.1 Principio de una batería recargable

Una batería es un dispositivo que convierte la energía química contenida en sus materiales activos directamente en energía eléctrica por medio de una reacción electroquímica de oxidación-reducción (redox). En el caso de un sistema recargable, la batería se recarga mediante la inversión del proceso. Este tipo de reacción implica

la transferencia de electrones de un material a otro a través de un circuito eléctrico. En una reacción redox no electroquímica, como la oxidación, la transferencia de electrones ocurre directamente y solo está involucrado el calor. La batería convierte electroquímicamente la energía química en energía eléctrica. Esto permite que sean capaces de tener mayores eficiencias de conversión de energía [1].

El elemento base de una batería es la celda, una batería consta de una o más de estas celdas, conectadas en serie o en paralelo, o ambas, dependiendo de voltaje de salida y capacidad deseados. Esta celda está compuesta por dos electrodos (ánodo, cátodo), el electrolito y un separador.

El ánodo cede electrones al circuito externo y se oxida durante la reacción electroquímica y el cátodo que acepta electrones del circuito externo y se reduce durante la reacción electroquímica. El electrolito es el conductor iónico dentro de la celda entre el ánodo y el cátodo. El electrolito es típicamente un líquido, como agua u otros solventes, con sales disueltas, ácidos o álcalis para impartir conductividad iónica.

Durante el proceso de carga, se aplica una diferencia de voltaje entre los dos electrodos, logrando un flujo de corriente en cierta dirección. El consiguiente exceso o déficit de electrones en los electrodos genera reacciones entre las moléculas en su superficie, en el electrolito. Este último consiste en la sustancia líquida o sólida en la que se sumergen los electrodos. Su función es la facilitación al flujo de electrones de portadores de carga. Durante la fase de descarga, las reacciones químicas inversas tienen lugar cuando el circuito está conectado a una carga, lo que conduce a un flujo de electrones en dirección contraria hasta que todos los componentes químicos se consumen [1], [14].

2.1.2 Principales componentes

El rendimiento de una celda de batería depende de la química de sus componentes y de las reacciones creadas. Las combinaciones más ventajosas de materiales de ánodo y cátodo son aquellas que serán más livianas y darán un alto voltaje y capacidad de la celda: por lo general, se buscan los elementos que permiten la mayor diferencia de voltaje entre los electrodos.

En un sistema práctico, el ánodo se selecciona teniendo en cuenta las siguientes propiedades: eficiencia como agente reductor, alto rendimiento en la carga eléctrica, buena conductividad, estabilidad, facilidad de fabricación y bajo costo. El hidrógeno es atractivo como material anódico, pero obviamente, debe estar contenido de alguna manera, lo que efectivamente reduce su equivalencia electroquímica.

Prácticamente, los metales se utilizan principalmente como material anódico. El zinc ha sido un ánodo predominante porque tiene estas propiedades favorables. El litio, el metal más ligero, con un alto valor de equivalencia electroquímica, se ha convertido en un ánodo muy atractivo a medida que se han desarrollado electrolitos y diseños de celdas adecuados y compatibles para controlar su actividad [1].

El cátodo debe ser un agente oxidante eficiente, estable cuando esté en contacto con el electrolito y el cual produce un voltaje. El oxígeno se puede usar directamente del aire ambiental que ingresa a la celda, como en la batería de zinc-aire. Sin embargo, la mayoría de los materiales de cátodo comunes son óxidos metálicos, pero la celda en sí se puede construir de muchas formas y configuraciones.

Existe una amplia variedad de compuestos químicos a partir de los cuales se pueden crear una batería. Sin embargo, diferentes químicos producen diferentes propiedades ya sea en energía total que puede almacenar o el ciclo de vida y el rendimiento varía según la composición química precisa.

Las baterías de plomo-ácido (Pb-A) son el tipo más antiguo de baterías recargables y han evolucionado en dos categorías principales: baterías inundadas y selladas. Ahora contienen una estructura química más avanzada y establecida, ampliamente utilizada en muchas aplicaciones posibles gracias a los bajos costos, bajos requisitos de mantenimiento y baja auto descarga. A pesar de esto, otros compuestos químicos están superando a las baterías de Pb-A, ya que sus aplicaciones son limitadas debido a la posible toxicidad, peso y baja densidad de energía. Otro tipo de baterías son las de níquel, sus cinco baterías más actuales a base de níquel (Ni)

son Níquel-Cadmio (NiCd), Hidruro de Níquel-Metal (NiMH), Níquel-Hierro (Ni-Fe), Níquel-Zinc (Ni-Zn) e Hidrógeno de Níquel (NiH₂).

Las baterías de níquel tuvieron un gran desarrollo en la década de 1980 como el primer competidor de las baterías de plomo ácido. Después, a finales de la década de 1990, aparece la batería de litio la cual tuvo un mejor impacto en la industria de las baterías, primero como productos caros, pero con costos en rápido descenso promovidos por la necesidad de soluciones de almacenamiento de energía, livianas y portátiles. Los tres tipos principales de celdas a base de litio son el óxido de litio, níquel, manganeso y cobalto (LiNiMnCoO₂ o más comúnmente NMC), el fosfato de hierro y litio (LiFePO₄, denominado LFP) y el polímero de lítico (LI-Po) [1], [14], [15].

El desarrollo ha sido más activo en el área de las baterías recargables portátiles para satisfacer las necesidades del mercado de electrónica portátil en rápido crecimiento. La batería portátil de hidruro de níquel-metal, que se estaba convirtiendo en la batería recargable dominante que reemplazaba a la batería de níquel-cadmio, está siendo reemplazada por la nueva batería de iones de litio.

2.1.3 Hidruro de níquel-metal vs litio

Las baterías de hidruro de níquel-metal como las baterías de ion-litio son empleadas debido a su densidad energética además de que comparten similares aplicaciones. Una de ellas es en vehículos eléctricos gracias a su diseño ligero y de dimensión reducida con respecto a las demás baterías.

Al elegir una batería se deben de considerar tres parámetros fundamentales; capacidad, peso y resistencia interna. La capacidad va ligada al peso del elemento, aunque en la actualidad el avance tecnológico ha permitido incrementar sustancialmente su relación capacidad/peso. Las baterías recargables son capaces de liberar una corriente muy elevada, debido a que la corriente máxima está limitada por su resistencia interna.

En una batería de elementos en serie, se multiplica la resistencia interna por elemento. Cuando se cierra el circuito eléctrico a través una carga, la resistencia de la batería produce una caída de voltaje debido a su resistencia interna, lo que hace

que el voltaje suministrado sea inferior al que se mide en circuito abierto. Debido a esto parte de la energía de la batería se consume y disipa en el interior de la batería en forma de calor [1].

El parámetro C en una batería representa la máxima tasa de descarga a la que puede llegar y corresponde a su capacidad, por ejemplo, una batería de 1000mAh deberá cargarse como máximo a 1A, lo que implica períodos de carga de una hora. Es aquí donde la batería de litio presenta ventajas ya que no produce el pico de voltaje comparada a la batería de NiMH al alcanzar la máxima carga.

Sin embargo, la batería de Li-Po nunca se debe descargar tan profundamente cómo es posible hacerlo con las de Ni-MH, bajo riesgo de deteriorar su capacidad de carga irreversiblemente. Por ello, deberán usarse, en modelos eléctricos, controladores de velocidad especiales para Li-Po, que cortan la corriente por debajo de determinado voltaje crítico [1], [16].

Una ventaja de una batería de hidruro de níquel-metal es el precio de fabricación de al menos la mitad del costo de una batería de litio. Además, su dimensión se ha mejorado logrando ser más pequeña, pero sin descuidar la capacidad en relación al peso.

La principal ventaja está en que son duraderas y, sobre todo, más seguras que las de litio. No se utilizan líquidos inflamables, cuenta con sistemas de refrigeración y los controles electrónicos son más simples.

En el caso de las baterías de ion-litio tienen una densidad de energía de entre 5 y 12 veces las de Ni-MH, a igualdad de peso son cuatro veces más ligeras que las de Ni-MH [1].

La gran desventaja de estas baterías es que requieren extrema precaución en su uso, debido a su riesgo de deteriorarlas irreversiblemente e incluso llegar a producir su ignición o explosión.

2.2 Modelos de baterías

La literatura describe modelos de baterías con diferentes niveles de complejidad que permiten describir con diferentes grados de precisión la dinámica de una batería. Si bien, no existe un modelo perfecto, ya que sus características pueden ser más eficientes y deficientes en otros aspectos. Algunos de los aspectos por los que se caracterizan los modelos son: complejidad, precisión, exactitud y predicción en estados dinámicos de potencia [17].

Estos modelos permiten conocer el estado de carga (*SOC*), estado de salud (*SOH*), estado de funcionamiento (*SOF*), el voltaje de circuito abierto (*OCV*), entre otros parámetros.

Los diferentes tipos de modelos de baterías se pueden clasificar en cuatro categorías, que son: modelos electroquímicos, modelos matemáticos estadísticos, modelos analíticos y modelos eléctricos [11].

Los modelos electroquímicos se basan en ecuaciones fisicoquímicas que gobiernan el comportamiento de la batería, ya que estos fenómenos en ocasiones son difíciles de describir mediante ecuaciones matemáticas, estos modelos suelen tener una alta complejidad. Los modelos matemáticos estadístico, a su vez, recurren a fórmulas matemáticas adquiridas empíricamente para modelar algunos aspectos que caracterizan el desempeño de las baterías. Los modelos analíticos se basan en información obtenida de la batería. Los modelos eléctricos, por otro lado, modelan el comportamiento de las baterías a través de circuitos eléctricos, utilizando elementos simples como resistencias y capacitores para describir los fenómenos internos de las baterías [12], [13].

2.2.1 Modelos electroquímicos

Los modelos electroquímicos son los más precisos y muy útiles para los diseñadores de baterías. Se trata de una herramienta útil para optimizar los parámetros físicos de la batería. Tienen una alta complejidad y el tiempo de obtención de resultado es muy alto en comparación con otros enfoques de modelado.

En [18] se considera un modelo electroquímico isotérmico. El cual describe la carga y descarga de una batería de litio durante un ciclo, utilizando la teoría de la solución concentrada para derivar un conjunto de ecuaciones que, cuando se resuelven, se obtienen los valores de potencial de la celda en función del tiempo.

En [19] se modela la carga galvanostática y la descarga de un ánodo de litio / separador de polímero sólido / celda de cátodo de inserción utilizando la teoría de la solución concentrada. El modelo electroquímico es lo suficientemente general como para incluir una amplia gama de materiales separadores poliméricos, sales de litio y cátodos de inserción compuestos, presentando resultados de una simulación del comportamiento de carga y descarga del sistema polímero de litio.

2.2.2 Modelos matemáticos estadísticos

Los modelos se construyen en base a ecuaciones matemáticas que modelan y caracterizan el comportamiento de la batería.

En [20] emplean el modelo matemático estadístico prediciendo el comportamiento del consumo de energía de una batería y la disipación de la temperatura evaluado empíricamente.

En [21] se estudia el efecto de recuperación y capacidad de velocidad de las baterías utilizadas en sistemas integrados. Propone un modelo estocástico rápido y preciso que extrae los aspectos positivos de los modelos estocásticos y cinéticos minimizando los inconvenientes. Los parámetros se determinan mediante pruebas precisas lo que resulta en una mejor precisión.

2.2.3 Modelos analíticos

Los modelos analíticos combinan modelos electroquímicos y estadísticos. En [22] se presenta un modelo analítico que relaciona el voltaje de la batería con la corriente de la batería, lo que le facilita la optimización del diseño del sistema con respecto al rendimiento. Además, captura los fenómenos no lineales de pérdida de capacidad a altas tasas de descarga, recuperación de carga y desvanecimiento de capacidad.

En [23] se presenta un modelo analítico de forma cerrada para predecir la capacidad restante de una batería de iones de litio. El modelo propuesto, se basa en

mediciones de voltaje y corriente en línea, tiene en cuenta correctamente los efectos del envejecimiento del ciclo y la temperatura. La validación de su precisión se logra mediante la comparación con los resultados de la simulación DUALFOIL, lo que demuestra un error máximo del 5% entre los datos simulados y predichos.

En [24] se presenta un análisis detallado de dos modelos analíticos, el modelo de batería cinética y el llamado modelo de difusión. El modelo de batería cinética es en realidad una aproximación del modelo de difusión más complejo. Además, se determinó que ambos modelos son adecuados para realizar predicciones de duración de la batería.

2.2.4 Modelos eléctricos

El uso de modelos eléctricos permite conocer las principales características como el estado de carga, el voltaje de circuito abierto, entre otras variables que modelan la batería de forma rápida mediante el análisis de circuitos eléctricos. Estos modelos se pueden aplicar a varios tipos de químicas como hidruro de níquel-metal o litio.

Este método reduce la necesidad de conocer en detalle los fenómenos físico-químicos y solo requiere algunos parámetros de configuración obtenidos experimentalmente. La complejidad del modelo y el rendimiento es proporcional a la cantidad de parámetros estimados de la batería [25]. Estos modelos suelen tener un tiempo de cálculo más corto en comparación con los modelos matemáticos.

En las siguientes secciones, se presenta un conjunto de modelos basados en circuitos eléctricos equivalentes.

2.2.4.1 Modelo de Copetti

El modelo de Copetti se muestra en la Figura 2.1 como el circuito eléctrico equivalente, en donde la fuente de voltaje V_{OC} representa el voltaje en circuito abierto, la resistencia en serie R_0 modela la oposición al flujo de electrones a la batería, el voltaje de la batería y la corriente de la batería están definidas por V_b y i_b , respectivamente.

En (2.1) se muestra la expresión la resistencia en serie y el voltaje de circuito abierto,

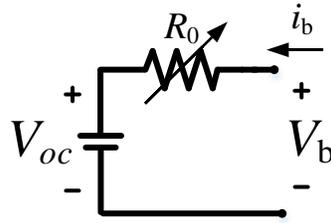


Figura 2.1 Modelo de Copetti.

$$\begin{aligned} R_0 &= f_1(i_b, \Delta T, SOC) \\ V_{oc} &= f_2(SOC) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Donde, i_b es la corriente que circula por la batería, y está definida con signo positivo cuando la batería se está cargando y con signo negativo, la batería entrega potencia eléctrica. La diferencia de temperatura del electrolito se expresa como ΔT , esta diferencia de temperatura es con respecto a $25^\circ C$ y el estado de carga de la batería (SOC) se obtiene de (2.1).

$$SOC = \frac{1}{C} \left(SOC_0 + \int_0^t \eta(\tau) i(\tau) d\tau \right) \quad (2.1)$$

Donde SOC_0 corresponde al estado de carga de la batería en el tiempo $t = 0$, la eficiencia de la carga o descarga de la batería está representado por la variable τ , mientras que C representa la capacidad instantánea de la batería [26].

Por otra parte, la capacidad instantánea (C) se obtiene a partir de (2.2).

$$C = \frac{C_{nom} C_c}{1 + A_c \left(\frac{|i_b|}{i_{nom}} \right)^{B_c}} (1 + q_{1c} \Delta T + q_{2c} \Delta T^2) \quad (2.2)$$

Donde C_{nom} es la cantidad nominal de la batería obtenida a partir de una corriente nominal (i_{nom}) y A_c, B_c, C_c, q_{1c} y q_{2c} son parámetros de ajuste [27].

Mediante las ecuaciones (2.1) y (2.2) se puede llegar a las siguientes conclusiones [26], [28];

- Los parámetros de ajuste de la capacidad instantánea son positivos, esta aumenta con la temperatura y disminuye con el incremento de la corriente.
- Para el ciclo de descarga, se tiene que cuando se está trabajando con corrientes pequeñas y altas temperaturas, la capacidad de la batería es máxima, lo cual también tiene sentido con la teoría. El problema que se genera al trabajar con altas temperaturas, es que se empieza a producir degradación en las baterías, lo cual provoca que con el tiempo que se genere una disminución notoria de su capacidad.
- El estado de carga SOC se tiene tiende a ser 1, debido a que $SOC = 1$ implica que la batería está cargada completamente. Esto provoca que la eficiencia de la batería tienda a 0.
- El estado de carga SOC al tener dependencia de la capacidad instantánea (que a su vez depende de la corriente y la temperatura). Al existir una variación en la operación de la batería, existe la posibilidad de que repercuta en un cambio del SOC sin que necesariamente se haya producido un proceso de carga o descarga en la batería.

2.2.4.2 Modelo de Randles

El circuito equivalente del modelo de Randles se muestra en la Figura 2.2. La fuente ideal es representada por un circuito R_1C_1 , R_1 es la resistencia de auto descarga y se propone que sea de un valor lo más grande posible para lograr una prolongación de tiempo de descarga de la batería [29].

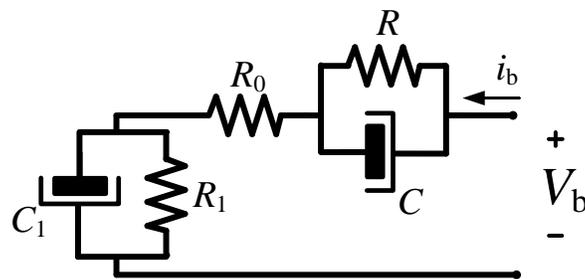


Figura 2.2 Modelo de Randles.

En [30] se muestra el modelo de Randles con una técnica basada en observación para simular la respuesta de las celdas de plomo-ácido regulado por válvula a ciclos

de potencia dinámicos y de corriente constante. Los parámetros del circuito equivalente simple con parámetros agrupados para las dos placas, se estiman usando la respuesta de voltaje y los ajustes de curva a los datos recolectados durante los pulsos de corriente aplicados a las celdas de terminal doble de plomo-ácido regulado por válvula.

El voltaje de la batería está representado por V_b , y R_0 es la resistencia acumulada de las interconexiones de las celdas. La capacitancia C en paralelo con la polarización de transferencia de carga representada por R . Este capacitor es el resultado de la separación de carga en el electrodo [1], [31]. En la Figura 2.2, la variable C representa el parámetro de capacitancia concentrado para interfaces en ambas placas de la batería, C_1 modela el voltaje de circuito abierto de la batería y R_1 se incluye para representar la auto descarga de la batería.

En [26] se calcula el voltaje de circuito abierto mediante la expresión (2.3)

$$C_1 = \frac{C_{nom} V_{100\%SOC}}{\frac{1}{2}(V_{100\%SOC}^2 - V_{0\%SOC}^2)} \quad (2.3)$$

Donde C_{nom} es la capacidad nominal de la batería, $V_{100\%SOC}$ representa el voltaje de la batería cuando se tiene el 100% del SOC y $V_{0\%SOC}$ es el voltaje cuando se tiene 0% del SOC , es decir que la batería se está descargada.

2.2.4.3 Modelo de Thévenin

La representación de un modelo de baterías se muestra en la Figura 2.3, la cual es la forma más simple de representar un modelo de batería formado por una serie de una fuente de voltaje ideal (V_{oc}), representativa del voltaje de circuito abierto y una resistencia interna R_0 el cual modela el fenómeno de la carga del voltaje en sus terminales cuando se carga.

Este modelo no contempla las variaciones en la resistencia interna, con la variación en el estado de carga de la batería, ni su alteración en el estado de carga de la batería, ni su alteración en el régimen de carga y descarga de la batería. Por lo tanto, es bastante limitado y se puede usar en situaciones en las que el estado de carga no es importante, asumiendo una carga de batería ilimitada [17].

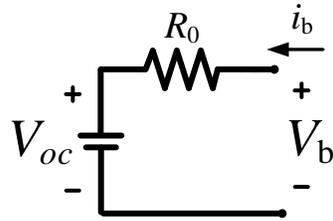


Figura 2.3 Modelo simple de batería.

El modelado de la batería mediante un circuito de Thévenin es una forma de expresar el comportamiento del voltaje de la batería en circuito abierto (V_{oc}). Este tipo de modelo presenta cierta inexactitud en los resultados, ya que en este modelo los valores de los componentes eléctricos son fijos y si no se caracterizan a apropiadamente si inexactitud aumenta. Para mejorar los resultados de este modelo, los valores de los componentes eléctricos deben variar según los factores de rendimiento.

En la Figura 2.4, se representa el diagrama del circuito equivalente de Thévenin, que consta de una resistencia R_0 , que modela la resistencia interna de sobre voltaje y una red RC en paralelo para predecir la respuesta de la batería a la variación de carga, para diferentes estados de carga. El parámetro C representa la capacitancia de las placas paralelas y R representa la resistencia no lineal debido a la resistencia de contacto de las placas con el electrolito de la batería. La relación entre el voltaje de circuito abierto (V_{oc}) y el estado de carga (SOC) es constante. Esta relación hace imposible predecir la variación de voltaje en régimen continuo, así como la información del tiempo de operación [25], [32], [33].

A partir de este modelo, se crearon representaciones equivalentes para permitir la extracción de más información. Por ejemplo, en [32] se propone e implementa un modelo de batería eléctrico preciso e intuitivo, el cual toma en cuenta todas las características dinámicas de la batería, desde el voltaje de circuito abierto no lineal, la corriente, la temperatura, el número de ciclos y la capacidad dependiente del tiempo de almacenamiento y respuesta transitoria. En donde se agrega un capacitor variable para representar la relación no lineal entre V_{oc} y SOC . Con esto ya es

posible conocer el tiempo de funcionamiento, así como el voltaje en régimen continuo.

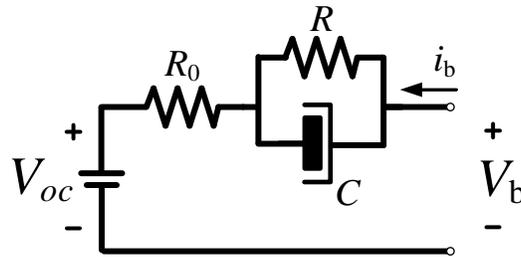


Figura 2.4 Modelo de Thévenin.

También se pueden agregar ecuaciones matemáticas al modelo para calcular el estado de carga y estimar la vida útil [40], [41].

2.3 Método de estimación del *SOC*

En la actualidad hay muchas técnicas y procesos que son capaces de estimar el *SOC* de dispositivos que emplean baterías independientemente de su composición química, sin embargo algunas de estas técnicas son complejas. De hecho, en los casos en que existen algunos desarrollos actualmente, los modelos de estimación consideran perfiles que permiten tener una aproximación promediada, lo que en la práctica se aleja dramáticamente del perfil efectivo de utilización [36].

Los métodos más populares para la estimación del *SOC* corresponden a "Coulomb counting", medición de la impedancia interna y medición del voltaje en circuito abierto (*OCV*) [25].

- **Coulomb Counting**

Esta estimación, conocida también como método de intensidad, se basa en la fórmula de la integración de la corriente de entrada y salida de la batería. El método integra en el tiempo la intensidad que cargan y descargan las celdas obteniendo como resultado la carga almacenada en el interior de estas. En [29] se muestra este método. Una de las ventajas es que su medición se puede llevar a cabo en línea, pero posee como desventaja de que sus mediciones deben de ser muy precisas,

además de que es sensible a corrientes parásitas y requiere un estado de carga de referencia, entre otros aspectos.

- **Medición de la impedancia interna**

Esta estimación se basa en el estudio de la impedancia interna de la batería, la cual cambia con el tiempo después de un número de cargas y descargas debido a la variación de los componentes químicos internos de la batería después de dichas cargas y descargas. En [6] se muestra este método, el cual cuenta con la desventaja de que depende directamente de la temperatura, pero obtiene buenos resultados tan solo en pequeños intervalos de tiempo.

- **Medición de voltaje en circuito abierto**

La batería debe contar con un prolongado tiempo de descanso recopilando la información del voltaje y de corriente, lo que obstaculiza su uso en sistemas que no tienen esa condición, además de imposibilitar su utilización en línea [43], [44]. El método *OCV* cuenta con la ventaja de no necesitar información previa de la batería y tener una relación directa con el *SOC*.

Considerando otros enfoques para la estimación del *SOC*, también se cuenta con métodos capaces de trabajar con modelos empíricos o sólo con información de los parámetros de la batería. En [39] se emplean los métodos de redes neuronales y filtro Kalman extendido. En el caso de las redes neuronales, se modela empíricamente la batería, por lo cual emplea datos de entrenamiento o prueba para generar los modelos no lineales para los ajustes necesarios y posteriormente realizar la estimación del *SOC*. En el caso de la técnica de estimación subóptima Bayesiana llamada Filtro Extendido de Kalman (EKF), se basa en un modelo no lineal de la batería e intenta aproximar la matriz de error de covarianza asociada a la estimación de estado, usando una versión linealizada de los sistemas dinámicos que representan la descarga de la batería. Este procedimiento permite que el EKF adapte los valores de los parámetros y estados del modelo durante la etapa de estimación para así utilizar toda la información disponible hasta el instante de predicción.

2.4 Estimador de estados

Las variables de estados no siempre pueden ser accesibles para conexión directa o los dispositivos de detección o transductores no están disponibles o son muy costosos. Es aquí donde se puede aplicar la retroalimentación de estados, donde se puede diseñar un dispositivo llamado estimador u observador, de modo que a la salida del estimador genere una estimación de estados mediante las variables de estado que pueden ser medidas [17].

2.4.1 Estimador de estados de orden completo

A continuación, se presentarán estimadores de estado de orden completo que tienen la misma dimensión que la ecuación de estado original. Usamos el circunflejo sobre una variable para denotar una estimación de una variable. Por ejemplo, \hat{x} es una estimación de x y $\hat{\bar{x}}$ es una estimación de \bar{x} .

Considere la ecuación de estado n-dimensional

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu \\ y &= cx \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

donde A , b y c son matrices conocidas y la entrada $u(t)$ y la salida $y(t)$ están disponibles. El estado x , sin embargo, no está disponible. El problema consiste en estimar x a partir de u e y con el conocimiento de A , b y c . Si conocemos A y b , podemos duplicar el sistema original como (2.5)

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu \quad (2.5)$$

mostrado en la Figura 2.5. La duplicación se denominará estimador de lazo abierto. Ahora, si (2.4) y (2.5) tienen el mismo estado inicial, entonces, para cualquier entrada, tenemos $\hat{x}(t) = x(t)$ para todo $t \geq 0$.

Si (2.4) es observable, su estado inicial $x(0)$ se puede calcular a partir de u e y en cualquier intervalo de tiempo, $[0, t_1]$. Entonces podemos calcular el estado en t_2 y establecer $\hat{x}(t_2) = x(t_2)$. Entonces tenemos $\hat{x}(t) = x(t)$ para todo $t \geq t_2$. Por tanto, si (2.4) es observable, se puede utilizar un estimador de lazo abierto para generar el vector de estado. Sin embargo, existen dos desventajas al utilizar un estimador

de lazo abierto. Primero, el estado inicial debe calcularse y establecerse cada vez que usamos el estimador lo cual es muy inconveniente. En segundo lugar, y más seriamente, si la matriz A tiene valores propios con partes reales positivas, incluso para una diferencia muy pequeña entre $x(t_0)$ y $\hat{x}(t_0)$ para algún t_0 , que puede ser causada por una perturbación o estimación imperfecta del estado inicial, la diferencia entre $x(t)$ y $\hat{x}(t)$ aumentará con el tiempo. Por tanto, el estimador de lazo abierto no es, en general, satisfactorio. Vemos en la Figura 2.5 que, aunque la entrada y la salida de (2.4) están disponibles, el estimador de lazo abierto usa solamente la información de la entrada.

Ahora se modifica el estimador de la Figura 2.5 por el de la Figura 2.6, en el que la salida $y(t) = cx(t)$ de (2.4) se compara con $c\hat{x}(t)$. Su diferencia, que pasa por un vector l de ganancia constante $n \times 1$, se utiliza como término de corrección. Si la diferencia es cero, no es necesaria ninguna corrección. Si la diferencia es distinta de cero y si la ganancia l está diseñada correctamente, la diferencia conducirá el estado estimado al estado real. Dicho estimador se denomina estimador de lazo cerrado mostrado en la Figura 2.6. El estimador de lazo abierto en (2.5) ahora se modifica como (2.6) característico del estimador de lazo cerrado.

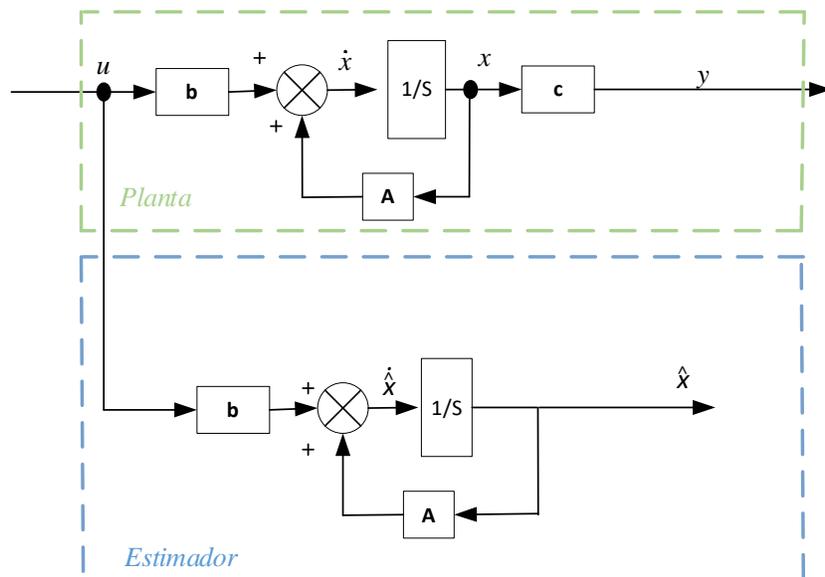


Figura 2.5 Estimador de estados en lazo abierto.

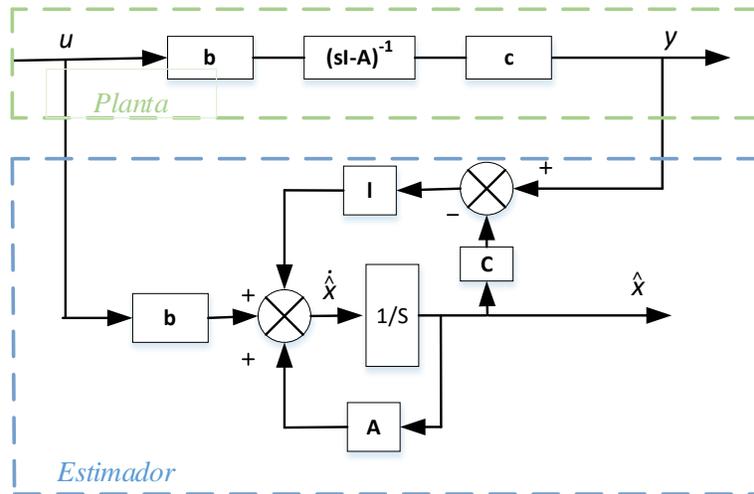


Figura 2.6. Estimador en lazo cerrado.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu + l(y - c\hat{x}) \quad (2.6)$$

Que se puede escribir como

$$\dot{\hat{x}} = (A + lc)\hat{x} + bu + ly \quad (2.7)$$

el cual se muestra en la Figura 2.7. Tiene dos entradas u e y su salida de un estado estimado \hat{x} . Definamos

$$e(t) := x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.8)$$

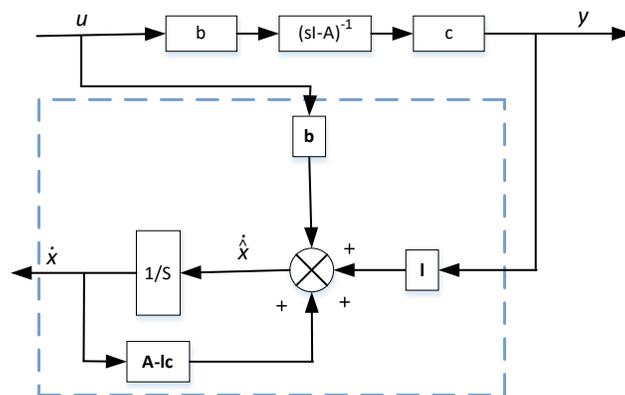


Figura 2.7. Estimador de estado de lazo cerrado.

Es el error entre el estado real y el estado estimado. Derivando e y luego sustituyendo (2.4) y (1.21) en él, se obtiene

$$\begin{aligned}\dot{e} &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} = Az + bu - (A - lc)\hat{x} - bu - l(cx) \\ &= (A - lc)x - (A - lc)\hat{x} = (A - lc)(x - \hat{x})\end{aligned}$$

o

$$\dot{e} = (A - lc)e \quad (2.9)$$

Esta ecuación gobierna el error de estimación. Si todos los valores propios de $(A - lc)$ se pueden asignar arbitrariamente, entonces podemos controlar la velocidad con la cual el error $e(t)$ se acerca a cero o, de manera equivalente, para que el estado estimado se acerque al estado real. Si todos los valores propios de $(A - lc)$ tienen partes reales negativas menores que $-\sigma$, entonces todas las entradas de e se acercarán a cero a tasas más rápidas $e^{-\sigma t}$. Por lo tanto, incluso si hay un gran error entre $\hat{x}(t_0)$ y $x(t_0)$ en el tiempo inicial t_0 , el estado estimado se acercará rápidamente al estado real. Por tanto, no es necesario calcular el estado inicial de la ecuación de estado original. En conclusión, si todos los valores propios de $(A - lc)$ se asignan correctamente, un estimador de lazo cerrado es mucho más deseable que un estimador de lazo abierto [13], [17], [25].

Considere el par (A, c) . Todos los valores propios de $(A - lc)$ pueden asignarse arbitrariamente seleccionando un vector constante real l si y solo si (A, c) es observable [40].

Empleando el teorema de dualidad donde (A, c) es observable si y solo si (A', c') es controlable, donde los valores propios de $(A' - c'k)$ se pueden asignar arbitrariamente, si (A', c') son controlables, seleccionando un vector de ganancia constante k .

Aplicando la transposición de $(A' - c'k)$, se obtiene $(A - k'c)$ obteniendo $l = k'$. En conclusión, el procedimiento para calcular las ganancias de retroalimentación de estado se puede utilizar para calcular la ganancia l en los estimadores de estado mediante el siguiente procedimiento:

1. Seleccionar una matriz estable F arbitraria, con dimensión $n \times n$, la cual no posee valores propios en común con los de la matriz A .

2. Seleccionar un vector l arbitrario, con dimensión $n \times l$ de tal manera que el par (F, l) sea controlable.
3. Definir los valores de T en la ecuación de Lyapunov $TA - FT = lc$. Este T tiene la peculiaridad de ser no singular siguiendo el teorema de dualidad.
4. Entonces la ecuación de estado

$$\dot{z} = Fz + Tbu + ly \quad (2.10)$$

$$\hat{x} = T^{-1}z \quad (2.11)$$

genera una estimación de x [25], [40].

2.4.2 Estimador de estado de orden reducido

Se tiene la siguiente ecuación de estados,

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu \\ y &= cx \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

Considere la ecuación de estado en (2.4). Vemos que y es igual a x_1 , la primera variable de estado. Por lo tanto, es suficiente construir un estimador de estado $(n - 1)$ dimensional para estimar x_i para $i = 2, 3, \dots, n$. Este estimador con la ecuación de salida se puede utilizar para estimar todas las n variables de estado. Este estimador tiene una dimensión menor que (2.4) y se denomina estimador de dimensión reducida.

Los estimadores de dimensión reducida se pueden diseñar mediante transformaciones o resolviendo ecuaciones de Lyapunov. El último enfoque es considerablemente más simple, donde se muestra su procedimiento a continuación:

1. Seleccionar una matriz estable F arbitraria con una dimensión $(n - 1) \times (n - 1)$, este no debe tener valores propios en común con los de la matriz A .
2. Seleccionar un vector l arbitrario, con dimensión $(n - 1) \times 1$ de tal manera que el par (F, l) sea controlable.
3. Definir los valores de T en la ecuación de Lyapunov $TA - FT = lc$. Este T está definido como una matriz de dimensión $(n - 1) \times n$.
4. Luego, la ecuación de estado $(n - 1)$ dimensional

$$\dot{z} = Fz + Tbu + ly \quad (2.12)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} C \\ T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

genera una estimación de x [25], [40].

2.5 Estimador basado en control adaptativo

Los sistemas de control adaptativo ajustan su comportamiento a las cambiantes propiedades del proceso controlado y de las señales que interactúan sobre dicho proceso. Por el contrario, los sistemas de control fijos se caracterizan por la presencia de una ley de control invariable con el tiempo. La Figura 2.8 muestra el diagrama clásico de MRAC.

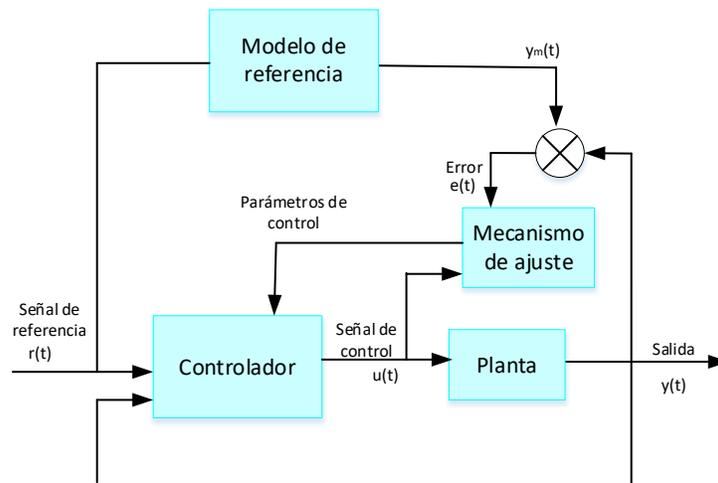


Figura 2.8. Configuración básica de control adaptativo.

