

UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO

FACULTAD DE INGENIERÍA



**Sistema de Almacenamiento de Energía en  
Vehículos Eléctricos Combinando Baterías y  
Ultracapacitores**

Disertación presentada

por

**Eduardo Maximiliano Asensio**

para la obtención del grado de

**Doctor en Ciencias de la Ingeniería**

Director: Dr. Ing. Guillermo Magallán

Co-Director: Dr. Ing. Cristian H. De Angelo

*Río Cuarto, Córdoba, Argentina - Marzo de 2019*







*Esta tesis está dedicada a mi hijo Bautista.*



## Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a la beca doctoral y diferentes subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), por la Secretaria de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), por la escuela de posgraduación de la UNRC y por la Universidad Nacional de San Luis. Agradezco a Guillermo A. Magallán y a Cristian H. De Angelo por haberme orientado como directores durante el desarrollo de esta tesis, por el apoyo y la paciencia constante. A mis compañeros y amigos del Grupo de Electrónica Aplicada de la UNRC, por su colaboración y apoyo constante.



# Resumen

Los vehículos de tracción eléctrica se presentan como una de las principales opciones tecnológicas para resolver los problemas de transporte, contaminación y agotamiento de combustibles fósiles. Sin embargo, aún poseen ciertas limitaciones con respecto a la autonomía que brindan en comparación con los vehículos convencionales basados en motores de combustión interna. Esto se debe a que el principal elemento almacenador de energía de los vehículos eléctricos (VE), el banco de baterías, no posee una vida útil extensa y además aún no poseen la suficiente densidad de energía para alcanzar trayectos equivalentes a los de un vehículo convencional. Además, las tecnologías actuales de baterías no presentan una gran densidad de potencia, lo que las limita a la hora de entregar el requerimiento exigido por el sistema de tracción. Los Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía (SHAE) surgen para contrarrestar las limitaciones de las baterías introduciendo elementos auxiliares de almacenamiento, como los ultracapacitores (UC), permitiendo una mayor eficiencia del manejo de la energía, mejorando la autonomía y extendiendo la vida útil de las baterías. El objetivo general de esta tesis es el estudio y desarrollo de SHAE para vehículos de tracción eléctrica combinando el uso de baterías y UC. Para ello en este trabajo, se desarrollan nuevas estrategias de control de la energía del vehículo, para obtener un sistema eficiente de almacenamiento que contemple la salud de la batería y las demandas del sistema de tracción.



# Abstract

Electric vehicles are presented as one of the main technological options to solve the problems of transportation, pollution and depletion of fossil fuels. However, they still have certain limitations, mainly with respect to the autonomy they provide compared to conventional vehicles based on internal combustion engines. This is due to the fact that the main energy storage element of electric vehicles (EV), the battery bank, does not have an extensive useful life and in addition in its development has not yet reached sufficient energy density to get equivalent autonomy as conventional vehicles. Hybrid Energy Storage Systems (SHAE) arise to counteract the batteries limitations by introducing auxiliary storage elements, such as ultracapacitors (UC), allowing greater efficiency of energy management, improving autonomy and extending the batteries life. The general objective of this thesis is the study and development of SHAE for electric traction vehicles combining the use of batteries and UC. In order to do this, the most convenient topologies are evaluated, improvements are made to the existing ones in the bibliography, and new vehicle energy control strategies are developed to obtain an efficient storage system that contemplates the health of the battery and traction system demands.



# Índice general

Agradecimientos . . . . .	IV
Resumen . . . . .	VI
Abstract . . . . .	VIII
Índice general . . . . .	XI
Índice de figuras . . . . .	XV
Índice de tablas . . . . .	XXI
Lista de Símbolos . . . . .	XXIII
<b>1. Introducción . . . . .</b>	<b>1</b>
1.1. Descripción del problema. . . . .	1
1.2. Antecedentes o estado del arte de la temática . . . . .	4
1.2.1. Características de baterías . . . . .	5
1.2.2. Características de UC . . . . .	8
1.2.3. Configuraciones de SHAE . . . . .	9
1.2.4. Estrategias de Control . . . . .	11
1.3. Objetivos . . . . .	13
1.4. Principales aportes de esta tesis . . . . .	14
1.5. Organización de la tesis . . . . .	16
<b>2. Modelado y dimensionamiento de los almacenadores de un VE . . . . .</b>	<b>19</b>
2.1. Introducción . . . . .	19
2.2. Modelado del vehículo eléctrico . . . . .	21
2.2.1. Dinámica longitudinal y requerimiento de potencia . . . . .	23
2.2.2. Modelado del Sistema de Tracción . . . . .	27
2.3. Modelado del Sistema de Almacenamiento. . . . .	30
2.3.1. Modelado matemático de celdas de baterías . . . . .	30
2.3.2. Modelos matemáticos de UC . . . . .	36
2.4. Dimensionamiento del SHAE . . . . .	39
2.4.1. Banco de Baterías . . . . .	39
2.4.2. Banco de UC . . . . .	41
2.5. Sumario . . . . .	43

<b>3. Configuraciones de SHAE para VE y estrategia general de control</b>	<b>45</b>
3.1. Introducción . . . . .	45
3.2. Configuraciones de sistemas de almacenamiento híbrido para VE . . .	48
3.2.1. Configuración de SHAE pasiva . . . . .	48
3.2.2. Configuraciones de SHAE Semiactiva . . . . .	48
3.2.3. Configuraciones de SHAE activas . . . . .	51
3.3. Modelado de SHAE en configuración semiactiva . . . . .	53
3.3.1. SHAE en configuración capacitor semiactivo . . . . .	55
3.3.2. SHAE en configuración batería semiactiva . . . . .	64
3.3.3. Modelo de Pérdidas del SHAE . . . . .	68
3.4. Estrategia general de control de alto nivel para SHAE . . . . .	68
3.4.1. Cálculo de la frecuencia de corte del filtro pasabajos . . . . .	70
3.4.2. Propuesta de Filtro Adaptativo en función del SOC del UC . .	72
3.5. Comparación de configuraciones semiactivas . . . . .	80
3.5.1. Configuración CSA . . . . .	81
3.5.2. Configuración BSA . . . . .	84
3.5.3. Comparación de Pérdidas . . . . .	86
3.5.4. Análisis considerando un camino con pendientes . . . . .	86
3.6. Conclusiones . . . . .	88
<b>4. Estrategia de control de SHAE basado en técnicas de control clásico.</b>	<b>91</b>
4.1. Introducción . . . . .	91
4.2. Diseño del control de bajo nivel de SHAE en configuración CSA . . .	93
4.2.1. Control de Corriente del UC . . . . .	96
4.2.2. Limitaciones prácticas del control de corriente del SHAE . . .	102
4.2.3. Control de Tensión del UC . . . . .	107
4.3. Resultados de simulación utilizando la estrategia completa basada en filtro con ancho de banda variable y control clásico . . . . .	110
4.3.1. Resultados generales considerando un ciclo de manejo estándar	111
4.4. Resultados Experimentales . . . . .	113
4.4.1. Control de corriente utilizando un filtro con ancho de banda fijo para la generación de la referencia . . . . .	115
4.4.2. Control de corriente utilizando un filtro con ancho de banda variable para la generación de la referencia . . . . .	116
4.4.3. Impacto del capacitor de filtro del bus de CC . . . . .	117
4.4.4. Control de tensión . . . . .	119
4.5. Conclusiones . . . . .	119
<b>5. Estrategia de control de bajo nivel basado en Modos Deslizantes</b>	<b>121</b>
5.1. Introducción . . . . .	121
5.2. Control de SHAE por MD utilizando filtro para la separación de potencias	123
5.2.1. Modelo Dinámico del Sistema . . . . .	124

5.2.2.	Esquema general de control . . . . .	125
5.2.3.	Control por Modos Deslizantes . . . . .	126
5.2.4.	Superficie de control de potencia dinámica y tensión de UC . .	128
5.2.5.	Análisis de estabilidad . . . . .	130
5.2.6.	Diseño de la ganancia del control de tensión . . . . .	135
5.2.7.	Superficies auxiliares de protección. . . . .	136
5.2.8.	Estrategia Completa . . . . .	138
5.3.	Implementación de la acción de control de MD . . . . .	139
5.3.1.	Predicción de corriente durante intervalos de conmutación . .	140
5.4.	Resultados generales de simulación utilizando la estrategia completa basada en filtro con ancho de banda variable y MD . . . . .	144
5.4.1.	Resultados generales considerando un ciclo de manejo estándar	144
5.5.	Resultados experimentales utilizando un banco de ensayos de baja po- tencia . . . . .	146
5.5.1.	Filtro de Potencia con Ancho de Banda Fijo . . . . .	149
5.5.2.	Filtro de Potencia con Ancho de Banda Ajustable . . . . .	149
5.5.3.	Actuación de las Protecciones . . . . .	151
5.6.	Resultados experimentales obtenidos en banco de mayor potencia . .	154
5.6.1.	Predicción de la corriente . . . . .	155
5.6.2.	Prueba con filtro con ancho de banda fijo . . . . .	156
5.6.3.	Prueba con filtro con ancho de banda variable . . . . .	159
5.6.4.	Superficies de protección . . . . .	161
5.7.	Control de SHAE por MD sin la utilización de filtro externo. . . . .	161
5.7.1.	Dinámica en Modo Deslizante . . . . .	165
5.7.2.	Análisis de estabilidad . . . . .	165
5.7.3.	Propuesta de superficie de deslizamiento con ganancia dinámica	170
5.8.	Observador de la Potencia Pequerida . . . . .	174
5.9.	Conclusiones y Trabajos Futuros . . . . .	177
<b>6.</b>	<b>Control predictivo basado en modelo de SHAE</b>	<b>179</b>
6.1.	Introducción . . . . .	179
6.2.	Fundamentos de Control Predictivo basado en Modelo (MPC) . . . .	182
6.3.	Estrategia de Control General basada en NMPC . . . . .	186
6.3.1.	Modelo Orientado al Control . . . . .	187
6.4.	Control predictivo basado en el modelo no lineal (NMPC) . . . . .	188
6.4.1.	Algoritmo . . . . .	190
6.5.	Estrategias de predicción de potencia requerida por el VE . . . . .	191
6.5.1.	Conocimiento total del ciclo de manejo . . . . .	192
6.5.2.	Potencia requerida constante a lo largo del horizonte de predicción	193
6.5.3.	Predicción de la potencia requerida utilizando un modelo auto- regresivo . . . . .	195
6.5.4.	Predicción de la potencia requerida utilizando Filtro de Kalman	199

6.6.	Resultados de Simulación . . . . .	205
6.6.1.	NMPC con conocimiento futuro del ciclo de manejo . . . . .	207
6.6.2.	NMPC con predicción considerando $P_{req}$ constante . . . . .	209
6.6.3.	NMPC con predicción de $P_{req}$ utilizando el modelo AR . . . . .	210
6.6.4.	NMPC con predicción de $P_{req}$ utilizando filtro de Kalman . . . . .	210
6.7.	Comparación de las diferentes estrategias de control para SHAE . . . . .	211
6.8.	Conclusiones . . . . .	216
<b>7.</b>	<b>Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>217</b>
7.1.	Conclusiones . . . . .	217
7.2.	Trabajos Futuros . . . . .	221
	<b>Bibliografía</b>	<b>223</b>
<b>A.</b>	<b>Plataforma experimental de tracción</b>	<b>237</b>
A.1.	Esquema General del sistema de tracción y del sistema de almacenamiento del VE . . . . .	237
A.2.	Banco de Baterías . . . . .	239
A.3.	Banco de Ultracapacitores . . . . .	240
A.4.	Motor de Tracción y Convertidor CC/CA . . . . .	241
A.5.	Convertidor CC/CC . . . . .	242
A.5.1.	Diseño del inductor . . . . .	244
A.5.2.	Controlador Digital de Señales . . . . .	247
A.5.3.	Mediciones de Tensión . . . . .	247
A.5.4.	Mediciones de Corriente . . . . .	247
A.5.5.	Fuente de Alimentación auxiliar . . . . .	249

# Índice de figuras

1.1. Esquema básico del sistema de tracción de un VE. . . . .	3
1.2. Esquema de la estructura de un UC . . . . .	9
2.1. Fotografía del VEU experimental. . . . .	22
2.2. Modelo Longitudinal del VEU. . . . .	23
2.3. Ciclo de manejo NEDC escalado . . . . .	25
2.4. Ciclo de manejo WLTP clase 3 escalado . . . . .	26
2.5. Ciclo de manejo UDDS FTP-75 escalado . . . . .	26
2.6. Sistema de tracción simplificado. . . . .	27
2.7. VE con más de un motor de tracción . . . . .	28
2.8. Linealización de la curva característica de una CPC . . . . .	29
2.9. Modelo de batería simple: fuente de tensión ideal con resistencia serie equivalente. . . . .	31
2.10. Modelo no lineal y genérico de batería. . . . .	32
2.11. Descarga de una celda de batería a corriente y potencia constante . .	33
2.12. Modelo RC de un UC . . . . .	36
2.13. Descarga de una celda de UC a corriente y potencia constante. . . . .	38
2.14. Requerimiento de potencia del sistema de tracción . . . . .	40
3.1. Esquema de la configuración pasiva batería capacitor. . . . .	48
3.2. Esquema de la configuración paralela semiactiva. . . . .	49
3.3. Esquema de la configuración batería semiactiva. . . . .	50
3.4. Esquema de la configuración capacitor semiactivo. . . . .	51
3.5. Esquema de la configuración serie-activa de SHAE. . . . .	52
3.6. Esquema de la configuración paralela-activa de SHAE. . . . .	52
3.7. Esquema general de SHAE semiactivo . . . . .	54
3.8. Función conmutación $u(t)$ . . . . .	55
3.9. Circuito resultante para la configuración CSA con $u(t) = 1$ . . . . .	56
3.10. Circuito resultante para la configuración CSA con $u(t) = 0$ . . . . .	57
3.11. Corriente de inductor ante una variación del ciclo de trabajo $D'$ . . . .	63

3.12. Corriente de inductor en función del ciclo de trabajo $D$ para la configuración CSA. . . . .	63
3.13. Circuito resultante para la configuración BSA con $u(t) = 1$ . . . . .	64
3.14. Circuito resultante para la configuración BSA con $u(t) = 0$ . . . . .	65
3.15. Esquema general de control para la configuración BSA . . . . .	69
3.16. Esquema general de control para la configuración CSA . . . . .	70
3.17. Evolución de la energía dinámica y de su aproximación en función de $\kappa$ . . . . .	72
3.18. Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda excesivamente bajo. . . . .	74
3.19. Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda excesivamente alto. . . . .	75
3.20. Índice de impacto en la vida de batería. . . . .	76
3.21. Implementación del filtro con ancho de banda variable digitalmente. . . . .	77
3.22. Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda variable. . . . .	78
3.23. Evolución de $N_{1,2}$ . . . . .	78
3.24. Índice de impacto en la vida de batería. . . . .	79
3.25. Potencias requeridas durante el ciclo de manejo NEDC escalado. . . . .	81
3.26. Resultados para SHAE en configuración CSA . . . . .	83
3.27. Resultados para SHAE en configuración BSA. . . . .	85
3.28. Pérdidas de las configuraciones de SHAE. . . . .	87
3.29. Análisis de pérdidas del SHAE considerando pendientes en el camino. . . . .	88
4.1. Esquema de control de SHAE en configuración CSA. . . . .	94
4.2. Polos y ceros de la función de transferencia $G_{id}$ (ecuación (4.5)). . . . .	97
4.3. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto con control de corriente. . . . .	99
4.4. Respuesta en frecuencia del sistema a lazo cerrado con control de corriente. . . . .	101
4.5. Respuesta al escalón del sistema a lazo cerrado con control de corriente. . . . .	101
4.6. Respuesta del convertidor bajo el control de corriente ante una referencia de 10 A bajo las condiciones de $V_{uc} = 20$ V y $V_{uc} = 42$ V. . . . .	102
4.7. Respuesta del convertidor bajo control de corriente. . . . .	103
4.8. Máxima velocidad de cambio de la corriente del inductor. . . . .	104
4.9. Pendiente de subida $m_1$ y bajada $m_2$ de la corriente de inductor $i_L$ . . . . .	104
4.10. Resultados de simulación ante un cambio de referencia de corriente del tipo escalón. . . . .	105
4.11. Resultados de simulación para una carga de potencia constante con capacitor de filtro pequeño. . . . .	108
4.12. Resultados de simulación para una carga de potencia constante con gran capacitor de filtro. . . . .	109
4.13. Regulación de tensión cuando el SHAE alimenta una carga de potencia constante $P_{req} = \pm 200$ W. . . . .	110

4.14. Referencias de potencias utilizando filtro pasabajos con ancho de banda variable. . . . .	111
4.15. Resultados de simulación para la estrategia de control utilizando filtro con ancho banda variable. . . . .	112
4.16. Índice de desempeño del SHAE a base de baterías y UC en configuración CSA comparándolo con almacenamiento a base de sólo baterías. . . . .	113
4.17. Banco experimental de SHAE de baja potencia. . . . .	114
4.18. Resultados experimentales para SHAE usando filtro con ancho de banda fijo y amplio. . . . .	116
4.19. Resultados experimentales para SHAE usando filtro con ancho de banda fijo y acotado. . . . .	117
4.20. Resultados experimentales para SHAE usando filtro con ancho de banda variable. . . . .	118
4.21. Resultados experimentales: efecto del capacitor de filtro del bus de CC en la corriente de batería. . . . .	118
4.22. Tensión de UC ante un cambio de referencia cuando el SHAE alimenta la carga pulsante. . . . .	119
5.1. Sistema Híbrido de Almacenamiento Eléctrico en configuración CSA y esquema general de control. . . . .	124
5.2. Diagrama de fase de la corriente de inductor en MD. . . . .	131
5.3. Diagrama de fase de la tensión del bus de CC en MD. . . . .	132
5.4. Diagrama de fase de la tensión del UC en MD. . . . .	133
5.5. Gráfica de $\delta$ en función de $P_{req}$ y $v_{uc}$ . . . . .	134
5.6. Forma de onda de la corriente del inductor al implementar el control por MD mediante comparador con histéresis. . . . .	140
5.7. Propuesta de implementación de control por MD con predictor de corriente. . . . .	141
5.8. Resultados de simulación utilizando el predictor de corriente. . . . .	142
5.9. Requerimiento de potencia del sistema de tracción para el ciclo de manejo estándar UDDS utilizando la propuesta del filtro pasabajos con ancho de banda variable . . . . .	145
5.10. Estrategia de control por MD utilizando filtro con ancho banda variable para la separación de potencias. . . . .	146
5.11. Índice de desempeño de la estrategia del por MD de SHAE. . . . .	147
5.12. Banco experimental de SHAE de baja potencia. . . . .	148
5.13. Resultados experimentales utilizando la estrategia por MD y filtro con ancho de banda fijo. . . . .	150
5.14. Resultados experimentales utilizando la estrategia por MD y filtro con ancho de banda variable. . . . .	151
5.15. Detalle de corriente $i_L$ en conjunto con la señal de control $u$ . . . . .	152
5.16. Evolución temporal de la superficie $\sigma(x)$ dada por ec. (5.13). . . . .	152

5.17. Resultados experimentales: protección de sobrecorriente por MD. . . . .	153
5.18. Resultados experimentales: protección de tensión del UC por MD. . . . .	153
5.19. Fotografía de la plataforma de ensayos experimentales. . . . .	155
5.20. Control con histéresis comparando la corriente predicha al siguiente período de muestreo. . . . .	156
5.21. Resultados experimentales en banco de potencia usando filtro con ancho de banda amplio. . . . .	157
5.22. Resultados experimentales en banco de potencia usando filtro con ancho de banda acotado. . . . .	158
5.23. Resultados experimentales en banco de potencia usando filtro con ancho de banda variable. . . . .	160
5.24. Evolución del parámetro $N$ durante la estrategia de filtro con ancho de banda variable. . . . .	160
5.25. Funcionamiento de la superficie de protección de corriente en banco de potencia. . . . .	162
5.26. Funcionamiento de la superficie de protección de tensión en banco de potencia. . . . .	163
5.27. Gráfica de $\delta$ en función de $P_{req}$ y $v_{uc}$ para $k_{din} = 20$ . . . . .	168
5.28. Gráfica de $\delta$ en función de $P_{req}$ y $v_{uc}$ para $k_{din} = 0.1$ . . . . .	169
5.29. Resultados de simulación para una carga de potencia constante utilizando superficie para la separación de potencias. . . . .	170
5.30. Resultados de simulación utilizando superficie de deslizamiento para la separación de potencias . . . . .	171
5.31. Resultados de simulación utilizando superficie de deslizamiento adaptativa para la separación de potencias . . . . .	175
5.32. Resultados de simulación para el observador de la potencia requerida. . . . .	177
6.1. Fundamentos del MPC, diagrama esquemático general. . . . .	183
6.2. Fundamentos del MPC: diagrama temporal. . . . .	184
6.3. Esquema general del SHAE y la estrategia de control NMPC. . . . .	186
6.4. Ciclo UDDS escalado: a) velocidad, $v$ , y b) potencia requerida, $P_{req}$ , por el sistema de tracción. . . . .	193
6.5. Predicción de la potencia requerida considerándola constante dentro de un horizonte $N_p = 5$ . . . . .	194
6.6. Detalle de la predicción constante en el intervalo $454s \leq t \leq 456s$ con $N_p = 5$ . . . . .	195
6.7. Error absoluto de la predicción de la potencia requerida suponiéndola constante durante el horizonte $N_p = 5$ . . . . .	196
6.8. Predicción de la potencia requerida en el horizonte $N_p = 5$ utilizando un modelo AR. . . . .	197
6.9. Predicción de la potencia requerida en el horizonte $N_p = 5$ utilizando un modelo AR de orden 3. . . . .	199

6.10. Detalle de la predicción con modelo AR durante un cambio de pendiente para $453.5s \leq t \leq 456.5s$ utilizando $N_p = 5$ . . . . .	200
6.11. Error absoluto de la predicción de la potencia requerida en el horizonte $N_p = 5$ utilizando un modelo AR de orden 3. . . . .	201
6.12. Resultados de predicción de la potencia requerida en el horizonte $N_p = 5$ utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman. . . . .	205
6.13. Detalle de la predicción de la potencia requerida en el horizonte $N_p = 5$ durante un cambio de pendiente utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman. . . . .	206
6.14. Detalle de predicción de la potencia requerida en el horizonte $N = 5$ utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman. . . . .	207
6.15. Resultados de simulación considerando que se conoce la evolución futura del requerimiento de potencia . . . . .	208
6.16. Resultados de simulación considerando $P_{req}$ constante durante el horizonte de predicción. . . . .	209
6.17. Resultados de simulación utilizando modelo AR para la predicción del requerimiento de potencia. . . . .	211
6.18. Resultados de simulación utilizando filtro de Kalman para la predicción del requerimiento de potencia. . . . .	212
6.19. Evolución del índice de desempeño $\$ \Delta_{bat}$ para las distintas estrategias de esta tesis. . . . .	213
6.20. Corrientes de batería para los casos de la estrategia utilizando filtro con ancho de banda variable y caso NMPC conociendo el ciclo de manejo. . . . .	215
A.1. Esquema general del sistema de tracción con un SHAE en configuración CSA. . . . .	238
A.2. Fotografía de la plataforma experimental implementada. . . . .	238
A.3. Batería de plomo-ácido Enersystem EV5. . . . .	239
A.4. Fotografía del módulo de UC NESSCAP. . . . .	240
A.5. Diagrama eléctrico del convertidor CC/CA . . . . .	241
A.6. Fotografía del módulo del convertidor CC/CC. . . . .	242
A.7. Esquemático de la etapa de potencia del convertidor CC/CC. . . . .	243
A.8. Esquemático del driver de las llaves del convertidor CC/CC utilizando el integrado IR2110. . . . .	243
A.9. a) Diagrama de inductor con doble núcleo tipo E y b) circuito equivalente eléctrico. . . . .	245
A.10. Fotografía del inductor. . . . .	247
A.11. Experimenter kit TMS320F28335 de Texas Instruments y placa de adquisición/acondicionamiento de señales. . . . .	248
A.12. Sensor de tensión de UC y bus de CC usando LEM LV-25p. . . . .	248
A.13. Medición de corriente utilizando el transductor LEM LA 55p. . . . .	249
A.14. Esquemático de fuente de alimentación auxiliar conmutada. . . . .	250

A.15. Esquemático de fuente de alimentación auxiliar conmutada. . . . .	250
A.16. Fuente de alimentación auxiliar. . . . .	251

# Índice de tablas

1.1. Especificaciones de baterías y UC [1]. . . . .	5
1.2. Especificaciones de baterías de Ion de Litio [1] . . . . .	6
2.1. Parámetros del modelo longitudinal de VE. . . . .	24
2.2. Parámetros del VE utilizados para simulación. . . . .	25
3.1. Parámetros de Simulación . . . . .	80
3.2. Conclusiones . . . . .	90
4.1. Parámetros de SHAE en configuración CSA . . . . .	96
4.2. Parámetros del SHAE . . . . .	115
5.1. Algoritmo de la estrategia de control propuesta. . . . .	143
5.2. Parámetros de SHAE en configuración CSA . . . . .	145
5.3. Parámetros del SHAE . . . . .	148
5.4. Parámetros del banco experimental de mayor potencia . . . . .	156
6.1. Algoritmo de la estrategia de control NMPC. . . . .	191
6.2. Parámetros utilizados para la predicción de $P_{req}$ . . . . .	192
A.1. Características de las baterías EV5 . . . . .	239
A.2. Características del módulo de UC de la empresa NESSCAP . . . . .	240
A.3. Características del núcleo tipo E . . . . .	246



## Lista de Símbolos

$t$	Tiempo
$t_{rec}$	Tiempo de recorrido del vehículo
$v_{cc,bus}$	Tensión del bus de Corriente continua
$C_{cc,bus}$	Capacidad del bus de CC
$i_b$	Corriente de batería
$V_b$	Tensión en bornes de batería
$V_{ob}$	Tensión en bornes de batería a circuito abierto
$R_b$	Resistencia serie de batería
$L$	Inductancia
$i_L$	Corriente de Inductor
$UC$	Ultracapacitor
$C_{uc}$	Capacidad de Ultracapacitor
$R_{uc}$	Resistencia Serie Equivalente de ultracapacitor
$i_{uc}$	Corriente de UC
$v_{uc}$	Tensión de UC
$v_{uc}^*$	Referencia de tensión de UC
$f_t$	Fuerza de Tracción
$f_{rr}$	Fuerza de Rozamiento de las Ruedas
$f_{rr}$	Fuerza de Resistencia Aerodinámica
$f_{acc}$	Fuerza de Aceleración
$v$	Velocidad del Vehículo
$M_v$	Masa del Vehículo
$P_{req}$	Potencia Requerida
$\hat{P}_{req}$	Potencia Requerida Estimada
$P_{med}$	Potencia Media
$P_{med}^*$	Referencia de Potencia Media
$P_{din}$	Potencia Dinámica
$P_{din}^*$	Referencia de Potencia Dinámica
$P_{loss,bat}$	Pérdidas de batería

$P_{loss,uc}$	Pérdidas de ultracapacitor
$P_{loss,conv}$	Pérdidas del convertidor CC/CC
$E_{loss,bat}$	Energía de pérdidas de batería
$E_{loss,uc}$	Energía de pérdidas de ultracapacitor
$E_{loss,conv}$	Energía de pérdidas del convertidor CC/CC
$u$	Entrada de control
$\sigma$	Superficie de deslizamiento
$\bar{x}$	Estados de la dinámica en modo deslizante
$J$	Función de costo
$w_i$	Peso de la función de costo
$N_p$	Horizonte de predicción
$N_c$	Horizonte de control
$a_i$	Coefficientes del modelo autorregresivo
$x_k$	Mediciones en el instante actual de los estados





# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Descripción del problema.

En las últimas décadas el crecimiento demográfico mundial y el uso de vehículos para el transporte personal ha incrementado de manera drástica la demanda de combustibles derivados del petróleo. Esto impacta directamente, y de forma considerable, en el total de las emisiones de gases tóxicos contaminantes de la atmósfera terrestre que contribuyen al calentamiento global. De hecho, la Agencia Internacional de Energía (IEA, International Energy Agency) predijo un 70 % de incremento del consumo de petróleo y un 130 % de incremento de las emisiones de CO<sub>2</sub> para el año 2050 con respecto al año 2008, lo que provocaría un aumento de la temperatura promedio global del planeta en 6° C [1]. Esta grave problemática sumada a las repetidas crisis en relación a la fluctuación de precios y escasez del petróleo, hacen necesaria la búsqueda de alternativas energéticas y tecnológicas para sostener la demanda del transporte terrestre. Bajo este contexto, el uso de vehículos eléctricos (VE) se ha popularizado en los últimos años, posicionándose como una de las tecnologías con mayor proyección para sustituir el transporte terrestre con motores de combustión interna (MCI). Las características de los VE que promueven esta sustitución son principalmente la propulsión sin emisión de gases tóxicos, bajos costos de mantenimiento del vehículo y una gran eficiencia a la hora de transformar la energía eléctrica almacenada en energía mecánica útil [2]. Sin embargo, para que los VE puedan posicionarse

como el principal medio de transporte, deben superar las limitaciones que presentan con respecto a su alto costo inicial, tiempos elevados de recarga, capacidad reducida de almacenamiento de energía (lo que impacta en la autonomía del vehículo para recorrer grandes distancias) y baja vida útil de las baterías que en la actualidad es la tecnología más utilizada en esta aplicación.

Una solución intermedia, más eficiente que los vehículos con MCI y de buena aceptación, son los vehículos eléctricos híbridos (VEH) que aparecen para solventar las desventajas de los vehículos convencionales y VE puros. Los VEH utilizan un MCI a bordo para convertir la energía del combustible en energía eléctrica a través de un generador, y con ella impulsar el motor de tracción (VEH serie), o bien para accionar las ruedas junto al motor eléctrico (VEH paralelo) [2, 3]. Actualmente, y como una opción intermedia entre los VE y los VEH, se encuentran los VEH plug-in (VEH enchufables), que incluyen una mayor capacidad de almacenamiento de energía en las baterías, y la posibilidad de recargarlas desde la red eléctrica [4]. Sin embargo, con estos esquemas aún existe dependencia de los combustibles fósiles.

Debido a estos motivos, las investigaciones y los desarrollos actuales están enfocados en maximizar la eficiencia energética e incrementar las densidades de energía y potencia de los sistemas de almacenamiento de VE, para alcanzar autonomías equiparables a la de los vehículos con motores de combustión interna (MCI) y mantener los costos dentro de márgenes competitivos.

El sistema de tracción de un VE puede representarse de forma básica como se muestra en la Figura 1.1. El mismo está compuesto por el sistema de almacenamiento de energía (SAE), un convertidor electrónico (denominado inversor o convertidor CC/CA) que controla el flujo de energía desde el SAE hacia el motor de tracción y viceversa.

Durante el recorrido del VE, el motor de tracción a través del convertidor CC/CA demanda una determinada potencia al SAE y esta debe tener la suficiente capacidad de potencia y energía para satisfacer dicho requerimiento. El SAE es el elemento más costoso dentro del vehículo y en la actualidad las baterías son las más utilizadas como almacenador principal ya que representan la alternativa más simple y económica frente a otros almacenadores como por ejemplo celdas de combustible [5, 6]. Las ba-

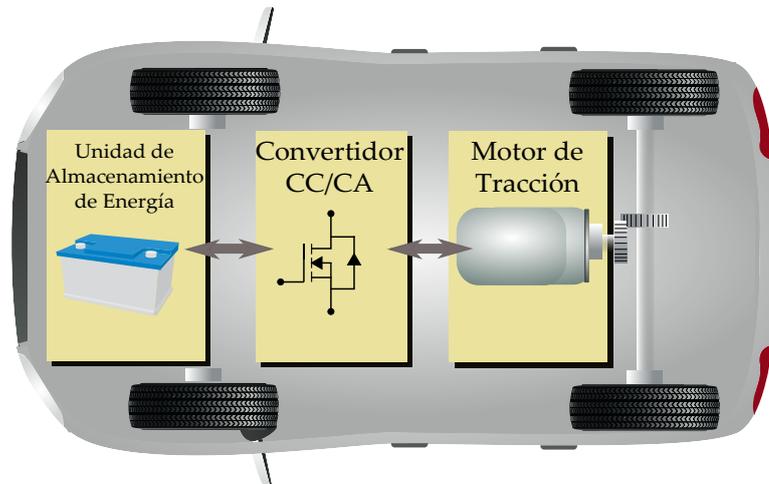


Figura 1.1: Esquema básico del sistema de tracción de un VE.

terías poseen una alta densidad de energía gravimétrica (dada en Wh/kg) pero aún continúan brindando una autonomía menor con respecto a vehículos convencionales y además presentan una baja densidad de potencia (en W/kg). Esto último las limita a la hora de entregar grandes picos de potencia que exige el VE, generalmente, durante la aceleración y el frenado. En la mayoría de los casos, para contrarrestar estos inconvenientes, en la etapa de diseño y desarrollo del VE se recurre a sobredimensionar el banco de baterías; lo que incrementa el peso, volumen y costo final del vehículo [7, 8]. Además, estos perfiles de carga del sistema de tracción de un VE, frecuentemente exigen corrientes que además de tener una magnitud elevada presentan dinámicas rápidas, acelerando el deterioro de la batería y reduciendo su vida útil [6, 9, 10, 11].

Debido a que las baterías representan el mayor porcentaje del costo final del VE, los inconvenientes mencionados han fomentado la búsqueda de nuevas tecnologías y mejoras de las ya existentes, con el objetivo de incrementar sus densidades de potencia y energía. Además, esto es un factor importante ya que minimizando la masa y el volumen del banco de batería se mejoran muchos otros aspectos del vehículo, como el alcance, aceleración y las limitaciones mecánicas del chasis. Sin embargo, el estado de la tecnología actual de las baterías continúa siendo el principal cuello de botella para brindar al VE ventajas competitivas frente a los vehículos de MCI.

Alternativamente, y con el mismo objetivo de incrementar la densidad de potencia

del SAE y preservar la vida útil del banco de baterías surgen los Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía (SHAE). Estos se basan en la utilización de elementos almacenadores auxiliares que compensan las limitaciones dinámicas del elemento principal de almacenamiento [5, 7, 12, 13, 14, 15]. Particularmente, los ultracapacitores (UC) son elementos que poseen una alta densidad de potencia y una gran tasa de ciclos de carga y descarga [1]. Además son eficientes para el intercambio de energía, ya que poseen una baja resistencia interna (*ESR, Equivalent Series Resistor*), generalmente un orden menor que la de las baterías. Por estas razones, la combinación de baterías y UC como SHAE resulta muy beneficiosa en aplicaciones de tracción eléctrica. En estos casos el UC es responsable de la entrega o absorción rápida de energía requerida durante la aceleración o frenado, mientras que las baterías proporcionan, con una dinámica más lenta, la energía de régimen. Esto resulta en un intercambio energético más eficiente del SAE con el sistema de tracción, mientras que al mismo tiempo se disminuye el estrés sobre las baterías [16, 17, 18, 19]. Además de preservar la vida útil, esto se traduce en menor tamaño y costo del banco de baterías y de la autonomía final del vehículo [2]. No obstante, la aplicación de un SHAE aumenta la complejidad del sistema, ya que las propiedades físicas de ambas fuentes de energía, tanto eléctricas como químicas, son diferentes. Otro aspecto a considerar en la implementación de un SHAE es que normalmente sus elementos almacenadores no poseen la misma tensión de trabajo, por lo cual hay que considerar la incorporación de convertidores electrónicos de potencia para su interconexión. Además el dimensionamiento de los elementos almacenadores no es trivial, ya que depende de diversos aspectos como los requerimientos del sistema de tracción, peso y volumen a bordo del vehículo, eficiencia y autonomía esperada, entre otros [19, 20, 21].

## 1.2. Antecedentes o estado del arte de la temática

El estado del arte de un SHAE a base de baterías y UC aplicado a VE involucra diferentes temáticas tales como: estudio y selección de tecnologías existentes de los elementos almacenadores de energía, selección y modelado dinámico de la configuración de SHAE o del esquema de interconexión de los almacenadores, y estrategias de

control para el manejo de la energía del SHAE. Por lo tanto el estado del arte puede organizarse de manera general en los siguientes temas:

- Características y modelado de baterías.
- Características y modelado de UC.
- Configuraciones de SHAE.
- Estrategias de control de SHAE.

### 1.2.1. Características de baterías

En la actualidad existe una amplia gama de tecnologías de baterías con características particulares. En la Tabla 1.1 [1] se detallan las especificaciones actuales de los tipos de baterías más utilizadas y disponibles en el mercado: Plomo-ácido (PbA), Níquel-hidruro metálico (NiMH), de Níquel Sodio (conocidas como ZEBRA). Además, a modo comparativo se listan también las características actuales de los UC. La Tabla 1.2 es una continuación de la anterior y se muestran las características de baterías de Ion de Litio (Li-Ion) específicamente, debido a que existe una gran variedad de materiales utilizados para la fabricación de celdas de esta tecnología: litio-ferrofosfato ( $\text{LiFePO}_4$ ), óxidos de litio-níquel-manganeso-cobalto ( $\text{LiNiMnCo}$ ), óxido de litio-níquel-aluminio-cobalto ( $\text{LiNiCoAlO}_2$ ) y de litio - azufre (Li-S).

Como se puede observar en la Tabla 1.1, las baterías de plomo ácido presentan menores densidades de energía y potencia que el resto de las tecnologías por lo que su uso en VE ha disminuido como fuente principal de almacenamiento. Sin embargo,

Tabla 1.1: Especificaciones de baterías y UC [1].

<b>Especificación</b>	<b>PbA</b>	<b>NiMH</b>	<b>ZEBRA</b>	<b>UC</b>
Potencia Específica (W/kg)	75 – 150	80 – 400	15 – 200	500 – 100000
Densidad de Energía (Wh/L)	50 – 80	60 – 150	135 – 180	10 – 30
Energía Específica (Wh/kg)	30 – 50	45 – 80	100 – 120	2.5 – 15
Autodescarga (% por día)	0.29 – 0.57	1 – 1.43	15	20 – 40
Costo, us\$/kWh	100 – 150	150 – 250	100 – 200	300 – 2000
Vida útil (ciclos)	500 – 1000	1200 – 2000	> 2500	> 100000
Escapes térmicos	60 – 100	100 – 175	270	–

debido a su bajo costo de fabricación y al extenso conocimiento de esta tecnología aún cuentan con cierta popularidad en otras aplicaciones y se utilizan como baterías de arranque en motores de combustión interna y como sistema de almacenamiento en fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS, del inglés *uninterruptible power supply*), energías alternativas, aplicaciones marítimas, etc [22]. La tensión nominal que suministra cada celda individual cuando se encuentra completamente cargada es de 2 V y la eficiencia de carga y descarga suele encontrarse entre el 40 % y el 95 %. El costo de las baterías de PbA parten desde los 100 US\$/kWh. Otro aspecto importante a considerar es que presentan una vida útil de entre sólo 1000 ciclos de carga y descarga como máximo dependiendo de la temperatura de operación [23].

Por otro lado, las baterías basadas en níquel (NiMH) han sido utilizadas en las últimas dos décadas en modelos comerciales de VE o híbridos (VEH), como por ejemplo en Toyota Prius o en Honda Insight. Utilizan hidrógeno para el electrodo negativo que se acumula en un compuesto intermetálico. El ánodo está compuesto de níquel y el electrolito generalmente por una solución acuosa de hidróxido de potasio. Las celdas de NiMh comerciales abarcan tensiones de 1.2 V a 1.35 V. Poseen una eficiencia del 10 % menos aproximadamente con respecto a las baterías de plomo-ácido. Sin embargo, las capacidades de energía y potencia de NiMH son de dos a tres veces mayores, así como también poseen una mayor vida útil. Las deficiencias de la tecnología de NiMH radican principalmente en su alto costo y en su tasa de autodescarga significativamente mayor en comparación con otras tecnologías, por lo que su uso no es adecuado en aplicaciones actuales de VE [24].

Las baterías ZEBRA disponibles comercialmente se basan en cloruro de níquel-

Tabla 1.2: Especificaciones de baterías de Ion de Litio [1]

<b>Especificación</b>	<b>LiFePO<sub>4</sub></b>	<b>LiNiMnCo</b>	<b>LiNiCoAlO<sub>2</sub></b>	<b>Li-S</b>
Potencia Específica (W/kg)	250 – 1600	500 – 2400	700 – 800	1500 – 3000
Densidad de Energía (Wh/L)	250 – 500	230 – 550	500 – 670	1500 – 2600
Energía Específica (Wh/kg)	80 – 140	126 – 210	145 – 240	350 – 6005
Autodescarga (% por día)	0.1 – 1.29	0.1 – 0.71	0.1 – 0.57	0.025 – 32
Costo, us\$/kWh	300 – 600	300 – 600	300 – 600	> 130
Vida útil (ciclos)	1000 – 2000	1200 – 1950	1000 – 1280	80 – 110
Escapes térmicos	195	168	136 – 160	125 – 200

sodio (Na-Ni-Cl) donde el sodio se utiliza para el cátodo y el cloruro de níquel para el ánodo. Estas baterías se conocen comúnmente como baterías de sal fundida, ya que el sodio se mantiene en este estado para que las baterías ZEBRA sean capaces de funcionar eficientemente a altas temperaturas. La energía requerida para mantener las temperaturas de operación provoca una alta autodescarga de la batería (cerca al 15 % diario). Esta tecnología posee una energía específica relativamente alta de 90-120 Wh/kg, una insensibilidad a la temperatura ambiente en climas extremos y una gran tolerancia a fallas. Esto último se debe a que las celdas tienen un estado de cortocircuito de baja resistencia cuando ocurre algún daño, lo que permite un funcionamiento continuo durante las fallas de las celdas. Además, tienen una eficiencia cercana al 100 % y una vida útil de más de 2500 ciclos. Las aplicaciones que han empleado baterías ZEBRA incluyen VE de fabricación europea, como Think EV, Iveco Electric Daily y furgonetas VE de Modec [25].

La batería de iones de Litio es la más utilizada actualmente, y se encuentra en la mayoría de las aplicaciones modernas móviles, desde teléfonos inteligentes y computadoras portátiles hasta vehículos de accionamiento eléctrico y aplicaciones de redes inteligentes. La tecnología convencional esta clase de baterías tiene una energía específica teórica de 387 Wh/kg y actualmente las celdas comerciales fabricadas se aproximan a una energía específica de 240 Wh/kg; por lo tanto, la tecnología actual de la batería Li-ion está llegando a su límite. Los VE comercializados masivamente con estas baterías poseen una autonomía de más de 500 km por carga (considerando ciclos de manejo estandarizados), aún insuficiente para las necesidades actuales.

Existen varios materiales utilizados en la fabricación de electrodos de Ion de Litio. Los materiales del cátodo son generalmente variantes de óxido de amalgamas de litio metálico con manganeso (LMO), cobalto (LCO), níquel, hierro fosfato (LFP) o mezclas de los mismos, como LiNiMnCo (NMC) y LiNiCoAlO<sub>2</sub> (NCA), que contiene una mezcla de aluminio [22]. Para el ánodo generalmente se utiliza grafito, aunque también se utilizan carbono duro, compuestos de silicio-carbono, titanato de litio, aleaciones de estaño o cobalto y mezclas de silicio-carbono. Los beneficios de la tecnología de iones de litio son una mayor vida útil, una alta eficiencia Coulómbica (hasta el 98 %) y una baja autodescarga. El uso de iones de litio da lugar a altas densidades

de potencia/energía y a una de las tensiones nominales de celda electroquímicos más altos: 3.2-3.8 V. La variante LiFePO (LFP), se considera una de las tecnologías más seguras de celdas de iones de litio debido a que soportan temperaturas elevadas de funcionamiento. Mientras tanto, las celdas LiNiMnCo y LiNiCoAlO<sub>2</sub> están dominando el mercado de VE hoy en día debido a su mayor potencia y rendimiento energético en comparación con otras tecnologías. Como resultado, diversas compañías están invirtiendo fuertemente en este tipo de química de celdas de baterías. Por otra parte, la tecnología Li-S (Litio Azufre) ha despertado interés debido a su muy alta energía específica teórica 2567 Wh/kg [26]. Además, los cátodos de Li-S están compuestos de materiales abundantemente disponibles, como oxígeno y azufre, lo que abarataría los costos para el fabricante. Gran parte de la mayor densidad de energía teórica de estas baterías es consecuencia de su ánodo de litio metálico puro, que puede retener más carga que los ánodos de grafito litiado por unidad de masa que se encuentran en las baterías tradicionales de Li-ion. Sin embargo, las celdas de Li-S sufren de baja eficiencia de ciclo, lo que lleva a un deterioro rápido de su capacidad. Además, el azufre es un buen aislante, provocando que la cinética del electrodo sea pobre y se obtengan bajas velocidades de descarga. Actualmente, las celdas de Li-S experimentan hasta un 50 % de deterioro de la capacidad después de 50 ciclos de descarga.

### 1.2.2. Características de UC

Los UC, también conocidos como condensadores electroquímicos, supercapacitores o condensadores eléctricos de doble capa (EDLC, por sus siglas en inglés), ganaron popularidad ante la necesidad de dinámicas rápidas de los sistemas de almacenamiento de energía actuales. Los UC son elementos que poseen una gran densidad de potencia (W/kg), es decir, son eficientes a la hora de entregar y recibir grandes cantidades de energía de manera rápida. Se comercializan individualmente en celdas para tensiones de 2.7 V y con un amplio rango de capacidad (Faradios) como se muestra en la Tabla 2.1. Además, se comercializan en módulos ampliando los niveles de tensión (hasta 160 V) y energía. Un UC posee una capacidad elevada, en Faradios, debido a la gran área efectiva (llegando hasta los 2000 m<sup>2</sup>/gr) de sus electrodos, compuestos generalmente

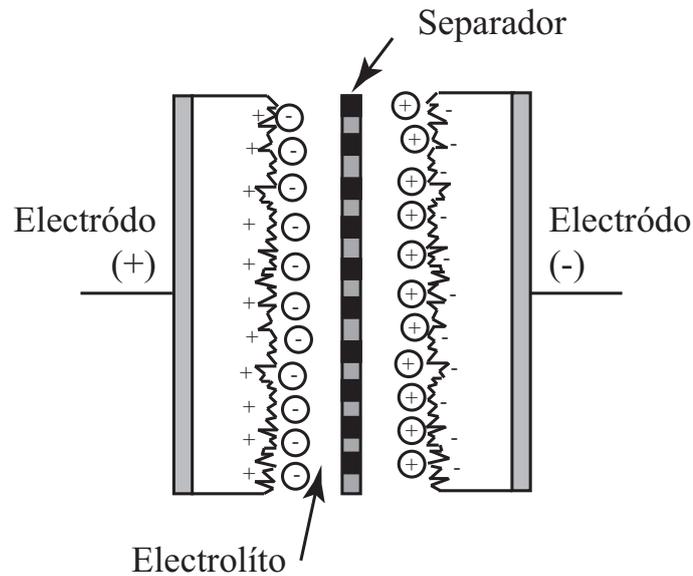


Figura 1.2: Esquema de la estructura de un UC

por un material de estructura altamente porosa de carbono como se muestra en el esquema de la Figura 1.2, lo que les permite obtener una alta concentración de carga eléctrica. Además poseen una separación entre electrodos mucho más pequeña que la de los capacitores convencionales (menos de 10 angstroms). La combinación de la enorme superficie efectiva y la pequeña distancia de separación entre los electrodos confiere al UC una capacitancia de varios órdenes superior en relación con capacitores convencionales.

Los UC poseen un número extremadamente alto de ciclos de carga y descarga, lo que les otorga una gran vida útil. Tienen una eficiencia cercana al 95% y su característica de autodescarga es de aproximadamente el 5% por día, lo que significa que la energía almacenada debe ser utilizada rápidamente y el almacenador debe ser constantemente cargado.

### 1.2.3. Configuraciones de SHAE

Existen diferentes configuraciones para conformar un SHAE mediante la interconexión de bancos de baterías y UC. Las características específicas de las mismas se nombran en el Capítulo 3 de esta tesis, pero básicamente pueden ser enmarcadas en

tres grandes grupos:

- SHAE en configuración pasiva: consiste en la conexión directa en paralelo del banco de baterías y UC conectados al bus de CC del sistema de tracción. Esta configuración es simple, pero no permite aprovechar adecuadamente al UC dado que no existe control del flujo de energía de cada almacenador. La energía que intercambia cada elemento queda determinado sólo por las impedancias internas de cada uno y por la variación de tensión del bus de CC. Otra exigencia adicional de esta configuración es que ambos elementos de almacenamiento deben utilizar y soportar los mismos niveles de tensión [27, 28, 29, 30].
- SHAE en configuración semi-activa: esta configuración emplea un convertidor CC/CC para adaptar los niveles de tensión de un elemento almacenador y permite controlar de forma directa la energía intercambiada por el mismo con el sistema de tracción. Un SHAE en configuración capacitor semi-activo, emplea un convertidor para conectar el UC al bus de CC y las baterías [31, 32, 33]; en cambio un SHAE en configuración batería semi-activa, el convertidor se conecta entre las baterías y el bus de CC, quedando el UC conectado de forma directa [34]. Según la configuración se puede obtener un SHAE con diferentes características, incrementando la complejidad con respecto al caso anterior. A su vez, si bien con esta configuración se obtiene un control directo sobre uno de los almacenadores no se tiene un control total sobre el elemento restante, cuyo flujo de energía debe ser controlado indirectamente.
- SHAE en configuración activa: utiliza dos convertidores CC/CC, uno para cada elemento almacenador, lo que permite controlar el flujo de energía individual, permitiendo además diferentes niveles de tensión en cada uno de ellos y en el accionamiento de tracción. Esta configuración es la que ofrece mayor flexibilidad y capacidad de control, a costa de una mayor complejidad y costo. Otra opción es reemplazar estos dos convertidores por un único convertidor de tres puertos activos [35, 36, 37, 38].

### 1.2.4. Estrategias de Control

Generalmente, las estrategias de control de SHAE se basan en un control de bajo nivel diseñado con una respuesta dinámica rápida en donde normalmente se controla la corriente de los elementos almacenadores mediante para una determinada topología de convertidores CC/CC. En conjunto con el control de bajo nivel funciona un control de alto nivel el cual, a diferencia del primero, se diseña con una dinámica mas lenta en donde se realiza la división de potencias que deberá suplir cada elemento almacenador y que mantenga el estado de carga de los mismos a una referencia deseada. En su mayoría, las estrategias de control de SHAE presentes en la bibliografía consisten en generar referencias de potencia para cada elemento almacenador a partir de la separación de la potencia instantánea (o de la corriente) requerida por la carga en dos componentes: en una potencia media que, como su nombre lo indica, representa idealmente el valor medio de la potencia requerida, y en una potencia dinámica que representa las variaciones de alta frecuencia con valor medio igual a cero [28, 39]. Principalmente, se busca que el elemento almacenador de menor densidad de potencia (Baterías o Celdas de Combustible) entregue la potencia media y que el término de alta frecuencia sea entregado por el UC.

Generalmente, esta separación se realiza a partir de la utilización de filtros pasabajos y pasaaltos para obtener las referencias deseadas. En base a esta estrategia, en [36] se propone un control de baja complejidad de un SHAE compuesto por baterías y UC utilizando lazos anidados basados en técnicas de control clásico. En [32], se propone un control similar pero separando las potencias a través de un filtro cuyo ancho de banda es función del estado de carga del UC. De esta forma es posible realizar un control eficiente y sencillo del SHAE, permitiendo a su vez que las baterías y UC trabajen dentro de sus límites de estado de carga.

El modelado matemático preciso de los convertidores y del SHAE resulta en sistemas no lineales, y no es posible asegurar el mismo desempeño del controlador ni la estabilidad del sistema con técnicas de control clásico para los distintos puntos de operación aplicando linealización. De esta manera, es necesario utilizar herramientas de control no lineal tales como Modos Deslizantes [40, 41], Control de Evolución

Dinámica [37] o Control Predictivo [42, 43] para obtener un buen desempeño del controlador y asegurar la estabilidad del sistema. Dichas estructuras de control de un SHAE se pueden implementar como una arquitectura de control en niveles [44, 45] como se comentó anteriormente. En esta arquitectura, el sistema de supervisión y control funciona como un control del vehículo de alto nivel, que coordina a los subsistemas de bajo nivel para satisfacer ciertos objetivos de desempeño, tales como velocidad, carga de baterías y UC, y tensión del Bus de CC, en base a la demanda del conductor (señales del acelerador y freno) y el estado de los subsistemas (velocidad de motores eléctricos, estado de carga de baterías y UC). Además pueden usarse técnicas de control de flujo de energía basadas en la selección de modos de operación del convertidor CC/CC [46], o estrategias de control óptimo aplicando redes neuronales [47], entre otras. En todos los casos se obtienen buenos resultados con respecto a suavizar la dinámica de la corriente de batería y la consiguiente preservación de su vida útil y estado de carga, pero no se han encontrado trabajos en la literatura actual que presenten resultados o relaciones matemáticas concretas que demuestren cuantitativamente el impacto de la estrategia con respecto a la vida útil de las baterías, y que aseguren al mismo tiempo el rango de operación y estabilidad del sistema de forma robusta. Es por esto que continua siendo un tema abierto de investigación actual.

La carga que intercambia energía con el SHAE debe ser considerada para el diseño de la estrategia de control dentro del modelado matemático. En VE está conformada por el conjunto de uno o mas inversores-motores y, en general, vista desde el bus de CC, esta carga se comporta como una fuente de potencia constante. Esto es debido a que el control de los motores de tracción intenta mantener su par mecánico a través de la corriente; si la tensión del bus de CC baja, el inversor tomará más corriente para conservar la potencia que estaba entregando y viceversa. Este comportamiento de la carga puede generar inestabilidades en el bus de CC del sistema y en los controles asociados, y si bien existe en la bibliografía referencias a este tema [48, 49, 50], no se han encontrado trabajos en la bibliografía que realicen un análisis detallado del mismo en aplicaciones de SHAE para VE. Por estas razones tanto el control de SHAE como las interacciones con la carga continúa siendo un tema abierto de investigación.

De lo anterior, se desprende como hipótesis general de trabajo que para obtener un

buen desempeño y eficiencia en vehículos de tracción eléctrica es necesario desarrollar e implementar un SHAE que combine, al menos, baterías y UC y contemple sus estados de carga. Para esto es necesario implementar una topología de convertidor CC/CC que permita aprovechar al máximo las ventajas de ambos almacenadores, y desarrollar estrategias de control para el flujo de energía del SHAE, en función de los requerimientos del sistema de tracción, especificando el impacto sobre la eficiencia total del sistema de almacenamiento.

### 1.3. Objetivos

El objetivo general de esta tesis es el desarrollo de Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía (SHAE) para vehículos de tracción eléctrica a base de baterías y ultracapacitores (UC) con estrategias de control inteligentes que extiendan la eficiencia y preserven la vida útil del banco de baterías, reduciendo peso, volumen y costo inicial. Para lograr esto, durante el desarrollo del trabajo se plantearon los siguientes objetivos específicos:

- Modelar, simular y analizar experimentalmente los diferentes elementos almacenadores del SHAE.
- Comparar diferentes topologías de convertidores CC/CC y configuraciones de SHAE, proponiendo alternativas o mejoras a las limitaciones que presenten, a través del desarrollo de nuevas topologías.
- Desarrollar e implementar un SHAE en un prototipo experimental que emule las condiciones de un VE, incluyendo la construcción de un convertidor de potencia modular y evaluar su posible transferencia al sector productivo nacional.
- Proponer nuevas estrategias de control de SHAE para extender la eficiencia del sistema, la autonomía del vehículo, cuidando la salud de baterías, y realizar su validación experimental.

## 1.4. Principales aportes de esta tesis

A continuación, se resumen los aportes más importantes realizados a lo largo de este trabajo de tesis:

- En primer lugar, se realizaron diferentes estudios sobre el modelado de VE y del SHAE para tracción. Principalmente, se presentaron resultados a partir del modelado del SHAE en configuración capacitor semiactivo, y se propuso una estrategia de control basada en técnicas de control clásico a partir de la utilización del modelo promediado del convertidor de CC [32]. Esto permitió interiorizarse en los modelos tanto de baterías y de UC como del convertidor, a su vez se detectaron limitaciones en este tipo de controladores.
- En función de la estrategia de control aplicada y de una extensa revisión bibliográfica, se hizo hincapié en la estrategia de generación de referencias de corriente para los elementos almacenadores. Se encontró que un gran porcentaje de trabajos se basan en la utilización de filtros pasabajos para separar las componentes rápidas de las lentas y utilizarlas como referencias para las baterías y UC respectivamente. Sin embargo, en ningún trabajo hasta la fecha se especifica cuál es la frecuencia de corte óptima en función del recorrido del vehículo y del estado energético de los almacenadores; por lo que se propuso aplicar un filtro cuyo ancho de banda es variable en función del estado de carga del UC. Esto permitió una utilización inteligente de la energía del UC, sin utilizar la misma de forma mínima o excesiva, y a su vez se evitó en gran medida la actuación de protecciones que impactan fuertemente en la forma de la corriente de batería [51]. Este es uno de los principales aportes de este trabajo de tesis.
- Se realizó un estudio comparativo entre las dos configuraciones de SHAE semiactivas: batería semiactiva y capacitor semiactivo. En primer lugar, se evaluaron ambas configuraciones ante una carga del tipo pulsante para evaluar dinámicamente al SHAE, para lo cual se montó un banco de ensayos de baja potencia. A partir de un análisis cualitativo de los resultados experimentales, se concluyó que la configuración capacitor semiactivo es la mejor solución desde el punto de

vista dinámico para aplicaciones con un alto índice de frenado regenerativo [52]. En una etapa posterior se continuó con el estudio comparativo, pero en este caso desde el punto de vista cuantitativo evaluando mediante análisis de simulación el dimensionamiento de los elementos almacenadores, la eficiencia y la dinámica de las variables del sistema para ambas configuraciones. A partir de este trabajo se pudo concluir nuevamente que la configuración capacitor semiactivo presenta menores pérdidas que la configuración batería semiactiva, una mejor utilización de la energía disponible del UC sin recurrir a un sobredimensionamiento del mismo y una mayor estabilidad en el bus de CC del sistema de tracción [53].

- Se propuso una nueva estrategia de control no lineal basada en la técnica Modos Deslizantes (*Sliding Mode Control*) para un SHAE en configuración capacitor semi-activo. Esta estrategia presenta una gran robustez ante variaciones paramétricas del sistema y una excelente respuesta dinámica para todo el rango de operación del sistema. La estrategia consiste en generar una referencia de potencia dinámica para el UC utilizando el filtro pasabajos con ancho de banda variable en función de la tensión del UC. La acción de control que maneja las llaves del convertidor CC/CC es dependiente de una superficie de deslizamiento propuesta, mediante la cual se busca cargar lentamente el UC a una referencia deseada mientras satisface la potencia dinámica requerida. A su vez se contemplaron superficies de deslizamiento de protección para sobrecorriente del convertidor y sobretensión del UC. Esta estrategia fue validada en un banco de ensayos, en primer lugar de baja potencia y luego en un banco de mayor potencia, que posee un bus de CC, un convertidor de CC/CA y un motor de CA para emular el sistema de tracción del VE. Además se debió realizar un estudio de estabilidad del sistema modelando el conjunto inversor motor como una carga de potencia constante ya que dicho análisis no se encontraba en la literatura [54].
- A raíz del trabajo anterior se propuso un predictor de la corriente del inductor del convertidor CC/CC que controla el flujo de energía del UC para implementar el control anterior basado en modos deslizantes mediante una banda de

histéresis, para poder mantener el rizado de corriente dentro de márgenes establecidos sin error. Esto fue necesario debido a la limitación en la velocidad de muestreo disponible del controlador digital y de los niveles de tensión del banco de trabajo, ya que la corriente presenta dinámicas rápidas y grandes variaciones ciclo a ciclo lo que dificulta un control estable del máximo rizado.

- Se propuso una nueva estrategia de control basada en modos deslizantes mediante la utilización de una superficie de deslizamiento, que además de presentar buenas características de robustez y de dinámica, permitió prescindir de la utilización de un filtro externo para generar referencias de potencia. Esto facilita además un análisis compacto de la estabilidad del sistema y no de forma separada como debe hacerse si se utiliza un filtro externo.
- Se propuso el desarrollo de un observador de la potencia requerida por el inversor (o la carga del SHAE) para obtener una medición limpia de la misma eliminando el sensor de la corriente de carga.
- Se propuso una nueva estrategia de control predictivo basada en el modelo no lineal (NMPC, por sus siglas en inglés) del SHAE. La mayoría de los trabajos existentes en la literatura utilizan control predictivo basándose en el modelo del sistema linealizado en un punto de operación, el cual no representa fielmente el comportamiento del SHAE. El desafío de la propuesta consistió en obtener una buena estimación del requerimiento de potencia dentro del horizonte de predicción ya que es requerido por el modelo. Para esto se propuso un modelo autoregresivo de la carga en conjunto con la utilización de Filtro de Kalman para realizar una predicción de la potencia requerida aún cuando no se conoce del todo la trayectoria del VE.

## 1.5. Organización de la tesis

El resto de los capítulos que integran el presente trabajo de tesis están organizados de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 se describen los modelos de los elementos que componen el sistema de tracción y de almacenamiento del VE y que serán utilizados en esta tesis para el desarrollo de estrategias de control. Se describen los modelos de baterías y UC con un análisis de eficiencia de cada elemento y el modelo longitudinal de un VE que es usado para obtener el requerimiento de potencia al sistema de almacenamiento.

En el Capítulo 3 se analizan las diferentes configuraciones generales de SHAE a base de baterías y UC, se realiza un modelado del sistema de almacenamiento completo para las configuraciones semiactivas y se presenta una comparación desde el punto de vista eficiencia de las dos configuraciones semi-activas para un ciclo de manejo normalizado del VE. Además se presenta la estrategia de control general o de alto nivel que será utilizada a lo largo de este trabajo de tesis.

En el Capítulo 4 se presenta la estrategia de control general del SHAE y una técnica de control clásica para el SHAE en configuración semi-activa. En las mismas se propone la utilización de un filtro con ancho de banda variable para generar referencias de corriente de los sistemas de almacenamiento y se muestra el impacto en el sistema de almacenamiento.

En el Capítulo 5 se presentan estrategias de control de SHAE basadas en Modos Deslizantes, con la utilización de un filtro externo y con la propuesta de una superficie de deslizamiento sin la utilización de un filtro. Luego se presenta el desarrollo de un observador de carga para obtener una medición limpia, necesaria para las estrategias.

En el Capítulo 6 se presentan las estrategias de control basadas en NMPC. Dado que esta técnica precisa información del camino, se proponen estrategias para la predicción de potencia requerida por el sistema de tracción a partir de la utilización de modelos autoregresivos (AR) y Filtro de Kalman.

Finalmente, en el Capítulo 7 se detallan las conclusiones del trabajo de tesis y se presentan propuestas de trabajos futuros como continuación de los temas tratados.

Además, se presenta un Anexo con las características de la plataforma de ensayos implementada para validar las estrategias propuestas.



# Capítulo 2

## Modelado y dimensionamiento de los almacenadores de un VE

### 2.1. Introducción

En este Capítulo se presenta el modelado del VE y de los distintos elementos almacenadores que componen el SHAE. El objetivo principal es definir un método simple de dimensionamiento del sistema de almacenamiento del vehículo compuesto por un banco de baterías y UC. Además, se busca establecer modelos de baterías y UC que serán utilizados a lo largo de este trabajo de tesis y que permitan comprender sus capacidades energéticas. También se establece la relación entre la energía y el número de celdas individuales necesarias para conformar un banco y las pérdidas que pueden presentar ante un determinado requerimiento de energía y de potencia del sistema de tracción.

En la literatura existen diferentes propuestas de modelos de baterías debido a la diversidad de tecnologías disponibles, cada una con características específicas. En [13] se presenta una revisión de la mayoría de las tecnologías de baterías utilizadas en VE. Particularmente, la tecnología de plomo ácido, a pesar de presentar baja densidad de energía y potencia con respecto a tecnologías modernas, presenta en la actualidad grandes volúmenes de producción y bajos costos debido a que se encuentran en constante uso y desarrollo desde hace más de 50 años. En [55] y [56] se presentan

diferentes modelos de baterías de plomo ácido a partir de circuitos equivalentes con diversos grados de complejidad y precisión. Las baterías de ion de Litio, en cambio, presentan mayor densidad de energía y potencia, un mejor desempeño a altas temperaturas y si bien sus costos de producción aún son altos, en la actualidad representan la tecnología más utilizada en VE comerciales y diferentes equipos electrónicos. En [10, 57] se proponen y describen modelos de esta tecnología de distinta complejidad que incluyen además una estimación de la degradación de su vida útil.

Con respecto a los UC, si bien no existen diferencias apreciables de tecnologías entre fabricantes que puedan caracterizar al elemento con respuestas dinámicas diferentes, sí se encuentran en la literatura varias propuestas de modelado [58, 59] que contemplan la respuesta dinámica y la dependencia de la capacidad con respecto a la tensión en bornes del almacenador.

Debido al amplio espectro de modelos existentes tanto de baterías como de UC, es importante definir los modelos a utilizar en capítulos posteriores durante el diseño de estrategias de control de SHAE. Esto implica una relación de compromiso entre una buena representación dinámica de los elementos almacenadores y una complejidad relativamente baja a la hora de diseñar un controlador con buen desempeño del sistema a lazo cerrado.

Independientemente de la configuración de SHAE, el dimensionamiento del banco de baterías y UC no es trivial y se deben tener en cuenta varios factores como los niveles de tensión y corrientes del sistema de tracción y el recorrido deseado o esperado del vehículo. Para preservar la vida útil de las baterías, el SHAE debe diseñarse para que las mismas entreguen idealmente la potencia media requerida por la carga durante todo el trayecto que realice el VE evitando los cambios bruscos de corriente o potencia [60]. Por lo tanto el banco de baterías debe tener la suficiente energía para suplir dicha potencia durante el tiempo que dura el recorrido del vehículo. El banco de UC, por otro lado, debe ser dimensionado para entregar y absorber los picos de potencia durante las aceleraciones y frenados del vehículo sin que su tensión evolucione fuera de sus rangos nominales [61].

En función de lo anterior, además de conocer las capacidades energéticas de los elementos almacenadores de energía, se debe modelar el VE para conocer el requeri-

miento de potencia del sistema de tracción durante un determinado recorrido. Este requerimiento será solicitado por los motores de tracción a través de los convertidores CC/CA (o inversores de potencia) del vehículo al sistema de almacenamiento. Dicha información se puede estimar a partir del modelo longitudinal del VE, que describe las fuerzas que actúan sobre el mismo, incluyendo las fuerzas resistentes y la fuerza de tracción necesaria para acelerar el vehículo y despreciando las fuerzas laterales que actúan sobre el VE. Por lo tanto, el modelo longitudinal permite evaluar la dinámica de movimiento del VE y el requerimiento de potencia del mismo durante el trayecto.

El sistema de tracción del VE agrega otra dificultad al SHAE desde el punto de vista dinámico, dado que los motores de tracción a través de su inversor presentan características de cargas de potencia constante, es decir presentan características de impedancia negativa, presentando una mayor exigencia en el diseño del control e incluso afectando la estabilidad del sistema [49]. Este es un tópico de investigación actual en las diferentes configuraciones de SHAE.

El capítulo se organiza de la siguiente manera: en la sección 2.2 se modela el VE para conocer el requerimiento de potencia para ciertas velocidades y aceleraciones de diseño, además se modela el accionamiento del sistema de tracción compuesto por los inversores y los motores de tracción. En la sección 2.3 se presentan las características de baterías y UC comerciales así como los modelos utilizados en este trabajo. En la sección 2.4 se analiza el dimensionamiento de los almacenadores de un SHAE, y finalmente en la sección 2.5 se expresan las conclusiones del capítulo.

## **2.2. Modelado del vehículo eléctrico**

En esta sección se describe el modelo del VE con el objetivo de obtener información de la potencia requerida por el sistema de tracción ante un recorrido determinado. Además se modela el accionamiento eléctrico de tracción compuesto por el conjunto inversor-motor (un conjunto o varios, según la configuración del vehículo), baterías y UC. Para esto y para análisis futuros, en la presente tesis se consideran los parámetros y características físicas de un vehículo eléctrico urbano (VEU) disponible en el grupo de investigación GEA - UNRC. El mismo está diseñado para desenvolverse en la

ciudad a bajas velocidades con requerimientos de autonomía relativamente bajos. Se trata de un vehículo con capacidad para dos pasajeros, de tamaño reducido, tracción trasera y con prestaciones generales para ser utilizado como un transporte de ámbito urbano. En la Figura 2.1 se muestra una fotografía del VEU experimental.



Figura 2.1: Fotografía del VEU experimental.

La demanda energética del VE durante un determinado trayecto puede evaluarse utilizando la dinámica longitudinal del vehículo, ya que establece la mayor parte de los requerimientos de tracción, mientras que otras dinámicas presentes en el VE como la dinámica lateral, de roldo, guiño y suspensión modifican el comportamiento pero no son determinantes en cuanto al requerimiento energético [62, 63]. El modelo utilizado para representar al VEU tiene en cuenta las siguientes consideraciones:

- el chasis se considera como un cuerpo rígido;
- se desprecian los efectos de la suspensión;
- solamente se analiza la dinámica longitudinal.

Estas simplificaciones permiten reducir la complejidad en las simulaciones, en comparación con modelos más complejos en tres dimensiones, sin afectar significativamente las variables que se estudian en esta tesis. Sin embargo, tienen la desventaja

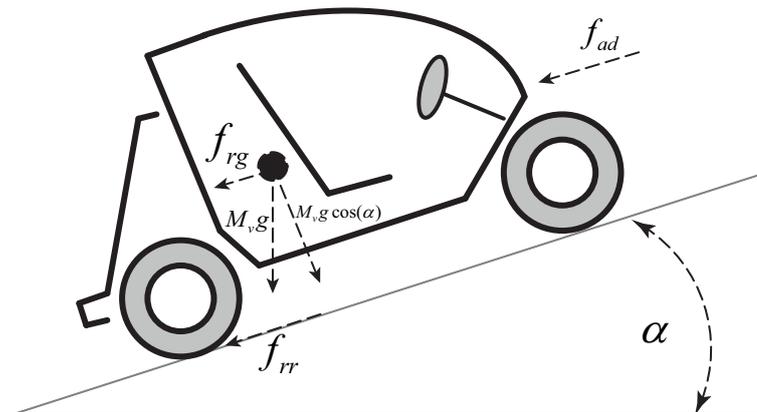


Figura 2.2: Modelo Longitudinal del VEU.

de considerar el requerimiento de potencia dado sólo por un motor eléctrico y el inversor que lo controla, y no representa de forma fiel el comportamiento del sistema cuando está compuesto por más motores de tracción con distintos punto de operación según el camino o recorrido del VE. No obstante, como se verá en secciones posteriores, un esquema con varios motores de tracción puede simplificarse a uno equivalente con un único motor de tracción ya que no modifica la estrategia de control y el manejo de energía del sistema de almacenamiento. Finalmente, en este trabajo no se contemplan las cargas restantes de un VE como iluminación, accesorios, etc, ya que representan un consumo relativamente bajo para el SHAE en comparación con el del sistema de tracción y desde el punto de vista del control puede considerarse incluidas en éste.

### 2.2.1. Dinámica longitudinal y requerimiento de potencia

El requerimiento de potencia y energía de un vehículo se puede obtener a partir de las especificaciones de aceleración y velocidades máximas para un cierto trayecto conocido, estimado o aproximado. Utilizando el modelo longitudinal del vehículo, que surge a partir del análisis de las fuerzas que actúan sobre el mismo como se indica en el diagrama de la Figura 2.2, se puede encontrar la fuerza de tracción,  $f_t(t)$ , que debe

Tabla 2.1: Parámetros del modelo longitudinal de VE.

Parámetro	Descripción	Unidades
$C_r$	Coficiente de rozamiento	–
$M_v$	Masa del vehículo	kg
$\alpha$	Inclinación del camino	rad
$\rho$	Densidad del aire	kg/m <sup>3</sup>
$C_d$	Resistencia aerodinámica	–
$A$	Área frontal del vehículo	m <sup>2</sup>
$v$	Velocidad del vehículo	m/s
$g$	Aceleración de la gravedad	m/s <sup>2</sup>

ejercer el motor de tracción del VE en cada instante como:

$$\begin{aligned}
 f_t(t) = & \underbrace{C_r M_v g \cos(\alpha(t))}_{f_{rr}} + \underbrace{\frac{1}{2} \rho C_d A v(t)^2 \text{sgn}(v(t))}_{f_{ad}} \\
 & + \underbrace{M_v g \sin(\alpha(t))}_{f_{rg}} + \underbrace{M_v \dot{v}(t)}_{f_{acc}}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

donde  $f_{rr}$  es la fuerza de resistencia al rolido,  $f_{ad}$  es la fuerza dada por la resistencia aerodinámica del viento,  $f_{rg}$  es la fuerza componente del peso debido a la pendiente del camino y  $f_{acc}$  la fuerza de aceleración. En la Tabla 2.1 se describen los parámetros utilizados para el cálculo de dichas fuerzas.

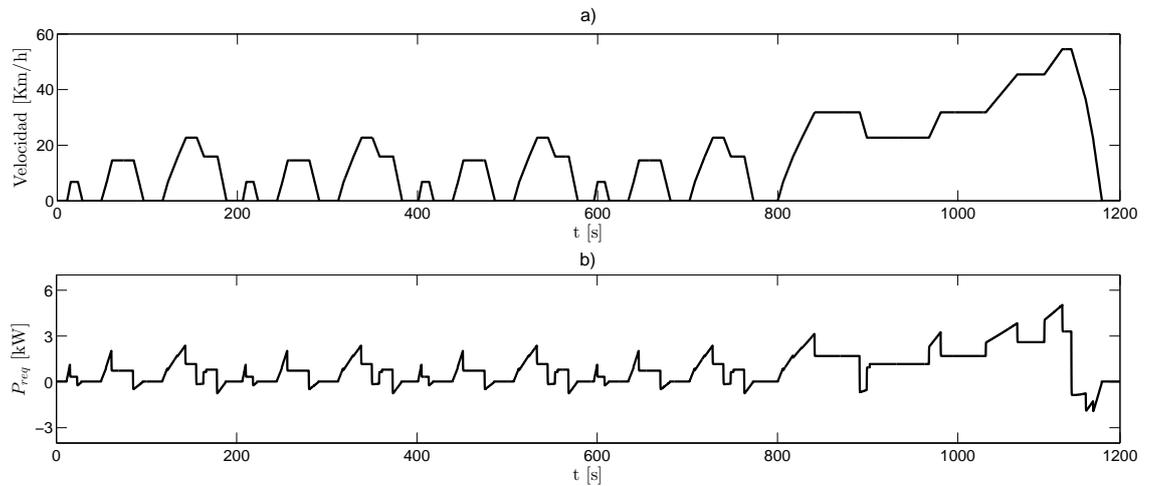
La potencia eléctrica requerida por el motor de tracción al sistema de almacenamiento, considerando constantes los rendimientos del sistema mecánico,  $\eta_{mec}$ , y del conjunto motor-convertidor de CC/CA (o inversor) que maneja al motor de tracción,  $\eta_{inv}$ , será:

$$P_{req}(t) = \begin{cases} \frac{f_t(t) v(t)}{\eta_{mec} \eta_{inv}} & \text{si } \dot{v}(t) \geq 0 \\ \eta_{mec} \eta_{inv} f_t(t) v(t) & \text{si } \dot{v}(t) < 0 \end{cases} \tag{2.2}$$

Para el dimensionamiento del SHAE y la evaluación de las estrategias propuestas, se realizó un análisis por simulación del VEU empleando el modelo longitudinal y los parámetros y características que se muestran en la Tabla 2.2. Para ello los rendimientos de la ecuación (2.2) se consideraron constantes.

Tabla 2.2: Parámetros del VE utilizados para simulación.

VE	Valor
$C_r$	0.02
$M_v$	650 Kg
$\alpha$	0 rad
$\rho$	1.225 kg/m <sup>3</sup>
$C_d$	0.5
$A$	0.5 m <sup>2</sup>

Figura 2.3: a) Ciclo de manejo NEDC escalado, y b) Potencia requerida  $P_{req}$ .

A su vez, se adoptaron tres ciclos de manejo estandarizados como trayectoria del VE. En la Figura 2.3 se muestra el ciclo de manejo NEDC [64] (de sus siglas en inglés, *New European Driving Cycle*) junto con el requerimiento de potencia,  $P_{req}$ , instantáneo obtenido de las ecuaciones (2.1) y (2.2), que se le solicita al sistema de almacenamiento para un vehículo eléctrico con las características mencionadas anteriormente. Además en las Figuras 2.4 y 2.5 se muestran las mismas variables para los ciclos WLTP [65] clase 3 (de sus siglas en inglés, *Worldwide Harmonized Light-Duty Vehicles*) y UDDS FTP-75 [66] (de sus siglas en inglés, *Urban Dynamometer Driving Schedule*) respectivamente. Los tres ciclos fueron escalados en amplitud para que el VE no supere los 60 km/h (respetando los tiempos originales de cada ciclo) y así mantener el requerimiento de potencia dentro de límites aceptables para el prototipo de VE bajo análisis. Puede notarse que el requerimiento de potencia,  $P_{req}$ , presenta

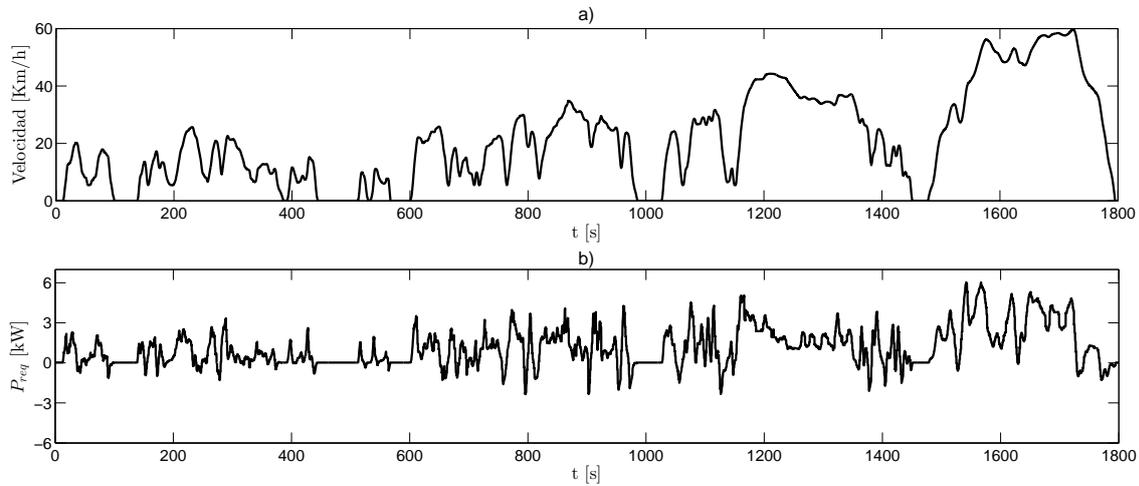


Figura 2.4: a) Ciclo de manejo WLTP clase 3 escalado, y b) Potencia requerida  $P_{req}$ .

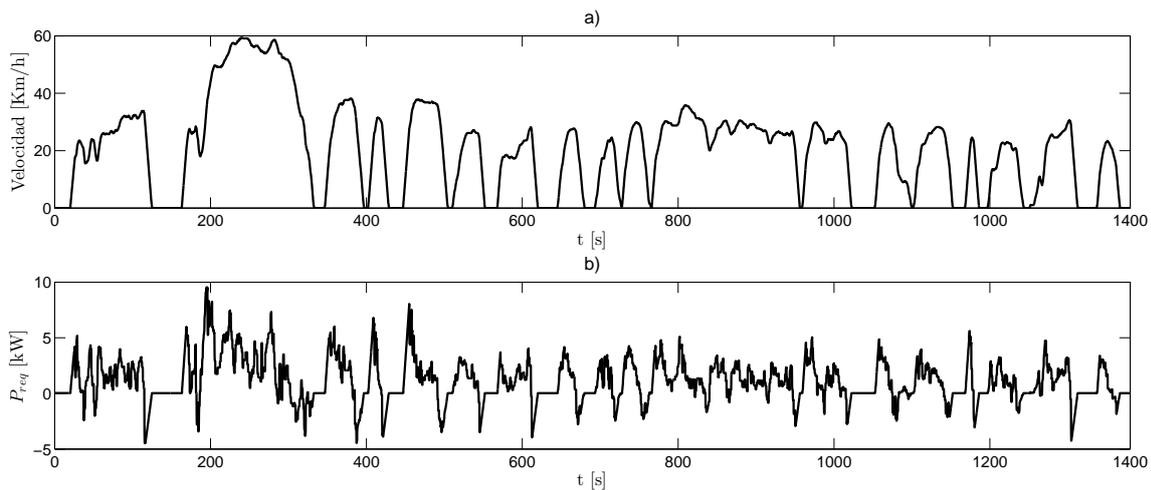


Figura 2.5: a) Ciclo de manejo UDDS FTP-75 escalado, y b) Potencia requerida  $P_{req}$ .

picos encontrando sus máximos al final de las aceleraciones del vehículo. También se observan picos negativos de potencia durante el frenado del vehículo, instantes en el que los motores de tracción deben trabajar en modo de frenado regenerativo. Por último, bajo esta consideración, se observa que de los tres presentados, el ciclo UDDS es el más exigente para el sistema de tracción, con picos de potencia de mayor magnitud debido a las mayores aceleraciones que presenta.

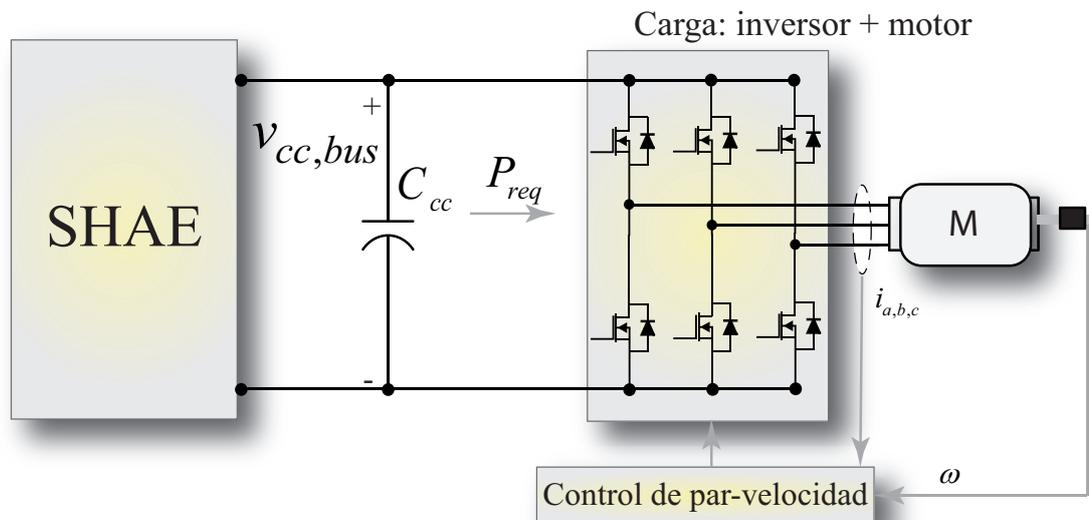


Figura 2.6: Sistema de tracción simplificado.

### 2.2.2. Modelado del Sistema de Tracción

El requerimiento de potencia eléctrica descrito en la sección anterior es la que consumirá el sistema eléctrico de tracción del VE. Por lo tanto es necesario obtener un modelo confiable del mismo para diseñar estrategias de control de manejo de energía del SHAE. Existen diferentes esquemas de tracción con variantes en función del número y tipo de motores, utilización de reductores y diferenciales mecánicos y de las configuraciones de los accionamientos [67]. En la Figura 2.6 se muestra un esquema básico equivalente del sistema de tracción de un VE independientemente de la configuración adoptada. El mismo está compuesto por el sistema de almacenamiento, que en el caso de un SHAE está conformado por baterías y UC y convertidores CC-CC que controlan su flujo energía, un bus de CC con una etapa de filtrado, y los inversores o convertidores de CC-CA que controlan el flujo de energía hacia/desde los motores de tracción. El control de par-velocidad de la carga produce que el accionamiento (el conjunto inversor - motor) sea visto desde el bus de CC como una carga de potencia constante (CPC) [68, 69]. Es decir, la corriente requerida por el inversor al bus de CC,  $i_{req}$ , puede ser modelada como:

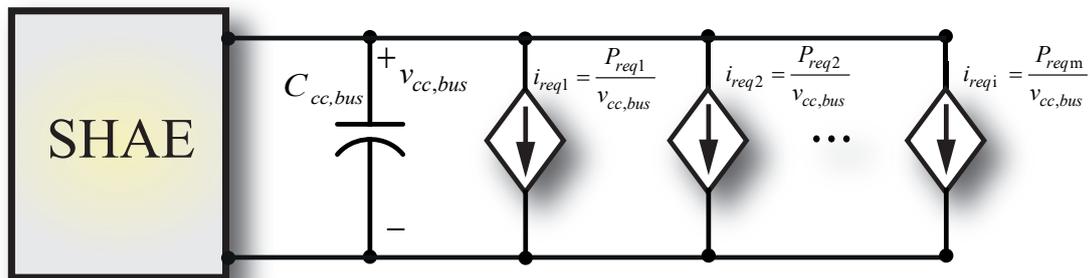


Figura 2.7: VE con más de un motor de tracción

$$i_{req} = \frac{P_{req}}{v_{cc,bus}} \quad (2.3)$$

donde  $P_{req}$  es la potencia requerida por el inversor y  $v_{cc,bus}$  es el voltaje del bus de continua. Debe notarse que la potencia requerida,  $P_{req}$  estará dada por el recorrido del vehículo y puede obtenerse con antelación en forma teórica mediante el modelo longitudinal a partir de (2.1) y (2.2).

Por lo tanto la CPC puede ser modelada como una fuente de corriente controlada que dependerá de la potencia requerida y de la tensión del bus de CC en cada instante. El signo de la corriente será función del requerimiento energético. En este trabajo de tesis se considera positiva cuando el inversor consume corriente (cuando el vehículo acelera), y negativa cuando entrega corriente como en el caso del frenado regenerativo.

El caso de un sistema de tracción con más de un motor e inversor se muestra en la Figura 2.7 en su forma equivalente representando cada conjunto como una CPC. La carga total puede ser expresada como

$$i_{req} = i_{req1} + i_{req2} + \dots + i_{reqm} = \frac{P_{req1}}{v_{cc,bus}} + \frac{P_{req2}}{v_{cc,bus}} + \dots + \frac{P_{reqm}}{v_{cc,bus}} \quad (2.4)$$

donde el subíndice  $m$  indica la cantidad de inversores. Por lo tanto, la corriente requerida total dependerá de la suma de las corrientes individuales de cada inversor.

Por otro lado, para describir el comportamiento de una CPC en la Figura 2.8 se muestra la curva característica tensión-corriente. La pendiente de la curva de potencia

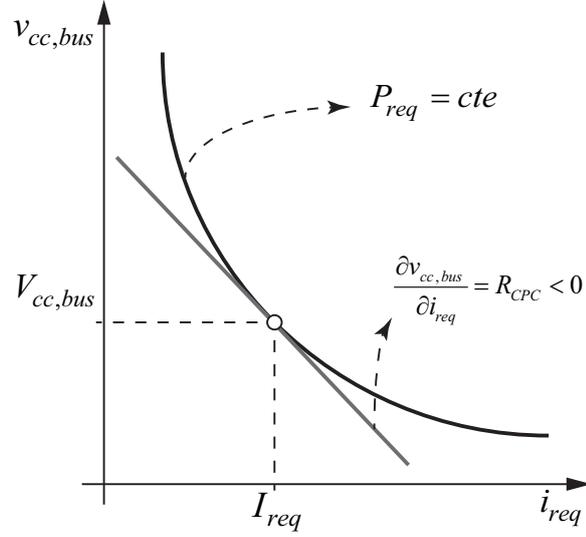


Figura 2.8: Linealización de la curva característica de una CPC

constante para un determinado punto de operación dado por  $i_{req} = I_{req}$  y  $v_{cc,bus} = V_{cc,bus}$  muestra la característica de impedancia negativa y se obtiene como [70]:

$$\frac{\partial i_{req}}{\partial v_{cc,bus}} = -\frac{P_{req}}{V_{cc,bus}^2} \quad (2.5)$$

Por lo tanto la curva de potencia se puede aproximar por una línea recta dada por la expresión:

$$i_{req} = -\frac{P_{req}}{V_{cc,bus}^2} v_{cc,bus} + 2\frac{P_{req}}{V_{cc,bus}} \quad (2.6)$$

La ecuación anterior implica que la carga de potencia constante se puede aproximar de forma lineal como una resistencia negativa  $R_{CPC}$  en paralelo con una fuente de corriente  $I_{CPC}$ :

$$R_{CPC} = -\frac{V_{cc,bus}^2}{P_{req}} \quad (2.7)$$

$$I_{CPC} = 2\frac{P_{req}}{V_{cc,bus}} \quad (2.8)$$

Esto representa un desafío desde el punto de vista de estabilidad del sistema a la hora de diseñar una estrategia de control de energía del SHAE, debido a que ante

un requerimiento de potencia, por ejemplo positivo, la tensión del bus de CC caerá y provocará que aumente la corriente requerida. Esto resulta en una realimentación positiva provocando una caída de tensión aún mayor y elevando la corriente hasta la actuación de las protecciones del bus.

## 2.3. Modelado del Sistema de Almacenamiento.

Es importante modelar los elementos que componen el sistema de almacenamiento de un VE para obtener un modelo de pérdidas del mismo y para diseñar estrategias de control con buen desempeño. Las características del sistema de almacenamiento dependerán de los almacenadores y de las configuraciones utilizadas para la interconexión de los mismos, lo que implica el uso de convertidores electrónicos de potencia. En esta sección se describen los diferentes modelos de batería y UC y se definen los utilizados en este trabajo. En el Capítulo 3 siguiente se detallarán las configuraciones o topologías de SHAE existentes en la literatura.

### 2.3.1. Modelado matemático de celdas de baterías

Debido a la gran cantidad de tecnologías de celdas de baterías existentes, cada una con características eléctricas y químicas diferentes, modelar matemáticamente una batería de forma genérica resulta complejo y existen, por lo tanto, una amplia variedad de modelos en la literatura. Sin embargo, indistintamente de la tecnología, pueden separarse de forma general en dos grandes grupos: modelos electroquímicos simplificados y modelos de circuitos eléctricos equivalentes [71, 72]. Debido a la complejidad de los primeros generalmente se utilizan circuitos equivalentes, o una combinación simplificada de ambos tipos, que representen el estado de carga, salud y comportamiento dinámico de las mismas. Dentro de los modelos más utilizados se encuentran principalmente aquellos basados en una fuente de tensión con una resistencia en serie, donde a su vez la fuente puede ser modelada de manera ideal o puede ser dependiente del estado de carga (SoC, del inglés *State of Charge*) de la batería. Este modelo tiene la ventaja de ser sencillo y de fácil obtención de los parámetros a partir de la hoja de

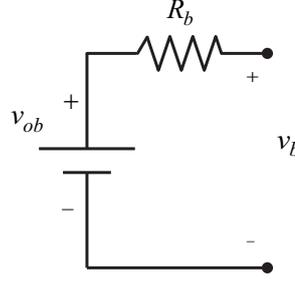


Figura 2.9: Modelo de batería simple: fuente de tensión ideal con resistencia serie equivalente.

datos del fabricante de baterías [73, 74]. Otros modelos con un grado de complejidad mayor, representan la batería con una fuente de tensión ideal en serie con una impedancia equivalente del tipo RC para modelar las dinámicas del almacenador. Otros modelos agregan ramas RC en serie para modelar las diferentes dinámicas de la batería, pero aumentando la complejidad [75, 76, 77, 78]. Al incrementar la precisión de los modelos también se incrementa la complejidad para obtener experimentalmente sus parámetros.

En este trabajo de tesis se busca utilizar modelos de baterías genéricos que representen a la mayoría de las tecnologías existentes pero que no posean una elevada complejidad a la hora de diseñar estrategias de control para el SHAE. En la Figura 2.9 se muestra el modelo más simple utilizado. Consiste en una fuente de tensión ideal  $v_{ob}$  en serie con una resistencia equivalente  $R_b$ . La tensión en bornes estará dada por:

$$v_b = v_{ob} - R_b i_b \quad (2.9)$$

donde  $i_b$  es la corriente de batería. A su vez  $v_{ob}$  representa la tensión a circuito abierto ya que cuando  $i_b = 0$ ,  $v_b = v_{ob}$ .

Debido a que la tensión en bornes de la batería depende de su estado de carga, en [73, 74] se propone considerar la misma como un fuente de tensión controlada como lo indica la siguiente expresión no lineal:

$$v_{ob} = \begin{cases} i_b^* > 0 \rightarrow V_o - K \frac{Q}{i_t - 0.1Q} i_b^* - K \frac{Q}{Q - i_t} i_t + Ae^{-Bi_t} \\ i_b^* < 0 \rightarrow V_o - K \frac{Q}{Q - i_t} (i_b^* + i_t) + Ae^{-Bi_t} \end{cases} \quad (2.10)$$

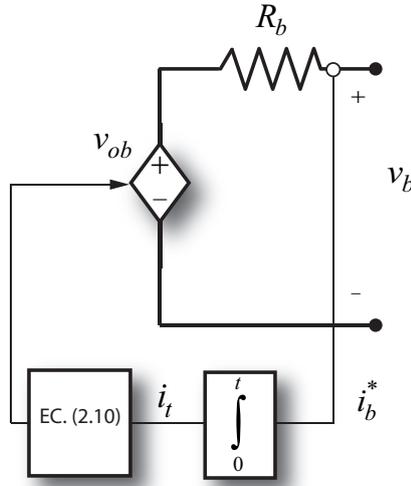


Figura 2.10: Modelo no lineal y genérico de batería.

El esquema de este modelo se muestra en la Figura 2.10. El mismo considera que durante los ciclos de carga y descarga  $R_b$  se mantiene constante. La fuente de voltaje  $v_{ob}$  se calcula con la ecuación no lineal (2.10) basada en el consumo de corriente de batería e indirectamente en su estado de carga. Donde  $V_o$  es la tensión a circuito abierto cuando la batería se encuentra completamente cargada,  $A$  es la tensión de la zona exponencial (dada en V),  $B$  es la capacidad de la zona exponencial (en  $\text{Ah}^{-1}$ ),  $Q$  es la capacidad máxima de la batería (Ah),  $i_t$  es la capacidad extraída (en Ah),  $i_b^*$  es la corriente de batería de dinámica lenta o filtrada (en A) y  $K$  (en  $\text{Ah}^{-1}$ ) es la constante de polarización. Estos parámetros pueden obtenerse fácilmente de la hoja de datos de la celda individual de batería brindada por el fabricante. El estado de carga de la batería (SOC, del inglés *State of charge*) se define como

$$SOC_b = 100 \left( 1 - \frac{3600}{Q} \int_0^t i_b dt \right) \quad (2.11)$$

es decir que la batería se encuentra completamente cargada cuando  $SOC_b = 100\%$  y descargada cuando  $SOC_b = 0\%$ . A su vez se define el estado de descarga (SOD, del

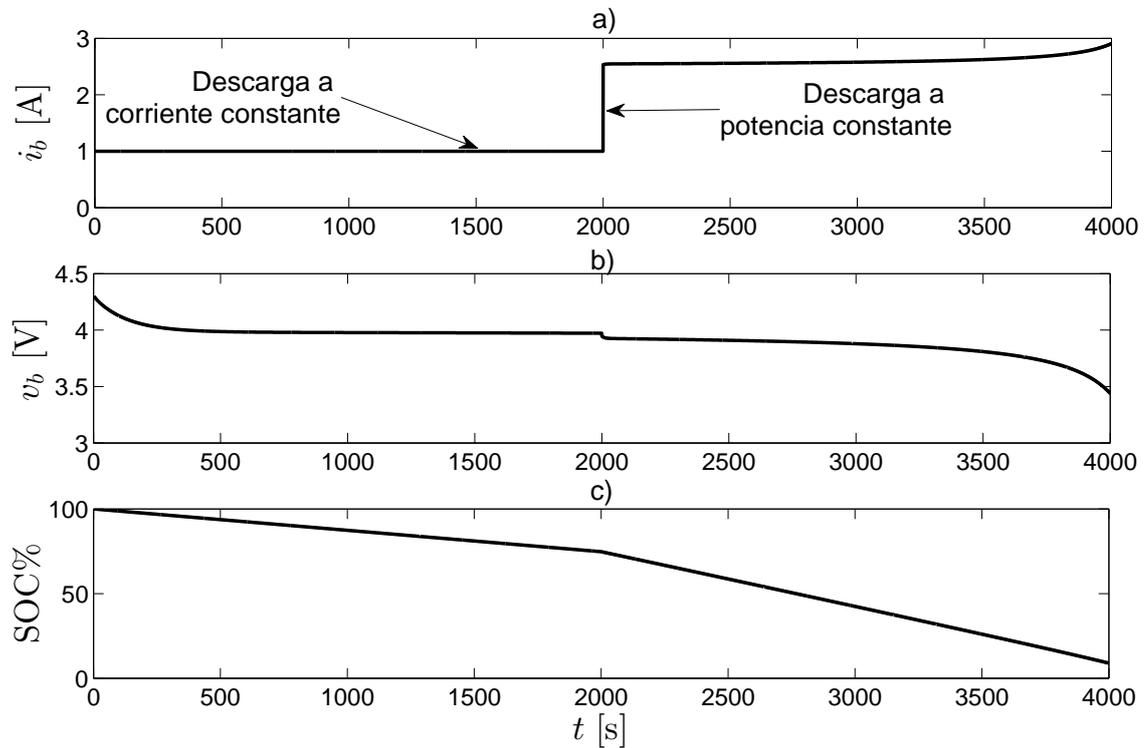


Figura 2.11: Descarga de una celda de batería a corriente y potencia constante: a) corriente de batería,  $i_b$ , b) tensión de batería,  $v_b$  y c) SOC de batería.

ingés *State of Discharge*) como:

$$SOD_b = 100 - SOC_b \quad (2.12)$$

En la Fig. 2.11 se muestran las curvas de una celda de batería de Ion de Litio comercial (utilizando el modelo de la Figura 2.10) cuando esta se descarga en primer lugar a corriente constante (1 A) y luego a potencia constante (10 W). Puede observarse que cuando se descarga a potencia constante, al disminuir el SOC de la batería y por lo tanto el voltaje, se incrementa la corriente solicitada por la carga de potencia constante. Si la batería no es dimensionada correctamente y este efecto no es tenido en cuenta por las estrategias de control aplicadas, pueden generarse grandes corrientes que dañen tanto la batería como la carga.

## Envejecimiento de la batería

El deterioro de la salud de las baterías se debe a factores que le producen estrés, disminuyen su capacidad y aumentan su resistencia interna. Estos factores dependen del tipo de batería, ya que no impactan de igual forma en baterías de Plomo Ácido o Litio por ejemplo. Entre estos factores se destacan los grandes requerimientos de corriente de descarga, la operación a alta o bajas temperaturas, la operación sostenida en estados de carga bajos o muy altos, las corrientes de recarga elevadas, y las corrientes con variaciones rápidas, entre otros [6, 79]. En general, se establecen dos tipos de envejecimiento: el envejecimiento por calendario, asociado al tiempo transcurrido, y el envejecimiento por ciclado, asociado al número de ciclos de carga-descarga [80].

En diferentes trabajos se han estudiado los parámetros que influyen en ambos tipos de envejecimiento [80, 81, 82, 83]. Sin embargo, la mayoría de ellos considera condiciones de descarga a corrientes constantes, y ciclos completos a fin de establecer un modelo para el envejecimiento. En la práctica, y principalmente en aplicaciones vehiculares, es difícil obtener el número de ciclos completos de carga y descarga en una batería, debido a que en un cierto recorrido se realizan descargas y recargas parciales. Además, es deseable obtener un indicador que indique el estrés del almacenador durante el trayecto del VE y no al final de varios ciclos de batería.

Teniendo en cuenta los factores que más influyen en el envejecimiento de las baterías, en este trabajo se propone usar el siguiente indicador basado en [84],

$$\Delta_{bat}(t) = \frac{1}{Q_{bat,m\acute{a}x}} \int_0^t |F(SOC_b)G(i_b)i_b(t)| dt + \int_0^t \left| \frac{di_b(t)}{dt} / \Delta_{i_{max}} \right| dt \quad (2.13)$$

donde

$$F(SOC_b) = 1 + 3.25(1 - SOC_b)^2 \quad (2.14)$$

y

$$G(i_b) = \begin{cases} 1 + 0.45 \frac{i_b}{i_{b,nom}} & \text{si } i_b \geq 0 \\ 1 + 0.55 \frac{|i_b|}{i_{b,nom}} & \text{si } i_b < 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

A su vez,  $i_{b,nom}$  es la corriente nominal de batería y  $\Delta_{i_{max}}$  es la máxima tasa de cambio de la corriente. Mientras mayor sea el valor del índice  $\Delta_{bat}(t)$  mayor será la degradación de la batería. El primer factor que multiplica en la primera integral,  $F(SOC_b)$ , contempla el estado de carga de la batería y penaliza la entrega de potencia cuando se encuentra descargada. El segundo y el tercer múltiplo,  $G(i_b)$  e  $i_b$  respectivamente, contemplan el estrés de la batería al entregar o recibir corrientes de magnitud elevada, ya que está directamente relacionada al aumento de la temperatura sobre el almacenador y a su vez a la degradación de la capacidad debido al efecto Peukert [85]. Finalmente, la segunda integral que evalúa la derivada de la corriente de batería,  $\frac{di_b(t)}{dt}$ , penaliza el estrés generado por la entrega de corrientes con dinámicas rápidas. Este último término se agrega en este trabajo ya que no es incluido en [86], y es un causante importante de degradación de vida de la batería. El costo de la degradación del banco de baterías puede calcularse a partir del índice  $\Delta_{bat}$  como:

$$\$_{\Delta_{bat}=\Delta_{bat}} \$_{banco} \quad (2.16)$$

donde  $\$_{banco}$  en US\$ se obtiene a partir de la estimación de  $200US\$/kWh$  para el año 2020 según la referencia [87].

### Pérdidas en baterías

Considerando constante la resistencia interna y que además es conocida, las pérdidas del banco de batería  $P_{loss,bat}$  pueden aproximarse como:

$$P_{loss,bat} \approx i_b^2 R_b \quad (2.17)$$

Por otro lado la eficiencia de la batería puede escribirse como:

$$\eta_b = 1 - \frac{i_b^2 R_b}{v_{ob} i_b} \quad (2.18)$$

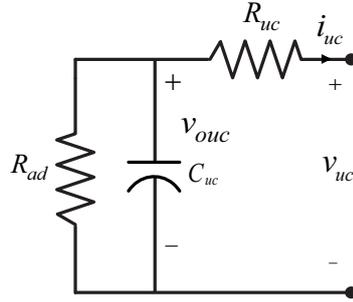


Figura 2.12: Modelo RC de un UC

### 2.3.2. Modelos matemáticos de UC

Con respecto a modelos de UC, existen en la literatura diferentes propuestas de modelos matemáticos validados experimentalmente que constan de ramas RC con diferentes constantes de tiempo y representan fielmente el comportamiento del mismo en un amplio rango de frecuencias, incluso considerando la dependencia de la capacidad principal del UC en función del voltaje del mismo [58, 88, 89]. La obtención de los parámetros de estos modelos es compleja y no siempre se pueden obtener [90, 91, 92]. En aplicaciones que no requieran una gran precisión, estos elementos pueden representarse con un capacitor y una resistencia equivalente en serie con resultados aceptables [48]. Además los fabricantes de UC otorgan estos parámetros facilitando el empleo de este modelo. Por lo tanto, la forma mas sencilla de modelar un UC es a través de una rama serie que consta de una capacidad  $C_{uc}$ , una resistencia serie equivalente  $R_{uc}$  (o también conocida como ESR, *equivalent series resistance*) y una resistencia en paralelo  $R_{ad}$  que representa la autodescarga del almacenador. En la Fig. 2.12 se muestra el esquema de este modelo.

Dado que generalmente la resistencia de autodescarga,  $R_{ad}$ , suele ser elevada, puede ser despreciada del modelo ya que su inclusión genera dinámicas lentas en comparación con las que poseen las estrategias de control de SHAE. La tensión en bornes del UC,  $v_{uc}$ , está dada por:

$$v_{uc} = v_{C_{uc}} - i_{uc}R_{uc} \quad (2.19)$$

con

$$C_{uc}\dot{v}_{C_{uc}} = i_{uc} \quad (2.20)$$

donde  $i_{uc}$  es la corriente del UC y  $v_{C_{uc}}$  es la tensión de la capacidad interna del UC. La energía máxima de almacenamiento del UC,  $E_{uc}$  se expresa como:

$$E_{uc} = \frac{1}{2}C_{uc}(V_{uc,máx}^2 - V_{uc,mín}^2) \quad (2.21)$$

donde,  $V_{uc,mín}$  y  $V_{uc,máx}$ , son sus tensiones nominales mínima y máxima respectivamente. Los fabricantes recomiendan que el UC no se descargue por debajo de  $V_{uc,mín} = V_{uc,máx}/2$ , por lo tanto la expresión anterior puede expresarse como:

$$E_{uc} = \frac{3}{8}C_{uc}V_{uc,máx}^2 \quad (2.22)$$

El estado de carga del UC puede definirse en términos de su capacidad energética como:

$$SOC_{uc} = \frac{v_{uc}^2 - V_{uc,mín}^2}{V_{uc,máx}^2 - V_{uc,mín}^2} \quad (2.23)$$

y también de manera lineal en términos de sus niveles de tensión:

$$SOC_{uc} = \frac{v_{uc} - V_{uc,mín}}{V_{uc,máx} - V_{uc,mín}} \quad (2.24)$$

A su vez, el estado de descarga del UC (SOD) se define como:

$$SOD_{uc} = 1 - SOC_{uc} \quad (2.25)$$

En la Figura 2.13 se muestran las curvas de una celda de UC de 2000 F Y 3.7 V, cuando se descarga en primer lugar a corriente constante (1 A) y luego a potencia constante (10 W). Puede observarse que, el efecto de inestabilidad de la CPC es aún más apreciable que en el caso de la batería debido a que la caída de tensión provoca un aumento aún mayor en la corriente requerida al UC para mantener el requerimiento de potencia constante.

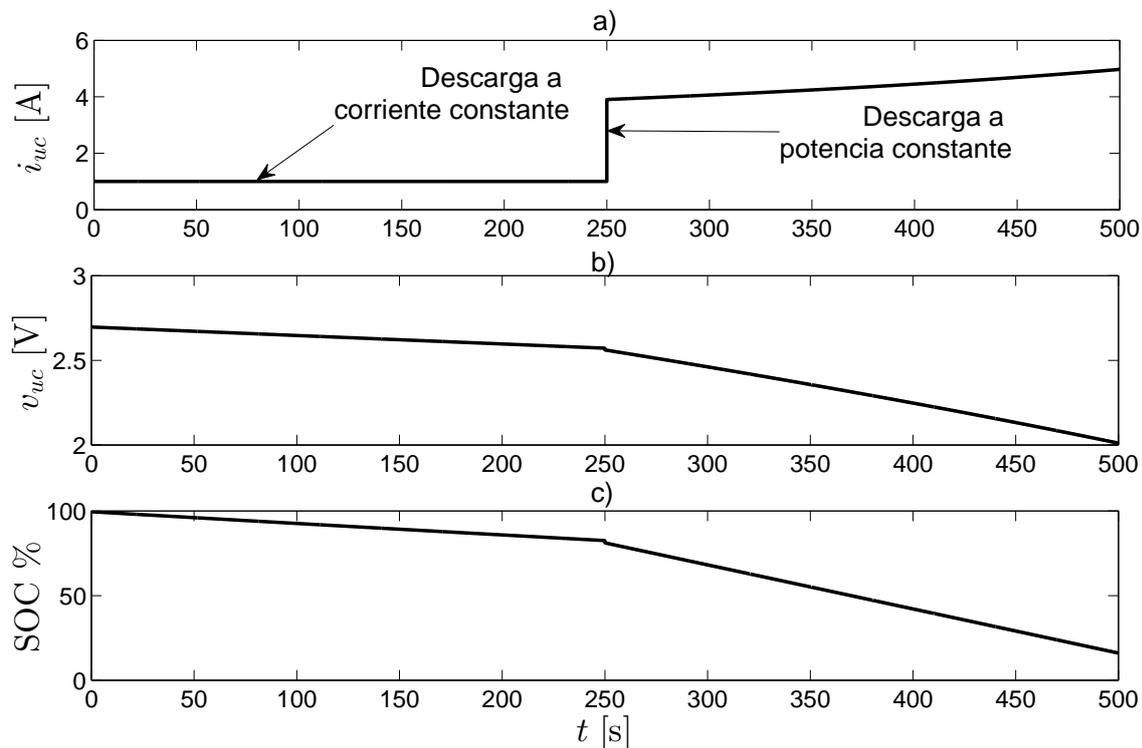


Figura 2.13: Descarga de una celda de UC a corriente y potencia constante: a) corriente de UC,  $i_{uc}$ , b) tensión de UC,  $v_{uc}$  y c) SOC.

### Pérdidas en UC

Las pérdidas del banco de UC,  $P_{loss,UC}$ , pueden aproximarse considerando constante la resistencia en serie equivalente:

$$P_{loss,UC} \approx i_{uc}^2 R_{uc} \quad (2.26)$$

Por otro lado, la eficiencia del UC puede escribirse como:

$$\eta_{uc} = 1 - \frac{i_{uc}^2 R_{uc}}{v_{C_{uc}} i_{uc}} \quad (2.27)$$

## 2.4. Dimensionamiento del SHAE

Como se comentó anteriormente, el banco de baterías debe entregar potencia con dinámicas lentas para evitar la degradación de su vida útil. Las estrategias de manejo de energía de SHAE buscan que este almacenador entregue la potencia media de la carga,  $P_b = P_{med}$ ; mientras que el módulo de UC debería suministrar las dinámicas rápidas restantes, denominada en la literatura potencia dinámica,  $P_{uc} = P_{din}$  [93] de modo que siempre se cumpla

$$P_{req} = P_{med} + P_{din} \quad (2.28)$$

Para que esto sea factible, la estrategia de control tiene que estar correctamente diseñada, sin embargo el dimensionamiento juega un rol importante. El dimensionamiento de ambos bancos depende de factores como volumen, peso, costo, niveles de tensión y corriente. En la Figura 2.14, se muestra a modo ilustrativo el requerimiento de potencia,  $P_{req}$ , del sistema de tracción al sistema de almacenamiento para un determinado perfil de velocidad,  $v(t)$ , del vehículo. La forma de onda  $P_{req}(t)$  es típica de aplicaciones vehiculares donde se presentan etapas de aceleración, frenado y velocidad constante. Se observa que la potencia requerida presenta picos máximos, positivos  $P_{req,+Max}$  y negativos  $P_{req,-Max}$ , y un valor medio distinto de cero,  $P_{med}$ , varias veces menor que las potencias pico. En primer lugar las baterías deben suministrar potencias bajas y con dinámicas lentas en relación a la potencia requerida total, con el objetivo de satisfacer el requerimiento energético del VE o dicho de otra forma, son las que definen la autonomía del mismo. Los UC cumplen un rol intermitente y solamente entregan grandes picos de potencia durante instantes cortos de tiempos. En las subsecciones siguientes se presentan las ecuaciones básicas del dimensionamiento de los bancos de baterías y UC.

### 2.4.1. Banco de Baterías

Independientemente de la configuración de SHAE, el banco de baterías debe ser dimensionado de manera tal que pueda suministrar la energía necesaria,  $E_b$  para que

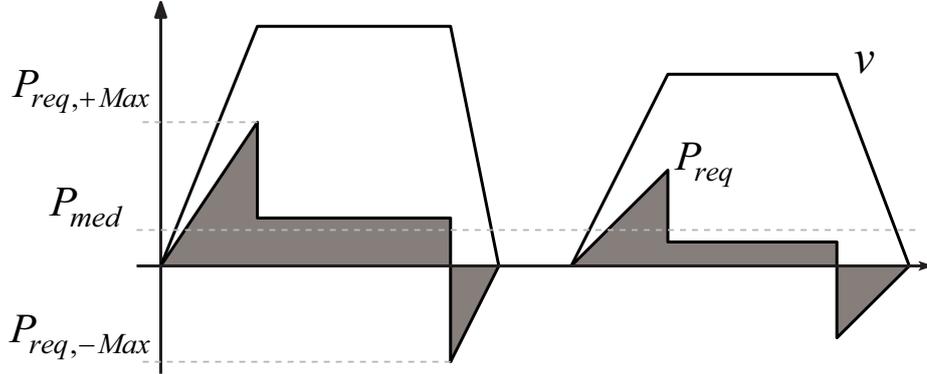


Figura 2.14: Requerimiento de potencia del sistema de tracción

el vehículo realice el recorrido esperado en un determinado tiempo,  $t_{rec}$ . Si se considera un caso ideal, la potencia media  $P_{med}$  puede estimarse constante, por lo tanto:

$$E_b \geq \int_0^{t_{rec}} P_{req}(t) dt = P_{med} t_{rec} \quad (2.29)$$

Generalmente, el banco de baterías se conforma a partir de la combinación de conexiones en serie y paralelo de celdas o baterías individuales  $B_{cel} = \{V_{b,cel}; R_{b,cel}; q_{cel}\}$ , donde  $V_{b,cel}$  es el voltaje nominal de la celda,  $R_{b,cel}$  es la resistencia en serie equivalente y  $q_{cel}$  es la capacidad energética (dada en Ah). Se puede relacionar la expresión (2.29) con el número de celdas en serie,  $n_{s,bat}$ , utilizadas para alcanzar un nivel de tensión deseado y de ramas en paralelo,  $n_{p,bat}$ , para aumentar la capacidad energética y conformar el banco de baterías  $B_{banco} = \{V_b; R_b; q_b\}$ :

$$\begin{aligned} v_b &= n_{s,bat} V_{b,cel} \\ R_b &= n_{s,bat} R_{b,cel} / n_{p,bat} \\ q_b &= n_{p,bat} q_{b,cel} = E_b \end{aligned} \quad (2.30)$$

En primer lugar, el nivel de tensión del banco de baterías  $v_b$  debe ser el requerido por la aplicación, por lo tanto la variable a ajustar en este caso es el número de baterías en serie  $n_{s,bat}$ . Para satisfacer el requerimiento energético dado por la expresión (2.29), debe seleccionarse el número adecuado de ramas en paralelo  $n_{p,bat}$ . Si el banco de

baterías se dimensiona según (2.29), debido a las características tecnológicas de las baterías, será capaz de entregar una potencia máxima  $P_{b,max}$  que generalmente será mayor que el requerimiento medio  $P_{med}$ , es decir  $P_{b,max} \geq P_{med}$ . Sin embargo, debido a la baja densidad de potencia que poseen las baterías, el banco no puede suministrar la potencia máxima  $P_{req,Max}$  requerida por el ciclo de manejo [25]. En el caso de vehículos eléctricos cuyo sistema de almacenamiento esté compuesto sólo por baterías, normalmente se debe sobredimensionar el banco aumentando el número de celdas para poder suministrar la potencia máxima  $P_{req,Max}$ , lo que impacta en el costo y peso final del vehículo.

Por otro lado, debido a que la tensión en bornes de la batería varía en función de su estado de carga en el rango  $V_{b,min} \leq v_b \leq V_{b,max}$ , la corriente máxima  $i_{b,max}$  que deberá entregar o absorber es:

$$i_{bat,max} = \pm \frac{P_{b,max}}{V_{b,min}} \quad (2.31)$$

Además, esta corriente debe tenerse en cuenta en el caso en que se utilice un convertidor de CC/CC para controlar el flujo de energía de la batería.

Se puede notar que el dimensionamiento del banco de baterías según el número de baterías en serie y paralelo, impacta en la resistencia serie total y por consiguiente en la eficiencia del banco. Si por un lado se aumenta el nivel de tensión del banco, agregando baterías en serie se incrementa la resistencia total. Si por el otro lado se incrementa la capacidad de corriente aumentando el número de ramas en paralelo la resistencia disminuye.

### 2.4.2. Banco de UC

El UC debe dimensionarse contemplando principalmente la energía necesaria solicitada por el sistema de tracción durante las etapas de aceleración y frenado del vehículo. Generalmente, se considera el máximo requerimiento energético para el dimensionamiento del UC dado por

$$E_{uc} \geq 2 \text{máx} \left( \int \underbrace{P_{req}(t) - P_{med}(t)}_{P_{din}(t)} dt \right) \quad (2.32)$$

ya que la integral de la potencia dinámica de la expresión (2.32) evaluada en el tiempo del recorrido será igual a cero debido a que el valor medio de  $P_{din}$  es nulo. Esto se debe principalmente a que, en un caso ideal, la energía solicitada por el vehículo para acelerar es la misma que los motores de tracción devolverán durante el frenado regenerativo.

Repitiendo el análisis realizado para el banco de baterías, puede suponerse que el modulo del UC también se conforma a partir de celdas de UC individuales  $C_{uc,celda} = \{V_{uc,cel}; C_{uc,cel}; R_{uc,cel}\}$ , donde  $V_{uc,cel}$  es la tensión nominal de la celda,  $R_{uc,cel}$  es la resistencia en serie equivalente y  $C_{uc,cel}$  es la capacidad del UC. Considerando el número de celdas en serie y de ramas en paralelo,  $n_{s,uc}$  y  $n_{p,uc}$  respectivamente, para conformar el banco de UC  $C_{uc,banco} = \{v_{uc}; C_{uc}; R_{uc}\}$ :

$$\begin{aligned} v_{uc} &= n_{s,uc} V_{uc,cel} \\ R_{uc} &= n_{s,uc} R_{uc,cel} / n_{p,uc} \\ C_{uc} &= n_{p,uc} C_{uc,cel} / n_{s,uc} \end{aligned} \quad (2.33)$$

En este caso, el nivel energético del UC puede ampliarse aumentando tanto el número de ramas en serie como en paralelo. En primer lugar, se ajusta el número de celdas en serie  $n_{s,uc}$  para obtener el valor de tensión deseado, y luego se incrementa el número de ramas en paralelo  $n_{p,uc}$  lo que aumenta la capacidad y por lo tanto la energía que puede almacenar el UC. El requerimiento de potencia al UC dependerá de la estrategia de control implementada, y estará dentro de los límites  $P_{req,Max} - P_{med} \leq P_{uc} \leq P_{req,Max}$ . En el peor caso, la corriente máxima que entregará el UC será

$$i_{uc,max} = \pm \frac{P_{req,max}}{V_{uc,min}} \quad (2.34)$$

Esta corriente debe ser considerada en el caso que se utilice un convertidor de CC/CC para controlar el flujo de energía del UC. Las pérdidas del UC en función de la

resistencia serie total debido al número de capacitores en serie o paralelo es similar al realizado para las baterías, con la salvedad de que en este caso la resistencia serie equivalente del UC es, al menos, un orden menor que el de las baterías, es decir  $R_{uc} \leq R_b/10$ , lo que les otorga una eficiencia mayor en el intercambio de energía [13].

## 2.5. Sumario

En este capítulo se presentaron los modelos matemáticos que describen el comportamiento dinámico de los componentes de un vehículo eléctrico y que serán utilizados en los capítulos siguientes para diseñar estrategias de control de SHAE. El modelo longitudinal del VE permite describir su dinámica o en función de sus parámetros y de las especificaciones de velocidad y aceleración del mismo. A partir de lo dicho se obtuvo el requerimiento de potencia de los accionamientos eléctricos del vehículo al sistema de almacenamiento para distintos ciclos de manejo. A su vez, el accionamiento eléctrico se modeló como una carga de potencia constante y se describieron las características y exigencias impuestas al bus de CC. Se detallaron los modelos más representativos de baterías y UC, preservando su simpleza y que serán suficientes para ser utilizados a lo largo de esta tesis y desarrollar estrategias de control en capítulos posteriores. Se presentó un método simple que permite el dimensionamiento tanto del banco de baterías como del UC a partir de un análisis basado en el requerimiento energético del VE considerando un trayecto conocido y que los bancos de almacenamiento se conforman mediante uso de celdas individuales.



# Capítulo 3

## Configuraciones de SHAE para VE y estrategia general de control

### 3.1. Introducción

En este capítulo se estudian las diferentes configuraciones de SHAE utilizando baterías y UC para VE, y se realiza una comparación de dos configuraciones semiactivas. El objetivo general es evaluar ambas configuraciones de manera cuantitativa a fin de elegir la configuración que mejor se adapte a una aplicación vehicular, a partir de la comparación del desempeño desde el punto de vista dinámico y de pérdidas. Para ello se realiza un estudio de simulación del VE con SHAE, considerando un ciclo de manejo estándar.

Con respecto a las configuraciones de SHAE, en [93] se realiza una revisión de la literatura destacando sus principales características, aunque a través de un análisis cualitativo de cada esquema. En [28] se presentan expresiones matemáticas para obtener las pérdidas en el SHAE para cada configuración en función del contenido armónico de las corrientes de cada elemento almacenador y del rendimiento de los convertidores. Sin embargo, la carga que alimenta el SHAE se modela como una fuente de corriente del tipo pulsante que no representa completamente a los accionamientos eléctricos de VE. Además, en dicho trabajo se considera constante el rendimiento de los convertidores CC/CC, aproximación que puede dar lugar a errores para estimar

correctamente las pérdidas totales del sistema, ya que generalmente el rendimiento depende del punto de operación de los convertidores y de los niveles de tensión en los puertos.

Por otro lado, existen diferentes convertidores bidireccionales CC/CC con topologías ampliamente estudiadas y que se utilizan para controlar el flujo de energía de los elementos almacenadores y que permiten el flujo bidireccional de potencias elevadas. En [94] se listan los convertidores CC/CC bidireccionales más utilizados en VE. Además del número de puertos, tensión en los mismos, si son del tipo reductor (buck) o elevador (boost) o si sus características corresponden a fuentes de corriente o tensión, se pueden clasificar en dos grandes grupos: convertidores no aislados y aislados. Generalmente los primeros son utilizados en aplicaciones donde no existan grandes diferencias de tensión entre los almacenadores utilizados y por lo tanto en los puertos. Esto persigue el fin de disminuir las pérdidas del sistema y evitar corrientes con magnitudes elevadas. Los convertidores aislados requieren del uso de un transformador, lo que implica un aumento del costo y complejidad del diseño. Sin embargo se utilizan cuando no pueden compartirse las masas de los puertos de mayor y menor tensión, o cuando se requiere una gran diferencia de tensión debido a los almacenadores [95, 96]. La selección de un convertidor está directamente relacionado con su grado de eficiencia, el dimensionamiento de los almacenadores y los niveles de tensión del banco de baterías y UC.

A su vez para diseñar estrategias de control de SHAE, es necesario definir modelos matemáticos confiables de los convertidores CC/CC que controlan el flujo de energía de los almacenadores [97]. Además, se requiere obtener un modelo de pérdidas del sistema completo para realizar una comparación más precisa entre los esquemas.

En la literatura, existen diferentes propuestas de estrategias generales o de alto nivel para la separación de la potencia requerida por la carga y entregada por los elementos almacenadores. Los métodos basados en reglas o tablas generalmente presentan buenos resultados con respecto al incremento de la densidad de potencia del sistema pero no logran suavizar totalmente la corriente de batería [98, 99]. Como se mencionó anteriormente, las estrategias más implementadas consisten en el uso de filtros con frecuencia de corte fija para separar las variables de demanda (corriente

o potencia) en una parte dinámica transitoria y la de régimen o de baja frecuencia. Si bien esas propuestas demuestran buen funcionamiento, la utilización de filtros con ancho de banda fijo no permite ajustarse a las diferentes condiciones de energía que dispone el SHAE y no se define cuál es el ancho de banda óptimo para la aplicación, ya que este depende del dimensionamiento de los almacenadores de energía y del ciclo de manejo del VE [31, 36].

En este capítulo se propone una estrategia de control general del manejo de energía basada en la utilización de un filtro pasabajos cuyo ancho de banda es variable para generar la referencia de potencia dinámica que debe entregar el UC. Este método es el más utilizado en la literatura; sin embargo, la propuesta de control que se presenta en este capítulo se diferencia en modificar dinámicamente la frecuencia de corte del filtro en función de la tensión del UC. Por lo tanto la estrategia propuesta en este capítulo permite utilizar de forma más eficiente la energía disponible en el UC de manera que pueda entregar los picos de corriente durante la aceleración y frenado del vehículo, evitando la actuación frecuente de protecciones del sistema y suavizando la corriente de las baterías. Además, se considera que el controlador del SHAE es autónomo, es decir que no posee comunicación con los controladores de los accionamientos del vehículo. Esta consideración contempla el caso en el que el SHAE se conforma a partir de un banco de baterías ya existente en un VE y se incluye un sistema auxiliar de almacenamiento (UC y un convertidor de CC/CC), y no necesariamente partiendo desde la etapa de diseño del VE (sin excluir este caso).

El capítulo se organiza de la siguiente manera: en la sección 3.2 se presentan las diferentes configuraciones de SHAE existentes en la bibliografía, en la sección 3.3 se realiza el modelado matemático de dos configuraciones de SHAE semiactivas, en la sección 3.4 se presenta la estrategia general de control utilizada en esta tesis, en la sección 3.5 se muestran resultados de simulación para ambos esquemas a modo comparativo y finalmente en la sección 3.6 las conclusiones del capítulo.

## 3.2. Configuraciones de sistemas de almacenamiento híbrido para VE

Existen varias configuraciones de SHAE a la hora de interconectar baterías y UC y su aplicación depende principalmente del grado de control que se requiera sobre cada almacenador, lo que implica el uso de convertidores de CC/CC.

### 3.2.1. Configuración de SHAE pasiva

En la Figura 3.1 se muestra el esquema de la configuración batería-capacitor pasiva. La misma consiste en conectar directamente el UC en paralelo con la batería. Tiene la ventaja de ser económica y simple, ya que no se precisa de convertidores electrónicos. Sin embargo no permite un control directo sobre los almacenadores y el UC suele ser subutilizado, debido a que la energía que entregará cada almacenador dependerá de la impedancia del sistema y de la variación de tensión sobre el bus de CC que estará dada principalmente por la variación de tensión en bornes de la batería. Además debe tenerse en cuenta que las tensiones nominales de cada almacenador deben coincidir para evitar daños en los mismos.

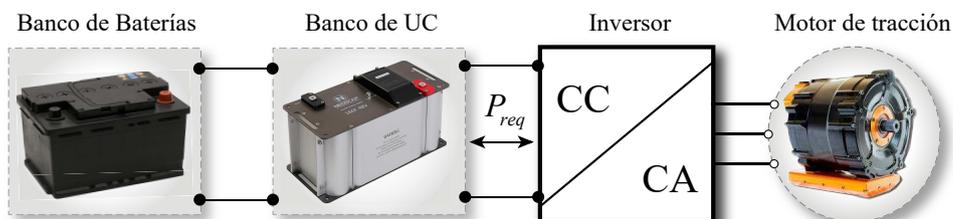


Figura 3.1: Esquema de la configuración pasiva batería capacitor.

### 3.2.2. Configuraciones de SHAE Semiactiva

La interconexión de uno de los almacenadores a través de un convertidor de CC/CC bidireccional da lugar a las configuraciones semiactivas permitiendo el control directo del flujo de energía de uno de los almacenadores. Existen tres configuraciones posibles: paralela semiactiva, batería semiactiva y capacitor semiactivo.

### Configuración paralela semiactiva

En la configuración paralela semiactiva se coloca el convertidor CC/CC entre el bus de CC y la conexión en paralelo entre la batería y el UC como se muestra en la Figura 3.2. Esta configuración mejora la configuración híbrida pasiva, satisfaciendo el requisito de tensión de la carga a través de la regulación de la tensión del bus CC en su valor nominal a pesar de las variaciones de la tensión de la batería y del UC, lo que permite el desacople entre la tensión de la batería (y del ultracapacitor) y la carga. Sin embargo, no cambia el hecho de que la batería suministra parte de la corriente dinámica y la energía disponible del ultracapacitor es todavía subutilizada. Además el convertidor CC/CC debe ser dimensionado para la potencia requerida total.

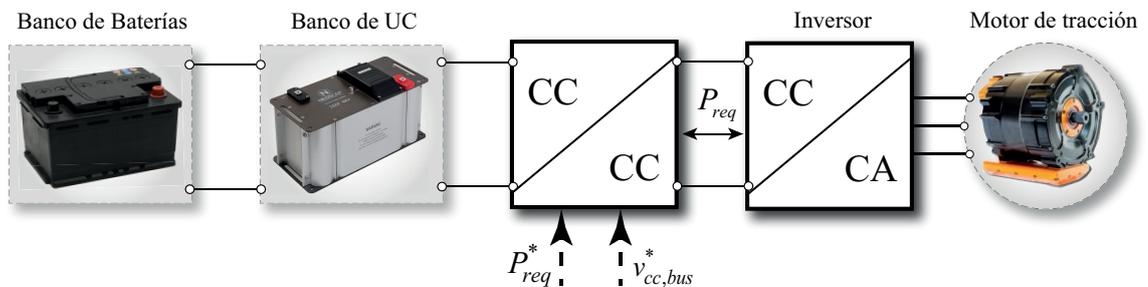


Figura 3.2: Esquema de la configuración paralela semiactiva.

### Configuración batería semiactiva (BSA)

En la Figura 3.3 se muestra la configuración de SHAE correspondiente a BSA. La misma consiste en conectar el banco de baterías al bus de CC a través de un convertidor electrónico, lo que permite el control directo del flujo de energía del almacenador. El controlador del mismo deberá seguir la referencia de potencia media,  $P_{med}$ , para que esta sea entregada por la batería.

El UC en cambio se conecta directamente sobre el bus de CC y entregará la diferencia  $P_{req} - P_{med}$ . Esta configuración tiene la particularidad de que la tensión nominal del UC debe ser igual o mayor a la del bus de CC, y que éste debe sobredimensionarse para que no existan grandes variaciones de tensión sobre el mismo. Al permitir controlar directamente el flujo de energía de la batería se logran ventajas

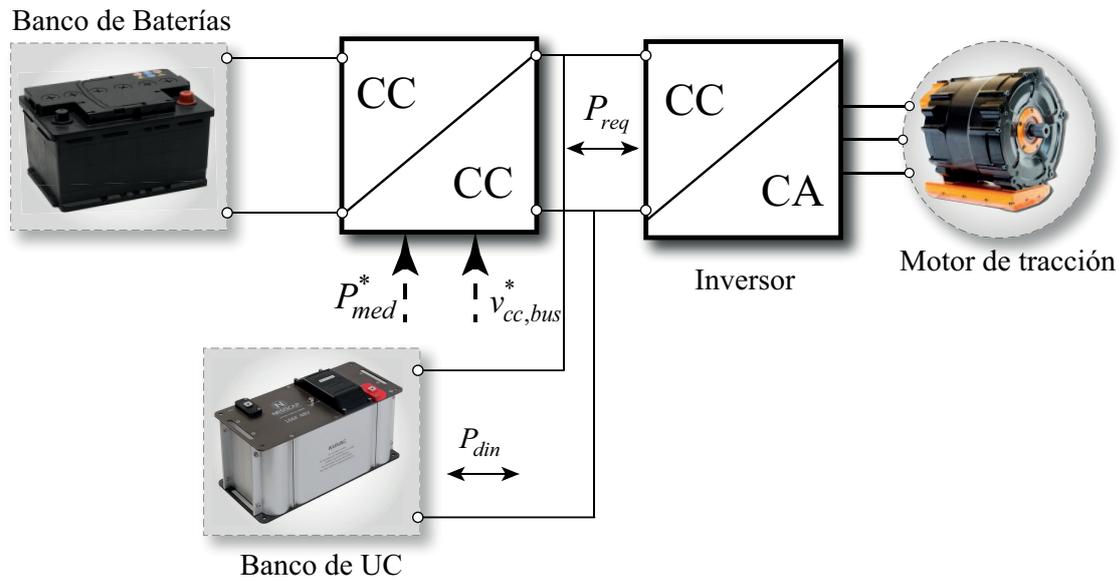


Figura 3.3: Esquema de la configuración batería semiactiva.

significativas al preservar su vida útil, y al disminuir la temperatura y pérdidas sobre éste almacenador. Además el convertidor de CC/CC se dimensiona para la potencia media  $P_{med}$  entregada por la batería, que es varias veces menor que la potencia requerida total [100]. Sin embargo, el mismo, disipará constantemente pérdidas al entregar la potencia media necesaria para el recorrido del VE.

### Configuración capacitor semiactiva (CSA)

Si en cambio el convertidor de CC/CC se ubica entre el UC y el bus de CC se obtiene la configuración capacitor semiactivo (CSA). En la Figura 3.4 se muestra el esquema de la misma. En esta configuración se logra desacoplar el UC del bus de CC, permitiendo un rango amplio de la tensión del almacenador y un mejor aprovechamiento de la energía almacenada. Además, la tensión del UC puede ser diferente a la del bus de CC. Sin embargo, el convertidor de CC/CC debe ser dimensionado de forma tal que soporte la potencia dinámica  $P_{din}$  que entrega el UC, generalmente de mayor magnitud que la potencia media  $P_{med}$ . Como desventaja, en esta configuración la tensión nominal de la batería debe coincidir con la tensión del bus de CC, y no es posible realizar un control directo sobre el flujo de potencia del almacenador. La

batería entregará la diferencia  $P_{req} - P_{din}$ .

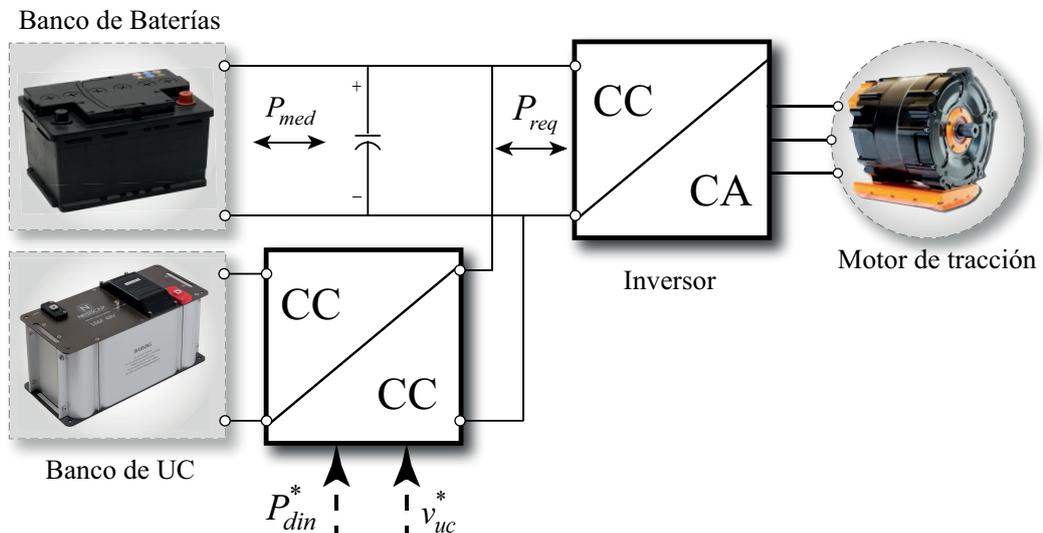


Figura 3.4: Esquema de la configuración capacitor semiactivo.

Es esperable que en esta configuración el convertidor CC/CC solo se esfuerce en tiempos acotados durante aceleraciones o frenado del vehículo, con lo cual no se encontrará disipando potencia constantemente.

### 3.2.3. Configuraciones de SHAE activas

Las configuraciones de SHAE activas se obtienen utilizando dos convertidores CC/CC, uno para cada elemento almacenador, lo que permite el control total del flujo de energía de los mismos. Esto se logra a costa de aumentar la complejidad y el costo del sistema de almacenamiento.

#### Configuración serie-activa

En la Figura 3.5 se muestra la configuración de SHAE correspondiente a serie-activa (SA). Resuelve los problemas de la variación de voltaje del UC y de que su tensión nominal coincida con el de la batería o del bus de CC. La principal desventaja de la configuración es la eficiencia reducida debido a la doble etapa de conversión entre la batería y el bus de CC.

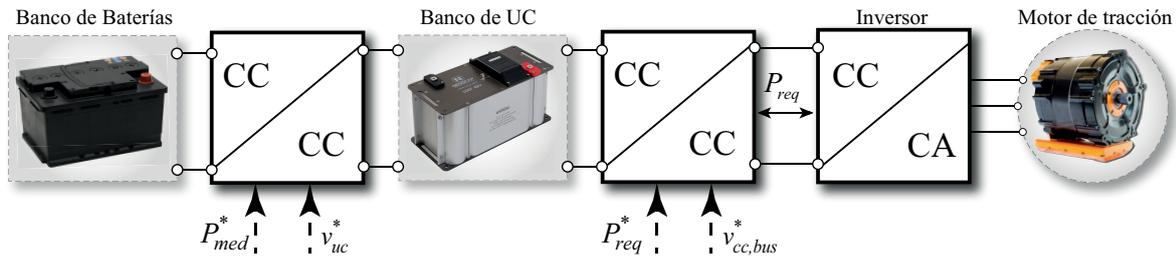


Figura 3.5: Esquema de la configuración serie-activa de SHAE.

### Configuración paralela-activa

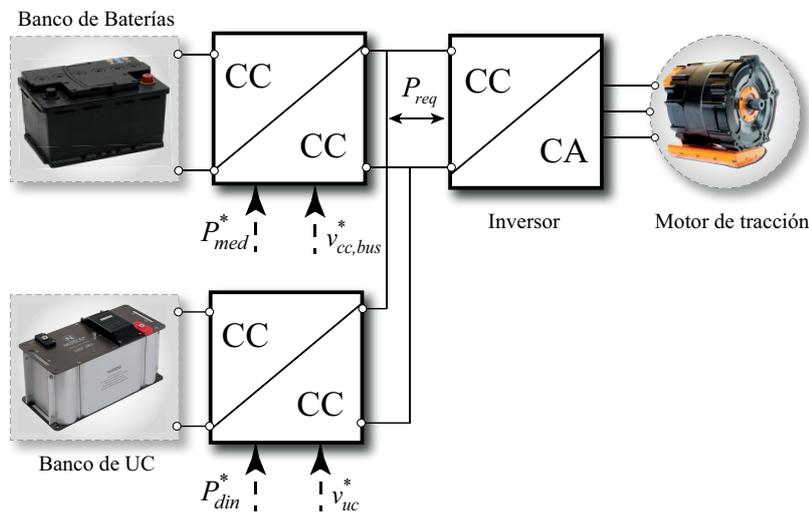


Figura 3.6: Esquema de la configuración paralela-activa de SHAE.

En la Figura 3.6 se muestra la configuración de SHAE correspondiente a paralela-activa (PA). En esta configuración no necesariamente deben coincidir las tensiones entre el bus de CC y los almacenadores y, específicamente, se resuelve el problema de variación de tensión del UC. Además, permite un flujo de corriente casi constante desde la batería. La obvia desventaja de esta configuración es la utilización de dos convertidores CC/CC, uno dimensionado a la potencia promedio de carga y el otro a la potencia de pico dinámica, lo que incrementa la complejidad, pérdidas en el SHAE, esfuerzo de control y costos adicionales.

### 3.3. Modelado de SHAE en configuración semiactiva

La configuración semiactiva presenta especial interés ya que permite una solución intermedia con control de la energía entregada por el SHAE sin la complejidad y el costo que implica la utilización de dos convertidores como en el caso de las configuraciones activas. Por ello, en esta sección se realiza el modelado de las configuraciones BSA y CSA, y en secciones posteriores se evalúan desde el punto de vista de pérdidas y rango dinámico para conocer cuál es la mejor configuración para VE. En la Figura 3.7 se muestra un esquema genérico que representa a ambas configuraciones según cómo se conecten los elementos almacenadores. La carga del SHAE, representada por el conjunto inversor-motor, se modela como una de potencia constante ya que así lo establece el esquema de control par-velocidad del motor [70, 101]. Se observa que esta carga se conecta directamente en paralelo con uno de los almacenadores de energía (AE) en función de la configuración de SHAE adoptada y el AE restante se conecta al bus de CC a través de un convertidor CC/CC. En este trabajo se considera que el nivel de tensión nominal del bus de CC será igual en ambas configuraciones y siempre será mayor que el nivel del AE cuya transferencia de energía es controlada directamente a través del convertidor.

En la Figura 3.7 también se muestra el convertidor estudiado a lo largo de este trabajo de tesis. Se considera un convertidor CC/CC no aislado del tipo buck-boost compuesto por los transistores  $S_1$  y  $S_2$ , y el inductor  $L$ . Este convertidor destaca sobre el resto de las topologías por su simpleza y su alta eficiencia para manejar altas potencias [102]. Se observa que el puerto de mayor tensión se conecta al bus de CC y el de menor tensión se conecta con el AE que se busca controlar. Es decir, si se desea controlar el flujo de energía del UC mediante una configuración del tipo CSA, el mismo se conectará en el puerto de menor tensión, mientras que el banco de baterías se conectará en paralelo a la carga. Para el caso de una configuración en BSA la batería se conectará al bus de CC a través del convertidor CC/CC y el UC directamente sobre el bus.

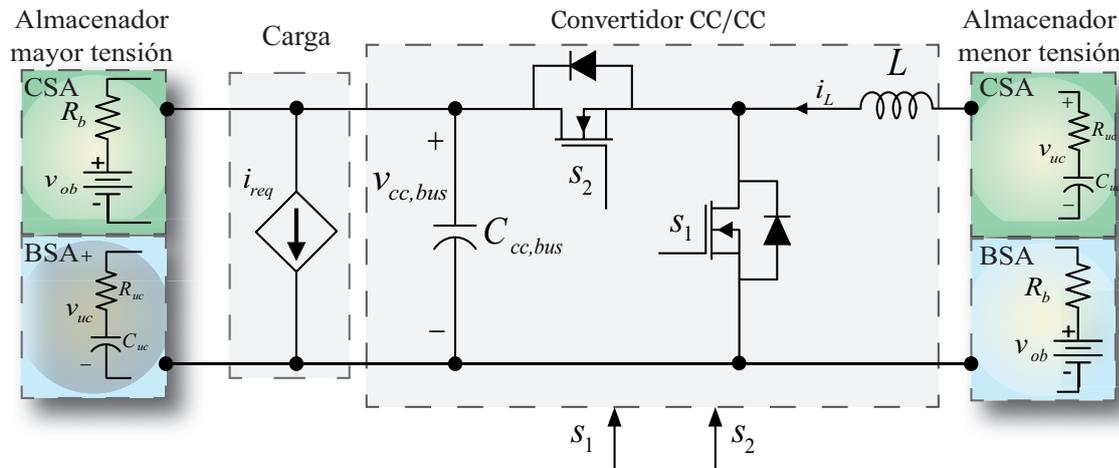
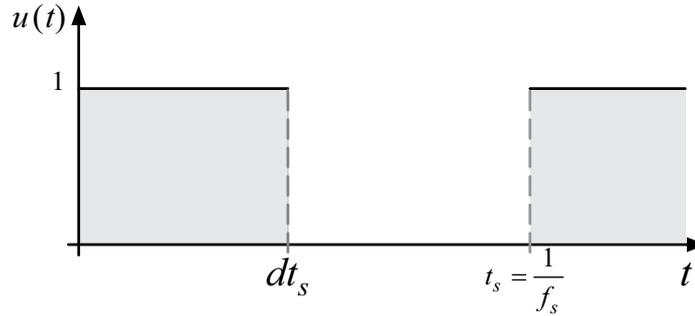


Figura 3.7: Esquema general de SHAE semiactivo

El convertidor utilizado posee dos modos de funcionamiento según el sentido del flujo de energía: modo *boost* o *elevador* y modo *buck* o *reductor*. En el modo elevador el puerto de menor tensión entrega energía hacia el bus de continua. Esto se logra controlando las llaves semiconductoras implementando modulación PWM complementaria, almacenando energía en la inductancia  $L$  cada vez que conduce  $S_1$  para luego entregar corriente a través de  $S_2$ . Si el flujo de energía es contrario el convertidor opera en modo reductor, y el flujo de energía irá desde el bus de CC al puerto de menor tensión. El paso de un modo de funcionamiento a otro se realiza de manera continua y es función de las relaciones eléctricas del convertidor y del índice de modulación de las llaves.

Se decidió que el almacenador de energía, tanto la batería (para el caso BSA) como el UC (para el caso CSA), esté en el puerto de menor tensión del convertidor debido a que de esta manera se puede controlar directamente la corriente entregada u absorbida por el almacenador controlando la corriente del inductor del convertidor. Además, mientras mayor sea la tensión para un determinado requerimiento energético mayor será el costo del almacenador con respecto a uno de capacidad elevada. Es deseable también operar en un rango que posea poca diferencia de tensión con respecto al bus de CC para evitar que las pérdidas del convertidor sean altas. Por otra parte, la topología limita la tensión máxima del almacenador a la tensión del bus de CC


 Figura 3.8: Función conmutación  $u(t)$ 

(superando esta tensión se descargaría a través del diodo de rueda libre de  $S_2$ ).

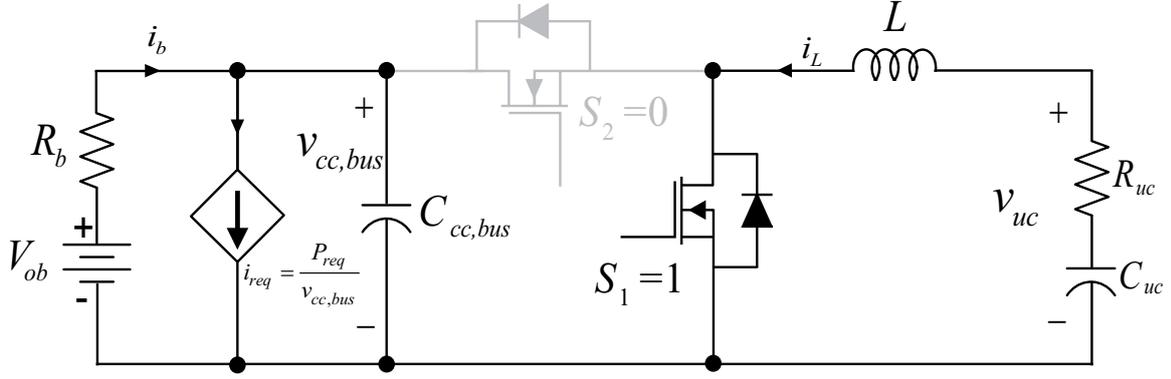
En particular, por recomendaciones de fabricantes el UC debe descargarse hasta una tensión mínima  $V_{uc,min} = V_{uc,max}/2$  [93], lo que permite una utilización del 75 % de la energía total que puede almacenar, según la expresión (2.21). Por lo tanto, la tensión de régimen del UC debe escogerse para utilizar la energía disponible en partes iguales durante aceleraciones del VE sin que el UC se descargue por debajo de su tensión mínima y durante frenados sin que exceda su límite máximo de tensión [7]. Para el caso CSA, considerando que se cumple en todo momento que  $V_b > V_{uc,max}$ , esta tensión será  $V_{uc} = V_b/\sqrt{2}$  y para BSA, sabiendo que en todo momento  $V_b < V_{uc}$ , será  $V_{uc} = V_b\sqrt{2}$ .

A continuación se obtienen los modelos conmutado y promediado de los convertidores bajo las configuraciones de SHAE capacitor semiactivo y batería semiactiva.

### 3.3.1. SHAE en configuración capacitor semiactivo

El sistema se modela considerando los modelos de los almacenadores descritos en el Capítulo 2 y a partir del estado de las llaves del convertidor de la Figura 3.7, analizando el circuito eléctrico resultante para cada caso. El estado de las llaves depende de la función de conmutación  $u(t)$ , y está representada en la Figura 3.8. La misma se define como:

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq t \leq dt_s \\ 0 & \text{si } dt_s < t \leq t_s \end{cases} \quad (3.1)$$


 Figura 3.9: Circuito resultante para la configuración CSA con  $u(t) = 1$ 

donde  $d$  es el índice de modulación y se define como la relación entre el tiempo en que la llave está encendida  $t_{on}$  y el período de conmutación  $t_s$ :

$$d = \frac{t_{on}}{t_s} \quad (3.2)$$

Si  $u(t) = 1$ , la llave  $S_1$  se encuentra cerrada, y por consiguiente  $S_2$  abierta y se obtiene el circuito de la Figura 3.9. A partir del análisis de tensiones y corrientes del mismo se obtienen las siguientes ecuaciones:

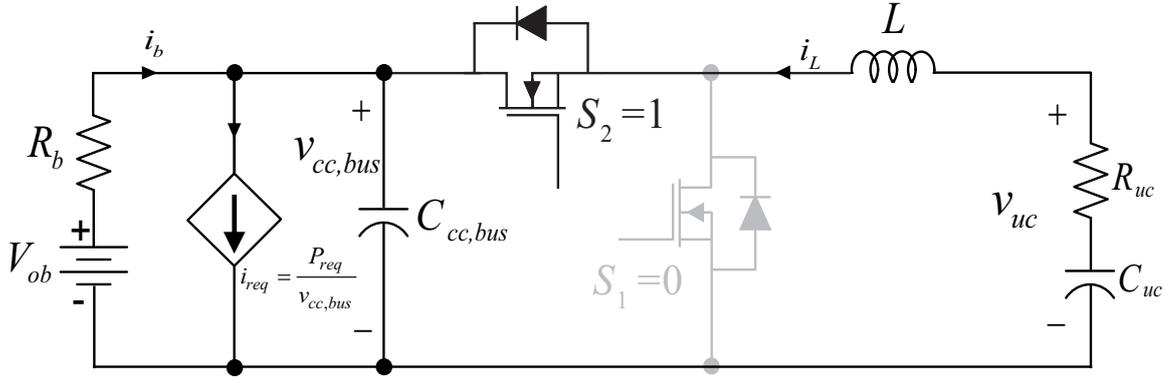
$$L \frac{di_L}{dt} = -i_L R_{uc} + v_{C_{uc}} \quad (3.3)$$

$$C_{cc,bus} \frac{dv_{cc,bus}}{dt} = i_b - \frac{P_{req}}{v_{cc,bus}} \quad (3.4)$$

$$C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} = -i_L \quad (3.5)$$

Si la función de conmutación  $u(t) = 0$ , la llave  $S_1$  está bloqueada y la llave  $S_2$  conduce y resulta el circuito de la Figura 3.10, a partir del cuál se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{cc,bus} - i_L R_{uc} + v_{C_{uc}} \quad (3.6)$$


 Figura 3.10: Circuito resultante para la configuración CSA con  $u(t) = 0$ .

$$C_{cc,bus} \frac{dv_{cc,bus}}{dt} = i_b + i_L - \frac{P_{req}}{v_{cc,bus}} \quad (3.7)$$

$$C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} = -i_L \quad (3.8)$$

### Modelo Conmutado (*switching*)

Utilizando las expresiones anteriores, se obtiene el modelo *switching* o conmutado que rige el comportamiento del convertidor ideal y está dado por las expresiones instantáneas:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= (v_{C_{uc}}(t) - i_L(t)R_{uc}) \cdot u(t) + \\ &\quad (v_{C_{uc}}(t) - i_L(t)R_{uc} - v_{cc,bus}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_{cc,bus} \frac{dv_{cc,bus}}{dt} &= (i_b(t) - \frac{P_{req}}{v_{cc,bus}}) \cdot u(t) + \\ &\quad (i_b(t) + i_L(t) - \frac{P_{req}}{v_{cc,bus}}) \cdot (1 - u(t)) \\ C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} &= -i_L(t) \end{aligned} \quad (3.9)$$

donde  $P_{req}$  es considerada una perturbación del sistema. Por otra parte, la corriente de batería  $i_b(t)$  se obtiene como:

$$i_b = \frac{v_{ob} - v_{cc,bus}}{R_b} \quad (3.10)$$

donde  $v_{ob}$  es la tensión a circuito abierto de batería, definida en (2.10). En este caso no se considera una variable del sistema debido a que su dinámica es lenta en comparación con las del convertidor y su influencia es despreciable a la hora del diseño de controladores. Además la tensión en bornes del UC está dada por:

$$v_{uc}(t) = v_{C_{uc}}(t) - i_L(t)R_{uc} \quad (3.11)$$

Operando 3.9 y reescribiendo en forma matricial, el modelo puede escribirse como:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{cc,bus} \\ \dot{v}_{C_{uc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{i_L R_{uc}}{L} + \frac{v_{C_{uc}}}{L} - \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{v_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{v_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus} v_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ -\frac{i_L}{C_{uc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ -\frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.12)$$

### Modelo Promediado

A partir del sistema de ecuaciones (3.12) es posible obtener el modelo promediado del convertidor conformado por el siguiente conjunto de ecuaciones no lineales:

$$\begin{aligned} L \frac{d\langle i_L \rangle_{ts}}{dt} &= -\langle i_L \rangle_{ts} \cdot R_{uc} + \langle v_{C_{uc}} \rangle_{ts} - \langle v_{cc,bus} \rangle_{ts} \cdot d(t)' \\ C_{cc,bus} \frac{d\langle v_{cc,bus} \rangle_{ts}}{dt} &= \frac{v_{ob}}{R_b} - \frac{\langle v_{cc,bus} \rangle_{ts}}{R_b} - \frac{\langle P_{req} \rangle_{ts}}{\langle v_{cc,bus} \rangle_{ts}} + \langle i_L \rangle_{ts} \cdot d(t)' \\ C_{uc} \frac{d\langle v_{C_{uc}} \rangle_{ts}}{dt} &= -\langle i_L \rangle_{ts} \end{aligned} \quad (3.13)$$

donde  $\langle x \rangle_{t_s}$  es un operador que obtiene el valor promedio de una variable  $x(t)$  en un determinado período de conmutación  $t_s$ , cumple con la propiedad  $\langle dx \rangle_{t_s} / dt = d \langle x \rangle_{t_s} / dt$  y se define como

$$\langle x \rangle_{t_s} = \frac{1}{t_s} \int_t^{t+t_s} x(\tau) d\tau \quad (3.14)$$

Por otro lado,  $d'(t) = 1 - d(t)$ , donde específicamente,  $d(t)$  se define como  $d(t) = \langle u(t) \rangle_{t_s}$ .