El controlador puede ajustarse a través de dos lazos: un lazo de realimentación para la compensación de la planta o el proceso y el otro lazo para ajustar los parámetros del controlador de forma tal que el error $e(t)$ sea lo más pequeño posible, donde $e(t)$ está definido como la diferencia entre la salida de la planta a controlar $y(t)$ y la salida del modelo de referencia $y_m(t)$ [41].

En el diseño de un sistema de control convencional (no adaptativo), los parámetros del controlador son calculados en función de los parámetros conocidos de la planta. En el control adaptativo, los parámetros de la planta son desconocidos, y el objetivo del diseño del controlador es formular una ley de control y una ley de adaptación, de modo que la salida de la planta siga a la referencia asintóticamente, es decir,

que el error $e = y(t) - y_m(t)$ tienda a cero y que esta condición está garantizada. Por lo que, el diseño del controlador adaptativo es más complicado [20], [43].

El diseño de un controlador adaptativo, por lo general, implica los siguientes tres pasos:

- Elegir una ley de control que contenga parámetros variables.
- Elegir una ley de adaptación para el ajuste de los parámetros de la ley de control.
- Analizar la convergencia del sistema de control resultante.

Para diseñar un MRAC se define el modelo de referencia, el controlador y la ley de adaptación. En cuanto al modelo de referencia, sabemos que este especifica el comportamiento en lazo cerrado deseado. Por tanto, el modelo ha de ser tal que el conjunto controlador ajustable-planta pueda reproducir dicho modelo. Es decir, no se puede escoger el comportamiento deseado de lazo cerrado sin pensar si el controlador ajustable es capaz de lograr (para alguna combinación de sus parámetros) dicho comportamiento. Esto impone una serie de requisitos sobre el modelo, principalmente sobre el orden del mismo. No es adecuado escoger un modelo de referencia con una dinámica muy rápida en comparación con la de la planta en lazo abierto. Por supuesto es normal escoger la dinámica de lazo cerrado más rápida que la de lazo abierto, pero no se puede escoger de manera arbitrariamente rápida, ya que ello desembocará en problemas de convergencia en los parámetros del controlador.

Por otra parte, para el controlador primario se puede pensar en casi cualquier estructura de control lineal, incluyendo los populares PI, PID, etc. Se deben cumplir sin embargo varios requisitos, entre ellos que la señal de control debe ser una función lineal de los parámetros. También (suponiéndose fijado el modelo) se debe escoger un controlador ajustable que permita reproducir el modelo.

Finalmente, para la ley de adaptación existen diferentes estrategias en la literatura de las cuales nombraremos el método de hiperestabilidad y la estrategia basada en la teoría de estabilidad de Lyapunov (ambas estrategias aseguran la estabilidad de

lazo cerrado del sistema) y la primera y más popular, el enfoque de sensibilidad o regla del MIT [44], [45].

2.5.1 Método de Lyapunov

Dado el carácter no lineal y variable en el tiempo de los sistemas adaptativos por modelo de referencia MRAC, no son válidos los criterios de estabilidad de sistemas lineales. En [45] se muestra el método directo de Lyapunov.

Para aplicar el método de Lyapunov, se establece que un sistema tiene un punto de equilibrio $x = 0$ asintóticamente estable, si existe una función $V(x)$ que cumple con las siguientes condiciones:

- $V(x)$: Definida positiva para $x \neq 0$ $V(x) > 0$
- $\dot{V}(x)$: Definida negativa $x \neq 0$ $\dot{V}(x) < 0$
- $V(x) \rightarrow \infty$ para $\|x\| \rightarrow \infty$
- $V(0) = 0$

Como la función de Lyapunov es similar a una función de energía, esta debe decrecer con el tiempo. Utilizando este método en el diseño de sistemas adaptativos, se trasladan las especificaciones de estabilidad directamente en la ley de adaptación, siguiendo los pasos:

1. El primer paso es encontrar la ecuación de error, bien en la salida ($y - y_m$) o en las variables de estado ($x - x_m$).
2. Encontrar una función de Lyapunov como una función del error entre las señales y del error en los parámetros ($\varphi = \hat{\theta} - \theta$).

En su forma más simple esta función toma la forma:

$$V = e^T P e + \varphi^T \Gamma^{-1} \varphi \quad (2.14)$$

Donde las matrices P y Γ^{-1} deben ser definidas positivas.

3. Calcular la derivada de la función de Lyapunov. La derivada debe ser definida negativa. Generalmente toma la forma:

$$\dot{V} = -e^T Q e + \text{algunos terminos incluyendo } \varphi \quad (2.15)$$

El primer término garantiza que la derivada es definida negativa, por lo que, haciendo el resto igual a cero se tiene una posible solución. La matriz Q es definida positiva. Las matrices P y Q , para un sistema gobernado por una matriz A , están relacionadas por la ecuación de Lyapunov:

$$-Q = A^T P + P A \quad (2.16)$$

4. Haciendo el término extra igual a cero se obtiene la ley de adaptación, normalmente tiene la forma:

$$\dot{\theta} = -\Gamma \varepsilon \xi \quad (2.17)$$

ε está directamente relacionado con el error e y ξ es una versión modificada del vector de señales [42].

2.5.2 Método de hiperestabilidad

Con este método también se consigue una ley de adaptación estable. Como en el método de Lyapunov, en primer lugar, se formulan las ecuaciones de error. Estas ecuaciones se dividen en una parte lineal invariable con el tiempo y otra no lineal y variable con el tiempo. La primera parte contiene usualmente al modelo de referencia y su salida es la señal de error que es utilizada para la ley de adaptación. La segunda parte contiene la ley de adaptación y su salida negada es la entrada a la parte lineal [44], [45].

La teoría de hiperestabilidad garantiza la estabilidad asintótica si ambas partes (lineal y no lineal), satisfacen las condiciones de pasividad:

1. La parte lineal (llámese $G(s)$), debe ser estrictamente positiva. Ello significa que:
 - a) $G(s)$ debe ser real si s es real.
 - b) los polos de $G(s)$ deben tener parte real negativa, y
 - c) la parte real de $G(j\omega)$ de ser mayor que cero para $-\infty < \omega < \infty$.
2. La parte no lineal debe cumplir la siguiente desigualdad

$$\int_0^T v^T \omega dt \geq -\gamma^2; \forall t > 0 \quad v \quad (2.18)$$

Siendo v el vector de entrada y ω el vector de salida de la parte no lineal, y una constante finita positiva que no depende de t .

2.5.3 Enfoque de sensibilidad o regla del MIT

El mecanismo de ajuste de los parámetros se denomina “regla MIT” [42], [43]. Para esto se busca minimizar la función de costo $J(\theta)$ expresada como el error cuadrático medio:

$$J(\theta) = \frac{1}{2}e^2 = \frac{1}{2}(y - y_m)^2 \quad (2.19)$$

Donde e es el error definido como $(y - y_m)$, el índice J se evalúa sobre el periodo T fijo, en el cual los parámetros permanecen constantes y θ representa los parámetros del controlador. Existen diferentes formas de ajustar los parámetros de forma tal que se minimice J . Una manera de hacerlo es por el método descendente del gradiente donde el cambio en los parámetros $d\theta/dt$ se realiza en la dirección del gradiente negativo de J , esto es:

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (2.20)$$

donde γ , o ganancia de adaptación, determina la velocidad de adaptación del controlador y $\partial e/\partial \theta$ es la sensibilidad derivativa, es decir, la sensibilidad del error con respecto a los parámetros θ .

CAPÍTULO III
ESTIMACIÓN DE LOS ESTADOS INTERNOS DE UNA
BATERÍA

El modelo de batería que se propone usar en esta tesis está basado en un circuito Thévenin [25], [48]. Este modelo tiene como variables de estado el estado de carga de la batería y el voltaje de una red RC que modela el proceso de difusión de voltaje en una batería. En este capítulo se describe el sistema para la estimación de estados, que consiste de la batería conectada a un convertidor CD-CD reductor de voltaje. Se presenta el modelo promedio y se proponen los parámetros de sus componentes para evaluar mediante simulación numérica el modelo de circuito eléctrico de una batería y el modelo promedio del convertidor.

Con el modelo de la batería propuesto se realizará el cálculo del estimador de orden reducido, el estimado de orden completo y el estimador basado en control adaptativo el cual se mostrará en este capítulo.

3.1 Sistema para estimación de estados

El modelo de batería está basado en un circuito Thévenin [25], [48] y el elemento principal es una fuente de voltaje v_{oc} que simula el voltaje de circuito abierto y depende del estado de carga (SOC). En la Figura 3.1 se muestra el modelo eléctrico de la batería.

Este modelo representa a las baterías, consta de una resistencia en serie R_0 que determina la resistencia interna de la batería (contempla las pérdidas en el electrolito y en los circuitos conductores), un arreglo paralelo de un capacitor C y una resistencia R que modelan la convergencia lenta de las variables del sistema durante los procesos de carga y descarga. El voltaje v_{oc} representa el voltaje de la batería en circuito abierto el cual está determinado por el voltaje que existe en el capacitor Q_R , es decir el estado de carga de la batería. El voltaje entre las terminales de la batería V_b y la corriente de la batería i_b se muestran en la Figura 3.1.

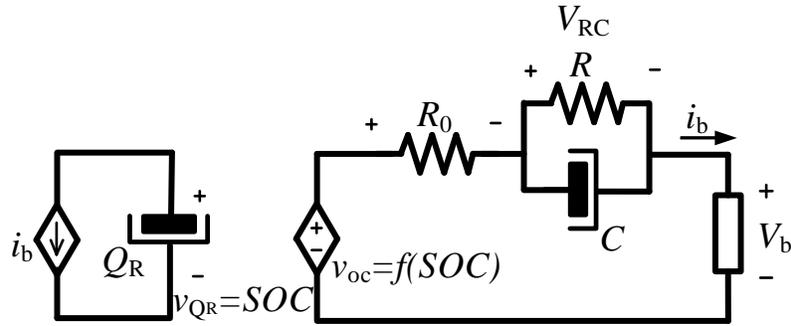


Figura 3.1. Modelo eléctrico de la batería.

3.1.1 Modelo del circuito eléctrico equivalente de la batería

En esta subsección se presenta el modelo de espacio de estado del modelo eléctrico de la Figura 3.1. En la Figura 3.2 y 3.3 se muestran secciones del modelo eléctrico de la batería.

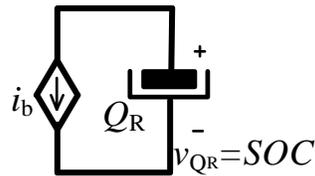


Figura 3.2. Primera parte del modelo eléctrico de la batería.

Se definen los estados del sistema como $x_1 = SOC$, $x_2 = V_{RC}$, la salida y la entrada como $y = V_b$ y $u = i_b$. Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff al circuito eléctrico en la Figura 3.2 tenemos,

$$i_b = -i_{Q_R}$$

$$i_b = -Q_R \left(\frac{dv_{Q_R}}{dt} \right) = -Q_R(\dot{x}_1)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{Q_R} i_b \quad (3.1)$$

En la Figura 3.3 se muestra la segunda parte del modelo eléctrico de la batería.

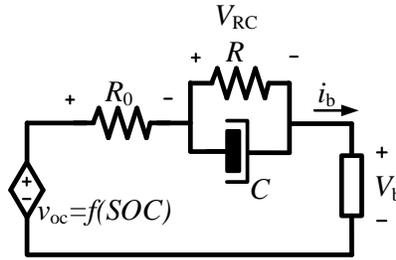


Figura 3.3. Segunda parte del modelo eléctrico de la batería.

Aplicando la ley de corrientes de Kirchoff al modelo eléctrico de la Figura 3.3 tenemos,

$$i_b = i_C + i_R$$

$$i_b = \frac{V_{RC}}{R} + C\dot{x}_2$$

$$-\frac{V_{RC}}{R} + i_b = C\dot{x}_2$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC}V_{RC} + \frac{1}{C}i_b \quad (3.2)$$

La ecuación (3.3) determina el voltaje del circuito abierto en función del estado de carga

$$v_{OC} = f(SoC) = \beta_0 + \beta_1 x_1 \quad (3.3)$$

Donde β_0 y β_1 son valores numéricos representativos de la primera y segunda derivada del voltaje del circuito abierto frente al estado de carga y son parámetros de la batería.

Aplicando la ley de voltajes de Kirchoff al circuito de la Figura 3.3 se obtiene,

$$V_b = -R_0 i_b - V_{RC} + v_{OC} \quad (3.4)$$

Considerando (3.1)-(3.4), el modelado en espacio de estados se puede escribir como,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/Q_R \\ 1/C \end{bmatrix} u \\ y &= [\beta_1 \quad -1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - R_0 u + \beta_0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

En estas ecuaciones, el *SOC* de la batería y el voltaje a través de la rama paralela RC son las variables de estado del sistema. Suponemos que la corriente (i_b) y el voltaje (v_b) de la batería son los únicos dos valores accesibles del modelo (3.5). Para obtener el *SOC* estimado como uno de los estados, es necesario identificar los parámetros del sistema.

3.1.2 Modelado de un sistema de convertidor CD-CD y batería

En la propuesta de estimación de estados se considera que una batería está conectada a un convertidor CD-CD empleado como carga para someter a la batería a condiciones de prueba en aplicaciones cotidianas. Estos convertidores adecuan un voltaje de CD de entrada en otro voltaje CD de salida de mayor o menor amplitud.

Los convertidores de CD-CD están compuestos por elementos pasivos y elementos de conmutación. Son de tamaño reducido y operan mediante la conmutación entre dos o más circuitos equivalentes.

Su amplia área de aplicaciones en sistemas eléctricos parte desde sistemas electrónicos casi de cualquier tipo como fuente de potencia, etapa previa de acondicionamiento de potencia en sistemas de energía eléctrica en paneles fotovoltaicos, en sistemas eólicos, en control de motores CD-CD o también para buscar el máximo punto de transferencia de potencia en paneles fotovoltaicos. La obtención de estos circuitos equivalentes es mediante una apropiada acción de conmutación, que usualmente se lleva a cabo mediante modulación de ancho de pulso o bien mediante un control [49]. Se usa en muchos sistemas eléctricos que necesitan reducir el voltaje de CD y puede estar dentro de sistemas de energía renovable e incluso en sistemas de vehículos eléctricos [50].

La elección del modelo del convertidor CD-CD que se empleará como carga en el modelo de la batería es de un convertidor con una relación de conversión extendida.

No obstante, puede ser empleado cualquier otro tipo de convertidor como carga eléctrica de la batería [50].

El convertidor propuesto tiene como característica principal lograr una mayor reducción del voltaje a la salida comparado con el convertidor reductor convencional.

Este convertidor es un reductor de voltaje con una relación de conversión extendida [50]-[53], el cual se muestra en la Figura 3.4.

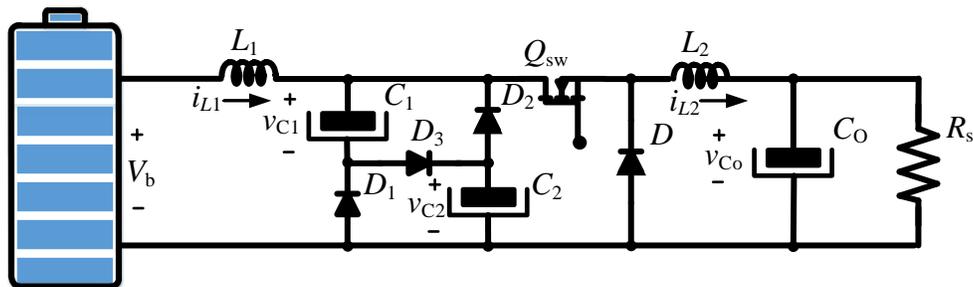


Figura 3.4. Diagrama eléctrico del convertidor reductor considerado.

En la Figura 3.5 se muestran las formas de onda de corriente y de voltaje del convertidor reductor con una relación de conversión extendida. Las primeras cuatro formas de onda, $V_{Q_{sw}}$, V_D , V_{C_0} y I_{L_2} corresponden al voltaje del interruptor Q_{sw} , voltaje del diodo, voltaje del capacitor C_2 y corriente del inductor L_2 y corresponden a las formas de onda de un convertidor reductor convencional. Además se tienen las formas de onda de I_{L_1} , V_{C_1} y V_{C_2} correspondientes a la red añadida en la entrada [45].

La forma de onda de los capacitores de entrada es triangular debido a que esta red añadida en ningún intervalo de tiempo se desconecta. Cuando Q_{sw} está activado los capacitores de la entrada se cargan y se descargan cuando Q_{sw} está desactivado.

Considerando p_1 como la corriente promedio a través del inductor L_1 , p_2 la corriente promedio a través del inductor L_2 , p_3 es el voltaje promedio de C_1 , p_4 el voltaje promedio del capacitor C_2 y p_5 es el voltaje promedio de C_0 , el modelo promedio se puede expresar por,

$$Q\dot{x} = A_1p + kB_1p + A_o \quad (3.6)$$

Las matrices constantes en (3.6) están definidas por

$$Q = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_0 \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_s} \end{bmatrix}$$

$$, B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_0 = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Para un ciclo de trabajo fijo k^* , la variable de estado estacionario $p^* = [I_{L_1}, I_{L_2}, V_{C_1}, V_{C_2}, V_{C_0}]^T$ se define como se muestra en (3.8).

$$I_{L_1} = \frac{V_s}{R_s} \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right)^2; I_{L_2} = \frac{V_s}{R_s} \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right); V_{C_1} = \frac{V_s}{2-k}; V_{C_2} = \frac{V_s}{2-k}; V_{C_0} = \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right) V_s \quad (3.8)$$

El modelo promedio se puede reducir a cuatro variables de estado, tomando en cuenta que los capacitores en la entrada tienen el mismo valor de capacitancia y las variables de estado se definen como, p_1 como la corriente promedio a través del inductor L_1 , p_2 la corriente promedio a través del inductor L_2 , p_3 es el voltaje promedio de C , donde C es la suma de los voltajes promedios de C_1 y C_2 , p_4 el voltaje promedio del capacitor C_0 . El modelo promedio se puede expresar por (3.6), las matrices Q , A_1 , B_1 y A_0 están definidas por,

Para un ciclo de trabajo fijo k^* , la variable de estado estacionario $p^* = [I_{L_1}, I_{L_2}, V_C, V_{C_0}]^T$ se define como se muestra en (3.10).

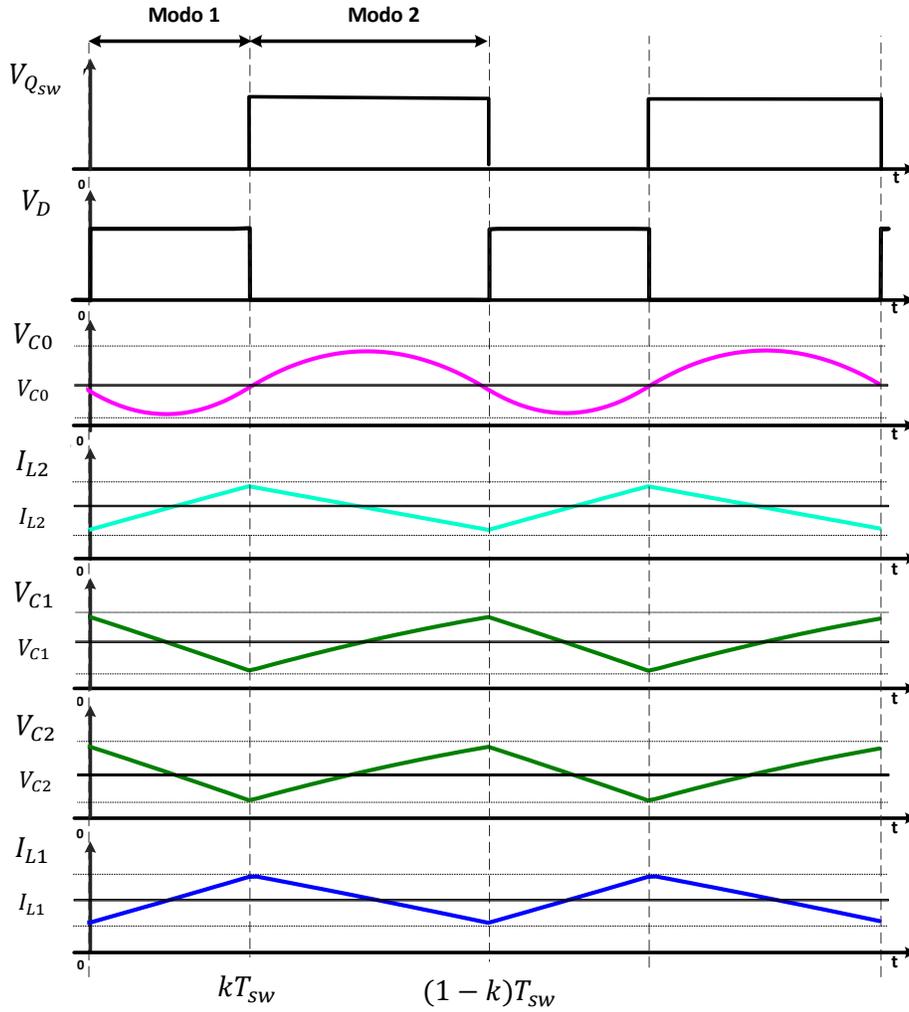


Figura 3.5. Formas de onda de corriente y voltaje en estado estacionario en un periodo de conmutación.

$$Q = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_0 \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R_s} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$I_{L1} = \frac{V_s}{R_s} \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right)^2; I_{L2} = \frac{V_s}{R_s} \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right); V_c = \left(\frac{2}{2-k^*} \right) V_s; V_{C_o} = \left(\frac{k^*}{2-k^*} \right) V_s \quad (3.10)$$

De (3.8) se obtienen las ecuaciones para la representación del modelo promedio del convertidor, expresadas como

$$\dot{p}_1 = -\frac{1}{L_1} p_3 + \frac{k}{2L_1} p_3 + \frac{V_s}{L_1} \quad (3.11)$$

$$\dot{p}_2 = \frac{k}{2L_2} p_3 - \frac{1}{L_2} p_4 \quad (3.12)$$

$$\dot{p}_3 = \frac{2-k}{C} p_1 - \frac{k}{C} p_2 \quad (3.13)$$

$$\dot{p}_4 = \frac{1}{C_o} p_2 - \frac{1}{C_o R_s} p_4 \quad (3.14)$$

La Figura 3.6 muestra el modelo promedio del convertidor usando los bloques de ganancias constantes, sumadores, integradores y bloques de productos.

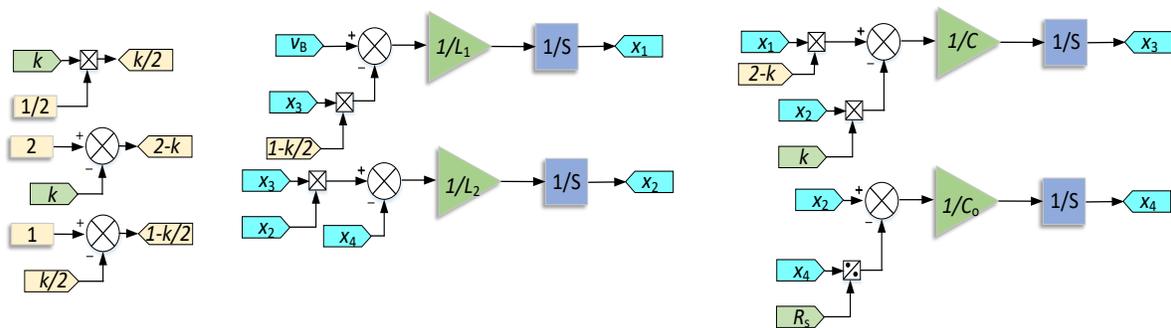


Figura 3.6. Diagrama de bloques del modelo promedio del convertidor.

3.1.2.1 Simulación numérica del modelo eléctrico y del modelo promedio del convertidor.

En esta subsección se presentan simulaciones numéricas para comparar el desempeño del modelo del circuito eléctrico de la Figura 3.4 y el modelo promediado de la Figura 3.6. En la Tabla 3.1 se muestran los parámetros usados para el modelo eléctrico y modelo promedio del convertidor.

Se define un ciclo de trabajo $k = 0.7$ y sustituyendo en (3.8) obtenemos las variables de estado estacionario. Las corrientes en cada uno de los inductores son $I_{L_1} = 1.43A$ y $I_{L_2} = 2.66A$. El voltaje en los dos capacitores de entrada $V_C = V_{C_1} + V_{C_2} =$

12.92V y el voltaje del capacitor de salida $V_{C_o} = 4.52V$. La potencia del convertidor está definida por la resistencia de salida la cual está definida como

$$P_o = \frac{v_{C_o}^2}{R_s} = \frac{4.52^2}{1.7} = 12W \quad (3.15)$$

Tabla 3.1. Propuesta de parámetros del convertidor CD-CD

Variables	Valores
Frecuencia de conmutación f_s	20kHz
Voltaje de entrada V_b	8.4V
Inductor L_1	3.54mH
Inductor L_2	2.41mH
Capacitor entrada C	33 μ F
Capacitor salida C_o	40 μ F
Carga resistiva R_s	1.7 Ω

La Figura 3.7 muestra la corriente del inductor L_1 . Se puede observar la respuesta transitoria en un periodo de tiempo de 0s a 45ms y la respuesta en estado estacionario en un periodo de tiempo de 0.495s a 0.5s.

Se observa una corriente promedio de estado estacionario en el modelo eléctrico de $I_{L_1} = 1.4286A$ y en el modelo promedio de $I_{L_1} = 1.4287A$ cuando $k = 0.7$.

La Figura 3.8 muestra la forma de onda de corriente del inductor L_2 . Se puede observar la respuesta transitoria en un periodo de tiempo de 0s a 45ms y la respuesta en estado estacionario en un periodo de tiempo de 0.495s a 0.5s.

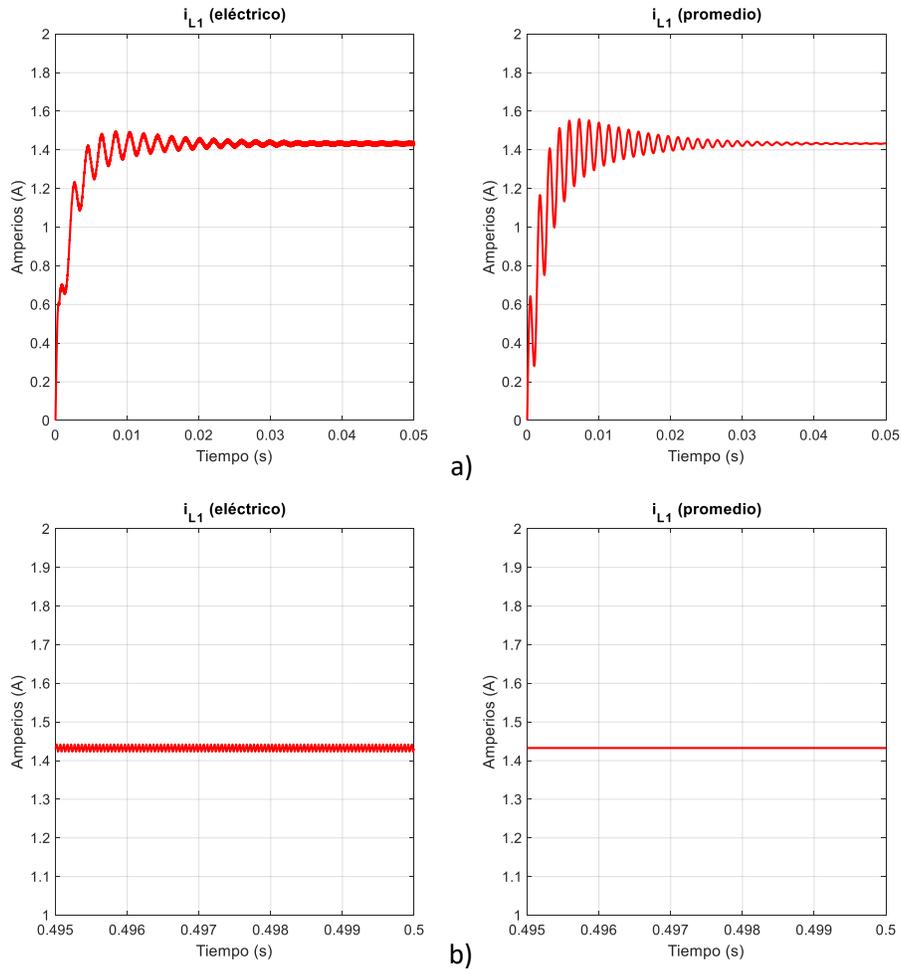


Figura 3.7. a) Respuesta transitoria de la corriente del inductor L_1 del modelo eléctrico y del modelo promedio, b) Respuesta en estado estacionario de la corriente del inductor L_1 del modelo eléctrico y del modelo promedio.

Se observa una corriente promedio de estado estacionario en el modelo eléctrico de $I_{L_2} = 2.65282A$ y en el modelo promedio de $I_{L_2} = 2.6529A$ cuando $k = 0.7$.

La Figura 3.9 muestra el voltaje en los capacitores que forman la red de entrada $V_{c_1} = V_{c_2}$. Se puede observar la respuesta transitoria en un periodo de tiempo de 0s a 45ms y la respuesta en estado estacionario en un periodo de tiempo de 0.495s a 0.5s.

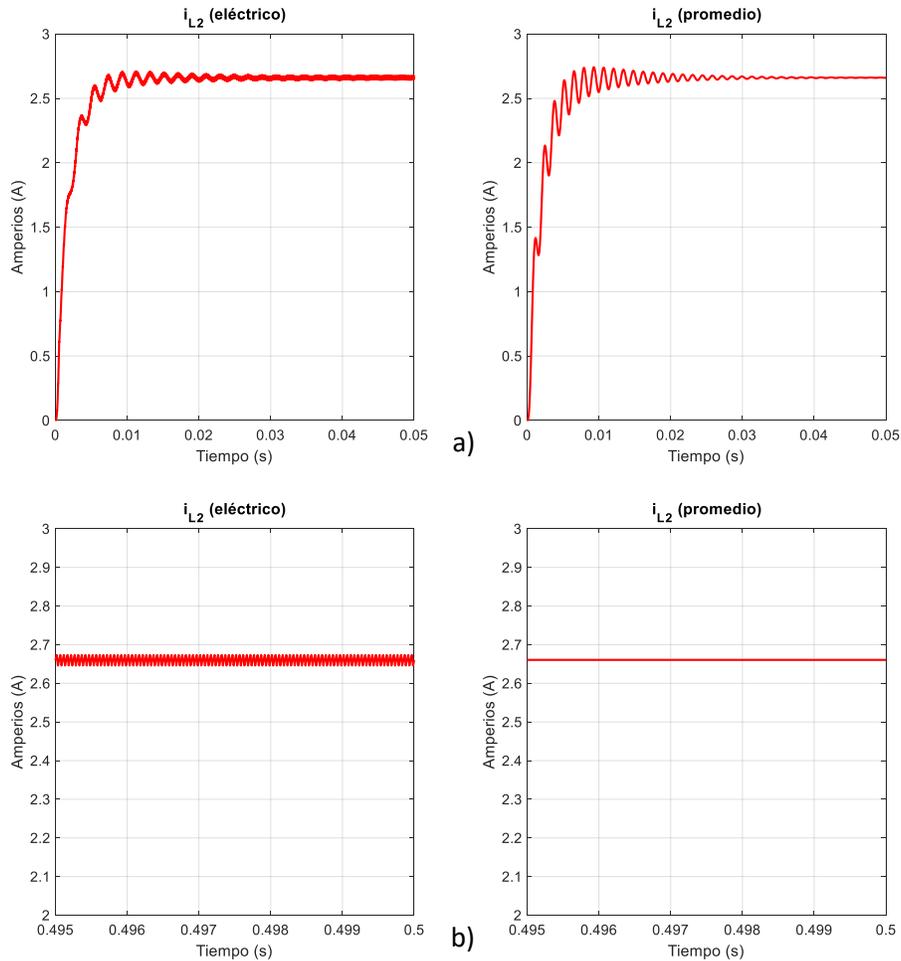


Figura 3.8. a) Respuesta transitoria de la corriente del inductor L_2 del modelo eléctrico y del modelo promedio, b) Respuesta en estado estacionario de la corriente del inductor L_2 del modelo eléctrico y del modelo promedio.

Se observa una voltaje promedio en el modelo eléctrico de $V_{c_1} = 6.4572V$ y en el modelo promedio de $V_{c_1} = 6.4614V$ cuando $k = 0.7$.

La Figura 3.10 muestra el voltaje de salida V_{c_o} . Se puede observar la respuesta transitoria en un periodo de tiempo de 0s a 45ms y la respuesta en estado estacionario en un periodo de tiempo de 0.495s a 0.5s.

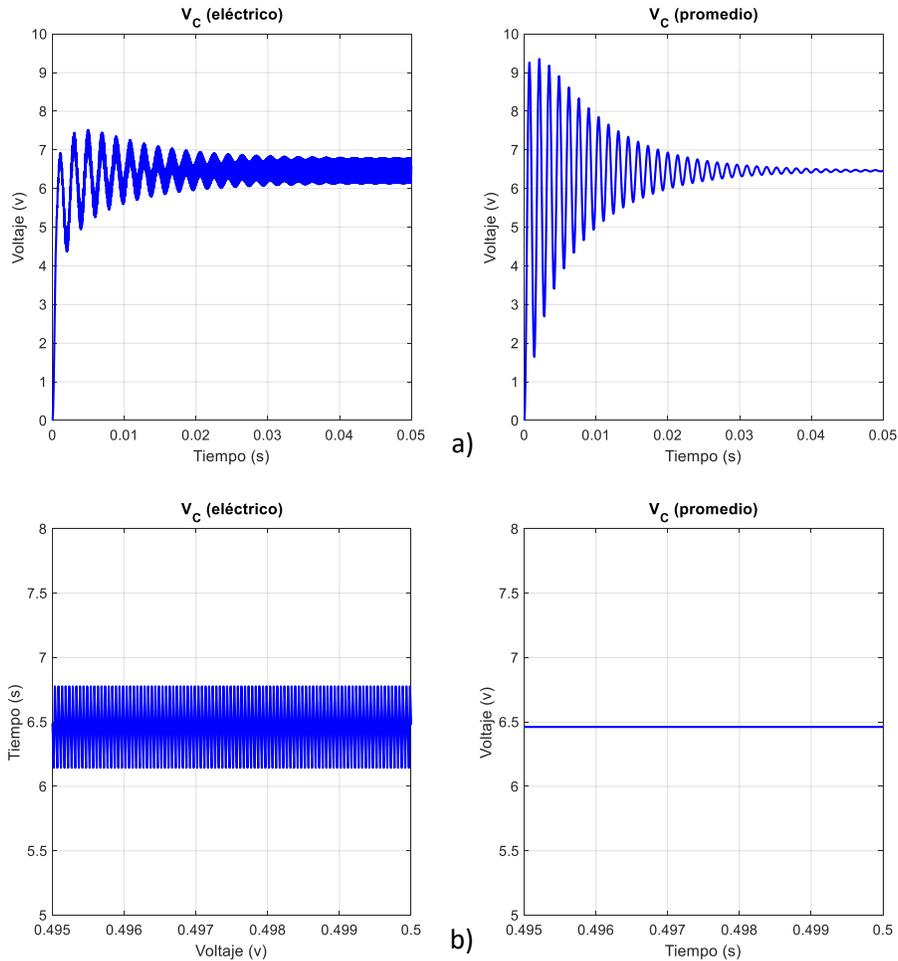


Figura 3.9. a) Respuesta transitoria del voltaje en capacitor de entrada $v_{C_1} = v_{C_2}$ del modelo promedio y del modelo eléctrico, b) Respuesta en estado estacionario del voltaje en capacitor de entrada $v_{C_1} = v_{C_2}$ del modelo promedio y del modelo eléctrico.

El voltaje promedio de salida del modelo eléctrico es $V_{C_o} = 4.5094V$ y el voltaje de salida del modelo promedio es $V_{C_o} = 4.5097V$ cuando $k = 0.45$. El modelo promedio presenta menos perturbaciones que el modelo eléctrico debido a que no contempla pérdidas a comparación al modelo eléctrico.