### Modelo promediado en pequeña señal

Dado que el conjunto (3.13) es un sistema no lineal, el mismo puede linealizarse alrededor de una trayectoria o punto de operación para obtener lo que se conoce como modelo promediado en pequeña señal. Esto permite analizar el sistema en dicha región con herramientas de control lineal. Una de las técnicas, utilizada en este trabajo, consiste en suponer que la entrada del sistema está compuesta por un término constante  $D$  que representa al punto de operación más una señal alterna  $\tilde{d}$  de baja magnitud:

$$d = D + \tilde{d} \quad (3.15)$$

La entrada (3.15) producirá la siguientes salidas del modelo:

$$\langle v_{cc,bus} \rangle_{t_s} = V_{cc,bus} + \tilde{v}_{cc,bus} \quad (3.16)$$

$$\langle i_L \rangle_{t_s} = I_L + \tilde{i}_L \quad (3.17)$$

$$\langle v_{C_{uc}} \rangle_{t_s} = V_{C_{uc}} + \tilde{v}_{C_{uc}} \quad (3.18)$$

$$\langle P_{req} \rangle_{t_s} = P_{req} + \tilde{p}_{req} \quad (3.19)$$

Reemplazando (3.15), (3.16), (3.17), (3.18) y (3.19) en (3.13), operando y despreciando los términos de segundo orden (los productos entre variables de pequeña

señal) se obtiene:

$$\begin{aligned}
L \frac{d(I_L + \tilde{i}_L)}{dt} &\cong -I_L R_{uc} - \tilde{i}_L R_{uc} + V_{uc} + \tilde{v}_{uc} - V_{cc,bus} D' \\
&\quad + V_{cc,bus} \tilde{d} - \tilde{v}_{C_{cc,bus}} D' \\
C_{cc,bus} \frac{d(V_{cc,bus} + \tilde{v}_{cc,bus})}{dt} &\cong \frac{v_{ob}}{R_b} - \frac{V_{C_{cc,bus}}}{R_b} - \frac{\tilde{v}_{cc,bus}}{R_b} + I_L D' - \tilde{d} I_L + \tilde{i}_L D' \\
&\quad - \frac{P_{req} + \tilde{p}_{req}}{V_{cc,bus} + \tilde{v}_{cc,bus}} \\
C_{uc} \frac{d(V_{uc} + \tilde{v}_{uc})}{dt} &\cong -I_L - \tilde{i}_L
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Los términos constantes del lado derecho de la ecuación (3.20) son igual a cero (además de ser solución de la ecuación diferencial); por lo tanto, utilizando los términos de alterna, el sistema dinámico de pequeña señal resulta:

$$\begin{aligned}
L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} &= -\tilde{i}_L R_{uc} - \tilde{v}_{cc,bus} D' + \tilde{v}_{C_{uc}} + V_{cc,bus} \tilde{d} \\
C_{cc,bus} \frac{d\tilde{v}_{cc,bus}}{dt} &= \tilde{i}_L D' + \tilde{v}_{cc,bus} \left( \frac{V_{ob}}{R_b V_{cc,bus}} + \frac{I_L D'}{V_{cc,bus}} - \frac{2}{R_b} \right) - \frac{\tilde{p}_{req}}{V_{cc,bus}} - \tilde{d} I_L \\
C_{uc} \frac{d\tilde{v}_{C_{uc}}}{dt} &= -\tilde{i}_L
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Los términos en mayúscula corresponden a los valores en régimen permanente para un determinado punto de operación, dado por el índice de modulación en régimen  $D$  y los términos del tipo  $\tilde{x}$  corresponden a las variables en pequeña señal. Si se orienta el modelo al control de corriente de inductor, el modelo en pequeña señal representado en el espacio de estados resulta:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{cc,bus}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{uc}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_{uc}/L & -(1-D)/L & 1/L & 0 \\ \frac{1-D}{C_{cc,bus}} & \frac{\frac{V_{ob}}{R_b V_{cc,bus}} + \frac{I_L D'}{V_{cc,bus}} - \frac{2}{R_b}}{C_{cc,bus}} & 0 & \frac{-1}{C_{cc,bus} V_{cc,bus}} \\ -1/C_{uc} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{cc,bus} \\ \tilde{v}_{uc} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} V_{cc,bus}/L \\ -I_L/C_{cc,bus} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \tag{3.22}
 \end{aligned}$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{cc,bus} \\ \tilde{v}_{uc} \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Aplicando transformada de Laplace y considerando condiciones iniciales nulas, se obtiene la función de transferencia de la corriente de inductor con respecto a la entrada de control:

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s^2 b_2 + s b_1}{s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0} \tag{3.24}$$

Donde,

$$\begin{aligned}
 a_3 &= LR_b C_{cc,bus} C_{uc} V_{cc,bus}, \\
 a_2 &= C_{cc,bus} C_{uc} R_b R_{uc} V_{cc,bus} - C_{uc} I_L L R_b (1-D) + 2C_{uc} L V_{cc,bus} - C_{uc} L V_{ob} \\
 a_1 &= C_{C_{uc}} I_L R_b R_{uc} (1-D) + C_{uc} D^2 R_b V_{cc,bus} + 2C_{uc} R_b V_{cc,bus} (1-D) \\
 &\quad - C_{uc} R_{uc} V_{ob} + R_b V_{cc,bus} (C_{uc} + C_{cc,bus}), \\
 a_0 &= 2V_{cc,bus} - V_{ob} - I_L R_b (1-D), \\
 b_2 &= V_{cc,bus}^2 C_{uc} C_{cc,bus} R_b - V_{cc,bus}^2 C_{uc}^2 R_b I_L (1-D), \\
 b_1 &= 2V_{cc,bus}^2 C_{uc} - V_{ob} V_{cc,bus} C_{uc} + V_{cc,bus} C_{uc} R_b I_L (1-D),
 \end{aligned}$$

### Modelo de Régimen Permanente

Utilizando los términos constantes de ambos lados de las ecuaciones dadas en (3.20), las expresiones que indican el funcionamiento del convertidor en régimen se escriben como:

$$0 = -I_L R_{uc} + V_{uc} - V_{cc,bus} D' \quad (3.25)$$

$$0 = \frac{V_{ob}}{R_b} - \frac{V_{cc,bus}}{R_b} + I_L D' - \frac{P_{req}}{V_{cc,bus}} \quad (3.26)$$

$$0 = -I_L \quad (3.27)$$

La expresión (3.27) indica que luego del transitorio la corriente de inductor  $i_L$  será nula para un ciclo de trabajo  $D$  fijo. Sin embargo, utilizando las ecuaciones (3.25) y (3.26), y por lo tanto ignorando (3.27), puede obtenerse información del valor máximo que alcanzará la corriente si se considera que la tensión del UC y del bus de CC se mantienen constantes (o lo que equivale a considerar fuentes de tensión ideal en su lugar):

$$I_L = \frac{V_{uc} - V_{cc,bus} D'}{R_{uc}} \quad (3.28)$$

En la Figura 3.11 se muestra la gráfica de esta corriente en función del ciclo de trabajo considerando  $V_{uc} = 30V$ ,  $V_{ob} = 42V$ ,  $R_{uc} = 0.003\Omega$ ,  $R_b = 0.01\Omega$  y  $P_{req} = 420W$ . Puede observarse que no existirá flujo de corriente para  $D = 0.285$  aproximadamente y el convertidor estará en equilibrio. Cuando el ciclo de trabajo es mayor, el flujo de corriente irá desde el UC hacia el bus de CC y en caso de que sea menor la corriente irá en sentido contrario. Debe notarse también que las corrientes serán elevadas a medida que el punto de operación se aleja del punto de equilibrio del convertidor, lo que exige una alta resolución a la hora de implementar la modulación por ancho de pulso para obtener un control preciso de corriente y además para evitar daños en el convertidor.

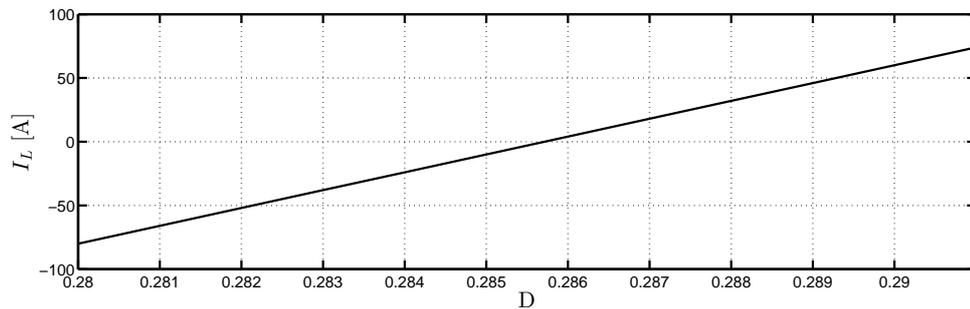


Figura 3.11: Corriente de inductor ante una variación del ciclo de trabajo  $D'$ .

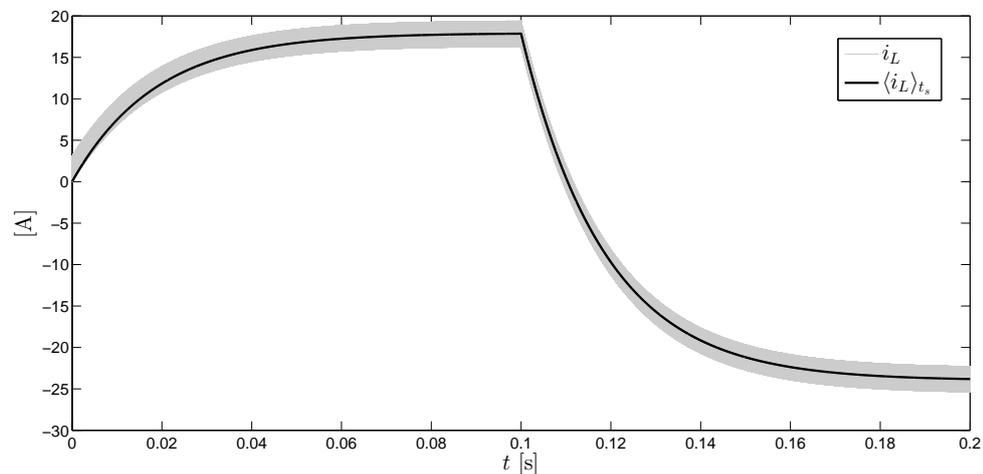


Figura 3.12: Corriente de inductor en función del ciclo de trabajo  $D$  para la configuración CSA.

En la Figura 3.12 se muestran resultados de simulación de la corriente de inductor tanto del modelo conmutado  $i_L$  como del modelo promediado  $\langle i_L \rangle_{t_s}$ . Para comprobar el modelo y la expresión (3.28) en primer lugar se aplica un ciclo de trabajo  $D = 0.287$  hasta los 0.1 s. Se observa que la corriente de inductor es positiva (el UC entrega energía) y que posee un valor máximo de aproximadamente de 18 A. Luego, a partir de los 0.1 s el ciclo de trabajo cambia a  $D = 0.284$  y la corriente se hace negativa (el UC entrega energía) de forma esperada y alcanza un valor de -25 A.

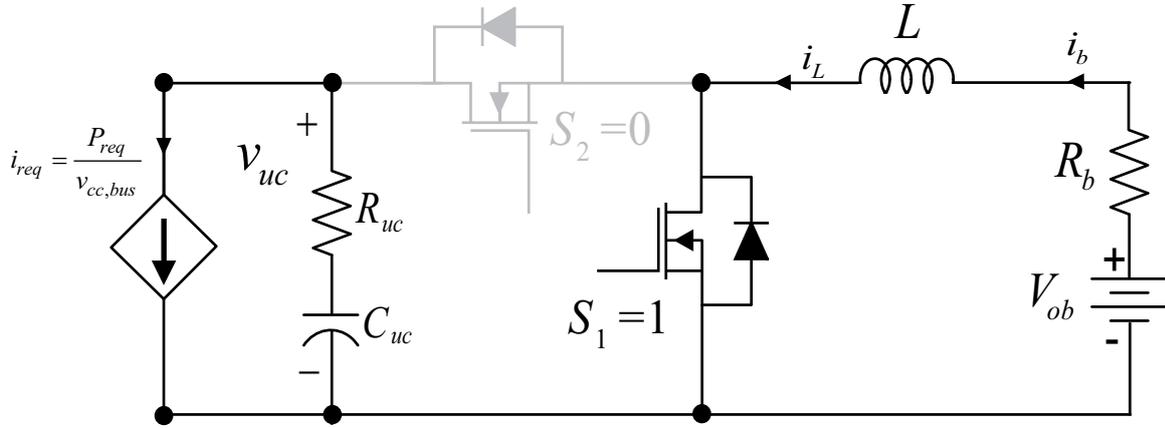


Figura 3.13: Circuito resultante para la configuración BSA con  $u(t) = 1$

### 3.3.2. SHAE en configuración batería semiactiva

A partir del mismo esquema de la Figura 3.7, intercambiando  $C_{uc}$  y  $R_{uc}$  por  $v_{ob}$  y  $R_b$ , y sin el uso del capacitor de filtro  $C_{cc,bus}$  (ya que la capacidad elevada del UC no lo hace necesario) se obtiene el SHAE en configuración batería semiactiva.

Si  $u(t) = 1$ , la llave  $S_1$  se encuentra cerrada, y por consiguiente  $S_2$  abierta, se obtiene el circuito de la Figura 3.13 descrito por las siguientes ecuaciones:

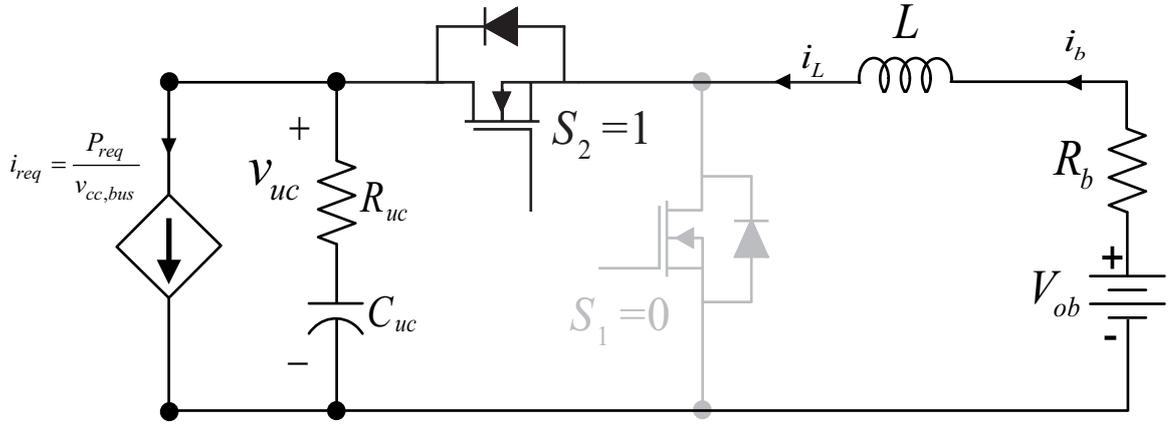
$$L \frac{di_L}{dt} = -i_L R_b + V_{ob} \quad (3.29)$$

$$C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} = -\frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} \quad (3.30)$$

Si la función de conmutación  $u(t) = 0$ , la llave  $S_1$  está bloqueada y la llave  $S_2$  conduce, se obtiene el circuito de la Figura 3.14. Del análisis del circuito se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$L \frac{di_L}{dt} = -i_L R_b + v_{ob} - v_{C_{uc}} - \frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} R_{uc} + i_L R_{uc} \quad (3.31)$$

$$C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} = -\frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} + i_L \quad (3.32)$$


 Figura 3.14: Circuito resultante para la configuración BSA con  $u(t) = 0$ .

### Modelo Conmutado (*switching*)

El modelo *switching* o conmutado que rige el comportamiento del SHAE en configuración BSA se obtiene a partir de las expresiones (3.29), (3.30), (3.31) y (3.32):

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_L}{dt} &= (V_{ob} - i_L R_b) + \left( -v_{uc} - \frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} R_{uc} + i_L R_{uc} \right) (1 - u(t)) \\
 C_{uc} \frac{dv_{C_{uc}}}{dt} &= -\frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} + i_L (1 - u)
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

El modelo no lineal resultante puede reescribirse en su forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{C_{uc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{ob} - v_{C_{uc}} - i_L R_b}{L} + \left( -\frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} + i_L \right) \frac{R_{uc}}{L} \\ -\frac{P_{req}}{C_{uc} v_{C_{uc}}} + \frac{i_L}{C_{uc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{C_{uc}}}{L} + \left( \frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} - i_L \right) \frac{R_{uc}}{L} \\ \frac{-i_L}{C_{uc}} \end{bmatrix} u$$

Además la tensión en bornes del UC está dada por:

$$v_{uc}(t) = v_{C_{uc}}(t) - C_{uc} \dot{v}_{C_{uc}} R_{uc} \tag{3.34}$$

### Modelo Promediado

A partir del sistema de ecuaciones (3.33) es posible obtener el modelo promediado del convertidor conformado por el siguiente conjunto de ecuaciones no lineales:

$$\begin{aligned}
 L \frac{d\langle i_L \rangle_{ts}}{dt} &= -\langle i_L \rangle_{ts} R_b + V_{ob} + \\
 &\quad + \langle i_L \rangle_{ts} R_{uc} d' - \frac{\langle P_{req} \rangle_{ts}}{\langle v_{uc} \rangle_{ts}} R_{uc} d' + \langle v_{uc} \rangle_{ts} d' \\
 C_{uc} \frac{d\langle v_{C_{uc}} \rangle_{ts}}{dt} &= \langle i_L \rangle_{ts} d' - \frac{\langle P_{req} \rangle_{ts}}{\langle v_{C_{uc}} \rangle_{ts}}
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

### Modelo en Pequeña Señal

De la misma manera que en la subsección anterior, se linealiza el modelo (3.35) para trabajar con herramientas definidas para sistemas lineales. La entrada (3.15) producirá las siguientes salidas del modelo:

$$\langle i_L \rangle_{ts} = I_L + \tilde{i}_L \tag{3.36}$$

$$\langle v_{C_{uc}} \rangle_{ts} = V_{C_{uc}} + \tilde{v}_{C_{uc}} \tag{3.37}$$

Si además se considera a la carga de potencia constante como una perturbación

$$\langle P_{req} \rangle_{ts} = P_{req} + \tilde{p}_{req} \tag{3.38}$$

y reemplazando (3.15), (3.36), (3.37) y (3.38) en (3.35) y operando (despreciando términos de segundo orden) se obtiene:

$$\begin{aligned}
 L \frac{d(I_L + \tilde{i}_L)}{dt} &= \left( -I_L R_b - \frac{I_L R_b}{V_{C_{uc}}} + V_{ob} \frac{I_L R_{uc}}{V_{C_{uc}}} D' + D' \right) \tilde{v}_{C_{uc}} + V_{ob} \\
 &+ (R_{uc} D' - R_b) \tilde{i}_L - \left( I_L R_{uc} - \frac{P_{req}}{V_{C_{uc}}} R_{uc} \right) \tilde{d} + \tilde{i}_L R_{uc} D' \\
 C_{uc} \frac{d(V_{uc} + \tilde{v}_{uc})}{dt} &= \tilde{i}_L D' + I_L D' + I_L D' \tilde{v}_{C_{uc}} - \frac{P_{req}}{V_{C_{uc}}} - \frac{\tilde{p}_{req}}{V_{C_{uc}}} - \tilde{d} I_L
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Los términos en mayúscula corresponden a un determinado punto de operación del convertidor, dado por un índice de modulación  $D$  fijo y los términos del tipo  $\tilde{x}$  corresponden a las variables en pequeña señal. Utilizando sólo los términos de alterna de ambos lados de las igualdades, el modelo en pequeña señal resulta:

$$\begin{aligned}
 L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} &= \left( -I_L R_b - \frac{I_L R_b}{V_{C_{uc}}} + V_{ob} \frac{I_L R_{uc}}{V_{C_{uc}}} D' + D' \right) \tilde{v}_{C_{uc}} \\
 &+ (R_{uc} D' - R_b) \tilde{i}_L - \left( I_L R_{uc} - \frac{P_{req}}{V_{C_{uc}}} R_{uc} \right) \tilde{d} \\
 C_{uc} \frac{d\tilde{v}_{uc}}{dt} &= \tilde{i}_L D' + I_L D' \tilde{v}_{C_{uc}} - \frac{\tilde{p}_{req}}{V_{C_{uc}}} - \tilde{d} I_L
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Aplicando transformada de Laplace y considerando condiciones iniciales nulas, se obtiene la función de transferencia:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{sb_1 + b_0}{s^2 a_2 + sa_1 + a_0} \tag{3.41}$$

Donde,

$$b_1 = \left( \frac{P_{req}}{v_{C_{uc}}} R_{uc} C_{uc} + C_{uc} v_{C_{uc}} - C_{uc} I_L R_{uc} \right), \quad b_0 = -I_L D', \quad a_3 = L, \quad a_2 = LC_{uc}, \quad a_1 = (C_{uc} R_b - C_{uc} R_{uc} \cdot D'), \quad a_0 = D'.$$

### 3.3.3. Modelo de Pérdidas del SHAE

Las pérdidas instantáneas del SHAE tanto en configuración CSA y BSA estarán dadas por las pérdidas en los elementos almacenadores descritas en el Capítulo 2: las del banco de baterías,  $P_{loss,bat}$ , y las pérdidas en el UC,  $P_{loss,UC}$ . Además se suman las pérdidas en el convertidor de CC/CC,  $P_{loss,conv}$ , todas contempladas en la siguiente expresión:

$$P_{loss,SHAE} = P_{loss,bat} + P_{loss,UC} + P_{loss,conv} \quad (3.42)$$

En ambas configuraciones las pérdidas del convertidor pueden modelarse de forma aproximada como la suma de las pérdidas de conducción de las llaves  $P_{loss,cond}$ , pérdidas de conmutación  $P_{loss,sw}$  y las pérdidas del inductor  $P_{loss,ind}$  [99]:

$$P_{loss,conv} \approx \underbrace{i_L^2 R_{on}}_{P_{loss,cond}} + \underbrace{0.5 f_s (t_r + t_f) |i_L| v_{cc,bus}}_{P_{loss,sw}} + \underbrace{i_L^2 R_L}_{P_{loss,ind}} \quad (3.43)$$

donde  $R_{on}$  es la resistencia de conducción de las llaves semiconductoras,  $t_r$  y  $t_f$  son los tiempos de encendido y apagado de la llave,  $f_s$  es la frecuencia de conmutación,  $R_L$  es la resistencia ohmica asociada del inductor,  $|i_L|$  es el valor absoluto de la corriente del inductor. Las resistencias  $R_{on}$  y  $R_L$  no fueron consideradas en el modelo dinámico ya que pueden incluirse dentro de la resistencia serie equivalente del UC.

## 3.4. Estrategia general de control de alto nivel para SHAE

La estrategia general de control (o de alto nivel) aplicada en este capítulo consiste en la separación de la potencia instantánea requerida,  $P_{req}$ , en dos componentes: potencia media ( $P_{med}$ ) y potencia dinámica ( $P_{din}$ ), mediante la utilización de un filtro pasabajos de primer orden. A la salida del filtro se obtiene la referencia de potencia media  $P_{med}^* = \text{FPB}\{P_{req}\}$ , donde  $\text{FPB}\{*\}$  es un operador que representa al filtro pasabajos de primer orden. La referencia de corriente para el control del convertidor

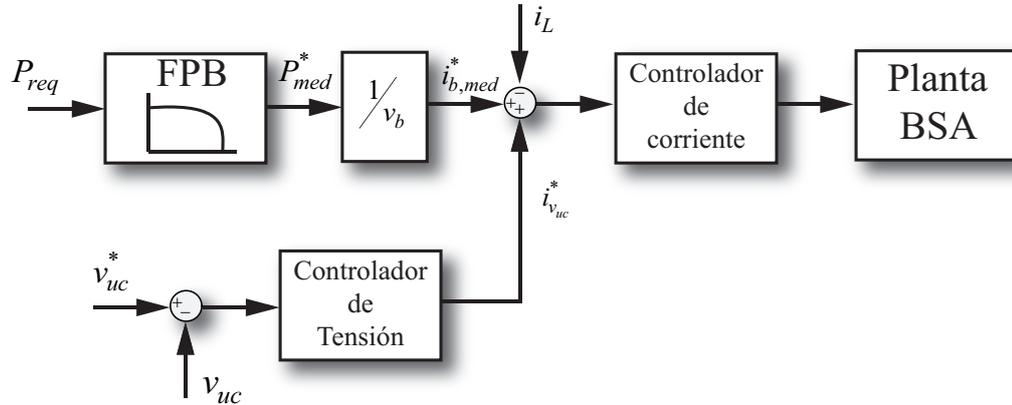


Figura 3.15: Esquema general de control para la configuración BSA

de la configuración BSA es:

$$i_{b,med}^* = \frac{P_{med}^*}{v_b} \quad (3.44)$$

La corriente del UC en esta configuración resultará  $i_{uc} = i_{req} - i_b v_b / v_{uc}$ , donde  $i_{req}$  es la corriente solicitada por el inversor,  $v_b$  es la tensión de batería e  $i_b$  su corriente.

A su vez, para la configuración CSA, la referencia de potencia dinámica,  $P_{din}^* = P_{req} - P_{med}^*$ , se utiliza para generar la referencia de corriente  $i_{uc,din}^*$  que debe entregar el UC:

$$i_{uc,din}^* = \frac{P_{din}^*}{v_{uc}} \quad (3.45)$$

Mientras que la corriente entregada por el banco de baterías será  $i_b = i_{req} - i_{uc} v_{uc} / v_{cc,bus}$ .

Además, en ambas configuraciones es necesario realizar un control de tensión del UC para mantener el voltaje en un valor de referencia deseado, por ejemplo preparándolo para la carga en el frenado regenerativo o la descarga en las aceleraciones. Generalmente consiste en un lazo de control externo que genera una referencia de corriente lenta,  $i_{v_{uc}}^*$ , que se suma a la referencia de corriente dinámica  $i_{uc,din}^*$  o media  $i_{b,med}^*$  que debe entregar el convertidor CC/CC mediante un control de bajo nivel [103] (para el caso de la configuración CSA el signo de  $i_{v_{uc}}^*$  es contrario al de  $i_{uc,din}^*$ ). En la Figura 3.15 se muestra el esquema de control general correspondiente a la con-

figuración BSA y en la Figura 3.16 el esquema de control para la configuración CSA. En ambas configuraciones, pueden utilizarse diferentes tipos de controladores de tensión y corriente, ya sea utilizando técnicas de control lineal (como el presentado en el Capítulo 4) como técnicas no lineales (como la presentada en el Capítulo 5).

### 3.4.1. Cálculo de la frecuencia de corte del filtro pasabajos

La función de transferencia del filtro pasabajos de primer orden utilizado para la separación de potencias se puede expresar en el dominio complejo como:

$$FPB(s) = \frac{P_{med}(s)}{P_{req}(s)} = \frac{1}{1 + \kappa s} \quad (3.46)$$

donde la frecuencia de corte del filtro está dada por  $f_c = 1/2\pi\kappa$ . El criterio de selección de la constante  $\kappa$  propuesto en este trabajo consiste en tomar el peor caso de aceleración o frenado del ciclo de manejo del VE, de forma que el UC entregue una porción de la energía requerida durante el tiempo de aceleración o frenado,  $t_a$ , y se pueda aprovechar la energía del UC para la cual fue dimensionado según (2.21) y (2.32). Suponiendo que la potencia requerida en la entrada del filtro durante el intervalo de tiempo  $0 \leq t \leq t_a$  es una rampa del tipo  $P_{req} = P_{max}t/t_a$ , la potencia

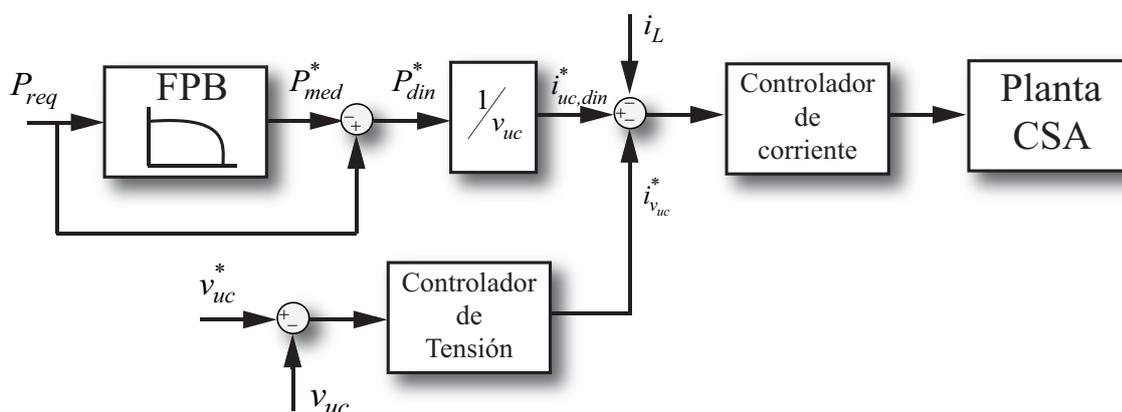


Figura 3.16: Esquema general de control para la configuración CSA

media a la salida del filtro será:

$$P_{med}(t) = \frac{P_{max}}{t_a} \kappa e^{-t/\kappa} - \frac{P_{max}}{t_a} \kappa + \frac{P_{max}}{t_a} t \quad (3.47)$$

Por lo tanto, la potencia dinámica  $P_{din} = P_{req} - P_{med}$  resulta en:

$$P_{din}(t) = \frac{P_{max}}{t_a} \kappa (1 - e^{-t/\kappa}) \quad (3.48)$$

Integrando (3.48) respecto al tiempo y evaluando desde  $0 \leq t \leq t_a$ , se obtiene la energía dinámica que debe entregar el UC durante el intervalo:

$$E_{din} = P_{max} \kappa (1 + \frac{\kappa}{t_a} (e^{-t_a/\kappa} - 1)) \quad (3.49)$$

A su vez, para poder despejar  $\kappa$  en forma analítica de la expresión (3.49), es posible aproximar la función de forma simple como [104]:

$$E_{din} \approx \frac{P_{max} t_a}{\beta + t_a/\kappa} \quad (3.50)$$

En donde la constante  $\beta = 19/10$  es ajustada para minimizar el error entre las funciones. De la Figura 3.17 se puede observar que la función de aproximación (3.50) se mantiene siempre por debajo de la función original (3.49) en un rango de  $0 \leq \kappa \leq 120$ , y que el error de aproximación es acotado por debajo del 10%. Además, al aproximar la función por defecto para cualquier valor de  $\kappa$  comprendido en el rango mencionado, se asegura que la energía dinámica sea igual o mayor al valor deseado.

El criterio propuesto para la selección de  $\kappa$  consiste en igualar la energía dinámica,  $E_{req}$ , a un determinado porcentaje,  $q$ , de la energía total requerida durante el intervalo:

$$\underbrace{\frac{P_{max} t_a}{\beta + t_a/\kappa}}_{E_{din}} = q \underbrace{\frac{P_{max} t_a}{2}}_{E_{req}} \quad (3.51)$$

donde  $0 \leq q \leq 1$ . Finalmente, despejando  $\kappa$  de (3.51) se obtiene:

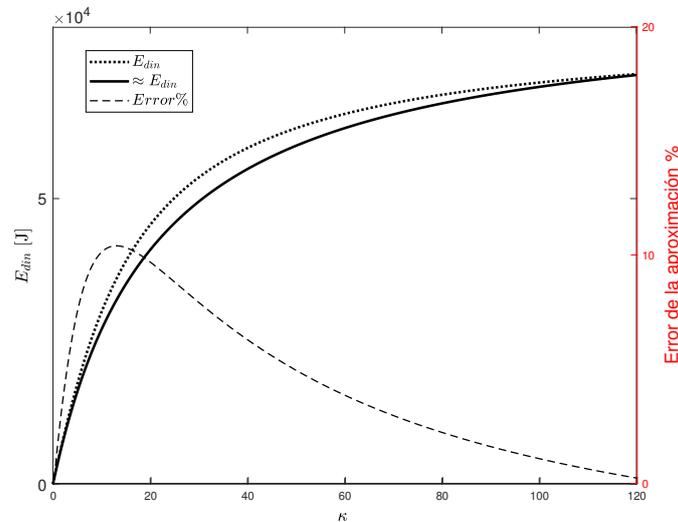


Figura 3.17: Evolución de la energía dinámica y de su aproximación en función de  $\kappa$ .

$$\kappa = \frac{t_a}{2/q - \beta} \quad (3.52)$$

### 3.4.2. Propuesta de Filtro Adaptativo en función del SOC del UC

El método de separación de potencias y generación de referencias mediante la utilización de un filtro pasabajos es uno de los métodos más simples y el más utilizado en la bibliografía existente [15, 105]. Sin embargo, la selección de la frecuencia de corte del filtro pasabajos no es trivial y en trabajos existentes en la literatura relativos a la temática no se presentan criterios de selección específicos para tal fin. El método propuesto en la sección anterior para el cálculo de la frecuencia de corte del mismo es útil cuando se posee un conocimiento previo de la trayectoria del VE. Esto presenta una gran dificultad para realizar un pronóstico durante el proceso de diseño y dimensionamiento del banco para el peor caso de aceleración, debido a que un vehículo presenta recorridos variables y el requerimiento de potencia depende finalmente de diversos factores geográficos y azarosos como estado del tránsito, condición del camino, pendientes, etc. Por lo cual, cuando no se conoce del todo la trayectoria del VE puede

no resultar conveniente fijar una frecuencia de corte del filtro. La selección de una frecuencia de corte baja del filtro, aumenta el riesgo de que el UC trabaje fuera de su rango nominal ante eventos de aceleración no contemplados en el dimensionamiento del SHAE del VE. Esto provoca la actuación de las protecciones de forma frecuente e impacta en la forma de onda de la corriente de batería. En la Figura 3.18 se muestran resultados de simulación para la configuración CSA aplicando la estrategia de control mostrada en la Figura 3.16. Se contempla además una protección de tensión del UC anulando la corriente cuando el mismo se encuentra cerca de la tensión máxima o mínima y se le solicita potencia dinámica negativa o positiva respectivamente. Para la prueba se utiliza un filtro con un ancho de banda que resulta bajo en relación al caso ideal cuando se conoce el camino. Se observa que cuando el requerimiento de potencia dinámica,  $P_{din}$  es positivo y el UC se encuentra cerca de su tensión mínima de protección,  $V_{uc,min}$  el controlador lleva la corriente dinámica,  $i_{uc,din}$  a cero para evitar que se descargue por debajo del umbral. Esto impacta directamente en la corriente de batería que debe hacerse cargo de la totalidad de la corriente requerida con una dinámica rápida y una amplitud elevada. Lo mismo sucede cuando la potencia dinámica es negativa (el flujo de potencia va hacia el UC) y la tensión del almacenador se encuentra cercano a su valor de protección máximo  $v_{uc,max}$ , en este caso establecido en 40 V. Si en cambio se selecciona una frecuencia de corte alta, la batería entregará una potencia media con dinámicas lentas, pero esta se acercará más en amplitud a la potencia requerida, lo que resulta en una subutilización del UC y en un incremento de las pérdidas del sistema. En la Figura 3.19 se muestran resultados utilizando un filtro con un ancho de banda alto. Se observa que la corriente de batería posee transiciones suaves, sin embargo su magnitud es similar a la corriente requerida total, desaprovechando la energía almacenada en el UC.

Para cuantificar el impacto en la vida de la batería en la Figura 3.20 se muestra el índice propuesto dado por la expresión 2.13 y evaluando las corrientes y SOC de batería, para los casos de filtro con ancho de banda bajo, filtro con ancho de banda alto, y filtro con ancho de banda intermedio para que entregue el 50 % de la energía del peor caso de aceleración conocido de antemano (calculado con la expresión 3.52). Se observa que cuando la frecuencia de corte es extremadamente alta o baja, el índice

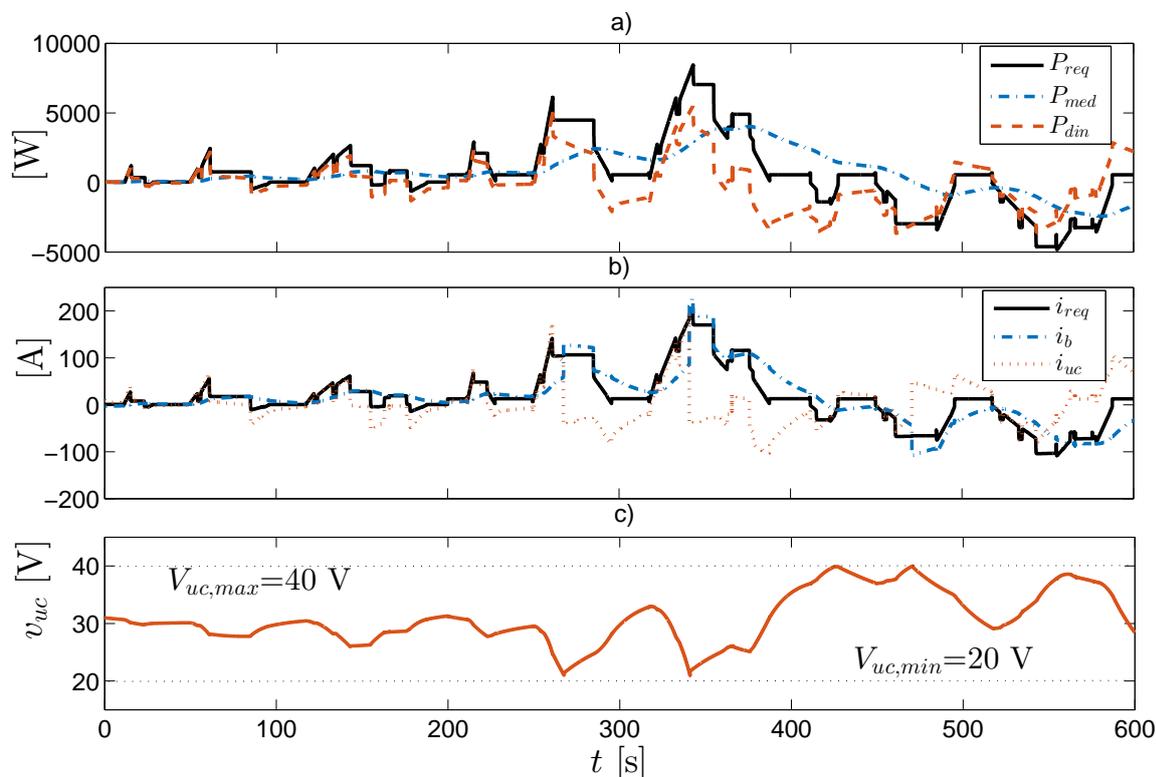


Figura 3.18: Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda excesivamente bajo: a) Potencia requerida,  $P_{req}$ , potencia media entregada por las baterías,  $P_{med}$ , potencia dinámica entregada por el UC,  $P_{din}$ , b) corriente requerida,  $i_{req}$ , corriente de batería,  $i_b$ , corriente de UC,  $i_{uc}$ , y c) tensión de UC,  $v_{uc}$ .

es mayor, representando un alto deterioro de la vida de la batería. En el primer caso se debe a las transiciones altas de la corriente de la batería debido a la actuación de las protecciones del UC, y en el segundo caso a las amplitudes pico elevadas que se generan por la subutilización del UC.

En este trabajo se apunta a que durante las aceleraciones el UC entregue la mayor cantidad de energía posible si se encuentra suficientemente cargado, y que durante el frenado regenerativo absorba la mayor cantidad de energía posible sólo si tiene capacidad de almacenamiento. Para lograr este objetivo, se implementa un filtro de forma digital cuyo esquema se muestra en la Figura 3.21. El comportamiento del filtro se puede expresar a través de las siguientes ecuaciones en diferencias:

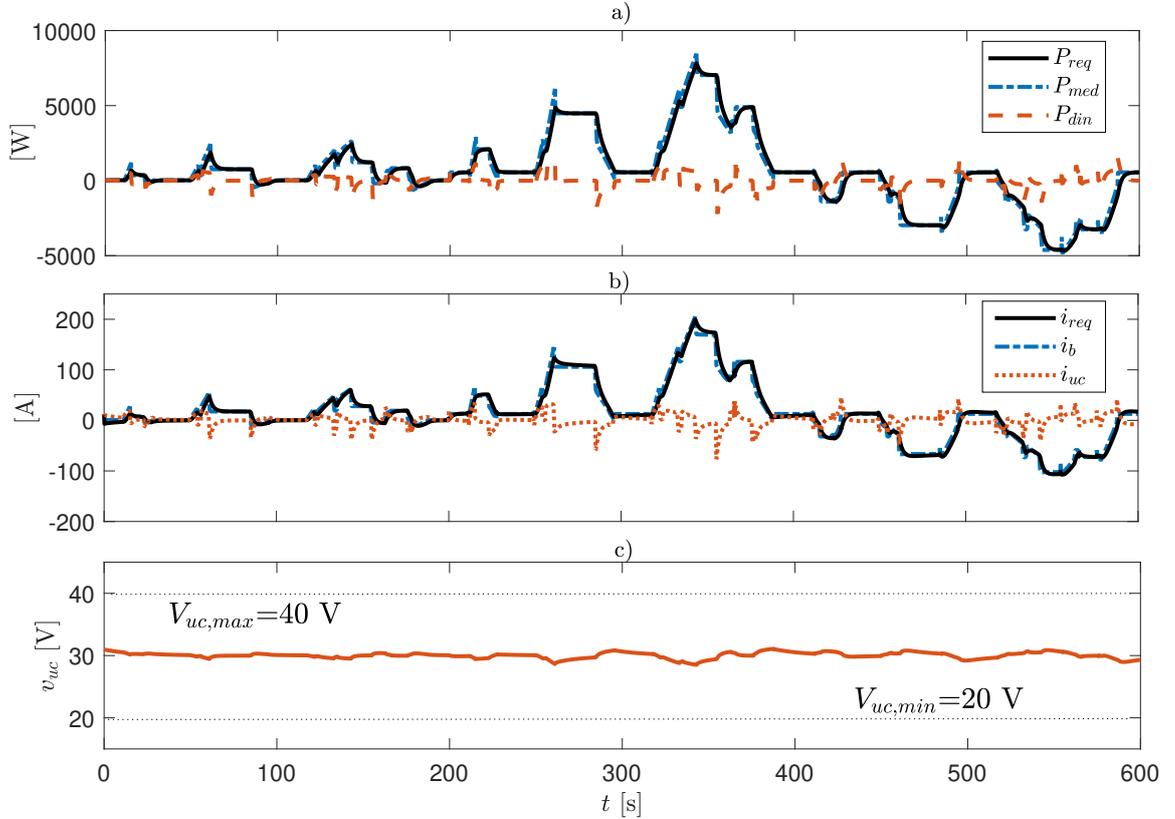


Figura 3.19: Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda excesivamente alto: a) Potencia requerida,  $P_{req}$ , potencia media entregada por las baterías,  $P_{med}$ , potencia dinámica entregada por el UC,  $P_{din}$ , b) corriente requerida,  $i_{req}$ , corriente de batería,  $i_b$ , corriente de UC,  $i_{uc}$ , y c) tensión de UC,  $v_{uc}$ .

$$P_{avg}[k] = \frac{P_{req}[k]}{N_{1,2}} + P_{avg}[k-1]\left(1 - \frac{1}{N_{1,2}}\right) \quad (3.53)$$

$$P_{dyn}[k] = P_{req}[k] - P_{avg}[k]$$

donde  $k$  representa la muestra actual de cada variable. A su vez  $N_{1,2}$  intercambia su valor entre  $N_1$  cuando el vehículo acelera y  $N_2$  cuando desacelera. Como el sistema de control de SHAE es autónomo, es decir no posee comunicación con el controlador del sistema de tracción ni información del pedal acelerador del vehículo, se puede determinar si el mismo está acelerando o frenando a partir del signo de la derivada

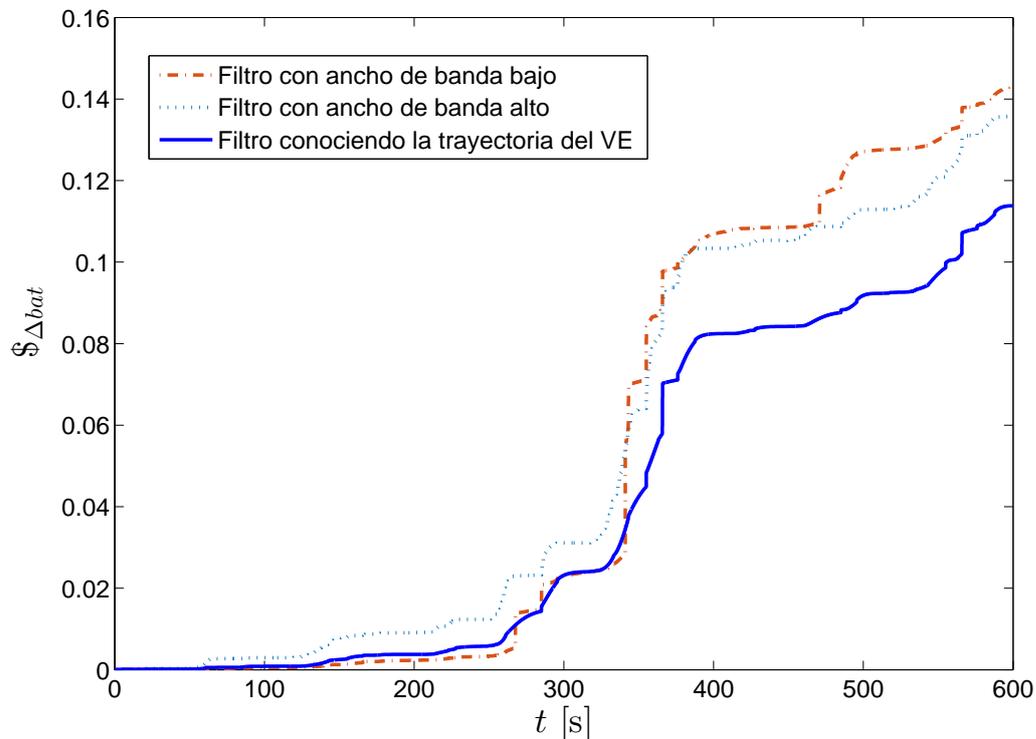


Figura 3.20: Índice de impacto en la vida de batería.

de la potencia requerida  $\dot{P}_{req}$ . Esta información se obtiene a partir del signo de la referencia de potencia dinámica, es decir  $\text{sign}(\dot{P}_{req}) = \text{sign}(P_{dyn})$ , evitando el cálculo de la derivada y la posibilidad de introducir ruidos al sistema. El parámetro  $N_1$  se propone obtenerlo mediante la siguiente función lineal del SOC del UC:

$$N_1 = (N_{\text{máx}} - N_{\text{mín}})\text{SOC}_{uc} + N_{\text{mín}} \quad \text{si } \dot{P}_{req} > 0 \quad (3.54)$$

donde  $\text{SOC}_{uc}$  es el estado de carga del UC, definida como

$$\text{SOC}_{uc} = \frac{v_{uc} - V_{uc,\text{min}}}{V_{uc,\text{max}} - V_{uc,\text{min}}} \quad (3.55)$$

siendo  $V_{uc,\text{max}}$  y  $V_{uc,\text{min}}$  las tensiones máximas y mínimas del UC respectivamente.

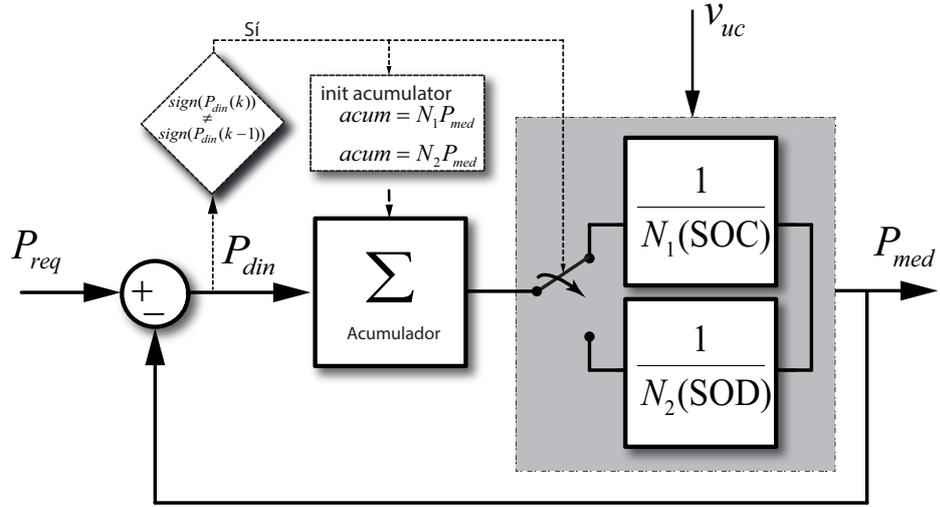


Figura 3.21: Implementación del filtro con ancho de banda variable digitalmente.

A su vez, el parámetro  $N_2$  se calcula como

$$N_2 = (N_{\text{máx}} - N_{\text{mín}})(1 - SOC_{uc}) + N_{\text{mín}} \quad \text{si } \dot{P}_{req} \leq 0 \quad (3.56)$$

Los parámetros  $N_{min}$  y  $N_{max}$  imponen la frecuencia de corte mínima y máxima del filtro. De esta forma, el ancho de banda resulta función lineal del  $SOC_{uc}$  del UC para el caso en que la derivada de la potencia requerida sea positiva (aceleración), aplicando una ganancia  $1/N_1$ . Cuando el UC se encuentra cargado (SOC cercano al 100 %) se incrementa el valor de  $N_1$  en función de la expresión (3.54), y el ancho de banda del filtro disminuye generando una referencia de potencia dinámica que le solicita mayor energía al UC. En caso de que se encuentre descargado, el ancho de banda del filtro aumentará (valores de  $N_1$  menores) lo que resultará en un menor requerimiento energético al UC. Si la derivada de la potencia es negativa (frenado regenerativo) se aplica la ganancia  $1/N_2$ , donde  $N_2$  es función del SOD, provocando que el filtro genere referencias de mayor requerimiento energético cuando el UC se encuentre descargado y limitándolas en caso contrario. Esta estrategia apunta a realizar un mejor aprovechamiento de la energía disponible en el UC, mejorar la eficiencia general y evitar transiciones rápidas en la dinámica de la corriente de batería debido a la actuación frecuente de protecciones del UC.

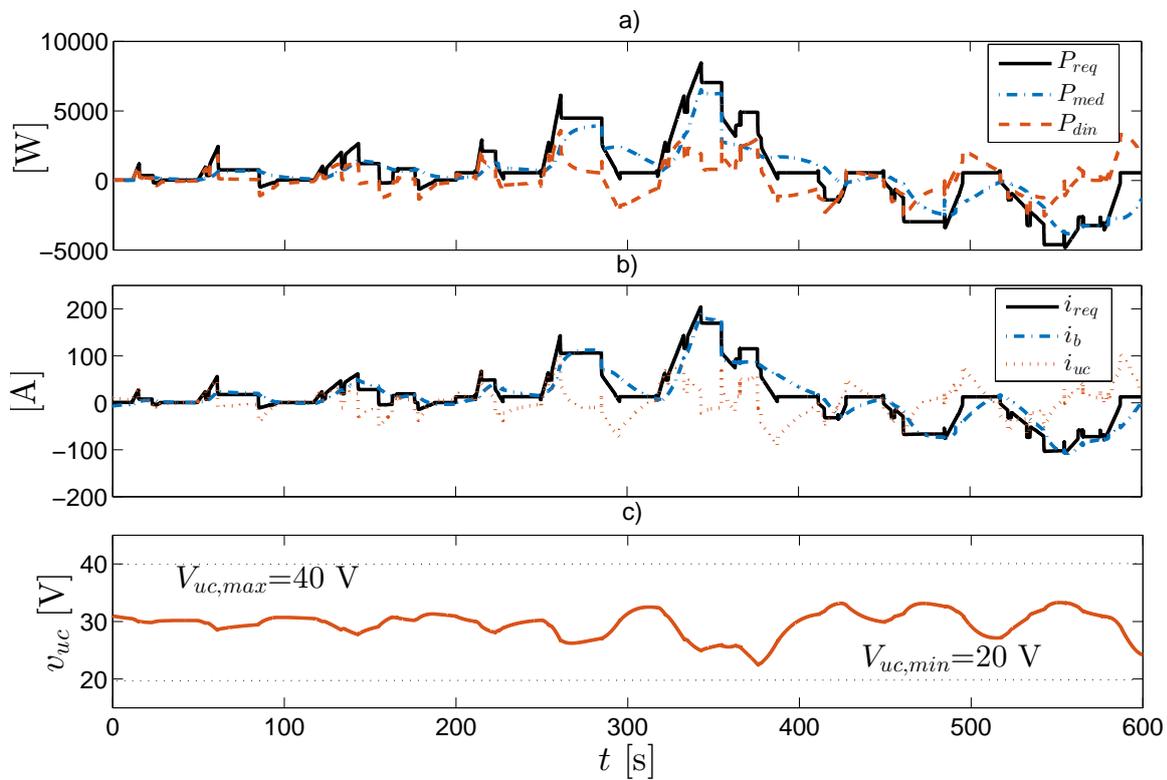


Figura 3.22: Estrategia de control utilizando un filtro con ancho banda variable: a) Potencia requerida,  $P_{req}$ , potencia media entregada por las baterías,  $P_{med}$ , potencia dinámica entregada por el UC,  $P_{din}$ , b) corriente requerida,  $i_{req}$ , corriente de batería,  $i_b$ , corriente de UC,  $i_{uc}$ , y c) tensión de UC,  $v_{uc}$ .

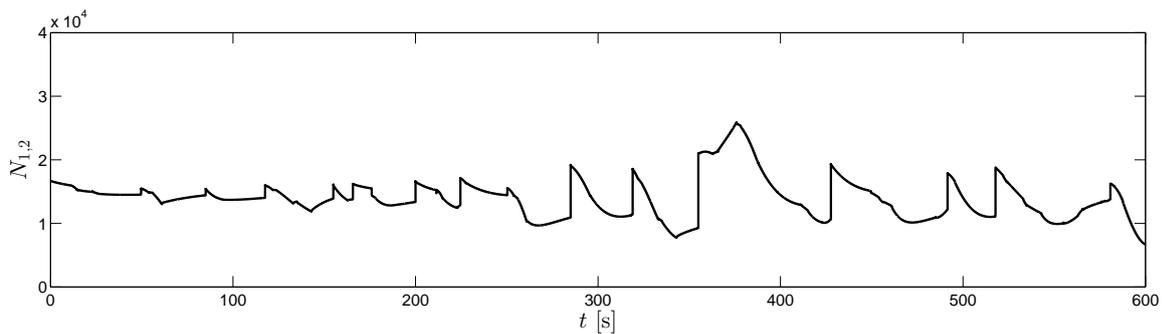


Figura 3.23: Evolución de  $N_{1,2}$

Con lo que respecta a la implementación, como se observa en la Figura 3.21, para evitar discontinuidades en el filtro durante el cambio de ancho de banda cada vez

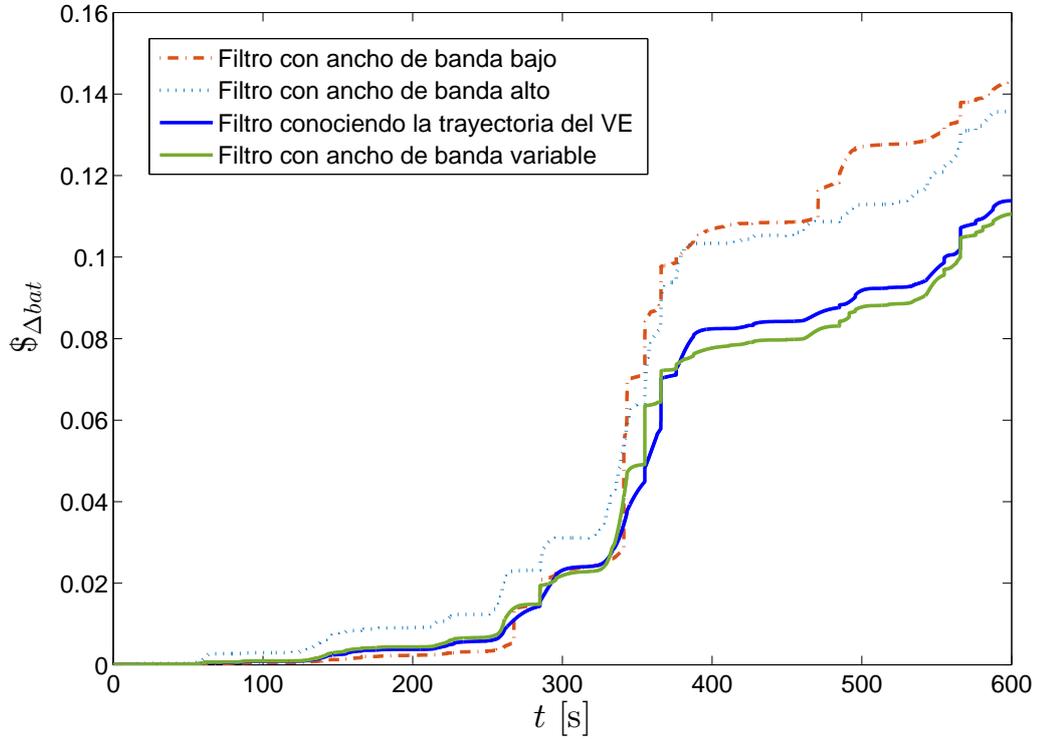


Figura 3.24: Índice de impacto en la vida de batería.

que se modifica el filtro, se modifica también el valor del acumulador con su valor de régimen, esto permite que la respuesta del filtro sea suave y sin saltos u oscilaciones durante las transiciones de  $N_1$  y  $N_2$ .

Finalmente, partir del esquema de la Figura 3.21 se puede obtener la función de transferencia discreta del filtro:

$$F(z) = \frac{1/f_m N_{1,2}}{1 + (1/f_m N_{1,2} - 1)z^{-1}} \quad (3.57)$$

En la Figura 3.22 se muestran resultados considerando el filtro digital con ancho de banda variable propuesto. Se observa que la energía del UC es aprovechada ya que la tensión del UC varía dentro de sus umbrales de protección y se evita que actúen las mismas. Esto impacta positivamente en la corriente de batería, que posee dinámicas lentas logrando el objetivo del control general.

En la Figura 3.24 se muestra el índice de costo de envejecimiento de batería incluyendo esta propuesta. La propuesta del filtro variable produce un deterioro menor que los casos anteriores debido a que se logra suavizar el cambio de la corriente de la batería y además disminuir su magnitud, aprovechando de una forma más inteligente la energía disponible del UC.

### 3.5. Comparación de configuraciones semiactivas

Para evaluar las dos configuraciones semiactivas de SHAE se realizó un análisis mediante simulación considerando los parámetros y características de un vehículo experimental urbano disponible en el grupo de investigación GEA - UNRC. El mismo está diseñado para desenvolverse en la ciudad a bajas velocidades con requerimientos de autonomía relativamente bajos. Los parámetros y características del vehículo real se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros de Simulación

<b>VE</b>	<b>Valor</b>	<b>Convertidor</b>	<b>Valor</b>
$C_r$	0.02	$v_{cc,bus}$	42 V
$M_v$	650 Kg	$R_{on}$	8 m $\Omega$
$\alpha$	0 rad	$R_L$	5 m $\Omega$
$\rho$	1.225 kg/m <sup>3</sup>	$f_s$	50 kHz
$C_d$	0.5	$t_r$	195 ns
$A$	0.5 m <sup>2</sup>	$t_f$	190 ns

A su vez para el análisis se adoptó el ciclo manejo NEDC (*New European Driving Cycle*) inicialmente sin considerar pendientes en el camino y posteriormente evaluando sus efectos para el mismo perfil. Además, el ciclo fue escalado para que el vehículo alcance una velocidad máxima de 60 km/h (equivalente a 16.6 m/s) respetando los tiempos originales. En la Figura 3.25 se muestra dicho ciclo de manejo, considerando pendientes nulas, en conjunto con el requerimiento de potencia instantáneo,  $P_{req}$ , que se obtiene de las ecuaciones (2.14) y (2.2), solicitado al sistema de almacenamiento para un VE con las características mencionadas anteriormente. Además se muestran la potencia dinámica,  $P_{din}$ , y la potencia media,  $P_{med}$ , de referencia para

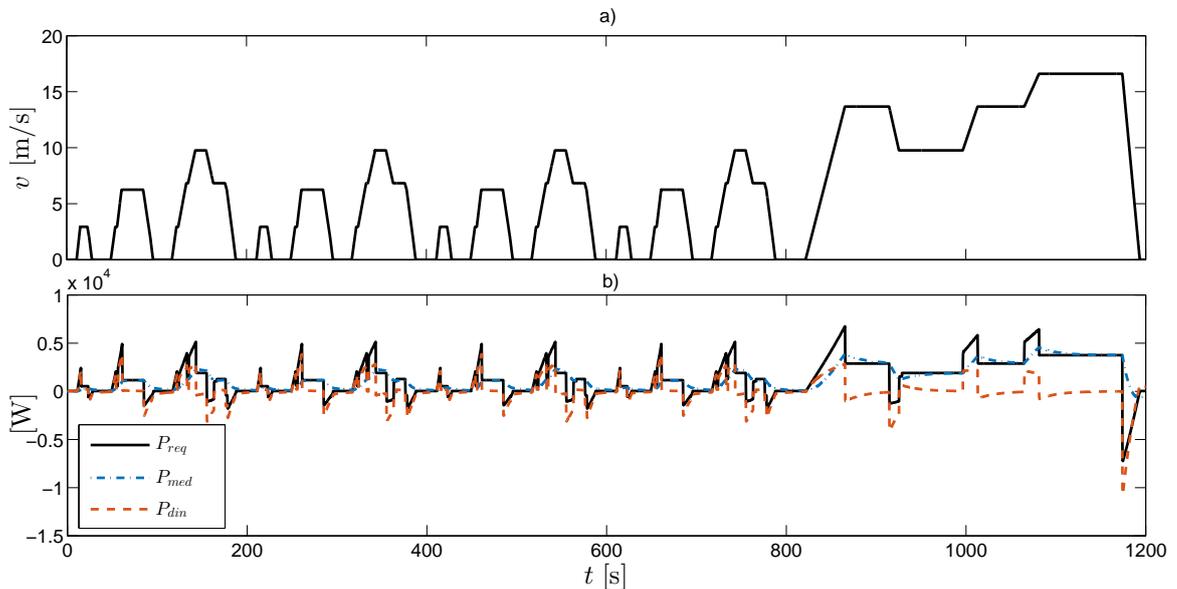


Figura 3.25: a) Ciclo de manejo NEDC escalado, y b) Potencia Requerida,  $P_{req}$ , y referencias de potencia dinámica,  $P_{din}$ , y potencia media  $P_{med}$ .

ambas configuraciones. Ambas se obtuvieron a partir del filtrado de la potencia requerida mediante un filtro pasa-bajos, calculado como se detalló en la Sección 3.4 y suponiendo que se conoce el camino, con una frecuencia de corte de  $f_c = 0.008$  Hz dada por una constante de tiempo  $\kappa = 20$ . En este caso se seleccionó para asegurar que el UC entregue aproximadamente el 50% ( $q = 0.50$ ) durante la aceleración con mayor requerimiento energético comprendido entre  $t = 820$  s y  $t = 860$  s ( $t_a = 40$  s), cuyo pico máximo es  $P_{max} = 4000W$ .

### 3.5.1. Configuración CSA

El banco de baterías se conforma con una tensión nominal de 42 V para respetar las características del vehículo existente y una capacidad energética de 200 Ah para brindarle al VE una autonomía equivalente a 30 ciclos NEDC escalado como se muestra en la Figura 3.25 (aproximadamente 150 kilómetros de autonomía). Para esto se consideran las características de la celda comercial de Litio-ion NCR18650B [106]:  $V_{b,cel} = 3.6$  V,  $q_{b,cel} = 3.2$  Ah y  $R_{b,cel} = 0.05$   $\Omega$ . De esta forma se precisan 12

celdas en serie y 62 ramas en paralelo (un total de 744 celdas individuales) con una resistencia serie total de  $R_b = 0.01\Omega$ . A su vez, de la hoja de datos se pueden obtener los parámetros individuales de cada celda para implementar el modelo según (2.10):  $A = 3.9\text{ V}$ ,  $B = 0.1572\text{ Ah}$  y  $K = 0.076\text{ Ah}^{-1}$ .

Con respecto al UC se considera el dimensionamiento de un banco de 187 F a partir de la expresión (2.32), con una tensión nominal de 42 V y una tensión de trabajo de  $42/\sqrt{2} = 30\text{ V}$ , utilizando 16 celdas comerciales BCAP3000 [107]:  $V_{uc,cel} = 2.7\text{ V}$ ,  $C_{uc,cel} = 3000\text{ F}$  y  $R_{uc,cel} = 0.29\text{ m}\Omega$ ; lo que resulta en una  $R_{uc} = 4.64\text{ m}\Omega$ .

En la Figura 3.26 se muestra la corriente requerida por el inversor, dada por la expresión  $i_{req} = P_{req}/v_{cc,bus}$ , la corriente de batería  $i_b$ , la corriente de UC,  $i_{uc}$ , la tensión de batería,  $v_b$ , y la tensión de UC,  $v_{uc}$ , en las gráficas a) - e) respectivamente. Se observa que el UC entrega una corriente con dinámicas rápidas, solicitadas principalmente durante aceleraciones y frenados del vehículo, ya que sigue la referencia dada por la expresión (3.45) y satisface el requerimiento de potencia dinámica. A su vez, esto provoca que la batería entregue la diferencia entre la corriente solicitada por el inversor,  $i_{req}$ , y la corriente a la salida del convertidor CC/CC, lo que resulta en una corriente con transiciones lentas que satisface la potencia media de la carga. Debe notarse que la corriente que entrega el UC debe circular por el convertidor CC/CC, por lo que éste debe ser dimensionado considerando la corriente máxima. En este caso en particular la corriente alcanza un máximo de  $i_{uc,max} = -180\text{ A}$ . Como se observa en la figura, a partir de las formas de las corrientes de los AE, se cumple con los objetivos del SHAE ya que se preserva la vida útil de las baterías y se evita sobredimensionar el banco, al solicitarles corrientes con dinámicas lentas y de amplitud menor que la requerida por la carga.

A su vez, se observa en la Figura 3.26 d) que la tensión de batería disminuye paulatinamente a medida que el vehículo avanza en el trayecto debido a la disminución de su estado de carga, pero la misma no presenta grandes variaciones o caídas de tensión. Esto se debe a que el UC entrega los picos de potencia durante la aceleración y absorbe aquellos en el frenado, lo que otorga cierta estabilidad al bus de CC ante los requerimientos de carga. También en la Figura 3.26 e) se observa que el UC presenta una gran variación de tensión, pero debido a que está desacoplado del bus de CC

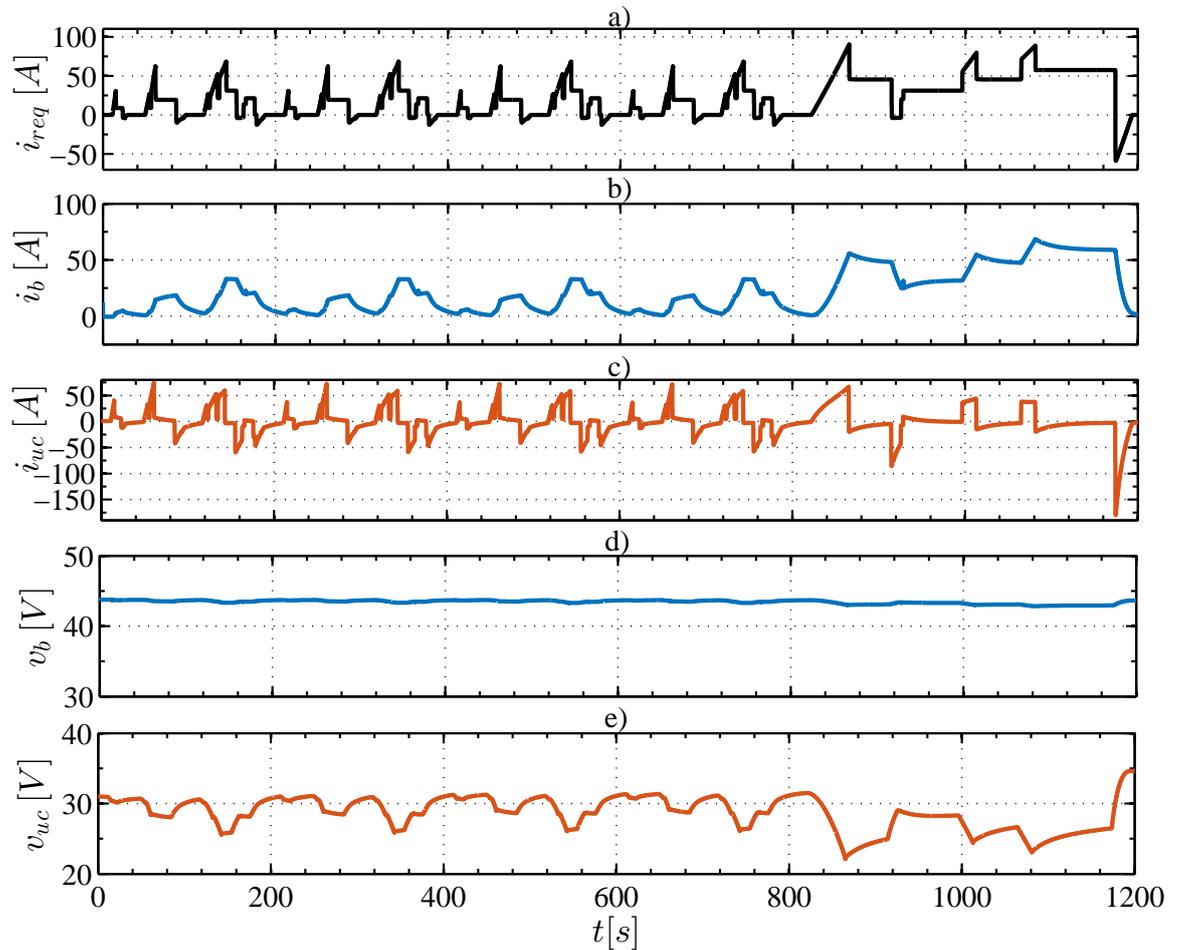


Figura 3.26: Resultados para SHAE en configuración CSA: a) Corriente requerida por el sistema de tracción,  $i_{req}$ , b) Corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de batería,  $v_b$  y e) tensión de UC,  $v_{uc}$ .

mediante el convertidor no presenta inconvenientes para el sistema de tracción. Sin embargo, si el UC no se dimensiona de forma correcta, puede trabajar fuera de su rango nominal de tensión, exigiendo picos excesivos de corriente (para el caso de una tensión mínima) o puede ser cargado por encima de su tensión máxima provocando la actuación de protecciones del sistema de tracción y almacenamiento.

### 3.5.2. Configuración BSA

En esta configuración, para mantener la tensión del bus de CC en 42 V se dimensiona el UC preservando el mismo nivel energético que en el caso anterior. Para esto se utilizan 23 celdas de UC de 2.7 V nominales, 2000 F y  $R_{uc,cel} = 0.35 m\Omega$  en serie, lo que resulta en un módulo de  $V_{uc} = 62 V$  nominales y una tensión de trabajo de  $62 V/\sqrt{2} = 43 V$ ,  $C_{uc} = 87 F$  y una  $R_{uc} = 7.5 m\Omega$ . Con respecto al banco de baterías, para lograr una tensión de 30 V se precisan 9 celdas en serie, y 82 ramas en paralelo para mantener el mismo nivel energético que en el caso CSA. Finalmente el banco de baterías se conforma por un total de 738 celdas unitarias del mismo tipo que las usadas para el caso CSA, resultando en un banco de 30 V nominal, 262 Ah y una  $R_b = 7.7 m\Omega$ . En la Figura 3.27 se muestran resultados de simulación para esta configuración de la corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , la corriente de batería,  $i_b$ , la corriente de UC,  $i_{uc}$ , la tensión de batería,  $v_b$ , y la tensión de UC,  $v_{uc}$  en las gráficas 3.27 a) - e) respectivamente. Se observa que la corriente de batería presenta dinámicas lentas ya que satisface el requerimiento de potencia media. Además el UC entrega una corriente con variaciones rápidas, dada por la diferencia entre la corriente de la carga,  $i_{req}$ , y la corriente a la salida del convertidor CC/CC, satisfaciendo la potencia dinámica requerida por la carga. Sin embargo, la corriente de batería posee magnitudes más elevadas con respecto al caso de la configuración CSA debido a que su tensión de trabajo es mucho menor en esta configuración y el requerimiento de potencia media es el mismo para ambos casos. El convertidor CC/CC que controla el flujo de energía de la batería debe dimensionarse para soportar esta corriente, que estará dada por la expresión (2.31). Esta corriente generalmente es menor en amplitud con respecto a la del caso CSA, dada por (2.34), pero de mayor valor RMS.

Por otro lado, a lo largo del recorrido se observa una amplia variación de tensión en bornes del módulo del UC, que está conectado directamente en el bus de CC donde se conecta el inversor. Esto puede generar inestabilidades en el control del motor de tracción y en el bus de CC, debido al comportamiento de impedancia negativa que presenta el conjunto inversor y motor, provocando también la actuación de protecciones del sistema. Además, la corriente de carga dada por  $i_{req} = P_{req}/v_{uc}$  llega a niveles

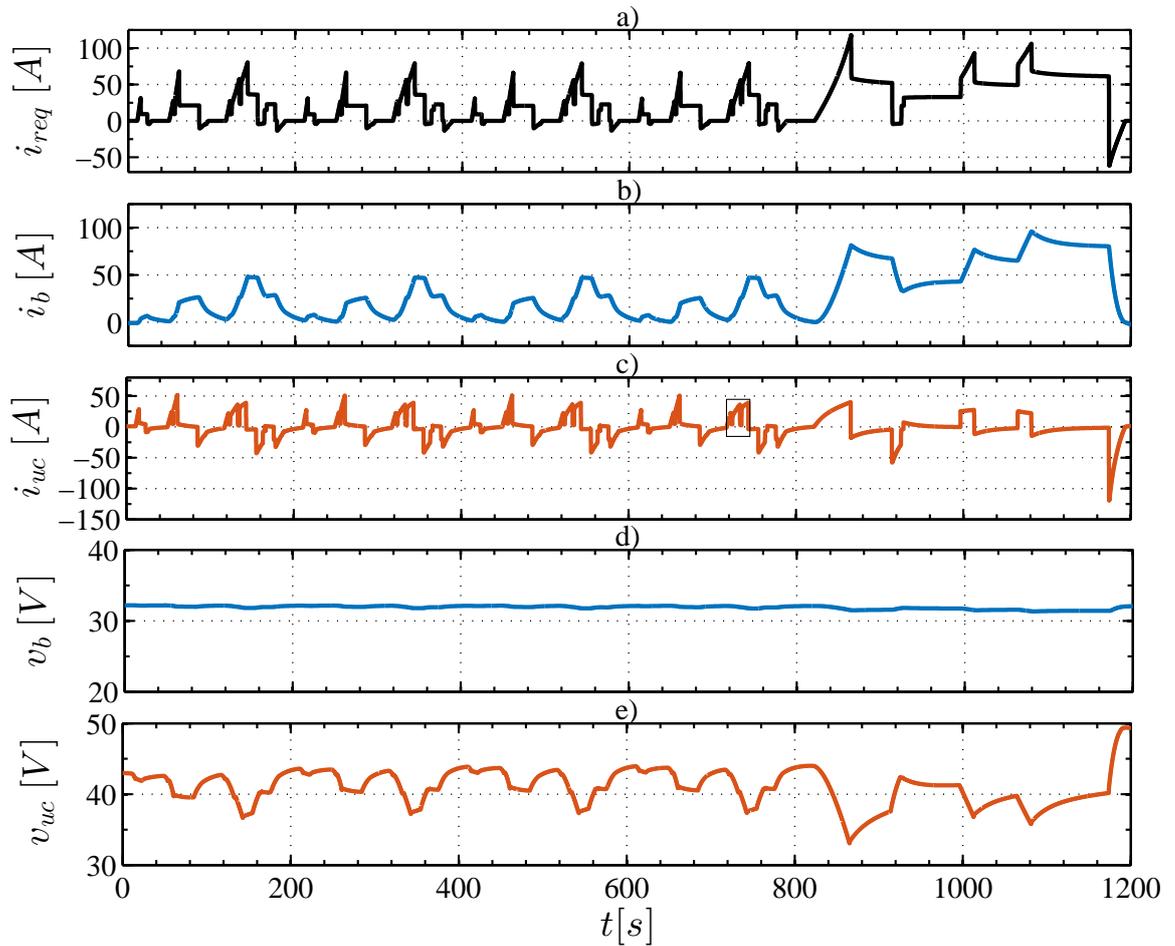


Figura 3.27: Resultados para SHAE en configuración BSA: a) Corriente requerida por el sistema de tracción,  $i_{req}$ , b) Corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de batería,  $v_b$  y e) tensión de UC,  $v_{uc}$ .

máximos superiores que en el caso CSA debido a que la variación de tensión del UC provoca que el nivel de tensión del bus de CC sea menor en esta configuración. Para evitar estos inconvenientes el banco de UC debe ser re-dimensionado en función de la variación de tensión máxima especificada sobre el bus de CC, lo que resulta en un sobredimensionamiento respecto a la expresión (2.32).

### 3.5.3. Comparación de Pérdidas

A partir de los resultados anteriores, para realizar una comparación de pérdidas de las dos configuraciones de SHAE se calculó la energía de las mismas integrando la expresión (3.42):

$$\begin{aligned}
 E_{loss,SHAE} &= \int P_{loss,SHAE} dt \\
 &= \underbrace{\int P_{loss,UC} dt}_{E_{loss,UC}} + \underbrace{\int P_{loss,bat} dt}_{E_{loss,bat}} + \underbrace{\int P_{loss,conv} dt}_{E_{loss,conv}}
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

En la Figura 3.28 se muestra la evolución de la energía de pérdidas totales y de cada elemento por separado para ambas configuraciones de SHAE a lo largo del ciclo de manejo del vehículo. Se observa que la configuración BSA presenta una mayor cantidad de pérdidas totales al final del ciclo (aproximadamente dos veces mayor). Esto se debe a que la mayor porción de pérdidas de la configuración BSA están dadas por el convertidor de CC/CC que debe conducir la corriente necesaria para satisfacer la potencia media o de régimen de la carga y, si bien las magnitudes de esta corriente son menores con respecto al caso de la configuración CSA, el valor RMS de esta corriente es mayor, lo que influye en gran medida en las pérdidas totales acumuladas. Además, las pérdidas en el banco de baterías también son mayores para el caso BSA debido a que entrega una corriente mayor para cumplir con la potencia media requerida. Las pérdidas en el banco de UC son mayores en la configuración CSA con respecto a la de BSA, por el hecho de que la corriente entregada por el UC es mayor, sin embargo al ser un elemento que posee una baja resistencia serie, las pérdidas que aporta al sistema no son considerables respecto a las pérdidas producidas por el banco de baterías y el convertidor CC/CC.

### 3.5.4. Análisis considerando un camino con pendientes

Para simplificar el análisis, en la sección anterior se consideró que el camino no presenta pendientes o desniveles a lo largo del recorrido. Si se considera un trayecto con pendientes, la fuerza de tracción necesaria, según (2.1), que deben aplicar los

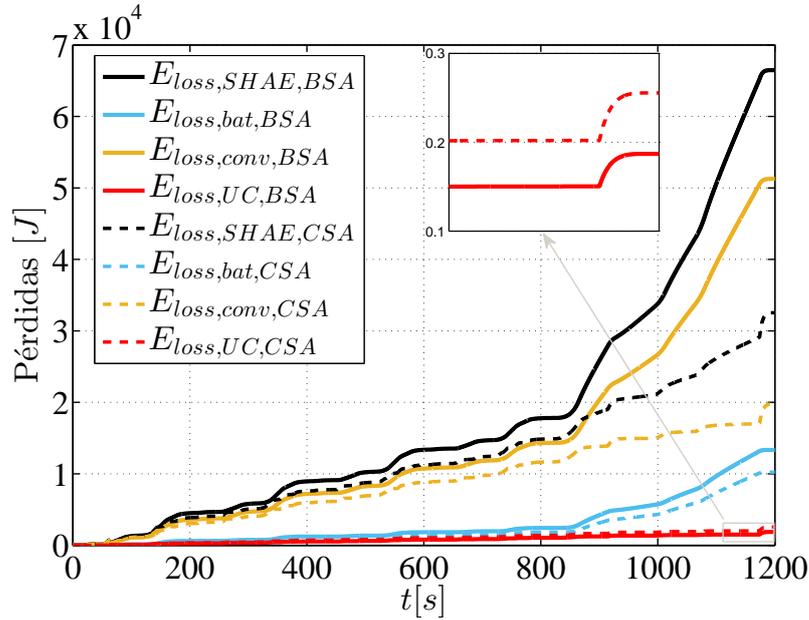


Figura 3.28: Pérdidas de las configuraciones de SHAE.

motores de tracción se verá alterada debido a la fuerza componente del peso del vehículo,  $f_{rg}$ , que en este caso no es nula. En la Figura 3.29 a) se muestra el ciclo de manejo NEDC escalado a lo largo de 600 segundos de recorrido conjuntamente con la pendiente del camino  $\alpha(t)$ . Para el análisis, se divide el recorrido en tres partes iguales con diferentes pendientes: se considera una pendiente nula ( $\alpha = 0$  rad) desde  $t = 0$  s hasta  $t = 200$  s, luego se mantiene en  $\alpha = 0.1$  rad ( $5^\circ$ ) hasta  $t = 400$  s y finalmente se cambia a una pendiente negativa  $\alpha = -0.1$  rad ( $-5^\circ$ ) para mostrar el efecto durante el descenso y con frenado regenerativo. En la Figura 3.29 b) se muestra el requerimiento de potencia del sistema de tracción al SHAE en ambas configuraciones considerando el camino con estas pendientes. Además, se consideró la potencia necesaria para mantener el vehículo detenido en un camino con pendiente teniendo en cuenta el torque electromagnético de un motor de inducción estándar de 4 HP. Se observa que el requerimiento de potencia será mayor cuando la pendiente es positiva ya que la fuerza de tracción debe ser mayor para mover el vehículo debido a la aparición de la componente  $f_{rg}$ . Esto impacta directamente en los niveles de tensión y corriente en el SHAE y debe tenerse en cuenta para dimensionar correctamente

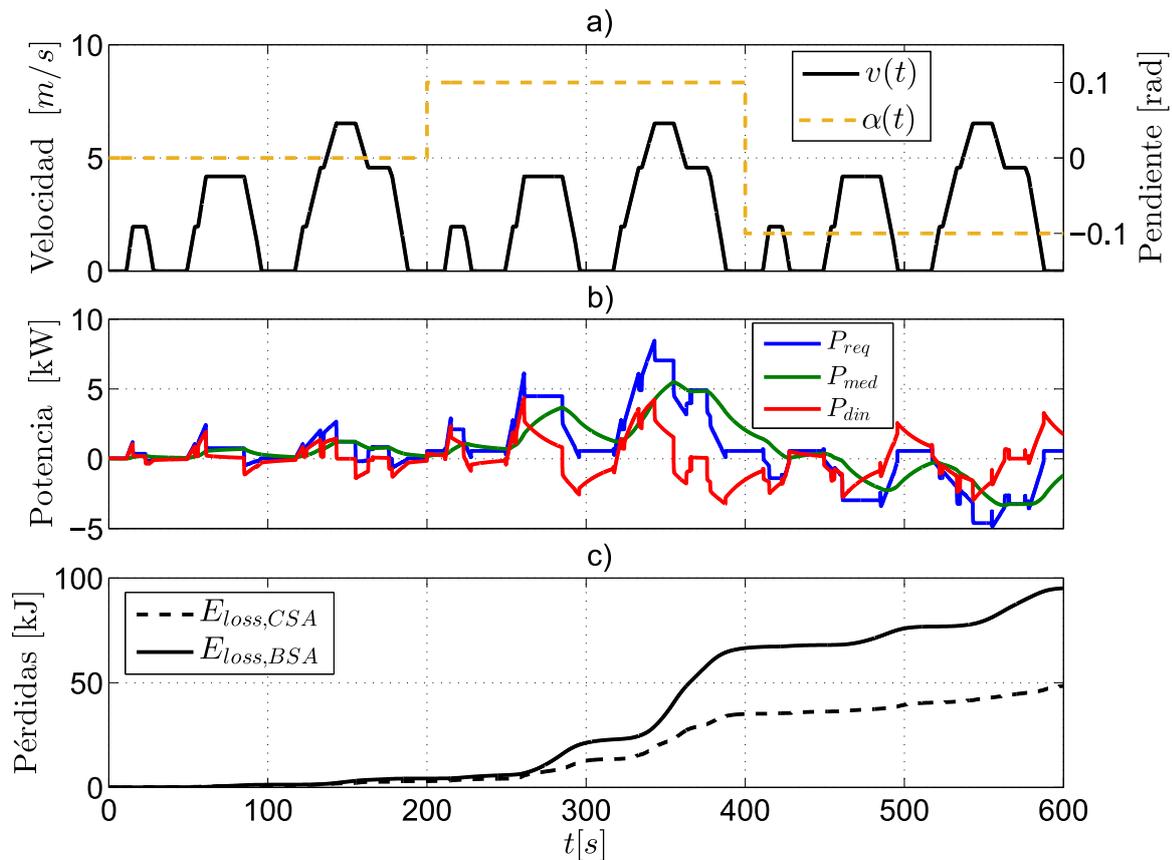


Figura 3.29: a) Ciclo de manejo NEDC escalado ( $v(t)$ ) y pendiente del camino ( $\alpha(t)$ ), b) requerimientos de potencia del VE y c) pérdidas de ambas configuraciones de SHAE.

los elementos almacenadores, considerando siempre el peor caso de pendiente. En la Figura 3.29 c) finalmente se muestra la evolución de la energía de pérdidas totales para cada configuración. Se observa que la configuración BSA continúa presentando una mayor cantidad de pérdidas con respecto a la configuración CSA, para todas las condiciones de pendiente impuestas en el camino.

### 3.6. Conclusiones

En este capítulo se presentaron las diferentes configuraciones de SHAE utilizadas para el manejo de energía en VE. Se optó trabajar en esta tesis con la configuración

semiactiva, ya que es una solución intermedia que permite el control de uno de los elementos almacenadores de forma directa, y el restante de forma indirecta, utilizando un sólo convertidor CC/CC. Se obtuvieron los modelos conmutados y promediados de las configuraciones capacitor semiactivo (CSA) y batería (BSA) semiactiva para utilizar y diseñar controladores en los capítulos posteriores. Se presentó la estrategia general de control para ambas configuraciones. Para lo cual se propuso un método para calcular la frecuencia del filtro pasabajos utilizado comunmente, cuando se dispone de información de la trayectoria del camino. Dado que esto no siempre sucede así y debido a que el filtro puede ser diseñado de forma incorrecta si la trayectoria del VE se modifica, se propuso la utilización de un filtro digital pasabajos con ancho de banda variable en función de la tensión del UC. Esto permitió una mejor utilización de la energía del UC, evitando que actúen frecuentemente las protecciones del mismo, lo que impacta positivamente en la corriente de batería, suavizándola y disminuyendo su magnitud.

Además se realizó un análisis comparativo mediante simulación de ambas configuraciones considerando los parámetros de un vehículo experimental pequeño que realiza un ciclo de manejo del tipo NEDC escalado en amplitud. En la Tabla 3.2 se resumen los resultados más importantes obtenidos en este trabajo. Las pérdidas totales a lo largo del ciclo de manejo fueron mayores para la configuración BSA (más del doble que para el caso CSA), debido principalmente a una mayor cantidad de pérdidas en el convertidor CC/CC y en el banco de baterías. El banco de UC presentó una mayor cantidad de pérdidas para el caso CSA pero no influye de manera significativa en las pérdidas totales debido a la alta eficiencia del UC.

Además se observó que la configuración CSA presentó una menor variación de tensión,  $\Delta V_{max}$ , en el bus de CC (2 V frente a 15 V para el caso BSA) lo que le confiere una mayor estabilidad frente a cargas que presentan comportamiento de impedancia negativa como es el conjunto inversor y motor del sistema de tracción. Como desventaja para la configuración CSA se debe mencionar que el convertidor CC/CC debe ser dimensionado para una corriente mayor que para el caso BSA (en este caso casi dos veces mayor). Se concluye que la configuración en CSA es más conveniente en aplicaciones vehiculares donde se presentan altos índices de aceleraciones y frenado

Tabla 3.2: Conclusiones

<b>Parámetro a evaluar</b>	<b>CSA</b>	<b>BSA</b>
Pérdidas en Batería, $E_{loss,bat}$	10 kJ	14 kJ
Pérdidas en UC, $E_{loss,uc}$	2.5 kJ	1.9 kJ
Pérdidas en Conv. CC/CC, $E_{loss,conv}$	20 kJ	51 kJ
Pérdidas Totales, $E_{loss,SHAE}$	32 kJ	67 kJ
$\Delta V_{max}$ BUS CC	2 V	15 V
$I_{max}$ Convertidor CC/CC	-180 A	100 A
Celdas de Batería	744	738
Celdas de UC	17	23

regenerativo debido a su menor nivel de pérdidas respecto a la configuración en BSA y menor variación de tensión del bus de CC.

# Capítulo 4

## Estrategia de control de SHAE basado en técnicas de control clásico.

### 4.1. Introducción

En este capítulo se presenta una estrategia de control de SHAE de bajo nivel (al nivel de los convertidores) utilizando técnicas de control clásico. Las mismas se diseñan para VE conformado por baterías y UC, en una configuración UC semiactiva utilizando un convertidor CC/CC bidireccional no aislado. Se considera que el controlador del SHAE es autónomo, es decir que no posee comunicación con los controladores de los accionamientos del vehículo. La estrategia de control general del manejo de energía se basa en la utilización de un filtro pasabajos con ancho de banda variable, tal como se propuso en el capítulo anterior, para generar la referencia de potencia dinámica que debe entregar el UC. El esquema planteado consiste en una estructura de lazos anidados, donde el control de corriente del UC se ubica en el lazo interno del control y se diseña con una dinámica rápida para cumplir con el requerimiento de potencia dinámica de la carga. Luego a través de un lazo de control externo se regula la tensión del UC a un valor de referencia deseado con una dinámica lenta. Se presenta también en este capítulo el diseño de los controladores y en particular

se describen las limitaciones dinámicas del control de corriente debido a la topología del convertidor CC/CC. Estas limitaciones impactan en la corriente de batería cuando el requerimiento de la carga varía abruptamente. Por lo tanto, en este capítulo se propone además el dimensionamiento del capacitor de filtro del bus de CC para evitar que la corriente de batería entregue parte de la corriente dinámica bajo estas condiciones de carga.

En trabajos anteriores de esta temática se han realizado diferentes propuestas utilizando técnicas de control clásico. En [103] se propone una estrategia de control de SHAE a partir de la utilización de técnicas de control clásico basada en lazos jerárquicos o por niveles. Es decir, se diseña un control de corriente de bajo nivel con alta respuesta dinámica y un control de tensión de UC con una respuesta varios órdenes más lenta. Sin embargo, la carga del SHAE se modela como una fuente de corriente constante (lo que no representa al comportamiento normal del sistema de tracción) y no se tienen en cuenta los diferentes puntos de operación del sistema que modifican considerablemente las características dinámicas del sistema linealizado. Además en el citado trabajo se utiliza una configuración de SHAE en configuración paralela activa, lo que le otorga una mayor flexibilidad al control.

En [108] se presenta una estrategia de control basada en técnicas de control lineal para un SHAE usando una topología novedosa no aislada. Debido a la topología, se presentan y se diferencian las funciones de transferencias y los controladores para los casos de carga y de descarga del UC. Para el diseño de los controladores, se utiliza el enfoque de respuesta en frecuencia del sistema, pero en este caso tampoco se tiene en cuenta la dependencia de la planta linealizada con respecto al punto de operación. En [15] se propone una estrategia utilizando técnicas de control lineal donde la referencia de potencia dinámica es atenuada por un término que varía entre 0 y 1 y depende del SOC del UC. Si bien esta estrategia apunta a no utilizar el UC cuando se encuentra descargado, la estrategia está enfocada sólo en modificar la amplitud de corriente entregada por el UC y no se tiene en cuenta su dinámica, provocando que la corriente de batería presente variaciones rápidas.

En general se proponen estrategias de control clásico por su simplicidad en el diseño y porque se pueden utilizar herramientas conocidas. En esta primera etapa se

analizó el desempeño de la propuesta mediante un esquema de simulación realizado en Simulink (Matlab®) y aplicando técnicas de control clásico para el diseño de los controladores del convertidor con el objetivo de identificar las limitaciones que presentan. Además las estrategias anteriores, en su mayoría, no contemplan el estado de carga del UC a la hora de generar la referencia de potencia dinámica ni modelan el requerimiento de potencia como una CPC.

El capítulo se organiza de la siguiente manera: en la sección 4.2 se describe la estrategia de control propuesta basada en técnicas de control clásico para un SHAE en configuración capacitor semiactivo implementando la estrategia general basada en un filtro con ancho de banda variable propuesta en el capítulo anterior. En la sección 4.3 se muestran resultados de simulación considerando un ciclo de conducción estándar para el VE. En la sección 4.4 se presentan resultados experimentales implementando esta estrategia en un banco de banco de baja potencia y finalmente en la sección 4.5 se presentan las conclusiones del capítulo.

## 4.2. Diseño del control de bajo nivel de SHAE en configuración CSA

En la Figura 4.1 se muestra el esquema de SHAE en configuración capacitor semiactiva (CSA) en conjunto con la estrategia de control propuesta. En este esquema de control se definen dos jerarquías: una de bajo nivel (rápida) representada por el control de corriente del UC y una de nivel superior (lenta) que controla la tensión e indirectamente el estado de carga del UC.

La referencia del control de corriente está compuesta por la suma de dos términos: una referencia de dinámicas lentas,  $i_{v,uc}^*$ , generada por el control de tensión para regular la carga del UC y otra referencia de corriente dinámica,  $i_{uc,din}^*$ , que satisface el requerimiento de potencia dinámica de la carga, es decir:

$$i_{uc,din}^* = \frac{P_{din}^*}{v_{uc}} \quad (4.1)$$

Esta última componente, se obtiene a partir del bloque llamado *Generador de*

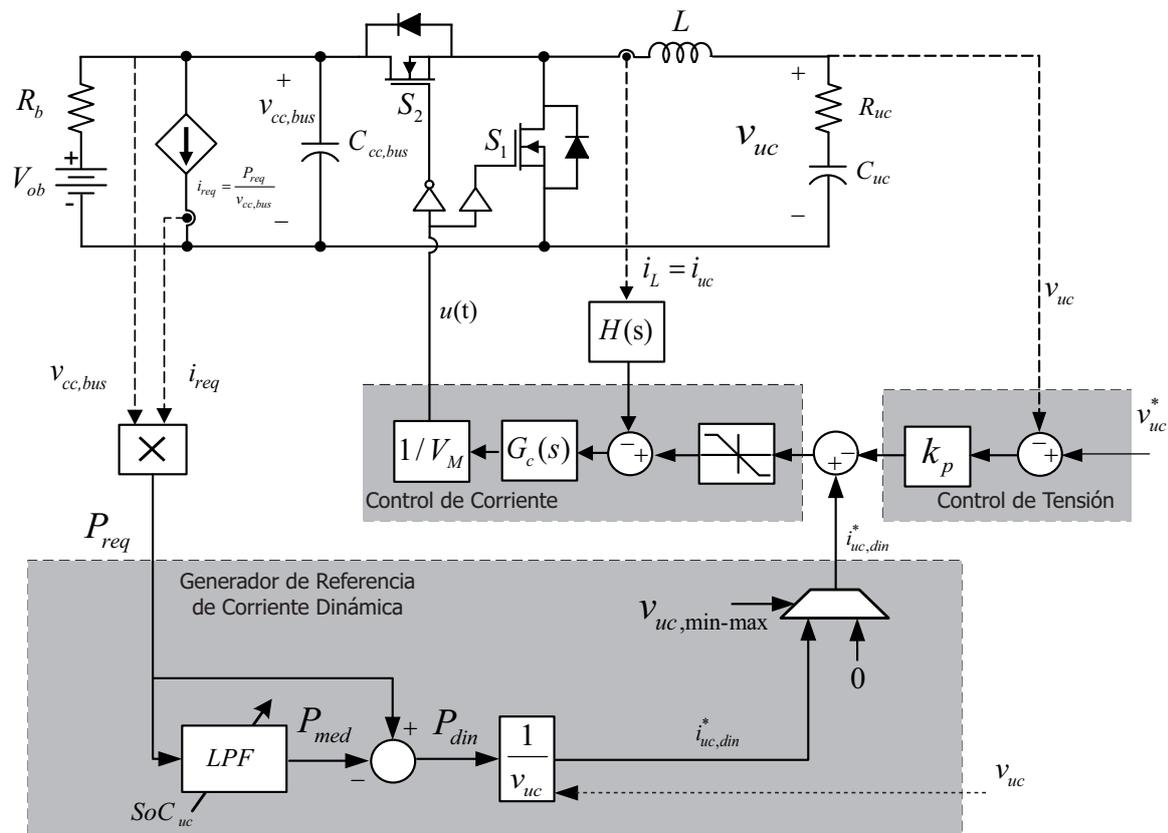


Figura 4.1: Esquema de control de SHAE en configuración CSA.

*Corriente Dinámica* (GCD) que mide constantemente la corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , y la tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$ , para calcular la potencia requerida,  $P_{req}$  y obtener la referencia de potencia dinámica según (4.1). En caso de que el UC alcance alguno de sus límites máximo o mínimo de la tensión de trabajo, la referencia de corriente dinámica es llevada a cero, cumpliendo con la siguiente regla de saturación:

$$i_{uc,din}^* = \begin{cases} i_{uc,din}^* & \text{si } V_{uc,min} < v_{uc} < V_{uc,max} \\ 0 & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (4.2)$$

El límite superior  $V_{uc,max}$  evita que se alcance la tensión del bus o que se supere la tensión nominal del UC y el límite inferior  $V_{uc,min}$  se impone para evitar trabajar por debajo del 50% de la tensión nominal del UC dado que en esa condición disminuiría

considerablemente su eficiencia [109].

A su vez, la referencia de corriente total,  $i_{req}^*$ , también es limitada mediante la siguiente regla de saturación:

$$i_{req}^* = \begin{cases} 0 & \text{si } |i_{din,uc}^* - i_{v,uc}^*| > \pm I_{\text{máx}} \\ i_{din,uc}^* - i_{v,uc}^* & \text{caso contrario} \end{cases} \quad (4.3)$$

Con esto se busca limitar la corriente entregada por el convertidor CC/CC para protegerlo cuando el signo del requerimiento coincide con el signo de la corriente de carga del UC.

La referencia de tensión del UC,  $v_{uc}^*$ , que determina indirectamente el SOC del dispositivo, podría ser establecida por un control global del VE. Aquí se escoge la tensión de régimen del UC como  $V_{uc} = \sqrt{1/2}V_b$  [109] como se comentó en el Capítulo 3. Debido a que el rango normal de tensión en el que opera un UC va desde el 50 % al 100 % (por recomendaciones de fabricantes), utilizando el 75 % de la energía total que puede almacenar. De esta manera, el UC posee la misma capacidad de entregar energía durante las aceleraciones y absorberla durante frenado regenerativo. Es deseable también operar en un rango con poca diferencia de tensión respecto al bus de CC, ya que esto ayuda a minimizar las pérdidas del convertidor y por lo tanto a aumentar la eficiencia del SHAE.

La estrategia general de control del manejo de energía implementada consiste en separar la potencia instantánea (o la corriente) requerida por la carga ( $P_{req}$ ) en dos términos mediante la utilización de un filtro pasabajos:

$$P_{req} = P_{din} + P_{med} \quad (4.4)$$

Es decir,  $P_{med} = \text{FPB}\{P_{req}\}$ , donde  $\text{FPB}\{*\}$  es un operador que representa al filtro pasabajos de primer orden. Luego  $P_{din} = P_{req} - \text{FPB}\{P_{req}\}$  se utiliza como referencia del control del UC. A su vez el ancho de banda del filtro se modifica en función del SOC del UC mediante la estrategia propuesta en la Sección 3.4.2.

Tabla 4.1: Parámetros de SHAE en configuración CSA

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{cc,bus}$	42	V
$V_{uc}$	30	V
$C_{cc,bus}$	27	mF
$C_{uc}$	175	F
$R_b$	0.05	$\Omega$
$R_{uc}$	3.3	m $\Omega$
$L$	56	$\mu$ Hy
$f_s$	50	kHz

### 4.2.1. Control de Corriente del UC

Para diseñar el controlador de corriente se trabajó con el sistema linealizado del modelo promediado del convertidor dado por (3.13). El objetivo es controlar la corriente del inductor que es la misma que circula por el UC. La función de transferencia que relaciona la corriente del inductor,  $\tilde{i}_L$ , con el ciclo de trabajo,  $\tilde{d}$ , fue obtenida en (3.24) y está dada por:

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{s^2 b_2 + s b_1}{s^3 a_3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0} \quad (4.5)$$

donde,

$$\begin{aligned} a_3 &= LR_b C_{cc,bus} C_{uc} V_{cc,bus}, \\ a_2 &= C_{cc,bus} C_{uc} R_b R_{uc} V_{cc,bus} - C_{uc} I_L L R_b (1 - D) + 2C_{uc} L V_{cc,bus} - C_{uc} L V_{ob} \\ a_1 &= C_{C_{uc}} I_L R_b R_{uc} (1 - D) + C_{uc} D^2 R_b V_{cc,bus} + 2C_{uc} R_b V_{cc,bus} (1 - D) \\ &\quad - C_{uc} R_{uc} V_{ob} + R_b V_{cc,bus} (C_{uc} + C_{cc,bus}), \\ a_0 &= 2V_{cc,bus} - V_{ob} - I_L R_b (1 - D), \\ b_2 &= V_{cc,bus}^2 C_{uc} C_{cc,bus} R_b - V_{cc,bus}^2 C_{uc}^2 R_b I_L (1 - D), \\ b_1 &= 2V_{cc,bus}^2 C_{uc} - V_{ob} V_{cc,bus} C_{uc} + V_{cc,bus} C_{uc} R_b I_L (1 - D), \end{aligned}$$

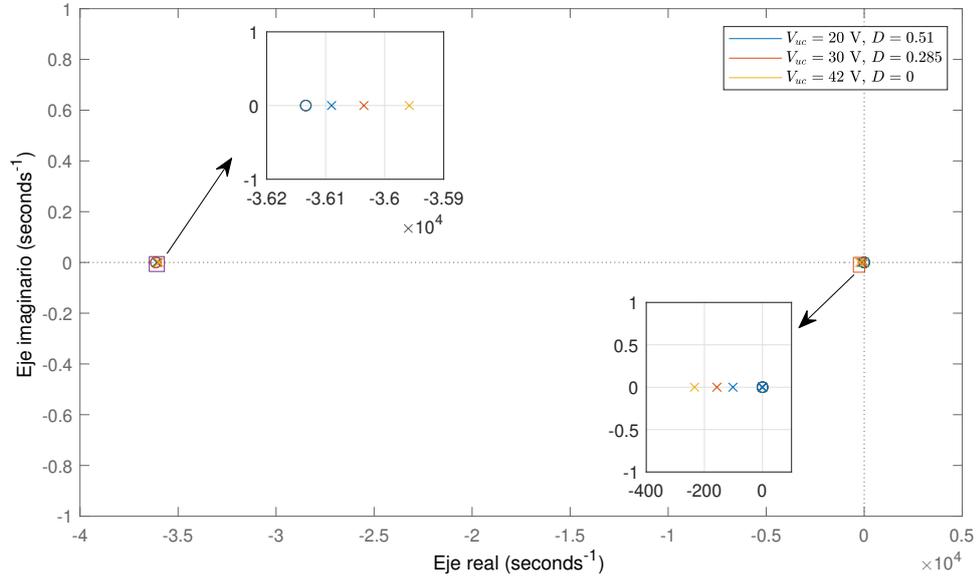


Figura 4.2: Polos y ceros de la función de transferencia  $G_{id}$  (ecuación (4.5)).

Puede observarse que los parámetros de la función de transferencia de la planta dada en (4.5) dependen del punto de operación del sistema linealizado. En la Figura 4.2 se muestra la ubicación de los polos y ceros del sistema en el plano complejo, para tres puntos de operación diferentes dados por distintas tensiones de UC, contemplando los parámetros de la Tabla 4.1 y considerando que no se circula corriente por el convertidor, es decir  $I_L = 0$ . Como es de esperarse, la ubicación y los polos y ceros del sistema varían para cada caso y esto debe tenerse en cuenta para el diseño del controlador. En estas condiciones, es útil el enfoque de diseño analizando la respuesta en frecuencia del sistema ya que permite realizar un análisis cualitativo del mismo a lazo cerrado para los distintos puntos de operación [110].

El bloque del control de corriente propuesto está compuesto principalmente por un compensador de atraso de fase:

$$G_{ci}(s) = G_{ci,\infty} \left( 1 + \frac{2\pi f_L}{s} \right) \quad (4.6)$$

donde  $G_{ci,\infty}$  es la ganancia en continua y  $f_L$  es la frecuencia donde se ubica el cero

invertido del compensador. Este tipo de compensador es útil para incrementar la ganancia a baja frecuencia, es decir para obtener una buena regulación en continua y de las frecuencias por debajo de la frecuencia de corte del sistema. Además permite disminuir la ganancia a altas frecuencias otorgándole al sistema una mayor robustez.

Para el diseño del compensador se tiene en cuenta una dinámica de primer orden del sensor de medición de corriente. La función de transferencia está dada por:

$$H(s) = \frac{2\pi 10000}{(s + 2\pi 10000)} \quad (4.7)$$

considerando que posee una frecuencia de corte de  $10kHz$ . Además se contempla la ganancia del bloque generador de la señal PWM, en este caso  $V_M = 3.3$ .

La ganancia del lazo del sistema a lazo cerrado,  $T(s)$ , se define como:

$$T(s) = G_{ci}(s) \frac{1}{V_M} G_{id}(s) H(s) \quad (4.8)$$

Siendo la función de transferencia del sistema a lazo cerrado:

$$G_{lc}(s) = \frac{1}{H(s)} \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (4.9)$$

La magnitud de la ganancia del lazo,  $\|T(s)\|$ , es una medida importante del sistema, ya que mientras más elevada sea se obtendrá un mejor rechazo a las perturbaciones y una mejor regulación del sistema. La ganancia de lazo no compensada,  $T_u(s)$ , se obtiene haciendo  $G_{ci} = 1$ , reemplazando (4.7) y (4.5) en (4.8):

$$T_u(s) = G_{id}(s) \frac{1}{V_M} H(s) \quad (4.10)$$

En la Figura 4.3 se muestra la respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto considerando que la tensión del UC varía entre 20 V y 42 V. Se observa que la frecuencia de cruce por cero del sistema se encuentra a los 20 kHz para todos los casos. Además la ganancia a baja frecuencia se ve atenuada por el cero del sistema en el origen.

Por lo tanto el objetivo del diseño del controlador de corriente debe ser incrementar

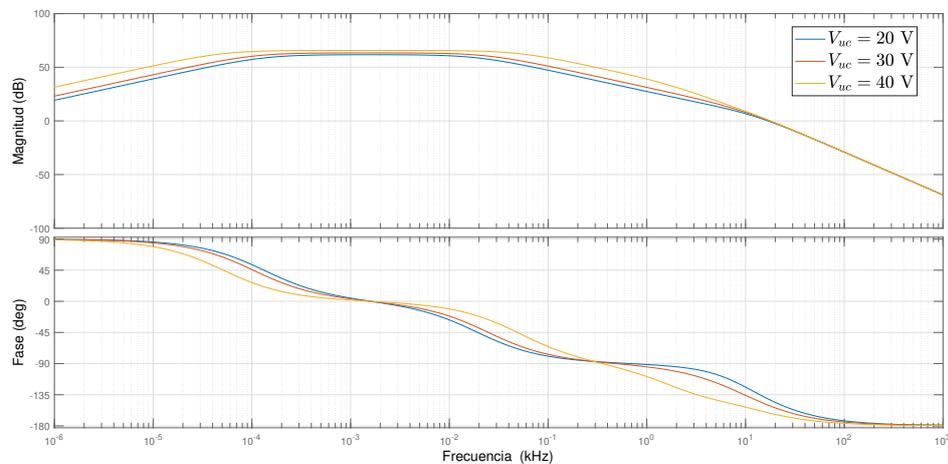


Figura 4.3: Respuesta en frecuencia del sistema a lazo abierto con control de corriente.

la ganancia de baja frecuencia, lo que disminuye el error en estado estable, y mantener un margen de fase aceptable lo que asegura la estabilidad del sistema a lazo cerrado. Además es recomendable que la frecuencia de cruce del sistema a lazo cerrado esté por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor [110] sin disminuir demasiado el ancho de banda para poder obtener una respuesta dinámica rápida. Para el diseño del controlador dado por (4.6) se parte tomando el caso de  $V_{uc} = 40\text{ V}$  ya que es la tensión de régimen que representa el peor caso con respecto al margen de fase. Se desea llevar la frecuencia de cruce o de ganancia unitaria del sistema a aproximadamente una década por debajo de la frecuencia de conmutación. Se observa en la Figura 4.3 que a  $f = 5\text{ kHz}$  el sistema no compensado tiene una ganancia de aproximadamente 25 dB, por lo tanto para obtener una ganancia unitaria (0 dB) a esta frecuencia, la ganancia del controlador debe ser de  $G_{ci,\infty} = -25\text{ dB}$ . A su vez, el compensador PI debería proveer al sistema en lazo cerrado un margen de fase adecuado. En la Figura 4.3 se observa que el caso crítico se da para  $V_{uc} = 40\text{ V}$  con un margen de fase de  $35^\circ$  a  $f = 5\text{ kHz}$ . Si se mantiene este margen de fase a lazo cerrado, se obtendrá un sobrepaso de aproximadamente un 30% como respuesta al escalón del sistema a lazo cerrado [110] (aproximando el sistema a uno de segundo orden debido a la dinámica rápida del tercer polo). La ganancia del compensador debe seleccionarse según estas

consideraciones y la frecuencia del polo debe ser lo suficientemente baja para que no afecte el margen de fase. Por lo tanto, con estas consideraciones de diseño la ganancia del compensador  $K_{ci}$  y la frecuencia del polo se seleccionan como:

$$K_{ci} = e \frac{G_{ci,\infty}}{20} = 0.2 \quad (4.11)$$

$$f_L = 100 \quad (4.12)$$

Para demostrar la estabilidad global de la planta es necesario analizar la dinámica del error del sistema no lineal completo, esto será abordado más adelante con herramientas de control no lineal. Por lo cual, en este caso para evaluar cualitativamente el desempeño del sistema a lazo cerrado se optó por realizar pruebas de simulación en diferentes puntos de operación del convertidor. En la Figura 4.4 se muestra la respuesta en frecuencia de la planta en lazo cerrado para los puntos de operación dados por  $D = 0.2$  y  $D = 0.7$ , para los casos  $v_{uc} = V_{ucMax}$  y  $v_{uc} = V_{ucMin}$ . Se observa que el control diseñado mantiene la respuesta en las cercanías de la frecuencia de corte, una década por debajo de la frecuencia de conmutación, y con un margen de fase aceptable para los diferentes casos. En la Figura 4.5 se muestra la respuesta al escalón para los diferentes casos. Se observa que para  $V_{uc} = 40V$  la respuesta posee un sobrepaso de aproximadamente el 30%.

En la Figura 4.6 se muestra la evolución de la corriente ante una referencia del tipo escalón de 10 A para los casos extremos en que  $v_{uc} = 20 A$  y  $v_{uc} = 42 A$  y manteniendo el mismo controlador. Se observa que en el último caso el sistema presenta un sobrepaso mayor en relación al primero. Las respuestas difieren entre sí ya que las características dinámicas de la planta varían en función del punto de operación debido a su naturaleza no lineal. Además, el controlador se diseñó considerando que no circulaba corriente por el convertidor y que se encontraba en equilibrio. Es por esta razón, que el sobrepaso es levemente diferente al de diseño.

A su vez en la Figura 4.7 se muestra la evolución de la corriente de inductor con las mismas condiciones que el caso anterior pero esta vez cambiando la corriente

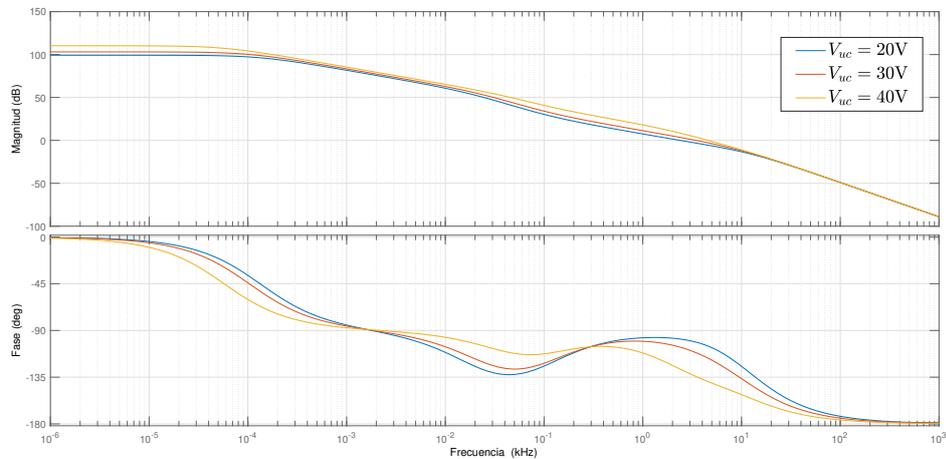


Figura 4.4: Respuesta en frecuencia del sistema a lazo cerrado con control de corriente.

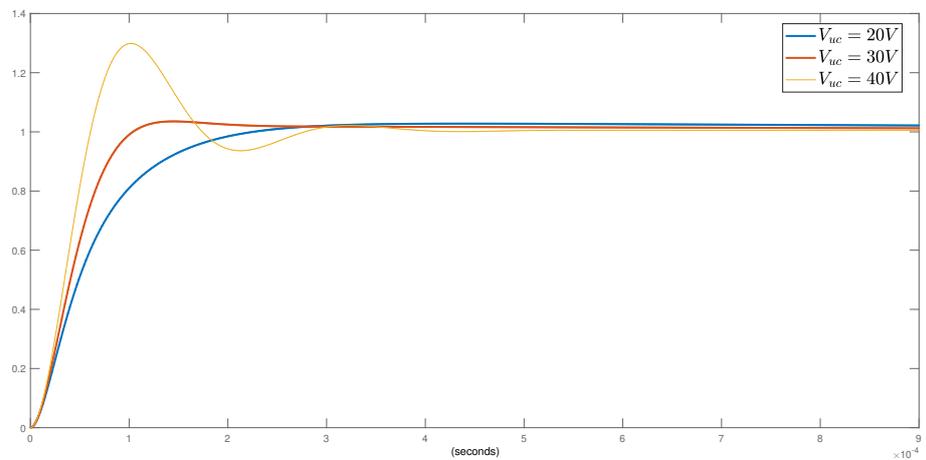


Figura 4.5: Respuesta al escalón del sistema a lazo cerrado con control de corriente.

de referencia a 50 A. Se observa que en este caso ambas respuestas presentan un sobrepaso similar a pesar de tener dos tensiones de UC diferentes. Esto se debe a que la corriente de inductor de régimen también afecta la función de transferencia dada en (4.5).

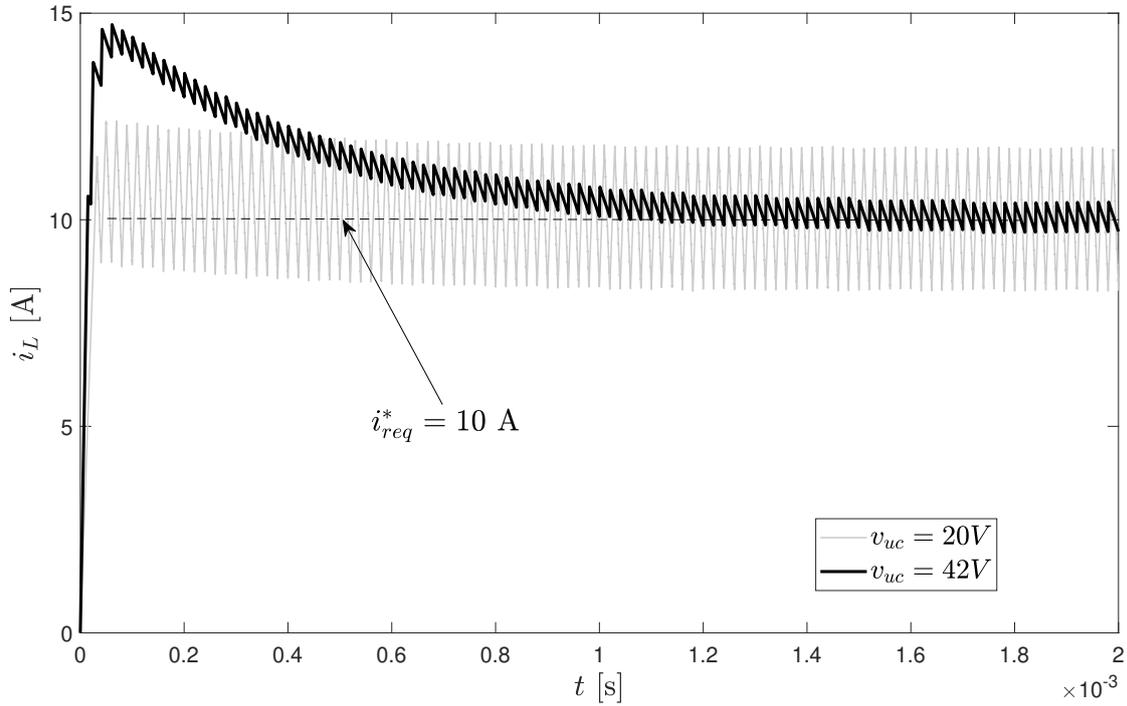


Figura 4.6: Respuesta del convertidor bajo el control de corriente ante una referencia de 10 A bajo las condiciones de  $V_{uc} = 20$  V y  $V_{uc} = 42$  V.

#### 4.2.2. Limitaciones prácticas del control de corriente del SHAE

En la Figura 4.8 se muestra ilustrativamente la evolución de la corriente del inductor (que se corresponde con la corriente del UC) ante un cambio en la referencia de corriente del tipo escalón. Los casos de máxima tasa de crecimiento y decrecimiento de la corriente se dará cuando la acción de control está saturada (el ciclo de trabajo de la señal PWM está en un 100%). En la Figura esto se representa en los intervalos  $t_1$  y  $t_2$  cuando las llaves del convertidor  $S_1$  y  $S_2$  se encuentran conduciendo respectivamente. Si se considera que durante estos intervalos de tiempo  $v_{uc}$  y  $v_{cc,bus}$  son lentamente variantes, es decir  $v_{uc} = V_{uc}$  y  $v_{cc,bus} = V_{cc,bus}$ , las pendientes de subida y bajada de la corriente,  $m_1$  y  $m_2$ , estarán dadas por:

$$m_1 = \frac{V_{uc}}{L} \quad (4.13)$$

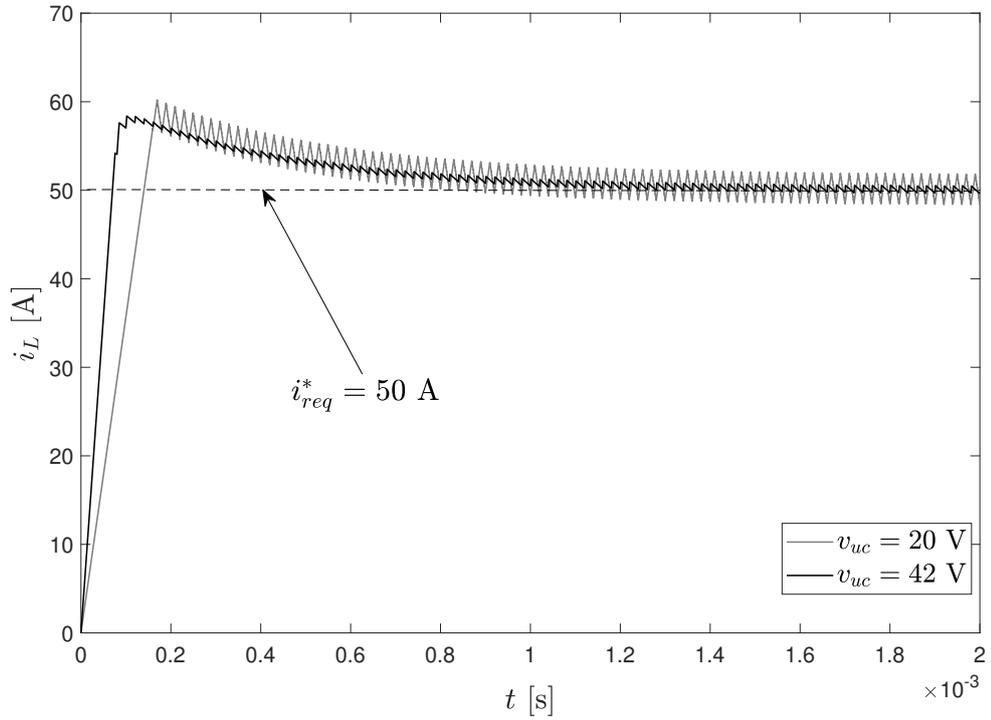


Figura 4.7: Respuesta del convertidor bajo control de corriente ante una referencia de 50 A bajo las condiciones de  $V_{uc} = 20$  V y  $V_{uc} = 42$  V.

$$m_2 = \frac{V_{uc} - V_{cc,bus}}{L} \quad (4.14)$$

Las expresiones (4.13) y (4.14) representan los límites de crecimiento o decrecimiento máximos que tendrá la evolución de la corriente, independientemente de la estrategia de modulación o accionamiento de las llaves. Sería posible incrementar la velocidad de respuesta de la corriente al disminuir la inductancia  $L$ , pero esto llevaría a un incremento en el rizado de corriente. Si se incrementa la frecuencia de conmutación en las llaves para compensar el rizado, aumentan las pérdidas por conmutación, y además, se reduce el tiempo disponible para la ejecución del control. Con respecto a las tensiones de los puertos, durante el intervalo  $t_1$  resulta conveniente que  $V_{uc}$  sea lo más alta posible, sin embargo esta condición no es deseable durante  $t_2$  donde la pendiente disminuye a una razón  $m_2$ . Esto se observa en la Figura 4.9, donde se grafican  $m_1$  y  $m_2$  (su valor absoluto al fin de comparar) en función de la tensión de UC,

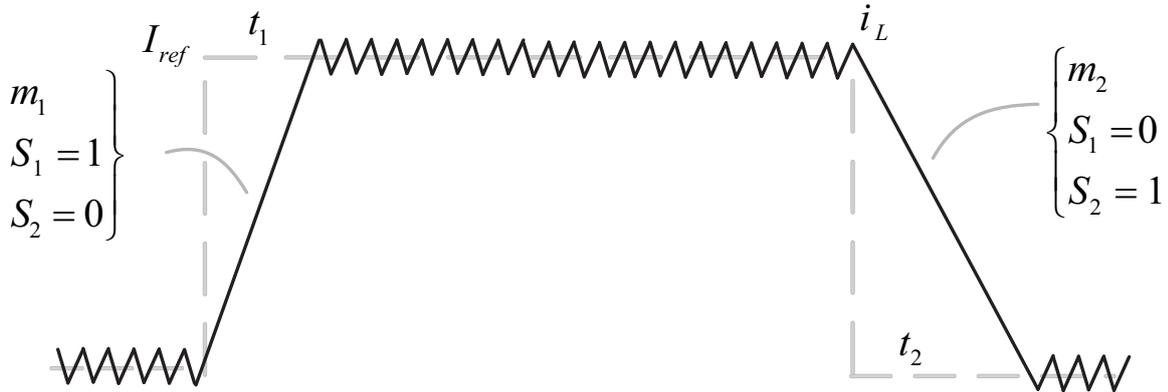


Figura 4.8: Máxima velocidad de cambio de la corriente del inductor.

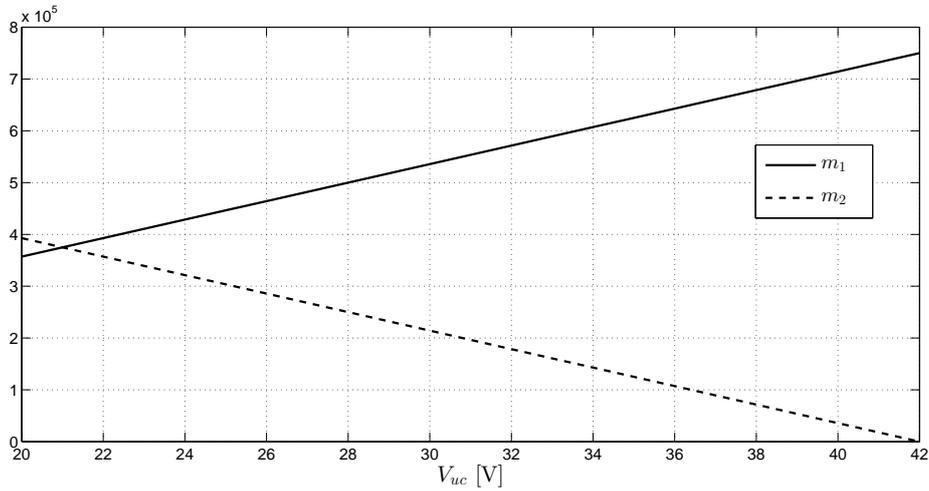


Figura 4.9: Pendiente de subida  $m_1$  y bajada  $m_2$  de la corriente de inductor  $i_L$ .

$V_{uc}$ . Dado que en condiciones normales de funcionamiento la tensión variará entre  $V_{cc,bus}/2 \leq V_{uc} \leq V_{cc,bus}$ , el peor caso de respuesta de la corriente estará dado por la pendiente  $m_2$ . En la Figura 4.10 se muestran resultados de simulación considerando los parámetros de la Tabla 4.1.

En primer lugar se aplica una referencia de corriente  $i_L^* = 20 A$  y luego una de  $i_L^* = -20 A$  para mostrar la respuesta en ambos sentidos de la corriente. En la Figura 4.10 a) se muestra la corriente de inductor  $i_L$  y la corriente promediada  $\langle i_L \rangle_{t_s}$  y en la Figura 4.10 b) se presenta la señal de conmutación  $u$  en conjunto con la señal de control promediada  $d$ . Durante los intervalos  $0 \leq t_1 \leq 40 \mu s$  y  $2 ms \leq t_2 \leq 2,2 ms$  la

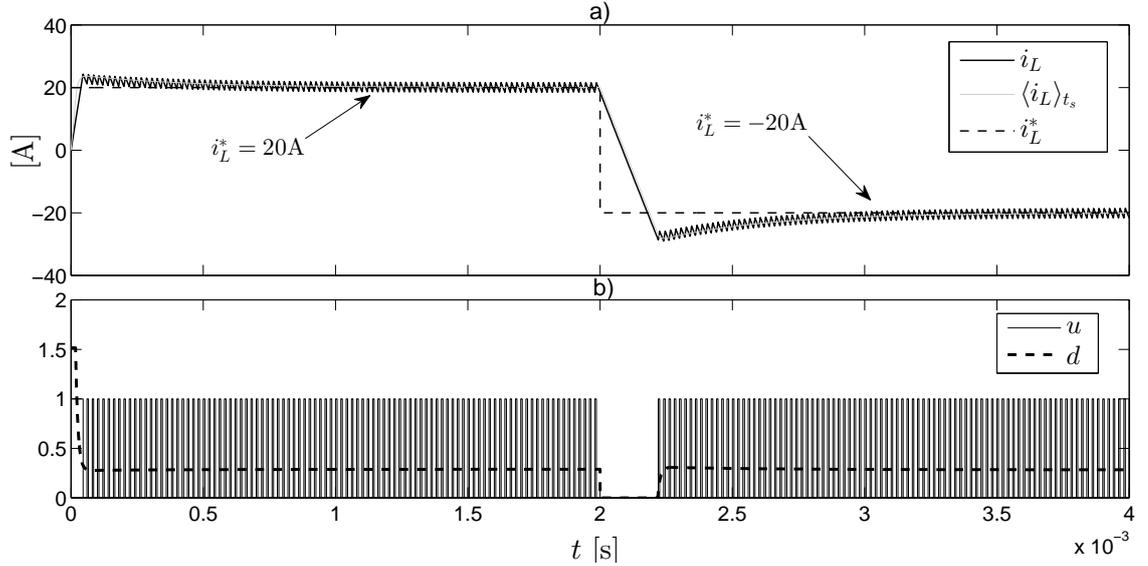


Figura 4.10: Resultados de simulación ante un cambio de referencia de corriente del tipo escalón.

acción de control se encuentra saturada, y la corriente crece y decrece a las tasas dadas por las expresiones (4.13) y (4.14). Además, se observa que la respuesta del sistema a lazo cerrado presenta un error en estado estable nulo y un sobrepaso aceptable acorde al diseño.

Por otro lado, en el instante en el que se genera el escalón de referencia de corriente, la corriente de batería se puede expresar:

$$i_b = \frac{(i_L^* - i_L) \cdot V_{uc}}{V_{cc,bus}} \quad (4.15)$$

De (4.15) y de la Figura (4.8) se deduce también que sin un elemento de filtro en el bus de CC, la batería deberá entregar una corriente pico igual a la demandada por la carga durante los instantes iniciales en el que cambia la referencia de corriente, situación no deseable para la salud y vida útil de las baterías.

### Dimensionamiento de $C_{cc,bus}$

El capacitor de filtro del bus de CC,  $C_{cc,bus}$ , puede dimensionarse para evitar que la batería entregue el pico de corriente de carga cuando la referencia de corriente

del inductor se asemeja a un escalón o cuando posee transiciones rápidas, como se comentó en la subsección 4.2.2. A continuación, se presenta un método práctico para su dimensionamiento realizando un análisis para el peor caso dado por el intervalo  $t_2$ . De la Figura 4.8, la corriente  $i_L$  se puede expresar como:

$$I_L = t_2 \cdot m_2 \quad (4.16)$$

La energía que debe entregar  $C_{cc,bus}$  se puede calcular de la Fig. 4.8 geoméricamente (considerando  $V_{uc} \approx cte.$ )

$$E_{C_f} = \frac{I_L \cdot V_{uc} \cdot t_2}{2} \quad (4.17)$$

Despejando  $t_2$  de (4.16) y reemplazando en (4.17):

$$E_{C_f} = \frac{I_L^2 \cdot V_{uc}}{2 \cdot m_2} \quad (4.18)$$

Reemplazando  $m_2$  en (4.18) se tiene

$$E_{C_{cc,bus}} = \frac{I_L^2 \cdot V_{uc} \cdot L}{2 \cdot (V_{cc,bus} - V_{uc})} \quad (4.19)$$

A su vez, en términos de su capacidad  $C_{cc,bus}$  la energía que debe entregar el capacitor de filtro es,

$$E_{C_{cc,bus}} = \frac{1}{2} C_{cc,bus} (V_{cc,bus}^2 - (V_{cc,bus} - \Delta V_{bus})^2) \quad (4.20)$$

donde  $\Delta V_{bus}$  es la caída de tensión aceptada en el bus de CC y se define en términos de la corriente de carga  $k \cdot I_{req}$ , con  $0 \leq k \leq 100\%$  y de  $R_b$

$$\Delta V = k \cdot I_{req} \cdot R_b \quad (4.21)$$

Igualando (4.19) y (4.20) y despejando:

$$C_{cc,bus} = \frac{I_L^2 \cdot V_{uc} \cdot L}{(V_{cc,bus} - V_{uc}) \cdot (2V_{cc,bus} \cdot \Delta V - \Delta V^2)} \quad (4.22)$$

La expresión anterior se puede expresar en términos de la potencia requerida  $P_{req}$  como:

$$C_{cc,bus} = \frac{P_{req}^2 \cdot L}{V_{uc} \cdot (V_{cc,bus} - V_{uc}) \cdot (2V_{cc,bus} \cdot \Delta V - \Delta V^2)} \quad (4.23)$$

En la Figura 4.11 se muestran resultados de simulación utilizando un valor pequeño de capacitor de filtro de bus de CC ( $C_{cc,bus} = 220\mu\text{F}$ ) cuando el SHAE está sometido a un requerimiento de potencia constante de  $P_{req} \pm 1000\text{W}$ . Se observa que durante los intervalos  $0.2\text{ms} \leq t_1 \leq 0.27\text{ms}$  y  $5\text{ms} \leq t_2 \leq 5.27\text{ms}$  la corriente del inductor crece y decrece respectivamente a las tasas máximas dadas por las tensiones de operación de los puertos y de la inductancia del convertidor (Figura 4.11 a)). Debido a que esta corriente no alcanza la referencia instantáneamente, la batería debe entregar un pico que satisfaga a la corriente de carga requerida (Figura 4.11 b)) hasta que  $i_L = i_L^*$ . Por otro lado, el capacitor de filtro del bus de CC,  $C_{cc,bus}$  entrega las componentes de alta frecuencia de la corriente a la salida del convertidor y además los picos iniciales de la corriente de carga al comienzo de cada intervalo (Figura 4.11 c)), sin embargo al poseer una capacidad pequeña la energía que entrega es insuficiente. Esto provoca además variaciones abruptas de tensión en el bus de CC en ambos casos (Figura 4.11 d)).

En la Figura 4.12 se muestran resultados de simulación utilizando un valor elevado de capacitor de filtro de bus de CC ( $C_{cc,bus} = 47000\mu\text{F}$ ). En este caso se observa que, como era de esperarse, el capacitor del bus de CC entrega una porción mayor de la corriente de carga durante el comienzo de los intervalos  $t_1$  y  $t_2$ . Esto provoca que la corriente de la batería se suavice, su variación sea menor y por lo tanto también la de la tensión del bus de CC.

### 4.2.3. Control de Tensión del UC

Este lazo de control está en un nivel de jerarquía superior, posee una dinámica lenta con respecto al de corriente y su objetivo es mantener el estado de carga del UC. Desde el punto de vista de este control superior, el control de corriente se considera instantáneo. Es decir, la corriente de referencia será la aplicada y la planta equivalente se resume al UC. Las expresiones que indican la dinámica del UC estarán dadas por:

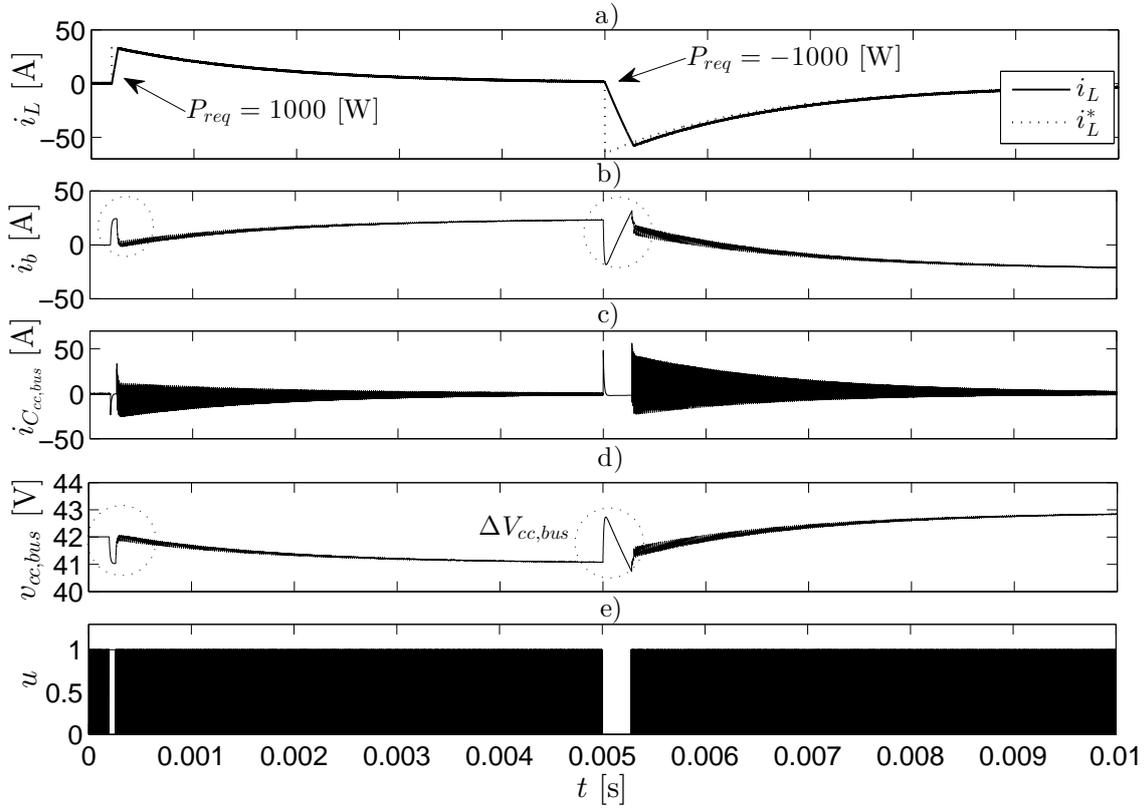


Figura 4.11: Resultados de simulación para una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 1000$  W y capacitor de filtro de bus de CC,  $C_{cc,bus} = 220\mu\text{F}$ : a) corriente de inductor  $i_L$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente del capacitor del bus de CC  $i_{C_{cc,bus}}$ , d) tensión del capacitor del bus de CC  $v_{cc,bus}$  y e) señal de conmutación PWM  $u$ .

$$\begin{aligned}\tilde{v}_{uc} &= v_{C_{uc}} - \tilde{i}_L R_{uc} \\ C_{uc} \dot{\tilde{v}}_{uc} &= -\tilde{i}_L\end{aligned}$$

La función de transferencia de la tensión de UC respecto a la corriente,  $G_{vi}(s)$  es:

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_{uc}(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{-1/C_{uc} - sR_{uc}}{s} \quad (4.24)$$

Dado que  $R_{uc}$  es pequeña respecto de  $1/C_{uc}$ , la planta se puede aproximar como un integrador puro. En base a lo anterior, la implementación de un controlador del tipo

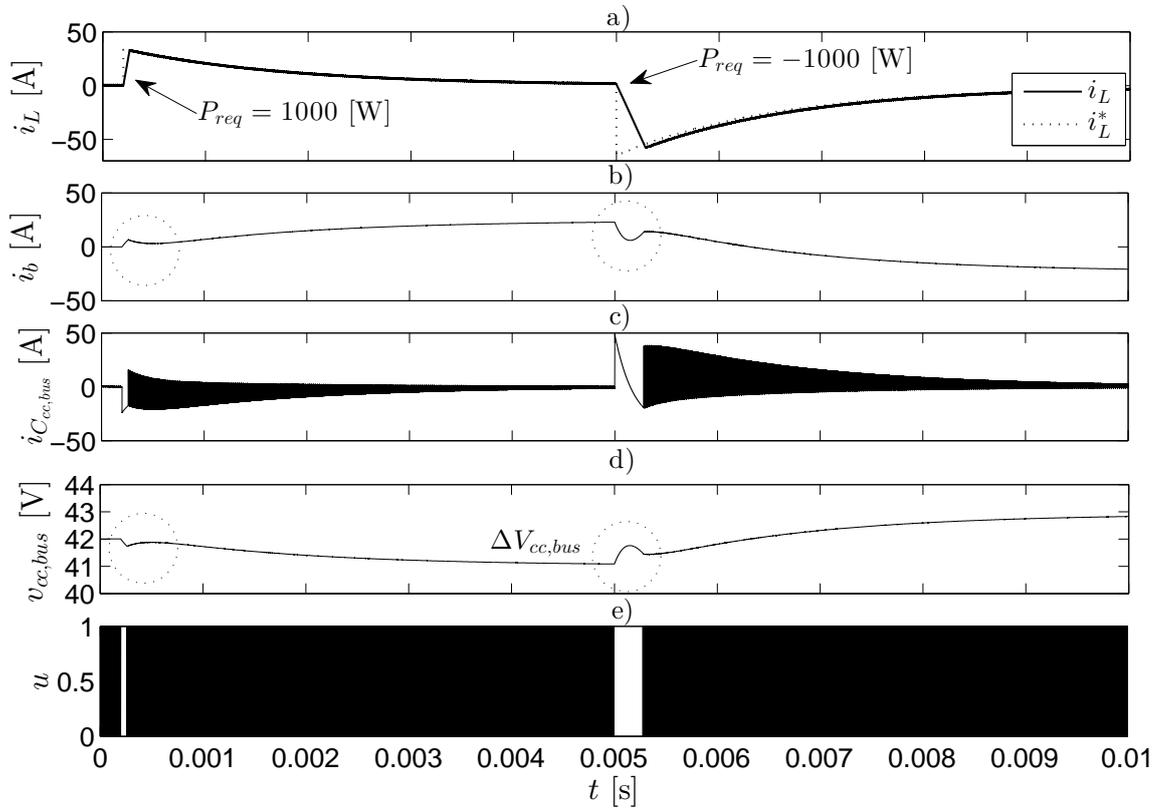


Figura 4.12: Resultados de simulación para una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 1000$  W y capacitor de filtro de bus de CC,  $C_{cc,bus} = 47$  mF: a) corriente de inductor  $i_L$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente del capacitor del bus de CC  $i_{C_{cc,bus}}$ , d) tensión del capacitor del bus de CC  $v_{cc,bus}$  y e) señal de conmutación PWM  $u$ .

proporcional es suficiente para obtener un error mínimo en régimen. La salida de este controlador proporciona la referencia para el control de corriente que corrige la tensión del UC e indirectamente su estado de carga.

En la Figura 4.13 se muestran resultados de simulación para comprobar la respuesta del lazo de tensión cuando el SHAE se encuentra sometido a una carga del tipo pulsante de  $P_{req} \pm 200$  W. El controlador se diseñó con una ganancia proporcional  $K_p = 7$ , de manera que posea una dinámica 100 veces más lenta que el lazo de corriente. Se observa que, debido a la acción del controlador de corriente, el convertidor CC/CC entrega las componentes dinámicas de la corriente solicitada por la carga pulsante,  $i_{din}$ , sumada a la corriente necesaria para regular la tensión del UC,  $i_{v_{uc}}^*$ , a

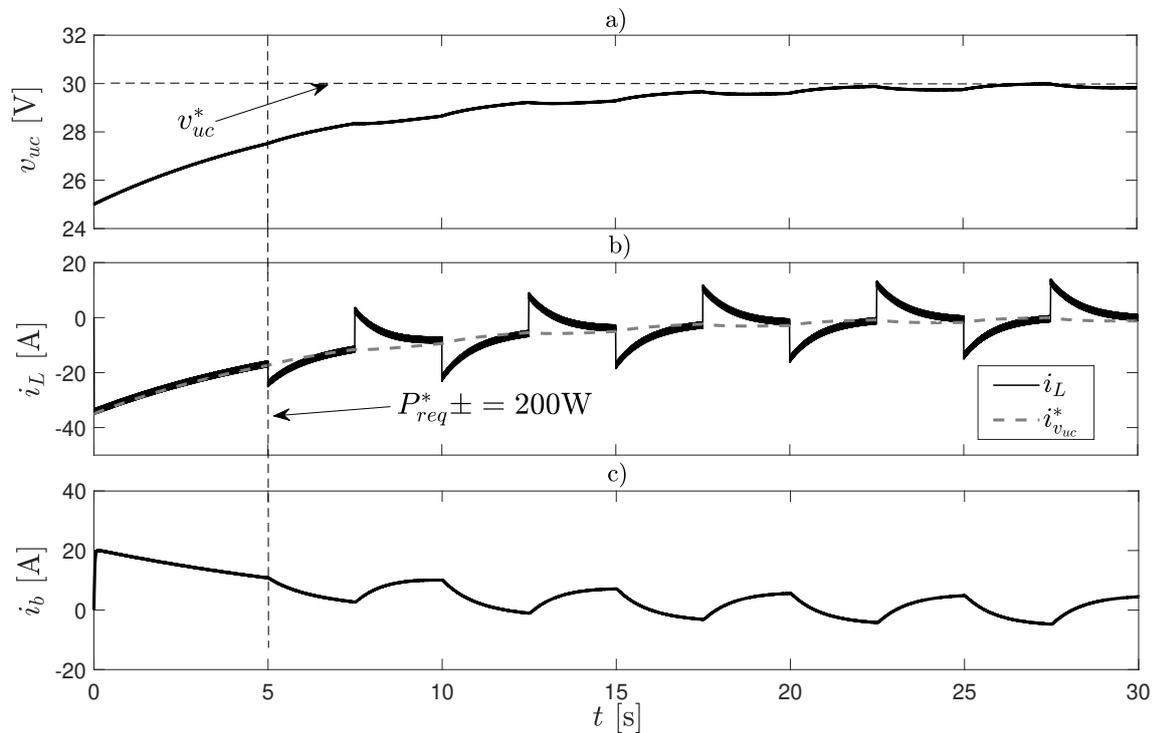


Figura 4.13: Regulación de tensión cuando el SHAE alimenta una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 200$  W.

la referencia  $v_{uc}^* = 30$ V impuesta por el controlador de tensión.

### 4.3. Resultados de simulación utilizando la estrategia completa basada en filtro con ancho de banda variable y control clásico

Para verificar la estrategia de control descrita se implementó el esquema de control en el entorno de simulación **Simulink**. Los resultados se obtuvieron utilizando el modelo promediado del convertidor dado en (3.13), los parámetros de la Tabla 4.1 y un paso fijo de simulación de  $T_s = 10\mu\text{seg}$  (ODE4 Runge Kutta).

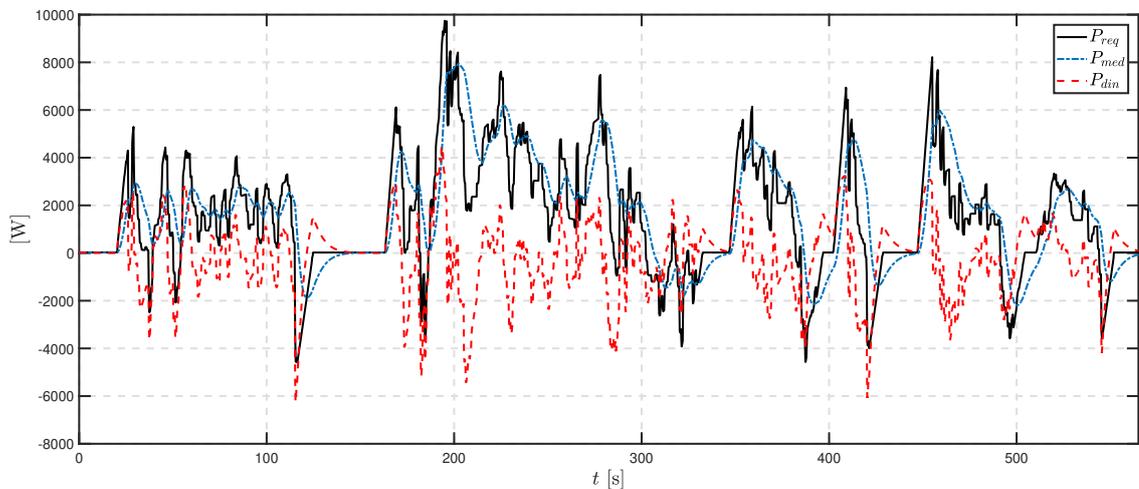


Figura 4.14: Requerimiento de potencia,  $P_{req}$  por el sistema de tracción para el ciclo de manejo estándar UDDS. Potencia media,  $P_{med}$ , y potencia dinámica,  $P_{din}^*$ , de referencia utilizando la propuesta del filtro pasabajos con ancho de banda variable.