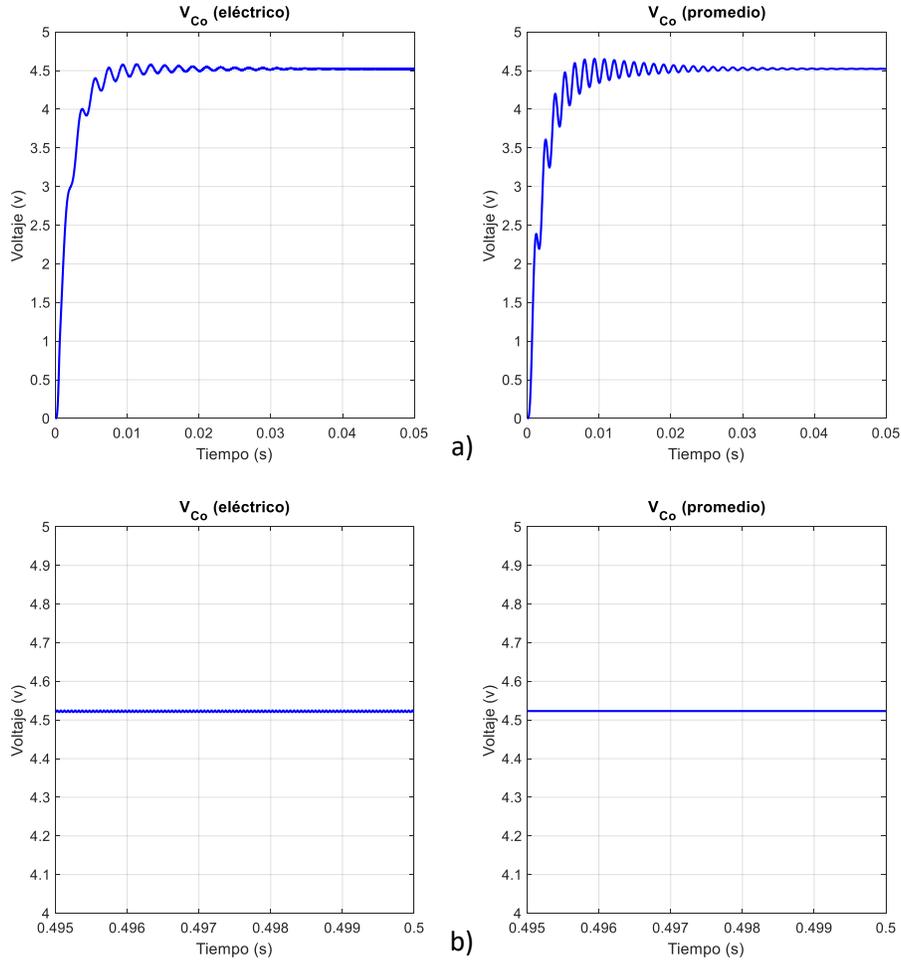


Figura 3.10. a) Respuesta transitoria del voltaje en capacitor de salida v_{c_o} del modelo promedio y del modelo eléctrico, b) Respuesta en estado estacionario del voltaje en capacitor de salida v_{c_o} del modelo promedio y del modelo eléctrico.

3.2 Estimador de orden reducido

Los estimadores de dimensión reducida se pueden diseñar mediante transformaciones o resolviendo ecuaciones de Lyapunov. El último enfoque es considerablemente más simple y se presenta a continuación [40].

El modelo en espacio de estados de la batería se representa como

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/Q_R \\ 1/C \end{bmatrix} u \\ y &= [\beta_1 \quad -1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - R_0 u + \beta_0 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Al calcular el estimador de orden reducido se requiere calcular la ecuación (3.25) y (3.26)

$$\dot{z} = fz + Tbu + ly \quad (3.25)$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} c \\ T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Donde (f, l) es controlable y

$$e = [l]_{1 \times 1} \quad (3.27)$$

Entonces la variable escalar f es seleccionada arbitrariamente, de manera que no tenga valores propios en común con la matriz A . Tenemos que

$$f = -\frac{a}{RC} \quad (3.28)$$

Considerando que $l = 1$, a debe de ser $a > 1$. Ahora de la ecuación de Lyapunov

$$TA - fT = lc \quad (3.29)$$

Donde T es de dimensión 1×2 , sustituyendo

$$\begin{aligned} [t_1 \quad t_2] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \left(-\frac{a}{RC}\right) [t_1 \quad t_2] &= [\beta_1 \quad -1] \\ \begin{bmatrix} 0 & -\frac{t_2}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{at_1}{RC} & \frac{at_2}{RC} \end{bmatrix} &= [\beta_1 \quad -1] \\ \begin{bmatrix} \frac{at_1}{RC} & \frac{at_2}{RC} - \frac{t_2}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{at_1}{RC} & \frac{(a-1)t_2}{RC} \end{bmatrix} &= [\beta_1 \quad -1] \end{aligned} \quad (3.30)$$

Se definen como

$$\frac{at_1}{RC} = \beta_1, -\frac{(a-1)t_2}{RC} = 1 \quad (3.31)$$

Entonces la matriz T se puede expresar como

$$T = \begin{bmatrix} \frac{\beta_1 RC}{a} & -\frac{RC}{(a-1)} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Tomando en cuenta que $a > 1$. Definimos $a = 2$

Tb se define como

$$Tb = \left[\left(-\frac{\beta_1 RC}{Q_R a} \right) - \left(\frac{RC}{(a-1)C} \right) \right] \quad (3.33)$$

Entonces \hat{x} se obtiene como

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} c \\ T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Desarrollando

$$\begin{bmatrix} b_1 & -1 \\ t_1 & t_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Su determinante

$$\det \begin{pmatrix} b_1 & -1 \\ t_1 & t_2 \end{pmatrix} = b_1 t_2 + t_1$$

$$\begin{bmatrix} t_2 & 1 \\ -t_1 & b_1 \end{bmatrix}$$

$$\frac{1}{b_1 t_2 + t_1} \begin{bmatrix} t_2 & 1 \\ -t_1 & b_1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

La propuesta del estimador de estado de orden reducido se muestra en la Figura 3.11.

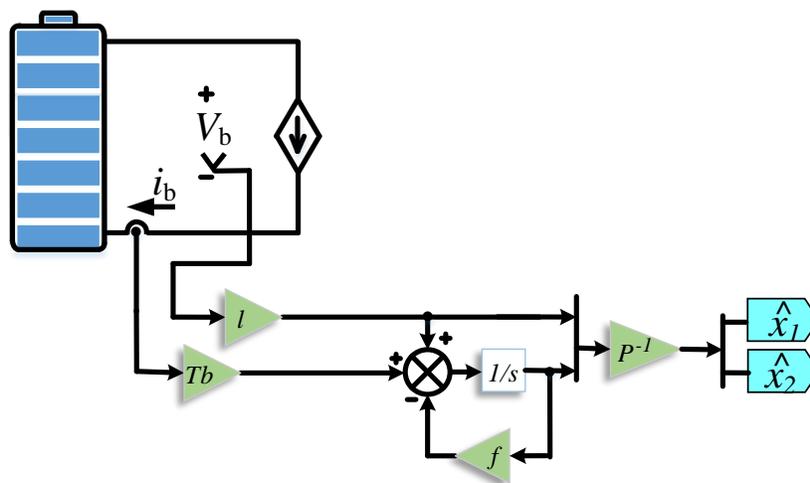


Figura 3.11. Diagrama de bloques del estimador de estado de orden reducido basado en el modelo de la batería.

Donde P^{-1} representa la transformada matricial $[c; T]^{-1}$. De igual manera que el estimador de orden completo, el estado \hat{x}_1 modela el estado de carga el cual es característico del capacitor Q_r y el estado \hat{x}_2 modela el voltaje de la red RC estimado.

3.3 Estimador de orden completo

El diagrama de bloques del estimador se muestra en la Figura 3.12. Tiene dos entradas u , que representan la corriente de la batería y y que es el voltaje de la batería.

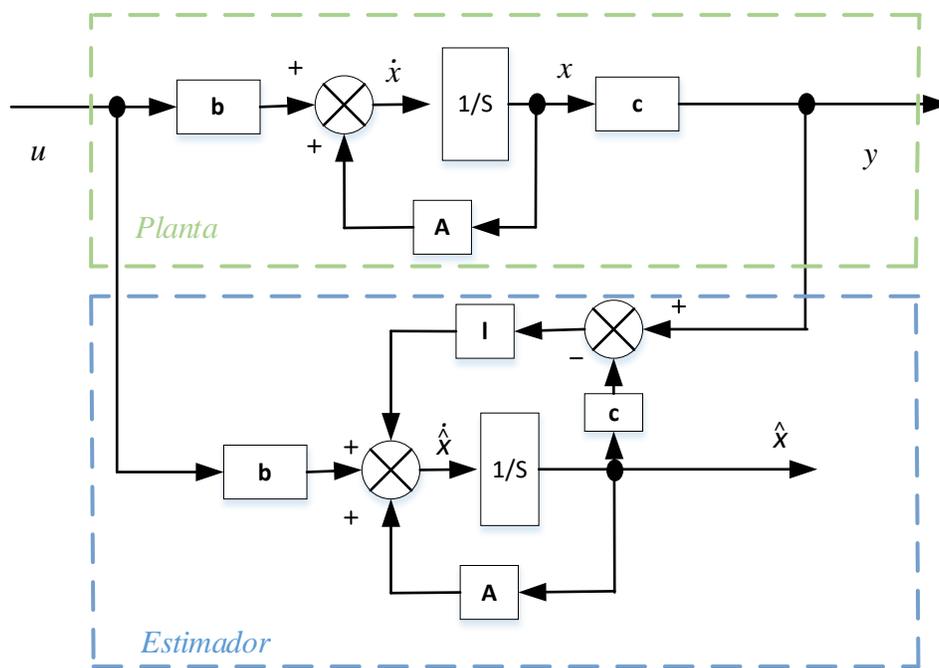


Figura 3.12. Diagrama del estimador de estados.

La planta representa el modelo de circuito eléctrico equivalente de la batería donde se supone que las únicas variables disponibles son u y y . Sin embargo el estado x no está disponible para poder medir. Para poder estimar x se debe hacer a partir de u e y con el conocimiento de A , b , c .

El estimador está diseñado duplicando el sistema original y está regido por

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + bu + l(y - c\hat{x}) \quad (3.16)$$

Aplicando (3.16) para el diseño del estimador de orden completo aplicado al modelo de la batería se obtiene como resultado.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + bu + l(y - (c\hat{x} + du + \beta_0)) \quad (3.17)$$

Desarrollando (3.17)

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{Q_R} \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \left(y - \left([\beta_1 \quad -1] \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} - R_0 u + \beta_0 \right) \right) \quad (3.18)$$

De (3.18) se obtiene las ecuaciones para la representación de modelo promedio del estimador de orden completo, expresado como

$$\dot{\hat{x}}_1 = -\left(\frac{1}{Q_r}\right)u + l_1(y - \widehat{V}_b) \quad (3.19)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = -\left(\frac{1}{RC}\right)\hat{x}_2 + \frac{1}{C}u + l_2(y - \widehat{V}_b) \quad (3.20)$$

$$\dot{\widehat{V}}_b = \beta_1\hat{x}_1 - \hat{x}_2 - R_0u + \beta_0 \quad (3.21)$$

Se tienen dos entradas u e y , corriente de la batería y voltaje de la batería, respectivamente, y la salida es el estado estimado \widehat{V}_b . Donde se tiene una ganancia l de ganancia constante de dimensión 2×1 .

El error de estimación es la diferencia entre el estado y el estado estimado

$$\dot{e} = (A - lc)e \quad (3.22)$$

Esta ecuación gobierna el error de estimación, donde asignando los valores propios de $(A - lc)$ podemos controlar la velocidad con la que $e(t)$ se acerca a cero o el estado estimado se aproxime al estado actual.

La propuesta del estimador de estados se muestra en la Figura 3.13 con el conocimiento de los valores matriciales A, b, c .

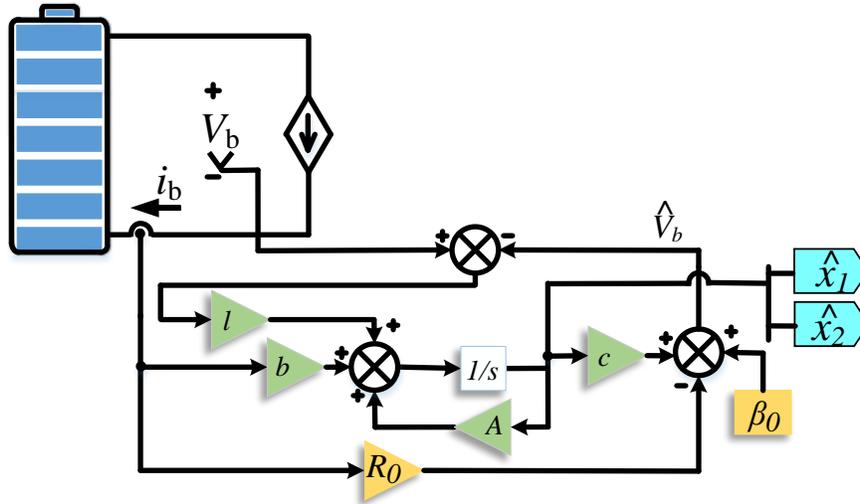


Figura 3.13. Diagrama de bloques del estimador de estado de orden completo basado en el modelo de la batería.

Los valores matriciales se representan como

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} -1/Q_R \\ 1/C \end{bmatrix}, c = [\beta_1 \quad -1] \quad (3.23)$$

La ganancia l se obtiene de la ecuación del error de estimación, donde su valor se asigna arbitrariamente pero con el requerimiento de ser un término de corrección en el estimador.

El estado \hat{x}_1 modela el estado de carga el cual es característico del capacitor Q_r y el estado \hat{x}_2 modela el voltaje de la red RC estimado.

3.4 Estimador basado en control adaptativo

Se define $SOC = x_1$, $V_{RC} = x_2$, $V_b = y$ y $i_b = u$. Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff y la ley de voltajes de Kirchhoff al circuito eléctrico, de la Figura 3.1 se determinaron las siguientes ecuaciones que modelan el modelo de la batería.

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{Q_R} i_b \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC} V_{RC} + \frac{1}{C} i_b \quad (3.2)$$

$$V_b = -R_0 i_b - V_{RC} + \beta_0 + \beta_1 x_1 \quad (3.4)$$

Considerando (3.1)-(3.4) para el modelado en espacio de estados se reduce en las siguientes ecuaciones

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{Q_R}u \quad (3.37)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{RC}x_2 + \frac{1}{C}u \quad (3.38)$$

$$y = \beta_1 x_1 - x_2 - R_o u + \beta_0 \quad (3.39)$$

Mediante el modelo de la batería se diseñó el estimador basado en modelo de referencia [45]. Con base en la dinámica de voltaje de la red RC y el voltaje de estado de carga se implementa un sistema cuyas variables de estado \hat{x}_1 , \hat{x}_2 y \hat{y} asintóticamente convergen a los valores de x_1 , x_2 y y , respectivamente. Este estimador se puede expresar como

$$\dot{\hat{x}}_1 = \lambda_1(e)y \quad (3.38)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = -\frac{1}{RC}\hat{x}_2 + \frac{1}{C}u - \lambda_2(e) \quad (3.39)$$

$$\dot{\hat{y}} = f - \hat{x}_2 - R_o u \quad (3.40)$$

La variable e es el error de estimación y está definido como

$$e = \hat{y} - y \quad (3.41)$$

y la variable f está definida como

$$f = \beta_1 \hat{x}_1 + \beta_0 \quad (3.42)$$

donde λ_1 y λ_2 son ganancias con valores estrictamente positivos que modifican la tasa de rapidez de la estimación. Un diagrama a bloques del estimador basado en modelo de referencia se muestra en la Figura 3.14. Si el voltaje de salida y es persistentemente excitado entonces la convergencia asintótica de x_1 y x_2 al valor de \hat{x}_1 y \hat{x}_2 del modelo de la batería se asegura [43].

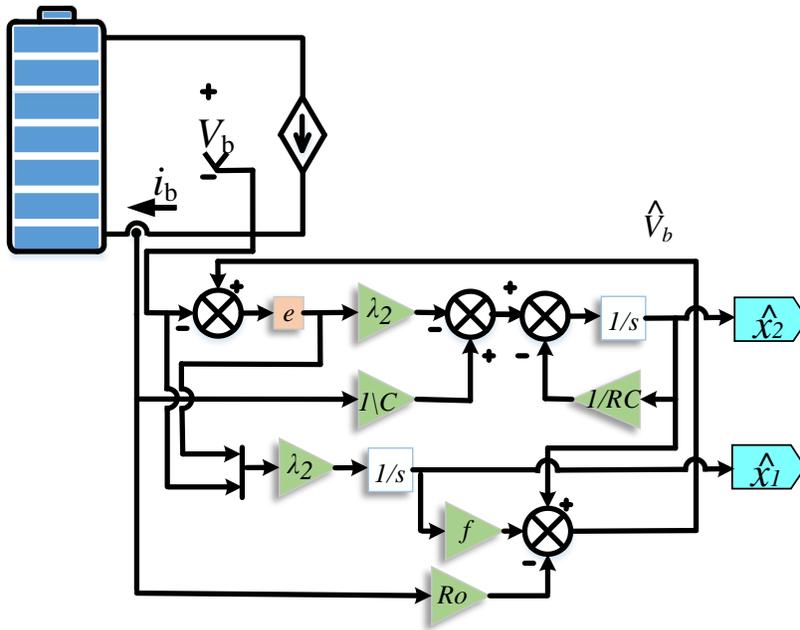


Figura 3.14. Diagrama del estimador basado en control adaptativo.

CAPÍTULO IV
RESULTADOS DE SIMULACIÓN

4.1 Configuración de estimación completa con una conversión de relación extendida

El esquema de estimación que se muestra en la Figura 4.1 se basa en la medición de la corriente y el voltaje de la batería mientras suministra un voltaje de CD regulado a una carga dedicada a través de un convertidor reductor.

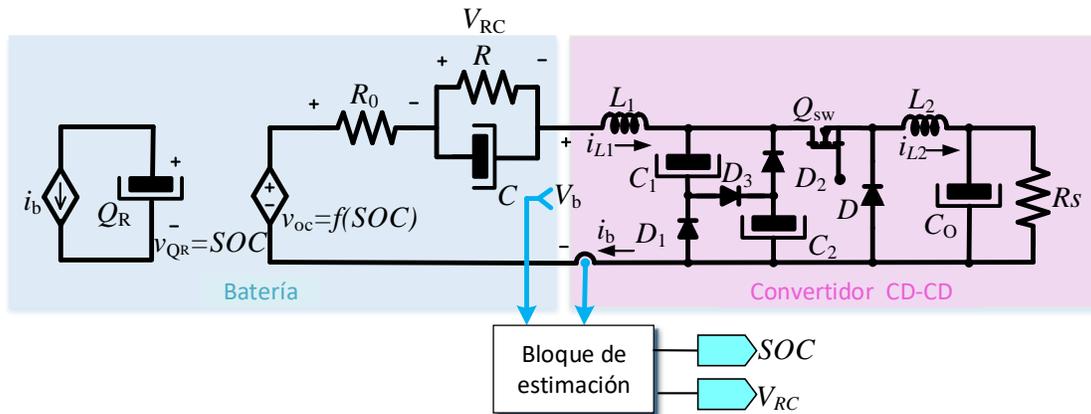


Figura 4.1. Diagrama de la configuración de estimación completa con una conversión de relación extendida.

La Figura 4.1 muestra el diagrama eléctrico que conforman el modelo de la batería con el convertidor de una relación de conversión extendida. Los valores empleados para la caracterización de la batería se muestran en la Tabla 4.1, el cual son los parámetros de la batería de la marca SMART con número de parte SPMX33007C3.

Tabla 4.1. Parámetros del modelo de la batería.

Variables	Valores
Q_R	1678F
R_0	0.1718 Ω
R	0.067 Ω
C	0.082F
β_0	7.606
β_1	1.785

4.2 Estimador de orden reducido

Empleando los valores mostrados en la Tabla 4.1, se procede a simular el estimador de orden reducido mediante el software Simulink en MATLAB además de la Figura 4.1 y 4.2.

La Figura 4.1 muestra el circuito eléctrico del modelo de la batería conectado al convertidor CD-CD y la Figura 4.2 muestra el diagrama de bloques empleado para la estimación de orden reducido.

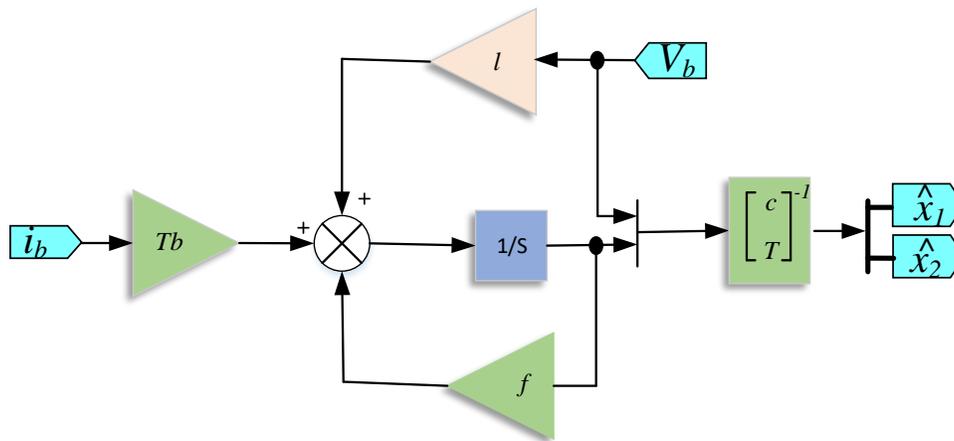


Figura 4.2. Estimador de orden reducido simulado aplicado al modelo de la batería.

4.2.1 Respuesta transitoria del estimador de orden reducido

Mediante el análisis matemático del estimador de orden reducido mostrado en el Capítulo 3 se presentan los siguientes resultados de simulación considerando que $l = 1$ y $a > 1$. En la Figura 4.3 se muestra la evolución temporal del voltaje de la batería en condiciones de descarga.

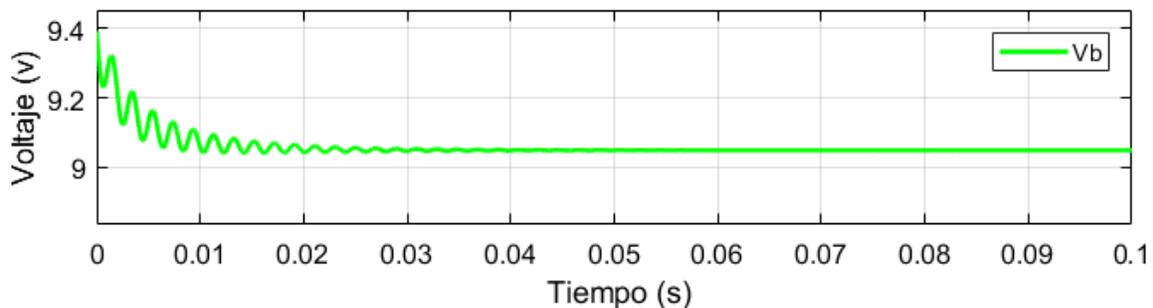


Figura 4.3. Evolución temporal del voltaje de la batería (V_b).

El voltaje de la batería mostrada en la Figura 4.3 se muestra en condiciones de descarga, donde tiene un inicio de voltaje de 9.4V aproximadamente y conforme pasa el tiempo el voltaje va disminuye. La Figura 4.4 se observa el estado de carga real y el estado de carga estimado en condiciones de descarga mediante el estimador de orden reducido del modelo de la batería con una ganancia de $\alpha = 2$.

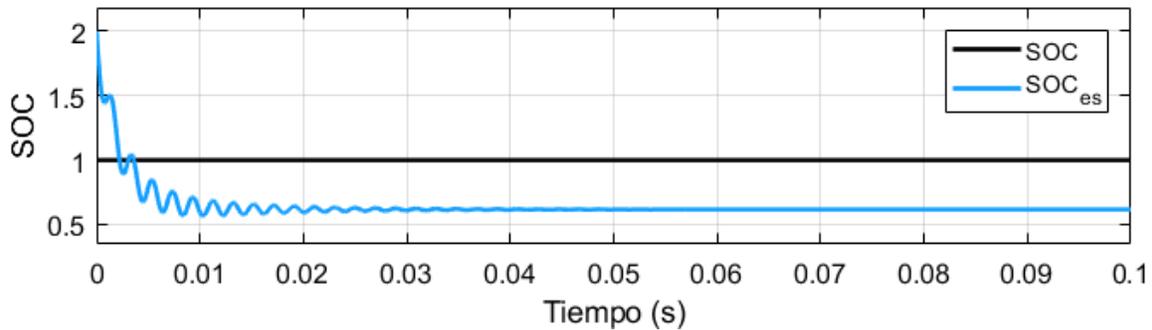


Figura 4.4. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) del estimador de orden reducido ante una ganancia $\alpha = 2$.

En la Figura 4.4 muestra la evolución temporal del comportamiento de la estimación del estado de carga durante los primeros 0.1s. El comportamiento del estado de carga está representado por SOC , el cual empieza con un valor de 1 lo cual define la batería completamente cargada. El estado de carga estimada está representado por SOC_{es} y se aprecia, ante una ganancia de $\alpha = 2$, el estado de carga estimado no converge al estado real. La Figura 4.5 muestra una sección de un periodo de tiempo más largo con respecto las variables mostradas en Figura 4.4.

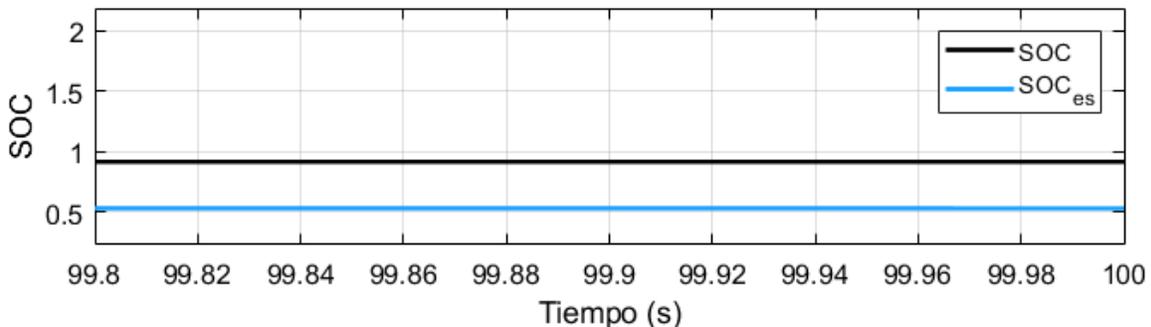


Figura 4.5. Estado de carga real (SOC) y estado de carga estimado (SOC_{es}) del estimador de orden reducido con un periodo de 99.8s a 100s ante una ganancia $\alpha = 2$.

Aunque el estado de carga tenga un periodo de muestreo más grande no ocurre la convergencia del estado real y el estado estimado lo cual se aprecia en la Figura 4.5. La Figura 4.6 muestra el estado de carga real y el estado de carga estimado en condiciones de descarga mediante el estimador de orden reducido del modelo de la batería con una ganancia de $\alpha = 1000$.

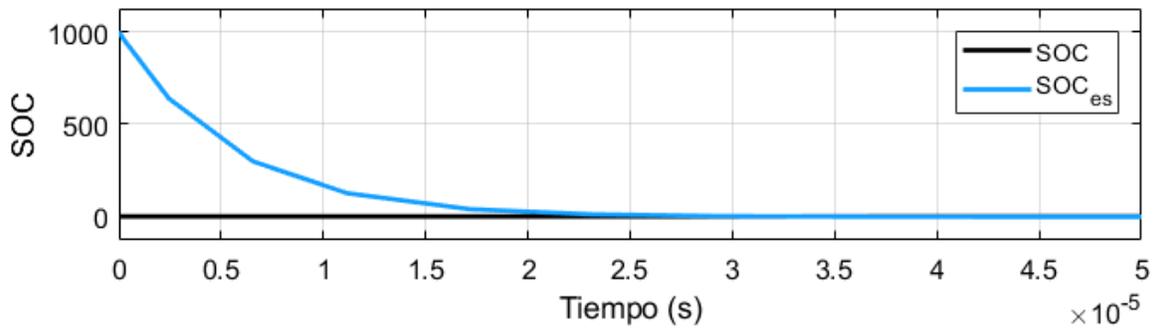


Figura 4.6. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) del estimador de orden reducido ante una ganancia $\alpha = 1000$.

En la Figura 4.6 al aumentar la ganancia α modifica la tasa de rapidez para que el estado de carga estimado (SOC_{es}) converja al estado real. Sin embargo, este no llega a converger, y se aprecia en la Figura 4.7. Además, el valor inicial del estado de carga estimado es mucho mayor que a comparación del estado de carga estimado empleando una ganancia de $\alpha = 2$.

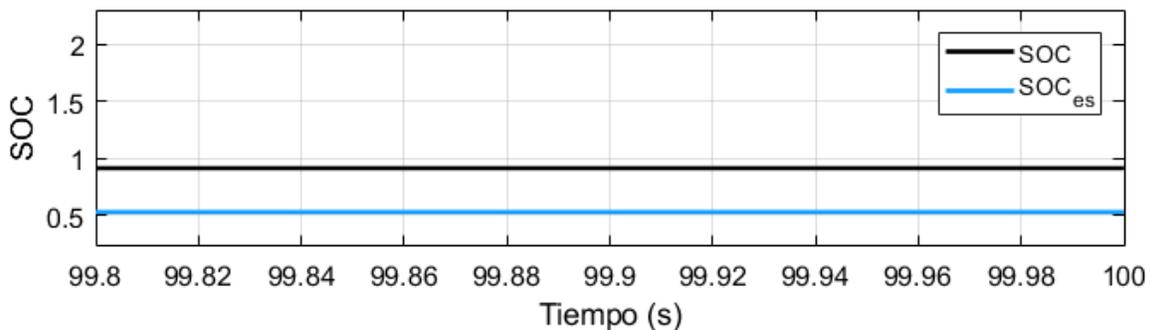


Figura 4.7. Estado de carga real (SOC) y estado de carga estimado (SOC_{es}) del estimador de orden reducido con un periodo de 98.84s a 100s ante una ganancia $\alpha = 1000$.

La Figura 4.7 muestra una sección de un periodo de tiempo más largo con respecto las variables mostradas en Figura 4.6. Aunque el estado de carga tenga un periodo

de muestreo más grande no ocurre la convergencia del estado real y el estado estimado.

La Figura 4.8 se observa el estado del voltaje de la red RC real y el voltaje de la red RC estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería con una ganancia de $a = 2$.

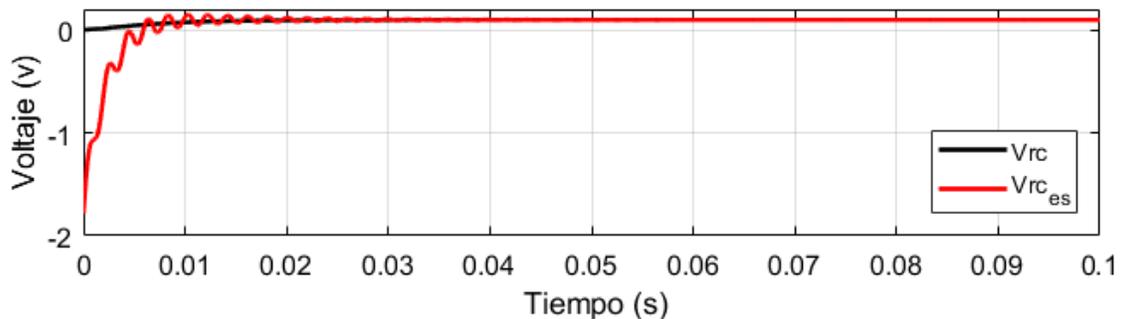


Figura 4.8. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 2$.

Se observa un pequeño transitorio en el estado que modela el voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) y conforme pasa el tiempo este disminuye convergiendo al voltaje de la red RC real (V_{RC}). La Figura 4.9 se observa el estado del voltaje de la red RC real y el voltaje de la red RC estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería con una ganancia de $a = 1000$.

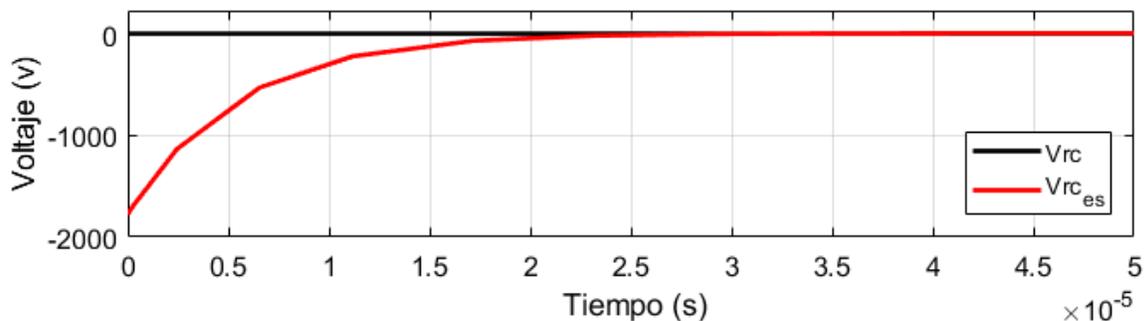


Figura 4.9. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) del estimador de orden reducido ante una ganancia $a = 1000$.

Se observa que al incrementar la ganancia a la tasa de rapidez del voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) aumenta. Además, el valor inicial del voltaje de la red RC

estimado disminuye a comparación del voltaje de la red RC estimado ante una ganancia de $a = 2$.

Con una ganancia a pequeña el comportamiento de las variables es suave pero no llega a converger a los valores de los estados y entre más grande sea, la rapidez de los estados aumenta pero su convergencia es nula. Además, presentará problemas de ruido lo cual no será adecuado para poder realizar la estimación de los parámetros internos de la batería.

4.3 Estimador de orden completo

Empleando los valores mostrados en la Tabla 4.1, se procede a simular el estimador de orden reducido mediante el software Simulink en MATLAB además de la Figura 4.1 y 4.10.

La Figura 4.1 muestra el circuito eléctrico del modelo de la batería conectado al convertidor CD-CD y la Figura 4.10 muestra el diagrama de bloques empleado para el estimador de orden completo.

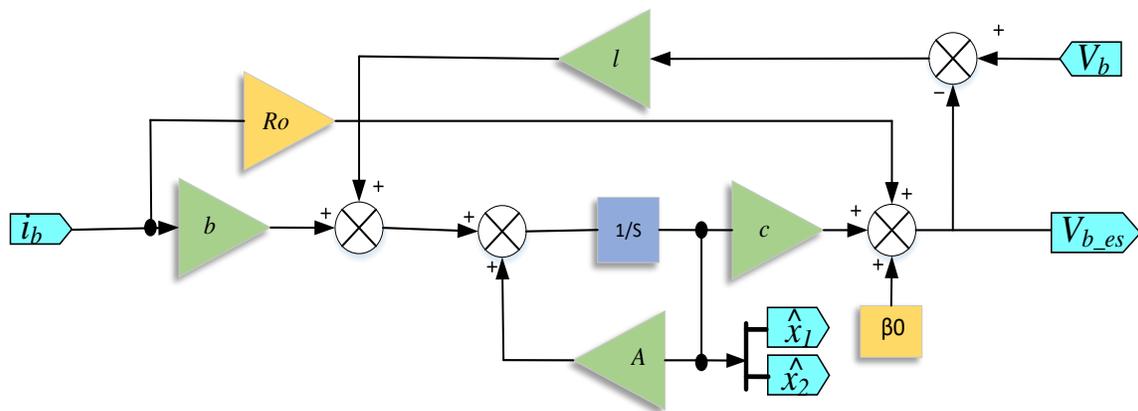


Figura 4.10. Estimador de orden completo simulado aplicado al modelo de la batería.

4.3.1 Respuesta transitoria

Mediante el análisis matemático del estimador de orden completo mostrado en el Capítulo 3 se presentan los siguientes resultados de simulación considerando las ganancias de la matriz l de dimensión 1×2 , con los valores de $l_1 = 1000$ y $l_2 =$

4e – 3. En la Figura 4.11 se observa el voltaje de la batería en condiciones de descarga.

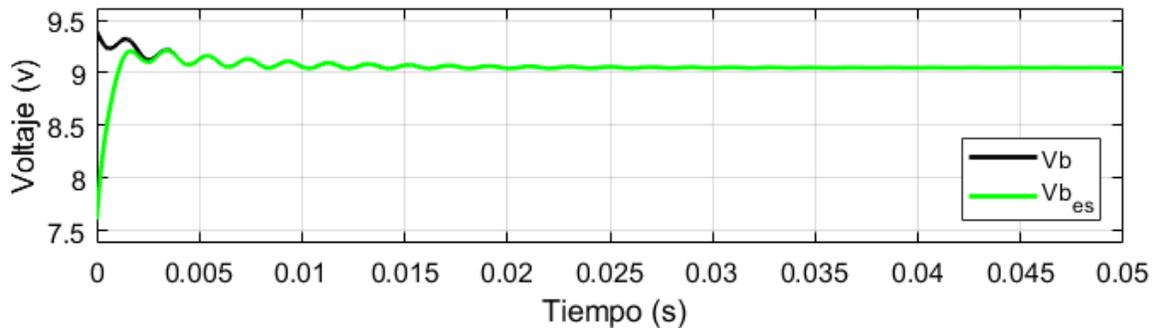


Figura 4.11. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_{bes}) mediante el estimador de orden completo.