### 4.3.1. Resultados generales considerando un ciclo de manejo estándar

En la Figura 4.14 se muestra el requerimiento de potencia,  $P_{req}$ , contemplando los primeros 565 segundos del ciclo de manejo estándar UDDS presentado en el Capítulo 2. Además se muestra la potencia media,  $P_{med}$ , y la potencia dinámica,  $P_{din}$ , obtenidas utilizando la propuesta del filtro pasabajos con ancho de banda ajustable. En este caso se selecciona,  $V_{uc,max} = 42 \text{ V}$ ,  $V_{uc,min} = 20 \text{ V}$ ,  $N_{max} = 1000000$  y  $N_{min} = 5000$ . En la Figura 4.15 se muestran resultados para: a) corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , b) corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$ , e) tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$  y f) parámetro  $N$  del filtro digital. Se observa que la corriente de batería presenta dinámicas suaves y que el UC entrega una corriente con variaciones rápidas y con un valor medio igual a cero. Sin embargo la amplitud de la corriente de batería por momentos alcanza valores similares a los de la carga, como por ejemplo en el intervalo  $195 \leq t \leq 205 \text{ s}$ . Por otra parte, en aproximadamente  $t = 110 \text{ s}$  y  $t = 205$  se muestra la limitación de corriente por la protección impuesta en  $I_{max} = \pm 150 \text{ A}$ . En el primer caso, esta gran corriente absorbida por el UC se debe a una corriente

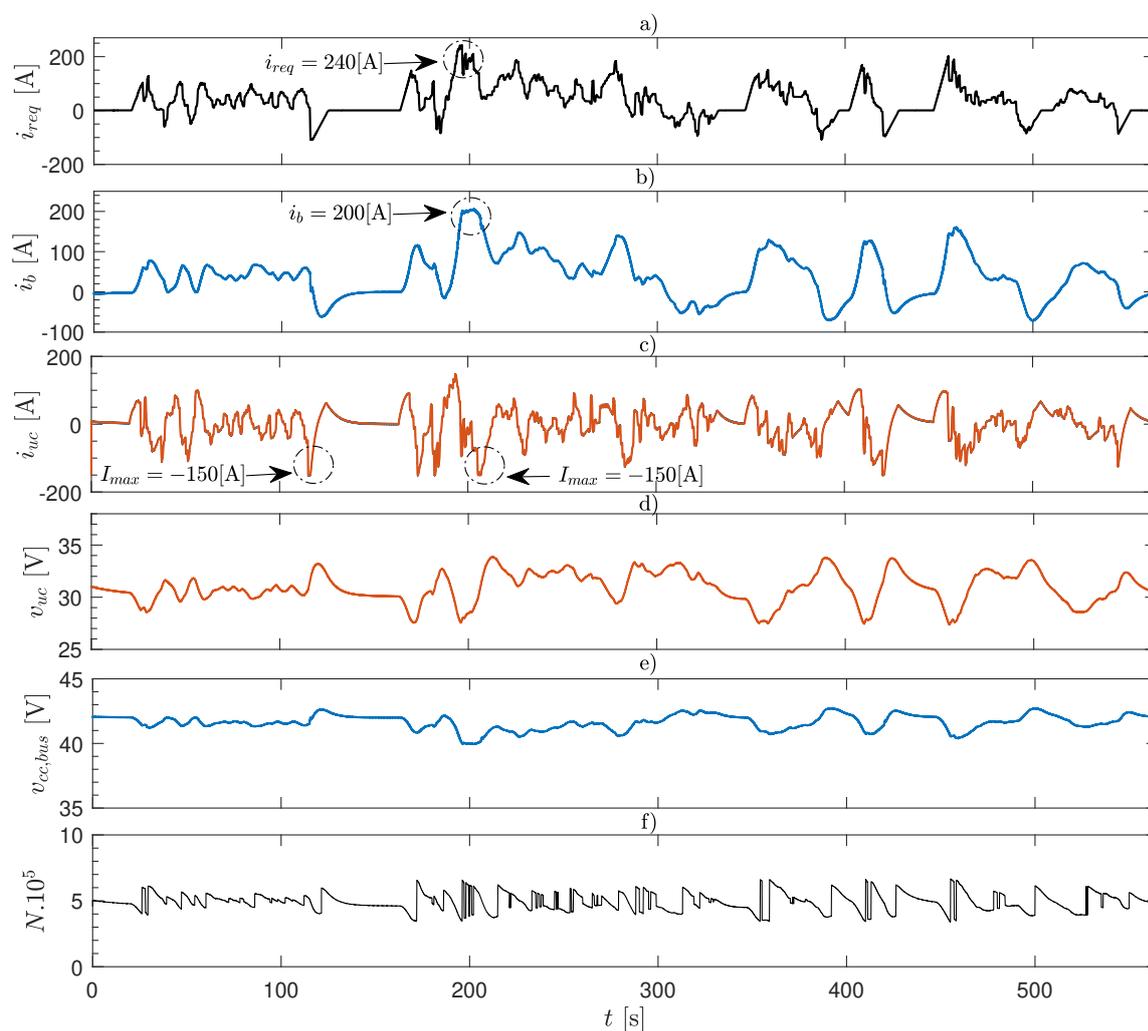


Figura 4.15: Resultados de simulación para la estrategia de control utilizando filtro con ancho banda variable: a) corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , b) corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$ , e) tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$  y f) parámetro  $N$  del filtro digital.

elevada devuelta por la carga durante el frenado regenerativo, sin embargo, en el segundo caso se debe a la suma de la corriente dinámica que debe absorber el UC más el término generado por el control de tensión del UC cuya referencia se estableció en  $v_{uc}^* = 30$  V. En la Figura 4.16 se muestra el índice de desempeño que evalúa el costo de la degradación de la vida del banco de baterías, comparando la estrategia propuesta para un SHAE a base de baterías y UC contra un VE con almacenamiento

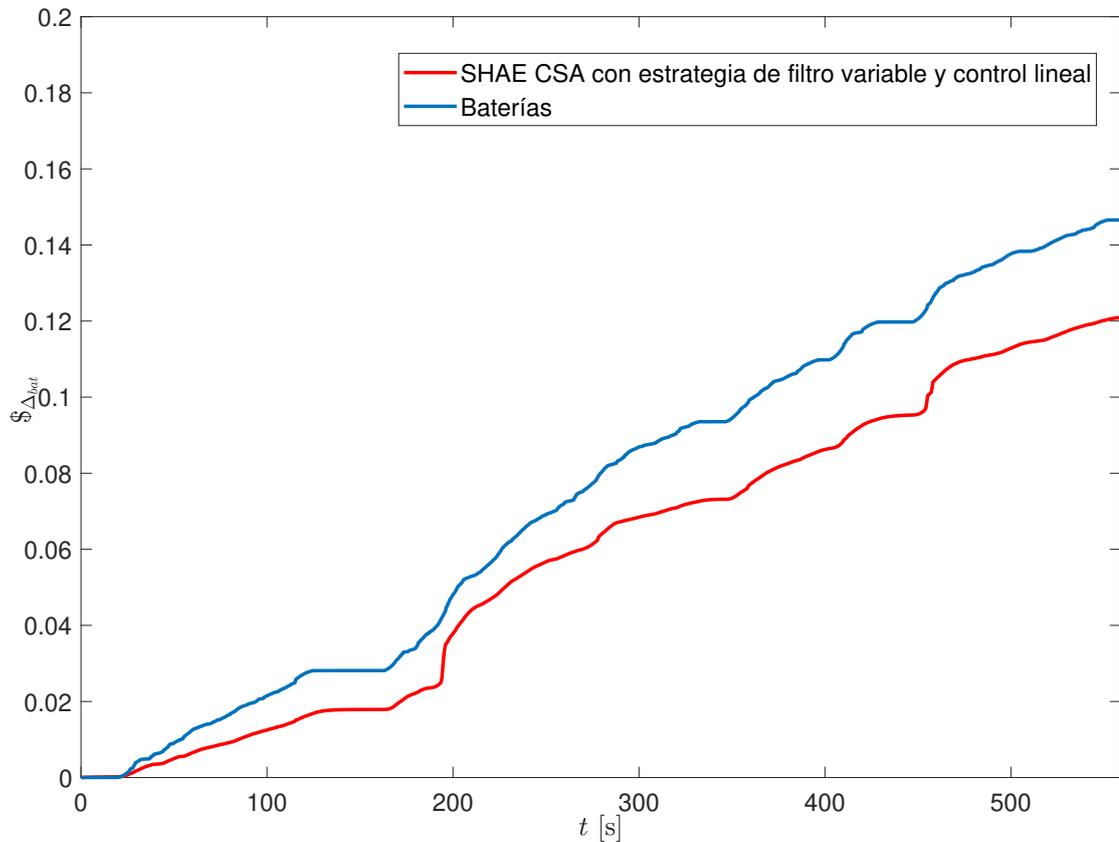


Figura 4.16: Índice de desempeño del SHAE a base de baterías y UC en configuración CSA comparándolo con almacenamiento a base de sólo baterías.

sólo a base de baterías. Como es de esperarse el índice para el caso del SHAE en configuración CSA es menor, debido a que la corriente de batería posee a lo largo del trayecto del VE menor amplitud y menores variaciones rápidas. Si el almacenamiento del VE consiste sólo en baterías, las mismas deben entregar la corriente requerida por el sistema de tracción  $i_{req}$  en su totalidad.

## 4.4. Resultados Experimentales

Con el objetivo de validar la estrategia experimentalmente se implementó un SHAE de baja potencia donde se realizaron pruebas con filtros fijos y su comparación con la propuesta de filtro variable, también se muestra la función/desempeño

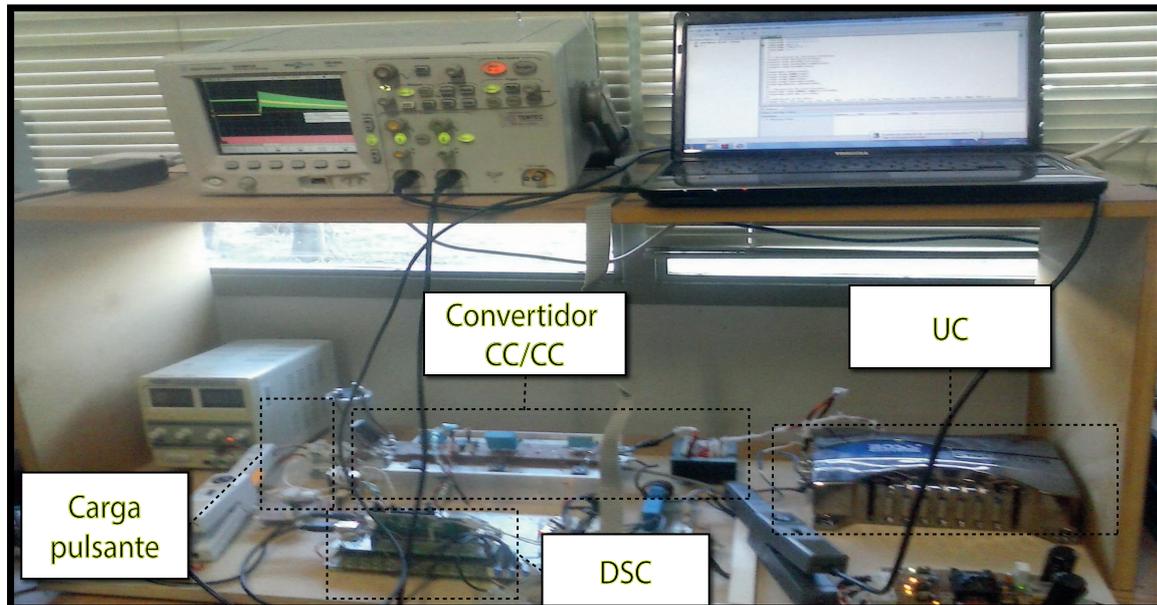


Figura 4.17: Banco experimental de SHAE de baja potencia.

del capacitor de filtro del bus de CC, y se prueba el control de tensión del UC cuando simultáneamente el SHAE alimenta a una carga pulsante. En la Figura 4.17 se muestra una fotografía del banco implementado. Las características y valores de los componentes utilizados en la implementación se muestran en la Tabla 5.3. Como carga de potencia constante, se utilizó un convertidor comercial de CC/CC reductor con salida regulada a 5 V, alimentando una carga resistiva de  $2.7\Omega$ , que se conecta al SHAE de forma intermitente con una señal de conexión de 1 Hz y un ciclo de trabajo del 50%. Por otro lado, el banco de baterías se emuló a partir de la utilización de una fuente regulada de laboratorio. El UC utilizado en este caso, posee 0.7 F, soporta una tensión máxima pico de 17 V y se comercializa generalmente para aplicaciones de audio en vehículos.

El control se implementó utilizando el kit experimental TMS320F28335 de Texas Instruments. Se utilizó un ciclo de procesamiento de 50kHz en donde se muestrean las mediciones y se ejecuta el control.

Tabla 4.2: Parámetros del SHAE

Parámetro	Descripción	Valor
$V_b$	Tensión Batería	12[V]
$P_{req}$	Potencia Requerida	20[W]
$C_{cc,bus}$	Capacitor de Filtro	0.027[F]
$C_{uc}$	Ultracapacitor	0.7[F]
$R_{uc}$	ESR de UC	3[mΩ]
$L$	Inductor	370[μHy]
$f_s$	Frecuencia máxima de conmutación	50[kHz]
$f_m$	Frecuencia de muestreo	50[kHz]
$k_v$	Cte. proporcional del error de $v_{uc}$	0.5

#### 4.4.1. Control de corriente utilizando un filtro con ancho de banda fijo para la generación de la referencia

En la Figura 4.18 se muestran las corrientes de carga,  $i_{req}$ , batería,  $i_b$ , y de UC,  $i_{uc}$  reflejada del lado de mayor tensión del convertidor ( $i'_{uc} = i_{uc} \cdot v_{uc}/v_{cc,bus}$ ), con  $V_b = 14$  V y  $V_{uc} = 10$  V. Además, se configura el filtro con un ancho de banda fijo para  $N=1000$ , lo que le otorga un ancho de banda amplio, generando una referencia  $P_{din}^*$  que implicará un bajo requerimiento energético al UC. Se observa en la figura que la corriente de batería posee transiciones suaves ante los escalones de carga. Sin embargo, luego del transitorio la batería entrega la totalidad de la corriente de carga, desaprovechando la energía disponible en el UC.

Por otra parte, en la Figura 4.19 se muestran las corrientes del UC (reflejada del lado del bus de CC) y batería utilizando un filtro con un ancho de banda excesivamente amplio ( $N = 10000$ ), con el objetivo de mostrar además la actuación de la protección de tensión del UC. Si el UC trabaja fuera de los umbrales de trabajo (del 50% al 100%) automáticamente se hace cero la corriente de referencia dinámica para evitar daños en el dispositivo o que trabaje con baja eficiencia. Si el ancho de banda del filtro se mantiene acotado ( $N$  de valor grande), la energía del UC será considerablemente más aprovechada, pero esto provocaría mayores variaciones en la tensión del UC. En la Figura 4.19 se muestran resultados de las corrientes para el caso en que se

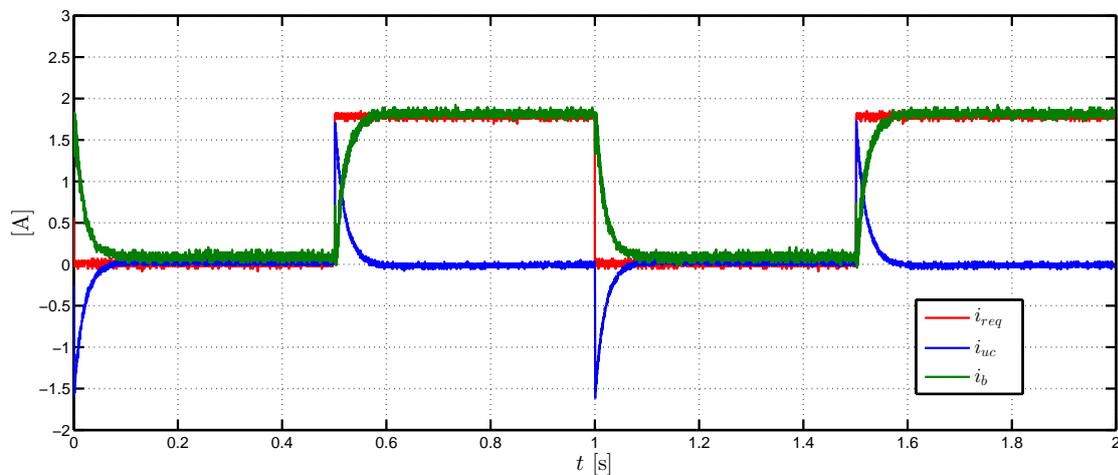


Figura 4.18: Corrientes de carga,  $i_{req}$ , batería,  $i_b$ , y de UC reflejada del lado del puerto de mayor tensión del convertidor,  $i'_{uc}$ , para filtro con ancho de banda fijo y amplio.

hace trabajar al SHAE con una carga pulsante y cuando el UC se encuentra cargado a 6.5 V, siendo el límite mínimo de protección de 6 V. Cuando la tensión del UC disminuye por debajo del umbral mínimo en  $t = 0.82$  s, la corriente del UC se limita a cero, provocando que la fuente primaria entregue el total de la corriente de carga hasta que el control de tensión del UC lo lleva a un voltaje dentro de su umbral de trabajo nominal. La corriente de batería resultante posee una dinámica con variaciones elevadas, provocando estrés y disminución de la vida útil en la misma.

#### 4.4.2. Control de corriente utilizando un filtro con ancho de banda variable para la generación de la referencia

Asimismo, en la Figura 4.20 se muestran las corrientes de carga, batería y UC reflejada del lado de mayor tensión aplicando el filtro con ancho de banda variable para la generación de referencia de  $P_{din}^*$ . Como el UC se encuentra cercano a su tensión mínima de protección, el parámetro  $N$  del filtro se ajusta automáticamente, acotando la energía que entrega el UC y evitando que actúe la protección y que se observen variaciones rápidas en la corriente de batería. Se observa que, de esta forma se utiliza la energía del UC de una forma más inteligente, lo que provoca que la batería tienda

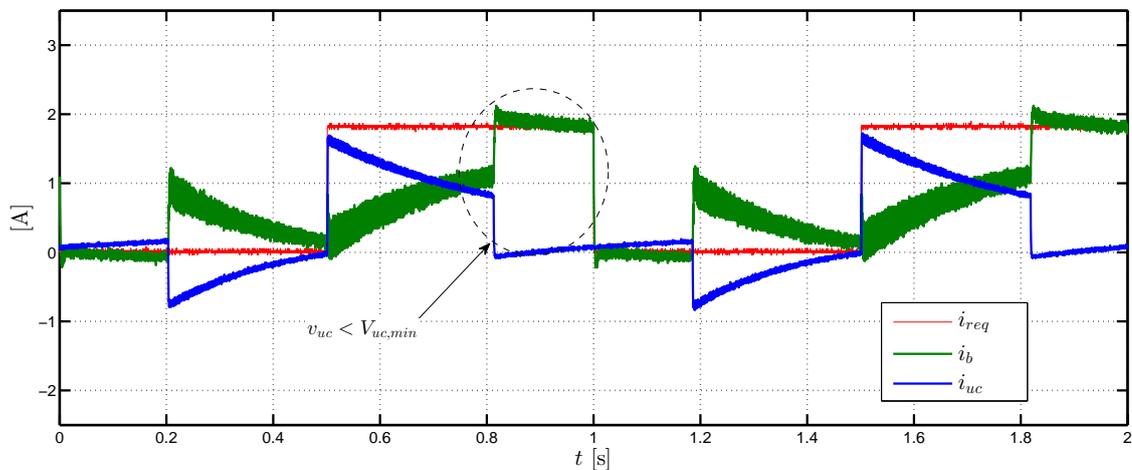


Figura 4.19: Corrientes de carga,  $i_{req}$ , batería,  $i_b$ , y de UC reflejada del lado del puerto de mayor tensión del convertidor,  $i'_{uc}$ , para filtro con ancho de banda fijo y acotado.

a entregar el valor medio de la carga, cumpliendo con el objetivo de control. Sin embargo, aunque las transiciones en la corriente de batería tienden a ser suaves, se observan picos en el inicio del escalón de carga debido a la limitación que presenta la topología (sección 4.2.2).

#### 4.4.3. Impacto del capacitor de filtro del bus de CC

Para mostrar el impacto del dimensionamiento del capacitor  $C_{cc,bus}$ , en la Figura 4.21 se presentan las corrientes de batería y UC reflejada al bus de CC en conjunto con la referencia de corriente. En la Figura 4.21 a) se muestran las corrientes sin la conexión de  $C_{cc,bus}$  y se observa que, debido a que la corriente del UC no puede variar instantáneamente, la batería muestra evoluciones rápidas en su corriente, según lo expresado en (4.15). En la Figura 4.21 b) se muestran las mismas corrientes conectando un capacitor de filtro  $C_{cc,bus} = 20$  mF. Además de disminuir el rizado de corriente, también suaviza la corriente de batería ante el escalón de carga.

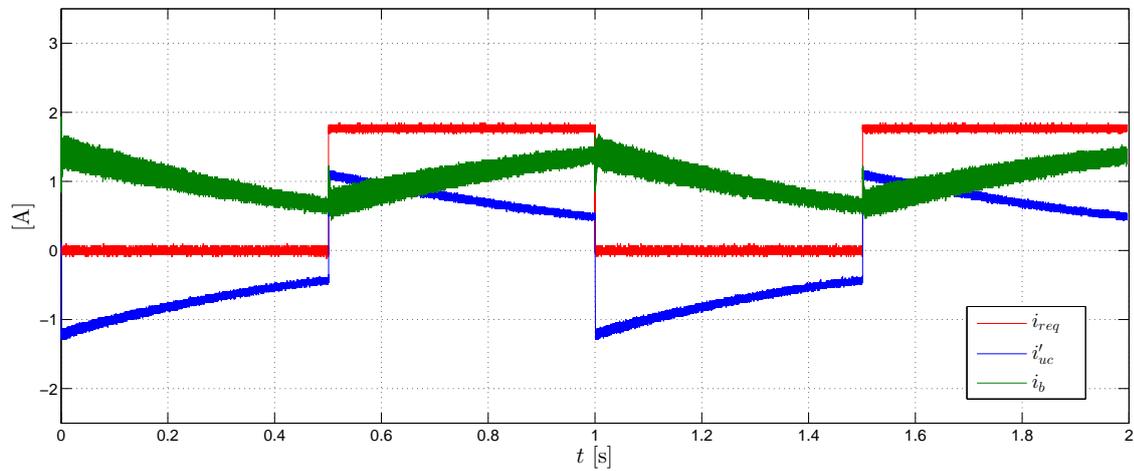


Figura 4.20: Corrientes de carga,  $i_{req}$ , batería,  $i_b$ , y de UC reflejada del lado del puerto de mayor tensión del convertidor,  $i'_{uc}$ , para filtro con ancho de banda variable.

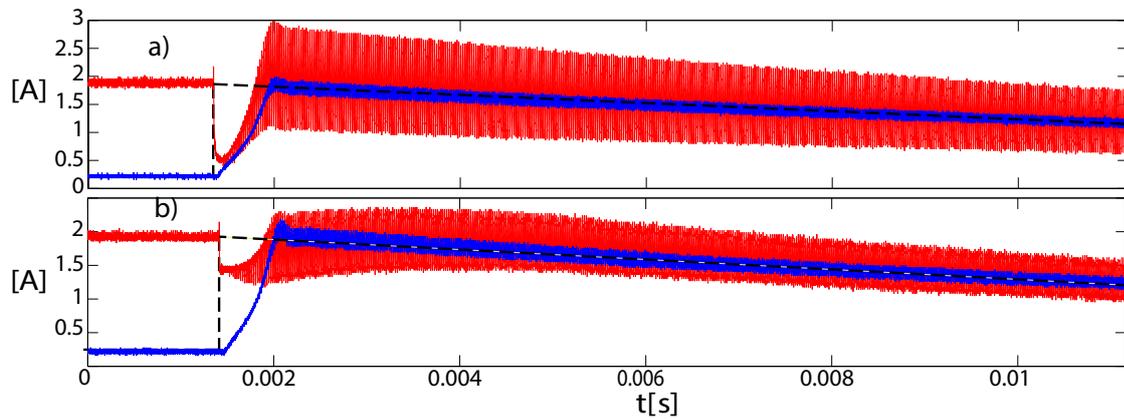


Figura 4.21: Corrientes de batería,  $i_b$  (rojo), de UC reflejada del lado del bus de CC,  $i_{uc}$  (azul), y de referencia (negro discontinuo): a) sin capacitor  $C_{cc,bus}$  y b) con capacitor  $C_{cc,bus}$ .

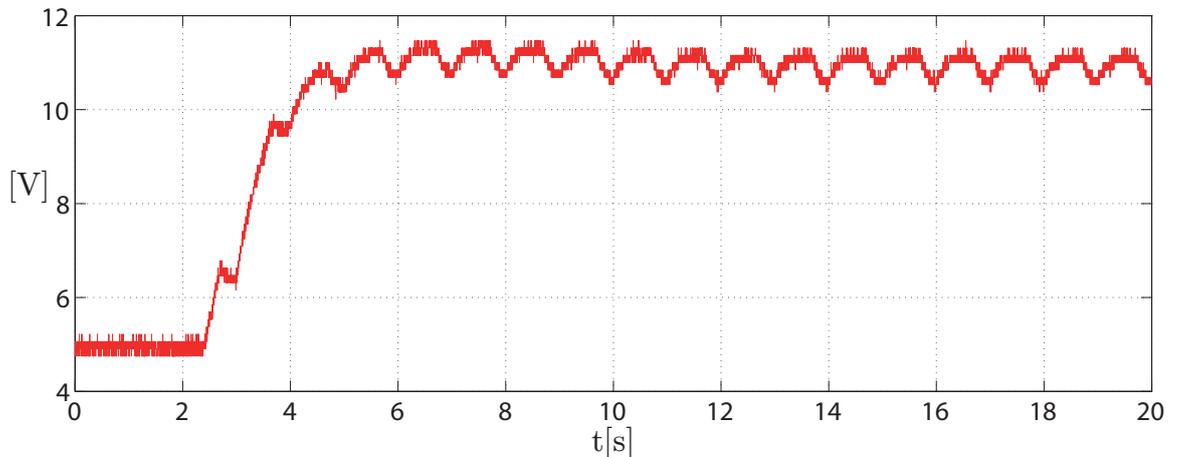


Figura 4.22: Tensión de UC ante un cambio de referencia cuando el SHAE alimenta la carga pulsante.

#### 4.4.4. Control de tensión

En la Figura 4.22 se muestra la respuesta de la tensión del UC ante un cambio de referencia de voltaje de 5 V a 11 V. El rizado en la tensión (de aproximadamente 10 %) se produce debido a que el SHAE se encuentra conectado a una carga pulsante de 1 Hz y el UC debe entregar la corriente para satisfacer  $P_{din}$ , mientras se carga lentamente a la referencia de tensión deseada.

### 4.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia de control general para un SHAE de configuración capacitor semiactivo basada en técnicas de control clásico. Se utilizó para ello la propuesta de un filtro de ancho de banda variable para la obtención de la referencia de corriente dinámica del UC presentado en el Capítulo 3. Aplicando esta estrategia, se observó un mejor aprovechamiento de la energía del UC evitando cambios abruptos en la corriente de batería debido a la actuación de protecciones. Para esto, se diseñó un control rápido de corriente de bajo nivel del convertidor CC/CC y de mayor prioridad para satisfacer los requerimientos de la carga, y un lazo externo de tensión de dinámica lenta (considerado de alto nivel) para controlar la tensión del UC

e indirectamente su SOC. Se describió la limitación dinámica del control de corriente debido a la topología y se propuso el dimensionamiento del capacitor de filtro del bus de CC para evitar discontinuidades en la corriente de batería. Se presentaron resultados de simulación y experimentales en un banco de baja potencia para comprobar y validar el desempeño de ambos controladores. Si bien los resultados son aceptables, la problemática que presentan los controladores lineales utilizados es que no poseen el mismo desempeño para distintos puntos de operación del SHAE, incluso no es posible asegurar la estabilidad del sistema en todos sus puntos de operación. Por lo tanto se hace necesario trabajar con técnicas de control no lineal que permitan brindar robustez y asegurar estabilidad para el rango de funcionamiento del SHAE.

# Capítulo 5

## Estrategia de control de bajo nivel basado en Modos Deslizantes

### 5.1. Introducción

En este capítulo se analizan y proponen estrategias de control no lineal para implementar el control de bajo nivel (o a nivel del convertidor) del SHAE en configuración capacitor semiaactivo basadas en control por modos deslizantes (MD, o SMC por *Sliding Mode Control*). La técnica de control por MD se aplica naturalmente a convertidores conmutados y presenta gran robustez ante variaciones de parámetros e incertidumbres no modeladas [111, 112]. En lo que respecta a las propuestas existentes de control de bajo nivel de los convertidores del SHAE, existen estrategias de baja complejidad utilizando lazos anidados basados en técnicas de control clásico [36] [32] similares a la presentada en el Capítulo 4 de esta tesis. Sin embargo, por lo general el modelado matemático de los convertidores del SHAE resulta en sistemas dinámicos no lineales, y no es posible asegurar con técnicas de control clásico el desempeño dinámico y estabilidad para los distintos puntos de operación. El sistema de tracción del VE agrega otra dificultad al SHAE desde el punto de vista dinámico, dado que los motores de tracción a través de su inversor presentan características de carga de potencia constante (o impedancia negativa) lo que influye en la estabilidad del sistema presentando una mayor exigencia en el diseño del control [49]. Aunque este es

un tópico importante y de investigación actual en las diferentes configuraciones de SHAE, no se presentan estudios de estabilidad de SHAE alimentando a una carga de potencia constante. Por estas razones, resulta más adecuado utilizar herramientas de control no lineal para obtener un buen desempeño del controlador y asegurar la estabilidad en todo el rango de operación del SHAE. En [113] se propone una estrategia de control de corriente del convertidor basada en MD. La estrategia utiliza el método de control equivalente para obtener una señal de conmutación de frecuencia fija cuyo ancho de pulso es modulado a partir de la ley de control. Sin embargo, esta técnica resulta compleja a la hora de implementarse y es altamente sensible debido a la dependencia paramétrica en comparación con la técnica implementada en este capítulo que está basada en la utilización de un comparador por histéresis. La ventaja de esta última técnica radica principalmente en que no necesita conocer de forma exacta los parámetros o valores de los componentes del sistema y no utiliza un modulador PWM al nivel del hardware como en el caso del trabajo citado. Además, si bien se presentan resultados experimentales utilizando una carga de potencia constante, en el modelo del sistema no se representa como tal. En su gran mayoría, los trabajos existentes en la literatura, como [114] y [115], proponen estrategias basadas en MD a partir de lazos anidados de tensión y corriente. El control de corriente, que posee una dinámica rápida, es llevado a cabo utilizando MD y el de tensión, que posee una dinámica lenta en comparación, es implementado a partir de técnicas de control clásico.

Las estrategias propuestas en este trabajo consisten en superficies de deslizamiento que contemplan ambas dinámicas unificando el análisis. En primer lugar se propone una superficie de deslizamiento para el control de la corriente del convertidor y de la tensión del UC. Para ello, la referencia de potencia dinámica (y por lo tanto la de corriente dinámica) es generada utilizando un filtro pasabajos cuyo ancho de banda es variable en función de la tensión del UC (medida indirecta de su SOC) tal como se presentó en el Capítulo 3. Por otro lado, se propone una ley de control que incluye la dinámica del filtro pasabajos para la separación de potencias en la superficie, obteniendo un controlador robusto, que cumple con las funciones de control general y de bajo nivel simultáneamente. La utilización de esta estrategia de control permite diseñar un controlador para todos los puntos de operación del convertidor, y además

obtener una mirada global acerca de su estabilidad.

También en este Capítulo se propone el diseño de un observador que permita estimar la potencia requerida por el sistema de tracción. Esto resulta ventajoso en el sentido de evitar la utilización de un sensor de corriente en el bus de CC, disminuyendo costos del sistema y posibles interferencias por ruido debido a fallas del sensor o al rizado de corriente.

En este capítulo, la primer estrategia es validada mediante resultados experimentales. En primer lugar, se utiliza un banco de ensayos de baja potencia cuya carga de potencia constante es pulsada periódicamente. Luego la estrategia es implementada en una banco de ensayos con características que emulan las de un sistema de tracción de un VE. El resto de las estrategias son validadas mediante un análisis de simulación.

La organización del Capítulo es la siguiente: En la sección 5.2 se presenta el diseño del control por modos deslizantes utilizando la estrategia general de control presentada en el capítulo anterior que está basada en la separación de potencias mediante un filtro pasabajos, en la sección 5.3 se propone el uso de un observador predictor de la corriente de inductor para mantener el rizado dentro de valores acotados, en la sección 5.5 se muestran resultados experimentales implementando la estrategia en un banco de baja potencia, en la sección 5.6 se presentan resultados en banco experimental de mayor potencia que emula al sistema de tracción del VE, en la sección 5.7 se presenta el diseño de la superficie de deslizamiento que permite eliminar la utilización del filtro externo, en la sección 5.8 se diseña un observador de la potencia requerida, lo que permite prescindir del sensor de corriente del bus de CC y en la sección 5.9 las conclusiones de este capítulo.

## **5.2. Control de SHAE por MD utilizando filtro para la separación de potencias**

En la Figura 5.1) se muestra el esquema general del SHAE en configuración capacitor semiactivo (CSA) estudiado a lo largo de este trabajo de tesis. Al igual que en el Capítulo 4, el control del convertidor CC/CC se diseña para que el UC entregue la

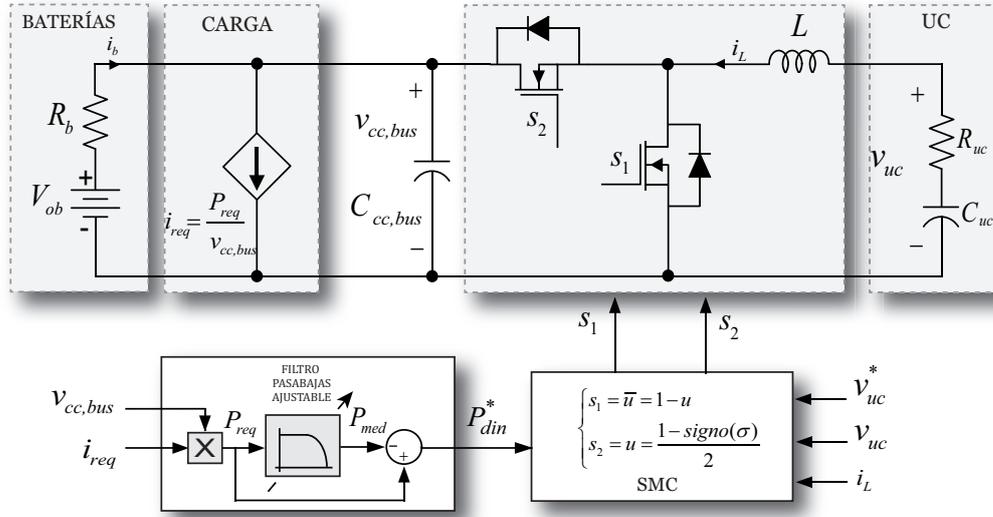


Figura 5.1: Sistema Híbrido de Almacenamiento Eléctrico en configuración CSA y esquema general de control.

potencia dinámica o de rápida fluctuación requerida por la carga del SHAE y además para tener regulación de tensión del almacenador a un nivel de referencia deseado. En este caso también se considera que el controlador del UC es independiente del control del sistema de tracción, contemplando la aplicación en que el SHAE se conforma a partir de la conexión de un sistema auxiliar de almacenamiento a un banco de baterías ya existente. De esta manera se propone una estrategia simple que solo requiere de las mediciones de tensiones de UC y bus de CC y de la corriente de carga, y no precisa comunicación con el controlador de tracción.

En las subsecciones siguientes se presenta el modelo dinámico del sistema y el diseño del controlador utilizando la técnica por MD.

### 5.2.1. Modelo Dinámico del Sistema

En la Figura 5.1 se muestra el modelo del sistema de almacenamiento junto con el del sistema de tracción eléctrica bajo análisis.

El modelo matemático conmutado del SHAE dado en (3.9) es no lineal, y se puede reescribir en la forma afín en el control,  $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ , considerando como vector

de estados  $x = \begin{bmatrix} i_L & v_{C_{cc,bus}} & v_{C_{uc}} \end{bmatrix}^T$ , donde  $i_L$  es la corriente del inductor,  $v_{cc,bus}$  es la tensión del bus de CC, y  $v_{C_{uc}}$  es la tensión en  $C_{uc}$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{cc,bus} \\ \dot{v}_{C_{uc}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{i_L R_{uc}}{L} + \frac{v_{C_{uc}}}{L} - \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{v_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{v_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus} v_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ \frac{-i_L}{C_{uc}} \end{bmatrix}}_{f(x)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{-i_L}{C_{cc,bus}} \\ 0 \end{bmatrix}}_{g(x)} u \quad (5.1)$$

La entrada del sistema es la variable lógica  $u = [0, 1]$ , que representa la señal de control que conmuta la llave  $s_1$  y se aplica de forma complementaria a  $s_2$ . Como la tensión en bornes del UC es  $v_{uc} = v_{C_{uc}} - i_L R_{uc}$ , y debido a que  $R_{uc}$  es del orden de los miliohms, la caída de tensión sobre la misma no influye en gran medida para el control de la tensión del UC, por lo cual en este trabajo se desprecia y se supone que  $v_{uc} \approx v_{C_{uc}}$ .

### 5.2.2. Esquema general de control

El objetivo principal es lograr que el UC entregue la potencia dinámica  $P_{din}$  requerida por la carga, imponiendo de forma indirecta que el banco de baterías entregue la potencia media  $P_{med} = P_{req} - P_{din}$ . Además, es necesario regular la tensión del UC a un nivel de referencia  $v_{uc}^*$  deseado, impuesto por un control supervisor o de nivel superior del vehículo para que el UC disponga de energía suficiente durante las aceleraciones a lo largo de un determinado trayecto, o margen de carga en los casos en que exista frenado regenerativo. Para cumplir con estos objetivos, se propone el diseño de un control por modos deslizantes (MD) ya que representa una buena herramienta para aplicaciones con sistemas no lineales, parámetros variantes y desconocimiento de carga como es el caso de los convertidores electrónicos, permitiendo buen desempeño dinámico y gran robustez ante perturbaciones y dinámicas no modeladas.

En las subsecciones siguientes se detalla el diseño de la superficie de control de potencia dinámica entregada a la carga y de tensión del UC. Luego se presenta el diseño de superficies auxiliares de protección o limitación de corriente del convertidor y tensión del UC.

### 5.2.3. Control por Modos Deslizantes

Sea el sistema dinámico no lineal afín en el control

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (5.2)$$

donde  $x \in X \subset \mathbb{R}^n$  es el vector de estados,  $u$  es la entrada de control del sistema y posiblemente discontinua, y  $f(x)$  y  $g(x)$  son campos vectoriales locales suaves y definidos en  $X$ , con  $g(x) \neq 0, \forall x \in X$ , y sea  $\sigma$  una función suave  $\sigma : X \rightarrow \mathbb{R}$  con gradiente distinto de cero en  $X$ , el conjunto

$$S = \{x \in X : \sigma(x) = 0\} \quad (5.3)$$

define una superficie localmente regular de dimensión  $n - 1$  en  $X$ , llamado subespacio de deslizamiento o superficie de conmutación. Considerando una vecindad abierta entorno a la superficie de conmutación  $S$ , se plantea la siguiente ley de control, en función del signo de  $\sigma(x)$ :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } \sigma(x) > 0 \\ u^- & \text{si } \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

con  $u^+(x) \neq u^-(x)$  y los valores extremos del control ( $u^+$  y  $u^-$ ) son funciones suaves de  $x$  y se asume que  $u^+(x) > u^-(x)$ .

Sea  $\mathcal{L}_f \sigma$  la derivada de Lie o derivada direccional de la función escalar  $\sigma$  con respecto al campo vectorial  $f$ , definida como:

$$\mathcal{L}_f \sigma = \nabla \sigma f = \frac{\partial \sigma}{\partial x} f \quad (5.5)$$

y suponiendo que las trayectorias de estado del sistema (5.2) conforme a la acción de control aplicada (5.4) localmente alcanzan  $S$  y, a partir de allí, el movimiento se restringe a su entorno, el régimen deslizante existe (en  $S$ ) cuando

$$\dot{\sigma} = \begin{cases} \mathcal{L}_f\sigma + \mathcal{L}_g\sigma u^+ < 0 & \text{si } \sigma > 0 \\ \mathcal{L}_f\sigma + \mathcal{L}_g\sigma u^- > 0 & \text{si } \sigma < 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Esto implica que las proyecciones de los campos vectoriales controlados ( $f + gu^+$  y  $f + gu^-$ ) sobre el gradiente de  $\sigma$  son de signo opuesto y, por lo tanto, apuntan hacia la superficie  $S$ .

### Método del control equivalente

El método del control equivalente se utiliza para definir la dinámica del MD ideal y se obtiene a partir de las condiciones de invariancia,  $\sigma = 0$  y  $\dot{\sigma} = 0$ , del subespacio  $S$ :

$$\begin{cases} \sigma = 0 \\ \dot{\sigma} = \mathcal{L}_f\sigma + \mathcal{L}_g\sigma u_{eq} = 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

donde  $u_{eq}$  es una ley de control suave denominada control equivalente para la cual  $S$  es una variedad invariante local del sistema (5.2). De la definición de derivada direccional (5.5) y de la ecuación (5.7) el control equivalente puede obtenerse explícitamente como:

$$u_{eq} = -\frac{\mathcal{L}_f\sigma}{\mathcal{L}_g\sigma} \quad (5.8)$$

### Dinámica del MD ideal

La dinámica del MD ideal se obtiene reemplazando  $u$  por  $u_{eq}$  en el modelo del sistema (5.2):

$$\dot{x}_{MD} = f(x) + g(x)u_{eq} = f(x) - g(x)\frac{\mathcal{L}_f\sigma}{\mathcal{L}_g\sigma} \quad (5.9)$$

### Condiciones de existencia del régimen deslizante

*Lema 1.* Es condición necesaria y suficiente para que el control equivalente esté bien definido, que la condición de transversalidad:

$$L_g\sigma \neq 0 \quad (5.10)$$

se satisfaga localmente en  $S$ .

*Lema 2.* Suponiendo, sin pérdida de generalidad que  $u^+(x) > u^-(x)$ , es condición necesaria para la existencia del régimen deslizante sobre  $S$  que

$$\mathcal{L}_g\sigma = \frac{\partial\sigma}{\partial x}g < 0 \quad (5.11)$$

Su demostración es inmediata a partir de (5.6) y (5.7). El signo de la condición de transversalidad dada por (5.11) es dependiente de la orientación de  $S$ . Finalmente, una condición necesaria y suficiente para la existencia local del MD en  $S$  es

$$u^-(x) < u_{eq}(x) < u^+(x) \quad (5.12)$$

para  $x \in S$ .

#### 5.2.4. Superficie de control de potencia dinámica y tensión de UC

Para controlar simultáneamente la corriente del UC y su tensión se propone la siguiente superficie de deslizamiento, considerando los estados del modelo dado por (5.1):

$$\sigma_{din}(x) = \underbrace{(v_{uc} - v_{uc}^*)}_{i_{v,uc}^*} k_v + \underbrace{\frac{P_{din}^*}{v_{uc}}}_{i_{uc,din}^*} - i_L \quad (5.13)$$

Donde  $i_{uc,din}^*$  es la corriente de referencia que debe entregar el UC para satisfacer el requerimiento de potencia dinámica,  $P_{din}^*$ , e  $i_{v,uc}^*$  es la corriente necesaria para llevar

la tensión del UC una referencia deseada,  $v_{uc}^*$ . La constante  $k_v$  es un parámetro de diseño para establecer la tasa de convergencia a cero del error de voltaje. La lógica de conmutación asociada será

$$\begin{aligned} s_1 &\rightarrow u = \frac{1 - \text{sign}(\sigma)}{2} \\ s_2 &\rightarrow \bar{u} = 1 - u \end{aligned} \quad (5.14)$$

La superficie de deslizamiento propuesta es realizable ya que cumple con la condición de transversalidad dada por (5.11) ( $\mathcal{L}_g \sigma_{din}(x) = \nabla \sigma_{din} g < 0$ ):

$$\mathcal{L}_g \sigma_{din}(x) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & k_v - \frac{P_{din}^*}{v_{uc}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ -i_L \\ \frac{C_{cc,bus}}{0} \end{bmatrix} = -\frac{v_{cc,bus}}{L} < 0 \quad (5.15)$$

La condición de existencia del régimen deslizante se obtiene utilizando el método del control equivalente, partiendo de la condición de invariancia ( $\sigma_{din}(x) = 0$  y  $\dot{\sigma}_{din}(x) = 0$ )

$$u_{eq} = -\frac{\mathcal{L}_f \sigma_{din}(x)}{\mathcal{L}_g \sigma_{din}(x)} = \frac{-v_{uc} + v_{cc,bus} - \frac{Li_L}{C_{uc}} k_v + \frac{Li_L P_{din}^*}{C_{uc} v_{uc}^2}}{v_{C_{cc,bus}}} \quad (5.16)$$

El régimen en MD existe si el control equivalente se encuentra dentro de las cotas (establecidas por (5.14))  $0 \leq u_{eq} \leq 1$ , para lo cual se debe cumplir la siguiente desigualdad

$$0 \leq -v_{uc} + v_{cc,bus} - \frac{Li_L}{C_{uc}} k_v + \frac{Li_L P_{din}^*}{C_{uc} v_{uc}^2} \leq v_{cc,bus} \quad (5.17)$$

A su vez, la dinámica en MD se obtiene al utilizar  $u_{eq}$ , definida en (5.16), como entrada de (5.1), sabiendo además que en MD  $\sigma_{din} = 0$  :

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{i}}_L &= -\frac{\bar{i}_L k_v}{C_{uc}} + \frac{\bar{i}_L P_{din}^*}{C_{uc} \bar{v}_{uc}^2} \\
\dot{\bar{v}}_{cc,bus} &= \frac{1}{C_{cc,bus}} \left( \frac{V_{ob}}{R_b} - \frac{\bar{v}_{cc,bus}}{R_b} - \frac{P_{req}}{\bar{v}_{cc,bus}} + \frac{\bar{v}_{uc} \bar{i}_L}{\bar{v}_{cc,bus}} + \frac{L k_v \bar{i}_L^2}{C_{uc} \bar{v}_{cc,bus}} - \frac{L P_{din}^* \bar{i}_L^2}{C_{uc} \bar{v}_{cc,bus} \bar{v}_{uc}^2} \right) \\
\dot{\bar{v}}_{uc} &= -\frac{(v_{uc}^* - \bar{v}_{uc}) k}{C_{uc}} + \frac{P_{din}^*}{C_{uc} \bar{v}_{uc}}
\end{aligned} \tag{5.18}$$

La notación  $\bar{x}^T = [\bar{i}_L \ \bar{v}_{cc,bus} \ \bar{v}_{uc}]$  se utiliza para diferenciar la dinámica en MD a la del sistema a lazo abierto.

### 5.2.5. Análisis de estabilidad

#### Análisis mediante diagramas de fase

En la Figura 5.2 se muestra el diagrama de fase de la corriente de inductor correspondiente a la dinámica en MD según la expresión (5.18) considerando constante el requerimiento de potencia dinámica. Puede observarse que para cualquier condición inicial la corriente converge al punto de equilibrio ubicado en el origen, siempre y cuando la referencia de corriente de carga de UC sea nula. En caso contrario el punto de equilibrio se ubicará en:

$$\bar{i}_L = k_v (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) \tag{5.19}$$

En la Figura 5.3 se muestra el diagrama de fase de la tensión del bus de CC,  $\bar{v}_{cc,bus}$ . Se observa que la trayectoria no presenta puntos de equilibrios, es decir la tensión disminuirá indefinidamente si el neto de potencia requerida al bus es positiva y aumentará si es negativa. Los requerimientos de potencia al bus de CC estarán dados por la potencia requerida por el inversor, la potencia entregada por el UC para satisfacer la potencia dinámica y la potencia necesaria para cargar el UC a una determinada referencia. Si bien la superficie dada por (5.13) evita que la tensión

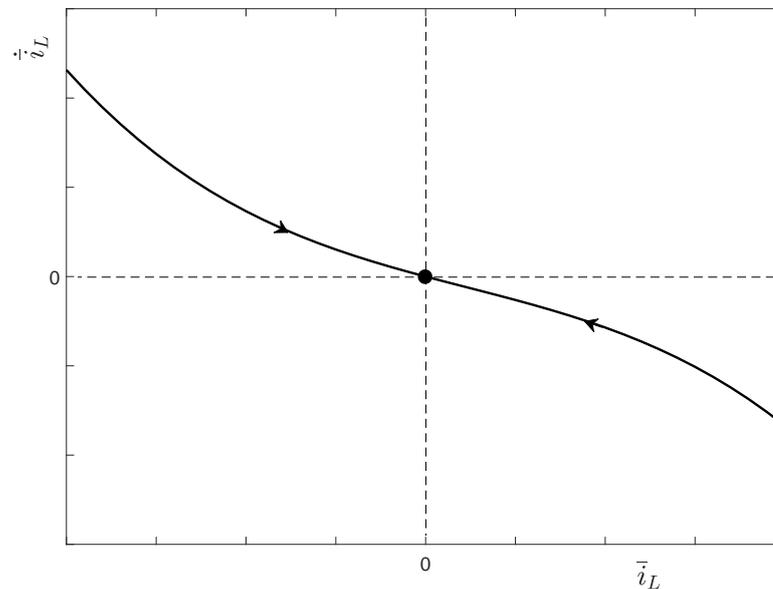


Figura 5.2: Diagrama de fase de la corriente de inductor en MD.

del bus varíe abruptamente durante las aceleraciones y frenados, deben contemplarse protecciones mediante hardware para evitar que la misma trabaje fuera de su rango de operación nominal. Generalmente el inversor posee protecciones cuando la tensión del bus de CC disminuye para evitar daños por exceso de corriente. Para el caso de sobretensión debe instalarse un chopper de frenado.

El diagrama de fase de la tensión de UC se muestra en la Figura 5.4. Los puntos de equilibrio de la trayectoria de la tensión estarán dados por:

$$\bar{v}_{uc} = \frac{v_{uc}^* \pm \sqrt{v_{uc}^{*2} + 4 \frac{P_{din}^*}{k_v}}}{2} \quad (5.20)$$

Se observa que para el caso en que  $k_v < 4|P_{din}|/v_{uc}^{*2}$  las trayectorias no poseen punto de equilibrio, por lo que deben diseñarse superficies de protección en el control para evitar daños en el UC.

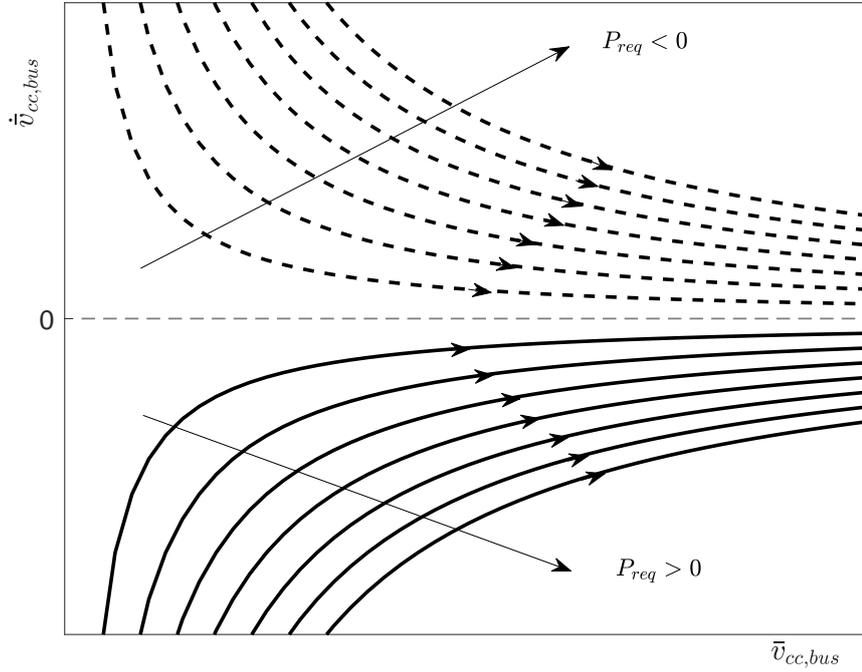


Figura 5.3: Diagrama de fase de la tensión del bus de CC en MD.

### Análisis de estabilidad por Lyapunov

El análisis de estabilidad realizado en la subsección 5.2.5 es válido sólo cuando se considera que la tensión del UC y del bus de CC varían lentamente. Sin embargo, puede realizarse un análisis sin estas restricciones mediante la Teoría de Lyapunov. Si bien las condiciones de existencia del control por MD están íntimamente ligadas y se derivan del teorema de estabilidad de Lyapunov, es necesario realizar el análisis de estabilidad de la dinámica en modo deslizante debido a que la superficie propuesta no depende de la tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$ , con lo cual no es posible asegurar la estabilidad en dicha variable de estado sólo con las condiciones de existencia del régimen deslizante dadas por la expresión (5.12). Para comprobar que el sistema será estable, se propone la siguiente función de Lyapunov:

$$V(x) = \frac{C_{uc}}{2k_v} \bar{i}_L^2 + \frac{C_{uc} C_{cc,bus} R_b}{2} \bar{v}_{cc,bus}^2 + \frac{C_{uc}}{2k_v} \bar{v}_{uc}^2 \quad (5.21)$$

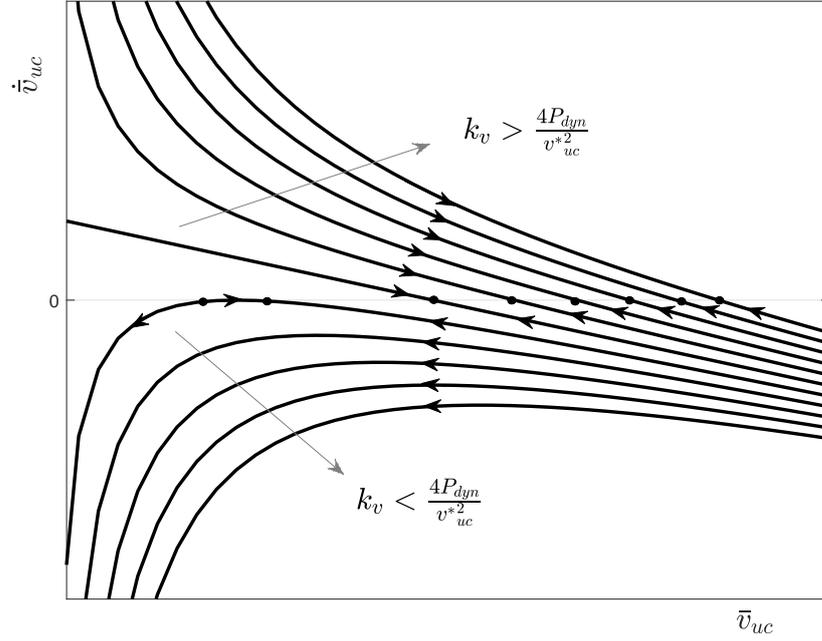


Figura 5.4: Diagrama de fase de la tensión del UC en MD.

Siendo  $V(0) = 0$  y además  $V(x) > 0 \forall x$ . Por el teorema de Lyapunov, el sistema será asintóticamente estable cuando  $\dot{V}(x) \leq 0$  [116], por lo tanto

$$\dot{V}(x) = \frac{C_{uc}\bar{i}_L\dot{i}_L}{k_v} + C_{uc}C_{cc,bus}R_b\bar{v}_{cc,bus}\dot{v}_{cc,bus} + \frac{C_{uc}}{k_v}\bar{v}_{uc}\dot{v}_{uc} \quad (5.22)$$

Utilizando (5.18) y operando se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & -\|\bar{x}\|_2^2 + \bar{i}_L^2 \left( \frac{P_{din}^* R_b}{\bar{v}_{uc}^2 k_v} + k_v R_b L - \frac{P_{din}^* R_b L}{\bar{v}_{uc}^2} \right) + \bar{i}_L \bar{v}_{uc} R_b C_{uc} \\ & + \bar{v}_{cc,bus} V_{ob} C_{uc} - R_b P_{req} C_{uc} + \bar{v}_{uc} v_{uc}^* - \frac{P_{din}^*}{k_v} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Considerando que siempre se cumple la desigualdad

$$\bar{i}_L^2 \delta \leq \delta \|\bar{x}\|_2^2 \quad (5.24)$$

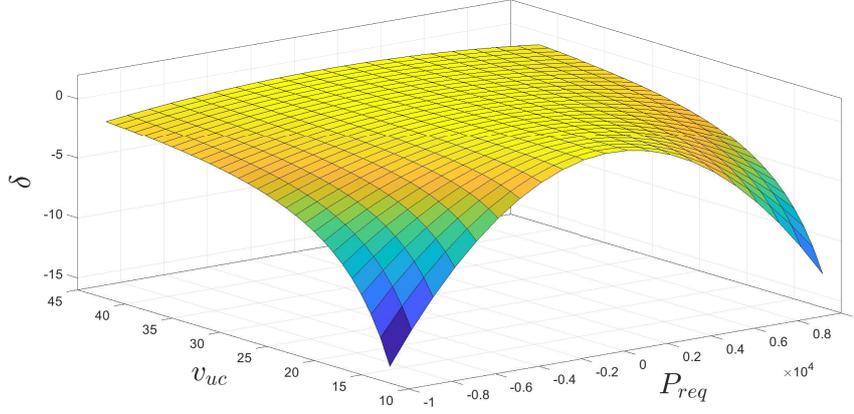


Figura 5.5: Gráfica de  $\delta$  en función de  $P_{req}$  y  $v_{uc}$ .

siendo

$$\delta = \frac{P_{din}^* R_b}{\bar{v}_{uc}^2 k_v} + k_v R_b L - \frac{P_{din}^* R_b L}{\bar{v}_{uc}^2} \quad (5.25)$$

por lo tanto, (5.23) se puede expresar como

$$\dot{V}(\bar{x}) \leq -\|\bar{x}\|_2^2 + \delta \|\bar{x}\|_2^2 + \bar{i}_L \bar{v}_{uc} R_b C_{uc} + \bar{v}_{cc,bus} V_{ob} C_{uc} - R_b P_{req} C_{uc} + \bar{v}_{uc} v_{uc}^* - \frac{P_{din}^*}{k_v} \quad (5.26)$$

Además, debido a que se cumple  $|\bar{i}_L \bar{v}_{uc}| R_b C_{uc} \leq |P_{req}| R_b C_{uc}$ , usando una variable auxiliar,  $\theta$ , definida como  $0 < \theta < 1$  y reemplazando  $P_{din}^*$  de  $\sigma_{din} = 0$ :

$$\dot{V}(x) \leq -(1 - \delta)(1 - \theta) \|x\|_2^2 - (1 - \delta)\theta \|x\|_2^2 + \|x\|_2 (V_{ob} C_{uc} + 2v_{uc}^* - \frac{\bar{v}_{uc}}{k_v}) \quad (5.27)$$

Finalmente, la derivada de la función de Lyapunov se puede expresar como

$$\dot{V}(x) \leq -(1 - \delta)(1 - \theta) \|x\|_2^2 \quad (5.28)$$

si siempre se cumple:

$$\forall \|x\|_2 \geq \frac{V_{ob} C_{uc} + 2v_{uc}^* - \bar{v}_{uc}/k_v}{(1 - \delta)(1 - \theta)} \quad (5.29)$$

De la expresión (5.28) puede notarse que la condición de estabilidad estará dada por  $\delta < 1$ . En la Figura 5.5 se muestra una gráfica de  $\delta$  en función de  $v_{uc}$  y  $P_{req}$ . Se observa que bajo condiciones normales de funcionamiento  $\delta < 1$  y por lo tanto el sistema será estable.

### 5.2.6. Diseño de la ganancia del control de tensión

Para el diseño de la ganancia  $k_v$  que establece la dinámica del lazo de tensión incluida en la superficie de deslizamiento se supone que la referencia de potencia dinámica es nula, es decir  $P_{din}^* = 0$ . Esta simplificación se realiza debido a que el valor medio de esta potencia es nulo y no influye en la tensión de régimen del UC. Además se desprecia la resistencia interna del UC ya que la caída de tensión sobre la misma no influye en gran medida para el control de la tensión del UC, por lo cual se supone que  $v_{uc} \approx v_{C_{uc}}$ . Entonces en régimen deslizante  $\sigma_{din} = 0$  y

$$\dot{\bar{i}}_L = (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*)k_v = C_{uc}\dot{\bar{v}}_{uc} \quad (5.30)$$

La solución de la ecuación diferencial (5.30) es

$$\bar{v}_{uc} = v_{uc}^* \left(1 - e^{-\frac{k_v}{C_{uc}}t}\right) + v_{0uc} e^{-\frac{k_v}{C_{uc}}t} \quad (5.31)$$

Por lo tanto, la ganancia  $k_v$  se selecciona de forma que el comportamiento dinámico de primer orden de la tensión posea una constante de tiempo  $C_{uc}/k_v$  deseada.

#### Tiempo de alcance

El tiempo de alcance del sistema al régimen en modo deslizante, dado por la superficie  $\sigma_{din} = 0$ , se puede estimar considerando que la tensión del UC y del bus de CC son lentamente variantes en comparación con la dinámica rápida de la corriente del inductor. Bajo estas consideraciones y a partir de (5.1), podemos escribir

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{uc}}{L} - \frac{v_{C_{cc,bus}}}{L} + \frac{v_{C_{cc,bus}}}{L}u \quad (5.32)$$

Donde  $v_{uc} = i_L R_{uc} + v_{C_{uc}}$ . Si  $\sigma_{din} < 0$  entonces, por la ley de control  $u = 1$ , el sistema resulta:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{uc}}{L} \quad (5.33)$$

Integrando en ambos lados de la expresión y despejando, se obtiene el tiempo de alcance  $t_\sigma$ :

$$t_\sigma = \frac{L}{v_{uc}} (i_L|_{t=0} - i_L|_{\sigma_{din}=0}) \quad (5.34)$$

En cambio si  $\sigma_{din} > 0$ , la acción de control será  $u = 0$ , la ecuación (5.32) resulta:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_{uc}}{L} - \frac{v_{C_{cc,bus}}}{L} \quad (5.35)$$

Integrando la expresión y despejando nuevamente el tiempo se obtiene:

$$t_a = \frac{L}{v_{uc} - v_{C_{cc,bus}}} (i_L|_{\sigma_{din}=0} - i_L|_{t=0}) \quad (5.36)$$

### 5.2.7. Superficies auxiliares de protección.

#### Modo limitación de corriente

Para evitar daños en el convertidor debido a corrientes elevadas, se debe diseñar una superficie auxiliar de protección que será utilizada por el control cuando se superen los umbrales máximos de corriente, evitando que las corrientes puedan seguir incrementando su magnitud. Para limitar la corriente que entrega el convertidor (protección para la máxima corriente soportada por las llaves del convertidor) se utiliza como superficie de deslizamiento:

$$\sigma_i(x) = I_{\pm max} - i_L \quad (5.37)$$

La misma cumple con la condición de transversalidad ya que

$$\mathcal{L}_g \sigma_i(x) = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ -i_L \\ \frac{C_{cc,bus}}{0} \end{bmatrix} = -\frac{v_{cc,bus}}{L} < 0 \quad (5.38)$$

El control equivalente para esta superficie resulta:

$$u_{eq} = -\frac{\mathcal{L}_f \sigma_i(x)}{\mathcal{L}_g \sigma_i(x)} = \frac{v_{cc,bus} - v_{uc}}{v_{cc,bus}} \quad (5.39)$$

El régimen en MD existirá si  $0 \leq v_{uc} \leq v_{cc,bus}$ , condición que se cumple siempre debido a la topología del convertidor. La dinámica en MD se obtiene al reemplazar  $u_{eq}$  de (5.39) en (5.1):

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= 0 \\ \dot{v}_{cc,bus} &= \frac{V_b}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{\bar{v}_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{\bar{v}_{cc,bus} C_{cc,bus}} + \frac{\bar{v}_{uc} I_{\pm max}}{\bar{v}_{cc,bus} C_{cc,bus}} \\ \dot{v}_{Cuc} &= -\frac{I_{\pm max}}{C_{uc}} \end{aligned} \quad (5.40)$$

Puede realizarse un análisis similar al caso anterior con respecto a la estabilidad del sistema. En particular la corriente de inductor, tendrá su punto de equilibrio en  $i_{LMD} = \pm I_{max}$  dado por la superficie de deslizamiento. Por otro lado, la tensión del UC crecerá o decrecerá linealmente a una tasa  $I_{\pm max}/C_{uc}$ . Por lo tanto, la misma debe monitorearse constantemente para evitar que supere sus umbrales mínimos y máximos nominales.

Para analizar la estabilidad de la tensión del bus de CC se propone la siguiente función de Lyapunov:

$$V(x) = \frac{1}{2} C_{cc,bus} R_b \bar{v}_{cc,bus}^2 \quad (5.41)$$

siendo su derivada:

$$\dot{V}(x) = V_b \bar{v}_{cc,bus} - \bar{v}_{cc,bus}^2 - R_b P_{req} + R_b \bar{v}_{uc} I_{\pm max} \quad (5.42)$$

La tensión del bus de CC será asintóticamente estable si  $\dot{V}(x) \leq 0$  que se cumple para

$$V_b \bar{v}_{cc,bus} \leq \bar{v}_{cc,bus}^2 \quad (5.43)$$

### Limitación de tensión del UC

Además, tomando como referencia el trabajo de Inthamoussou (2013) [117] se incluye un superficie adicional para mantener la tensión del UC dentro de su rango normal de trabajo ( $V_{uc,min}$ ,  $V_{uc,máx}$ ):

$$\sigma_v(x) = (v_{uc}^* - v_{uc})k_v + \frac{P_{din}(V_{uc,máx} - v_{uc})}{(V_{uc,máx} - \Delta v)\Delta v} - i_L \quad (5.44)$$

Con esto se busca llevar el término de la corriente dado por el requerimiento de potencia dinámica a cero de forma suave cuando  $v_{uc} \leq V_{uc,min} + \Delta v$  y  $v_{uc} \geq V_{uc,max} - \Delta v$ . Esta superficie también cumple con la condición de transversalidad ya que puede comprobarse, como en los casos anteriores, que  $\mathcal{L}_g \sigma_i(x) = -\frac{v_{cc,bus}}{L} < 0$ .

### 5.2.8. Estrategia Completa

A continuación se resume la estrategia completa de control. La superficie principal de control es  $\sigma_{din}$  y se utilizará mientras no se superen los valores mínimos y máximos de corriente ( $I_{\pm max}$ ) y tensión del UC ( $V_{uc,min}$  e  $V_{uc,max}$  respectivamente). Si la corriente aumenta por sobre  $I_{max}$  o disminuye por debajo de  $-I_{max}$  se utilizará la superficie de protección de corriente  $\sigma_i$ . De manera similar, si la tensión del UC evoluciona por encima de  $V_{uc,max} - \Delta v$  o por debajo de  $V_{uc,min} + \Delta v$  se utiliza la superficie de conmutación  $\sigma_v$ . En resumen la superficie completa resulta

$$\sigma(x) = \begin{cases} \sigma_i & \text{si} & |i_L| > I_{\pm max} \\ \sigma_{din} & \text{si} & \begin{array}{l} V_{uc,min} + \Delta V < v_{uc} < V_{uc,max} - \Delta V \\ \text{y} \\ |i_L| < I_{\pm max} \end{array} \\ \sigma_v & \text{si} & \begin{array}{l} v_{uc} \leq V_{uc,min} + \Delta V \\ \text{ó} \\ v_{uc} \geq V_{uc,max} - \Delta V \end{array} \end{cases} \quad (5.45)$$

En caso de que se den las condiciones simultáneamente para  $\sigma_i$  y  $\sigma_v$ , se dará prioridad a esta última ya que con su uso se busca disminuir la corriente a cero.

### 5.3. Implementación de la acción de control de MD

El principal desafío del control por MD surge a la hora de realizar la implementación de forma digital, debido a que el control por MD idealmente produciría una frecuencia de conmutación infinita si se utiliza una función de signo para aplicar la acción de control correspondiente. Una de las prácticas más utilizadas para limitar la frecuencia de conmutación, consiste en la implementación de un comparador con banda de histéresis que reemplaza la función de signo, forzando al sistema a conmutar a una frecuencia finita y evolucionando dinámicamente en las cercanías del modo deslizante ideal. La relación entre la máxima frecuencia de conmutación teórica,  $f_{s,max}$ , y la banda de histéresis,  $\Delta\sigma$ , está dada por

$$f_{s,max} = \frac{\mathcal{L}_f^2\sigma(x) + \mathcal{L}_f\sigma(x)\mathcal{L}_g\sigma(x)}{4\Delta\sigma} \quad (5.46)$$

Una de las principales ventajas de esta técnica es que no se requiere de un modulador para generar la señal de conmutación y que se mantiene la robustez de SMC, a diferencia de otros métodos [118, 119]. Sin embargo, cuando se implementa de forma

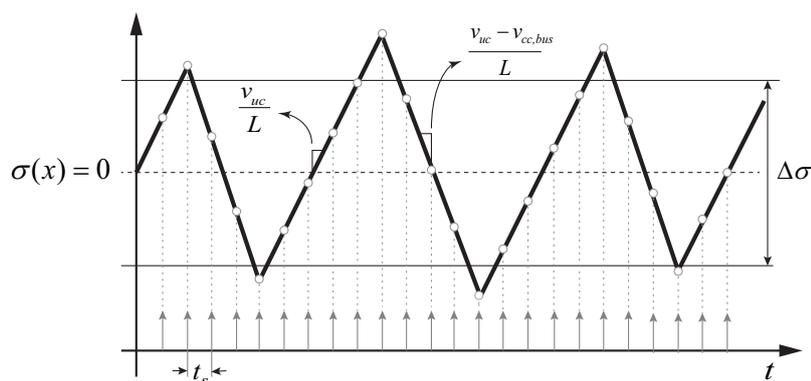


Figura 5.6: Forma de onda de la corriente del inductor al implementar el control por MD mediante comparador con histéresis.

digital esta técnica requiere de grandes velocidades de muestreo principalmente cuando se busca controlar corriente, debido a las altas dinámicas que exige la aplicación. En la Figura 5.6 se muestra ilustrativamente la forma de onda de la corriente de inductor cuando se implementa un control por MD mediante histéresis y la velocidad de muestreo,  $t_s$ , no es lo suficientemente alta. Se observa que el rizado de corriente supera los límites máximos debido a la alta tasa de crecimiento de la corriente, generando a su vez un rizado con forma irregular y de frecuencia variable.

### 5.3.1. Predicción de corriente durante intervalos de conmutación

Para evitar los sobrepasos en la banda de corriente diseñada sin incrementar la tasa de muestreo, se propone utilizar un estimador predictor de la corriente a partir del modelo del convertidor, el esquema de la propuesta se muestra en la Figura 5.7. El objetivo es predecir la corriente al siguiente período de muestreo y usar la predicción para evaluar la superficie para aplicar la acción de control de forma anticipada y evitar que el rizado supere los límites de la banda de diseño.

Discretizando la ecuación dinámica del modelo del sistema dado por (5.1) utilizando el método de aproximación de Euler hacia adelante se obtiene:

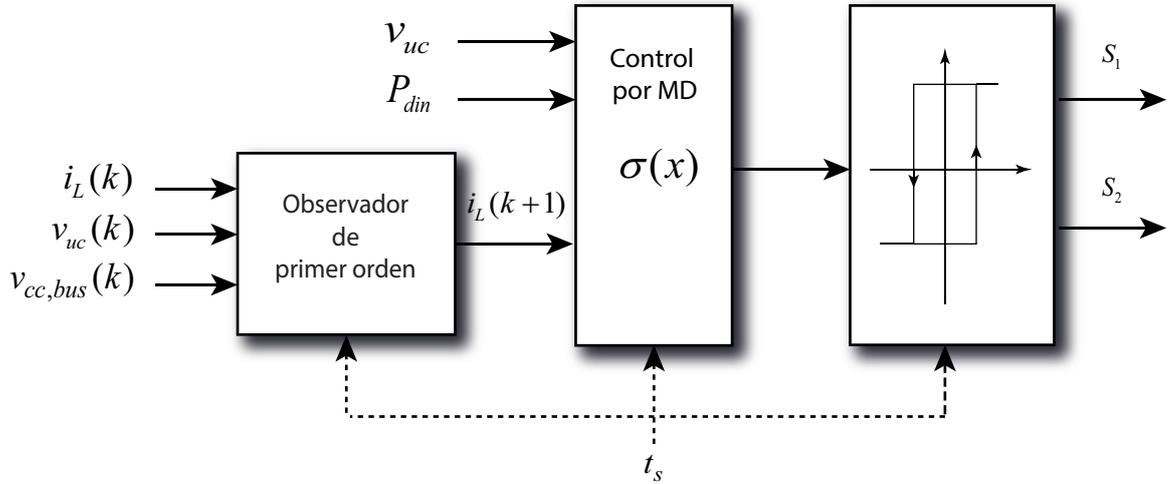


Figura 5.7: Propuesta de implementación de control por MD con predictor de corriente.

$$L \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{t_s} = -v_{uc}(k) + v_{cc,bus}(k)u \quad (5.47)$$

Donde  $k$  denota la muestra actual discreta y  $t_s$  es el periodo de muestreo. Por lo tanto, de (5.47) se obtiene la ecuación para predecir la corriente en el siguiente período de muestreo :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{t_s}{L} (v_{cc,bus}(k)u - v_{uc}(k)) \quad (5.48)$$

Para obtener una buena predicción de corriente se implementa un observador de Luenberg, siguiendo la metodología propuesta en [120], por lo que la corriente predicha se puede expresar:

$$\begin{aligned} \hat{i}_L(k+1) = & \hat{i}_L(k) + \frac{t_s}{L} (v_{cc,bus}(k)u(k) - v_{uc}(k)) + \\ & + k_1(i_L(k) - \hat{i}_L(k)) \end{aligned} \quad (5.49)$$

Para evitar que la estimación dependa del correcto conocimiento del valor de la

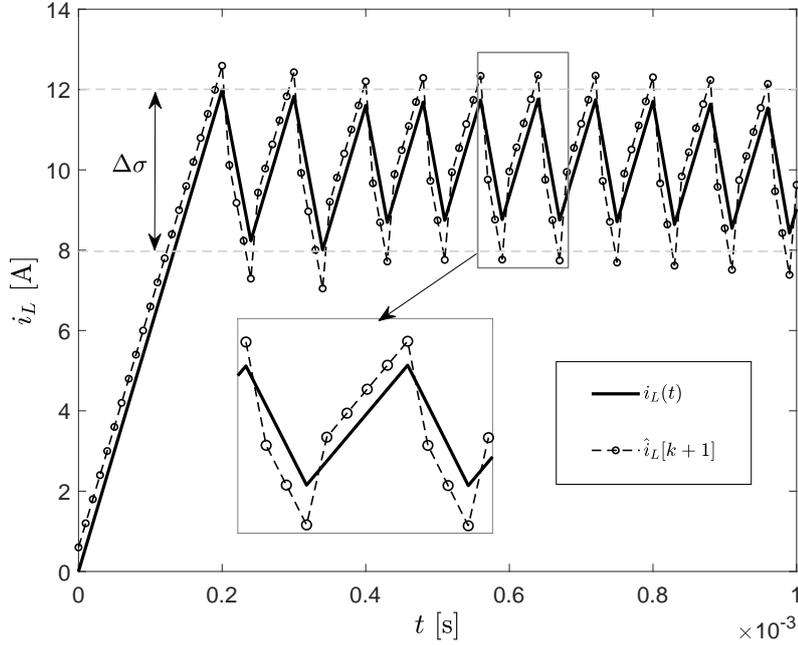


Figura 5.8: Resultados de simulación utilizando el predictor de corriente.

inductancia, se define una nueva variable de estado a ser estimada:

$$\Delta i(k) = \frac{t_s}{L}(v_{cc,bus}(k)u(k) - v_{uc}(k)) \quad (5.50)$$

Si se considera además que  $L$  es aproximadamente constante entre muestras, entonces:

$$\Delta i(k+1) \approx \Delta i(k) \quad (5.51)$$

La ecuación para obtener la estimación de la variación de corriente  $\Delta i$  resulta

$$\hat{\Delta}i(k+1) = \hat{\Delta}i(k) + k_2(\Delta i(k) - \hat{\Delta}i(k)) \quad (5.52)$$

Finalmente, la ecuación para predecir la corriente estará dada por:

$$\hat{i}_L(k+1) = \hat{i}_L k + \hat{\Delta}i(k) + k_1(i_L(k) - \hat{i}_L(k)) \quad (5.53)$$

En la Tabla 5.1 se resume el algoritmo de control completo para su implementación

de forma digital incluyendo el predictor de la corriente de inductor. En la Figura 5.8 se muestran resultados de simulación de la corriente y de su predicción utilizando esta técnica. Se observa que la corriente se mantiene dentro de los márgenes impuestos logrando a su vez una forma de onda uniforme. La forma de onda de la corriente predicha se debe a las transiciones de pendiente de la corriente real forzada por la acción de control  $u$  y a que siempre estará una muestra por delante de la corriente real. Por otro lado, el período de muestreo,  $t_s$ , limita la máxima frecuencia de conmutación a  $f_{s_{max}} = 1/(2t_s)$  independientemente del punto de operación. La medición de las variables  $v_{uc}$  y  $v_{cc,bus}$  para estimar la corriente al siguiente período de muestreo no supone una complejidad extra ya que las mismas se obtienen para la aplicación de la estrategia de control general.