En la Figura 4.11 muestra el comportamiento de la estimación del voltaje de la batería durante los primeros 0.05s. El comportamiento del voltaje de la batería está representado por V_b , el cual empieza con un voltaje de 9.4V y el voltaje de la batería estimado está representada por V_{bes} . Se aprecia un transitorio de aproximadamente 0.04ms y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo y entra al estado estacionario, pero la convergencia de las trayectorias ocurre en el intervalo de 4ms. En la Figura 4.12 se observa el estado de carga real y el estado de carga estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería.

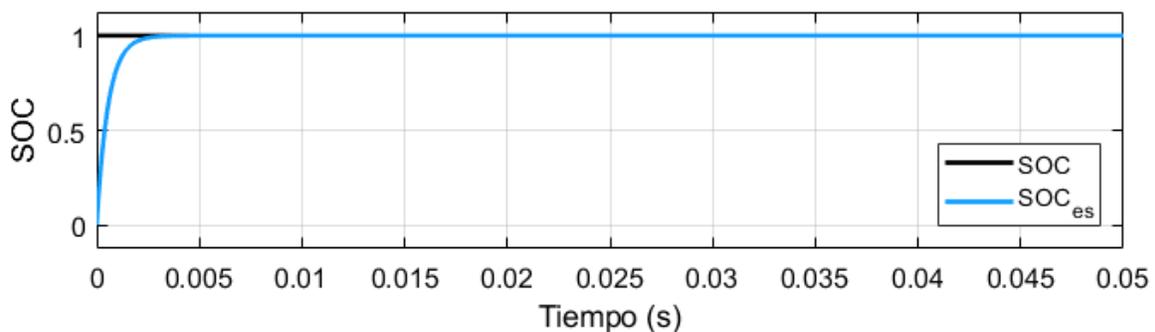


Figura 4.12. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) mediante el estimador de orden completo.

En la Figura 4.12 muestra el comportamiento de la estimación del estado de carga durante los primeros 0.05s. El comportamiento del estado de carga está

representado por SOC , el cual empieza con un valor de 1 lo cual define la batería completamente cargada. El estado de carga estimada está representado por SOC_{es} . Se aprecia una convergencia suave de las variables estimador al valor de estado estacionario de aproximadamente 0.04ms, pero la convergencia de las trayectorias ocurre en el intervalo de 4ms. En la Figura 4.13 se observa el estado del voltaje de la red RC y el voltaje de la red RC estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería.

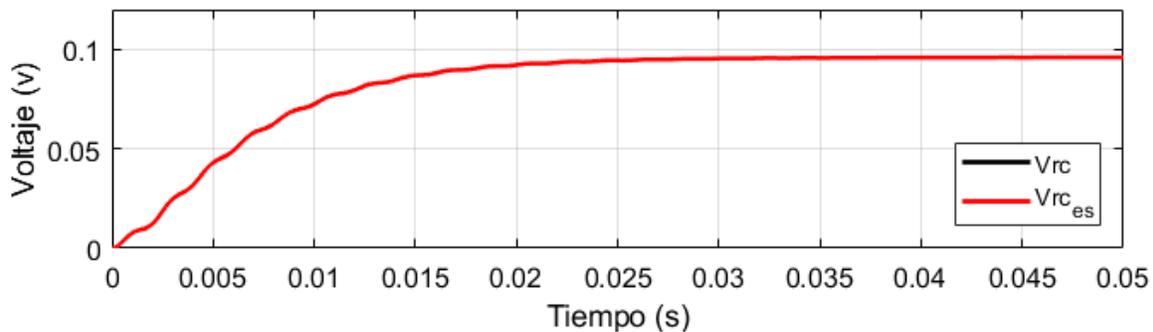


Figura 4.13. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) mediante el estimador de orden completo.

En la Figura 4.13 muestra el comportamiento de la estimación del estado de carga durante los primeros 0.05s. El comportamiento del voltaje de la red RC está representado por V_{RC} , el cual empieza con un valor de 0V. El voltaje de la red RC estimado está representado por $V_{RC_{es}}$.

Al inicio de la forma de onda del voltaje de la red RC estimada se encuentra separada por $2\mu V$ aproximadamente del voltaje de la red RC real el cual va disminuyendo hasta llegar al estado estacionario en el periodo de 0.03s donde convergen las dos formas de onda. No se alcanza a apreciar en la Figura 4.13 debido a su valor tan pequeño, pero conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo.

4.3.2 Cambio de carga

En la Figura 4.14 se observa la forma de onda del voltaje de la batería y el voltaje de la batería estimado mediante cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ y $R_s = 0.85\Omega$.

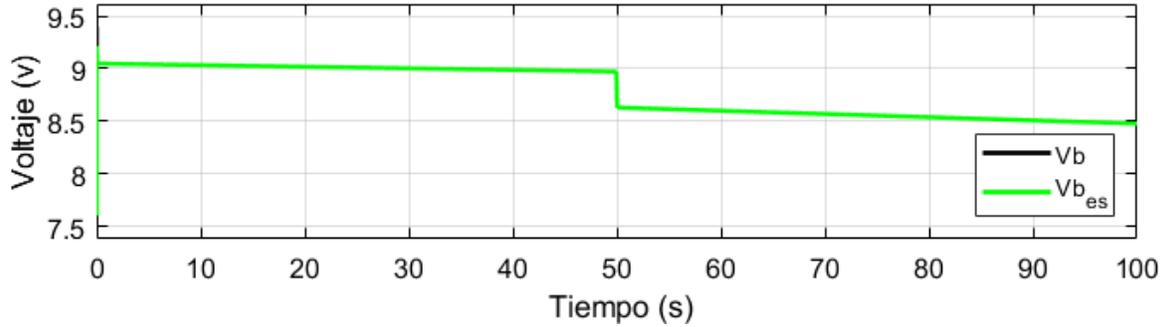


Figura 4.14. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_{bes}) mediante el estimador de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

Se observa cuando $R_s = 1.7\Omega$ su valor inicial se encuentra en 9.4V y al transcurrir 50 segundos el voltaje decae a 8.97V aproximadamente, mientras que con un cambio de $R_s = 0.85\Omega$ el voltaje de la batería inicial ante un cambio de resistencia tiene un valor de 8.63V aproximadamente y conforme pasa un lapso de 50 segundos el voltaje decae a 8.47V aproximadamente.

Al prolongar el tiempo de medición el voltaje de la batería continuará disminuyendo gradualmente hasta descargarse, como se observó en la Figura 4.14. Esto mismo ocurrirá en la estimación del estado de carga del modelo de la batería mostrado en la Figura 4.15.

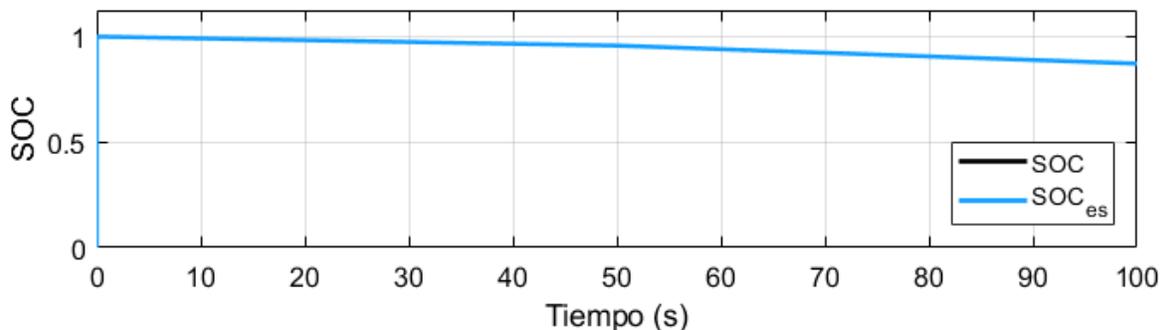


Figura 4.15. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) mediante el estimador de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

Ante un cambio de carga, el estado de carga no se alcanza a distinguir cambio en la forma de onda. Sin embargo debido a que mediante un cambio de carga de $R_s =$

1.7Ω la corriente que demanda el convertidor es en la entrada es de 1.43A, mientras que con una carga de $R_2 = 0.85\Omega$ la corriente aumenta a 2.8A, lo que implica una reducción más rápida con respecto al tiempo con una carga de $R_2 = 0.85\Omega$ a comparación de una carga de $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 4.16 muestra ante un cambio de carga, el comportamiento del voltaje de la red RC real y el estimado.

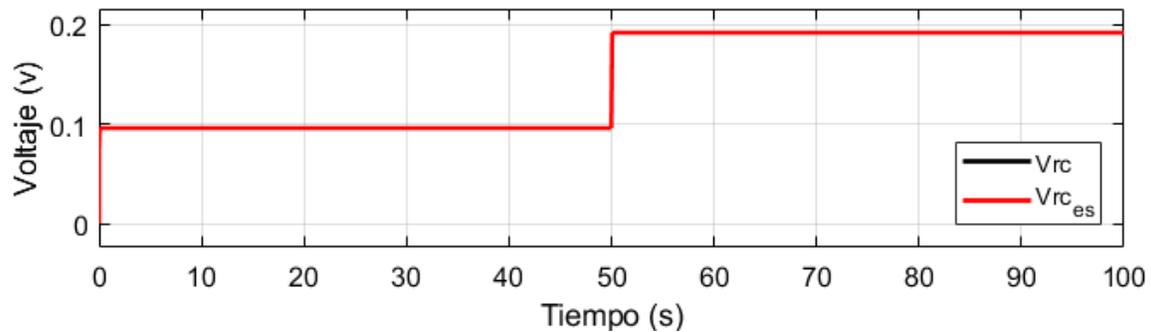


Figura 4.16. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) mediante el estimador de orden completo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

Se observa cuando $R_s = 1.7\Omega$ el valor del voltaje de la red RC se encuentra en 0.096 V constante, mientras que con un cambio de $R_s = 0.85\Omega$ el voltaje de la red RC tiene un valor de 0.193V constante. La Figura 4.17 se muestra una reducción de la escala de las variables estimadas, donde se aprecia la transición ante un cambio del estado de carga.

En la Figura 4.17 muestra ante un cambio de carga, una transición de aproximadamente 0.05s para llegar al estado estacionario exceptuando el estado de carga que se muestra en la primera gráfica.

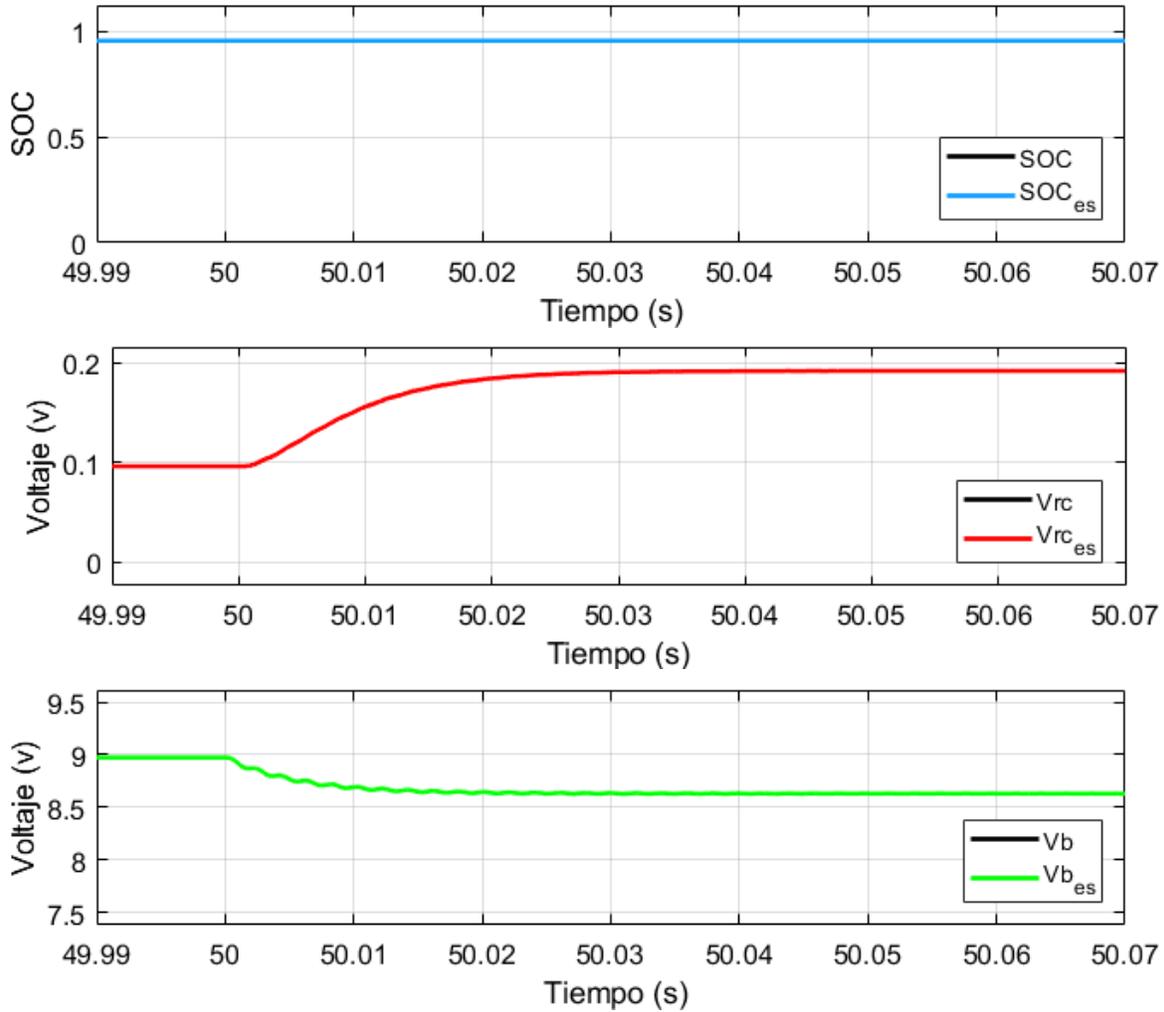


Figura 4.17. Reducción de escala de las variables estimadas del modelo de la batería ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ mediante el estimador de orden completo.

4.4 Estimador basado en control adaptativo

Empleando los valores mostrados en la Tabla 4.1, se procede a simular el estimador mediante el software Simulink en MATLAB además de la Figura 4.1 y 4.10.

La Figura 4.1 muestra el circuito eléctrico del modelo de la batería conectado al convertidor CD-CD y la Figura 4.18 muestra el circuito eléctrico y diagrama de bloques empleado para el estimador basado en control adaptativo.

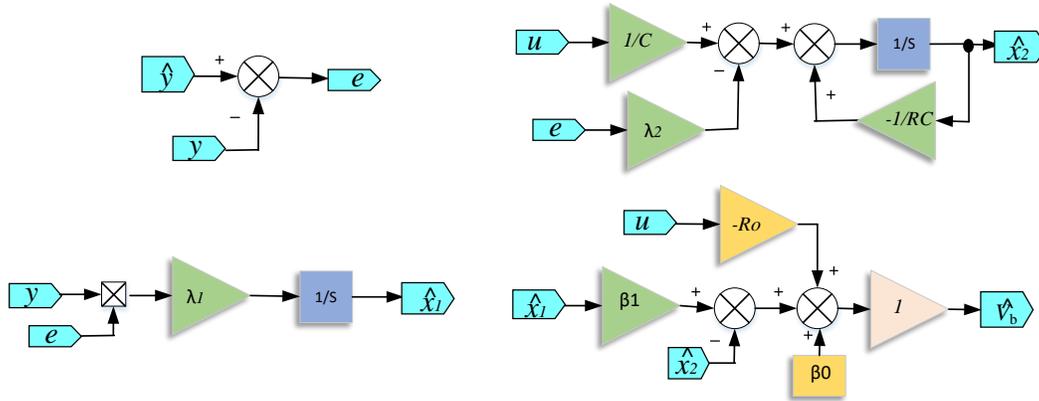


Figura 4.18. Estimador basado en control adaptativo simulado aplicado al modelo de la batería.

4.4.1 Respuesta transitoria

Mediante el análisis matemático del estimador basado en el control adaptativo mostrado en el Capítulo 3 se presentan los siguientes resultados de simulación considerando las ganancias de la matriz λ de dimensión 1×2 , con los valores de $\lambda_1 = 1000$ y $\lambda_2 = 4e - 3$. En la Figura 4.19 se observa el voltaje de la batería en condiciones de descarga.

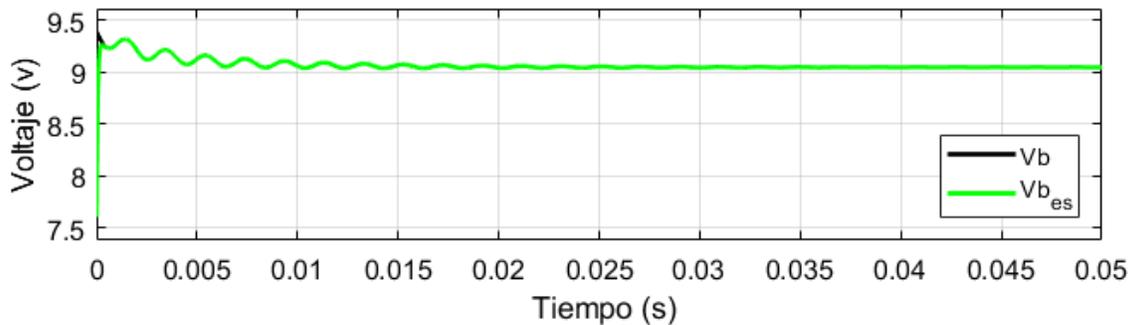


Figura 4.19. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) mediante el estimador basado en control adaptativo.

En la Figura 4.19 muestra el comportamiento de la estimación del voltaje de la batería durante los primeros 0.05s. El comportamiento del voltaje de la batería está representado por V_b , el cual empieza con un voltaje de 9.4V y el voltaje de la batería está representada por $V_{b_{es}}$. Se aprecia un transitorio de aproximadamente 0.03s y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo y entra al estado

estacionario, pero la convergencia de las trayectorias ocurre en el intervalo de 0.4ms.

En la Figura 4.20 se observa el estado de carga real y el estado de carga estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería.

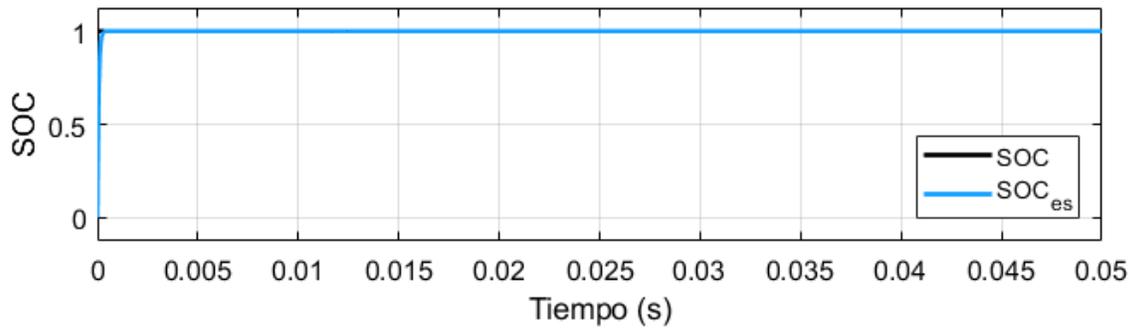


Figura 4.20. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) mediante el estimador basado en control adaptativo.

En la Figura 4.20 muestra el comportamiento de la estimación del estado de carga durante los primeros 0.05s. El comportamiento del estado de carga está representado por SOC , el cual empieza con un valor de 1 lo cual define la batería completamente cargada. El estado de carga estimada está representado por SOC_{es} . Se aprecia un transitorio de aproximadamente 0.03s y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo y entra al estado estacionario, pero la convergencia de las trayectorias ocurre en el intervalo de 0.4ms.

En la Figura 4.21 se observa el estado del voltaje de la red RC real y el voltaje de la red RC estimado en condiciones de descarga del modelo de la batería.

En la Figura 4.21 muestra el comportamiento de la estimación del estado de carga durante los primeros 0.05s. El comportamiento del voltaje de la red RC está representado por V_{RC} , el cual empieza con un valor de 0V. El voltaje de la red RC estimado está representado por $V_{RC_{es}}$.

Al inicio de la forma de onda del voltaje de la red RC estimada se encuentra separada por $0.3\mu V$ aproximadamente del voltaje de la red RC real el cual va disminuyendo hasta llegar al estado estacionario en el periodo de 0.03s donde

convergen las dos formas de onda, no se alcanza a apreciar en la Figura 4.21 debido a su valor tan pequeño pero conforme pasa el tiempo ese transitorio disminuye.

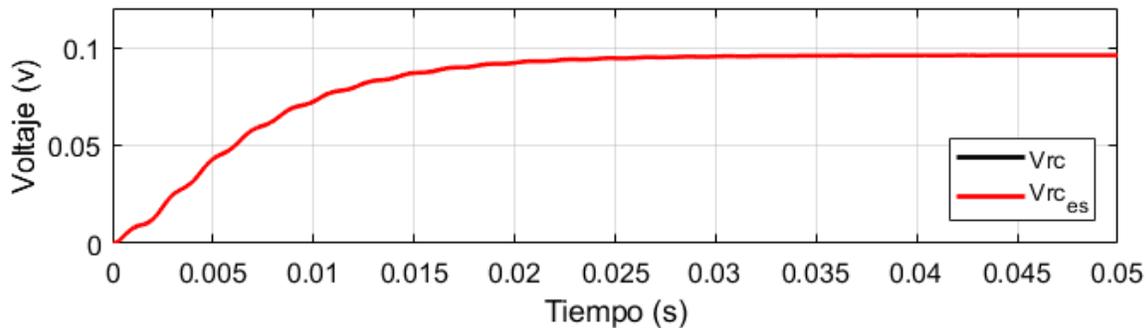


Figura 4.21. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada ($V_{RC_{es}}$) mediante el estimador basado en control adaptativo.

El transitorio mostrado en el estimador basado en control adaptativo es más pequeño comparado al estimador de orden completo empleando los valores de ganancia similares, además de que convergen más rápido. El estimador basado en control adaptativo modifica su tasa de rapidez de la estimación bajo ganancia más pequeñas a las empleadas en el estimador de orden completo, mientras que las ganancias del estimador de orden completo deben ser más grandes para poder estimar con la misma rapidez que el estimador basado en el control adaptativo.

4.4.2 Cambio de carga

En la Figura 4.22 se observa la forma de onda del voltaje de la batería y el voltaje de la batería estimado mediante cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ y $R_s = 0.85\Omega$.

Se observa cuando $R_s = 1.7\Omega$ su valor inicial se encuentra en 9.4V y al transcurrir 50 segundos el voltaje decae a 8.97V aproximadamente, mientras que con un cambio de $R_s = 0.85\Omega$ el voltaje de la batería inicial ante un cambio de resistencia tiene un valor de 8.63V aproximadamente y conforme pasa un lapso de 50 segundos el voltaje decae a 8.47V aproximadamente.

Al prolongar el tiempo de medición el voltaje de la batería continuará disminuyendo gradualmente hasta descargarse, como se observó en la Figura 4.22. Esto mismo

ocurrirá en la estimación del estado de carga del modelo de la batería mostrado en la Figura 4.23.

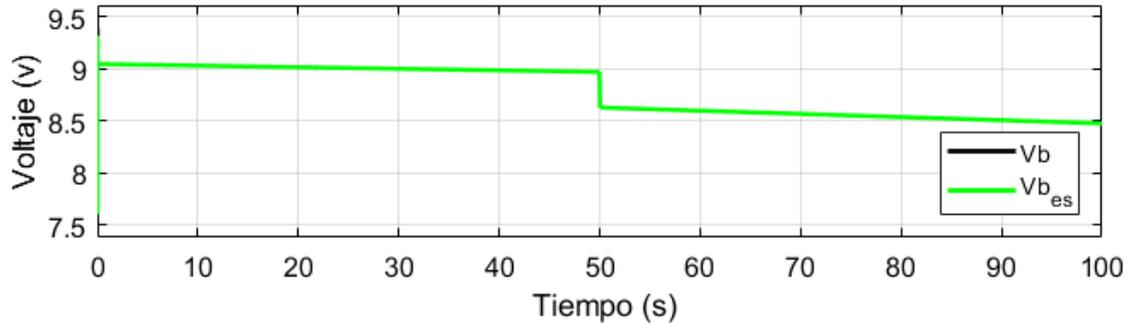


Figura 4.22. Evolución temporal del voltaje de la batería real (V_b) y voltaje de la batería estimado (V_{bes}) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

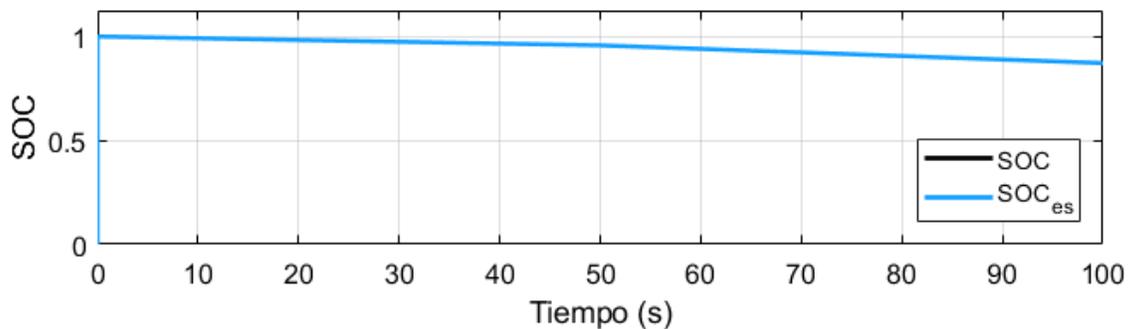


Figura 4.23. Evolución temporal del voltaje del capacitor que define el estado de carga (SOC) y el estado de carga estimado (SOC_{es}) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

Ante un cambio de carga, el estado de carga no se alcanza a distinguir cambio en la forma de onda. Sin embargo debido a que mediante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ la corriente que demanda el convertidor es en la entrada es de 1.43A, mientras que con una carga de $R_2 = 0.85\Omega$ la corriente aumenta a 2.8A, lo que implica una reducción más rápida con respecto al tiempo con una carga de $R_2 = 0.85\Omega$ a comparación de una carga de $R_s = 1.7\Omega$. La Figura 4.24 muestra ante un cambio de carga, el comportamiento del voltaje de la red RC real y el estimado.

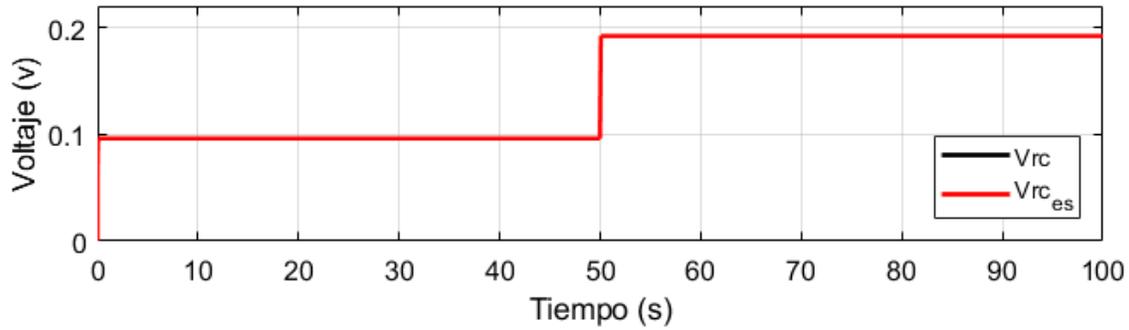


Figura 4.24. Evolución temporal del voltaje en la red RC (V_{RC}) y el voltaje de la red RC estimada (V_{RCes}) mediante el estimador basado en control adaptativo ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ con un periodo de 100s.

Se observa cuando $R_s = 1.7\Omega$ el valor del voltaje de la red RC se encuentra en 0.096V constante, mientras que con un cambio de $R_s = 0.85\Omega$ el voltaje de la red RC tiene un valor de 0.193V constante. La Figura 4.25 muestra una reducción de la escala de las variables estimadas, donde se aprecia la transición ante un cambio del estado de carga.

En la Figura 4.25 muestra ante un cambio de carga, una transición de aproximadamente 0.05s para llegar al estado estacionario exceptuando el estado de carga que se muestra en la primera gráfica.

4.5 Comparación de los estimadores

Con base en los resultados de simulación de los tres estimadores anteriores se presenta la Tabla 4.2 la cual muestra una comparación de los resultados de cada estimador.

La Tabla 4.2 muestra el tiempo en establecimiento (t_{ss}) y el error en estado estacionario (ess) del estimador de orden reducido, estimador de orden completo y el estimador basado en control adaptativo.

Tabla 4.2. Estimadores de estado

	Orden reducido $a = 2$			Orden reducido $a = 1000$		
	V_b	SOC	V_{RC}	V_b	SOC	V_{RC}
t_{ss}	0.03s	0.03s	0.03s	0.04s	0.04s	0.04s
ess	—	0.39	$9\mu V$	-	0.39	$17.6\mu V$
	Orden completo			Control adaptativo		
	V_b	SOC	V_{RC}	V_b	SOC	V_{RC}
t_{ss}	0.025s	0.025s	0.025s	0.02s	0.02s	0.025s
ess	60nV	$50e - 9$	53nV	36nV	$40e - 9$	2.4pV

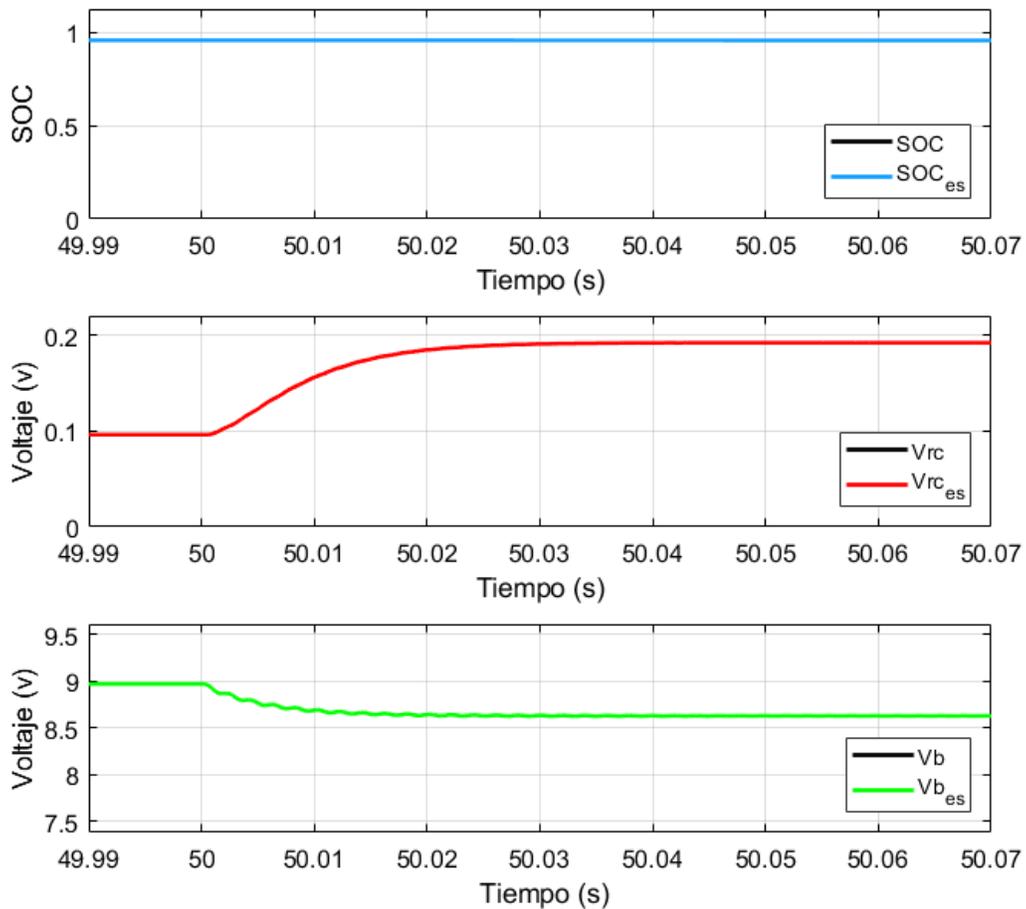


Figura 4.25. Reducción de escala de las variables estimadas del modelo de la batería ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ mediante el estimador basado en control adaptativo.

CAPÍTULO V
CARACTERIZACIÓN Y ESTIMACIÓN DE ESTADOS DE
UNA BATERÍA

5.1 Sistema de adquisición de datos

Para poder realizar la implementación de los estimadores es necesario caracterizar la batería. Esta caracterización consiste en determinar los parámetros del modelo de circuito eléctrico considerado y obtener la relación entre estado de carga y voltaje de circuito abierto. La caracterización se basa en adquirir datos de corriente y voltaje de la batería en intervalos de muestreo fijo y procesarlos para obtener estimados de los parámetros del modelo.

La batería que se va a caracterizar es de la marca SMART con número de parte SPMX33007C3. Está constituida por siete celdas y tiene un voltaje de 8.4V con una capacidad de 3300mAh.

Los sistemas de adquisición de datos son dispositivos que poseen la característica de medir variables físicas, que son discretizadas y posteriormente son almacenadas en una computadora y finalmente son procesadas con ciertos objetivos.

El sistema de adquisición de datos propuestos contiene cuatro etapas, las cuales son:

1. Sensado.
2. Acondicionamiento de señal.
3. Adquisición de datos.
4. Procesamiento de datos.

En la Figura 5.1 se puede observar un diagrama esquemático para un sistema de adquisición de datos, donde se ilustran las etapas antes mencionadas [54].

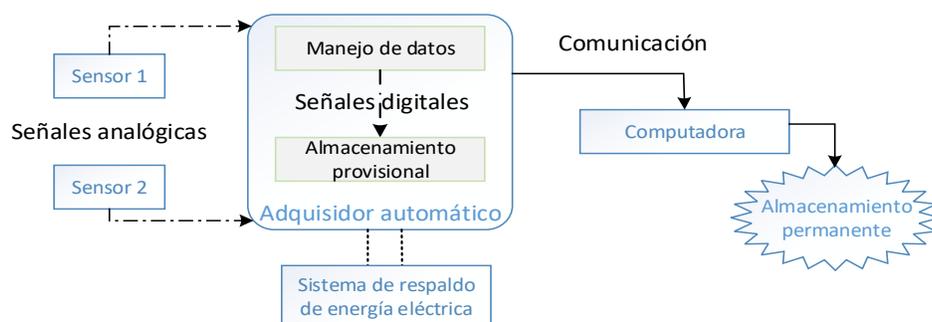


Figura 5.1. Diagrama esquemático de un sistema de adquisidor de datos.

5.1.1 Etapa de sensado

Se caracteriza por mediciones las magnitudes físicas, las cuales pueden ser almacenadas en un equipo. Para el cumplimiento del objetivo principal se requiere de sensores que reciben la información de la magnitud de una variable y la transforman generalmente en una magnitud eléctrica que es cuantificada y manipulada [55].

Los sensores tienen en su salida una variable que es proporcional en la zona lineal al valor de la magnitud que se está midiendo. Dentro de las variables que se consideraron a su medición es el voltaje en la batería y la corriente de la batería.

5.1.1.1 Sensor de voltaje

El objetivo principal de este sensor es obtener mediciones de voltaje en las terminales de la batería.

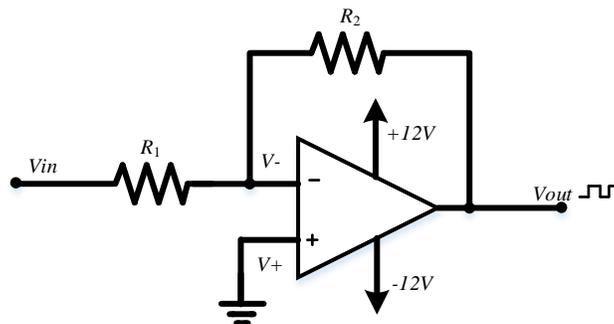


Figura 5.2. Diagrama eléctrico del sensor de voltaje para el voltaje de una batería.

El diagrama eléctrico del sensor de voltaje mediante el uso del amplificador inversor se muestra en la Figura 5.2. En este circuito, la entrada no inversora $V +$ está conectado a tierra y la señal se aplica a la entrada inversora $V -$ a través de R_1 , con relación desde la salida a través de R_2 .

El circuito más utilizado es el circuito de ganancia constante. El amplificador inversor amplifica e invierte una señal 180 grados, es decir, el valor del voltaje de salida está en oposición de fase con la de entrada y su valor se obtiene al multiplicar el voltaje

de la entrada por una ganancia fija constante, establecida por la relación entre R_2 y R_1 , resultando invertida esta señal.

Considerando que se requiere una lectura no mayor a 5V a la salida para poder tener una óptima lectura en la etapa de adquisición y tomando en cuenta el voltaje de la batería en circuito abierto de un voltaje de 9.8V tenemos que

$$V_{out} = -V_{in} \frac{R_2}{R_1} \quad (4.1)$$

Considerando $R_1 = 4.7k\Omega$ y $R_2 = 2.2k\Omega$ en (4.1), obtenemos

$$-10V \left(\frac{2.2k\Omega}{4.7K\Omega} \right) = -4.7V$$

Como se mencionó el voltaje de salida se encuentra desfasado, pero esto se puede invertir en la etapa de acondicionamiento de señal.

5.1.1.2 Sensor de corriente

Existen diferentes tipos de sensores en los cuales se encuentran los inductivos, resistivos y magnéticos. Este último se basa en el efecto Hall generalmente, lo que implica medir el campo magnético generado por una corriente que circula por un cable.

El sensor de corriente ACS712 -05A, internamente trabaja con un sensor de efecto Hall, el cual detecta el campo magnético que se produce por inducción de la corriente que circula por la línea que se está midiendo. El sensor tiene una salida de voltaje proporcional a la corriente.

En la Figura 5.3 se muestra el diagrama eléctrico del sensor de corriente ACS712 -05B.

El integrado usado es el ACS712-05B y su rango de mediciones corriente es de ± 5 A con una sensibilidad aproximada a 185mV/A. El sensor tiene a su salida un valor de 2.5V para una corriente de 0A, teniendo una relación lineal entre la salida de voltaje del sensor y la corriente.

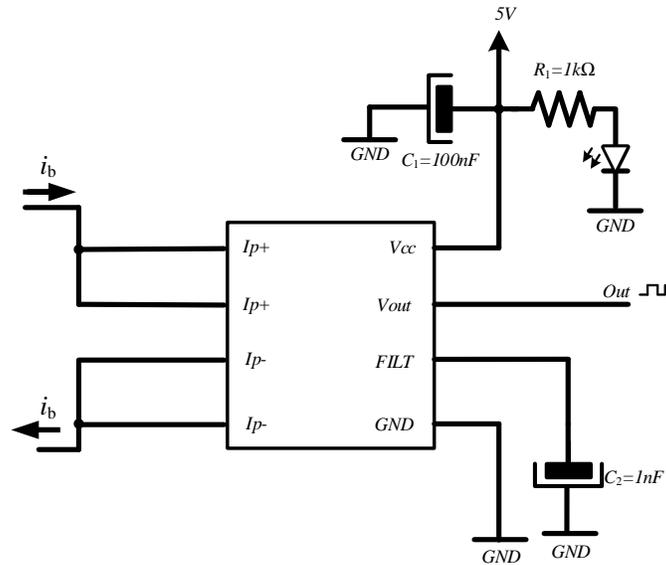


Figura 5.3. Diagrama eléctrico del sensor ACS712 -05B.

Dicha relación es una línea recta en una gráfica voltaje vs corriente donde la pendiente es la sensibilidad y la intersección en el eje vertical es 2.5V. La ecuación de la recta sería la siguiente

$$V = mI + 2.5 \quad (4.2)$$

Donde la pendiente es m y equivale a la sensibilidad.

Despejando tendremos la ecuación para hallar la corriente a partir de la lectura del sensor:

$$I = \frac{V - 2.5}{\text{sensibilidad}} \quad (4.3)$$

Como el voltaje medido a través del sensor ante una corriente de 5A será aproximadamente 3.4V. Para mejorar esta lectura se añade una etapa de amplificación mediante un amplificador operacional con ganancia de 1.25 con la finalidad de aumentar un poco más la precisión del sensor de corriente sin sobrepasar un voltaje de 5V, debido a que la etapa de adquisición de todos tiene un rango máximo de 5V.

En la Figura 5.4 se aprecia el diagrama eléctrico del sensor de corriente para el modelo de la batería.

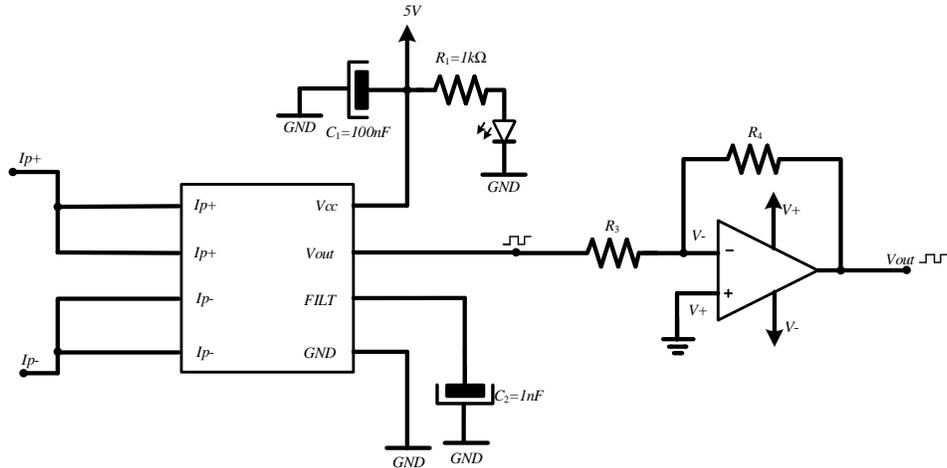


Figura 5.4. Diagrama eléctrico del sensor de corriente para el modelo de la batería.

Considerando la ecuación (4.1) y sustituyendo los valores de $R_3 = 2.7k\Omega$ y $R_4 = 3.4k\Omega$ se obtiene

$$-V_{out} = V_{int} \frac{R_4}{R_3} = 3.4V \left(\frac{3.4k\Omega}{2.7k\Omega} \right) = -4.3V$$

Al igual que el sensor de voltaje, el voltaje de salida se encuentra desfasado, pero esto se puede invertir en la etapa de acondicionamiento de señal.

Es importante indicar que no siempre la salida del sensor entrega el valor exacto de la magnitud que se está midiendo, sino más bien está entregando en su salida una variable que es proporcional en la zona lineal al valor de la magnitud que se está estudiando. Para eso, se debe realizar el proceso de calibración, el cual consiste en ajustar la salida del sensor para que éste caracterice de manera correcta el comportamiento de la magnitud física en estudio.

5.1.2 Etapa de acondicionamiento de señal

El objetivo principal es generar una señal que sea aceptable por la tarjeta de adquisición de datos. Las tarjetas de adquisición de datos suelen admitir niveles de voltaje que están en un rango determinado [56].

La tarjeta de adquisición de datos empleada para este proyecto es el Arduino UNO que tiene canales de entradas analógicas con un rango de voltaje de no mayor a 5V [57]

En esta etapa se añade un filtro a cada uno de los sensores para posteriormente conectar a las entradas analógicas del Arduino. Este filtro es un filtro pasa bajas el cual se caracteriza por permitir el paso de señal de baja frecuencia, atenuando las que son de alta frecuencia [58].

El diagrama eléctrico del filtro pasa bajas se muestra en la Figura 5.5.

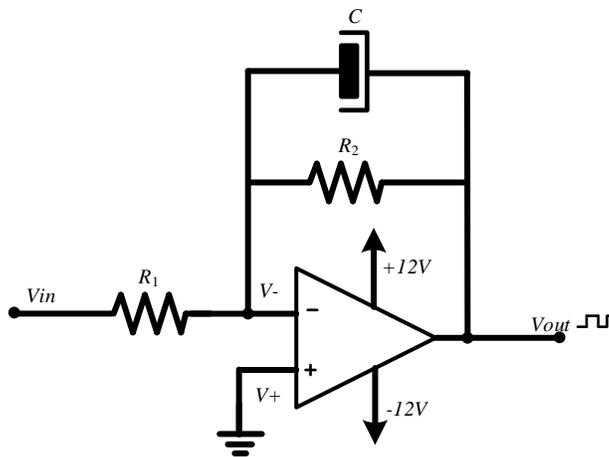


Figura 5.5. Filtro pasa bajas.

Este filtro produce una señal invertida en la salida. Esto significa que la señal de salida está desfasada en 180 grados con la señal de entrada.

La resistencia R_2 y el capacitor C forman el punto de frecuencia de corte. La frecuencia de corte está dada por

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (4.4)$$

La ganancia del circuito está definida por

$$Gan = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.5)$$

Considerando las ecuaciones (4.4) y (4.5) se procedió a implementar un filtro pasa bajas de $1kHz$ con una ganancia unitaria diseñado con los valores de resistencias $R_1 = R_2 = 5.6k\Omega$ y el capacitor $C = 27nF$, donde la señal resultante pasa a la etapa de adquisición de datos.

5.1.3 Etapa de adquisición de datos

El objetivo principal de esta etapa es convertir las señales analógicas a digitales a partir de un conversor analógico-digital, además de establecer la comunicación con la computadora [56].

Esto se logra mediante tarjeta de adquisición de datos, la cual es el Arduino UNO el cual cuenta con seis canales de entradas analógicas, con un rango de voltaje de no mayor a 5V. La frecuencia de muestreo del Arduino UNO es de 9600Hz el cual equivale a 100ms para la medición, un ADC de 10 bits y se comunica mediante puerto USB [57].

5.1.4 Etapa de procesamiento de datos

El objetivo principal es registrar y analizar la señal mediante la visualización y análisis de los datos en tiempo real y posteriormente el guardado de los datos. Además, la mayoría de los sistemas de procesamiento de datos tienen incorporada alguna capacidad analítica y de generación de informes [59].

Mediante el uso del software de LabVIEW comunicado con Arduino se lleva a cabo la medición de sensado de voltaje y corriente para la caracterización de la batería.

Arduino es una plataforma de desarrollo basado en una placa de electrónica de hardware libre que incorpora un microcontrolador reprogramable, el cual recaba información y puede ser transferida a otro software [57].

LabVIEW es un software que proporciona un potente entorno de desarrollo gráfico para el diseño de aplicaciones de ingeniería de adquisición de datos, análisis de medidas y presentación de datos gracias a un lenguaje de programación sin la complejidad de otras herramientas de desarrollo [60].

Mediante la herramienta VISA que proporciona LabVIEW se logra hacer la comunicación de estos dos softwares además de que se emplean bloques que requieren de operaciones matemáticas para acondicionar las señales con respecto a sus ganancias, bloques de muestreo gráfico y guardado de datos.

5.2 Caracterización de la batería

Se diseñaron tres pruebas para poder hacer la identificación de los parámetros del modelo de la batería.

En estas pruebas, los datos de entrada son el voltaje de la batería y la corriente de la batería los cuales son proporcionados mediante prueba experimental empleando una batería de NiMH, de la marca SMART, número de parte SPMX33007C3. Este modelo posee un voltaje de 8.4V con capacidad de 3300mAh.

En primer lugar se lleva a cabo la identificación de la relación del estado de carga *SOC* con respecto al voltaje de circuito abierto. Para llevar a cabo esta medición la batería fue sometida a una descarga lenta de 30 horas a una corriente de 0.11A. La Figura 5.6 muestra el comportamiento de descarga de la batería.

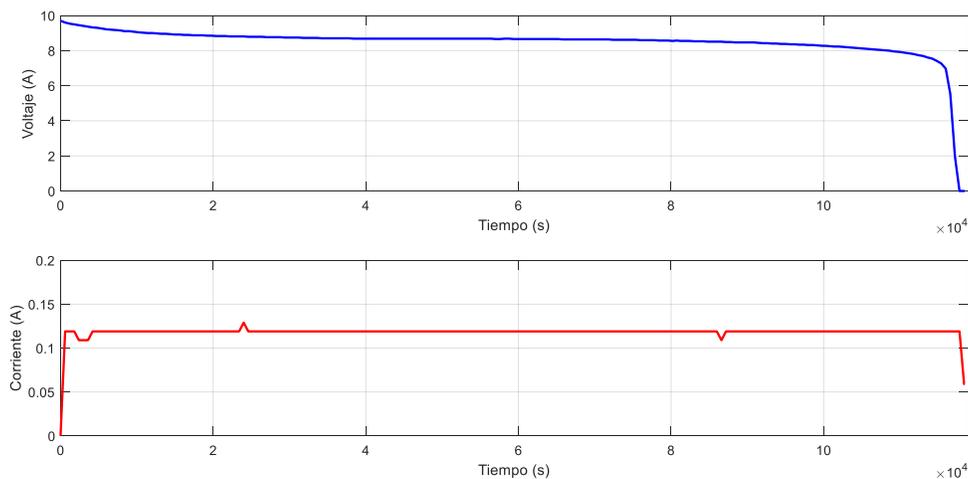


Figura 5.6. (Arriba) Voltaje de la batería. (Abajo) Corriente de la batería. Ambas con un periodo de 30 horas.

Mediante los parámetros del voltaje y la corriente medidos en la prueba de 30 horas se someten los resultados usando la herramienta cftool de MATLAB. cftool crea un

ajuste de curva para una entrada x y una salida y . Las variables x e y han de ser numéricas [61].

Con esta prueba se obtiene la relación de voltaje de circuito abierto con respecto del estado de carga. El voltaje de circuito abierto es el voltaje sensado de la batería. El estado de carga se asume una amplitud de 0, cuando la batería se encuentra descargada, y 1, cuando se encuentra totalmente cargada.

El estado de carga tiene relación con la corriente de la batería ya que su dimensión está dada por la longitud de los datos de la corriente de la batería en una escala de 0 a 1. La Figura 5.7 muestra el mapeo lineal del circuito abierto con respecto al estado de carga.

Mediante la Figura 5.6 se logra identificar los parámetros que asume β_0 y β_1 haciendo de una aproximación lineal, donde β_0 asume un valor de 7.606 y β_1 asume un valor de 1.785.

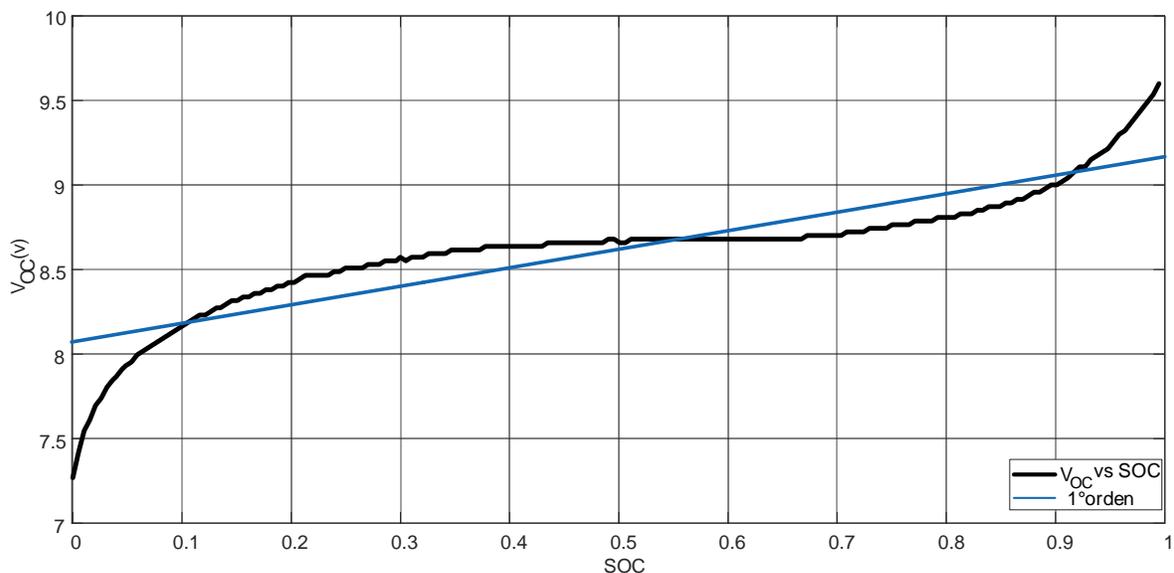


Figura 5.7. Mapeo lineal de la curva V_{oc} vs SOC.

Para la identificación de los parámetros R_0 , RC y Q_r se llevan a cabo tres pruebas: La primera prueba consistió en aplicar una corriente escalonada de un periodo de 5

segundos, ante un ancho de pulso de 2.5s ante una amplitud 1.6A a 5A durante 10 minutos con un tiempo de muestreo de 0.1s. Esta forma de onda se observa en la Figura 5.8.

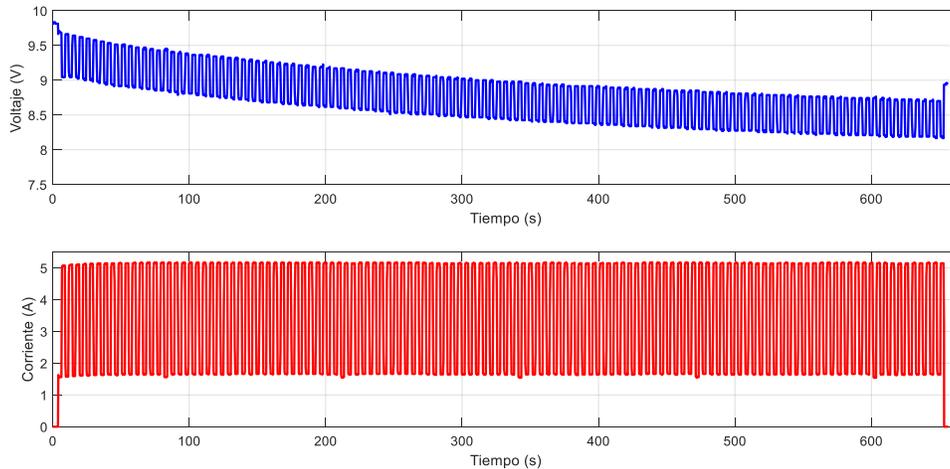


Figura 5.8. Primera prueba de la estimación de los parámetros de la batería.

La segunda consiste en aplicar pulsos de corriente de tres niveles, los cuales tienen como amplitud 1.6A, 3.3A y 5A, con un periodo de 15 segundos durante 10 minutos con un tiempo de muestreo de 0.1s. Esta forma de onda se observa en la Figura 5.9.

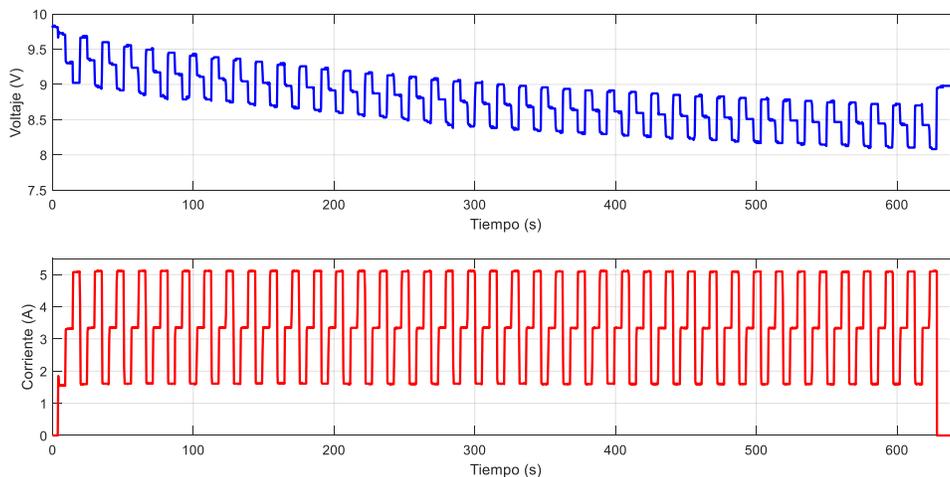


Figura 5.9. Segunda prueba de la estimación de los parámetros de la batería.

La tercera prueba consiste en aplicar pulsos de corriente de cinco niveles, los cuales tiene como amplitud 3.3A, 5A, 3.3A, 1.6A y 3.3A, con un periodo de 20s durante 10 minutos con un tiempo de muestreo de 0.2s. Esta forma de onda se observa en la Figura 5.10.

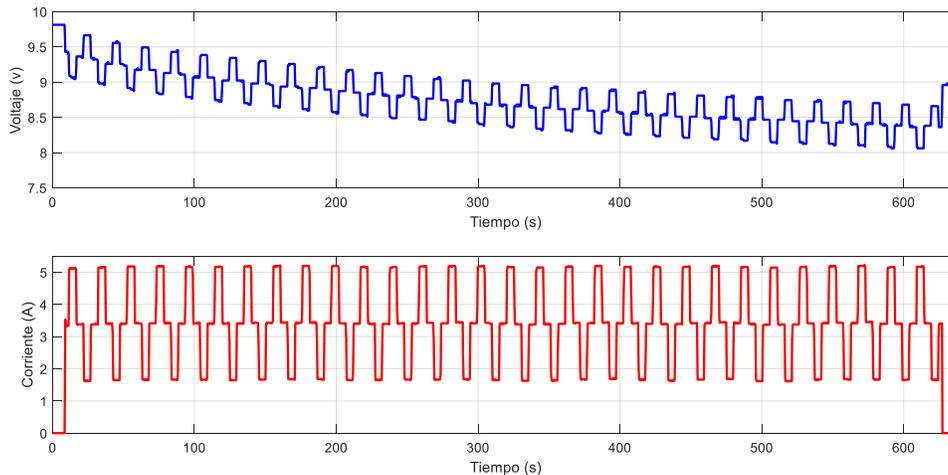


Figura 5.10. Tercera prueba de la estimación de los parámetros de la batería.

Con base en los resultados recabados de la Figura 5.8 a la Figura 5.10 y empleando la herramienta *ident* que ofrece MATLAB se procedió a obtener los parámetros R_0 , RC y Q_r .

La herramienta *ident* ayuda a la identificación de modelos lineales a partir de datos medidos [61]. Entre sus diferentes métodos para la identificación de modelos se encuentra la función de transferencia. Con base a esto la prueba que tuvo menor error de aproximación fue la prueba de la Figura 5.9 con una eficiencia de 95% mediante un sistema de segundo orden.

Para la validación experimental se tomaron los parámetros del modelo de batería indicados en la Tabla 5.1.

La Figura 5.11 muestra el circuito que se siguió para las tres pruebas anteriores donde se observa la batería conectada a una carga eléctrica R_{electr} , además del sensado del voltaje y corriente de la batería.

Tabla 5.1. Parámetros del modelo de la batería SPMX33007C3.

Variables	Valores
Q_R	1678F
R_0	0.1718 Ω
R	0.067 Ω
C	0.08F
β_0	7.606
β_1	1.785

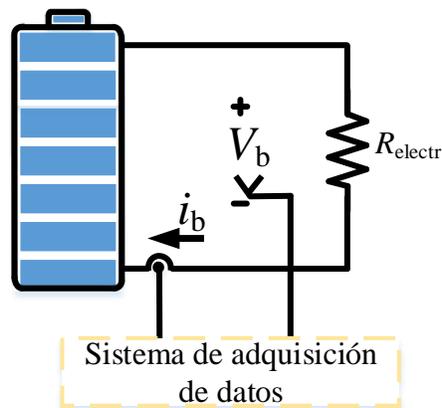


Figura 5.11. Circuito eléctrico para la caracterización de la batería.

5.3 Diseño e implementación de los estimadores

En esta sección se describe la implementación del prototipo para obtener las pruebas experimentales de los estimadores. La primera parte es la fuente de alimentación. La batería es la fuente de alimentación de un valor de 8.4V el cual posee una capacidad de 3300mAh. La siguiente parte son: El convertidor CD-CD de potencia, la carga resistiva y el sistema de adquisición de datos, las cuales se pueden observar en la Figura 5.12.

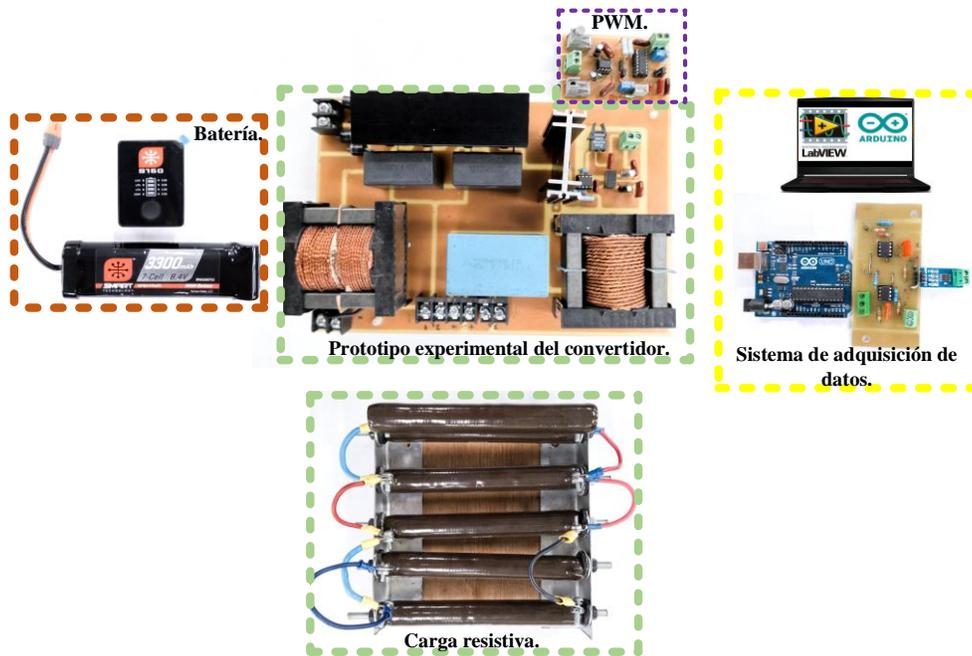


Figura 5.12. Prototipo de laboratorio para la estimación de estados del modelo de la batería.

El convertidor CD-CD se muestra en la Figura 5.13 y fue construido con los parámetros de la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. Parámetros del convertidor

Variables	Valores
Frecuencia de conmutación f_s	20kHz
Voltaje de entrada V_b	8.4V
Inductor L_1	3.54mH
Inductor L_2	2.41mH
Capacitor entrada C	33 μ F
Capacitor salida C_o	40 μ F
Carga resistiva R_s	1.7 Ω

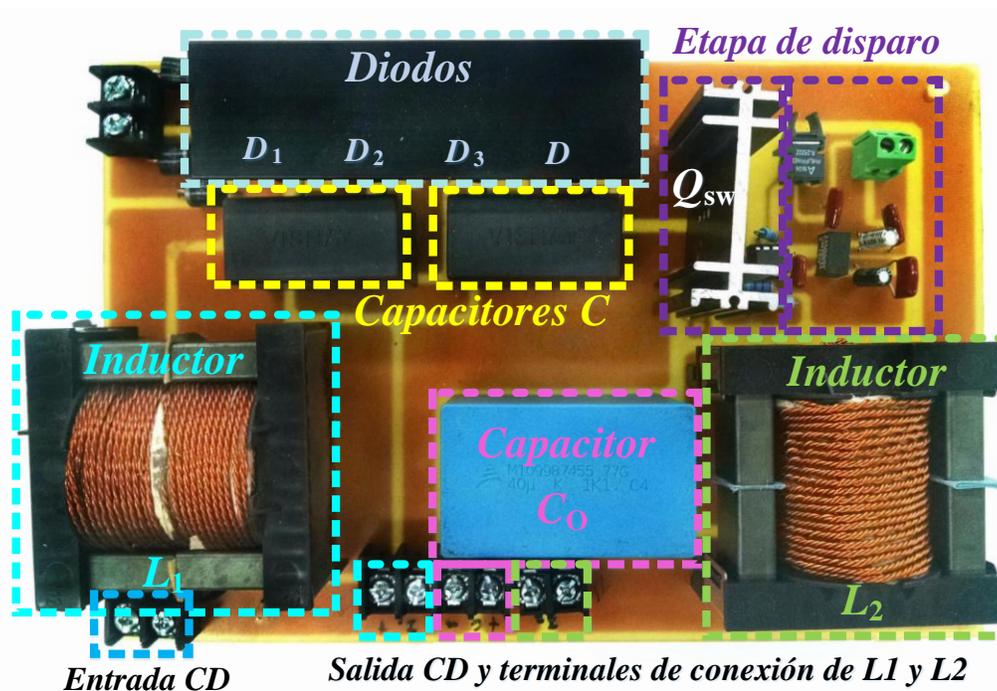


Figura 5.13. Prototipo del convertidor reductor de amplia relación de conversión.

A la entrada del convertidor se coloca una bornera donde se conecta la batería. Para el arreglo de la entrada del convertidor, se usaron los diodos de conmutación rápida U30D60C y para Q_{sw} se usó un MOSFET IRFPC60LC. Los inductores se devanaron sobre núcleos de ferrita individuales de tipo E y se usaron capacitores de película para todos los capacitores en el convertidor. La señal PWM que activa y desactiva Q_{sw} se aisló del convertidor mediante el uso de fibra óptica.

Para la secuencia de conmutación se utilizó una modulación por ancho de pulso PWM que fue generada a partir del circuito integrador TL494DB IC, que permite generar una secuencia PWM con ciclo de trabajo constante, además de que permite modificar la frecuencia de la modulación y el ciclo de trabajo.

Mediante la terminal de la entrada de CD y la terminal del inductor L_1 se logra sensar el voltaje y la corriente de la batería, respectivamente. La Figura 5.14 muestra la etapa de adquisición de datos.

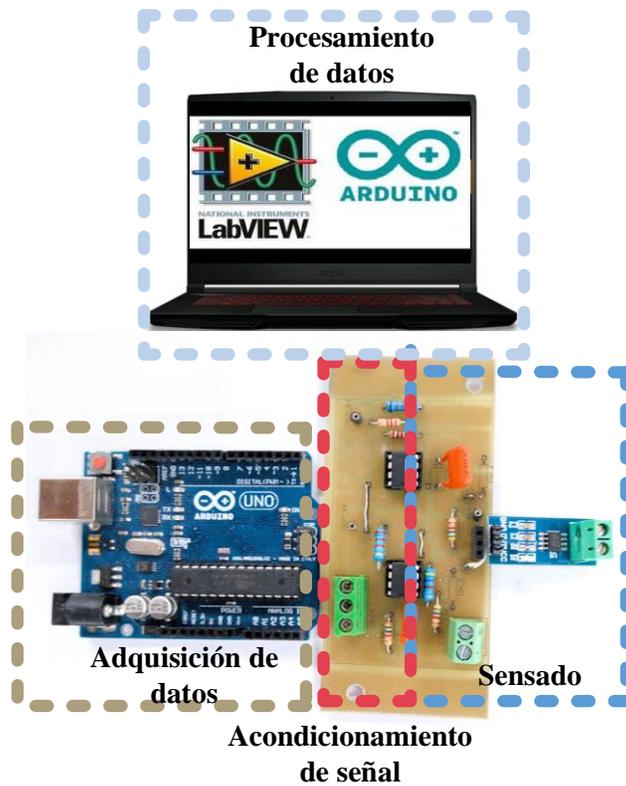


Figura 5.14. Prototipo se sistema de adquisición de datos.

5.4 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 100%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador de orden completo cuando la batería se encuentra cargada al 100% empleando el sistema de estimación de la Figura 4.10 del Capítulo 4, sensando el voltaje y la corriente de la batería conectada al convertidor CD-CD. La ganancia de matriz l de (3.19) y (3.20) tiene un valor de $l_1 = 1000$ y $l_2 = 4e - 3$, respectivamente.

La Figura 5.15 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

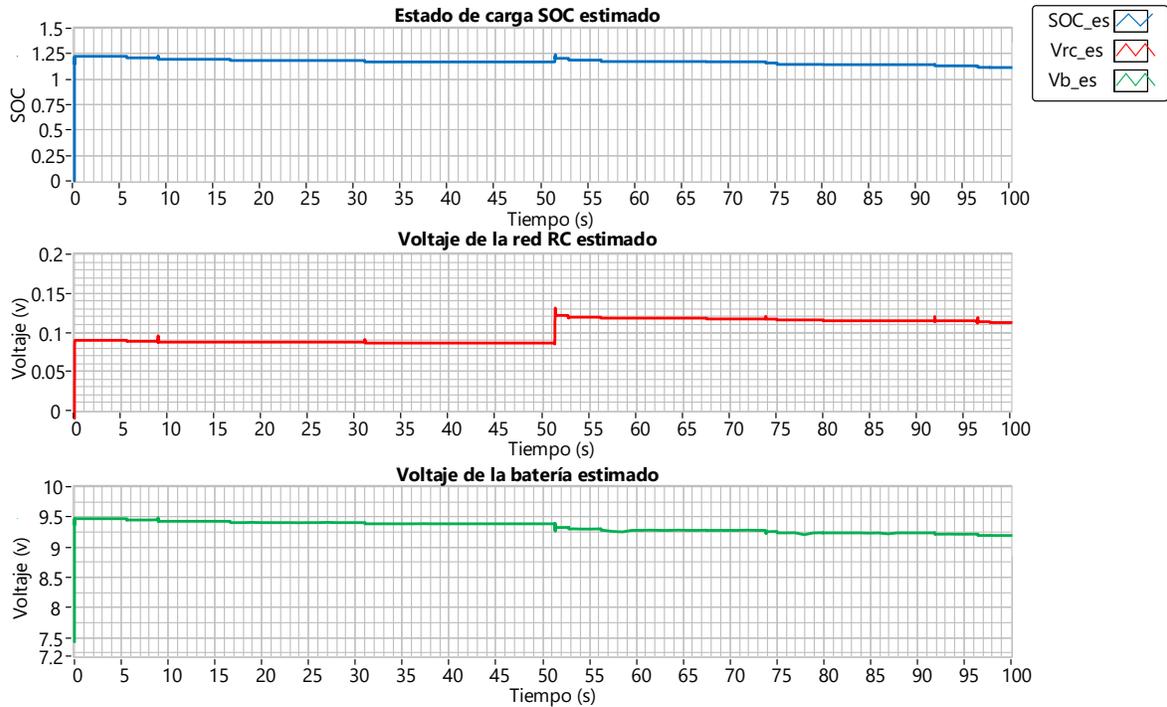


Figura 5.15. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

En la Figura 5.15 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador de orden completo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.15.

5.4.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.16 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.15, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

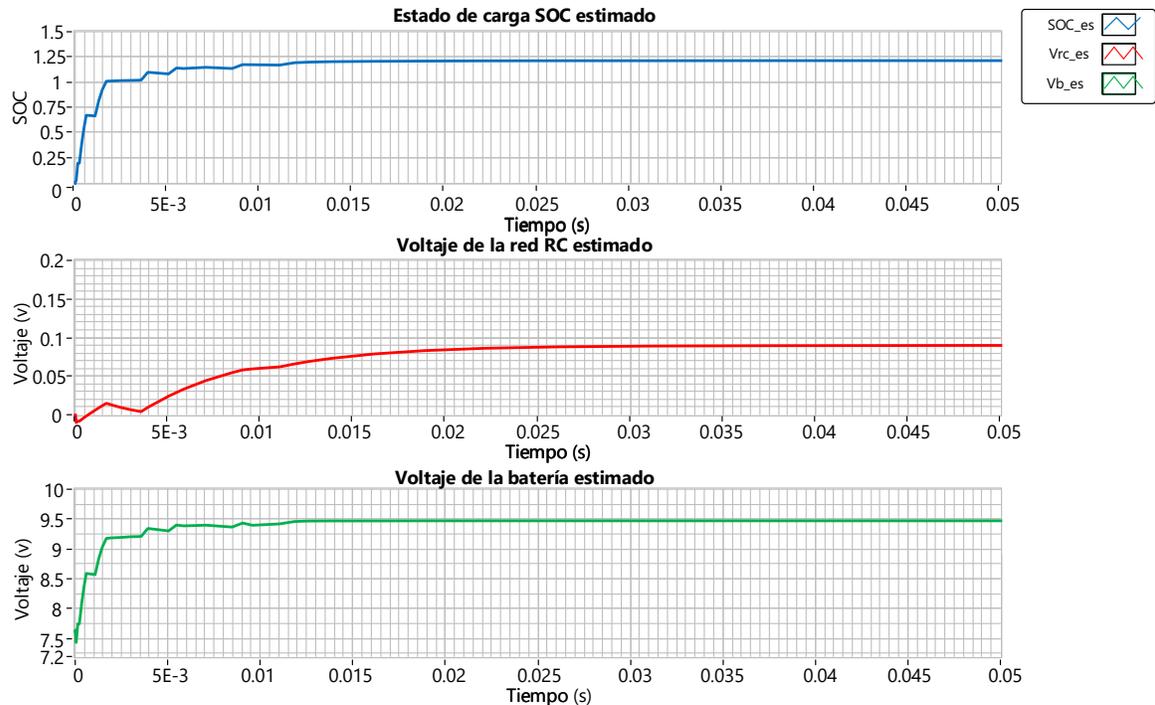


Figura 5.16. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

La Figura 5.16 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 0.03s y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo y las variables estimadas convergen a sus valores de estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 1.2, aproximadamente, en estado estacionario debido al comportamiento no lineal de la batería ya que se está sensando un voltaje de 9.5V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 100%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.09V es estado estacionario aproximadamente, el cual coincide con el voltaje estimado en simulación. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 9.5V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.21.