Tabla 5.1: Algoritmo de la estrategia de control propuesta.

---

**Algoritmo:** Estrategia por MD

---

*Medir:*  $i_L$ ,  $v_{uc}$  y  $v_{cc,bus}$

*Estimar:*  $i_L(k+1)$

**if** ( $|i_L| < |\pm I_{\pm max}|$  &  $V_{uc,min} < v_{uc} < V_{uc,max}$ ) **then**  
 $\sigma(x) \Rightarrow \sigma_{din}(x)$

**else**

**if** ( $|i_L| > |I_{\pm max}|$ ) **then**  
 $\sigma(x) \Rightarrow \sigma_i(x)$

**if** ( $V_{uc,min} > v_{uc} || v_{uc} < V_{uc,max}$ ) **then**  
 $\sigma(x) \Rightarrow \sigma_v(x)$

**end if**

**if** ( $\sigma(x) > \Delta\sigma(x)/2$ ) **then**  $u = 1$

**if** ( $\sigma(x) < -\Delta\sigma(x)/2$ ) **then**  $u = 0$

---

## 5.4. Resultados generales de simulación utilizando la estrategia completa basada en filtro con ancho de banda variable y MD

Para evaluar la estrategia de control por MD se utilizó el ciclo de manejo estándar UDDS como dato para calcular el requerimiento de potencia del VE al igual que en el Capítulo 4. Se realizó un análisis numérico de simulación considerando los parámetros del SHAE listados en la Tabla 5.2 con un paso fijo de simulación de  $T_s = 10\mu\text{seg}$  (ODE4 Runge Kutta). Para ello se utilizó el modelo promediado del convertidor y se aplicó la estrategia del control equivalente de MD [41] a partir de las expresiones utilizadas (5.16) y (5.39).

### 5.4.1. Resultados generales considerando un ciclo de manejo estándar

En la Figura 5.9 se muestra el requerimiento de potencia,  $P_{req}$ , contemplando los primeros 565 segundos del ciclo de manejo estándar UDDS presentado en el Capítulo 2. Además se muestra la potencia media,  $P_{med}$ , y la potencia dinámica,  $P_{din}$ , obtenidas utilizando la propuesta del filtro pasabajos con ancho de banda ajustable. Al igual que en el capítulo anterior, se selecciona,  $V_{uc,max} = 42\text{ V}$ ,  $V_{uc,min} = 20\text{ V}$ ,  $N_{max} = 1000000$  y  $N_{min} = 5000$ . En la Figura 5.10 se muestran resultados para: a) corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , b) corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$ , e) tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$  y f) la acción de control equivalente  $u_{eq}$ . Se observa que la corriente de batería presenta dinámicas suaves y que el UC entrega una corriente con variaciones rápidas y con un valor medio igual a cero. Por otra parte, al igual que en el caso del control clásico, en aproximadamente  $t = 110\text{ s}$  y  $t = 205\text{ s}$  se debe aplicar la limitación de corriente por la protección impuesta en  $I_{max} = \pm 150\text{ A}$  dada por la superficie de deslizamiento 5.37. En la Figura 5.11 se muestra la evolución del índice de desempeño o de evaluación del costo del deterioro de vida útil de la batería. Se observa que la estrategia y la implementación del SHAE

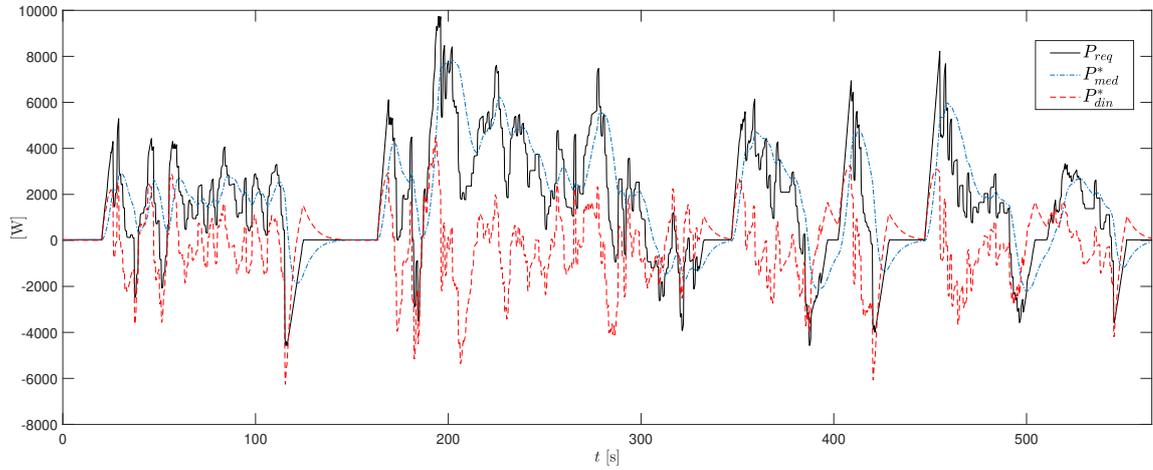


Figura 5.9: Requerimiento de potencia,  $P_{req}$  por el sistema de tracción para el ciclo de manejo estándar UDDS. Potencia media,  $P_{med}$ , y potencia dinámica,  $P_{din}^*$ , de referencia utilizando la propuesta del filtro pasabajos con ancho de banda variable y un control por MD.

Tabla 5.2: Parámetros de SHAE en configuración CSA

Parámetro	Valor	Unidad
$V_{cc,bus}$	42	V
$V_{uc}$	30	V
$C_{cc,bus}$	27	mF
$C_{uc}$	175	F
$R_b$	0.01	$\Omega$
$R_{uc}$	3.3	m $\Omega$
$L$	56	$\mu$ Hy
$f_s$	50	kHz

a base de baterías y UC presenta al final del recorrido un índice menor comparado con el caso en que el VE es alimentado sólo por baterías.

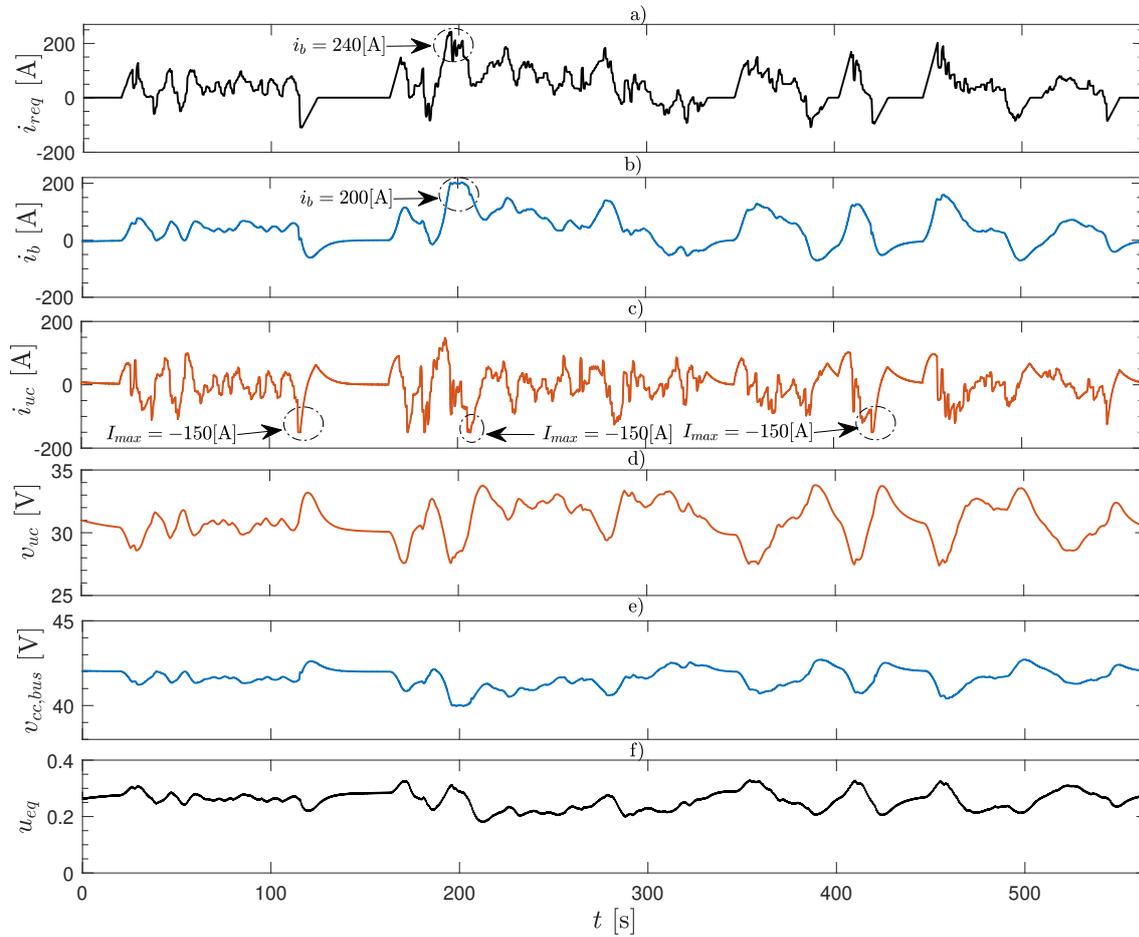


Figura 5.10: Estrategia de control por MD utilizando filtro con ancho banda variable para la separación de potencias: a) corriente requerida por el inversor,  $i_{req}$ , b) corriente de batería,  $i_b$ , c) corriente de UC,  $i_{uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$ , e) tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$  y f) acción de control equivalente  $u_{eq}$ .

## 5.5. Resultados experimentales utilizando un banco de ensayos de baja potencia

Con el objetivo de validar experimentalmente la estrategia de control, inicialmente se utilizó el banco de ensayos de baja potencia presentado en el Capítulo 4, cuya fotografía se muestra en la Figura 5.12. Las características y valores de los componentes utilizados en la implementación se muestran en la Tabla 5.3. Como carga de potencia constante, se utilizó un convertidor comercial de CC/CC reductor con salida

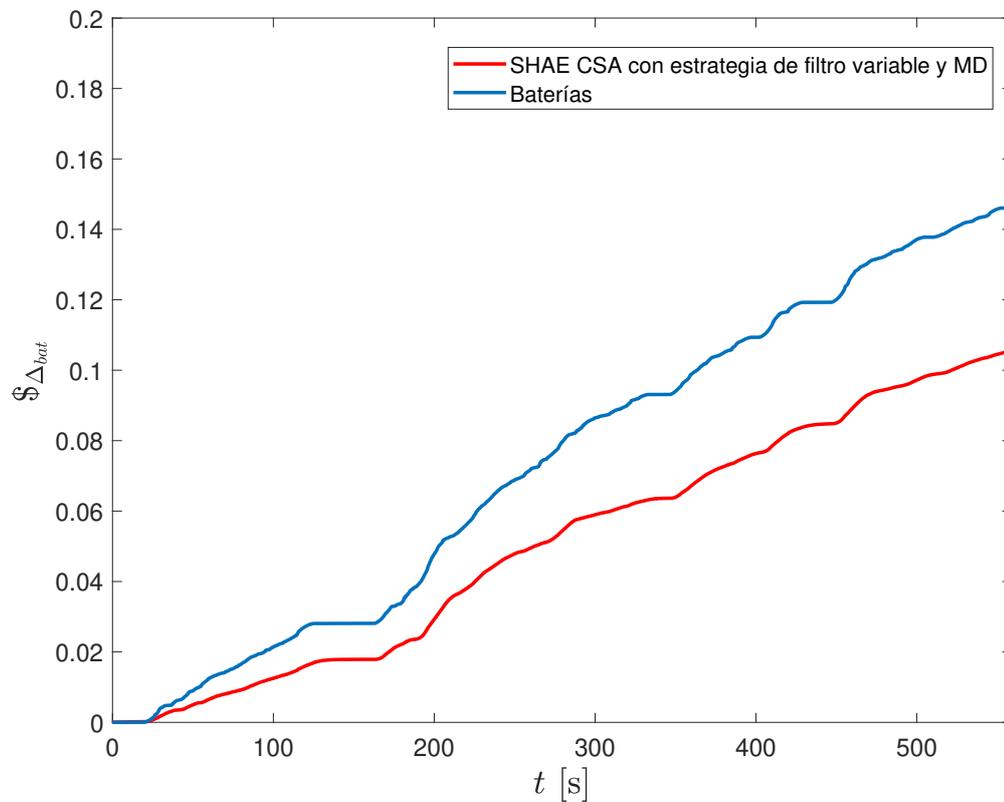


Figura 5.11: Índice de desempeño de la estrategia de control por MD de SHAE a base de baterías y UC en configuración CSA comparándolo con almacenamiento a base de baterías.

regulada a 5 V (se le agregó un filtro capacitivo a la entrada) que se conecta al SHAE de forma intermitente con una señal de conexión de 1 Hz y un ciclo de trabajo del 50%. Por otro lado, el banco de baterías se emuló a partir de la utilización de una fuente regulada de laboratorio.

El control por MD se implementó utilizando el kit experimental TMS320F28335 de Texas Instruments. Se utilizó un ciclo de procesamiento de 50kHz en donde se muestrean las mediciones y se ejecuta el control.

Se realizaron diferentes pruebas para evaluar el funcionamiento de las superficies de control diseñadas:

- Inyección de  $P_{din}$  y control simultáneo de la tensión de UC según ec. (5.13) para

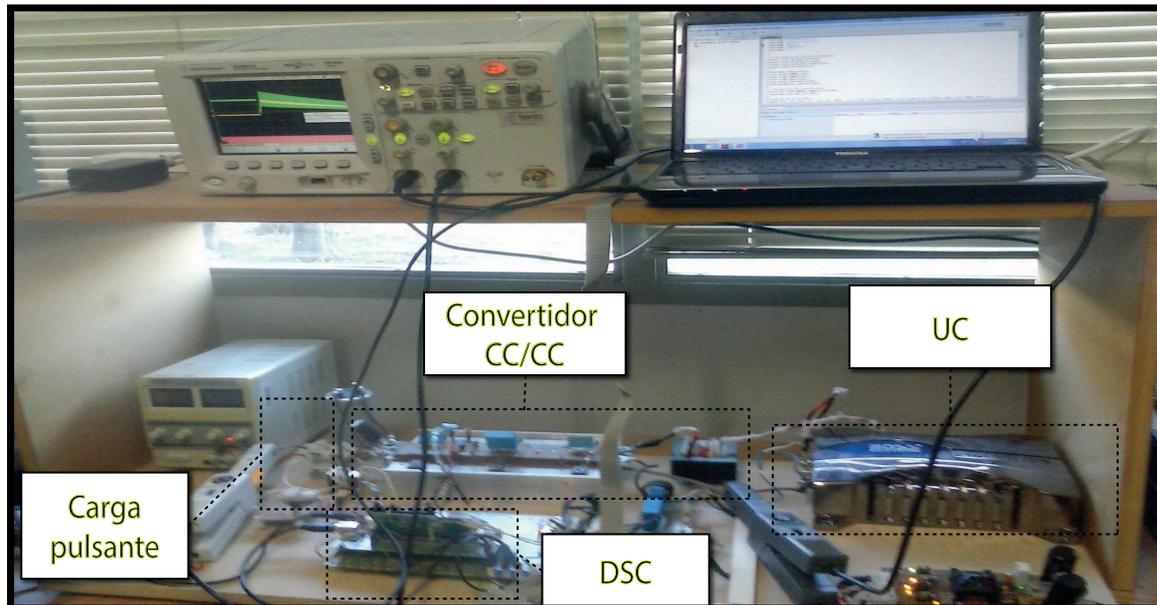


Figura 5.12: Banco experimental de SHAE de baja potencia.

Tabla 5.3: Parámetros del SHAE

Parámetro	Descripción	Valor
$V_b$	Tensión Batería	12[V]
$P_{req}$	Potencia Requerida	20[W]
$C_{cc,bus}$	Capacitor de Filtro	0.027[F]
$C_{uc}$	Ultracapacitor	0.7[F]
$R_{uc}$	ESR de UC	3[mΩ]
$L$	Inductor	370[μHy]
$f_s$	Frecuencia máxima de conmutación	50[kHz]
$f_m$	Frecuencia de muestreo	50[kHz]
$k$	Cte. proporcional del error de $v_{uc}$	0.5

diferentes anchos de banda de filtro (caso para filtro de potencia con ancho de banda fijo y caso para ancho de banda ajustable).

- Protección de corriente.
- Protección de tensión del UC.

### 5.5.1. Filtro de Potencia con Ancho de Banda Fijo

Como prueba inicial, se utilizó un filtro con un ancho de banda fijo. Se estableció la frecuencia de corte en  $f_c = 4\text{Hz}$ , dado por  $N = 2000$  y por la frecuencia de ejecución del filtro ( $f_m = 50\text{kHz}$ ), lo que implica un ancho de banda amplio con respecto a la frecuencia de conexión de la carga. En la Figura 5.13a) se muestra la evolución de la tensión de UC,  $v_{uc}$ , ante un cambio de referencia de tensión  $v_{uc}^*$  de 8 a 10 V. Se observa que el UC entrega los picos iniciales de la corriente de carga  $i_{req}$ , pero no se aprovecha del todo la densidad de potencia disponible del SHAE, ya que las baterías deben hacerse cargo de un gran porcentaje de la corriente solicitada por la carga.

En la Figura 5.13 b) se muestran resultados para la misma prueba del caso anterior, pero limitando la frecuencia de corte del filtro a  $f_c = 0.16\text{Hz}$  dado por  $N = 50000$ . En este caso se observa que la batería entrega una menor proporción de la corriente de carga  $i_{req}$  tendiendo al valor medio de la misma con transiciones lentas. Al ampliarse la densidad de potencia del SHAE, el UC entrega una mayor parte de la corriente de carga con una mayor utilización de su energía disponible, lo que provoca una variación significativa de la tensión en bornes del mismo. Aún así se observa que la tensión posee un valor medio que se establece en el voltaje de referencia  $v_{uc}^*$ . Este caso sería el deseable para el funcionamiento del SHAE desde el punto de vista de la utilización de la energía del UC. Sin embargo, debido a que los requerimientos de corriente y las variaciones de tensión del mismo pueden ser elevadas, pueden actuar las protecciones de corriente y tensión de manera frecuente cuando el UC se encuentre descargado (como se detalló en el Capítulo 3), lo que impactaría en la corriente entregada por la batería, mostrando discontinuidades o variaciones rápidas [52].

### 5.5.2. Filtro de Potencia con Ancho de Banda Ajustable

En la Figura 5.14 se muestran resultados para el caso de un filtro con ancho de banda ajustable. Aquí, se realiza un cambio de referencia de  $v_{uc}^*$  de 7 a 10V, y se asigna  $k = 0.2$  para disminuir la respuesta de  $v_{uc}$  y que el efecto del filtro sea apreciable. Se hace variar el parámetro  $N$  entre  $2000 \leq N \leq 50000$ , permitiendo que la frecuencia de corte varíe entre  $0.16 \leq f_c \leq 4$  según la tensión del UC. Esto permite que el UC

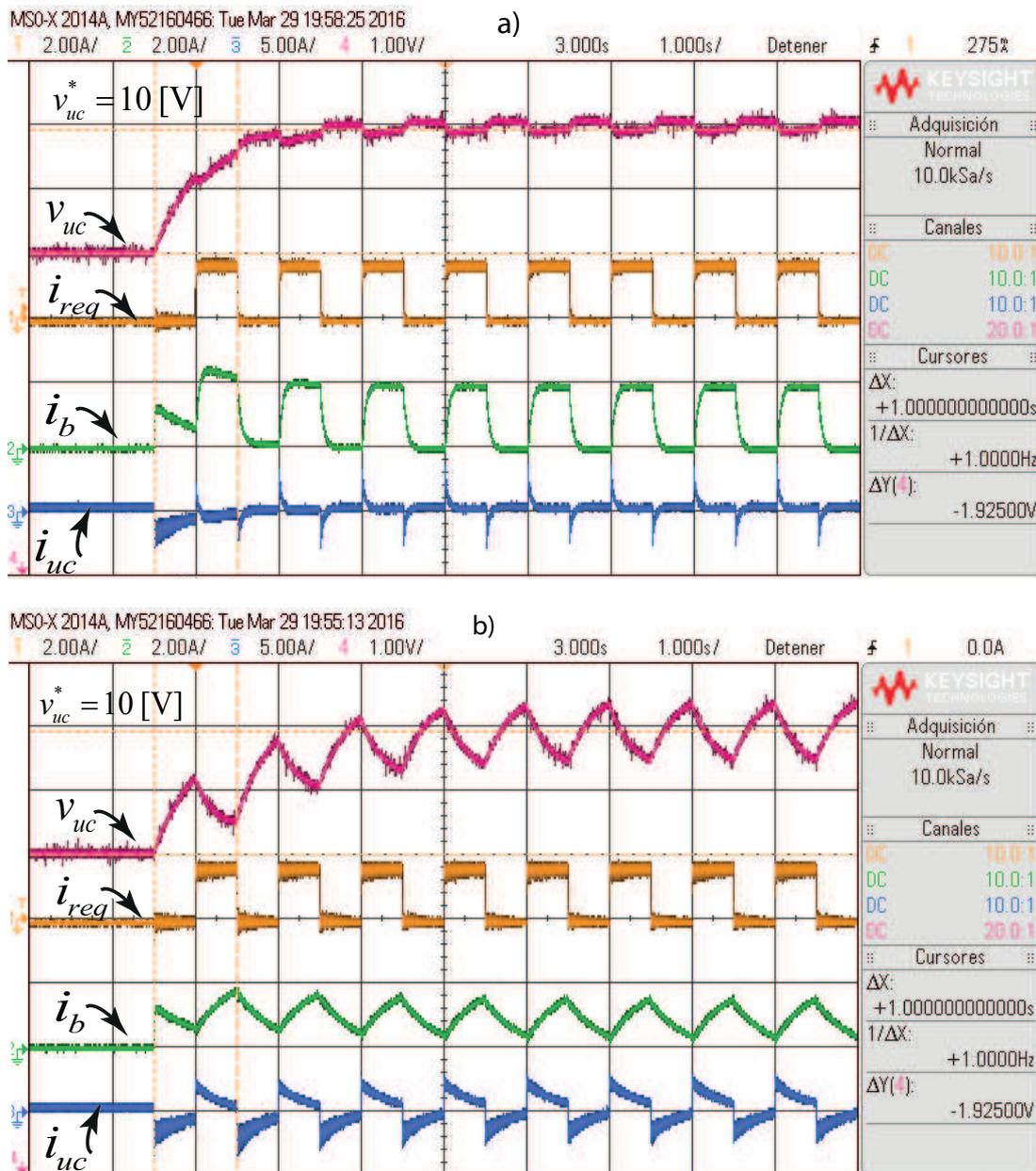


Figura 5.13: Tensión de UC  $v_{uc}$  ante un cambio de referencia de 8 V a 10 V, corriente de carga  $i_{req}$ , corriente de batería  $i_b$  y corriente de UC  $i_{uc}$  ( $i_L$ ). a) Caso de filtro de ancho de banda amplio ( $f_c = 4\text{Hz}$ ). b) Caso con filtro de ancho de banda acotado ( $f_c = 0.16\text{Hz}$ ).

entregue una mayor porción de la corriente de carga cuando se encuentre cargado y con disponibilidad de energía y se limite el requerimiento cuando el UC se encuentra

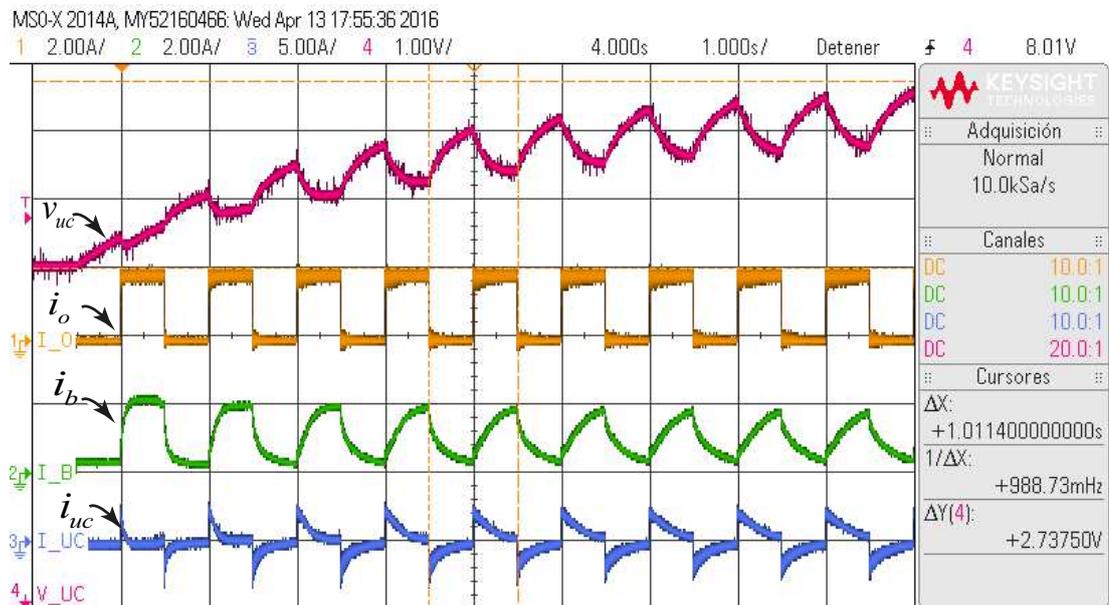


Figura 5.14: Caso de filtro con de ancho de banda ajustable: Tensión de UC,  $v_{uc}$  ante un cambio de referencia de 7 a 10 V, corriente de carga  $i_{req}$ , corriente de batería  $i_b$  y corriente de UC  $i_{uc}$ .

descargado cerca de su tensión mínima de funcionamiento. Esto resulta en una mejor utilización de la energía disponible del UC.

Por otro lado, en la Figura 5.15 se muestra una ampliación de la corriente  $i_L$  y la señal de control de la llave  $s_1$  en el instante en que se conecta la carga. Además, en la Figura 5.16 se muestra la evolución en el tiempo de la superficie de control de la expresión (5.13) y la señal de control de la llave  $s_1$ , a partir del instante en que se realiza el cambio de referencia de tensión.

### 5.5.3. Actuación de las Protecciones

Para evaluar la protección de corriente según la ec. (5.37), en la Figura 5.17 se muestra la tensión de UC ante un cambio de referencia de 3 a 8 V, y la corriente de inductor cuando se impone  $I_{max} = 2A$ . Se observa que la superficie diseñada permite limitar adecuadamente la corriente, protegiendo al sistema. Esto produce a su vez una limitación en la pendiente de crecimiento de la tensión del UC.

En la Figura 5.18 se muestra la corriente de inductor  $i_L$  y la tensión de UC  $v_{uc}$ ,

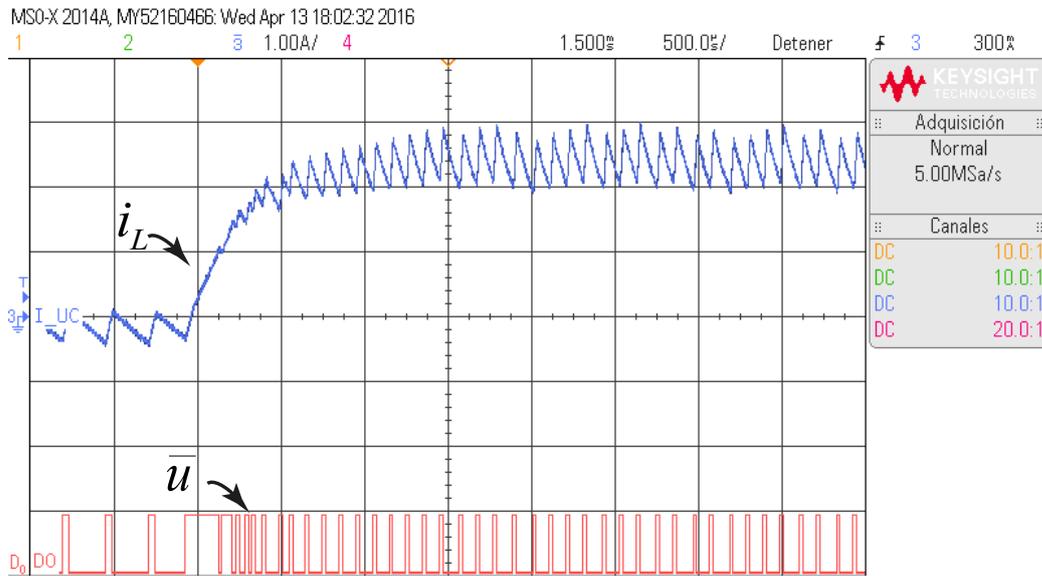


Figura 5.15: Detalle de corriente  $i_L$  en conjunto con la señal de control  $u$ .

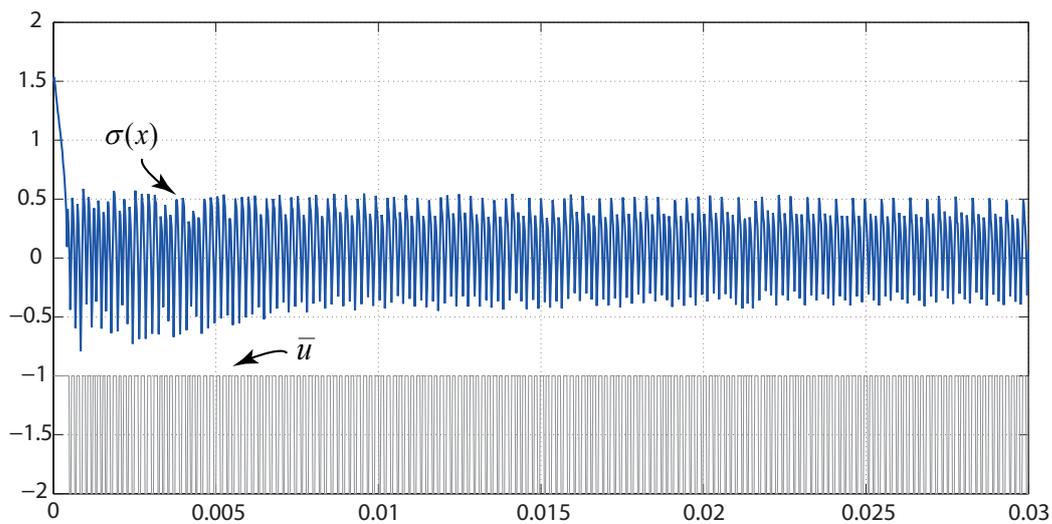


Figura 5.16: Evolución temporal de la superficie  $\sigma(x)$  dada por ec. (5.13).

para mostrar el funcionamiento de la protección de tensión. Inicialmente la tensión  $v_{uc}$  se mantiene en 7 V con el SHAE funcionando sin carga. Cuando se conecta la carga, el UC entrega el pico de corriente inicial provocando que comience a descargarse. Se impone una tensión mínima  $v_{ucmin} = 6V$  y un rango de protección  $\Delta V = 0.75V$ . De esta forma cuando la tensión del UC disminuye por debajo de  $v_{ucmin} + \Delta V =$

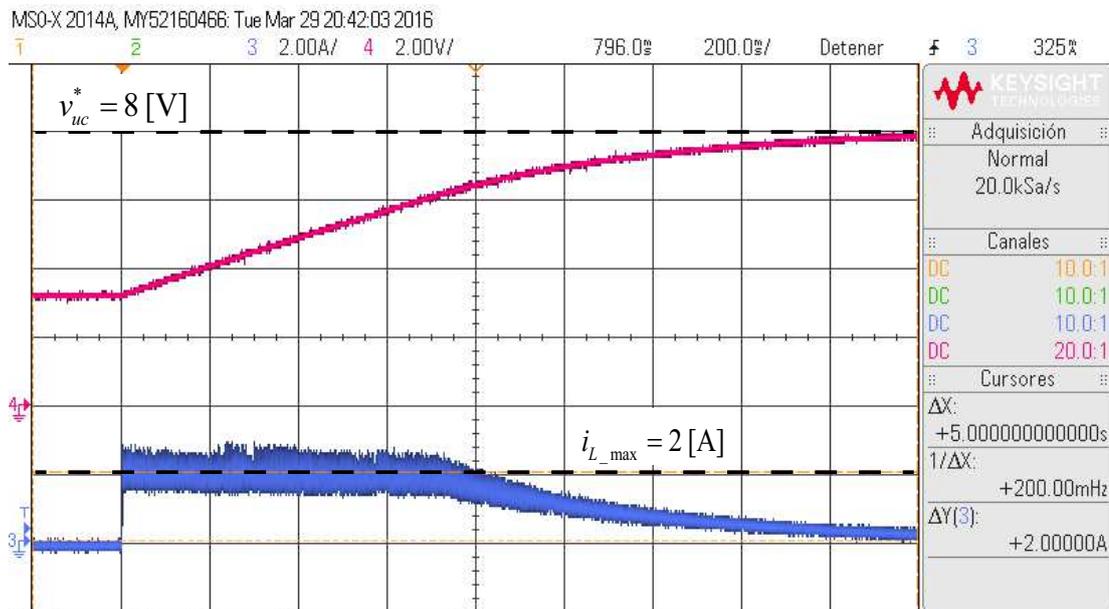


Figura 5.17: Tensión de UC,  $v_{uc}$  ante un cambio de referencia de 3 a 8 V y corriente de inductor  $i_L$  ( $i_{uc}$ ) limitada a 2 A.

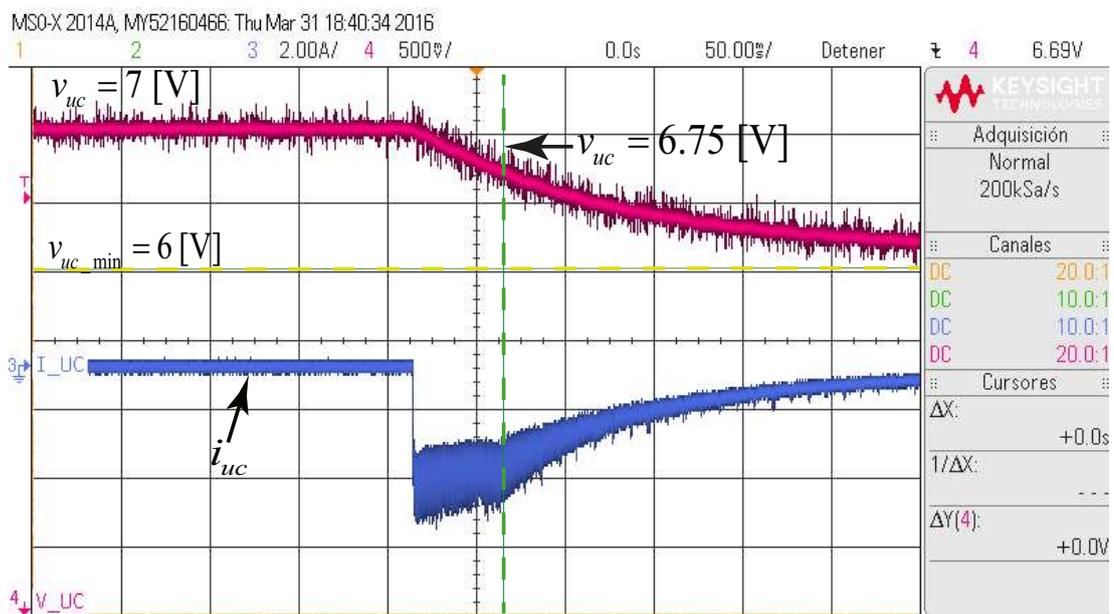


Figura 5.18: Actuación de la protección de tensión mínima de UC,  $v_{uc}$ , evitando llevar la corriente de inductor  $i_L$  a cero abruptamente.

6.75V el control sigue la superficie de deslizamiento de protección de tensión (5.44), disminuyendo la corriente a cero de forma suave y evitando a su vez que  $v_{uc} < V_{uc,min}$

## 5.6. Resultados experimentales obtenidos en banco de mayor potencia

En una segunda etapa, se implementó una plataforma de ensayos cuya fotografía se muestra en la Fig. 5.19 para validar la estrategia en un entorno que emule condiciones similares a las de un VE. La misma está compuesta por un banco de baterías de plomo-ácido de 36 V conectados al bus de CC del que se alimenta el sistema de tracción. El mismo está compuesto por un convertidor CC/CA y un motor asincrónico de 1kW. Las señales de conmutación del inversor son generadas a partir de un control par-velocidad basados en control de campo orientado del motor de inducción o también conocido por FOC (sus siglas en inglés, *Field Oriented Control*) para emular el requerimiento de potencia de un VE. A su vez se dispone de un UC de 176 F que se conecta al bus de CC a través de un convertidor CC/CC que, en este caso, fue diseñado para una potencia máxima de 10 kW utilizando Mosfets de 130 A y 200V contemplando aplicaciones futuras. En la Tabla 5.4 se muestran los valores nominales de cada parámetro del sistema.

Para implementar el control de velocidad FOC del motor asincrónico y el control por MD del convertidor AC/AC se utilizaron dos kits experimentales TMS320F28335 de Texas Instruments programados de forma independiente. El control de la máquina fue realizado en función de estrategias existentes en la literatura[121]. Para controlar el convertidor DC/DC se utilizó un ciclo de procesamiento de 100 kHz en donde se realizan las mediciones, se predice la corriente para el próximo período de muestreo y se ejecuta el control.

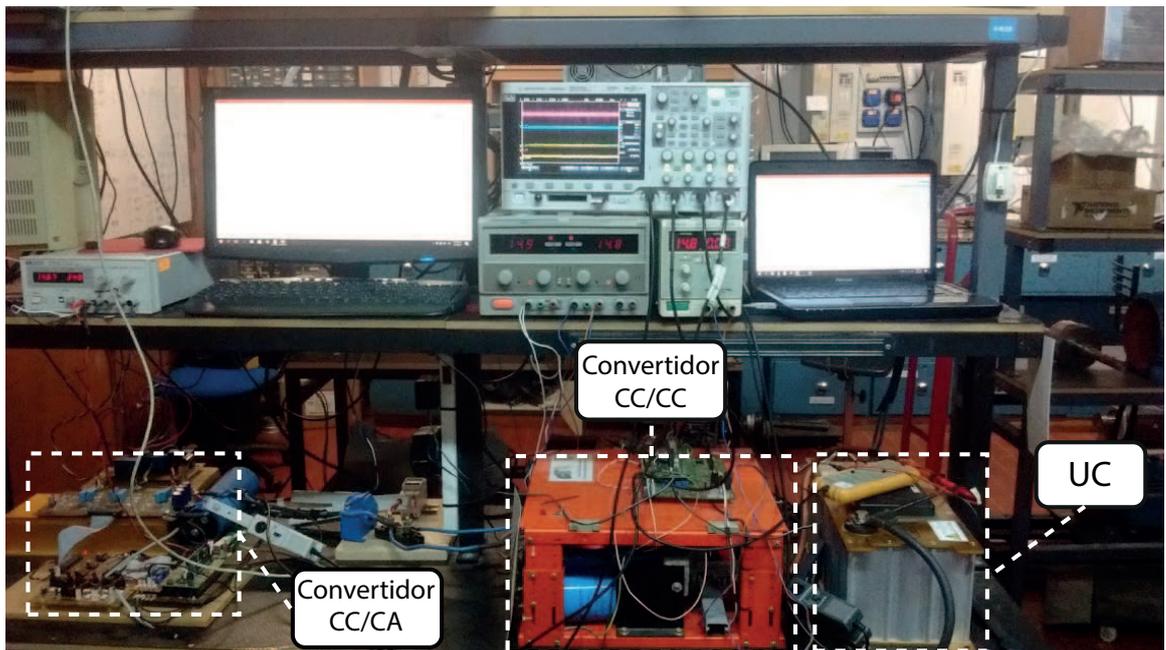


Figura 5.19: Fotografía de la plataforma de ensayos experimentales.

### 5.6.1. Predicción de la corriente

En la Figura 5.20 se muestra la forma de onda de la corriente del inductor,  $i_L$  utilizando la propuesta de predicción de corriente período a período,  $\hat{i}_L$  según la expresión (5.53). Para esta prueba se realizó un control de corriente con un escalón de referencia de  $i_L^* = 10$  A y se configuró un rizado máximo de  $\Delta\sigma_i = 2$  A, con el UC cargado en  $v_{uc} = 12$  V y el bus de CC en 36 V. Se observa que, con la estrategia propuesta la corriente del inductor siempre se mantiene dentro del límite de rizado impuesto debido a que la acción de control cambia en función de la corriente predicha anticipándose un período de muestreo. La frecuencia del ripple de corriente para estas condiciones resulta aproximadamente 5 kHz. En la misma figura se muestran resultados para la misma prueba sin utilizar la estrategia de predicción. Se observa que la corriente evoluciona por fuera de los límites de ripple impuestos debido a que la velocidad de crecimiento para cada condición de conmutación resulta elevada respecto al período de muestreo donde se realiza el algoritmo de control mediante el lazo de histéresis.

Tabla 5.4: Parámetros del banco experimental de mayor potencia

Parámetro	Valor
Voltaje de operación Max. del banco de baterías, $V_{bat,max}$	36 V
Potencia nominal del motor de CA	1kW
Máx. potencia de operación del convertidor CC/CC	36 kW
Capacidad del UC, $C_{uc}$	176 F
UC ESR, $R_{uc}$	5 mΩ
Inductor, $L$	200 uHy
Capacitor filtro del bus de CC, $C_{cc,bus}$	0.027 mF

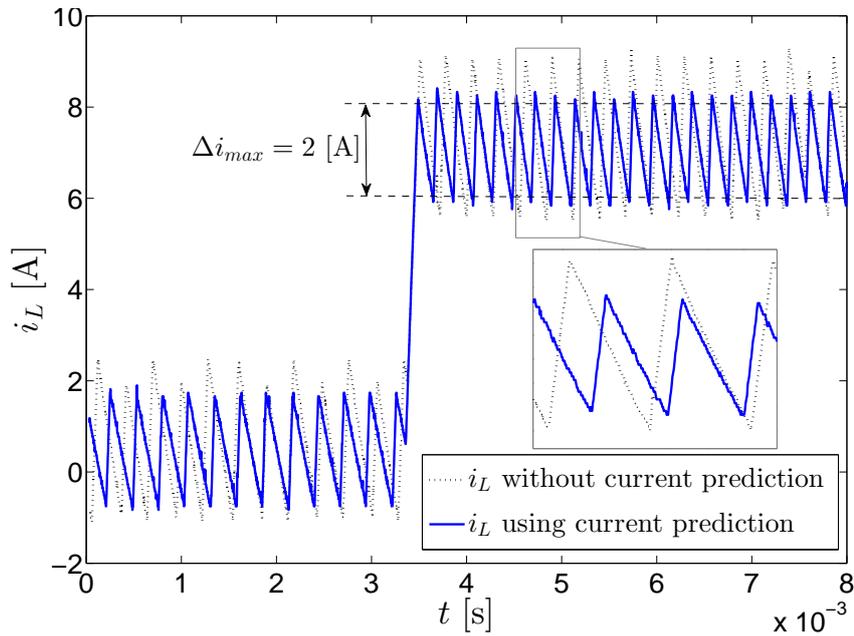


Figura 5.20: Control con histéresis comparando la corriente predicha al siguiente período de muestreo.

### 5.6.2. Prueba con filtro con ancho de banda fijo

Para comprobar la estrategia de control de SHAE se configuró un perfil de velocidad angular del motor asincrónico utilizado como referencia,  $\omega^*$ , para el controlador de par-velocidad. Este perfil incrementa la referencia de forma escalonada cada 6 segs en 0.1 [pu] la referencia hasta llegar a 0.5, disminuyendo finalmente de forma abrupta a 0.1 para lograr que la máquina entregue energía al bus de CC durante el frenado regenerativo.

En esta primera prueba se utilizó el filtro de la expresión (3.57) con un ancho de

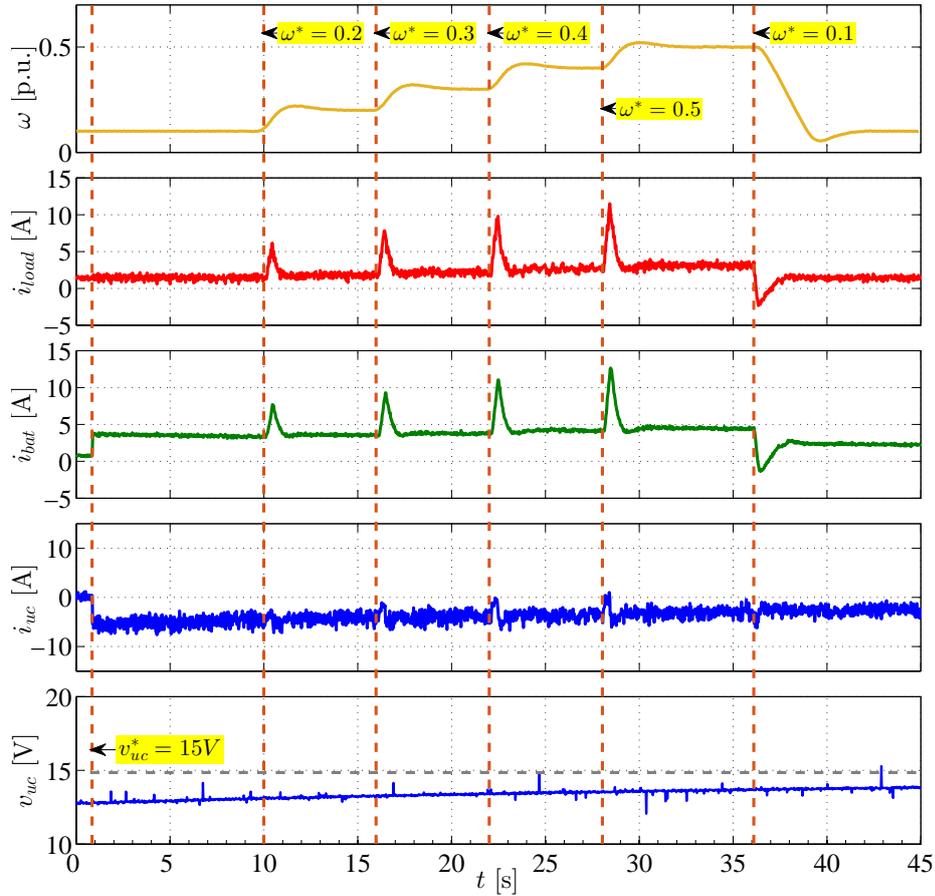


Figura 5.21: Caso de filtro de ancho de banda amplio ( $f_c = 4\text{Hz}$ ): Tensión de UC  $v_{uc}$  ante un cambio de referencia de 13 V a 15 V, corriente de carga  $i_{req}$ , corriente de batería  $i_b$  y corriente de UC  $i_{uc}$  ( $i_L$ ).

banda fijo. Se estableció la frecuencia de corte en  $f_c = 2\text{Hz}$ , dado por  $N = 5000$ , lo que implica un ancho de banda amplio con respecto a la frecuencia del requerimiento de potencia del sistema de tracción. Además el UC se carga inicialmente a 13 V, y se genera una referencia de tensión  $v_{uc}^* = 15\text{ V}$  para demostrar el funcionamiento de la estrategia de control con carga de UC y entrega de potencia dinámica de forma simultánea. En la Fig. 5.21 se muestra la velocidad angular del motor de tracción,  $\omega$ , a partir de las referencias indicadas por el ciclo de prueba nombrado. Además se muestra la corriente de carga,  $i_{req}$ , la corriente de batería  $i_b$ , la corriente de UC,  $i_{uc}$  y la tensión de UC  $v_{uc}$ .

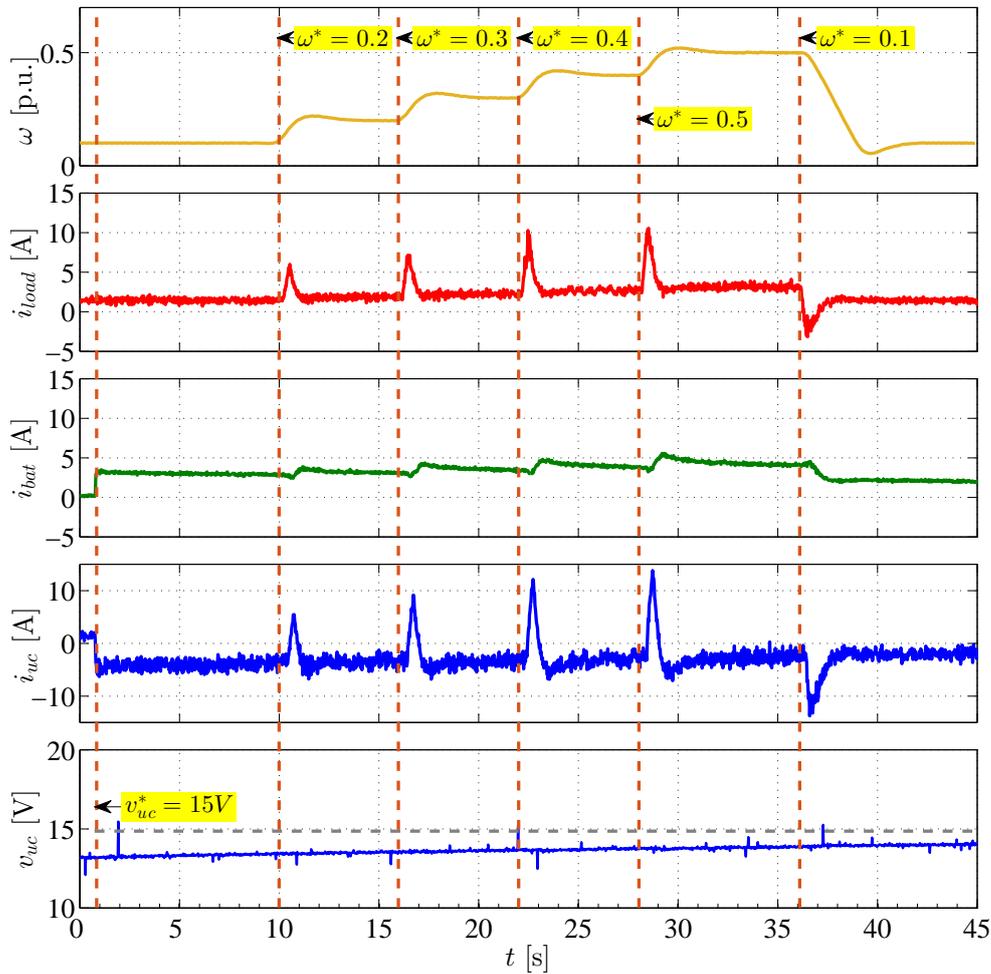


Figura 5.22: Caso con filtro de ancho de banda acotado ( $fc = 0.16\text{Hz}$ ): Tensión de UC  $v_{uc}$  ante un cambio de referencia de 13 V a 15 V, corriente de carga  $i_{req}$ , corriente de batería  $i_b$  y corriente de UC  $i_{uc}$  ( $i_L$ ).

En primer lugar se genera una referencia de flujo de la máquina, por lo que el valor medio de la corriente de carga se mantiene constante hasta  $t=10$  s. Luego la corriente de carga es pulsante, ya que absorbe picos durante la aceleración. Se observa que la batería entrega casi en su totalidad los picos de corriente de carga ya que la referencia de potencia dinámica generada por el filtro es pequeña lo que provoca que el UC entregue corriente de forma insuficiente y se desaproveche la densidad de potencia disponible del SHAE.

En la Figura 5.22 se muestran resultados para la misma prueba del caso anterior, pero limitando la frecuencia de corte del filtro a  $f_c = 0.16\text{Hz}$  dado por  $N = 50000$ . En este caso se observa que la batería entrega una menor proporción de la corriente de carga,  $i_{req}$ , tendiendo al valor medio de la misma con transiciones lentas. Al disminuir el ancho de banda del filtro, se aprovecha mejor la densidad de potencia disponible del SHAE y el UC entrega una mayor parte de la corriente de carga con una mayor utilización de su energía disponible. Este caso sería el deseable para el funcionamiento del SHAE desde el punto de vista de la completa utilización de la densidad de potencia y energía disponible del UC. Sin embargo, como se mostró en el Capítulo 3, debido a que los requerimientos de corriente y las variaciones de tensión del mismo pueden ser elevadas y actuar las protecciones de corriente y tensión de manera frecuente cuando el UC se encuentre cerca de sus límites nominales de tensión. Esto impacta en la corriente entregada por la batería, mostrando discontinuidades o variaciones rápidas [54].

### 5.6.3. Prueba con filtro con ancho de banda variable

En la Figura 5.23 se muestran resultados de una prueba realizada utilizando un filtro con ancho de banda ajustable según la ec. (3.57), para una mejor utilización de la energía disponible por el UC. La referencia de velocidad del motor de tracción,  $\omega^*$  se incrementa cada 6 segundos partiendo desde  $t = 5$  s, luego en  $t = 37$  s la referencia se lleva a  $\omega^* = 0.1$  [p.u.]. En este caso el UC parte de una tensión cercana a su máximo establecida en  $V_{uc,max} = 15$  V. Se observa que al tener máxima disponibilidad de energía el UC entrega los picos de la corriente de carga, suavizando la de batería. Sin embargo, para evitar que sobrecargue durante el frenado regenerativo, este absorbe una corriente de magnitud pequeña pero con una dinámica que permite que la corriente de batería no varíe abruptamente.

En la Figura 5.24 se muestra la evolución del parámetro  $N$  durante la prueba. Se observa que cuando el requerimiento de potencia dinámico es positivo  $P_{din} > 0$  (o la corriente requerida es positiva),  $N$  varía en función lineal del SOC del UC (3.54), incrementando la energía entregada por el UC. Si la potencia dinámica es negativa,

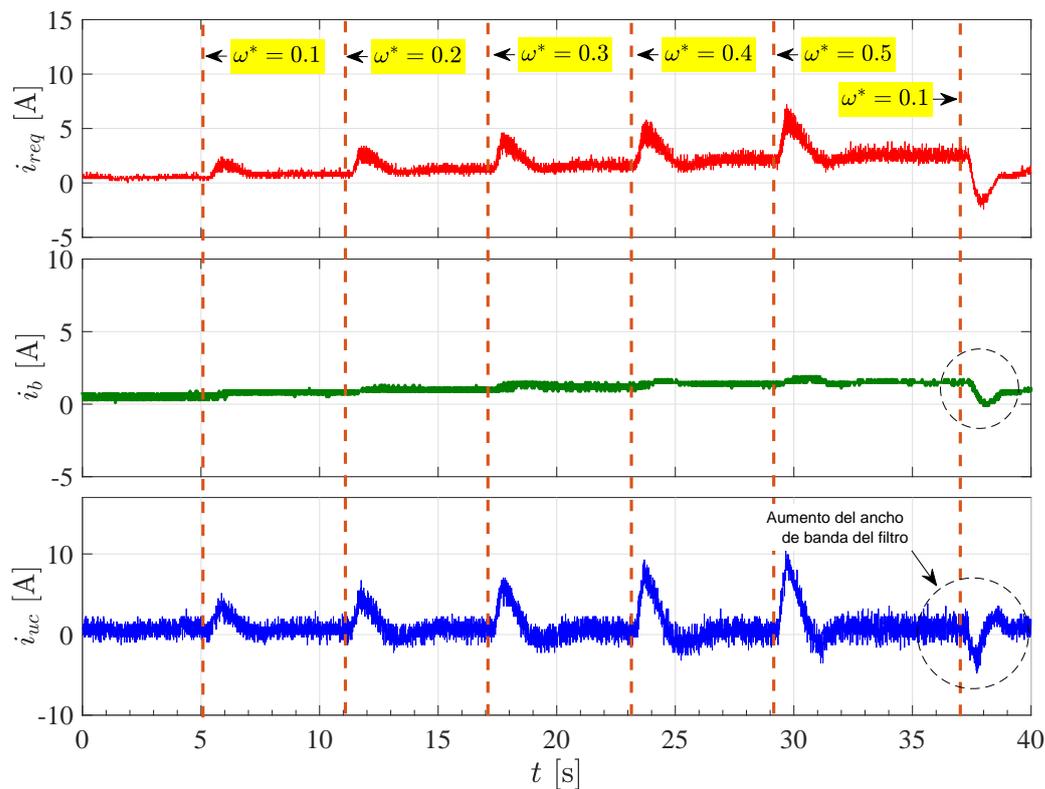


Figura 5.23: Caso de filtro con ancho de banda variable: Tensión de UC  $v_{uc}$  en 15 V, corriente de carga  $i_{req}$ , corriente de batería  $i_b$  y corriente de UC  $i_{uc}$  ( $i_L$ ).

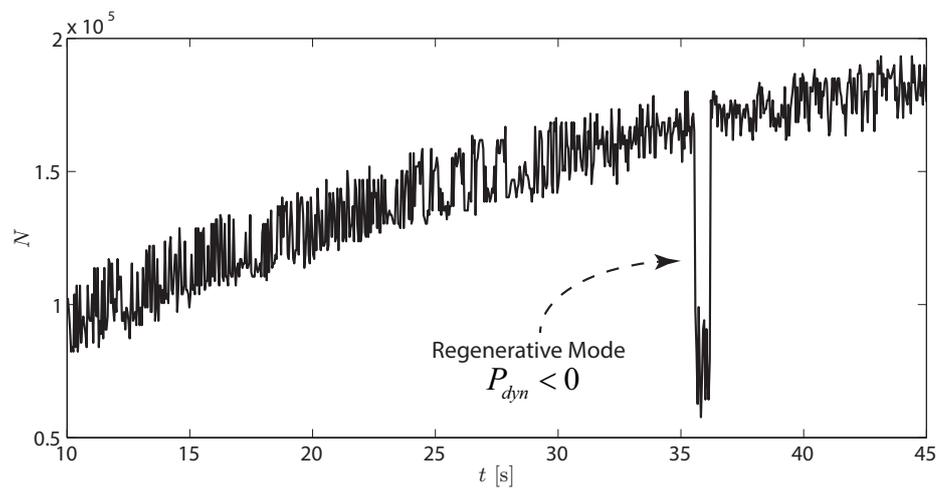


Figura 5.24: Evolución del parámetro  $N$  durante la estrategia de filtro con ancho de banda variable.

como en el caso del frenado regenerativo ( $t = 37$ ) s  $N$  disminuye (3.56) previniendo que el UC se sobrecargue.

#### 5.6.4. Superficies de protección

Para evaluar la protección de corriente de acuerdo con (5.37) se realizó una prueba simple. La Figura 5.25 muestra el voltaje de UC cuando la referencia cambia de 6.4 a 11 V, y se impone una corriente de inductor de  $I_{\max} = 6$  A. Se observa que en  $t = 10$  s la protección actúa porque la corriente alcanza el límite de 6 A, luego la superficie de protección diseñada  $\sigma_i$  limita la corriente adecuadamente. Aproximadamente en  $t = 52$  s la referencia de corriente disminuye por debajo de 6 A cambiando a la superficie de control normal  $\sigma_{din}$ , mientras continúa la carga de UC. Este límite de corriente da como resultado una limitación en la pendiente de crecimiento de la tensión de UC.

Por otro lado, la Figura 5.26 muestra la acción de la superficie de protección de voltaje. Se impone un voltaje de UC mínimo de  $V_{\min} = 10$  V y una banda de histéresis de  $\Delta_V = 0.75$  V. Inicialmente, el voltaje de UC se mantiene en 11 V con el HESS funcionando sin carga. Cuando la carga está conectada a  $t = 10$  s, el UC entrega la corriente pico inicial, lo que provoca que comience a descargarse. De esta manera, cuando el voltaje de UC disminuye por debajo de  $V_{\min} + \Delta_V = 10.75$  V, a  $t = 26$  s, el interruptor de control de la superficie deslizante  $\sigma_v$  (5.44), reduciendo la corriente a cero de manera suave y evitando que la corriente de la batería cambie bruscamente.

### 5.7. Control de SHAE por MD sin la utilización de filtro externo.

Con el objetivo de lograr la separación de potencias del SHAE, controlar la corriente entregada por el UC y regular la tensión del UC a una referencia deseada, se propone la siguiente superficie de deslizamiento:

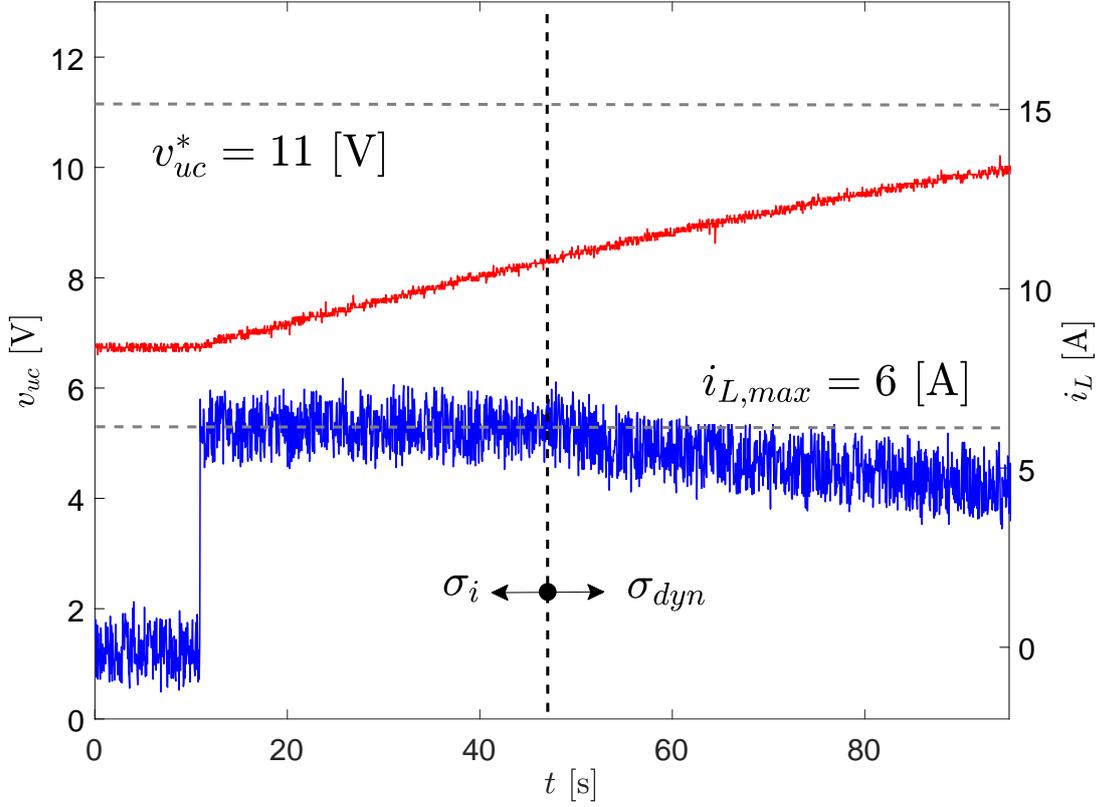


Figura 5.25: Funcionamiento de la superficie de protección de corriente: cambio en la referencia de tensión de UC  $v_{uc}^*$  de 6.4 a 11V, limitando la corriente de inductor/UC  $i_L/i_{uc}$  a 6 A.

$$h_{din}(x) = (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v + \left(\frac{P_{req}}{k_{din}v_{uc}} - \xi\right)k_{din} - i_L \quad (5.54)$$

donde  $\xi$  es una variable auxiliar cuya dinámica se define como:

$$\dot{\xi} = i_L + (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v \quad (5.55)$$

Las constantes  $k_v$  y  $k_{din}$  permiten configurar las dinámicas de  $v_{uc}$  y  $\xi$  respectivamente. Por otro lado, el término  $\left(\frac{P_{req}}{k_{din}v_{uc}} - \xi\right)k_{din}$  genera una referencia de corriente de manera que el UC entregue los picos de potencia de la carga o la potencia dinámica de la misma. Esto se logra imponiendo una dinámica de primer orden a la variable auxiliar  $\xi$ . Básicamente, la variable  $\xi$  consiste en la integral de la corriente de inductor,

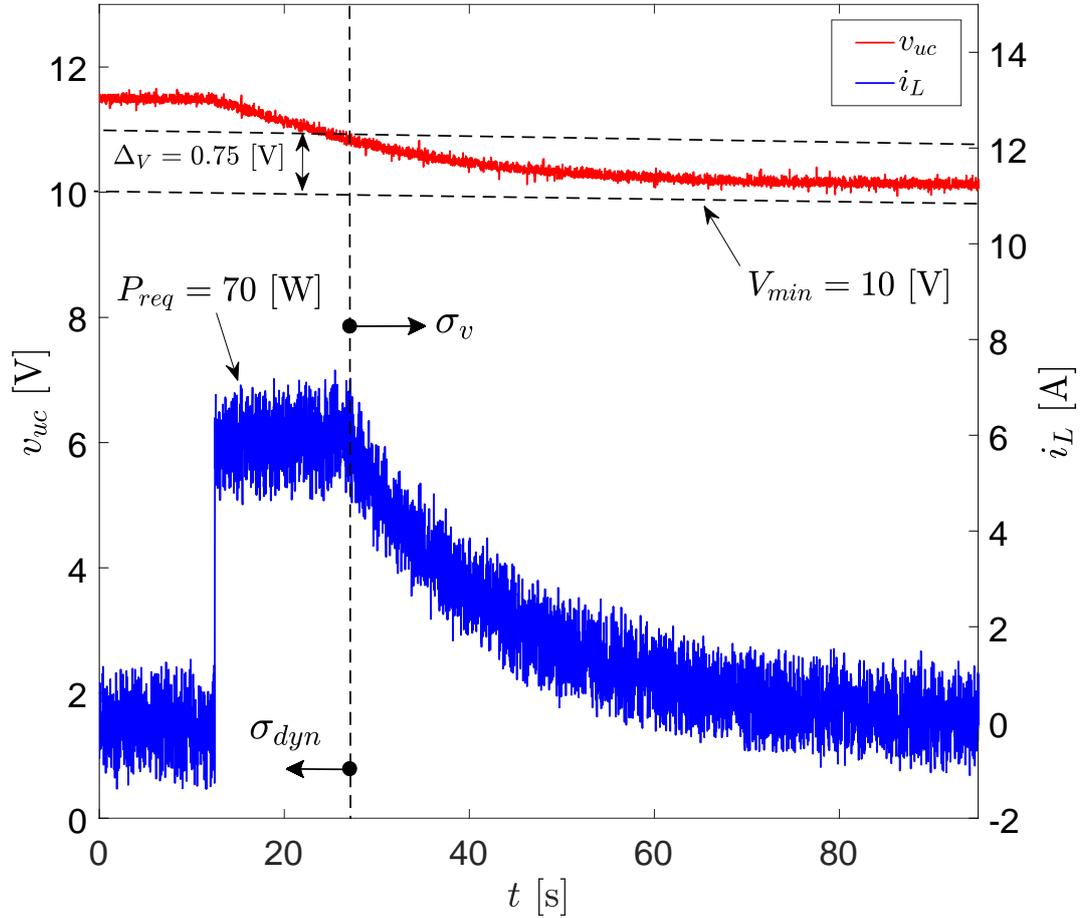


Figura 5.26: Funcionamiento de la superficie de protección de tensión del UC, para un voltaje mínimo  $V_{uc,min} = 10 \text{ V}$ .

actuando como un capacitor virtual. Por este motivo, debe incluirse dentro de la nueva variable, la integral del término  $(v_{uc} - v_{uc}^*)k_v$  para evitar el error en estado estable de la tensión del UC, debido al resultado de integrar la corriente del inductor. La propuesta posee la característica de no utilizar un filtro pasabajos externo al controlador, actuando como control general de alto y bajo nivel simultáneamente. Particularmente, el valor de  $k_{din}$  impone la dinámica de la corriente de batería y UC, y en este caso se considerará fijo para comprobar el funcionamiento de la superficie de deslizamiento, pero puede aplicarse la estrategia de modificarlo en función de la energía disponible del UC como se presenta en la próxima sección. Escribiendo el

modelo del sistema aumentado en la forma  $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{cc,bus} \\ \dot{v}_{C_{uc}} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{i_L R_{uc}}{L} + \frac{v_{C_{uc}}}{L} - \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{V_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{v_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus} v_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ \frac{-i_L}{C_{uc}} \\ i_L + (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v \end{bmatrix}}_{f(x)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{-i_L}{C_{cc,bus}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{g(x)} u \quad (5.56)$$

La superficie propuesta cumple con la condición de transversalidad dada por (5.10)

$$\mathcal{L}_g h_{din} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & k_v - \frac{P_{req}}{v_{uc}^2} & -k_{din} \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{-i_L}{C_{cc,bus}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{g(x)} = \frac{-v_{cc,bus}}{L} < 0 \quad (5.57)$$

y el control equivalente se puede encontrar a partir de (5.8). Calculando la derivada de Lee en dirección del campo  $f(x)$ :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_f h_{din} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & k_v - \frac{P_{req}}{v_{uc}^2} & -k_{din} \end{bmatrix} f(x) \\ &= -\frac{v_{uc}}{L} + \frac{v_{cc,bus}}{L} - \frac{i_L}{C_{uc}} \left( k_v + k_{din} C_{uc} - \frac{P_{req}}{v_{uc}^2} \right) - (v_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} \end{aligned} \quad (5.58)$$

De esta forma, el control equivalente resulta:

$$\begin{aligned}
u_{eq} &= -\frac{\mathcal{L}_f h_{din}}{\mathcal{L}_g h_{din}} \\
&= \frac{\left( -v_{uc} + v_{cc,bus} - \frac{i_L}{C_{uc}} L(k_v + k_{din} C_{uc} - \frac{P_{req}}{v_{uc}^2}) - (v_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} L \right)}{v_{cc,bus}}
\end{aligned} \tag{5.59}$$

El régimen deslizante existe dentro de la región dada por  $0 \leq u_{eq} \leq 1$ .

### 5.7.1. Dinámica en Modo Deslizante

La dinámica en MD se obtiene al reemplazar  $u_{eq}$  de (5.59) en (5.56):

$$\begin{aligned}
\dot{\bar{i}}_L &= -\frac{\bar{i}_L}{C_{uc}} (k_v + k_{din} C_{uc} - \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}^2}) - (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} \\
\dot{\bar{v}}_{cc,bus} &= \frac{V_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{\bar{v}_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} + \frac{1}{\bar{v}_{cc,bus} C_{cc,bus}} \left[ -P_{req} - \frac{\bar{i}_L^2 P_{req}}{C_{uc} \bar{v}_{uc}^2} \right. \\
&\quad \left. + \bar{v}_{uc} \bar{i}_L + \frac{L \bar{i}_L^2 k_v}{C_{uc}} + L \bar{i}_L^2 k_{din} + \bar{i}_L (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} L \right] \\
\dot{\bar{v}}_{uc} &= -\frac{(\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v}{C_{uc}} - \frac{P_{req}}{C_{uc} \bar{v}_{uc}} + \frac{k_{din} \bar{\xi}}{C_{uc}} \\
\dot{\bar{\xi}} &= \left( \frac{P_{req}}{k_{din} \bar{v}_{uc}} - \bar{\xi} \right) k_{din} + 2(\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v
\end{aligned} \tag{5.60}$$

### 5.7.2. Análisis de estabilidad

La corriente de inductor en MD,  $\bar{i}_L$ , tendrá un punto de equilibrio estable en:

$$\bar{i}_L = -\frac{(\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} C_{uc}}{k_v + k_{din} C_{uc} - \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}^2}} \tag{5.61}$$

siempre que

$$k_v + k_{din}C_{uc} > \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}^2} \quad (5.62)$$

La tensión del bus de CC tendrá dos puntos de equilibrio estables en:

$$\bar{v}_{cc,bus} = \frac{V_{ob} \pm \sqrt{V_{ob}^2 + 4R_b C}}{2} \quad (5.63)$$

donde  $C$  es

$$C = -P_{req} - \frac{\bar{i}_L^2 P_{req}}{C_{uc} \bar{v}_{uc}^2} + \bar{v}_{uc} \bar{i}_L + \frac{L \bar{i}_L^2 k_v}{C_{uc}} + L \bar{i}_L^2 k_{din} + \bar{i}_L (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) k_v k_{din} L \quad (5.64)$$

si se cumple  $V_{ob}^2 + 4R_b C > 0$ .

Por otro lado, sabiendo que en régimen deslizante  $h_{din} = 0$ , los puntos de equilibrio de la tensión de UC se encuentran en:

$$\bar{v}_{uc} = \frac{(v_{uc}^* + \bar{\xi} k_{din}/k_v) \pm \sqrt{(v_{uc}^* + \bar{\xi} k_{din}/k_v)^2 - 4P_{req} k_v}}{2} \quad (5.65)$$

siempre que  $(v_{uc}^* + \bar{\xi} k_{din}/k_v)^2 > 4P_{req} k_v$ .