5.4.2 Cambio de carga

En la Figura 5.17 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.15, pero en una escala de tiempo de 51.2s a 51.5s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

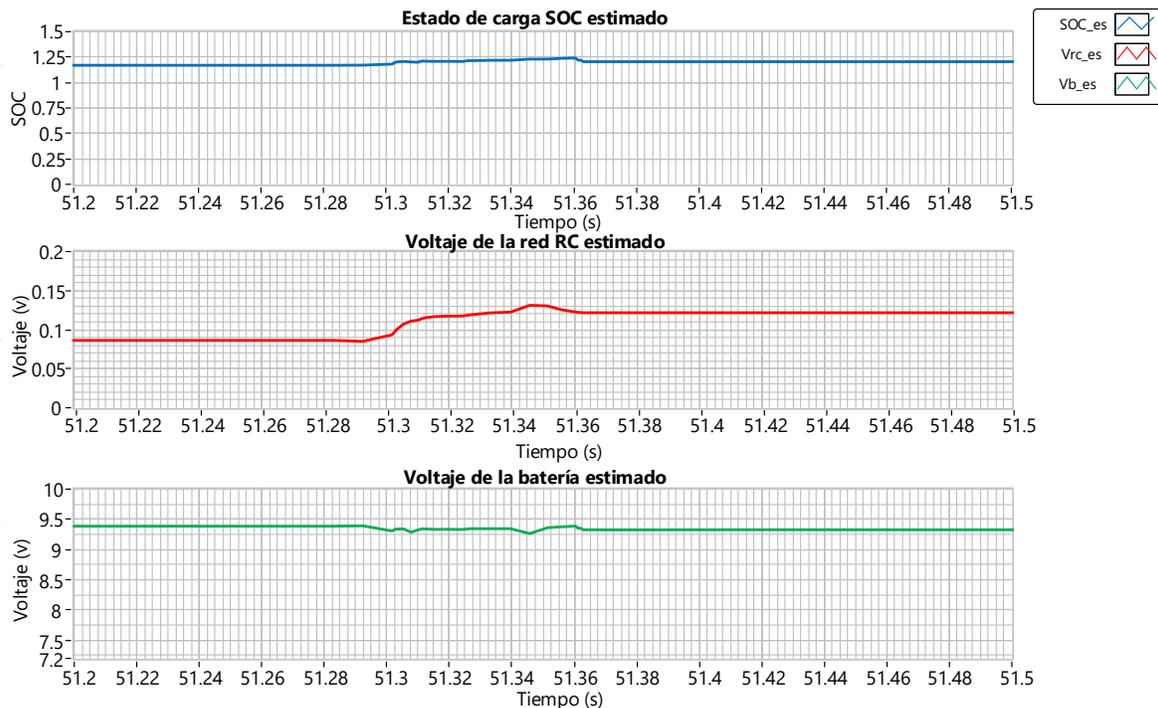


Figura 5.17. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100% (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 51.2s a 51.5s.

La Figura 5.17 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 51.2s a 51.5s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ los estados estimados presentan un transitorio de 0.1s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 1.17, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 1.19 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.09V es estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.12V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial de 9.37V , mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 9.3V. El voltaje sensado en la entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.18.

La Figura 5.18 muestra la evolución de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.18 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 9.25V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada al 100%.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.38A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.63A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 1.7\Omega$, $V_{C_0} = 2.53V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.66V$ aproximadamente.

La corriente del inductor i_{L_2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_2} = 2.52A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_2} = 3.07A$ aproximadamente.

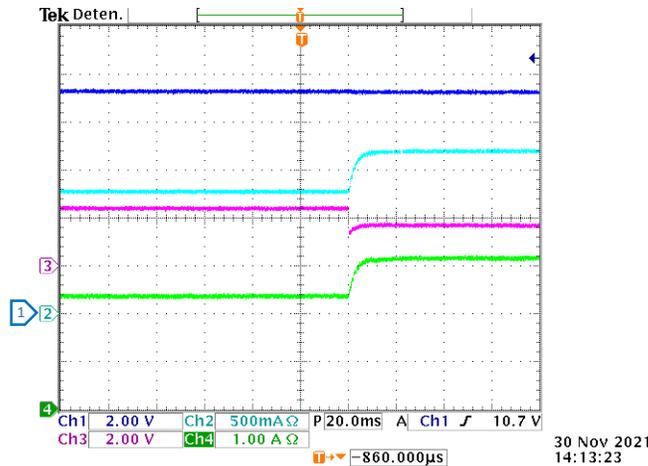


Figura 5.18. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

5.4.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.19 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.20 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

En la Figura 5.19 y Figura 5.20 se observa que el voltaje de la batería estimado V_{bes} disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 100% como ocurre en la medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.18. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada $V_{RC_{es}}$.

La Figura 5.21 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.18. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

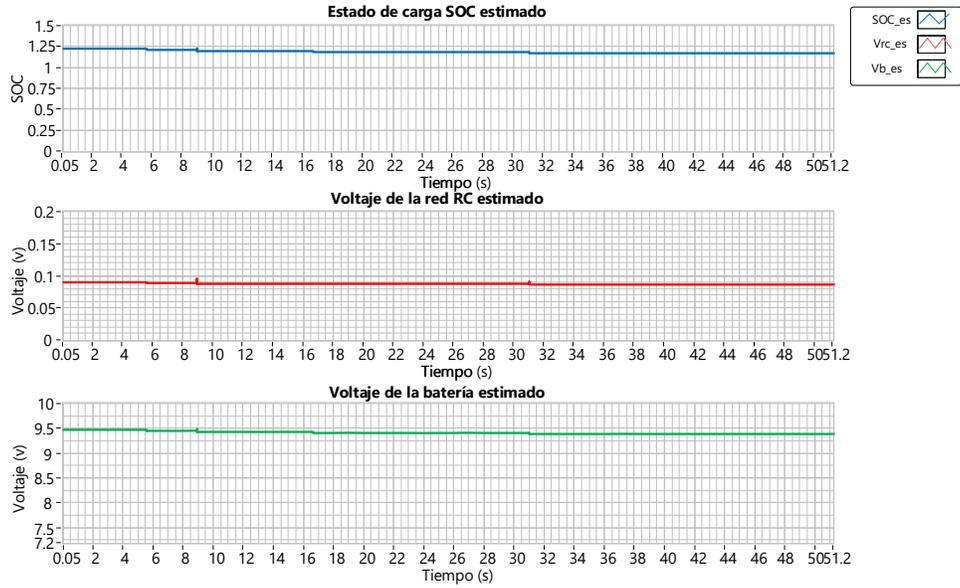


Figura 5.19. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 51.2s con una carga $R_s = 1.7\Omega$ con carga al 100%.

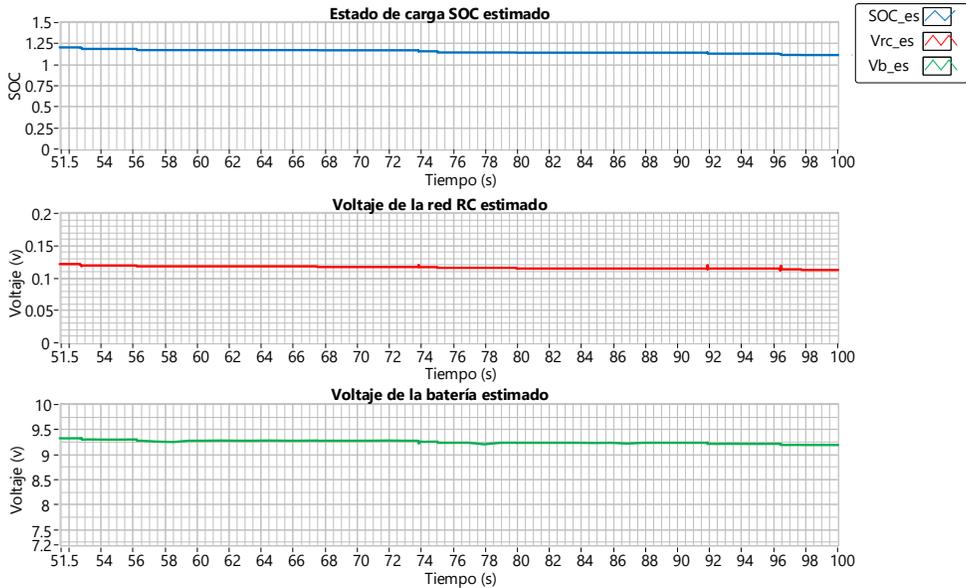


Figura 5.20. Resultados del estimador de orden completo con carga al 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 51.5s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

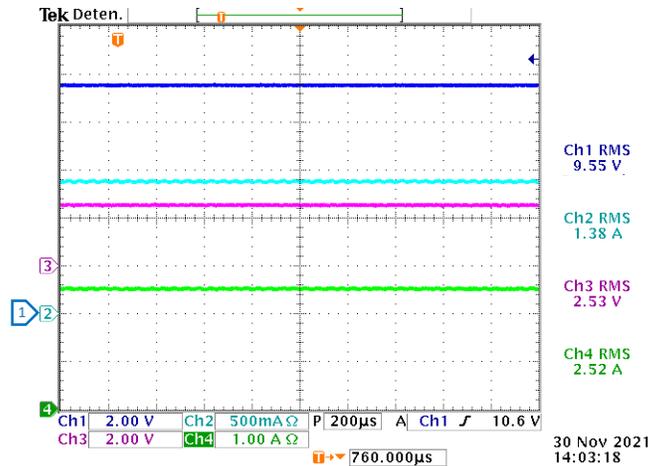


Figura 5.21. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga de $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 5.21 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 9.55\text{V}$, una corriente del inductor $i_{L1} = 1.38\text{A}$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C0} = 2.53\text{V}$ y una corriente del inductor $i_{L2} = 2.52\text{A}$.

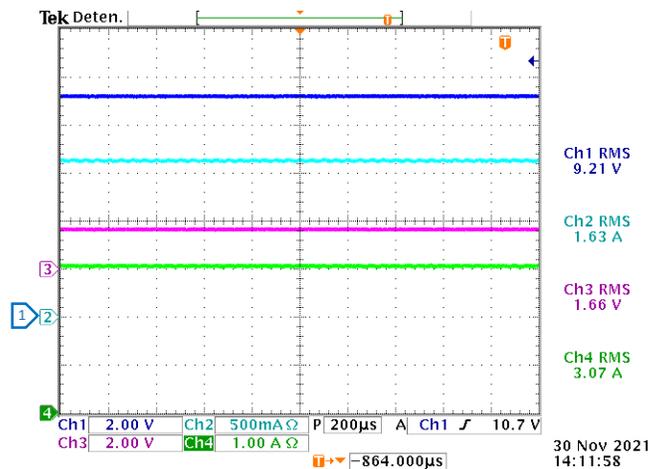


Figura 5.22. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.22 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.18. Estas mediciones se realizaron en el final de la estimación de orden completo

con una carga $R_s = 0.85\Omega$. Además se aprecia un voltaje de entrada de $V_b = 9.21V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.63A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 1.66V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 3.07A$.

5.5 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 66%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador de orden completo cuando la batería se encuentra cargada al 66%. Esto se logra demandando una corriente de 3300mA durante 20 minutos mediante una carga electrónica a la batería cuando se encuentra cargada completamente.

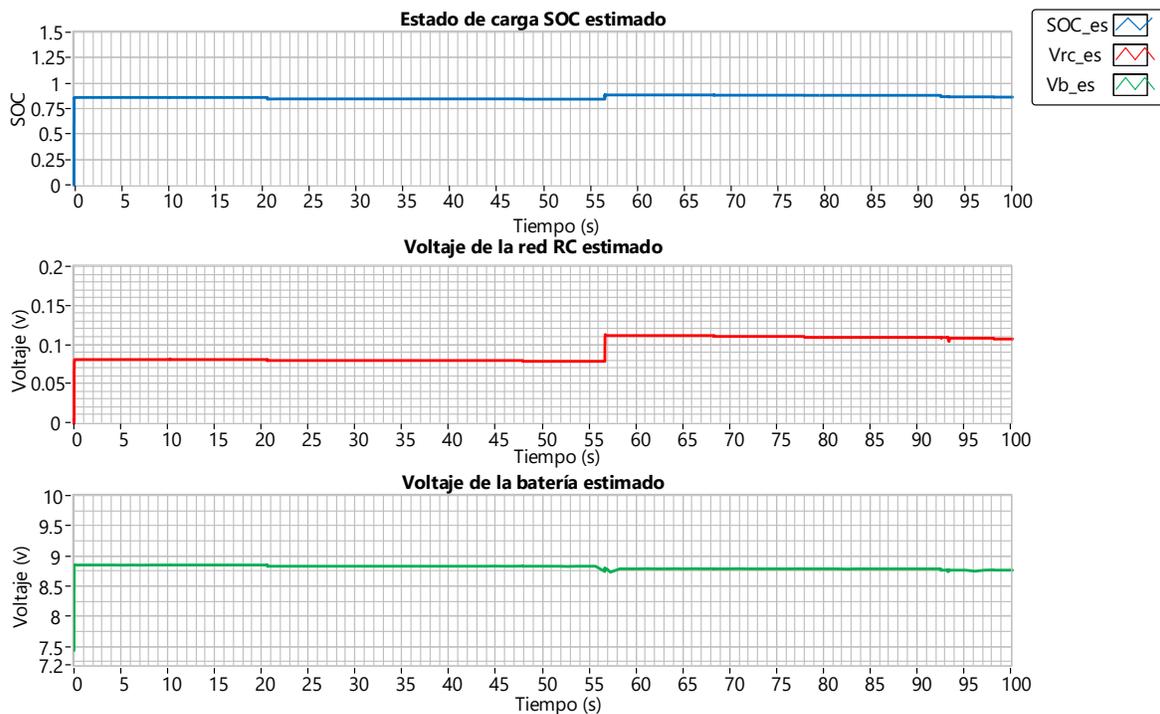


Figura 5.23. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

La Figura 5.23 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

En la Figura 5.23 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador de orden completo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.23.

5.5.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.24 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.23, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

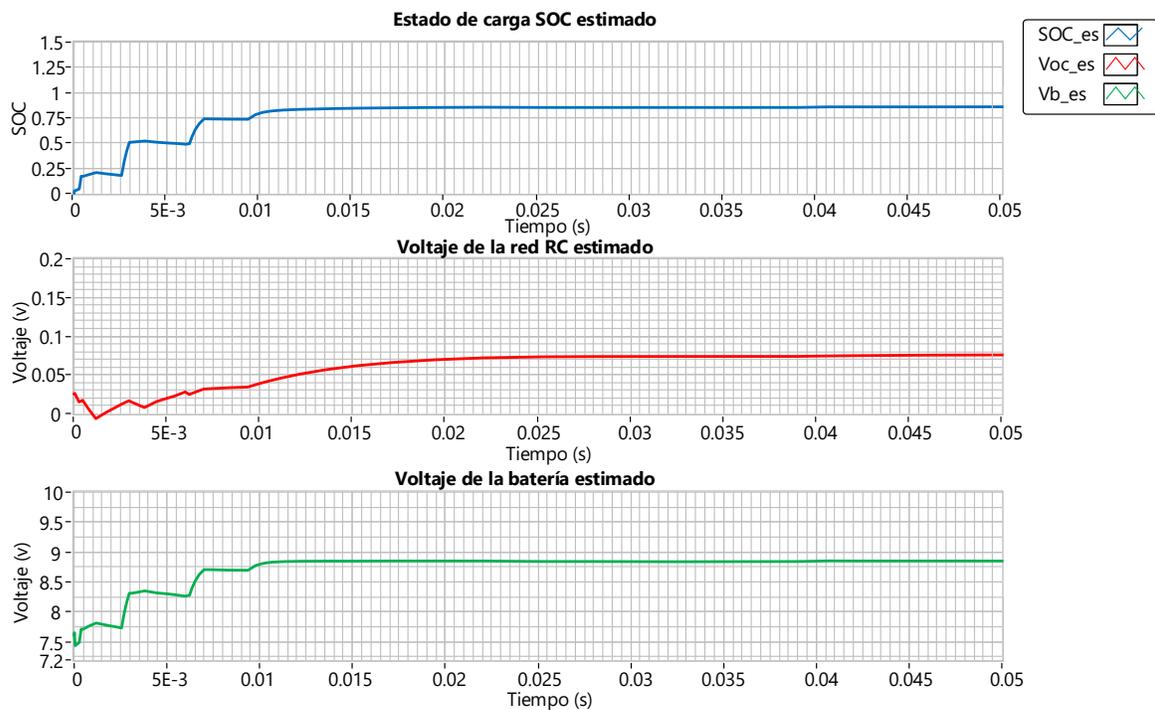


Figura 5.24. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

La Figura 5.24 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 0.03s y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo, donde las variables estimadas convergen a sus valores de estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 0.87 aproximadamente en estado estacionario ya que se está sensando un voltaje de 8.92V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 66%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.08V en estado estacionario aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 8.9V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.27.

5.5.2 Cambio de carga

En la Figura 5.25 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.23, pero en una escala de tiempo de 56.6s a 56.9s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

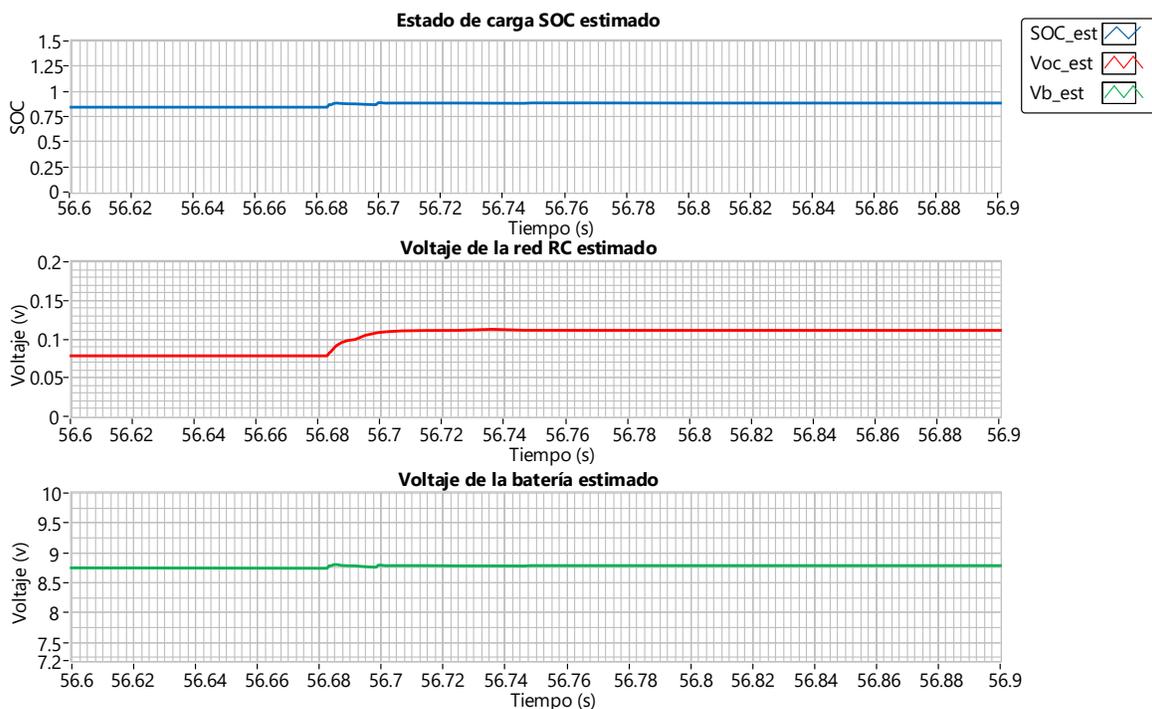


Figura 5.25. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.6s a 56.9s.

La Figura 5.25 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 56.6s a 56.9s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ los estados estimados presentan un transitorio de 0.1s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 0.85, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 0.87 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.08V es estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.11V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial de 8.7V aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 8.68V aproximadamente. El voltaje sensado en la entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.26.

La Figura 5.26 muestra la evolución de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.26 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.9V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada a 66%.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.28A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.57A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 1.7\Omega$, $V_{C_0} = 2.34V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.56V$ aproximadamente.

La corriente del inductor i_{L_2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_2} = 2.34A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_2} = 2.95A$ aproximadamente.

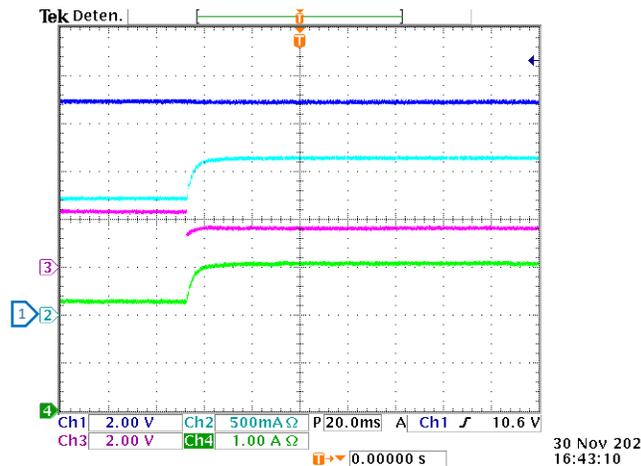


Figura 5.26. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

5.5.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.27 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.28 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

En la Figura 5.27 y Figura 5.28 se observa que el voltaje de la batería estimado $V_{b_{es}}$ disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 66% como ocurre en la medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.26. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada $V_{RC_{es}}$.

La Figura 5.29 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.26. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

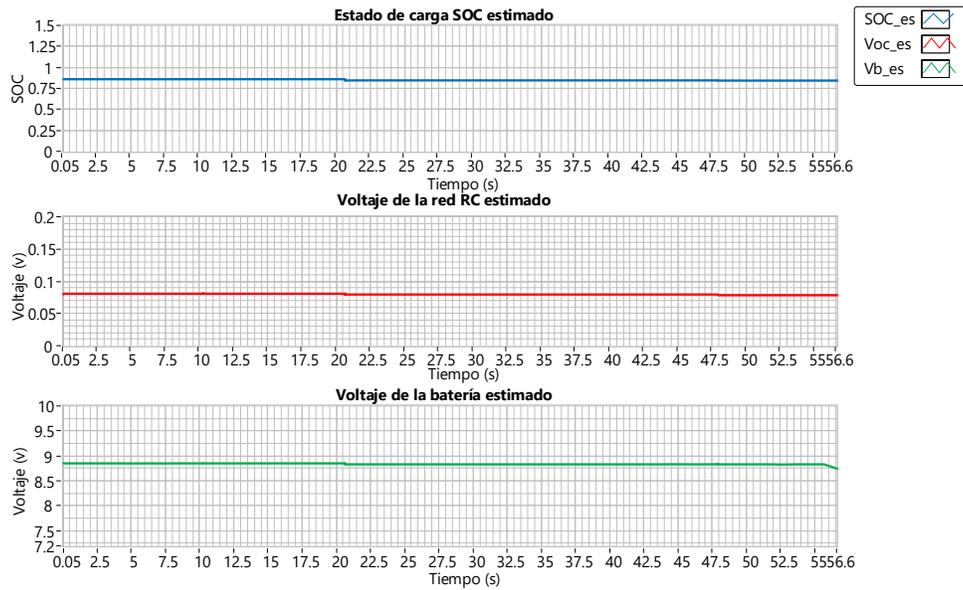


Figura 5.27. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 56.6s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

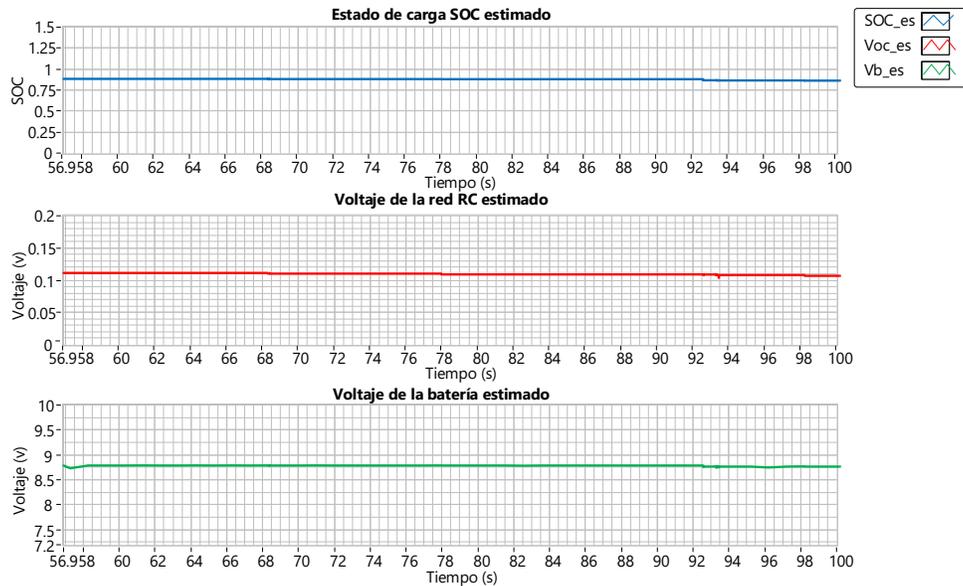


Figura 5.28. Resultados del estimador de orden completo con carga al 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.9s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

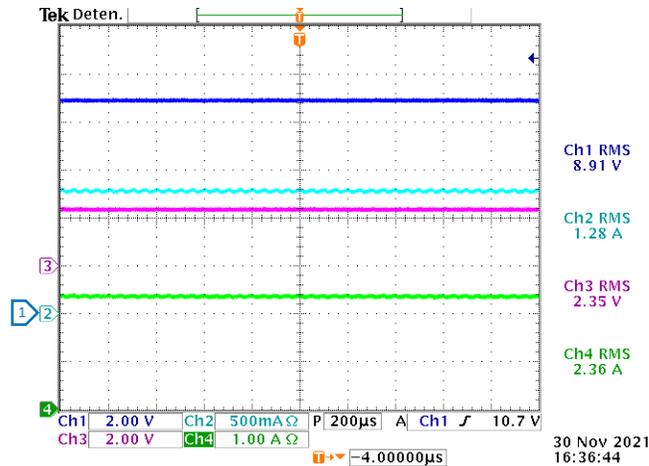


Figura 5.29. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga de $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 5.29 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.91\text{V}$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.28\text{A}$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 2.35\text{V}$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.36\text{A}$.

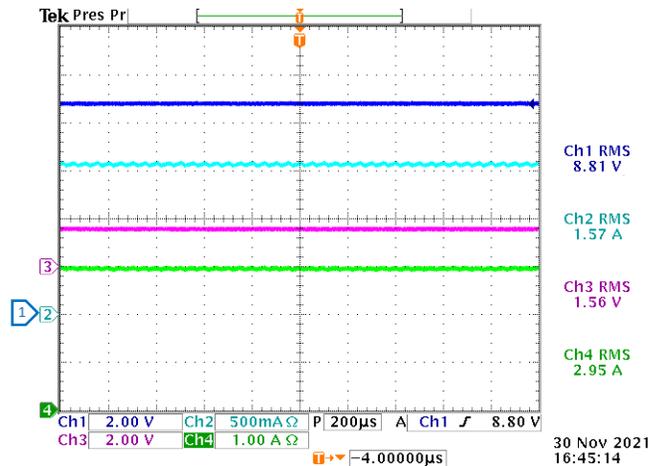


Figura 5.30. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga de $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.30 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.26. Estas mediciones se realizaron en el final de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.30 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.81V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.57A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 1.56V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.95A$.

5.6 Estimador de orden completo con un porcentaje de carga del 33%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador de orden completo cuando la batería se encuentra cargada al 33%. Esto se logra demandando una corriente de 3300mA durante 40 minutos mediante una carga electrónica a la batería cuando se encuentra cargada completamente.

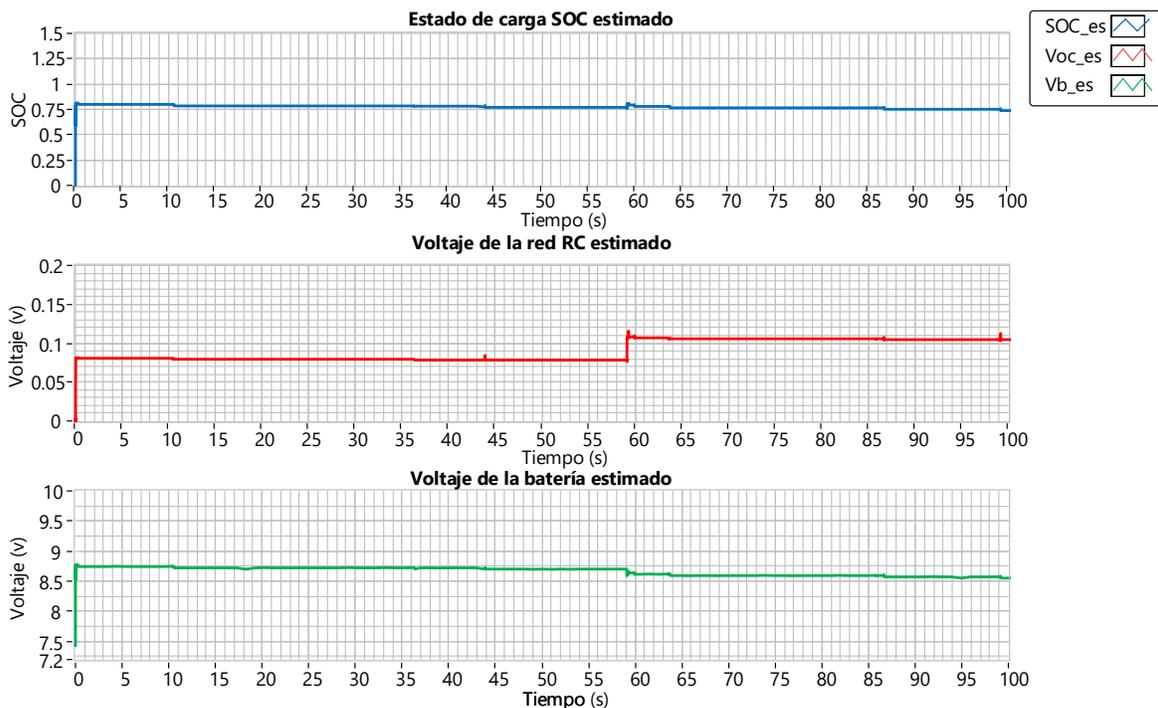


Figura 5.31. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

La Figura 5.31 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

En la Figura 5.31 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador de orden completo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.31.

5.6.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.32 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.31, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

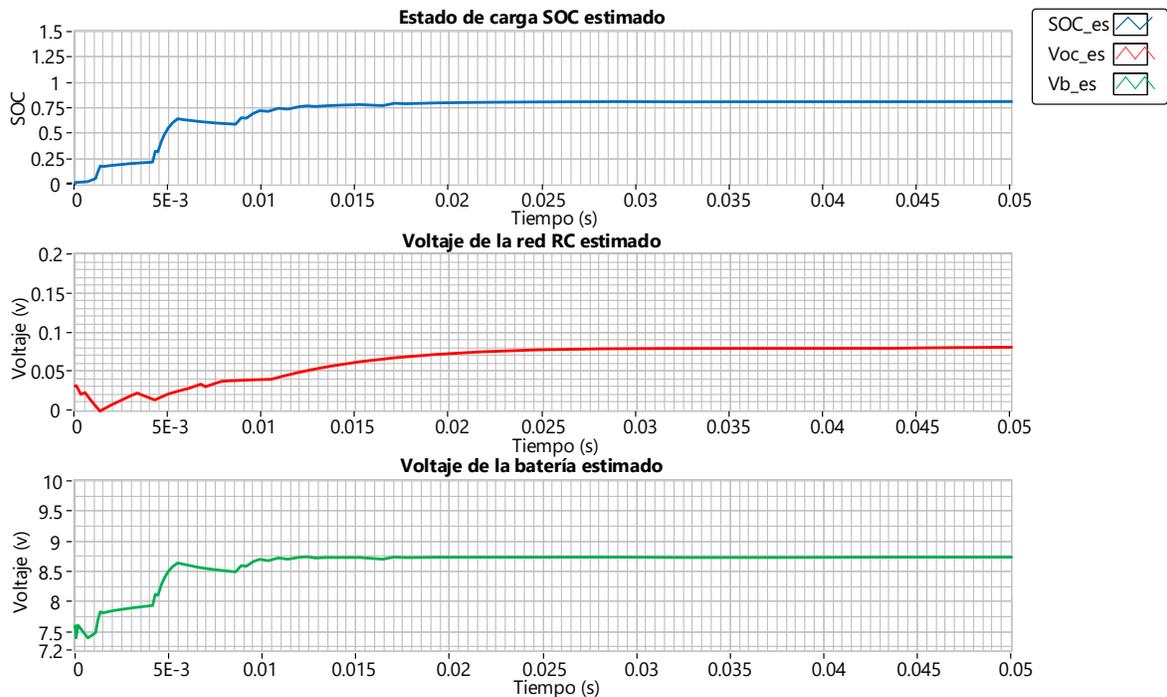


Figura 5.32. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

La Figura 5.32 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 0.03s y conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo, donde las variables estimadas convergen a sus valores de estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 0.8 aproximadamente en estado estacionario ya que se está sensando un voltaje de 8.73V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 33%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.07V en estado estacionario aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 8.73V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.37.

5.6.2 Cambio de carga

En la Figura 5.33 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.31, pero en una escala de tiempo de 59s a 59.3s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.33 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 59s a 59.3s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ los estados estimados presentan un transitorio de 0.1s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 0.75, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 0.78 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.08V en estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.11V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial es de 8.7V

aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 8.6V aproximadamente. El voltaje sentido en la entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.34.

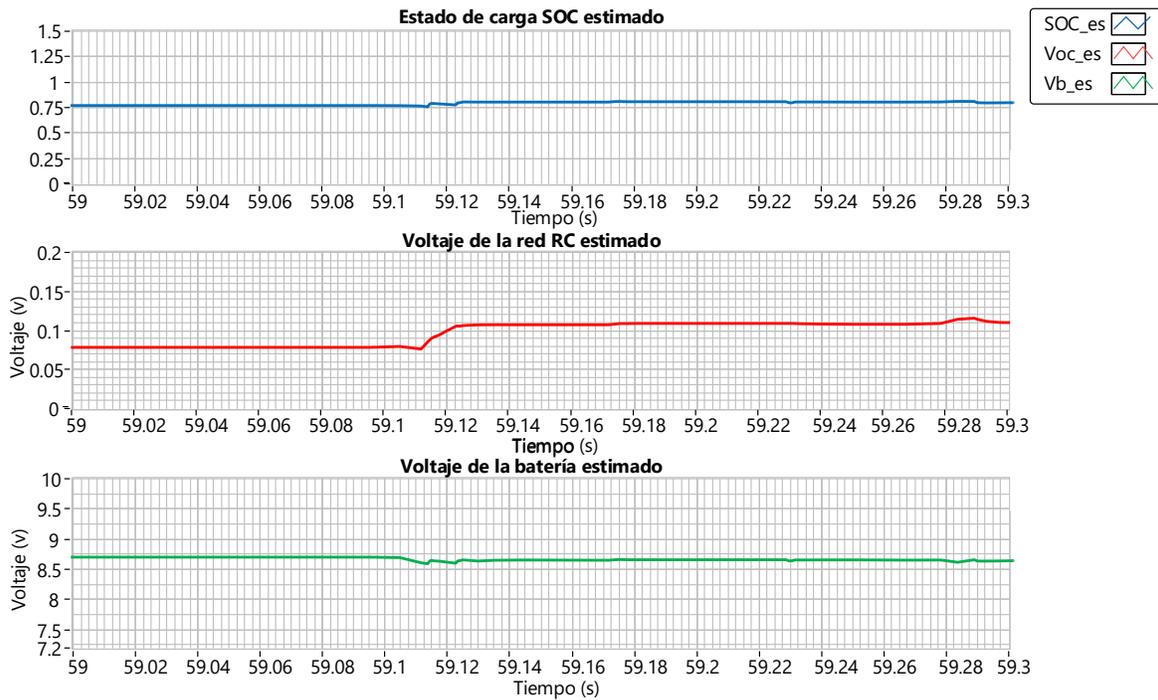


Figura 5.33. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 59s a 59.3s.

La Figura 5.34 muestra la medición de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.34 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.73V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada a 33%.

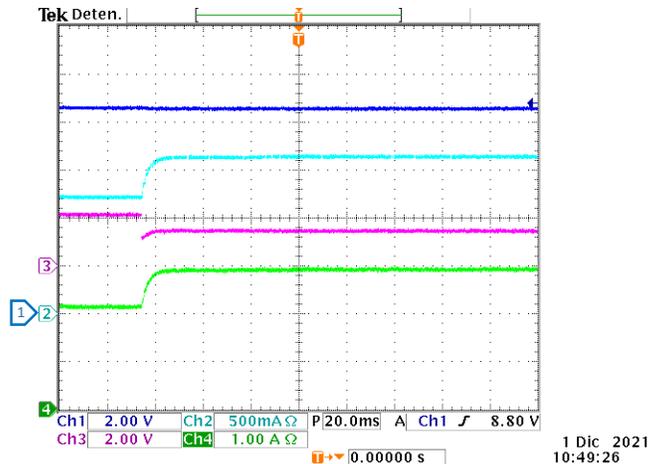


Figura 5.34. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.31A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.56A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 1.7\Omega$, $V_{C_0} = 2.15V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.44V$ aproximadamente.

La corriente del inductor i_{L_2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_2} = 2.14A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_2} = 2.8A$ aproximadamente.

5.6.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.35 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.36 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

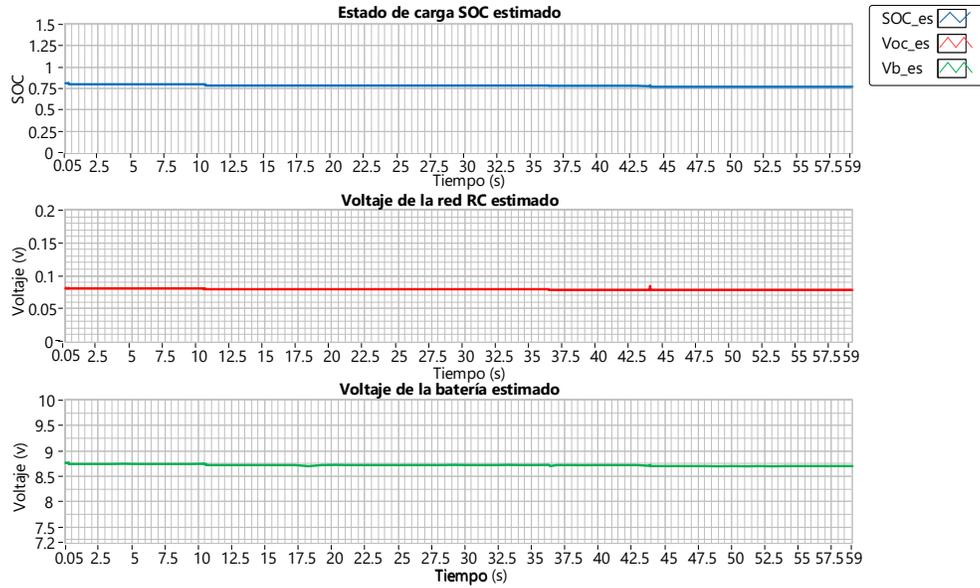


Figura 5.35. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 59s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

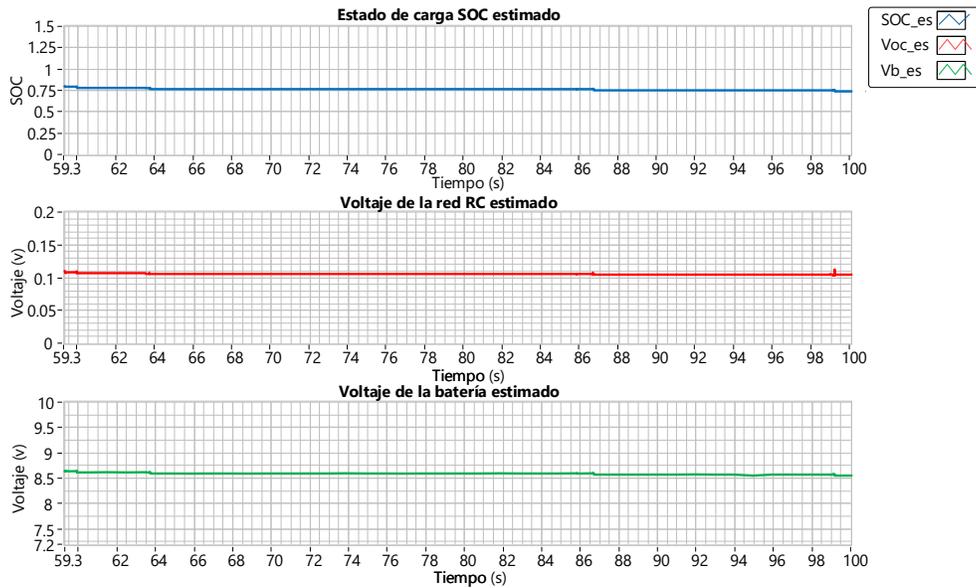


Figura 5.36. Resultados del estimador de orden completo con carga al 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.9s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

En la Figura 5.35 y Figura 5.36 se observa que el voltaje de la batería estimado $V_{b_{es}}$ disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 33% como ocurre en la

medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.34. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada $V_{RC_{es}}$.

La Figura 5.37 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.34. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

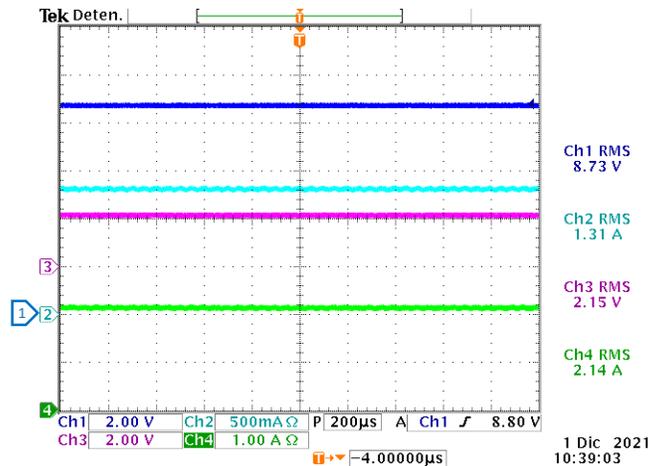


Figura 5.37. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 5.37 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.73V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.31A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 2.15V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.14A$.

La Figura 5.38 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.34. Estas mediciones se realizaron en el final de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.38 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.55V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.56A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 1.44V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.80A$.

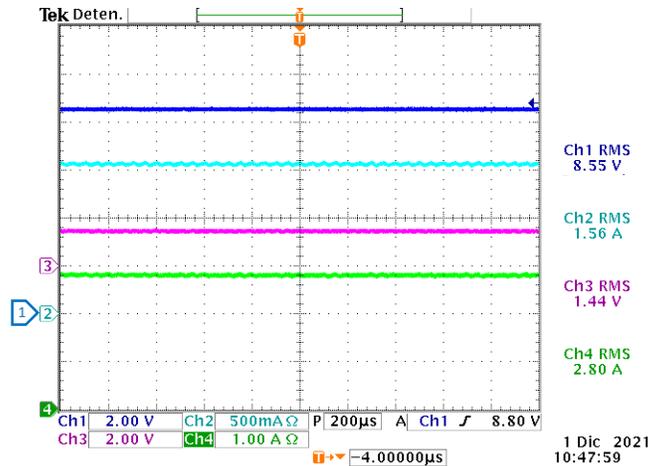


Figura 5.38. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador de orden completo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 $\mu\text{s}/\text{div}$). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

5.7 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador basado en control adaptativo cuando la batería se encuentra cargada al 100% empleando el sistema de estimación de la Figura 4.18 del Capítulo 4, sensando el voltaje y la corriente de la batería conectada al convertidor CD-CD. La ganancia de (3.38) y (3.39) tienen un valor $\lambda_1 = 1000$ y $\lambda_2 = 4e - 3$, respectivamente.

La Figura 5.39 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

En la Figura 5.39 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador basado en control adaptativo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.39 con una escala más pequeña.

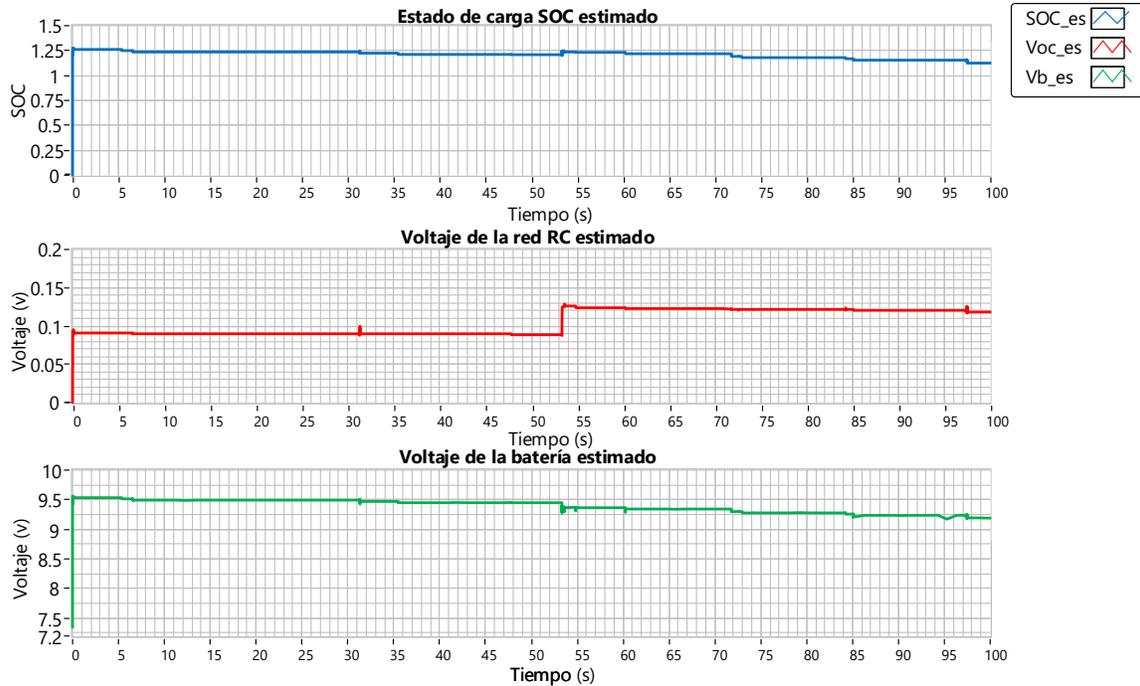


Figura 5.39. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

5.7.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.40 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.39, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

La Figura 5.40 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 5ms en el estado de carga estimado y en el voltaje de la batería estimado, conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo, y las variables convergen a su comportamiento de estado estacionario. El voltaje de la red RC estimado tiene un transitorio con un periodo de 0.03s y su comportamiento es similar al estimador de orden completo.

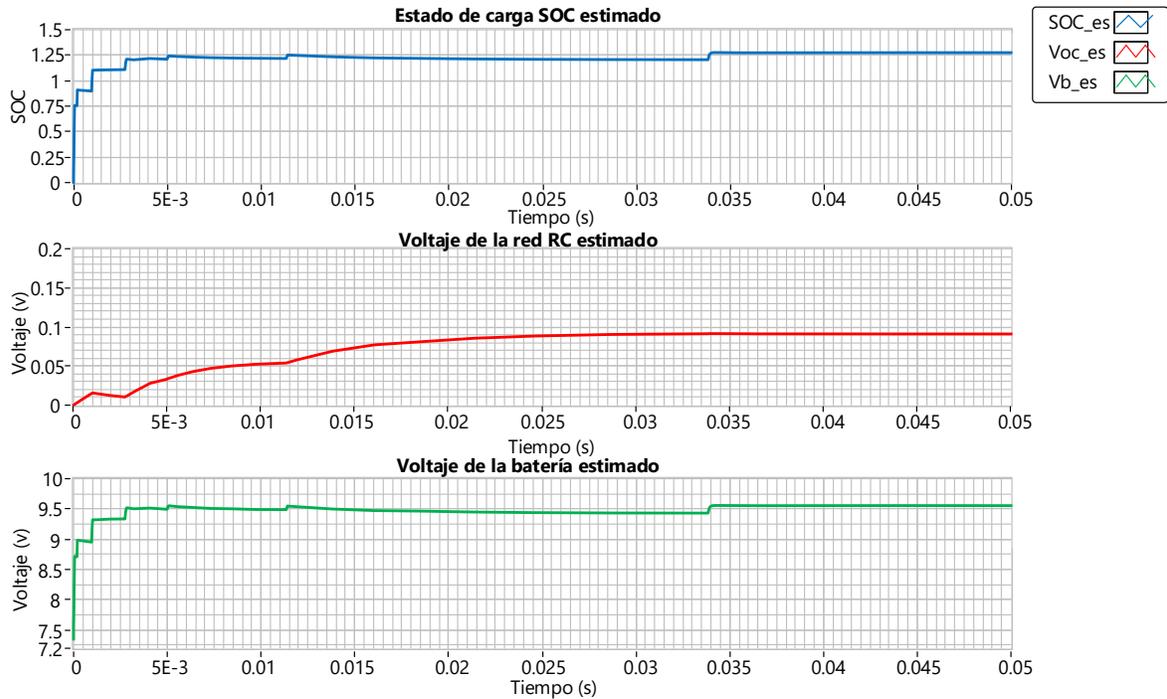


Figura 5.40. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 1.2 aproximadamente en estado estacionario debido al comportamiento no lineal de la batería ya que se está sensando un voltaje de 9.5V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 100%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.09V en estado estacionario aproximadamente, el cual coincide con el voltaje estimado en simulación. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 9.5V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.45.

5.7.2 Cambio de carga

En la Figura 5.41 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.39, pero en una escala de tiempo de 53.25s a 53.55s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

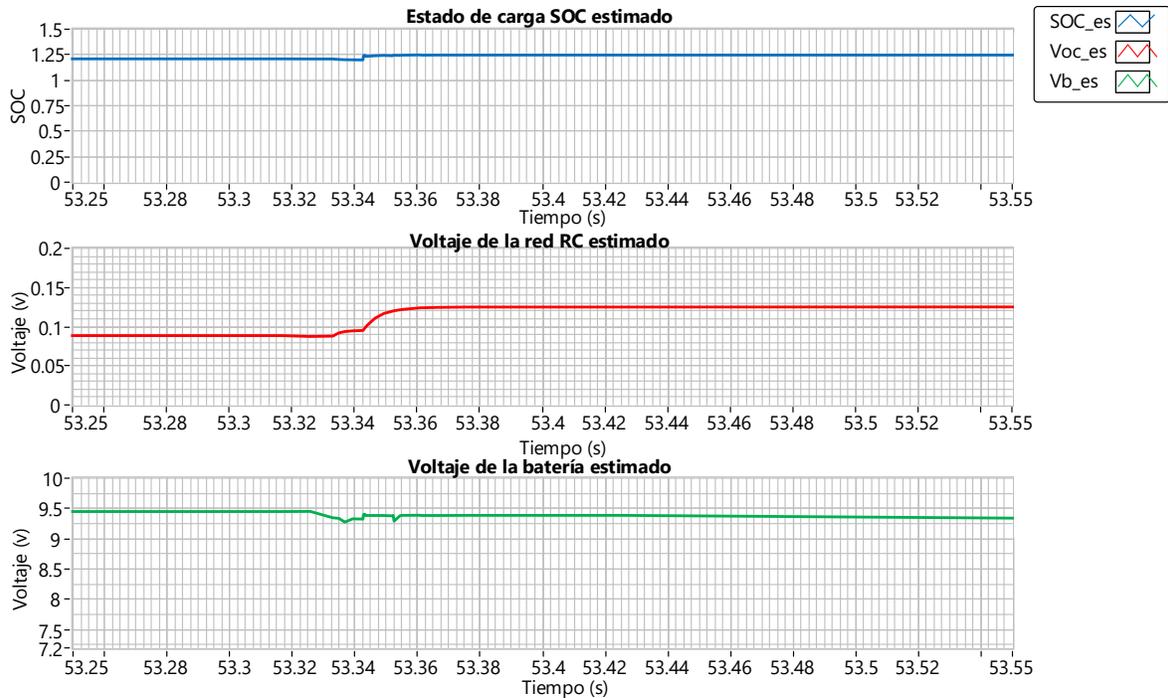


Figura 5.41. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 53.25 a 53.55s.

La Figura 5.41 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 53.25s a 53.55s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$, los estados estimados presentan un transitorio de 0.06s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 1.17, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 1.19 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.09V en estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.12V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial de 9.4V, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 9.3V. El voltaje sentido en la

entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.42.

La Figura 5.42 muestra la evolución de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

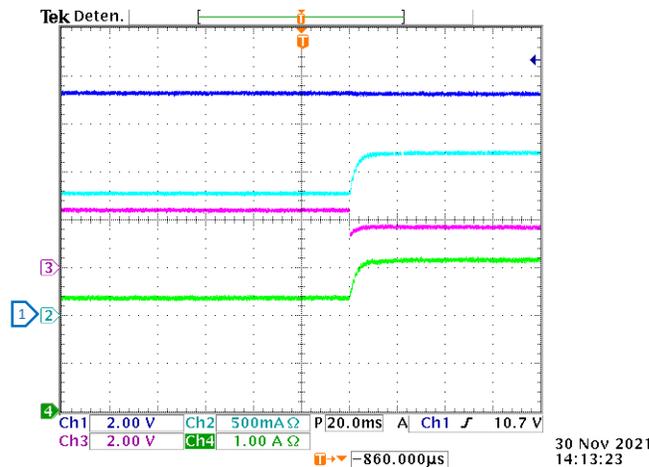


Figura 5.42. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div).

La Figura 5.42 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 9.74V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada al 100%.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.42A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.65A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 2.62\Omega$, $V_{C_0} = 2.53V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.65V$ aproximadamente.

La corriente del inductor i_{L_2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_2} = 2.62A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_2} = 3.12A$ aproximadamente.

5.7.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.43 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.44 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

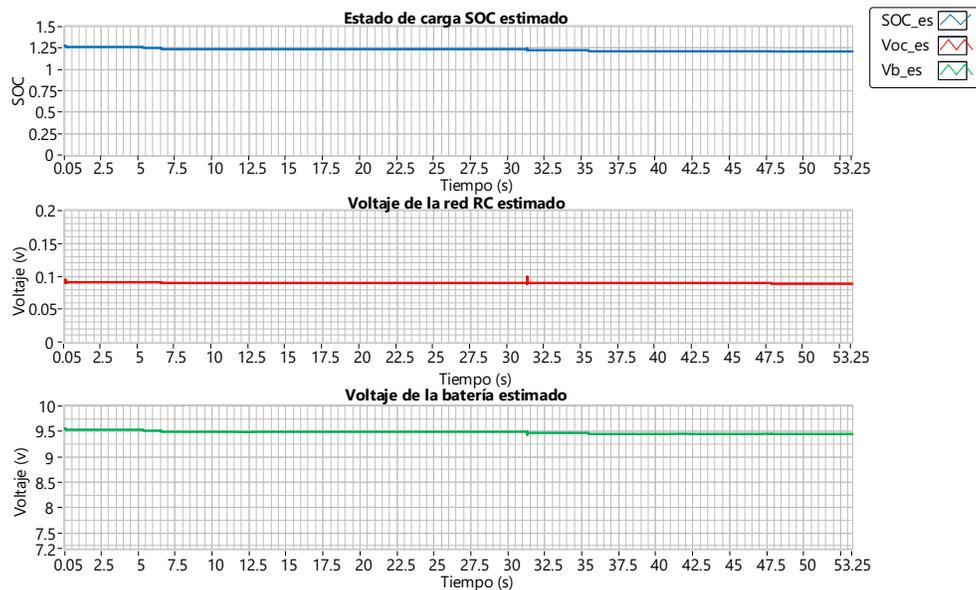


Figura 5.43. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 53.25s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

En la Figura 5.43 y Figura 5.44 se observa que el voltaje de la batería estimado $V_{b_{es}}$ disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 100% como ocurre en la medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.42. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada $V_{RC_{es}}$.

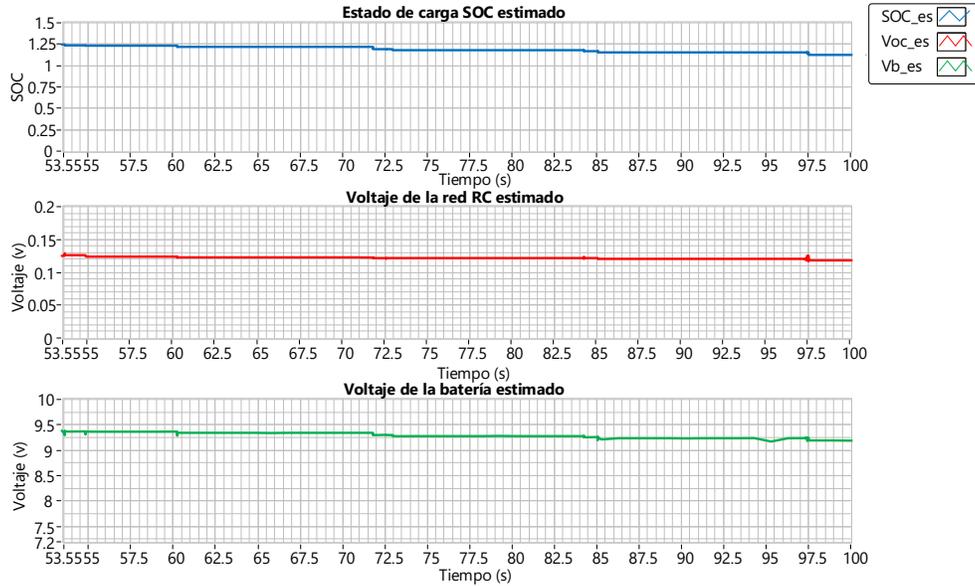


Figura 5.44. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 100%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Bajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 53.55s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.45 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.42. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 5.45 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 9.74V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.42A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 2.62V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.62A$.

La Figura 5.46 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.42. Estas mediciones se realizaron en el final de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

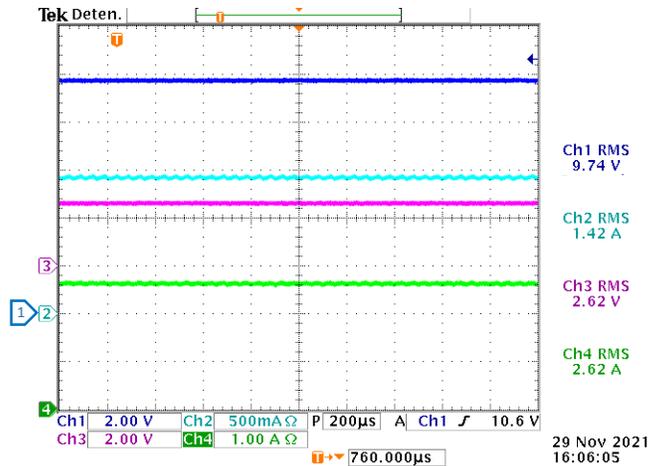


Figura 5.45. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

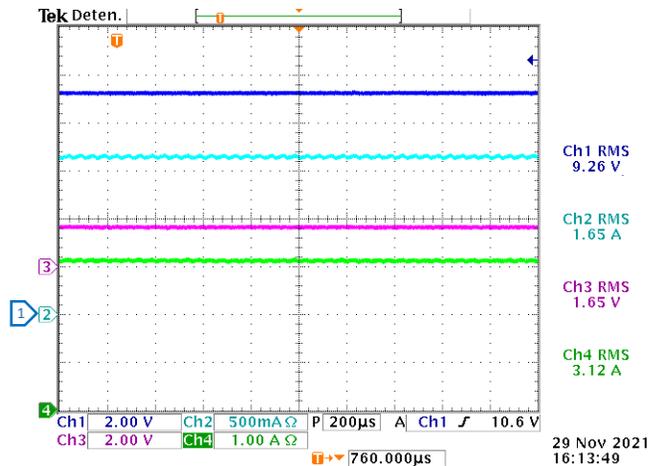


Figura 5.46. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 100% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.46 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 9.26V$, una corriente del inductor $i_{L1} = 1.65A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C0} = 1.65V$ y una corriente del inductor $i_{L2} = 3.12A$.

5.8 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador basado en control adaptativo cuando la batería se encuentra cargada al 66%. Esto se logra demandando una corriente de 3300mA durante 20 minutos mediante una carga electrónica a la batería cuando se encuentra cargada completamente.

La Figura 5.47 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

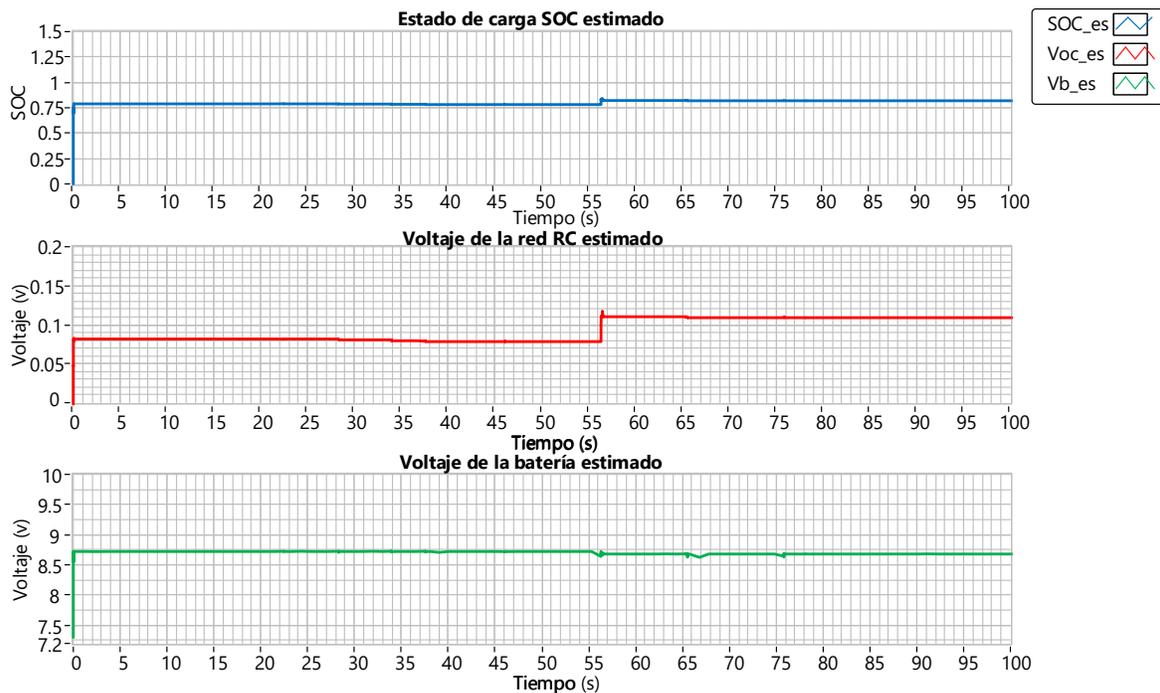


Figura 5.47. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

En la Figura 5.47 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador de orden completo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por

tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.47.

5.8.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.48 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.47, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

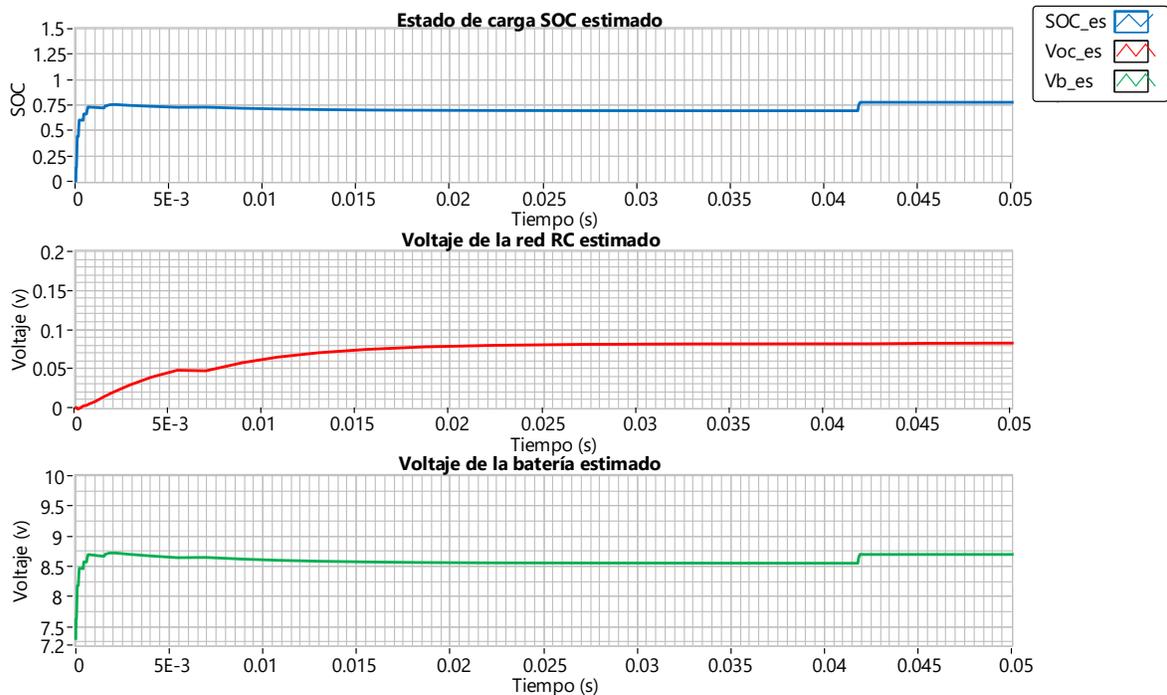


Figura 5.48. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

La Figura 5.48 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 5ms en el estado de carga estimado y en el voltaje de la batería estimado, conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo, y las variables convergen a su comportamiento de estado estacionario. El voltaje de la red RC estimado tiene un transitorio con un periodo de 0.03s y su comportamiento es similar al estimador de orden reducido.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 0.72 aproximadamente en estado estacionario ya que se está sensando un voltaje de 8.78V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 66%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.08V en estado estacionario aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 8.7V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.50.

5.8.2 Cambio de carga

En la Figura 5.49 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.47, pero en una escala de tiempo de 56.2s a 56.5s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

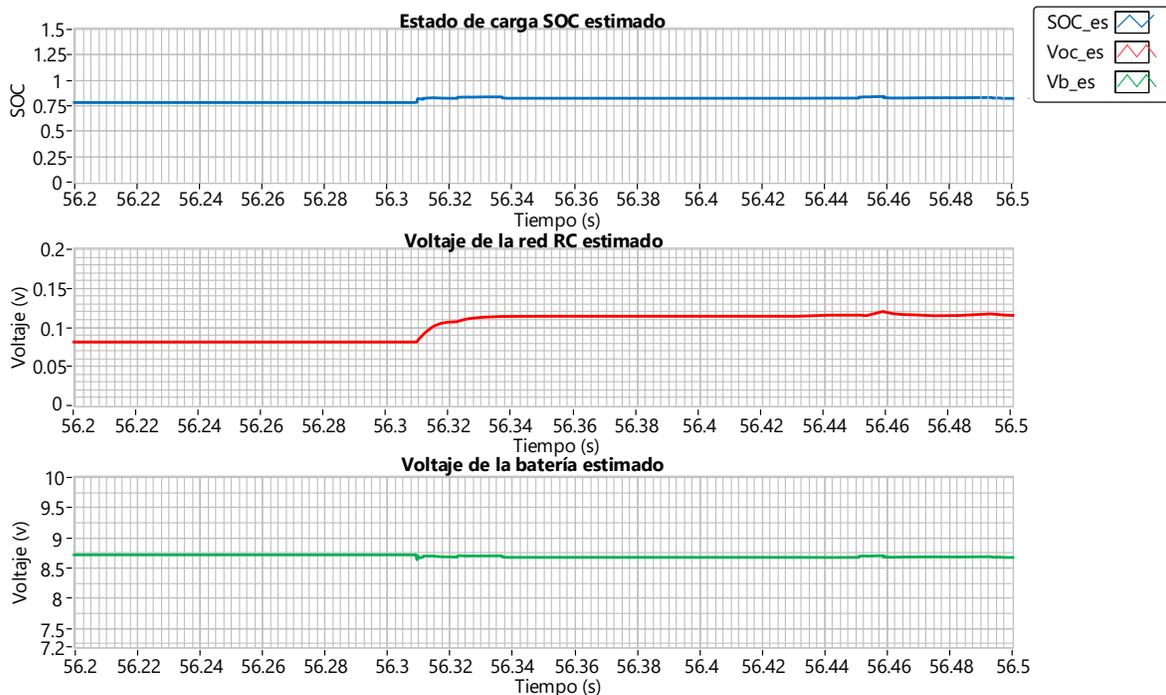


Figura 5.49. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.2s a 56.5s.

La Figura 5.49 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 56.2s a 56.5s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ los estados estimados presentan un transitorio de 0.06s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 0.8, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 0.85 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.08V es estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.11V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial de 8.75V aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 8.68V aproximadamente. El voltaje sentido en la entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.50.

La Figura 5.50 muestra la evolución de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.50 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.78V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada a 66%.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.25A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.56A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 1.7\Omega$, $V_{C_0} = 2.32V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.53V$ aproximadamente.

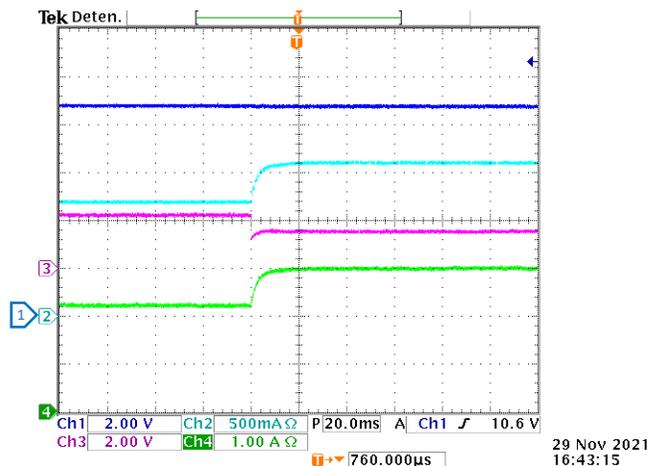


Figura 5.50. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La corriente del inductor i_{L2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L2} = 2.34A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L2} = 2.91A$ aproximadamente.

5.8.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.51 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.27 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

En la Figura 5.51 y Figura 5.52 se observa que el voltaje de la batería estimado V_{bes} disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 66% como ocurre en la medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.50. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada V_{RCes} .

La Figura 5.53 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.50. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

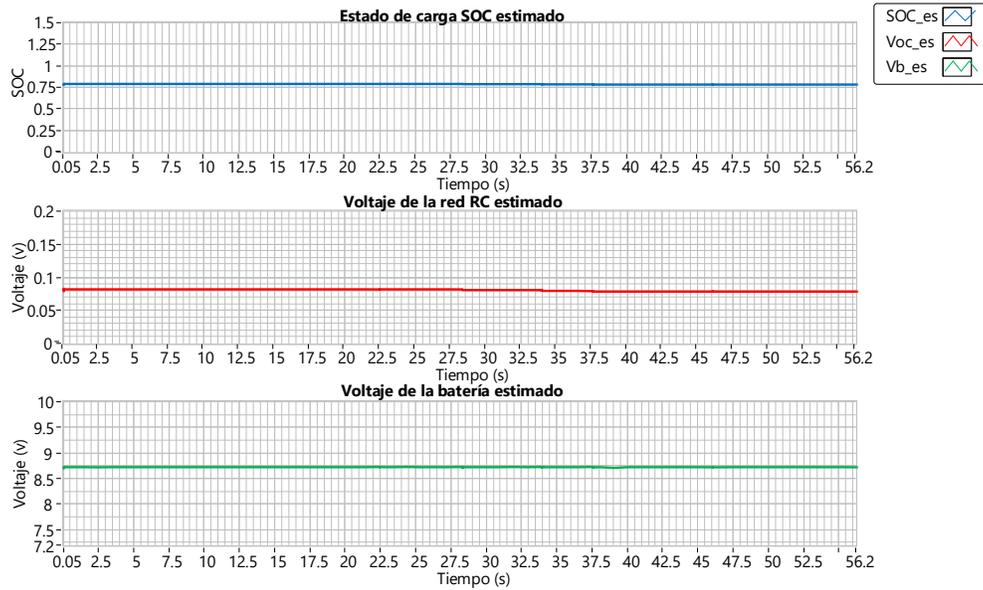


Figura 5.51. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 56.2s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

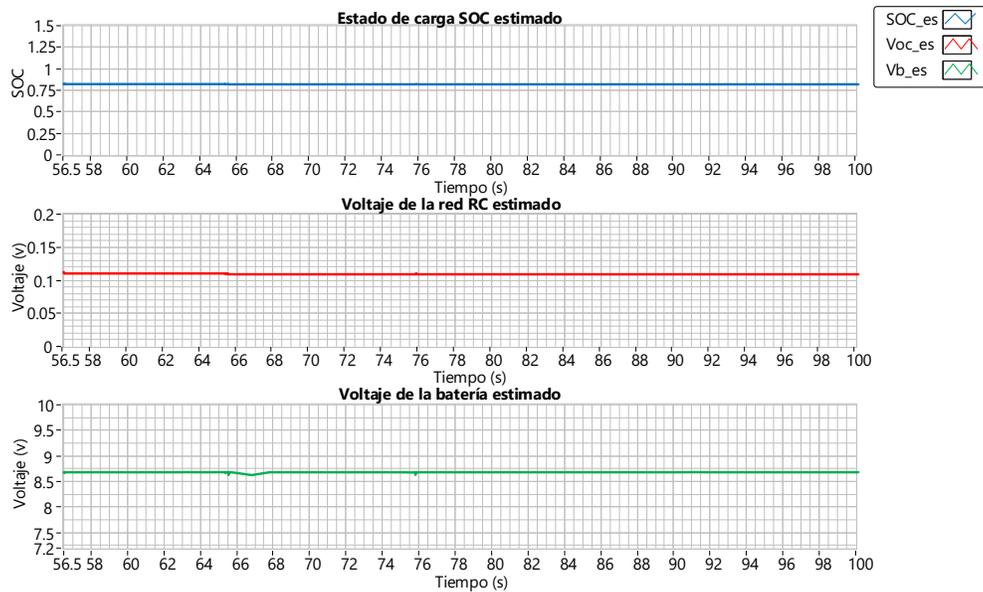


Figura 5.52. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 66%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 56.5s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

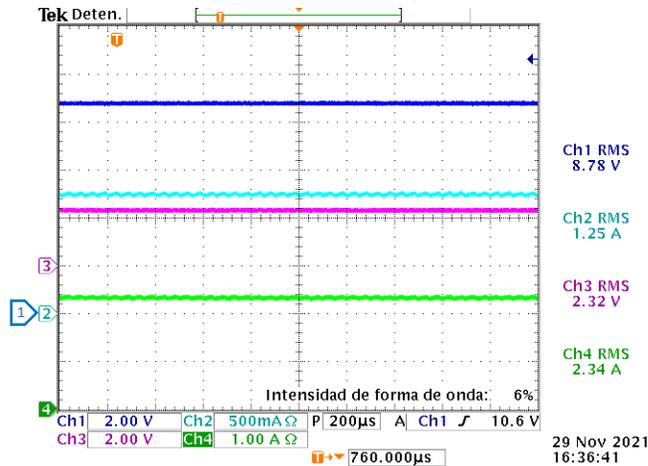


Figura 5.53. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

La Figura 5.53 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.78V$, una corriente del inductor $i_{L1} = 1.25A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C0} = 2.32V$ y una corriente del inductor $i_{L2} = 2.34A$.