Finalmente, y sabiendo también que  $h_{din} = 0$  en régimen deslizante, se puede encontrar que la variable auxiliar  $\bar{\xi}$  posee un punto de equilibrio estable en:

$$\bar{\xi} = \frac{(\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) 2k_v + P_{req}/\bar{v}_{uc}}{k_{din}} \quad (5.66)$$

### Análisis de estabilidad mediante Lyapunov

Para el análisis de estabilidad se propone la siguiente función de Lyapunov:

$$V(x) = \frac{1}{2} \frac{C_{uc} \bar{i}_L^2}{k_v} + \frac{1}{2} C_{cc,bus} \bar{v}_{cc,bus}^2 + \frac{1}{2} \frac{C_{uc}}{k_v} \bar{v}_{uc}^2 + \frac{1}{2k_{din}} \bar{\xi}^2 \quad (5.67)$$

La dinámica del sistema en MD será estable si

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) \leq & -\|\bar{x}\|_2^2 + \bar{i}_L^2 \left( \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}^2 k_v} - \frac{k_{din} C_{uc}}{k_v} - \frac{P_{req}}{C_{uc} \bar{v}_{uc}^2} + \frac{2Lk_v}{C_{uc}} \right) + \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}} k_{din} \bar{\xi} + \\ & + \frac{V_{ob}}{R_b} \bar{v}_{cc,bus} - C_{uc} \bar{i}_L (\bar{v}_{uc} - v_{uc}^*) + \bar{v}_{uc} \bar{\xi} k_{din} + \bar{v}_{uc} v_{uc}^* \end{aligned} \quad (5.68)$$

La derivada de la función de Lyapunov se puede expresar como

$$\dot{V}(x) \leq -(1 - \delta)(1 - \theta) \|x\|_2^2 \quad (5.69)$$

si se cumple:

$$\forall \|x\|_2 \geq \frac{V_{ob}/R_b - C_{uc}(\bar{v} - v_{uc}^*) + \bar{v}_{uc} k_{din} + v_{uc}^*}{(1 - \delta)(1 - \theta)} \quad (5.70)$$

siendo

$$\delta = \frac{P_{req}}{\bar{v}_{uc}^2 k_v} - \frac{k_{din} C_{uc}}{k_v} - \frac{P_{req}}{C_{uc} \bar{v}_{uc}^2} + \frac{2Lk_v}{C_{uc}} \quad (5.71)$$

La condición de estabilidad estará dada por  $\delta < 1$ . En la Figura 5.27 se muestra una gráfica de  $\delta$  en función de  $v_{uc}$  y  $P_{req}$  para  $k_{din} = 20$ . Se observa que bajo condiciones normales de funcionamiento  $\delta < 1$  y por lo tanto el sistema será estable. En la Figura 5.28 se muestra la misma gráfica de  $\delta$  en función de  $v_{uc}$  y  $P_{req}$ , en este caso para  $k_{din} = 0.1$ . Se observa que bajo condiciones normales de funcionamiento  $\delta < 1$  salvo para casos de requerimiento de potencia elevados que coincidan con una baja tensión de UC. Sin embargo este caso de funcionamiento será evitado por las protecciones del sistema y por lo tanto la dinámica en MD será estable en condiciones normales de funcionamiento.

### Resultados de simulación utilizando la estrategia propuesta

En la Figura 5.29 se muestran resultados de simulación utilizando esta estrategia cuando el SHAE alimenta una carga pulsante de  $P_o = \pm 100$  W. Se muestra la corriente de carga  $i_{req}$ , de inductor  $i_L$  (de UC  $i_{uc}$ ), de batería  $i_b$ , la variable auxiliar  $\xi$  y la referencia de corriente de carga del UC  $i_{v,uc}^*$  ambas reflejadas del lado de la batería (es decir  $\xi v_{uc}/cc,bus$  e  $i_{v,uc}^* v_{uc}/cc,bus$ ) cuando la referencia de tensión  $v_{uc}^*$  es de 30 V y

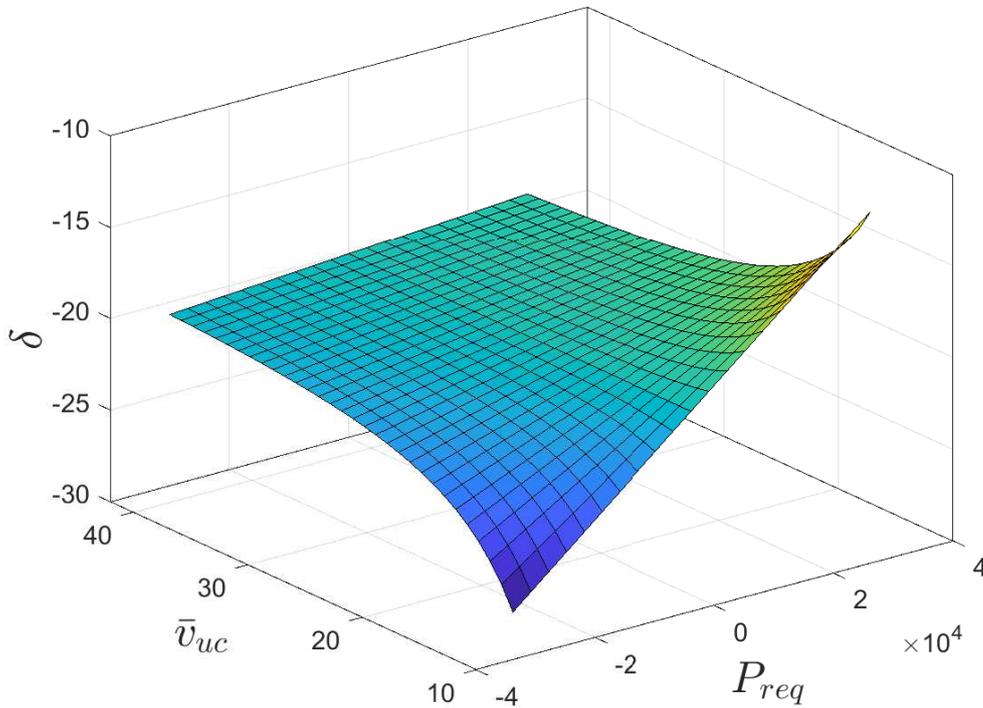


Figura 5.27: Gráfica de  $\delta$  en función de  $P_{req}$  y  $v_{uc}$  para  $k_{din} = 20$ .

el UC posee un voltaje inicial de 25 V. En este caso, se selecciona  $k_v = 7$  y como primer prueba se asigna una dinámica rápida de primer orden a la variable  $\xi$  (y por lo tanto a la corriente dinámica de batería) mediante  $k_{din} = 20$ . En la misma figura se muestra además la evolución de la tensión del UC y de la superficie de deslizamiento dada por (5.54). Se observa que durante las transiciones de la corriente de carga el UC entrega los picos iniciales de la corriente dinámica mientras que la corriente de batería evoluciona suavemente. Sin embargo, la misma posee una amplitud de la misma magnitud que la corriente de carga (5 A) una vez que la corriente de referencia de carga de UC  $i_{v,uc} = 0$ . Esto indica que la energía disponible del UC está subutilizada y por lo tanto también la capacidad de potencia del SHAE.

En la Figura 5.30 se muestran resultados de la misma prueba pero cambiando el parámetro  $k_{din} = 0.1$  para asignarle una dinámica lenta a la variable auxiliar  $\xi$  y a la corriente de batería. Se observa que en este caso, el UC entrega una mayor porción de

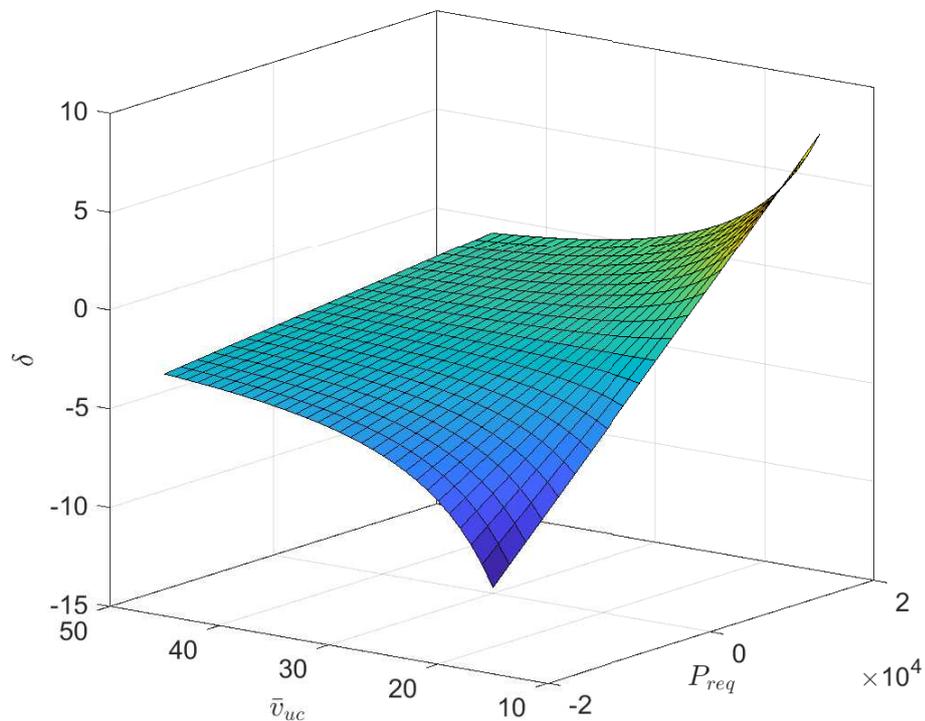


Figura 5.28: Gráfica de  $\delta$  en función de  $P_{req}$  y  $v_{uc}$  para  $k_{din} = 0.1$ .

la corriente de carga provocando que la batería entregue una corriente de magnitud menor que la corriente de carga y además con dinámicas lentas. Por otro lado, la tensión del UC evoluciona a la referencia impuesta de igual manera que en el caso anterior, independientemente de las dinámicas impuestas por  $k_{din}$ .

Se observa, en ambos análisis, que la variable auxiliar  $\xi$  representa a la componente dinámica de la corriente de batería. Esto permite cierta flexibilidad a la hora del diseño del control por MD, ya que se puede trabajar de manera directa sobre la corriente del almacenador.

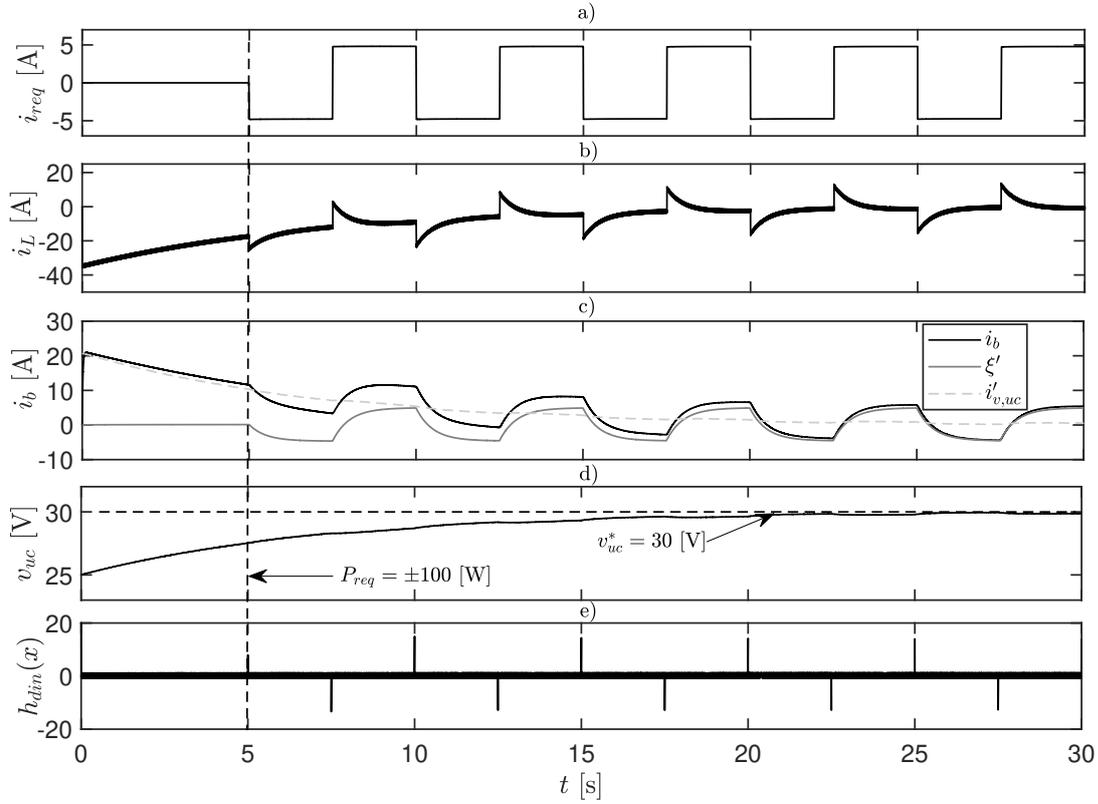


Figura 5.29: Resultados de simulación para una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 1000$  W ante un cambio de referencia de tensión  $v_{uc}^*$  de 25 V a 30 V y con  $k_{din} = 20$ : a) corriente requerida por la carga  $i_{req}$ , b) corriente de inductor  $i_L$ , c) corriente de batería  $i_b$ , variable auxiliar  $\xi'$  y referencia de corriente de carga de UC  $i_{v,uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$  y e) superficie de deslizamiento  $h_{din}(x)$ .

### 5.7.3. Propuesta de superficie de deslizamiento con ganancia dinámica

El objetivo aquí es definir una superficie de deslizamiento que además de controlar la corriente del inductor y la tensión del UC, cumpla con la función de control general de SHAE similar a la estrategia basada en el filtro pasabajos con ancho de banda variable en función del  $SOC_{uc}$  propuesto en el Capítulo 3. Para esto, la ganancia  $k_{din}$

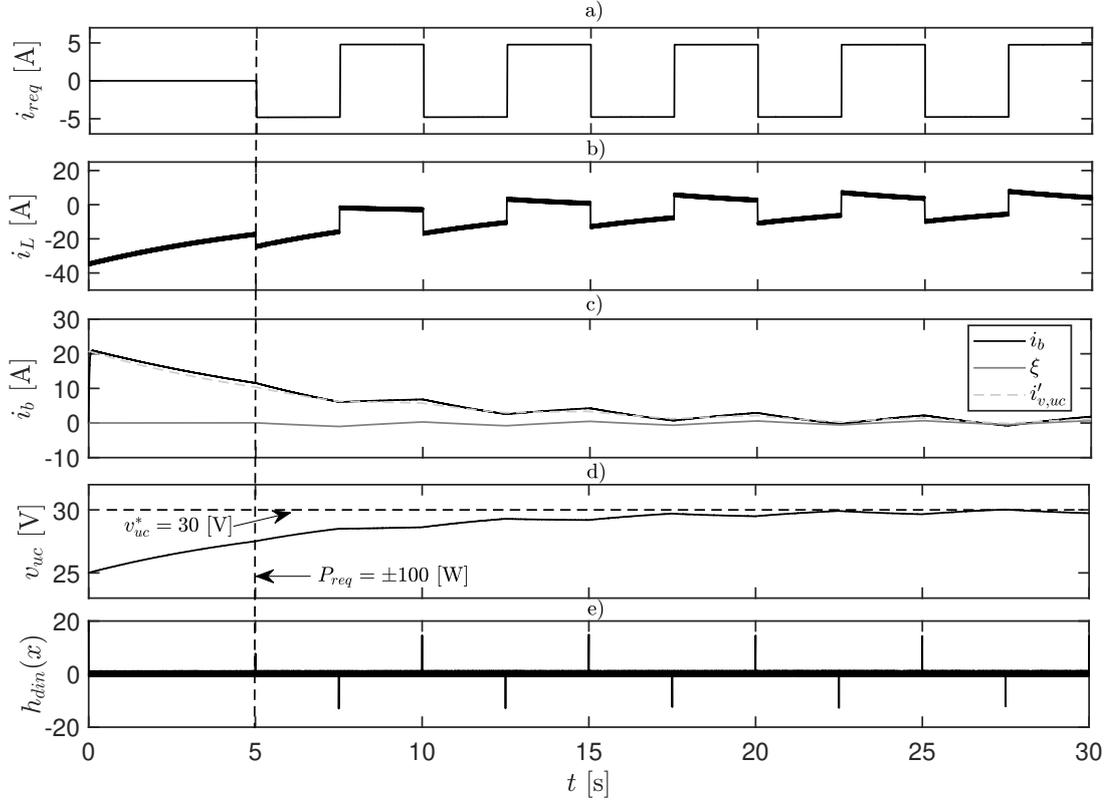


Figura 5.30: Resultados de simulación para una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 1000$  W ante un cambio de referencia de tensión  $v_{uc}^*$  de 25 V a 30 V y con  $k_{din} = 0.1$ : a) corriente requerida por la carga  $i_{req}$ , b) corriente de inductor  $i_L$ , c) corriente de batería  $i_b$ , variable auxiliar  $\xi$  y referencia de corriente de carga de UC  $i_{v,uc}$ , d) tensión de UC  $v_{uc}$  y e) superficie de deslizamiento  $h_{din}(x)$ .

puede redefinirse como:

$$\begin{aligned}
 k_{din} = & ((k_{din,Max} - k_{din,Min})SOD_{uc} + k_{din,Min})u_2 \\
 & + ((k_{din,Max} - k_{din,Min})SOC_{uc} + k_{din,Min})(1 - u_2)
 \end{aligned} \quad (5.72)$$

e incluirse dentro de la dinámica de la variable  $\xi$ . Es decir, se propone la siguiente superficie de deslizamiento:

$$h_{din}(x) = (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v + \left(\frac{P_{req}}{v_{uc}} - \xi\right) - i_L \quad (5.73)$$

donde, en este caso, la variable auxiliar  $\xi$  se define como:

$$\begin{aligned}\dot{\xi} &= (i_L + (v_{uc}^* - v_{uc})k_v)k_{din} \\ \xi &= (i_L + (v_{uc}^* - v_{uc})k_v) [(SOD_{uc}(k_{din,Max} - k_{din,Min}) + k_{din,Min}) u_2 \\ &\quad + (SOC_{uc}(k_{din,Max} - k_{din,Min}) + k_{din,Min}) (1 - u_2)]\end{aligned}\quad (5.74)$$

Operando

$$\begin{aligned}\dot{\xi} &= (i_L + (v_{uc}^* - v_{uc})k_v) [((k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n})(1 - 2SOC_{uc})) u_2 \\ &\quad + SOC_{uc}(k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n}) + k_{din,m\acute{i}n}]\end{aligned}\quad (5.75)$$

Se considera que  $u_2$  es una entrada auxiliar del sistema que permite modificar el valor del parámetro  $k_{din}$  en función del  $SOC_{uc}$  o del  $SOD_{uc}$  de forma similar a lo presentado en la Sección 3.4.2. Para esto se propone evaluar el signo de la siguiente superficie de deslizamiento auxiliar:

$$h_{aux}(x) = \frac{P_{req}}{v_{uc}} - \xi \quad (5.76)$$

con la siguiente lógica de conmutación asociada:

$$u_2 = \frac{1 + \text{sign}(h_{aux})}{2} \quad (5.77)$$

Esto produce el mismo efecto que la propuesta del filtro pasabajos de la Sección 3. Es decir, al evaluar el signo de la superficie auxiliar  $h_{aux}$  se está evaluando indirectamente el signo de la corriente dinámica de referencia. Si esta corriente es positiva (por lo tanto la carga solicita energía) el UC debe entregar la mayor cantidad posible de la misma. De esta forma,  $u_2 = 1$  y  $k_{din}$  según la expresión (5.72) dependerá del SOD del UC. Es decir, mientras más carga tenga el almacenador, menor será el SOD y por lo tanto menor será  $k_{din}$  otorgándole una dinámica lenta a la corriente de batería y un aumento de la energía entregada por el UC. En caso contrario si  $h_{aux} < 0$  (la carga devuelve energía), la constante  $k_{din}$  aumentará provocando que la batería entregue o absorba una mayor porción de la corriente de carga con una dinámica más rápida.

Escribiendo el modelo del sistema aumentado en la forma  $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{C_{cc,bus}} \\ \dot{v}_{C_{uc}} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{i_L R_{uc}}{L} + \frac{v_{C_{uc}}}{L} - \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ \frac{V_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{v_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req} L}{C_{cc,bus} v_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ -\frac{i_L}{C_{uc}} \\ (i_L + (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v) [SOC_{uc}(k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n}) + k_{din,m\acute{i}n}] \end{bmatrix}}_{f(x)} \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{cc,bus}}{L} \\ -\frac{i_L}{C_{cc,bus}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{g(x)} u \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ (i_L + (v_{uc}^* - v_{uc})k_v) [((k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n})(1 - 2SOC_{uc}))] \end{bmatrix}}_{g_2(x)} u_2
 \end{aligned} \tag{5.78}$$

El control equivalente de la entrada  $u$  sería:

$$\begin{aligned}
 u_{eq} &= -\frac{\mathcal{L}_f h_{din}}{\mathcal{L}_g h_{din}} \\
 &= \left( -v_{uc} + v_{cc,bus} - \frac{i_L}{C_{uc}} L \left( k_v - \frac{P_{req}}{v_{uc}^2} \right) \right. \\
 &\quad \left. - (i_L + (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v) [SOC_{uc}(k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n}) + k_{din,m\acute{i}n}] L \right) / v_{cc,bus}
 \end{aligned} \tag{5.79}$$

Por otro lado, el control equivalente de la entrada  $u_2$  será:

$$\begin{aligned}
 u_{eq,2} &= -\frac{\mathcal{L}_f h_{aux}}{\mathcal{L}_{g_2} h_{aux}} \\
 &= \frac{\frac{i_L P_{req}}{v_{uc}^2 C_{cc,bus}} - (i_L + (v_{uc} - v_{uc}^*)k_v) [SOC_{uc}(k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n}) + k_{din,m\acute{i}n}]}{(i_L + (v_{uc}^* - v_{uc})k_v) [(k_{din,m\acute{a}x} - k_{din,m\acute{i}n})(1 - 2SOC_{uc})]} \quad (5.80)
 \end{aligned}$$

La dinámica en MD puede obtenerse a partir de reemplazar la definición de  $k_{din}$  dada por (5.72) en el modelo de régimen deslizante (5.60) y luego reemplazando  $u_2$  por  $u_{eq,2}$ . Las consideraciones y relaciones obtenidas en la sección anterior acerca de la estabilidad se seguirán cumpliendo teniendo en cuenta la nueva definición de  $k_{din}$ .

En la Figura 5.31 se muestran resultados de simulación aplicando la estrategia propuesta ante un cambio de referencia de tensión de UC de 25 V a 30 V (que corresponden en esta prueba a  $V_{uc,min}$  y  $V_{uc,max}$  respectivamente). En este caso  $k_{din}$  se hace variar entre  $k_{din} = 0.1$  (para  $v_{uc} = V_{uc,max}$ ) y  $k_{din} = 100$  (cuando  $v_{uc} = V_{uc,min}$ ). Se observa que al incrementarse la tensión del UC, la corriente entregada posee una dinámica más lenta, lo que se traduce en una mayor entrega de energía por parte del UC cuando el requerimiento de potencia dinámica es positivo. En cambio, cuando la carga devuelve energía al SHAE la estrategia limita la energía absorbida por el UC evitando que el mismo pueda sobrecargarse por encima de su máximo (en este caso establecido en  $V_{uc,max} = 30$  V).

## 5.8. Observador de la Potencia Pequerida

Con el objetivo de prescindir del sensor de corriente en el bus de CC, y obtener una señal del requerimiento de potencia del sistema de tracción,  $P_{req}$ , inmune a los ruidos eléctricos propios del sensado de corriente y sus circuitos, se propone el diseño de un observador basado en MD. Este observador permite obtener una estimación de la potencia requerida a partir de la medición de tensión del bus y el conocimiento de los parámetros del SHAE. A partir de la ecuación dinámica de la tensión del bus de CC de la definición del modelo dado por (5.1):

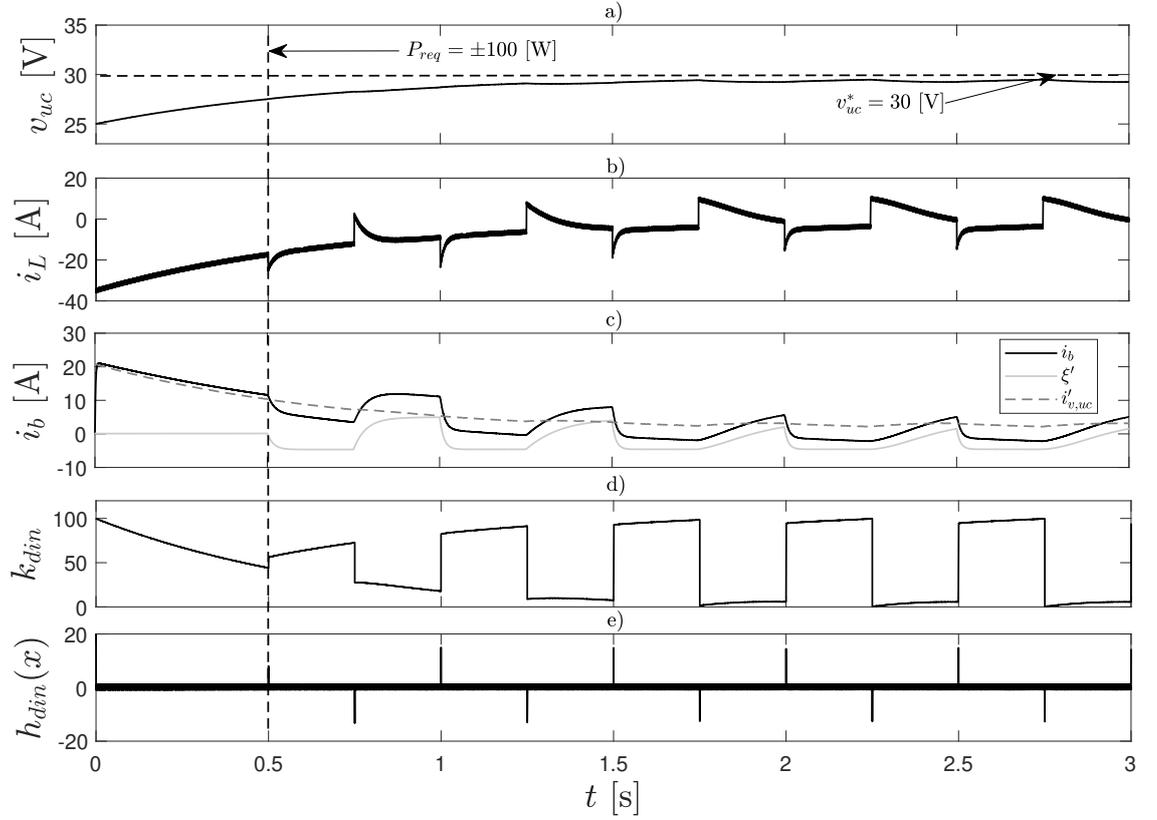


Figura 5.31: Resultados de simulación para una carga de potencia constante  $P_{req} = \pm 1000$  W ante un cambio de referencia de tensión  $v_{uc}^*$  de 25 V a 30 V, aplicando la estrategia de  $k_{din}$  variable entre  $0.1 \leq k_{din} \leq 100$ : a) tensión de UC  $v_{uc}$ , b) corriente de inductor  $i_L$ , c) corriente de batería  $i_b$ , variable auxiliar  $\xi$  y referencia de corriente de carga de UC  $i_{v,uc}$ , d) evolución de  $k_{din}$ , y e) superficie de deslizamiento  $h_{din}(x)$ .

$$\dot{v}_{cc,bus} = \frac{V_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} + \frac{v_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus} v_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} u \quad (5.81)$$

y haciendo uso de la medición de la tensión del bus de CC,  $v_{cc,bus}$ , es posible construir un observador (SMO) simple:

$$\dot{\hat{v}}_{cc,bus} = \frac{V_{ob}}{R_b C_{cc,bus}} + \frac{\hat{v}_{cc,bus}}{R_b C_{cc,bus}} + \frac{i_L}{C_{cc,bus}} u + k \text{sign}(v_{cc,bus} - \hat{v}_{cc,bus}) \quad (5.82)$$

En donde la señal de corrección  $k \text{sign}(v_{cc,bus} - \hat{v}_{cc,bus})$  se introduce para compensar

la incertidumbre  $\frac{P_{req}}{C_{cc,bus}v_{cc,bus}}$  en función del error de tensión.

Obteniendo la dinámica del error a partir de la resta de la segunda ecuación de (5.81) con (5.82) se obtiene,

$$\dot{v}_{cc,bus} - \dot{\hat{v}}_{cc,bus} = -\frac{(v_{cc,bus} - \hat{v}_{cc,bus})}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus}v_{cc,bus}} - k \text{sign}(v_{v_{cc,bus}} - \hat{v}_{cc,bus}) \quad (5.83)$$

Llamando,

$$e_{v_{v_{cc,bus}}} = v_{v_{cc,bus}} - \hat{v}_{v_{cc,bus}}$$

y

$$\dot{e}_{v_{v_{cc,bus}}} = \dot{v}_{v_{cc,bus}} - \dot{\hat{v}}_{v_{cc,bus}}$$

$$\dot{e}_{v_{v_{cc,bus}}} = -\frac{e_{v_{v_{cc,bus}}}}{R_b C_{cc,bus}} - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus}v_{cc,bus}} - k \text{sign}(e_{v_{v_{cc,bus}}})$$

Si se cumple con la condición de transversalidad, o de manera equivalente existe una ganancia  $k$  de forma que siempre se cumpla  $\dot{e}_{v_{v_{cc,bus}}} \cdot e_{v_{v_{cc,bus}}} < 0$ , entonces el observador entrará en modo deslizante y

$$\begin{aligned} e_{v_{v_{cc,bus}}} &\rightarrow 0 \\ \dot{e}_{v_{v_{cc,bus}}} &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

A partir de que se mantenga el error (y su derivada) en cero, se puede deducir:

$$0 = 0 - \frac{P_{req}}{C_{cc,bus}v_{cc,bus}} - v_{eq} \quad (5.84)$$

donde  $v_{eq}$  es la señal de inyección de señal equivalente o valor medio de la corrección discontinua  $k \text{sign}(v_{cc,bus} - \hat{v}_{cf})$  (es decir, esta última señal debe filtrarse para obtener  $v_{eq}$ ). De esta manera se puede obtener una estimación de la potencia requerida como:

$$\hat{P}_{req} = C_{cc,bus}v_{cc,bus}v_{eq} \quad (5.85)$$

El observador planteado tiene la característica de ser simple y de sólo necesitar la medición de  $v_{cc,bus}$ . Sin embargo, también se precisa conocer con precisión los

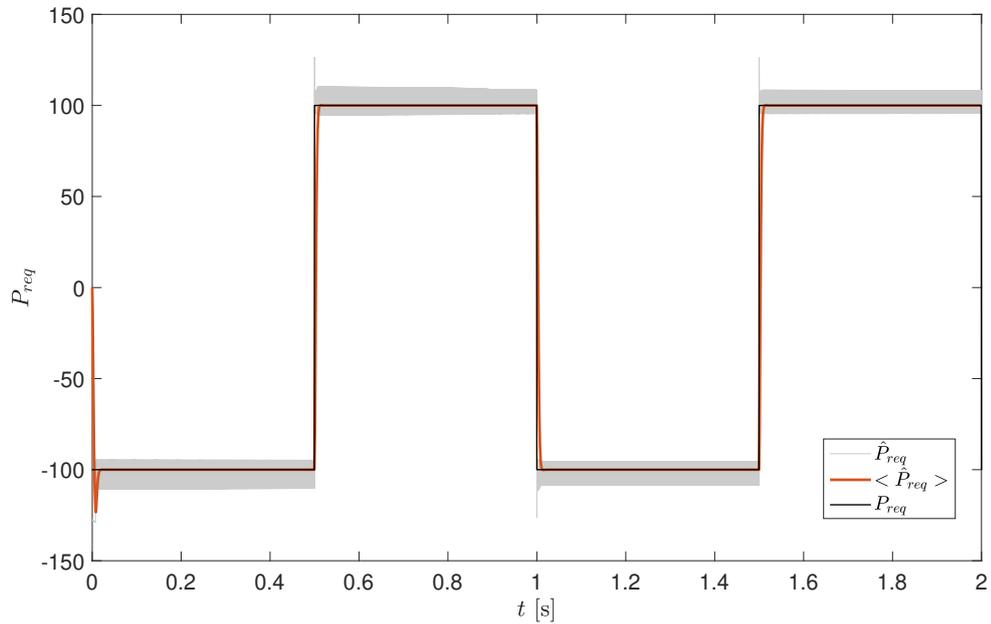


Figura 5.32: Resultados de simulación para el observador de la potencia requerida.

parámetros de la planta  $R_b$  y  $C_{cc,bus}$ . El envejecimiento del convertidor o la variación de estos parámetros provocará un error en estado estable de la estimación de la potencia requerida. En la Figura 5.32 se muestran resultados de simulación considerando una carga pulsante de potencia constante  $P_{req} = \pm 100$  W y un  $k = 100$ . Se muestra la estimación de la potencia  $\hat{P}_{req}$  dada por la expresión (5.85) y la señal filtrada  $\langle \hat{P}_{req} \rangle$ .

## 5.9. Conclusiones y Trabajos Futuros

En este capítulo se propusieron dos estrategias de control de SHAE en configuración capacitor semiactivo utilizando la técnica de control no lineal por modos deslizantes. La primera se basó en la utilización de un filtro pasabajos propuesto en el Capítulo 3 para generar la potencia dinámica de referencia que debe entregar el UC, para lo cual se propuso una superficie de deslizamiento que controla la corriente y regula la tensión del UC a una referencia deseada. Además se diseñaron superficies de protección de corriente y tensión de UC. Esta estrategia fue validada mediante resul-

tados de simulación, contemplando un ciclo de manejo estándar y mediante resultados experimentales.

La segunda estrategia consistió en el diseño de una superficie de deslizamiento que permitió prescindir de la utilización de un filtro externo. Esto facilita la mirada global del sistema para su análisis. Ambas estrategias presentan características de robustez y buen desempeño dinámico. Para implementar digitalmente las estrategias y mantener el rizado de corriente dentro de márgenes aceptables, se propuso la utilización de un predictor período a período de la corriente de inductor, para disminuir los efectos de retraso debido a la velocidad de muestro y a los circuitos de activación de las llaves del convertidor.

Por último, con el objetivo de prescindir del sensor de corriente del bus de CC y obtener información confiable de la potencia requerida por la carga, se propuso el diseño de un observador por modos deslizantes simple. El observador posee buen desempeño pero exige el correcto conocimiento de los parámetros de la planta.

# Capítulo 6

## Control predictivo basado en modelo de SHAE

### 6.1. Introducción

En este capítulo se presenta una propuesta de Control Predictivo Basado en Modelo (MPC, del inglés *Model Predictive Control*), para un SHAE en configuración capacitor semiactivo. La estrategia propuesta en este capítulo se basa en utilizar control predictivo en el nivel superior del sistema, donde se lleva a cabo la división de potencias. El modelo de predicción es formulado a partir de un modelo simple orientado al control que permite cumplir con los objetivos manteniendo una complejidad relativamente baja. El objetivo principal de la propuesta es obtener las referencias de corriente para el control del convertidor CC/CC del UC.

Las estrategias de control formuladas en los capítulos anteriores, basadas en técnicas de control clásico y control no lineal por modos deslizantes, cumplen sus objetivos pero presentan falencias y/o limitaciones que se resumen seguidamente. Particularmente, la estrategia de control de SHAE basada en técnicas de control clásico lineal presenta la desventaja de no asegurar desempeño y estabilidad para todos los puntos de operación debido a que la planta es no lineal. Por el contrario, la estrategia de control por MD sí permite establecer márgenes de estabilidad considerando las no linealidades e inclusive se observaron mejoras en la respuesta dinámica. No obstante,

ambas estrategias de control dependen de la división de potencia que realice el filtro con ancho de banda ajustable, que representa el control de alto nivel. El filtro se adapta contemplando el estado de carga del UC pero no realiza una división óptima teniendo en cuenta la magnitud de corriente requerida y su dinámica, los que son factores importantes para preservar la salud de las baterías.

Por otro lado, la técnica MPC ofrece un esquema de control óptimo, permitiendo pronosticar el comportamiento de la planta dentro de un horizonte o intervalo de tiempo deseado a partir del modelo del sistema. Estas predicciones se realizan para evaluar una función de costo que debe cumplir con el objetivo de control, y luego se resuelve el problema de optimización para obtener la acción de control que minimiza dicha función en los sucesivos períodos a lo largo del horizonte de predicción. MPC a su vez tiene varias ventajas, como la fácil inclusión de restricciones en las variables y entradas del sistema en el mismo problema de control.

Uno de los desafíos de la implementación del MPC para el control de convertidores de potencia es realizar el cálculo del control en tiempo real. Una solución para reducir el tiempo de cálculo es resolver el problema de optimización de manera offline o utilizar Control Predictivo Generalizado (GPC, del inglés Generalized Predictive Control) [122, 123], donde la optimización se resuelve analíticamente, obteniendo un controlador lineal. Sin embargo, con GPC, es muy difícil incluir restricciones y no linealidades del sistema, y en la mayoría de los casos es necesario conocer de antemano el comportamiento de la carga, generalmente desconocida en aplicaciones de VE. Otro enfoque para la implementación de MPC en convertidores de potencia y accionamientos es aprovechar la naturaleza inherentemente discreta de los mismos. Dado que poseen un número finito de estados de conmutación, el problema de optimización puede simplificarse y reducirse a la predicción del comportamiento del sistema sólo para aquellos estados de conmutación posibles. Entonces, cada predicción se utiliza para evaluar una función de costo y, en consecuencia, se selecciona y genera el estado con un coste mínimo. Este enfoque se conoce como FCS-MPC (del inglés *Finite Control Set MPC*), ya que las posibles acciones de control (o estados de conmutación) son finitas y se ha aplicado con éxito a un amplio rango de convertidores de potencia [124, 125].

En [126] se aplica esta técnica para estabilizar el bus de CC de un sistema que

alimenta una carga de potencia constante. Por otro lado, con respecto a aplicaciones específicas de VE en [127] se aplicó MPC a un VE compuesto por baterías y UC, y se utilizó para generar las referencias de corriente de cada convertidor. Incluso, en [128] se diseña una estrategia de control usando MPC y modos deslizantes para robustecer el controlador. Sin embargo, esta técnica no puede utilizarse para contemplar el comportamiento futuro de la carga y está más enfocada a un control de bajo nivel del convertidor cuyas dinámicas son rápidas.

Como muestran los trabajos citados precedentemente, la técnica MPC es adecuada para controlar el convertidor CC/CC desde un enfoque de bajo nivel o bien puede utilizarse como una estrategia de control del SHAE para generar las referencias de corriente necesarias para los convertidores. En [129] se propone una estrategia de control predictivo basado en el modelo no lineal del sistema (NMPC, del inglés *Non-linear Model Predictive Control*) comparándola contra la estrategia de MPC lineal y obteniendo un mejor desempeño. Si bien la estrategia presenta buenos resultados, en relación a un sistema de almacenamiento sólo a base de baterías, no se tiene en cuenta en la función de costo la derivada de la corriente (sólo su magnitud), aspecto importante que afecta la vida útil de la batería.

Otro aspecto importante, a la hora de implementar NMPC en un SHAE, es la necesidad de conocer la evolución futura de la potencia requerida por el sistema de tracción dentro del horizonte de predicción. En [130] se utilizan redes neuronales para predecir la velocidad del VE con buenos resultados y bajo error. Sin embargo, esta técnica, además de ser compleja, necesita de una gran base de datos con información referida al comportamiento real del conductor, en este caso obtenidas de Google Maps. En [131] se propone utilizar cadenas de Markov en conjunto con lógica difusa, presentando buenos resultados pero con el mismo nivel de complejidad que en el caso anterior. Por otra parte, la estrategia propuesta en [129] y basada en NMPC no propone métodos para pronosticar la potencia requerida, y sólo se aplica la estrategia considerando que la potencia se mantiene constante a lo largo del horizonte de predicción.

Por estas razones, en este capítulo, se ha optado por utilizar MPC a partir del modelo no lineal del SHAE, con la idea de formular una estrategia de control general

de SHAE que realice la división de potencias penalizando las corrientes de batería de grandes magnitudes, al igual que el cambio brusco o magnitudes de la derivada temporal de esta corriente, y que tenga en cuenta el SOC del UC. Además, con el objetivo de modelar la demanda de corriente y utilizar ese modelo para predecir en corto plazo, se proponen dos estrategias de predicción de la potencia requerida por el sistema de tracción utilizando un modelo autorregresivo (AR) y filtro de Kalman.

La organización del capítulo es la siguiente: en la sección 6.2 se describen los fundamentos básicos del control predictivo basado en modelo (MPC), en la sección 6.3 se presenta el esquema de la estrategia general de control propuesta utilizando MPC y el modelo orientado al control del sistema, en la sección 6.4 se detalla el diseño de la estrategia de control NMPC propuesta en conjunto con el algoritmo para su implementación, en la sección 6.5 se presentan propuestas de estrategias de predicción de la potencia requerida, 6.6 se muestran resultados de simulación, en la sección 6.7 se comparan las diferentes estrategias desde el punto de vista del cuidado de vida de la batería del VE y finalmente en la sección 6.8 las conclusiones de este capítulo.

## 6.2. Fundamentos de Control Predictivo basado en Modelo (MPC)

La teoría de MPC tiene sus raíces en el control óptimo y permite su aplicación a sistemas multivariables lineales o no lineales. En forma general, MPC utiliza un modelo dinámico para predecir el comportamiento del sistema a futuro, y realiza una optimización del mismo modificando el control de forma de optimizar la salida (en algún sentido) y obtener la mejor decisión de control para aplicar en el momento actual [132]. Siguiendo el esquema de la Figura 6.1, la estrategia se puede resumir en los siguientes puntos:

- Uso de un modelo matemático de la planta para predecir sus salidas a futuro (horizonte de predicción) en base a la prueba de entradas de control futuras.

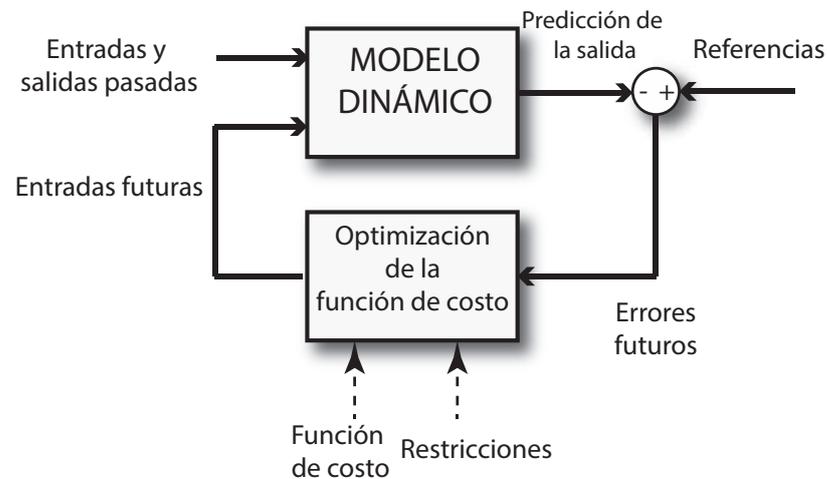


Figura 6.1: Fundamentos del MPC, diagrama esquemático general.

- Obtención de las entradas o señales de control actuales y futuras que minimizan cierta función de costo y cumplen con ciertas restricciones del sistema.
- En cada instante de tiempo el horizonte de predicción se va deslizando hacia el futuro con una ventana temporal predefinida, y en esa ventana temporal se busca la acción de control que minimiza la función de costo.

Como se observa en el diagrama temporal de la Figura 6.2 se puede diferenciar entre un horizonte de control  $N_c$  y un horizonte de predicción  $N_p$ , donde normalmente  $N_p > N_c$ . En el horizonte de control se manipula la acción de control a futuro, mientras que el intervalo de tiempo entre la finalización del horizonte de control y el de predicción, es obtenido manteniendo la última acción de control constante. Una característica que hace sobresalir esta estrategia de control sobre las demás, es que en su formulación o ley de control se tienen en cuenta las restricciones, que pueden ser tanto en las entradas de control como en los estados del sistema. De esta forma, si se encuentra una solución durante el proceso de optimización, ya sabremos que dicha solución cumplirá con las restricciones formuladas. Si el modelo es lineal, y las restricciones también, la estrategia se denomina MPC lineal y el problema pasa a ser de programación lineal, que en general deriva en un sistema convexo que posee única solución. Existen una variedad de métodos numéricos y software para resolver

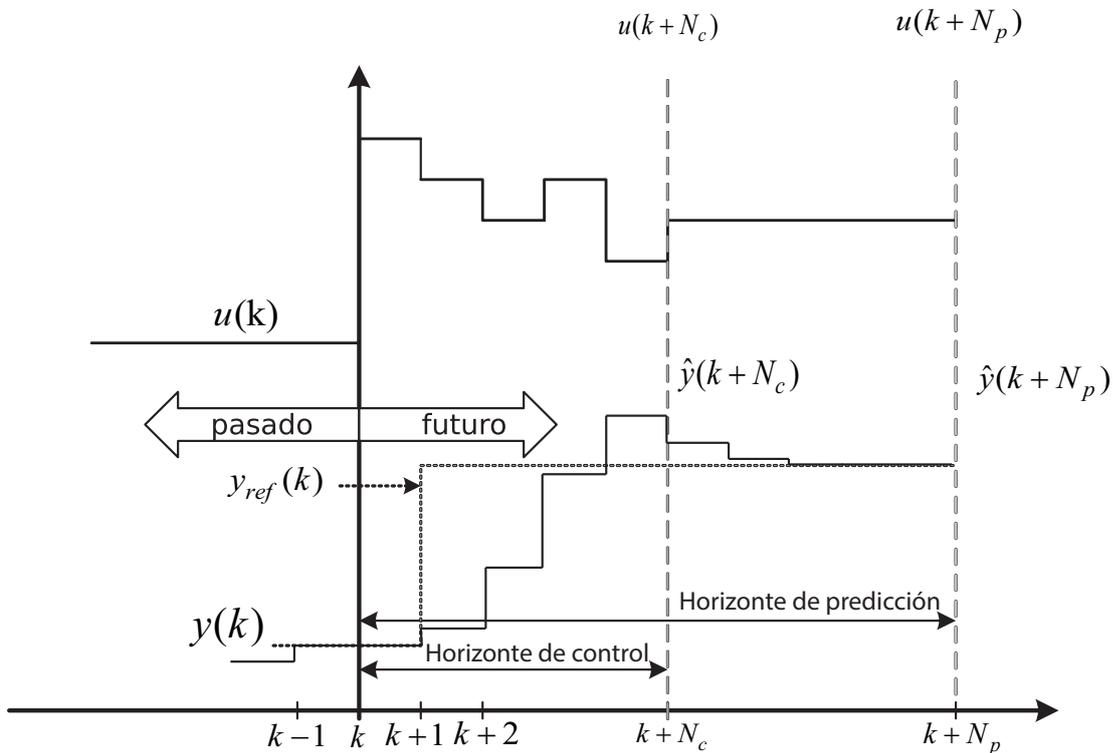


Figura 6.2: Fundamentos del MPC: diagrama temporal.

la optimización en MPC lineal, siendo uno de los más conocidos el algoritmo KWIK [133] que es utilizado por el toolbox de Matlab de MPC. Si el modelo dinámico y/o las restricciones son no lineales, la estrategia se denomina MPC no lineal o NMPC (del inglés *Nonlinear MPC*) y si bien el esquema es el mismo la complejidad cambia considerablemente debido a que resulta numéricamente más complejo encontrar un mínimo en el horizonte de control, pudiendo éste no ser único. Uno de los métodos numéricos utilizados para la optimización de NMPC es SQP (Sequential Quadratic Programming) el cual se compone de varios métodos a su vez, permitiendo encontrar soluciones en problemas de optimización no lineales con restricciones [134] (Matlab también utiliza éste algoritmo a través de la función `fmincon`, del toolbox de optimización).

Durante el proceso de optimización, en donde se busca minimizar cierto funcional para obtener el comportamiento del sistema deseado, se obtiene una sucesión de la acción de control de muestras a futuro que cumpliría con la evolución o dirección

de la salida deseada. Sin embargo, en MPC solo se aplica la primer muestra de ésta sucesión y se vuelve a repetir todo el proceso en cada muestra actual en forma de ventana deslizante. El índice de comportamiento, o función de costo a optimizar, normalmente se propone con una forma cuadrática como se expresa en la ecuación (6.1), penalizando el error en las variables de estado y el esfuerzo de la acción de control:

$$J(u) = \sum_{k=1}^{N_c} (\hat{y}(k) - y_{ref}(k))^2 + \lambda \sum_{k=1}^{N_c} (u(k-1))^2 \quad (6.1)$$

en donde  $\hat{y}(k)$  representa las predicciones futuras de la salida,  $y_{ref}(k)$  las referencias a seguir, las acciones de control futuras en el horizonte de control  $u(k)$ , y  $\lambda$  es un parámetro que permite penalizar el esfuerzo de control en mayor o menor medida respecto del error en la salida. La forma cuadrática de la función de costo permite la búsqueda de un mínimo de una manera más fácil y en MPC lineal esta forma deriva a problemas convexos con única solución en el horizonte, aunque no así para NMPC. La forma general del problema de NMPC para sistemas discretos se puede definir matemáticamente como:

$$\begin{aligned} & \frac{\text{mín}}{U \triangleq u \{k+i|k\}_{i=1}^{N_c}} J(y(k), x(k), U, N_p) \\ & \text{Sujeto a,} \\ & x(k+1) = f(x(k), u(k), v(k)) \\ & x(0) = X_0 \\ & y(k) = g(x(k), x(k-1), v(k)) \\ & h_{\text{mín}} \leq h(x(k), U) \leq h_{\text{máx}} \end{aligned} \quad (6.2)$$

donde  $x(k)$  es el estado actual del sistema en el instante  $k$ ,  $u$  es la entrada del sistema,  $y(k)$  la salida,  $v$  es una entrada de perturbación al sistema y  $h$  representa las restricciones que son función tanto de las entradas como del estado

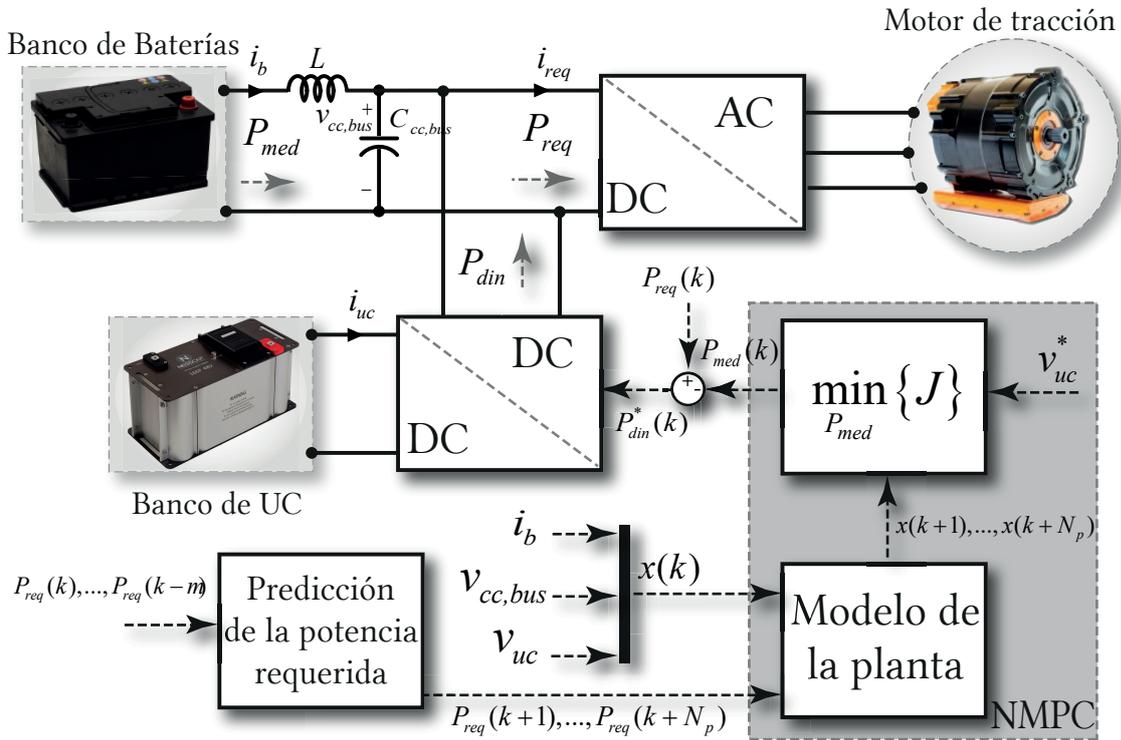


Figura 6.3: Esquema general del SHAE y la estrategia de control NMPC.

### 6.3. Estrategia de Control General basada en NMPC

En la Figura 6.3 se muestra el esquema de SHAE en configuración CSA utilizado a lo largo de esta tesis en conjunto con la estrategia de control propuesta basada en NMPC. El objetivo de la misma es generar la referencia de potencia dinámica,  $P_{din}^*$ , del convertidor de CC/CC. Por lo tanto el enfoque de esta estrategia es desde un punto de vista global, siendo necesaria una estrategia de bajo nivel del convertidor para controlar su corriente (el control por MD presentado en el Capítulo 5 es buen candidato debido a su desempeño dinámico). A partir de la medición de la tensión del UC y del bus de CC y utilizando el modelo discretizado de la planta, se predice su comportamiento dentro del horizonte,  $N_p$ . Para ello es necesario estimar o conocer a futuro el requerimiento de potencia del sistema de tracción. Esto se realiza a partir de la medición y almacenamiento de muestras anteriores al instante actual utilizando las estrategias que se detallan en las secciones posteriores. Con dicha información, se

resuelve un problema de programación no lineal a partir de la minimización de una función de costo propuesta que cumple con el objetivo del SHAE; es decir, minimizar las variaciones y las magnitudes elevadas de la corriente de batería y, a su vez, regular la tensión del UC a una referencia deseada,  $v_{uc}^*$ . El resultado es una referencia de potencia media que deben entregar las baterías, a partir de la cual se obtiene la referencia de potencia dinámica que debe entregar (o absorber) el UC a través del convertidor CC/CC:

$$P_{din}^* = P_{req} - P_{med}^* \quad (6.3)$$

Debe notarse que, a diferencia de las estrategias presentadas en capítulos anteriores, la referencia de potencia media generada incluye un término de baja frecuencia que contempla la carga del UC, por lo tanto  $P_{din}^*$  también incluirá esta componente.

### 6.3.1. Modelo Orientado al Control

El control de alto nivel no necesita de modelos complejos de los elementos almacenadores y del convertidor de CC/CC ya que nos interesa la evolución dinámica de la energía hacia los almacenadores y de la potencia requerida, pero no las conmutaciones de los convertidores ni sus transitorios. De esta manera, se puede escribir un modelo simplificado de la planta considerando que el convertidor de CC/CC es capaz de imponer la corriente necesaria en función de la referencia de potencia dada con una dinámica varios órdenes más rápida en comparación con el control de alto nivel, y por lo tanto se puede despreciar la misma en el modelo. A partir del análisis del esquema de la Figura 6.3 se puede escribir:

$$\begin{aligned} \dot{i}_b &= \frac{i_b R_b}{L_{cc}} + \frac{v_{cc,bus} - V_{ob}}{L_{cc}} \\ \dot{v}_{cc,bus} &= -\frac{P_{med}^*}{v_{cc,bus} C_{cc,bus}} + \frac{i_b}{C_{cc,bus}} \\ \dot{v}_{uc} &= -\frac{P_{req} - P_{med}^*}{v_{uc} C_{uc}} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Donde  $i_b$  es la corriente de la batería que se modela considerando una inductancia parásita  $L_{cc}$  en el bus de CC. En este caso se considera en el modelo del SHAE para

asignarle una dinámica a la corriente de batería sin aumentar demasiado la complejidad. El vector de estados se completa con las variables  $v_{cc,bus}$  y  $v_{uc}$  que representan la tensión en el bus de CC y en el UC respectivamente.

El modelo no lineal dado por (6.4), puede ser escrito en forma discreta aplicando Euler hacia adelante:

$$\begin{aligned} i_b(k+1) &= i_b(k) + t_m \left( \frac{i_b(k)R_b}{L_{cc}} + \frac{v_{cc,bus}(k) - V_{ob}}{L_{cc}} \right) \\ v_{cc,bus}(k+1) &= v_{cc,bus}(k) - t_m \left( \frac{u(k)}{v_{cc,bus}C_{cc,bus}} + \frac{i_b(k)}{C_{cc,bus}} \right) \\ v_{uc} &= v_{uc}(k) + t_m \frac{p(k) - u(k)}{v_{uc}(k)C_{uc}} \end{aligned} \quad (6.5)$$

donde  $t_m$  representa el tiempo de muestreo y  $k$  el instante actual. A su vez, se supone que  $u(k) = P_{med}^*(k)$  es la entrada del sistema a controlar y  $p(k) = P_{req}(k)$  es una perturbación que debe ser conocida. Esta consideración permite obtener otro enfoque desde el punto de vista del control, ya que al tomar como entrada de control a la potencia entregada por el banco de baterías, es posible aplicar restricciones a la misma de forma directa utilizando la estrategia NMPC. Esto se diferencia de las estrategias planteadas en capítulos anteriores, donde no se podía realizar de forma directa, ya que el enfoque era realizado desde la potencia entregada por el UC.

## 6.4. Control predictivo basado en el modelo no lineal (NMPC)

Como se comentó anteriormente, el objetivo del control del SHAE es asegurar que el UC entregue las variaciones rápidas de la potencia requerida y la batería entregue las variaciones lentas. Además se desea regular de forma lenta la tensión del UC con respecto a una tensión de referencia,  $v_{uc}^*$ . Para esto se propone la siguiente función objetivo a minimizar sobre un horizonte de predicción  $N_p$  igual al de control  $N_c$ :

$$J = \sum_{k=1}^{N_p} w_1 i_b(k, u)^2 + w_2 \Delta u(k, u)^2 + w_3 (v_{uc}(k, u) - v_{uc}^*(k))^2 \quad (6.6)$$

sujeta a las siguientes restricciones:

$$\begin{aligned} V_{uc,Min} &\leq v_{uc}(k) \leq V_{uc,Max} \\ V_{cc,bus,Min} &\leq v_{cc,bus}(k) \leq V_{cc,bus,Max} \\ u_{Min} &\leq u(k) \leq u_{Max} \end{aligned} \quad (6.7)$$

El primer término de la función de costo busca reducir el cuadrado de la corriente de batería, lo que resulta ventajoso desde el punto de vista de las pérdidas debido a la alta resistencia serie de las baterías. Debido a que se considera como entrada del sistema (6.4) la potencia media,  $P_{med}^*$ , que entrega el banco de baterías (que es la variable sobre la cual se minimiza la función de costo), el segundo término se plantea para imponer una dinámica lenta a la acción de control y por consiguiente a la corriente de batería. Este término en conjunto con el primero ayudan a preservar la vida útil de la batería y reducir las pérdidas totales del sistema. Finalmente, el tercer término tiene el objetivo de regular la tensión del UC a una tensión de referencia deseada, penalizando el cuadrado del error de tensión (en este caso se desprecia el efecto de la caída de tensión sobre la resistencia serie). Las constantes positivas  $w_1$ ,  $w_2$  y  $w_3$  establecen los pesos de cada término de la función de costo y representan parámetros de diseño. A su vez, las restricciones dadas por (6.7) limitan la evolución de las tensiones del bus de CC y del UC, además de la potencia media entregada por las baterías. El problema NMPC de horizonte finito expresado en (6.6), (6.7) y considerando el modelo (6.5) es un problema de programación no lineal en cada paso de muestreo,  $t_m$ , y se escribe formalmente como:

$$\mathcal{P}_{N_p} : J_{N_p} = \min_{\mathbf{u}} \{J(x, \mathbf{u}, N_p) \leq |\mathbf{u} \in U_{N_p}(x)|\} \quad (6.8)$$

sujeto a:

$$\begin{aligned}
x(k) &= x_k \\
x(k+1) &= f(t_m, x(k), u(k), p(k)) \\
g_{min} &\leq g(x(k), u) \leq g_{max}
\end{aligned} \tag{6.9}$$

Donde  $x$  es el vector de estados,  $x = [i_b, v_{cc,bus}, v_{uc}]^T$ ,  $x_k$  representa el valor de las mediciones actuales,  $g$  representa a las restricciones de estados y de la entrada,  $f$  es un campo vectorial siendo en este caso  $f : \mathbb{R} \times \mathbb{R}^3 \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^3$  y  $\mathcal{U}_{N_p}$  es el conjunto de las entradas de control  $\mathbf{u} = \{u(k), \dots, u(k + N_p)\}$  que satisface el problema de optimización.

La estrategia se basa en resolver el problema de programación no lineal dentro del horizonte de predicción  $N_P$  para la entrada  $u = P_{med}$ . Luego se selecciona el primer elemento del vector de entrada  $u(k)$  y se obtiene la referencia de potencia dinámica que debe entregar el convertidor CC/CC como  $P_{din}^*(k) = P_{req}(k) - u(k)$ . Este procedimiento se repite desplazando el horizonte de predicción al siguiente período de muestreo y ejecución del control. El horizonte  $N_p$  debe seleccionarse lo suficientemente amplio para obtener una respuesta aceptable del sistema a lazo cerrado, pero manteniendo una relación de compromiso con el costo computacional.

### 6.4.1. Algoritmo

El algoritmo para la implementación del NMPC es similar a la estrategia clásica de MPC. El mismo se ejecuta cada  $t_m$  y se realiza como se muestra en la Tabla 6.1 de la siguiente manera:

1. Medición de las tensiones  $v_{uc}(k)$ ,  $v_{cc,bus}(k)$  y de las corrientes de carga  $i_{req}(k)$  y batería  $i_b(k)$ . Cálculo de potencia requerida  $P_{req}(k) = i_{req}(k)v_{cc,bus}(k)$ .
2. Predicción implícita de las variables del sistema en el intervalo  $[k, k + N_p]$  a partir del modelo (6.5) considerando además la predicción de la potencia requerida (utilizando las estrategias propuestas en la próxima sección).

Tabla 6.1: Algoritmo de la estrategia de control NMPC.

---

**Algoritmo:** Estrategia por NMPC

---

**1 - Medir:**  
 $i_{req}(k), i_b(k), v_{uc}(k)$  y  $v_{cc,bus}(k)$ .  $P_{req}(k) = i_{req}(k)v_{cc,bus}(k)$

**2 - Predicción:**  
 $\hat{P}_{req}(k+1) \dots \hat{P}_{req}(x+1+N_p)$   
 $x(k+1) \dots x(x+N_p) = f(x(k) \dots x(k+N_p), P_{req}(k) \dots \hat{P}_{req}, u(k) \dots u(k+N_p))$

**3 - Optimización:**  

$$\min_{\mathbf{u}} \left\{ \sum_{k=1}^{N_p} J(x, \mathbf{u}, N_p) \right\} \rightarrow \mathbf{u} = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_p)]$$

**4 - Aplicar  $u(k)$  al sistema:**  
 $P_{din}^*(k) = P_{req}(k) - u(k)$

---

3. Minimización de la función de costo y obtención de la secuencia de control óptimo  $\mathbf{u} = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_p)]$ .
4. Seleccionar el primer elemento del vector  $u(k)$ , aplicarlo al sistema y almacenarlo para el próximo período de muestreo. La referencia de potencia dinámica del convertidor se obtiene como:  $P_{din}^*(k) = P_{req}(k) - u(k)$ . Luego volver al paso 1.

## 6.5. Estrategias de predicción de potencia requerida por el VE

Un punto clave en el esquema de MPC es la predicción de la trayectoria de la planta en el futuro, dentro del horizonte seleccionado, para poder resolver el problema de programación no lineal. En este caso, la predicción de la trayectoria depende de la demanda de potencia del VE, que es una de las entradas al sistema que modela la planta a controlar, como se muestra en la Figura 6.3. La demanda de potencia se puede medir en el instante actual, pero se desconoce en el futuro próximo ya que depende de la velocidad y la aceleración requeridas por el conductor en cada momento. Como el interés de esta tesis se centra en los vehículos para uso urbano, se pueden usar ciclos de conducción estandarizados para representar un perfil típico de demanda de potencia.

Tabla 6.2: Parámetros utilizados para la predicción de  $P_{req}$ 

<b>EV</b>		<b>HESS</b>	
$C_r$	0.02	$v_{cc}, V_{ob}$	42 V
$M_v$	650 Kg	$R_b$	0.1 $\Omega$
$\alpha$	0 rad	$C_{CC}$	0.047 F
$\rho$	1.225 kg/m <sup>3</sup>	$C_{uc}$	170 F
$C_d$	0.5	$L$	0.001 Hy
$A$	0.5 m <sup>2</sup>	$t_m$	0.1 s

En este caso, al igual que en capítulos anteriores, se utiliza el ciclo UDDS escalado y se obtiene la potencia requerida a partir del modelo longitudinal presentado en (2.2) como punto de partida para evaluar las estrategias de predicción de la potencia requerida presentadas en esta sección. Para ello, se realizaron análisis de simulación considerando los parámetros y las características del vehículo experimental urbano disponible en el grupo de investigación GEA - UNRC y mencionado en el Capítulo 2, cuyos características se muestran en la Tabla 6.2. En dicha tabla también se enumeran los parámetros eléctricos del SHAE. En la Figura 6.4 se muestran la velocidad de dicho ciclo de manejo en conjunto con el requerimiento de potencia instantáneo,  $P_{req}$ , que se le solicita al sistema de almacenamiento, obtenido a partir del modelo longitudinal del vehículo y considerando pendientes del camino nulas.

### 6.5.1. Conocimiento total del ciclo de manejo

Para validar la estrategia NMPC y comparar los diferentes algoritmos de predicción propuestos, se procedió aplicando estrategias sucesivas. La primera estrategia fue simplemente tomar los datos de la demanda de potencia en el horizonte de predicción dado por el ciclo de manejo UDDS, bajo el supuesto de que se conoce el ciclo completo y por lo tanto la demanda de potencia. A pesar de que no se dispone realmente de esta información con anticipación en una trayectoria real, este análisis permite obtener el mejor resultado esperable para comparar con los resultados obtenidos usando estrategias de predicción.

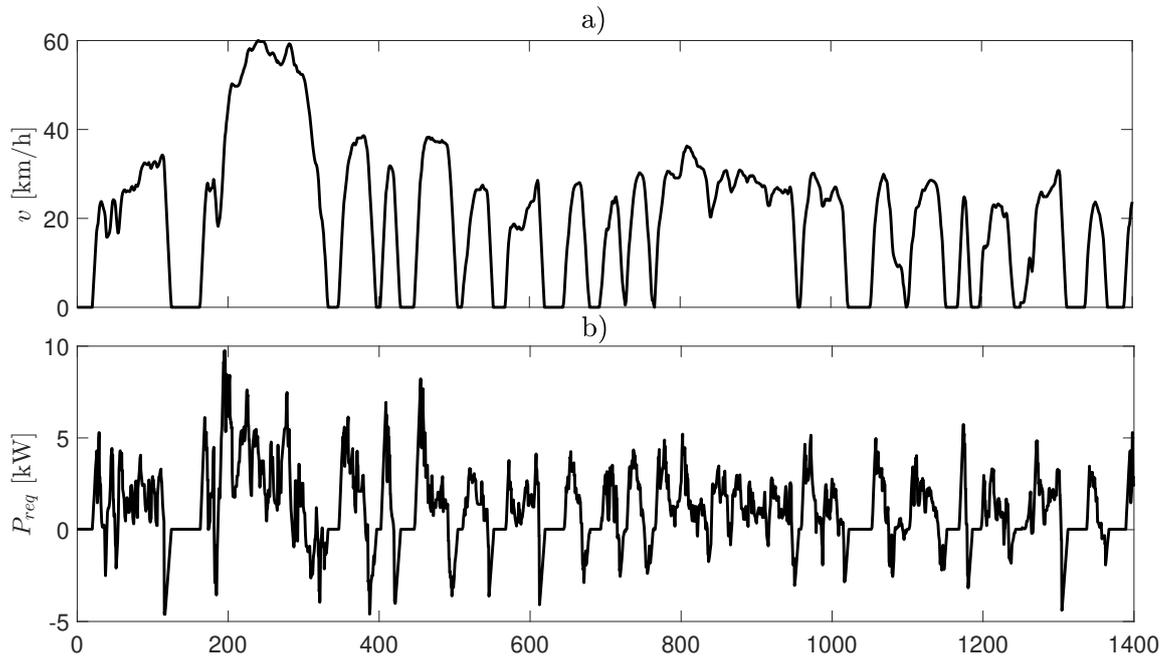


Figura 6.4: Ciclo UDDS escalado: a) velocidad,  $v$ , y b) potencia requerida,  $P_{req}$ , por el sistema de tracción.

### 6.5.2. Potencia requerida constante a lo largo del horizonte de predicción

La segunda estrategia consiste en asumir que el ciclo de conducción es desconocido y se resuelve el problema de control óptimo considerando que la potencia requerida se mantiene constante a lo largo del horizonte de predicción. Es decir, las siguientes  $N_p$  muestras serán iguales a la muestra actual. Este supuesto se basa en el hecho de que, para tiempos de muestreo cortos, la demanda de energía no cambia significativamente [129]. En la Figura 6.5 se muestran resultados de esta aproximación utilizando un tiempo de muestreo de  $t_m = 0.1$  s,  $N_p = 5$  y evaluando el ciclo de conducción estándar UDDS durante el intervalo  $446s \leq t \leq 450s$  correspondiente a una pendiente positiva de la potencia requerida. Esta aproximación tendrá buenos resultados cuando la tasa de crecimiento de la potencia no sea elevada, ya que en ese caso se incrementará el error de las estimaciones futuras a medida que se aumenta el horizonte de predicción.

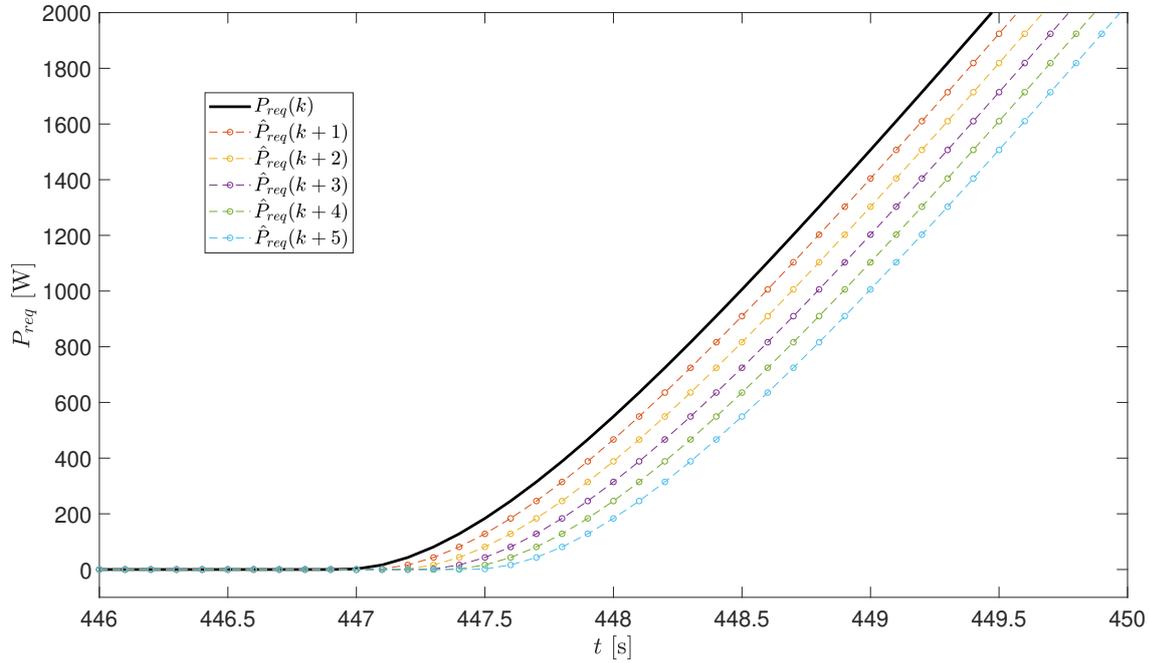


Figura 6.5: Predicción de la potencia requerida considerándola constante dentro de un horizonte  $N_p = 5$ .

En la Figura 6.6 se muestran resultados de esta estrategia para el intervalo  $454s \leq t \leq 456s$ , correspondiente a un cambio de pendiente de la potencia requerida. Se observa que el hecho de suponer constante la potencia, provocará una diferencia aún mayor en la predicción durante el cambio de pendiente para horizontes de predicción grandes.

En la Figura 6.7 se muestra el error absoluto para las muestras de cada predicción durante el intervalo  $445s \leq t \leq 465s$  del ciclo UDDS. Se observa que a medida que aumenta el horizonte de predicción el error se incrementa principalmente durante los cambios de pendiente o cuando ocurren transiciones elevadas de la potencia requerida.

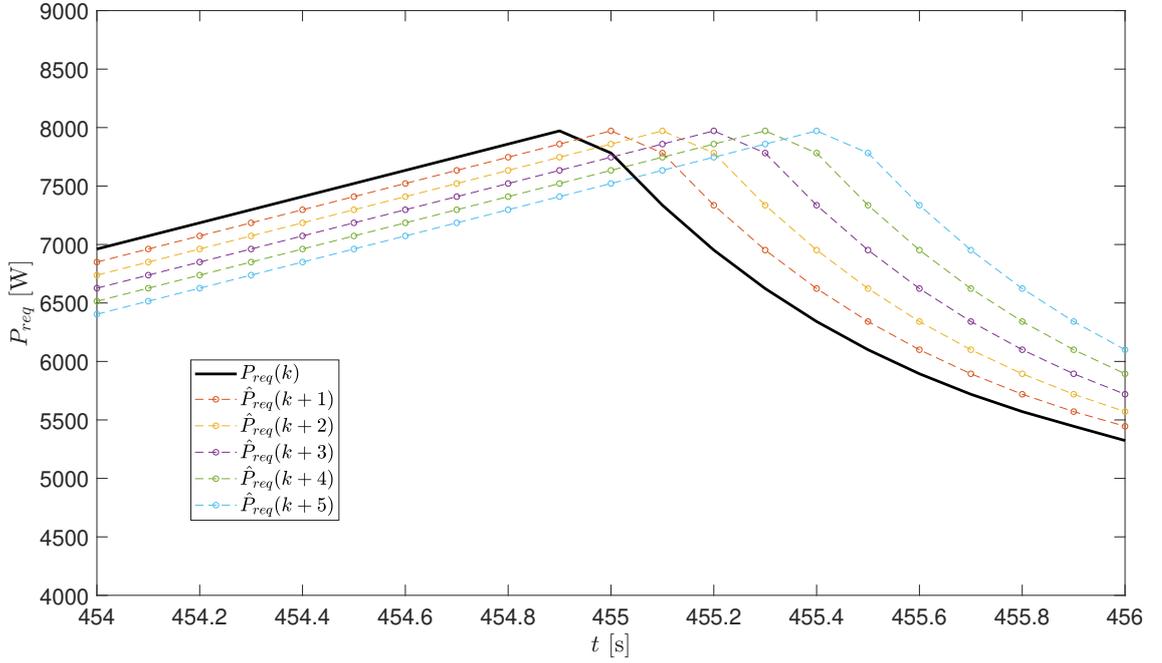


Figura 6.6: Detalle de la predicción constante en el intervalo  $454s \leq t \leq 456s$  con  $N_p = 5$ .