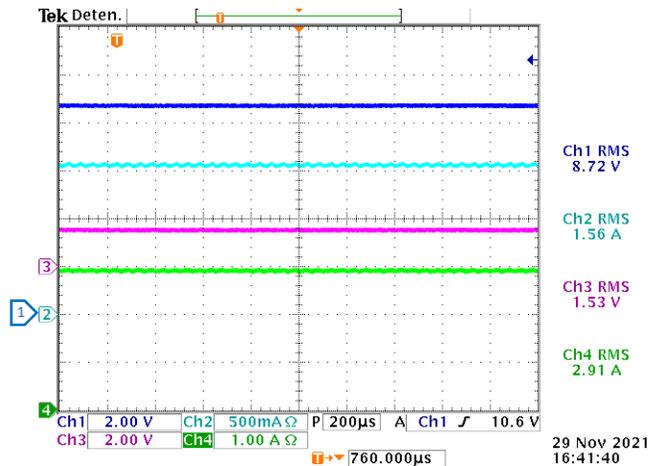


Figura 5.54. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 66% empleando el estimador basado en control adaptativo corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.54 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.72V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.56A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 1.53V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.91A$.

5.9 Estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%

En esta sección se presentan los resultados experimentales del estimador de orden completo cuando la batería se encuentra cargada al 33%. Esto se logra demandando una corriente de 3300mA durante 40 minutos mediante una carga electrónica a la batería cuando se encuentra cargada completamente.

La Figura 5.55 muestra el comportamiento de la estimación durante un periodo de 100s con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$. En la gráfica superior se muestra el estado de carga estimado, la gráfica siguiente muestra el voltaje de la red RC estimado y la gráfica inferior muestra el voltaje de la batería estimado.

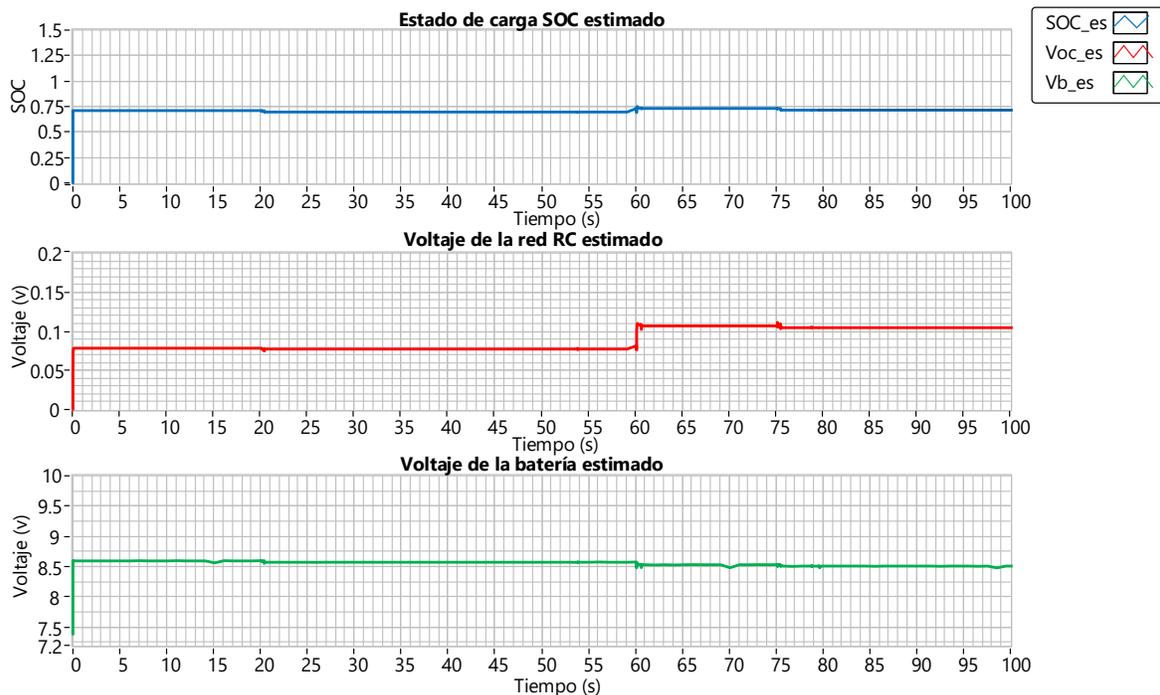


Figura 5.55. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Bajo cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ durante un periodo de 100s.

En la Figura 5.55 no permite ver el comportamiento de la respuesta transitoria del estimador de orden completo o el transitorio que ocurre al cambio de carga. Por tanto, en las siguientes subsecciones se presentan las mismas variables y en el mismo orden que el de la Figura 5.55.

5.9.1 Respuesta transitoria

En la Figura 5.56 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.55, pero en una escala de tiempo más corta para observar la respuesta transitoria.

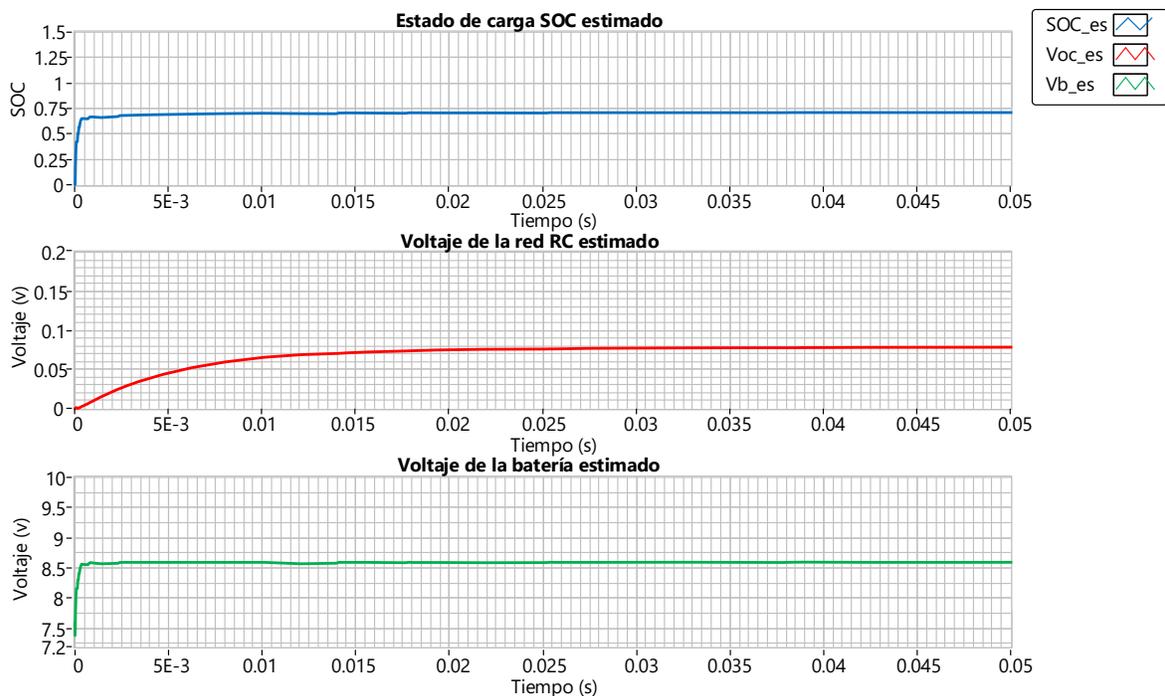


Figura 5.56. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0s a 0.05s.

La Figura 5.56 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 0s a 0.05s. Se observa un transitorio de aproximadamente 5ms en el estado de carga estimado y en el voltaje de la batería estimado, conforme pasa el tiempo ese transitorio se va desvaneciendo, y las variables convergen a su comportamiento de estado estacionario. El voltaje de la red RC estimado tiene una

transitorio con un periodo de 0.03s y su comportamiento es similar al estimador de orden completo.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) tiene una amplitud inicial de 0.7 aproximadamente en estado estacionario ya que se está sensando un voltaje de 8.7 V aproximadamente cuando la batería se encuentra al 33%.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) tiene una amplitud de 0.07V en estado estacionario aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$), su amplitud inicial es de 8.7V, aproximadamente, en estado estacionario el cual coincide con el voltaje sensado en la entrada del convertidor mostrado en la Figura 5.58.

5.9.2 Cambio de carga

En la Figura 5.57 se presentan las mismas variables y en el mismo orden que en la Figura 5.30, pero en una escala de tiempo de 60.05s a 60.35s para observar el comportamiento del estimador durante el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.57 muestra el comportamiento de las variables estimadas durante un periodo de 60.05s a 60.35s. Cuando ocurre el cambio de carga $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$ los estados estimados presentan un transitorio de 0.1s y entran en estado estacionario.

El estado de carga estimado (SOC_{es}) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene un valor de inicial de 0.7, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ incrementa inicialmente a 0.74 pero esto no se mantiene ya que la batería se adapta al nuevo consumo de corriente donde se aprecia en la sección de la respuesta en estado estacionario.

El voltaje de la red RC estimado ($V_{RC_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud de 0.08V en estado estacionario aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor en estado estacionario incrementa a 0.11V, aproximadamente. En el caso del voltaje de la batería estimado ($V_{b_{es}}$) con $R_s = 1.7\Omega$ tiene una amplitud inicial es de 8.6V aproximadamente, mientras que con $R_s = 0.85\Omega$ el valor disminuye a 8.5V

aproximadamente. El voltaje sentido en la entrada del convertidor CD-CD durante el cambio de carga se muestra en la Figura 5.58.

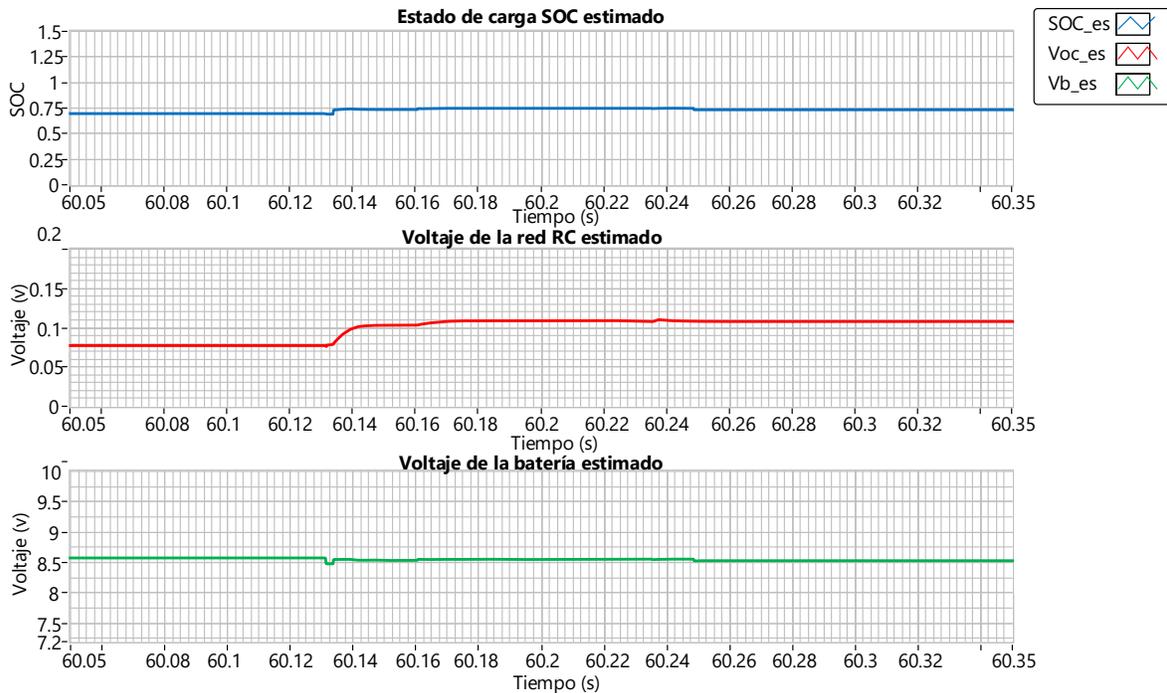


Figura 5.57. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 60.05s a 60.35s.

La Figura 5.58 muestra la medición de las siguientes variables: voltaje de entrada de la batería, corriente del inductor i_{L_1} , voltaje del capacitor de salida V_{C_0} y la corriente del inductor i_{L_2} , respectivamente ante un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.58 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.7V$ aproximadamente. Sin embargo, el voltaje de la batería disminuye monótonamente desde el voltaje de la batería cargada a 33%.

La corriente del inductor i_{L_1} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_1} = 1.2A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_1} = 1.5A$ aproximadamente.

El voltaje del capacitor de salida V_{C_0} en estado estacionario, ante una carga $R_s = 1.7\Omega$, $V_{C_0} = 2.2V$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, $V_{C_0} = 1.5V$ aproximadamente.

La corriente del inductor i_{L_2} en estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$, $i_{L_2} = 2.3A$ aproximadamente y con una carga $R_s = 0.85\Omega$, la corriente $i_{L_2} = 2.8A$ aproximadamente.

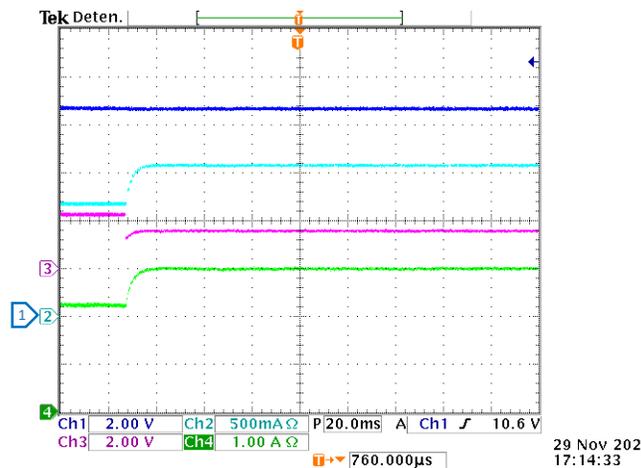


Figura 5.58. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div), corriente del inductor i_{L_1} , (eje y 500 mA/div, eje x 20 ms/div), voltaje del capacitor de salida V_{C_0} , (eje y 2 V/div, eje x 20 ms/div) y corriente del inductor i_{L_2} , (eje y 1 A/div, eje x 20 ms/div). Con un cambio de carga de $R_s = 1.7\Omega$ a $R_s = 0.85\Omega$.

5.9.3 Respuesta en estado estacionario

La Figura 5.59 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 1.7\Omega$ y la Figura 5.60 muestra el estado estacionario con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

En la Figura 5.59 y Figura 5.60 se observa que el voltaje de la batería estimado $V_{b_{es}}$ disminuye monótonamente desde el voltaje de carga del 33% como ocurre en la medición del voltaje de entrada del convertidor V_b mostrado en la Figura 5.33. Lo mismo ocurre con el estado de carga estimado SOC_{es} y el voltaje de la red RC estimada $V_{RC_{es}}$.

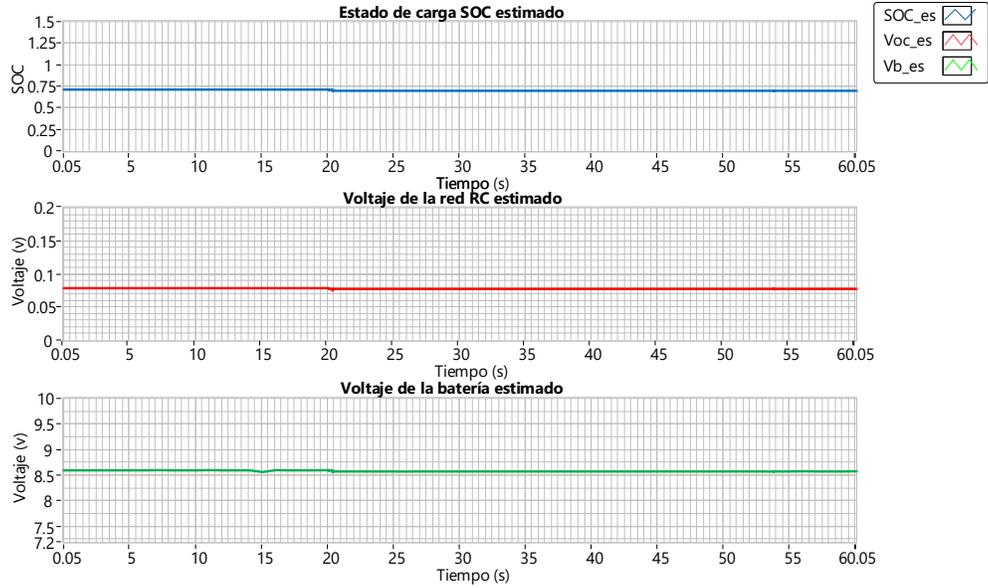


Figura 5.59. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 0.05s a 60.05s con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

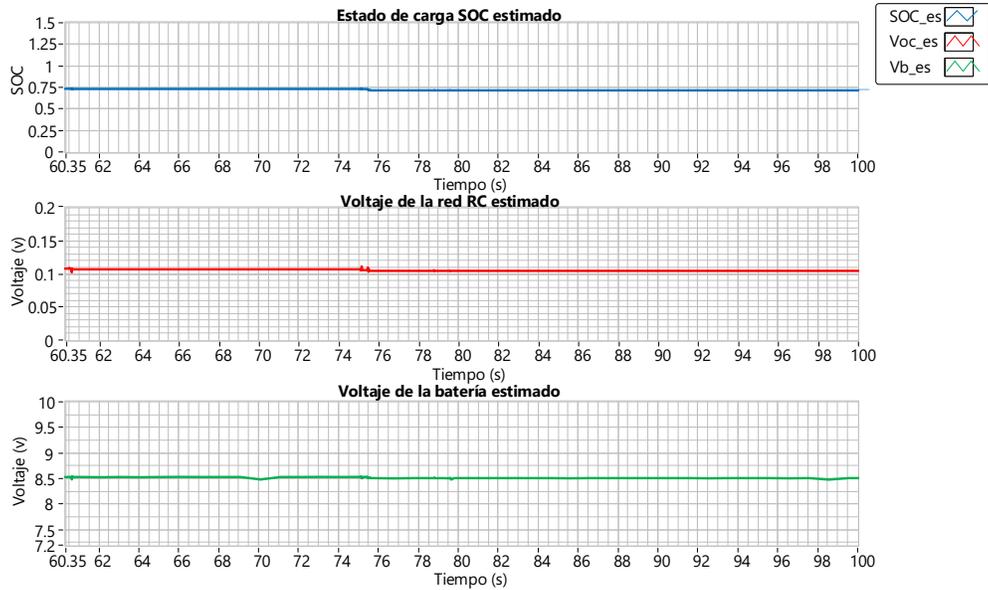


Figura 5.60. Resultados del estimador basado en control adaptativo con un porcentaje de carga del 33%. (Arriba) Evolución temporal del estado de carga estimado. (Medio) Evolución temporal del voltaje de la red RC estimado. (Abajo) Evolución temporal del voltaje de salida estimado. Durante un periodo de 60.35s a 100s con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.61 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.58. Estas mediciones se realizaron al inicio de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

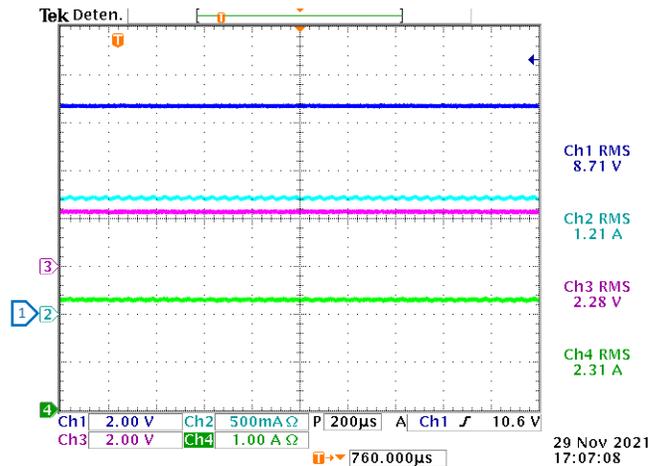


Figura 5.61. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 1.7\Omega$.

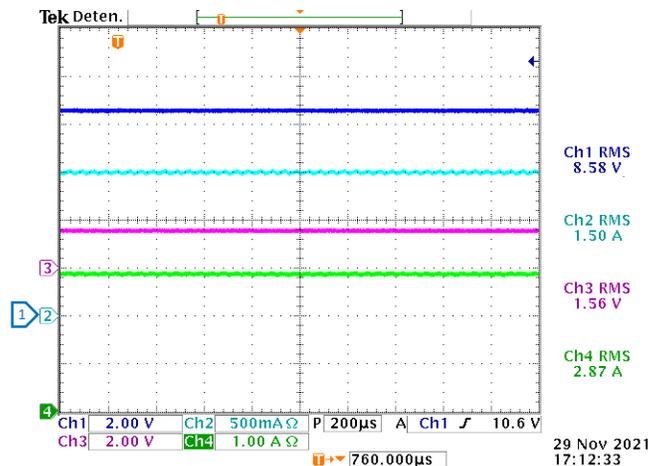


Figura 5.62. Respuesta de las variables de convertidor CD-CD con carga de la batería al 33% empleando el estimador basado en control adaptativo. (De arriba a abajo) voltaje de entrada del convertidor V_b , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div), corriente del inductor i_{L1} , (eje y 500 mA/div, eje x 200 μ s/div), voltaje del capacitor de salida V_{C0} , (eje y 2 V/div, eje x 200 μ s/div) y corriente del inductor i_{L2} , (eje y 1 A/div, eje x 200 μ s/div). Con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.61 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.71V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.21A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 2.28V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.31A$.

La Figura 5.62 muestra las mismas variables en el mismo orden que en la Figura 5.58. Estas mediciones se realizaron en el final de la estimación de orden completo con una carga $R_s = 0.85\Omega$.

La Figura 5.62 muestra un voltaje de entrada de $V_b = 8.58V$, una corriente del inductor $i_{L_1} = 1.50A$, un voltaje del capacitor de salida $V_{C_0} = 1.56V$ y una corriente del inductor $i_{L_2} = 2.87A$.

CAPÍTULO VI

CONCLUSIONES

6.1 CONCLUSIÓN

En este documento de tesis se presentaron tres modelos de estimadores para el estado de carga de una batería modelada con un circuito equivalente de Thévenin, los cuales son estimador lineal de orden reducido, estimador lineal de orden completo y un estimador basado en control adaptativo. Los estimadores propuestos obtienen estimados del estado de carga y del voltaje de la red RC que modela el proceso de difusión de voltaje en una batería. Se presentan resultados de simulación para los tres estimadores y resultados experimentales para el estimador lineal de orden completo y para el estimador basado en modelo de referencia para una batería comercial.

El estimador lineal de orden completo y el estimador basado en control adaptativo son sistemas de segundo orden que permiten obtener las estimaciones del estado de carga y del voltaje de la red RC. Sin embargo, el estimador basado en control adaptativo tiene un comportamiento más rápido a comparación del estimador de orden completo. El estimador lineal de orden reducido es un sistema de orden uno que puede presentar sobretiros y oscilaciones en las variables estimadas para velocidades de convergencia comparables al estimador lineal de orden completo. El estimador de orden reducido fue evaluado en simulación numérica solamente y el error de estado estacionario más grande comparado con el resto de los estimadores, así como su respuesta oscilatoria para ganancias relativamente grandes lo hacen menos adecuado que los otros dos estimadores.

Los tres estimadores pueden operar en línea con la batería suministrando a una carga dedicada a través de un convertidor de potencia, sin embargo, requieren el conocimiento de los parámetros del modelo de la batería, por lo que se debe de realizar un método de identificación. Lo que nos lleva a considerar modelo de circuitos más complejos y variables adicionales como la temperatura para poder identificar los parámetros de la batería para poder obtener estimaciones más precisas de las variables internas de la batería.

6.2 TRABAJO FUTURO

Con base en los resultados obtenidos de la estimación, el estimador basado en control adaptativo es el estimador que posee mejores resultados. Como se mencionó, los tres estimadores pueden operar en línea con la batería suministrando a una carga dedicada a través de un convertidor de potencia, no obstante, se requieren el conocimiento de los parámetros del modelo de la batería, por lo que se debe de realizar un método de identificación.

Un método de identificación en línea que contemple variables como la temperatura de la batería puede ser un tema de trabajo futuro. Otro trabajo futuro es implementar sistemas de sensado de corriente y voltaje de la batería con mayor precisión que reduzcan el efecto de perturbaciones externas y errores numéricos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. Linden and T. B. Reddy, *Lindens Handbook of Batteries*, 3th ed. MC Graw Hill, 2010.
- [2] José M. Sosa, Gerardo Vázquez, Gerardo Escobar y, Pánfilo R. Martínez, Aarón R. Mosqueda-Pérez, "Model-Based State-Of-Charge Estimation for a Battery Connected to a Step-Down Power Converter," *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC 2021)*, Nov 2021.
- [3] Danilov, D., Notten, P.H.L., "Adaptive Battery Management Systems for the new generation of Electrical Vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009. *VPPC '09. IEEE*, vol., no., pp.317-320, 7-10 Sept. 2009.
- [4] M.R. Jongerden, Haverkort. *Modelado de baterías*. Centro de telemática y tecnología de la información, Universidad de Twente. TR-CTI; 2008.
- [5] C. Zhang, K. Li, S. Mcloone, and Z. Yang, "Battery modelling methods for electric vehicles - a review," in *2014 European Control Conference (ECC)*, 2014, pp. 2673–2678.
- [6] S. Barcellona and L. Piegari, "Lithium ion battery models and parameter identification techniques," *Energies*, vol. 10, no. 12, p. 2007, Dec 2017.
- [7] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof, and P. J. Ker, "State-of-the-art and energy management system of lithium-ion batteries in electric vehicle applications: Issues and recommendations," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19 362–19 378, 2018.
- [8] A. Dehghani-Sanij, E. Tharumalingam, M. Dusseault, and R. Fraser, "Study of energy storage systems and environmental challenges of batteries," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 104, pp. 192 – 208, 2019.
- [9] Ranjbar, A.H.; Banaei, A.; Khoobroo, A.; Fahimi, B.; , "Online Estimation of State of Charge in Li-Ion Batteries Using Impulse Response Concept," *Smart Grid, IEEE Transactions on* , vol.3, no.1, pp.360-367, March 2012.

- [10] T. Sarikurt, M. Ceylan, and A. Balikci, "A hybrid battery model and state of health estimation method for lithium-ion batteries," in 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), 2014, pp. 1349–1356.
- [11] Stephan Spiecker, Christoph Weber, "The future of the European electricity system and the impact of fluctuating renewable energy – A scenario analysis," Energy Economics, Universität Duisburg-Essen, Universität SSTR. 12,45117 Essen, Germany, Sep 2013.
- [12] Kim, T., Qiao, W.: "A hybrid battery model capable of capturing dynamic circuit characteristics and nonlinear capacity effects", IEEE Trans. Energy Convers., 2011, 26, (4), pp. 1172–1180.
- [13] Carter, R., Cruden, A., Hall, P.J., Zaher, A.S.: "An improved lead–acid battery pack model for use in power simulations of electric vehicles", IEEE Trans. Energy Convers., 2012, 27, (1), pp. 21–28.
- [14] Brown, M.H.; Sedano, R.P. Electricity Transmission: A Primer; Natl Conference of State: Denver, CO, USA, 2004; ISBN 1580243525.
- [15] Buchmann, I. BU-908: Battery Management System (BMS)—Battery University n.d. Available online: https://batteryuniversity.com/learn/article/how_to_monitor_a_battery (accessed on 8 October 2019).
- [16] Gregory L. Plett, "Battery Management Systems", Volume 1, Battery Modeling, Artech House 2015.
- [17] Santos M. Mario, "Estudo e estimação de parâmetros de um modelo eléctrico de bateria," Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2010.
- [18] R. Rao, *et al.*, "Battery modeling for energy aware system design," *Computer*, vol. 36, pp. 77-87, 2003.

- [19] M. Doyle, T. F. Fuller, and J. Newman, "Modeling of galvanostatic charge and discharge of the lithium/polymer/insertion cell," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 140, pp. 1526-1533, 1993.
- [20] C. Krintz, Y. Wen, and R. Wolski, "Application-level prediction of battery dissipation," in *Low Power Electronics and Design, 2004. ISLPED'04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, 2004, pp. 224-229.
- [21] V. Rao, G. Singhal, A. Kumar, and N. Navet, "Battery model for embedded systems," in *VLSI Design, 2005. 18th International Conference on*, 2005, pp. 105-110.
- [22] D. Rakhmatov, "Battery voltage modeling for portable systems," *ACM Transactions on Design Automation of Electronic Systems (TODAES)*, vol. 14, p. 29, 2009.
- [23] P. Rong and M. Pedram, "An analytical model for predicting the remaining battery capacity of lithium-ion batteries," *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 441-451, 2006.
- [24] M. R. Jongerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use?," *Software, IET*, vol. 3, pp. 445-457, 2009.
- [25] H. Rahimi-Eichi, F. Baronti, and M. Y. Chow, "Modeling and online parameter identification of Li-Polymer battery cells for *SOC* estimation," in *Proc. IEEE ISIE*, 2012, pp. 1336–1341.
- {26} Severino Astudillo, B.A., "Modelación de generador fotovoltaico y banco de baterías de plomo ácido como elementos de una microred", *Memoria (Título Ingeniero Civil Electricista)*, Universidad de Chile, Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas, Santiago, Chile, 2011.
- [27] J. B. Copetti, E. Lorenzo, and F. Chenlo, "A general battery model for PV system simulation," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 1, pp. 283–292, May 1993.

- [28] D. G. Murillo, "Modelado y análisis de sistemas fotovoltaicos," Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament D'Enginyeria Electrónica, Barcelona, España, Abril 2003.
- [29] B. Bhangu, "Observer techniques for estimating the state-of-charge and state-of-health of vrlabs for hybrid electric vehicles," in Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference, sept. 2005, p. 10 pp.
- [30] J. Ross Macdonald, W. R. Kenan. (1987). Impedance Spectroscopy: Emphasizing Solid Materials and Systems. Wiley. ISBN: 0-471-83122- 0.
- [31] B. Bhangu, P. Bentley, D. Stone, and C. Bingham, "Nonlinear observers for predicting state-of-charge and state-of-health of lead-acid batteries for hybrid-electric vehicles," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 3, pp. 783–794, may 2005.
- [32] C. Min and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 504-511, 2006.
- [33] H. Chan, "A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems," in Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE, vol. 1, 2000, pp. 470 –475.
- [34] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 7, no. 1, pp. 93– 98, Mar. 1992.
- [35] M. Valvo, F. E. Wicks, D. Robertson, and S. Rudin, "Development and application of an improved equivalent circuit model of a lead acid battery," in Proc. Energy Convers. Eng. Conf., vol. 2, Aug. 1996, pp. 1159–1163.
- [36] B. Schweighofer, K. M. Raab, and G. Brasseur, "Modeling of high power automotive batteries by the use of an automated test system," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 52, no. 4, pp. 1087–1091, Aug. 2003.

[37] Xidong Tang; Xiaofeng Mao; Jian Lin; Koch, B.; "Li-ion battery parameter estimation for state of charge," American Control Conference (ACC), 2011, vol., no., pp.941-946, June 29 2011-July 1 2011.

[38] Cadar, D.V.; Petreus, D.M.; Orian, C.A.; "A method of determining a lithium-ion battery's state of charge," Design and Technology of Electronics Packages, (SIITME) 2009 15th International Symposium for, vol., no., pp.257-260, 17-20 Sept. 2009.

[39] Charkhgard, M.; Farrokhi, M.; "State-of-Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Neural Networks and EKF," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.57, no.12, pp.4178-4187, Dec. 2010.

[40] Chi-Tsong Chen, "Linear System Theory and Design", 3er edición. New York, 1999.

[41] Brufau-Penella J., Tsiakmakis K., Laopoulos T., PuigVidal M. Model reference adaptive control for an ionic polymer metal composite in underwater applications, IOP Publishing Ltd, Smart Materials and Structures, Vol. 17, No. 4, pp. 1-9, 2008.

[42] R. Franco, H. Rios y A. Ferreira de Loza. Control Adaptable Usando Modelo de Referencia y Modos Deslizantes Continuos, Memorias del Congreso Nacional de Control Automático ISSN: 2594-2492, pp. 213-218, 2019.

[43] A. Astolfi, D. Karagiannis, and R. Ortega, Nonlinear and Adaptive Control with Applications, 1st ed., ser. Communications and Control Engineering. Springer-Verlag London, 2008.

[44] Manuel C. Picón M., Francisco L. Control adaptativo por modelo de referencia de un sistema de levitación magnética, REVISTA INGENIERÍA UC. Vol. 14, No 2, 7-13, 2007.

[45] Ogata, K. "Ingeniería de Control Moderna". Pearson Educación, S. A. Madrid, 2003.

- [46] Alessandro Astolfi and Romeo Ortega, "Immersion and Invariance: A New Tool for Stabilization and Adaptive Control of Nonlinear Systems," in 2003 IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, April 2003, pp. 590-606.
- [47] W. Perruquetti, J. Barbot, "Sliding Mode Control In Engineering", Copyright Year, Published January 29, 2002.
- [48] Habiballah Rahimi-Eichi, Federico Baronti, and Mo-Yuen Chow, "Online Adaptive Parameter Identification and State-of-Charge Coestimation for Lithium-Polymer Battery Cells," IEEE transactions on industrial electronics, VOL. 61, NO. 4, APRIL 2014, pp 2053-2061.
- [49] Espinosa, H. M. (2009). "Design and construction of a Boost type dc / dc converter with adjustable PWM Jesser James Marulanda Durango", in IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [50] J. M. Sosa, P. R. Martínez-Rodríguez, G. Escobar, G. Vázquez-Guzmán, C. A. Limones-Pozos, M. A. Juárez-Balderas, and A. R. Mosqueda- Pérez, "Controller design and validation for an extended step-down conversion ratio dc-dc converter," in 2019 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2019, pp. 1–6.
- [51] O. Pelan, N. Muntean, and O. Cornea, "Comparative evaluation of buck and switched-capacitor hybrid buck dc-dc converters," in International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, June 2012, pp. 1330–1335.
- [52] O. Pelan, N. Muntean, O. Cornea, and F. Blaabjerg, "High voltage conversion ratio, switched c l cells, step-down dc-dc converter," in 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sep. 2013, pp. 5580–5585.
- [53] O. Pelan, O. Cornea, N. Muntean, and F. Blaabjerg, "Comparative efficiency evaluation of buck and hybrid buck dc-dc converters for automotive applications," in 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), May 2014, pp. 582–587.

[54] N. Carreras P, “Caracterización y diseño de sistemas de adquisición y gestión de datos, aplicados a la medición de la actividad sísmica volcánica “, Tesis Doctoral, Universidad de Cataluña, Noviembre, 2016. Barcelona, España.

[55] J. Fraden, “Handbook of Modern Sensors”, Fifth Edition, Editorial Springer, 2016.

[56] Carlos Chicala, “Adquisición de datos: Medir para controlar”, Editorial Cengage Learning Editores, 2014.

[57] Beiroa Mosquera, Rubén, “Libro ao aprender arduino, electrónica y programación”, Primera Edición, Alfaomega, Marcombo, 2018.

[58] J. Muhammad H. Rashid, “Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones” Tercera Edición. Editorial Prentice Hall Inc.

[59] G. Maloy S, “Adquisición de Datos - DAQ o DAS”, Dewesorf, 01. Mar, 2020.

[60] LabVIEW, NATIONAL INSTRUMENTS, Disponible en: <https://sdei.unican.es/Paginas/servicios/software/Labview.aspx> (consultado el 5 de Noviembre del 2021).

[61] MathWorks, MATLAB®, Disponible en: <https://la.mathworks.com/products/sysid.html> (consultado el 5 de Noviembre del 2021).