### 6.5.3. Predicción de la potencia requerida utilizando un modelo autorregresivo

Para obtener una predicción más realista, la siguiente estrategia fue modelar el perfil de potencia requerida para el ciclo UDDS realizando un ajuste a un modelo autorregresivo (AR) [135]. La demanda energética del VE depende de diversos aspectos como el estilo de manejo del conductor, estado del tránsito, etc. Por lo tanto, el perfil de la potencia requerida se puede interpretar como un proceso aleatorio o estocástico [136, 137] y se propone predecir la próxima muestra de la potencia como una combinación lineal de  $m$  muestras anteriores:

$$P_{req}(k) = -a_1 P_{req}(k-1) - a_2 P_{req}(k-2) - \dots - a_m P_{req}(k-m) \quad (6.10)$$

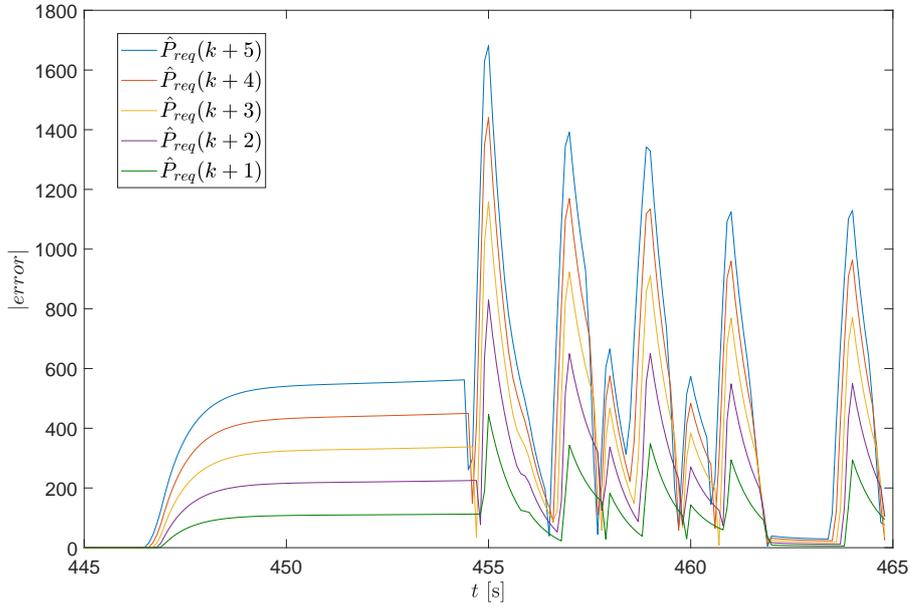


Figura 6.7: Error absoluto de la predicción de la potencia requerida suponiéndola constante durante el horizonte  $N_p = 5$ .

donde los coeficientes  $a_i$  (con  $i = 1 \dots m$ ) son determinados inicialmente usando los datos del ciclo estandarizado y minimizando el error cuadrático de la predicción. De esta manera, para cada instante  $k$ , las  $m$  muestras anteriores de la potencia requerida permiten predecir su valor actual. Evaluando la expresión (6.10)  $N_p$  pasos hacia adelante se obtienen  $N_p$  muestras predichas o estimadas de la potencia requerida  $\hat{P}_{req}$ :

$$\begin{aligned}
 \hat{P}_{req}(k+1) &= -a_1 P_{req}(k) - a_2 P_{req}(k-1) - \dots - a_m P_{req}(k+1-m) \\
 \hat{P}_{req}(k+2) &= -a_1 \hat{P}_{req}(k+1) - a_2 P_{req}(k) - \dots - a_m P_{req}(k+2-m) \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 \hat{P}_{req}(k+N_p) &= -a_1 \hat{P}_{req}(k+N_p-1) - a_2 \hat{P}_{req}(k) - \dots - a_m \hat{P}_{req}(k+N_p-m)
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

Puede observarse que las predicciones correspondientes a  $N_p > 1$  se basan, además de las mediciones, en predicciones anteriores. Por lo tanto, el error de la primera predicción se irá propagando en las muestras sucesivas.

Para el cálculo de los coeficientes del modelo AR, se puede utilizar el método de correlación, a partir de las ecuaciones de Yule-Walker [138], para realizar un ajuste por mínimos cuadrados utilizando una ventana de datos del proceso a ajustar. Por lo tanto, es necesario almacenar una serie de mediciones de la potencia requerida, o al menos poseer de antemano estimaciones de la misma, antes de realizar la predicción. Además, los resultados del ajuste de mínimos cuadrados son muy sensibles a dicha ventana de datos por un lado y por otro a la variación de sus coeficientes. Una pequeña diferencia en el valor numérico del coeficiente calculado produce diferencias significativas en el modelo y luego la predicción se degrada a medida que aumenta  $k$ .

En la Figura 6.8 se muestran resultados de la predicción utilizando un modelo AR de orden 3 durante el intervalo  $445s \leq t \leq 452s$  que corresponde a un caso de

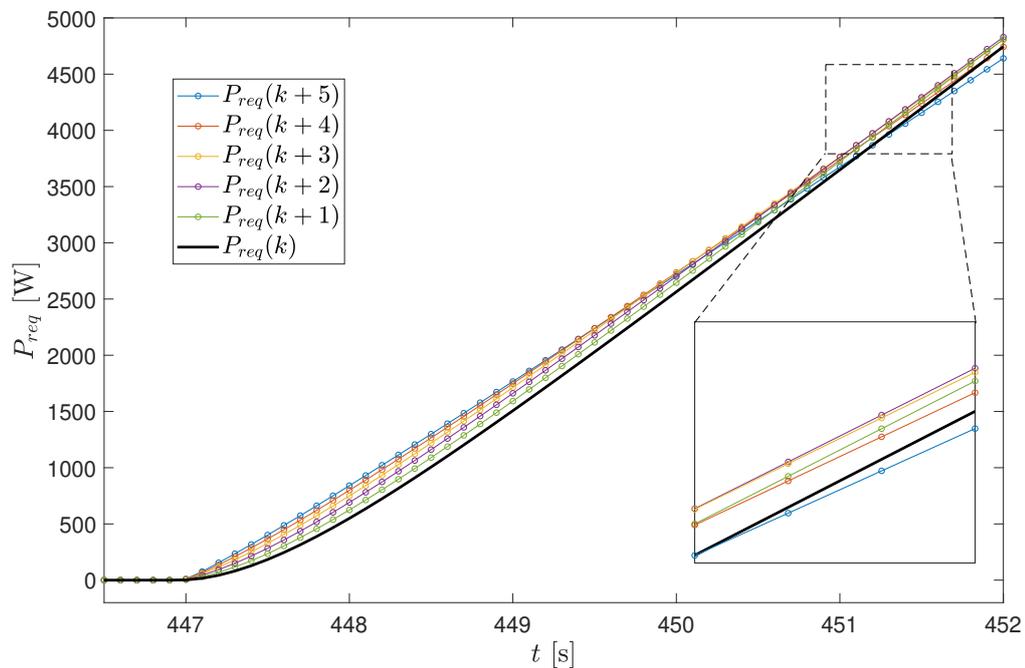


Figura 6.8: Predicción de la potencia requerida en el horizonte  $N_p = 5$  utilizando un modelo AR.

pendiente positiva de la potencia requerida, donde los coeficientes del modelo AR se han obtenido utilizando los datos de la potencia requerida durante un intervalo diferente, correspondiente a  $50s \leq t \leq 53s$  (obteniendo 30 muestras en total). El orden del filtro fue seleccionado empíricamente, obteniéndose un error menor para la aplicación. Se observa que durante  $447s \leq t \leq 451s$  las predicciones se encuentran por encima del valor actual de la potencia, independientemente del error en cada estimación. Este resultado es el esperado debido a la pendiente positiva de la señal. Sin embargo, a partir de  $t = 451s$  se observa que las predicciones comienzan a decaer, incluso por debajo del valor actual de la potencia. En otras palabras, se predice un valor menor al actual cuando la señal se encuentra claramente en crecimiento. Esto puede observarse principalmente en la quinta predicción de la potencia requerida  $\hat{P}_{req}(k+5)$ . Para evitar este inconveniente se propone recalcular los coeficientes  $a_m$  en cada período de muestreo, a partir de las últimas 30 mediciones obtenidas.

En la Figura 6.9 se muestran resultados de la predicción utilizando esta propuesta durante el mismo intervalo de crecimiento positivo de la potencia requerida. Se muestra que con este procedimiento, se obtiene una predicción consistente ya que las mismas se encuentran por encima de la muestra actual. En la Figura 6.10 se muestran resultados de la predicción durante un cambio de pendiente. Se observa que la estrategia responde sin retrasos, entregando valores menores (o por debajo) que la muestra actual cuando la pendiente se hace negativa. En la Figura 6.11 se muestra el error de la predicción utilizando este método. Se aprecia que el error en general es menor con respecto al caso en que se considera constante la potencia requerida, exceptuando las predicciones  $\hat{P}_{req}(k+4)$  y  $\hat{P}_{req}(k+5)$  cuyo error es mayor durante los cambios de pendiente abruptos. Esto se debe a que el error de las primeras predicciones se traslada a las siguientes a través de la expresión recursiva (6.11). Sin embargo, como aspecto positivo debe mencionarse que a pesar de que el error absoluto sea mayor para las muestras nombradas, las mismas predicen correctamente que la potencia requerida aumentará o disminuirá según la pendiente que presente. Este procedimiento otorga una buena predicción cuando el horizonte de predicción es corto, pero claramente aumenta el costo computacional.

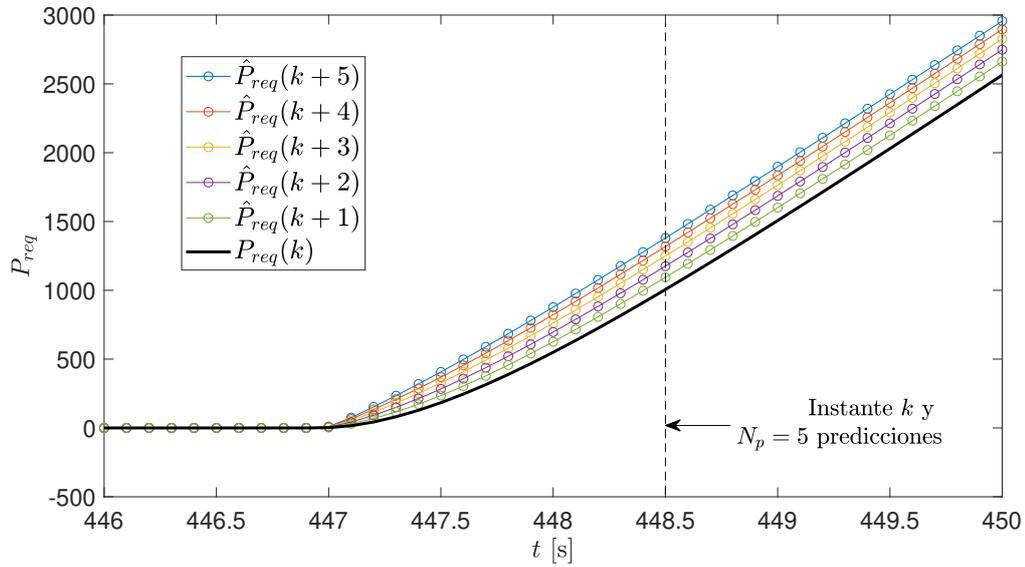


Figura 6.9: Predicción de la potencia requerida en el horizonte  $N_p = 5$  utilizando un modelo AR de orden 3.

#### 6.5.4. Predicción de la potencia requerida utilizando Filtro de Kalman

Con el fin de disminuir la influencia de los errores de medición, que aún no se han considerado, y al mismo tiempo reducir el tiempo de cálculo con el objetivo de lograr una implementación en tiempo real del algoritmo (evitando el cálculo de los coeficientes de AR en cada período de muestreo), se propone un esquema de predicción basado en filtro de Kalman. En este enfoque, en lugar de volver a calcular los parámetros del modelo AR en cada período de muestreo, se utiliza sólo el modelo AR para la potencia requerida con coeficientes calculados a partir de una ventana inicial de datos (en la práctica por ejemplo, puede tomarse como punto de partida el uso de datos correspondientes a un ciclo de manejo estándar, o a datos almacenados a partir de pruebas experimentales previas). La incertidumbre de este modelo se toma en cuenta al modelarla con un término que representa ruido blanco de una gran variación. El filtro de Kalman proporcionará no solo una mejor estimación de la potencia requerida en cada instante, sino que también permitirá realizar las predicciones necesarias

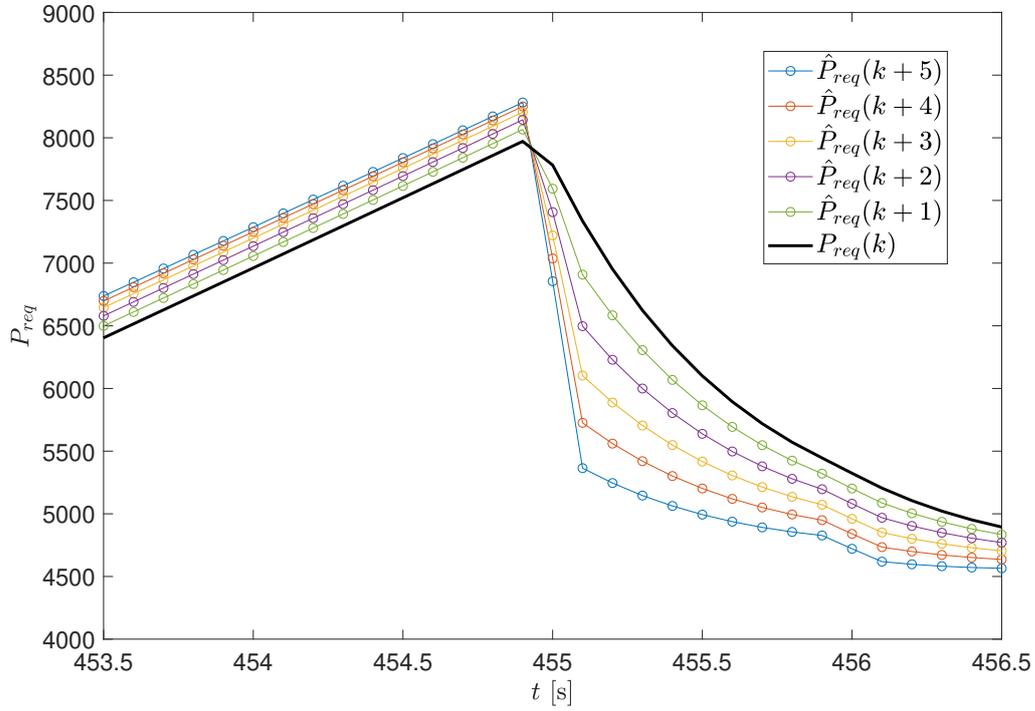


Figura 6.10: Detalle de la predicción con modelo AR durante un cambio de pendiente para  $453.5s \leq t \leq 456.5s$  utilizando  $N_P = 5$ .

para el esquema NMPC de una manera directa ya que debido a sus propiedades de robustez frente a variaciones paramétricas se evita el re-cálculo de los coeficientes del modelo AR.

Reescribiendo el modelo AR de orden  $m$  (6.10) contemplando variaciones en el mismo a través de la adición de un término que representa ruido blanco se obtiene:

$$P_{req}(k) = a_1 P_{req}(k-1) + a_2 P_{req}(k-2) \dots + a_m P_{req}(k-m) + r(k), \quad (6.12)$$

donde  $r$  es ruido blanco cuya varianza es  $P$ . De aquí se puede escribir

$$P_{req}(k+1) - r(k+1) = a_1 (P_{req}(k) - r(k)) + a_1 r(k) + a_2 P_{req}(k-1) + \dots + a_m P_{req}(k-(m-1)), \quad (6.13)$$

Si se define entonces el vector de estados como

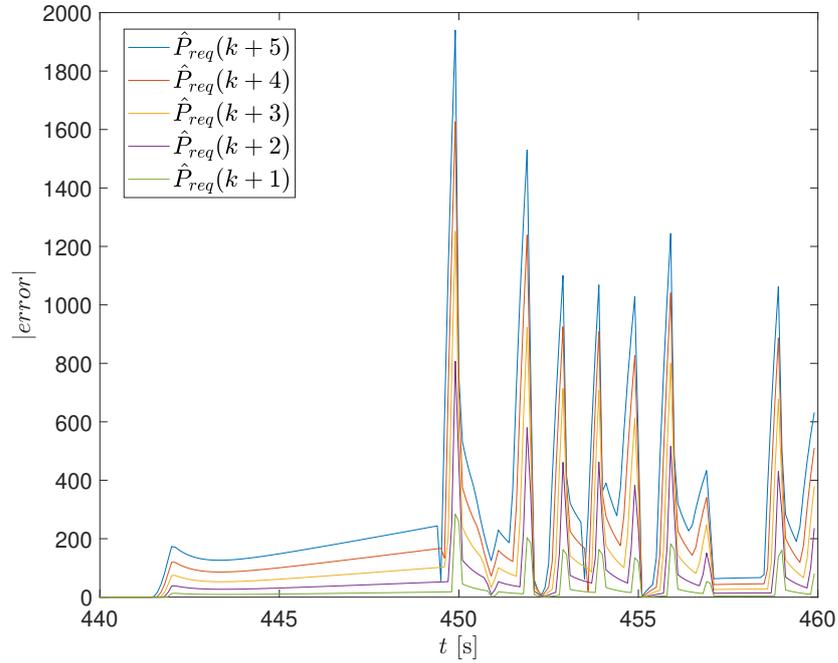


Figura 6.11: Error absoluto de la predicción de la potencia requerida en el horizonte  $N_p = 5$  utilizando un modelo AR de orden 3.

$$\bar{x}_k = \begin{bmatrix} P_{req}(k - (m - 1)) \\ \vdots \\ P_{req}(k - 1) \\ P_{req}(k) - r_k \end{bmatrix} \in R^{m \times 1}, \quad (6.14)$$

el modelo dinámico de la potencia requerida se puede expresar en la forma:

$$\bar{x}_{k+1} = \Phi_k \bar{x}_k + G_k w_k \quad (6.15)$$

$$y_k = H_k \bar{x}_k + v_k \quad (6.16)$$

donde

$$\bar{x}(k+1) = \begin{bmatrix} P_{req}(k-(m-2)) \\ \vdots \\ P_{req}(k) \\ P_{req}(k+1) - r(k+1) \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_m & \cdots & a_2 & a_1 \end{bmatrix}}_{\Phi_k \in R^{m \times m}} \underbrace{\begin{bmatrix} P_{req}(k-(m-1)) \\ \vdots \\ P_{req}(k-1) \\ P_{req}(k) - r(k) \end{bmatrix}}_{\bar{x}_k} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ a_1 \end{bmatrix}}_{G_k \in R^{m \times 1}} r(k)$$

con condiciones iniciales dadas por:

$$\bar{x}(0) = \begin{bmatrix} P_{req}(1) \\ \vdots \\ P_{req}(m-1) \\ P_{req}(m) - r(m) \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

Este modelo debe ser diferenciado del modelo dinámico de la planta. Las expresiones (6.17) y (6.18) modelan a la potencia requerida, que a su vez es una entrada del modelo de la planta dado por (6.5). Para ello, se calcula la varianza del ruido utilizando todo el conjunto de datos de la medición de la potencia requerida y la salida de la parte homogénea del modelo durante un período de la misma longitud que la de datos.

Correspondientemente podemos establecer el siguiente modelo de medición:

$$P_{req}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{req}(k - (m - 1)) \\ \vdots \\ P_{req}(k - 1) \\ P_{req}(k) - r(k) \end{bmatrix} + v(k), \quad (6.19)$$

$$\text{Var}(v(k)) = R, \forall k$$

El dato de la varianza  $R$  del ruido de medición se puede obtener de los instrumentos utilizados. Usando los modelos de dinámica y de medición de potencia requerida, se formula un esquema de filtro de Kalman lineal e invariante en el tiempo. Por lo tanto, partiendo de un valor supuesto  $Q$  para la varianza del ruido del modelo y el valor constante  $R$ , para el ruido de medición, se puede calcular la ganancia de Kalman. Como es sabido, el algoritmo de Kalman se procesa en dos pasos: en primer lugar se calcula una estimación ‘a priori’ o ‘pronosticada’ del vector de estado utilizando la parte conocida del modelo e ignorando el ruido. Luego, en un segundo paso, esta estimación se mejora al explotar la información introducida cuando la observación está disponible. La estimación ‘nueva’ o ‘a posteriori’ es una combinación lineal entre la observación y la estimación basada en el modelo en el que los pesos dependen del tamaño relativo de las varianzas del ruido del modelo y del ruido de observación, tal como lo expresa la ganancia de Kalman. A saber, el esquema recursivo es el siguiente:

Empezando desde

$$\begin{aligned} \hat{x}^{(+)}(0) &= \bar{x}(0), \\ \hat{x}^{(-)}(k+1) &= \phi \hat{x}^{(+)}(k) \\ \hat{x}^{(+)}(k+1) &= \hat{x}^{(-)}(k+1) + K_1(k) [\hat{P}_{req}(k+1) - H_k \hat{x}^{(-)}(k+1)] \end{aligned} \quad (6.20)$$

donde  $\hat{P}_{req}(k+1)$  es la primera predicción obtenida del instante de muestreo anterior

y

$$\phi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ a_m & \cdots & a_2 & a_1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \in R^{1 \times m}, \quad (6.21)$$

donde  $\hat{x}^{(-)}(k)$  y  $\hat{x}^{(+)}(k)$  son las estimaciones ‘a priori’ y ‘a posteriori’ respectivamente en el instante  $k$  y  $K_1$  es la ganancia de Kalman que se calcula como:

$$K_1(k) = \frac{P^-(k)H_k^T}{H_k P^-(k)H_k^T + R} \quad (6.22)$$

donde  $P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & p \end{bmatrix}^T \in R^{m \times 1}$  es la matriz de covarianza y se calcula como

$$P(k) = (I - H_k K_1(k))P^-(k) \quad (6.23)$$

con

$$P^-(k) = \phi P(k-1)\phi^T + Q \quad (6.24)$$

En cuanto al problema de predecir la demanda de potencia en el horizonte de predicción donde se aplica el algoritmo de control predictivo, aquí se propone iterar la predicción dada por (6.20) para cubrir todo el horizonte. Es decir, la muestra predicha en el instante  $k + N_P$  será

$$\begin{aligned} \hat{x}^{(-)}(k + N_p) &= \phi \hat{x}^{(+)}(k + N_p - 1) \\ \hat{x}^{(+)}(k + N_p) &= \hat{x}^{(-)}(k + N_p) + K_{N_p}(k + N_p)[\hat{P}_{req}(k + N_p) - H_k \hat{x}^{(-)}(k + N_p)] \end{aligned} \quad (6.25)$$

Esta predicción se usa para obtener la señal de control óptima en el horizonte de predicción y luego se selecciona el control en el instante actual, siguiendo el esquema NMPC clásico. En la Figura 6.12 se muestran resultados utilizando esta estrategia durante una pendiente positiva de la potencia requerida, y considerado las varianzas  $Q = R = 500$ . Se aprecia que el resultado es similar al caso de la predicción utilizando sólo el modelo AR y recalculando los coeficientes.

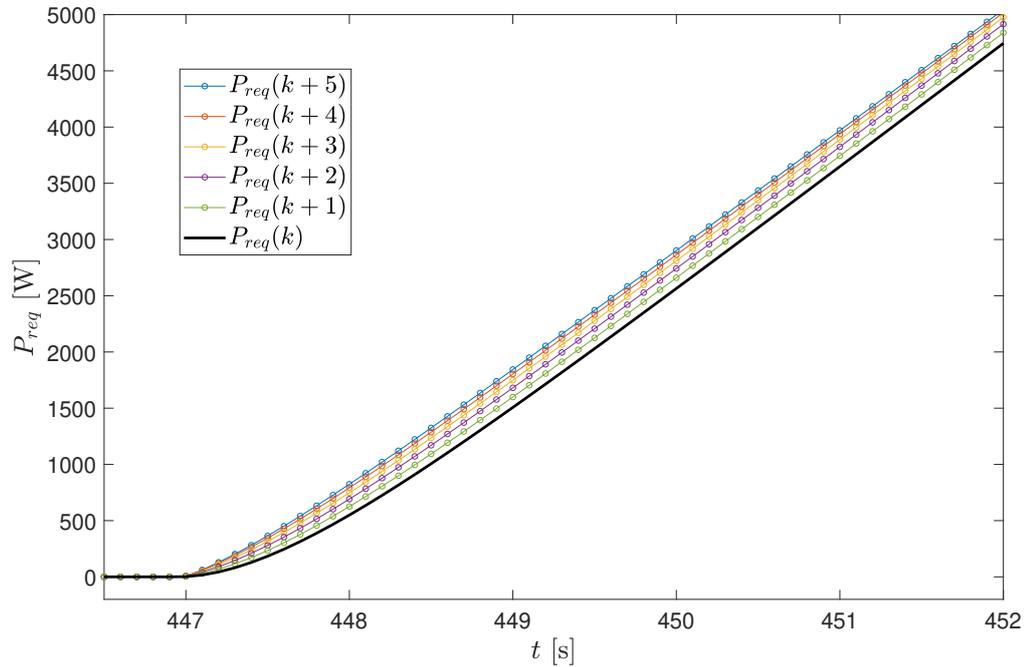


Figura 6.12: Resultados redicción de la potencia requerida en el horizonte  $N_p = 5$  utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman.

En la Figura 6.13 se muestra el detalle de la predicción para esta técnica durante un cambio de pendiente, con resultados similares al caso anterior. Es decir, durante la pendiente positiva las predicciones estarán por encima del valor actual de potencia, y durante la pendiente negativa los valores predichos serán menores de forma esperada. Finalmente, en la Figura 6.14 se muestra la evolución del error absoluto para las distintas predicciones durante el intervalo  $445s \leq t \leq 465s$ . Se observa que el error es levemente menor que en el caso de la estrategia que sólo utiliza el modelo AR actualizando los coeficientes, justificando la propuesta del uso de filtro de Kalman.

## 6.6. Resultados de Simulación

Para evaluar la estrategia de control NMPC para SHAE utilizando las técnicas de predicción de la potencia requerida presentadas en las secciones anteriores, se realizó un análisis de simulación adoptando, al igual que a lo largo de esta tesis, el ciclo de

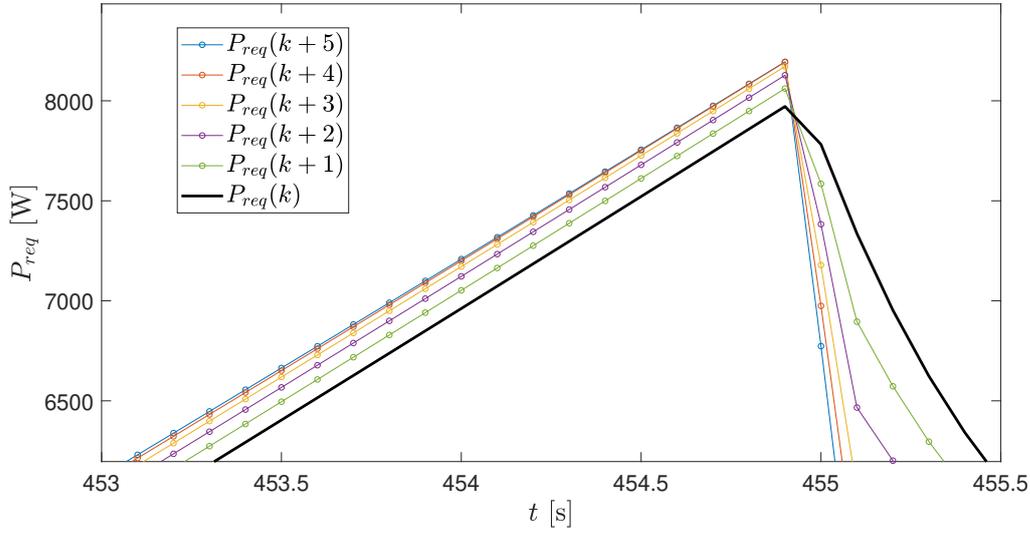


Figura 6.13: Detalle de la predicción de la potencia requerida en el horizonte  $N_p = 5$  durante un cambio de pendiente utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman.

manejo UDDS cuya magnitud se escaló para adaptarlo a las características del VEU y que no supere los 60 km/h. Los parámetros del vehículo se presentaron en la Tabla 2.3.

El problema de control óptimo propuesto se resuelve a través del método SQP (de *Sequential Quadratic Programming*) utilizando la función Matlab *fmincon*. Se adopta un tiempo de muestreo y ejecución del control de  $t_m = 0.1s$  ya que se considera suficiente para realizar los cálculos necesarios teniendo en cuenta a su vez la dinámica del sistema. Además se selecciona un horizonte de predicción y control de  $N_p = N_c = 3$  teniendo en cuenta para horizontes mayores el error es significativo (como se aprecia en los análisis realizados en las secciones anteriores). La estrategia se evalúa durante los primeros 560 segundos del ciclo, ya que son suficientes para este análisis. Los pesos  $w_1 = 0.5$ ,  $w_2 = 70,000$  y  $w_3 = 0.5$  se seleccionaron empíricamente para obtener un buen rendimiento del sistema. Además, las restricciones de voltaje del bus de CC y UC se seleccionan como  $V_{uc,Min} = 20V$ ,  $V_{uc,Max} = 42V$ ,  $V_{cc,bus,Min} = 38V$  y  $V_{cc,bus,Max} = 50V$ . Los resultados de simulación se presentan analizando las estrategias de predicción propuestas:

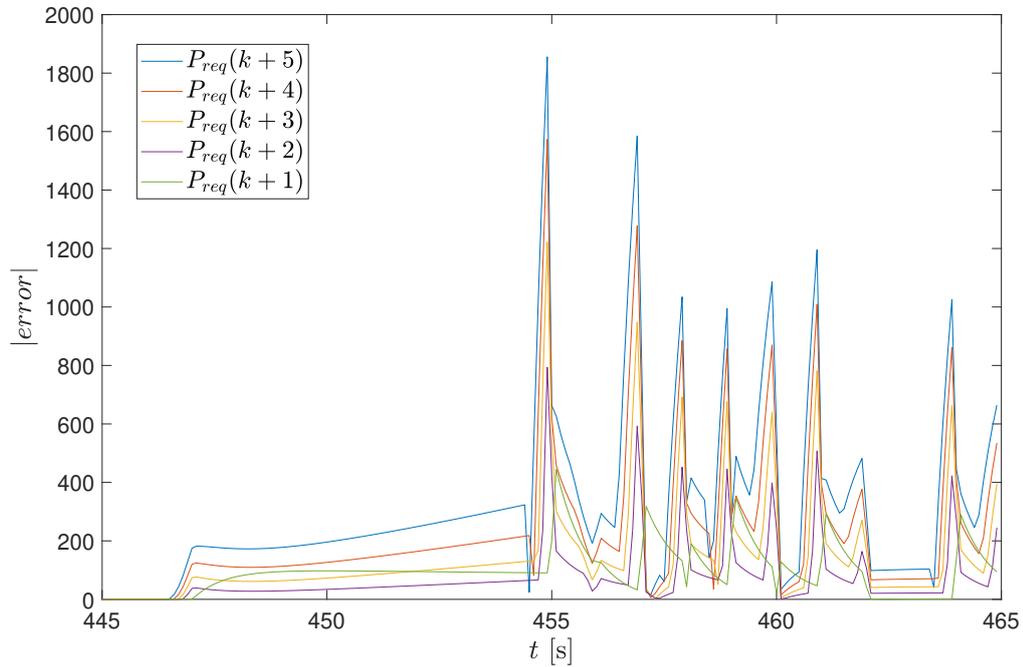


Figura 6.14: Detalle de predicción de la potencia requerida en el horizonte  $N = 5$  utilizando un modelo AR de orden 3 y filtro de Kalman.

- conocimiento futuro del ciclo de manejo,
- predicción considerando  $P_{req}$  constante,
- predicción usando un modelo AR y calculando sus coeficientes período a período,
- y la estrategia utilizando el modelo AR y filtro de kalman de forma conjunta.

En la sección siguiente se evalúan las estrategias utilizando el índice de desempeño propuesto y se comparan con el resto de las estrategias presentadas en esta tesis.

### 6.6.1. NMPC con conocimiento futuro del ciclo de manejo

En la Figura 6.15 se muestran resultados para: a) corriente requerida por el inversor  $i_{req}$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente de UC  $i_{uc}$ , d) tensión de bus de CC  $v_{cc,bus}$  e) tensión de UC  $v_{uc}$  y f) evolución de la función de costo  $J$ . Se observa que el UC entrega las variaciones rápidas de la corriente de carga y la batería las variaciones

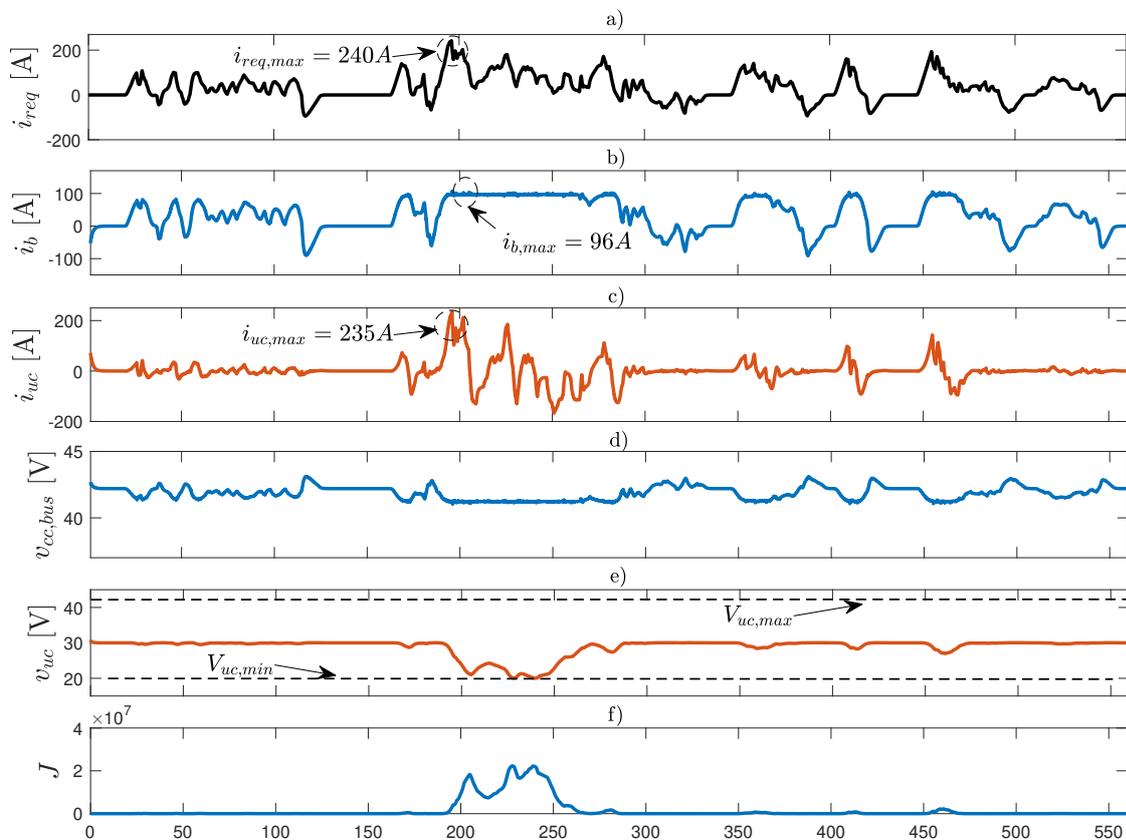


Figura 6.15: Resultados de simulación considerando que se conoce la evolución futura del requerimiento de potencia: a) corriente requerida por el inversor  $i_{req}$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente de UC  $i_{uc}$ , d) tensión de bus de CC  $v_{cc,bus}$  e) tensión de UC  $v_{uc}$  y f) evolución de la función de costo  $J$ .

lentas. Además, se observa que la corriente de batería no supera los 96 A, amplitud menor que las obtenidas con las estrategias que utilizaban un filtro para la separación de potencia (secciones 4.3 y 5.4). Esto implica un mayor y mejor uso de la energía disponible en el UC. Sin embargo, esto impacta en la corriente (en este caso mayor en comparación con las estrategias basadas en el uso del filtro) que debe entregar para satisfacer la potencia dinámica y por lo tanto la potencia requerida total. Además, las tensiones del bus de CC y del UC se mantienen dentro de los márgenes establecidos (consideradas como restricciones). Puede observarse también, que cuando cesa el requerimiento de carga la tensión del UC se mantiene en la referencia de 30 V.

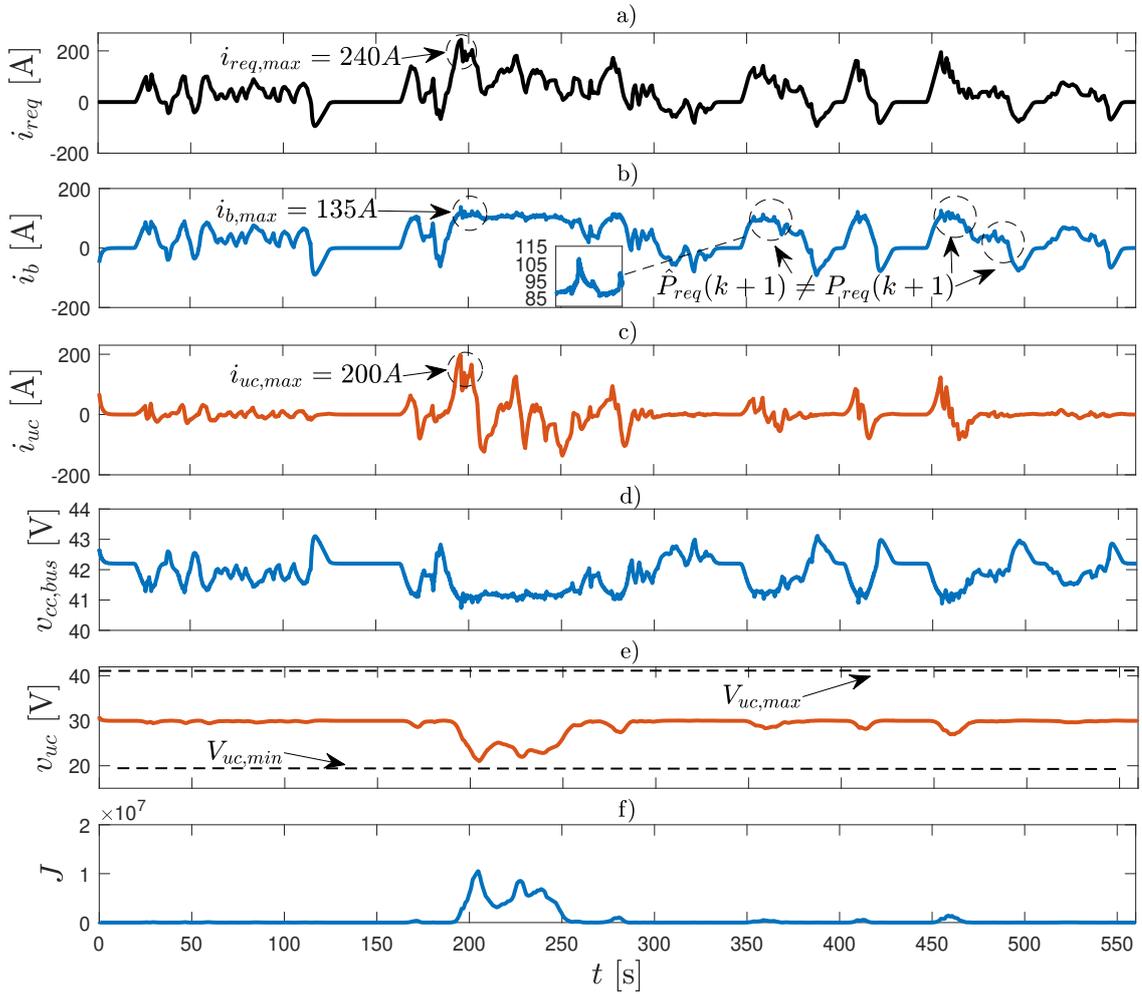


Figura 6.16: Resultados de simulación considerando  $P_{req}$  constante durante el horizonte de predicción: a) corriente requerida por el inversor  $i_{req}$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente de UC  $i_{uc}$ , d) tensión de bus de CC  $v_{cc,bus}$  e) tensión de UC  $v_{uc}$  y f) evolución de la función de costo  $J$ .

### 6.6.2. NMPC con predicción considerando $P_{req}$ constante

En la Figura 6.16 se muestran resultados de simulación considerando que no se dispone información futura del ciclo de manejo, y por lo tanto se realiza la medición de  $P_{req}$  y se supone constante a lo largo del horizonte de predicción. La evolución de las corrientes es similar al del caso anterior, donde el UC entrega los picos de la corriente requerida, suavizando a la corriente de batería. Sin embargo se observa que

ante variaciones rápidas del requerimiento de la carga, la corriente de batería presenta variaciones abruptas debido a que el error de la primera predicción  $\hat{P}_{req}(k+1)$  es mayor en estos casos y a la ausencia de información futura acerca del recorrido. Este método supone que la variación de la potencia requerida es lenta en comparación con el tiempo de muestreo, y si bien es la solución más simple y económica en términos computacionales, no es del todo eficiente.

### 6.6.3. NMPC con predicción de $P_{req}$ utilizando el modelo AR

En la Figura 6.17 se muestran resultados de simulación utilizando el modelo AR para la predicción de la potencia requerida. Los coeficientes del modelo dado por (6.10) son calculados período a período a partir del almacenamiento de las últimas 30 mediciones de la potencia requerida. Si bien se obtienen mejores resultados que en el caso anterior, la estrategia implica un alto costo computacional y la corriente de batería continúa presentando variaciones rápidas ante cambios de pendiente de la corriente de carga.

### 6.6.4. NMPC con predicción de $P_{req}$ utilizando filtro de Kalman

Utilizando filtro de Kalman a partir del modelo propuesto en (6.20) se evita actualizar los coeficientes en cada instante de muestreo y se otorga al sistema robustez frente al ruido. En la Figura 6.18 se muestran resultados utilizando esta estrategia. Se observa que el UC entrega las variaciones rápidas de corriente de carga, incluso en los cambios de pendiente de la misma, lo que provoca que la corriente de batería sea más suave. Además, al igual que en el caso anterior, la tensión del UC se mantiene en el valor de referencia impuesto ante requerimientos de carga nulos.

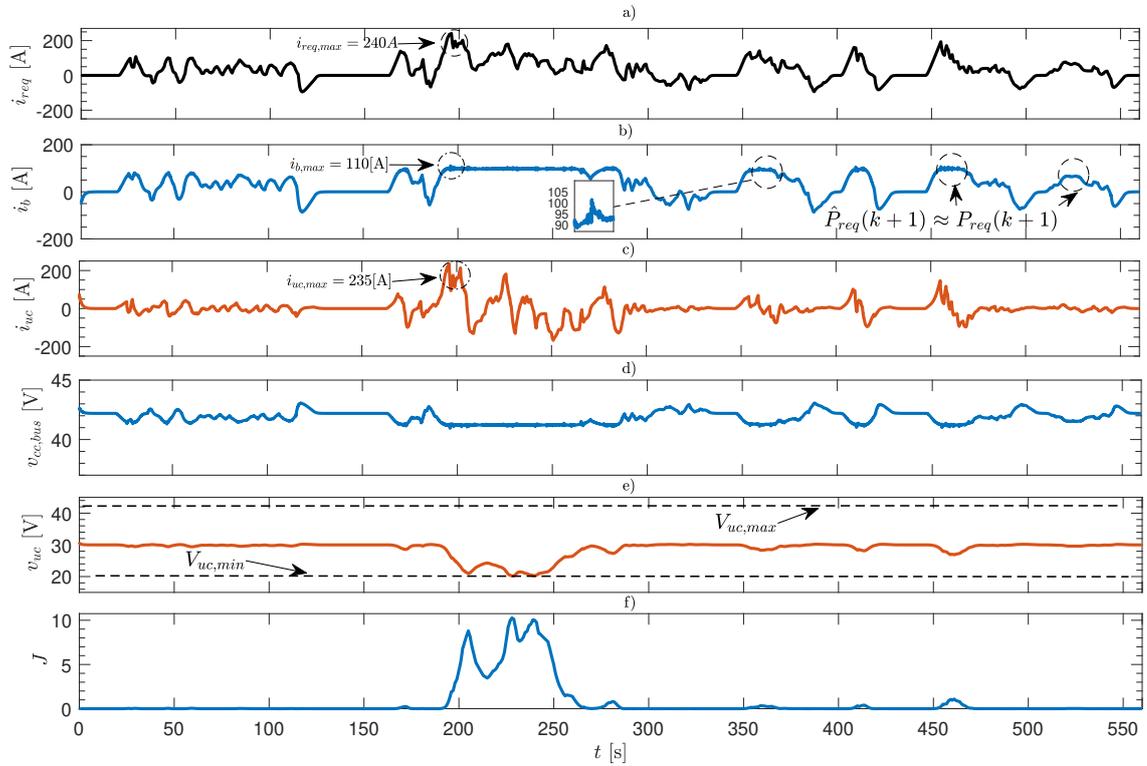


Figura 6.17: Resultados de simulación utilizando modelo AR para la predicción del requerimiento de potencia: a) corriente requerida por el inversor  $i_{req}$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente de UC  $i_{uc}$ , d) tensión de bus de CC  $v_{cc,bus}$  e) tensión de UC  $v_{uc}$  y f) evolución de la función de costo  $J$ .

## 6.7. Comparación de las diferentes estrategias de control para SHAE

Con el fin de comparar las distintas estrategias presentadas a lo largo de esta tesis, se evalúan las corrientes de batería utilizando el índice de costo de degradación de vida de la batería propuesto en (2.13). Para esto en la Figura 6.19 se muestra la evolución de dicho índice considerando los primeros 560 segundos del ciclo UDDS, aplicando al SHAE las siguientes estrategias:

- NMPC considerando que se conoce de antemano el trayecto del vehículo cuyos resultados fueron presentados en la sección 6.6.1.

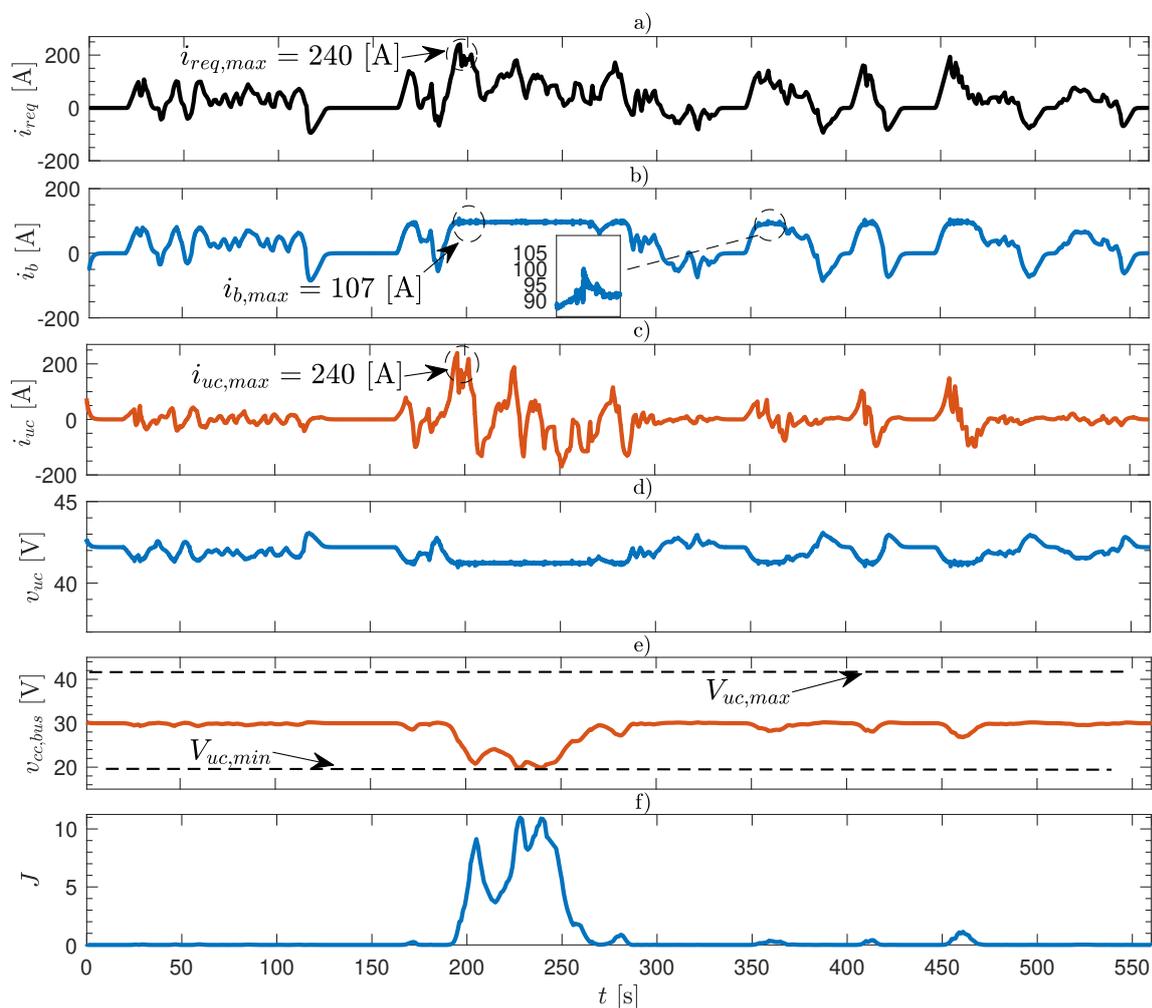


Figura 6.18: Resultados de simulación utilizando filtro de Kalman para la predicción: a) corriente requerida por el inversor  $i_{req}$ , b) corriente de batería  $i_b$ , c) corriente de UC  $i_{uc}$ , d) tensión de bus de CC  $v_{cc,bus}$  e) tensión de UC  $v_{uc}$  y f) evolución de la función de costo  $J$ .

- Estrategia NMPC considerando constante la potencia requerida a lo largo del horizonte de predicción, evaluada en la sección 6.6.2.
- Estrategia NMPC utilizando un modelo AR para la predicción de la potencia requerida, evaluada en la sección 6.6.3.

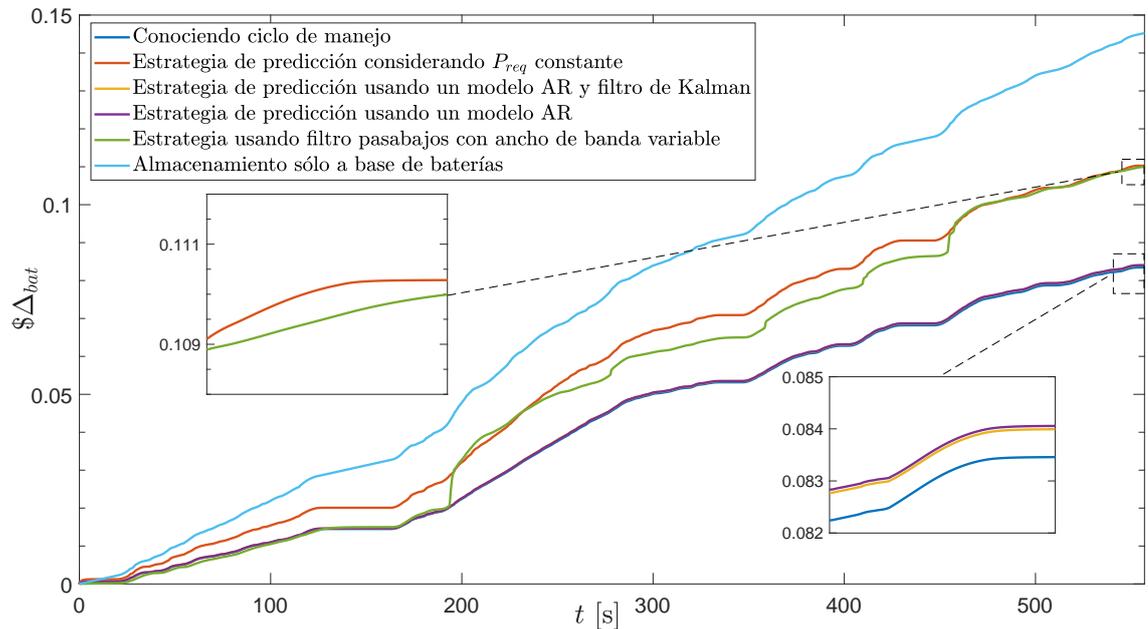


Figura 6.19: Evolución del índice de desempeño  $\Delta_{bat}$  para las distintas estrategias de esta tesis.

- Estrategia NMPC utilizando un modelo AR y filtro de Kalman para la predicción de la potencia requerida, cuyos resultados se presentaron en la sección en la sección 6.6.4.
- Estrategia utilizando un filtro con ancho de banda variable, presentado en la sección 3.4.2 y evaluada utilizando un control de bajo nivel con técnicas de control lineal (sección 4.3) y control por modos deslizantes (sección 5.4). En este caso, se evalúa el índice utilizando la estrategia general, pero considerando que el control de bajo nivel del convertidor es instantáneo y se ignoran las protecciones contra sobrecorriente para comparar con las estrategias NMPC de este capítulo bajo las mismas condiciones.
- Finalmente se presenta el índice de desempeño del sistema de almacenamiento considerando que se conforma sólo por un banco de baterías (sin UC).

De la Figura se observa que el mejor caso a lo largo del recorrido (índice menor) se presenta para la estrategia NMPC considerando el conocimiento futuro del ciclo

de manejo y por lo tanto de la potencia requerida ( $\$ \Delta_{bat} = 0.0834$  final). El hecho de conocer de antemano el ciclo permite anticiparse correctamente ante los cambios bruscos de potencia, y otorgar una buena referencia de potencia dinámica, evitando variaciones rápidas en la corriente de batería a pesar del bajo período de muestreo y ejecución del control. Además, la corriente de batería no supera los 100 A durante el trayecto del vehículo, lo que impacta fuertemente en el índice de manera positiva.

Las estrategias NMPC aplicando modelo AR y filtro de Kalman logran un índice final similar al caso ideal nombrado anteriormente ( $\$ \Delta_{bat} = 0.0841$  y  $\$ \Delta_{bat} = 0.0838$ ). Esto se debe a que el horizonte de predicción es pequeño (0.3 segundos) y que se obtienen buenas estimaciones futuras de la potencia requerida, principalmente de la muestra al instante siguiente ( $k + 1$ ). Si bien la diferencia entre ambas no es significativa la estrategia de predicción basada en filtro de Kalman resulta una mejor opción debido a que corrige el error en las muestras debido a desviación de los parámetros del modelo AR y presenta un menor costo computacional. Esta diferencia puede ser aún más apreciable para recorridos de mayor duración del VE.

Finalmente, la estrategia NMPC basada en la suposición de que la potencia requerida se mantiene constante a lo largo del recorrido presenta un desempeño pobre en comparación con las dos estrategias nombradas anteriormente y que la estrategia basada en el filtro con ancho de banda variable. Los cambios rápidos de la potencia requerida provocan variaciones abruptas en la corriente de batería, debido a que la estimación falla bajo estas condiciones.

Por otro lado, la estrategia basada en la utilización de un filtro con ancho de banda variable presenta un índice de degradación mayor que las estrategias NMPC basadas en modelo AR de la potencia requerida y filtro de Kalman, debido a las magnitudes elevadas de la corriente de batería (llegando casi a 200 A en algunos casos). Este es el principal motivo por el cuál el índice es mayor utilizando esta técnica. Como ventaja comparativa de esta estrategia, se puede nombrar su simpleza y bajo costo computacional, lo que permite aumentar la frecuencia de muestreo y ejecución, otorgando una mayor suavidad a la corriente de batería. Además la corriente del UC, y por consiguiente la que circula por el convertidor, es menor (a costa de altas corrientes de batería, un índice de desempeño pobre y por consiguiente un menor

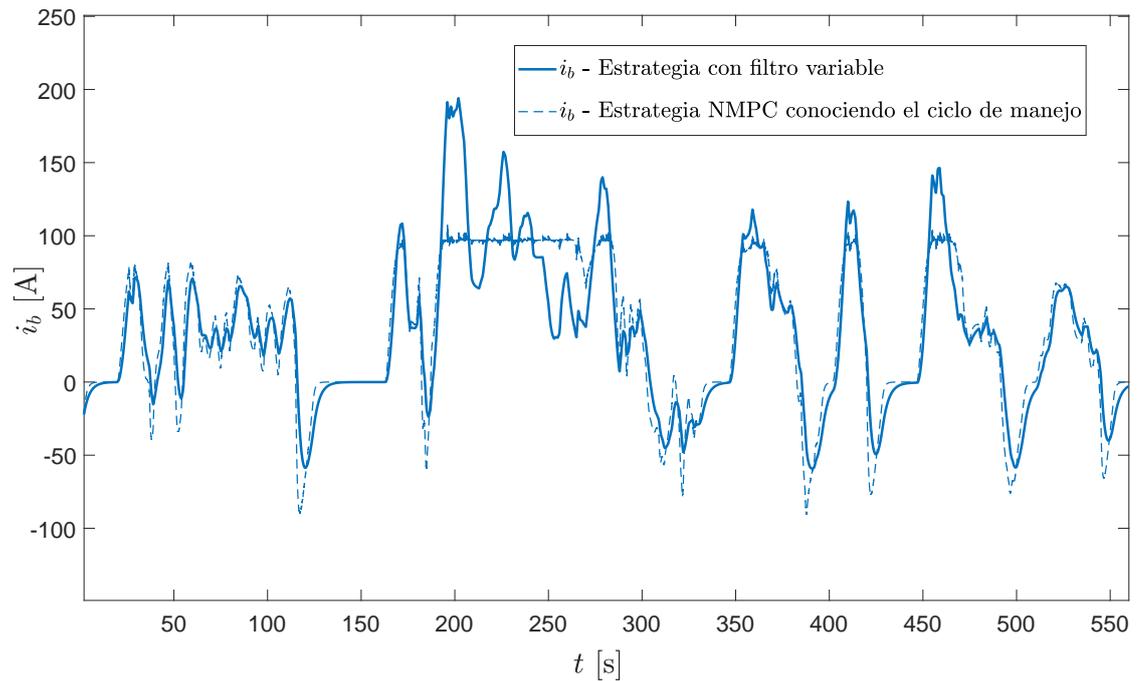


Figura 6.20: Corrientes de batería para los casos de la estrategia utilizando filtro con ancho de banda variable y caso NMPC conociendo el ciclo de manejo.

cuidado de la vida de la batería). Debe notarse que durante los primeros 200 segundos de recorrido el índice para este caso es similar, incluso menor, en comparación con las técnicas basadas en NMPC. En la Figura 6.20 se muestra la corriente de batería utilizando esta estrategia en comparación con el caso ideal de la estrategia NMPC en la que se conoce el ciclo de manejo. Se observa que durante este intervalo, la corriente de batería utilizando la estrategia del filtro pasabajos alcanza amplitudes menores que para el caso de la estrategia NMPC. Luego de este intervalo, la corriente de batería para el caso NMPC es menor y presenta menores variaciones debido a que, además de la función de costo propuesta, entra en juego la restricción de la potencia media entregada por la batería. Esta limitación no puede aplicarse de forma directa utilizando la estrategia basada en el filtro.

## 6.8. Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia general de control (o de alto nivel) basada en NMPC para la separación de potencias de un SHAE compuesto a base de baterías y UC en configuración capacitor semiactivo. Se propuso un funcional de costo a minimizar, con el objetivo de limitar las variaciones rápidas de la corriente de batería y preservar su vida útil, además de regular la tensión del UC. Para llevar a cabo la estrategia es necesario conocer la evolución de la potencia requerida dentro del horizonte de predicción. Se propusieron dos estrategias de predicción basadas en la implementación de un modelo AR de la potencia requerida y otra utilizando el mismo modelo pero robustificada mediante la implementación de filtro de Kalman. Esto permitió, además de las conocidas ventajas frente al ruido, no actualizar periódicamente los coeficientes del modelo AR y reducir el costo computacional. Las estrategias se evaluaron comparándolas, por un lado, con la suposición ideal de que se conoce de antemano el trayecto del vehículo y por lo tanto el requerimiento de potencia instantánea y, por otro, suponiendo que la potencia requerida se mantiene constante o varía lentamente en el intervalo del horizonte de predicción. Mediante esta última suposición se obtuvieron resultados aceptables en general ya que el UC entrega los picos y variaciones rápidas de la corriente de carga lo que permite ampliar la densidad de potencia del sistema de almacenamiento. Sin embargo, la corriente de batería presentó una mayor variación con respecto al caso ideal en el que se posee información futura del requerimiento de potencia, principalmente cuando la potencia requerida varía rápidamente (aunque menores para el caso en que la misma se considera constante durante el horizonte de predicción).

Finalmente, las estrategias de NMPC se evaluaron a partir del índice de desempeño comparándolas con las estrategias basadas en la utilización de un filtro pasabajos para la separación de potencia. Las estrategias NMPC arrojaron un índice menor a lo largo del recorrido, lo que implica un mayor cuidado de la salud de la batería. Sin embargo, para lograr esto se aumenta la complejidad y el costo computacional con respecto a las estrategias basadas en filtros pasabajos.

# Capítulo 7

## Conclusiones y trabajos futuros

### 7.1. Conclusiones

En este trabajo de tesis se propuso el diseño y la implementación de diferentes estrategias de control para Sistemas Híbridos de Almacenamiento de Energía para Vehículos Eléctricos basados en baterías y ultracapacitores. El objetivo principal de estas estrategias fue el cuidado o preservación de las baterías como elemento más costoso del VE. En este sentido, la incorporación del UC permite suministrar parte de la demanda de potencia con dinámicas rápidas, lo que ayuda al cuidado de la batería y otorga además una mayor eficiencia al sistema de almacenamiento.

En primer lugar, en el Capítulo 2 se plantearon modelos simples de baterías y de UC para ser utilizados en estas estrategias. Se propuso además un índice de desempeño basado en factores que afectan la vida útil de la batería, como la amplitud y la dinámica de la corriente entregada y absorbida y el estado de carga del almacenador. Este índice sirvió como indicador para evaluar y comparar las diferentes estrategias propuestas.

Posteriormente, en el Capítulo 3 se realizó un estudio de las diferentes configuraciones de SHAE y se optó por evaluar y trabajar con la configuración capacitor semiactiva debido a que sólo precisa de un convertidor de CC/CC lo que permite conformar un SHAE más sencillo de controlar y de bajo costo en comparación con las configuraciones activas, que requieren de dos convertidores. Se realizó un análisis

comparativo de las configuraciones batería semiactiva (BSA) y capacitor semiactivo (CSA). En esta comparación también se presentó un análisis del dimensionamiento del banco de baterías y UC para ambas configuraciones según los requerimientos del vehículo, y se detallaron las pérdidas de cada elemento que compone el SHAE. Se propuso además un método para seleccionar la frecuencia de corte del filtro utilizado para la separación de potencias, asignando una porción de la energía requerida al UC considerando el peor caso de aceleración para un trayecto conocido a priori del VE. Ambas configuraciones se analizaron por simulación considerando los parámetros de un vehículo experimental pequeño que realiza un ciclo de manejo estándar (UDDS) escalado en amplitud y en un camino sin pendientes. Las pérdidas totales a lo largo del ciclo de manejo fueron mayores para la configuración BSA debido principalmente a una mayor cantidad de pérdidas en el convertidor CC/CC y en el banco de baterías. Aunque el banco de UC presentó una mayor cantidad de pérdidas para el caso CSA no influyó de manera significativa en las pérdidas totales debido a la alta eficiencia del UC. Además se observó que la configuración CSA presentó una menor variación de tensión en el bus de CC lo que le confiere una mayor estabilidad frente a cargas que presentan comportamiento de impedancia negativa como es el conjunto inversor y motor del sistema de tracción. Como desventaja para la configuración CSA se debe mencionar que el convertidor CC/CC debe ser dimensionado para una corriente pico mayor que para el caso BSA. Frente a estos resultados se optó por trabajar con la configuración CSA, al concluirse que esta configuración es la mejor solución para aplicaciones con un alto índice de frenado regenerativo.

Se propuso una estrategia de control general para SHAE utilizando un filtro cuyo ancho de banda es variable en función del estado de carga del UC. Esto permitió evitar el problema de conocer de antemano de manera precisa el recorrido del vehículo para diseñar el filtro pasabajos con una frecuencia de corte acorde a la aplicación. Con esta estrategia el UC aporta una mayor porción de su energía almacenada cuando se encuentra lo suficientemente cargado, y sólo acepta niveles elevados de energía cuando está descargado, evitando la actuación de protecciones que impactan fuertemente en la forma de la corriente de batería.

Se presentaron resultados a partir del modelado del SHAE en configuración ca-

pacitor semiactivo y, en el Capítulo 4 se propuso una estrategia de control basada en técnicas de control clásico a partir de la utilización del modelo promediado del convertidor de CC/CC. Esto permitió interiorizarse tanto en los modelos de baterías y de UC como del convertidor, a su vez se identificaron limitaciones dinámicas en este tipo de controladores.

A partir de allí, en el Capítulo 5 se propuso una nueva estrategia de control no lineal basada en la técnica Modos Deslizantes. Esta estrategia presenta una gran robustez ante variaciones paramétricas del sistema y una excelente respuesta dinámica para todo el rango de operación del sistema. La estrategia contempla la entrega de potencia dinámica por parte del UC y un control de tensión del mismo. A su vez se propusieron superficies de deslizamiento de protección para sobrecorriente y sobretensión del UC. Esta estrategia fue validada en un banco de ensayos, en primer lugar de baja potencia y luego en un banco de mayor potencia que emula el sistema de tracción del VE. Además se debió realizar un estudio de estabilidad del sistema modelando el conjunto inversor motor como una carga de potencia constante ya que dicho análisis no se encontraba en la literatura. Esto se realizó a partir del uso de la teoría de estabilidad de Lyapunov.

Con el objetivo de mantener el rizado de corriente y la frecuencia de conmutación acotados, el control por modos deslizantes se implementó digitalmente mediante la comparación de la superficie con una banda de histéresis. Sin embargo, debido a la limitación en la velocidad de muestreo disponible del controlador digital y de los niveles de tensión del banco de trabajo, la corriente presenta dinámicas rápidas y grandes variaciones ciclo a ciclo lo que dificulta un control estable del máximo rizado. Por este motivo se propuso el diseño y la implementación de un observador de corriente para predecir la misma al siguiente período de muestro. Esto permitió mantener la corriente dentro del rango deseado de rizado.

Se propuso además una nueva estrategia de control basada en modos deslizantes mediante la utilización de una superficie de control que incluye la dinámica del filtro pasabajos para la separación de potencia, que además de presentar buenas características de robustez y de dinámica, permitió prescindir de la utilización de un filtro externo para generar referencias de potencia. Esto permite un análisis compacto de

la estabilidad del sistema y no por partes como debe hacerse si se utiliza un filtro externo.

Se desarrolló también un observador de la potencia requerida por el inversor (o la carga del SHAE) para obtener una medición limpia de la misma eliminando el sensor de la corriente de carga necesaria para las estrategias anteriores.

Habiendo desarrollado estrategias que permiten un control adecuado del SHAE en bajo nivel, se propuso una estrategia general de control predictivo basada en el modelo no lineal del sistema (NMPC) para la división de potencias y generación de la referencia de potencia dinámica que debe entregar el UC. Para esto se propusieron dos técnicas para predecir la evolución futura de la potencia requerida, información necesaria para implementar NMPC. La primer estrategia se basó en modelar la potencia requerida como un proceso autorregresivo. Para obtener buenos resultados se debió proceder a actualizar período a período los coeficientes del modelo, lo que implica un mayor costo computacional. Para evitar este inconveniente, se propuso utilizar filtro de Kalman con lo que se obtuvo una performance similar, pero con un menor costo computacional debido a que en este caso no se requirió recalcular los coeficientes del modelo AR. Las estrategias NMPC se evaluaron mediante resultados de simulación, se compararon con el caso ideal en el que se supone conocido el comportamiento futuro de la potencia requerida y por otro lado con el caso más económico y simple en el que se considera que la potencia requerida se mantiene constante a lo largo del horizonte de predicción. Esta comparación se realizó mediante la utilización del índice de costo de deterioro de vida útil de la batería propuesto en el Capítulo 2. Se concluyó que la estrategia basada en la utilización del modelo AR de la potencia requerida en conjunto con filtro de Kalman permite un mayor cuidado de la salud de la batería al obtener un menor índice de costo a lo largo del recorrido del VE. Además las estrategias NMPC se compararon con la estrategia general basada en la utilización de un filtro pasabajos con ancho de banda variable para la separación de potencias, obteniendo un mejor desempeño a lo largo del trayecto.

## 7.2. Trabajos Futuros

Los resultados obtenidos en esta tesis permitieron avanzar en soluciones para SHAE de VE, principalmente en cuanto al cuidado de la batería, pero abren a su vez la posibilidad de continuar trabajando en los siguientes aspectos:

- Continuar con el desarrollo de propuestas de control para SHAE a base de baterías y ultracapacitores para Vehículos Eléctricos (VE), a partir de la aplicación de estrategias de Control Predictivo Basado en Modelo (MPC) con la idea de predecir o adaptar el controlador a las variaciones de carga del sistema y validarlas experimentalmente.
- Analizar la incorporación de informaciones y datos adicionales al problema MPC que permitan mejorar la predicción de manejo, como por ejemplo modelos del conductor, señales de tránsito, información de GPS y uso de bases de datos que permitan conocer el estado del camino de forma online a partir de aplicaciones como, por ejemplo, Google Maps.
- Proponer nuevas estrategias de control basadas en NMPC que contemplen restricciones en la corriente del UC.
- Analizar las maneras de implementar en forma eficiente la estrategia NMPC en tiempo real, aplicando métodos numéricos para optimizar la función de costo en un intervalo de tiempo acotado y consistente.
- Mejorar el observador de la potencia requerida para hacerlo más robusto a las variaciones paramétricas y prescindir del sensor de corriente del bus de CC o disponer de ambos para obtener un sistema tolerante a fallas.
- Proponer la utilización de topologías eficientes de convertidores CC/CC para la interconexión y control de las diferentes fuentes de energía y de almacenamiento.
- Realizar la validación de las diferentes propuestas sobre los prototipos experimentales de VE y sobre una plataforma experimental con sistemas de generación y emuladores de cargas.

- Extender la aplicación de control de SHAE para sistemas de generación distribuida basado en energías renovables (p. ej. Eólica, Solar) debido a la alta similitud que presentan estas temáticas con el esquema de un VE.

# Bibliografía

- [1] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, y A. Emadi, “Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: State-of-the-Art Review and Future Trends,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117–1134, 2016.
- [2] C. Chan, “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, 2007.
- [3] A. Khaligh y Z. Li, “Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.
- [4] R. Ghorbani, E. Bibeau, y S. Filizadeh, “On Conversion of Hybrid Electric Vehicles to Plug-In,” vol. 59, no. 4, pp. 2016–2020, 2016.
- [5] R. A. Dougal, S. Liu, y R. E. White, “Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids,” *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 25, no. 1, pp. 120–131, 2002.
- [6] Y. Zhang, C. Y. Wang, y X. Tang, “Cycling degradation of an automotive LiFePO<sub>4</sub> lithium-ion battery,” *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 3, pp. 1513–1520, 2011.
- [7] A. Kuperman y I. Aharon, “Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 2, pp. 981–992, feb 2011.
- [8] J. Shen, A. Hasanzadeh, A. Khaligh, P. Electronics, y E. Harvesting, “Optimal Power Split and Sizing of Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicles,” 2014.
- [9] S. M. Lukic, J. Cao, R. C. Bansal, F. Rodriguez, y A. Emadi, “Energy storage systems for automotive applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2258–2267, 2008.

- 
- [10] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, y J. Fleig, "Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013.
- [11] M. Aneke y M. Wang, "Energy storage technologies and real life applications - A state of the art review," *Applied Energy*, vol. 179, pp. 350–377, 2016.
- [12] X. Wang, D. Yu, S. Le, Z. Zhao, y P. Wilson, "A novel controller of a battery-supercapacitor hybrid energy storage system for domestic applications," *Energy & Buildings*, vol. 141, pp. 167–174, 2017.
- [13] A. Khaligh y Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.
- [14] J. Cao y A. Emadi, "A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122–132, 2012.
- [15] J. M. Blanes, R. Gutiérrez, A. Garrigós, J. L. Lizán, y J. M. Cuadrado, "Electric vehicle battery life extension using ultracapacitors and an FPGA controlled interleaved buck-boost converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5940–5948, 2013.
- [16] A. Florescu, S. Bacha, I. Munteanu, A. I. Bratcu, y A. Rumeau, "Adaptive frequency-separation-based energy management system for electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 280, pp. 410–421, 2015.
- [17] J. Armenta, C. Núñez, N. Visairo, y I. Lázaro, "An advanced energy management system for controlling the ultracapacitor discharge and improving the electric vehicle range," *Journal of Power Sources*, vol. 284, pp. 452–458, 2015.
- [18] Z. Cabrane, M. Ouassaid, y M. Maaroufi, "Analysis and evaluation of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for photovoltaic installation," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 45, pp. 20 897–20 907, 2016.
- [19] R. E. Araújo, R. De Castro, C. Pinto, P. Melo, y D. Freitas, "Combined sizing and energy management in EVs with batteries and supercapacitors," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3062–3076, 2014.
- [20] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, V. G. Agelidis, y G. D. Demetriades, "Supercapacitor sizing method for energy-controlled filter-based hybrid energy storage systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1626–1637, 2017.

- [21] A. Ostadi y M. Kazerani, “A Comparative Analysis of Optimal Sizing of Battery-Only, Ultracapacitor-Only, and Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage Systems for a City Bus,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 10, pp. 4449–4460, 2015.
- [22] K. C. Divya y J. Ostergaard, “Battery energy storage technology for power systems-An overview,” *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 4, pp. 511–520, 2009.
- [23] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, y Y. Ding, “Progress in electrical energy storage system: A critical review,” *Progress in Natural Science*, vol. 19, no. 3, pp. 291–312, 2009.
- [24] A. Khaligh, S. Member, Z. Li, y S. Member, “Battery , Ultracapacitor , Fuel Cell , and Hybrid Energy Storage Systems for Electric , Hybrid Electric , Fuel Cell , and Plug-In Hybrid Electric Vehicles : State of the Art,” vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.
- [25] N. Zhao, S. Member, N. Schofield, y W. Niu, “Energy Storage System for a Port Crane Hybrid Power-Train,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 480–492, 2016.
- [26] M. Aneke y M. Wang, “Energy storage technologies and real life applications - A state of the art review,” *Applied Energy*, vol. 179, pp. 350–377, 2016.
- [27] R. Dougal, S. Liu, y R. White, “Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids,” *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 1, pp. 120–131, Mar 2002.
- [28] I. Aharon y A. Kuperman, “Topological overview of powertrains for battery-powered vehicles with range extenders,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 868–876, March 2011.
- [29] A. Kuperman y I. Aharon, “Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 2, pp. 981–992, 2011.
- [30] W. Henson, “Optimal battery/ultracapacitor storage combination,” *Journal of Power Sources*, vol. 179, no. 1, pp. 417–423, 2008.
- [31] M. Ortuzar, J. Moreno, y J. Dixon, “Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: Implementation and evaluation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2147–2156, Aug 2007.

- [32] E. Asensio, G. Magallan, y C. De Angelo, “Control de un sistema híbrido de almacenamiento de energía para vehículos eléctricos,” en *Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), 2014 IEEE*, June 2014, pp. 570–575.
- [33] J. Dixon y M. Ortuzar, “Ultracapacitors + dc-dc converters in regenerative braking system,” *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 17, no. 8, pp. 16–21, Aug 2002.
- [34] A. Kuperman, I. Aharon, S. Malki, y A. Kara, “Design of a semiactive battery-ultracapacitor hybrid energy source,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 2, pp. 806–815, Feb 2013.
- [35] R. Esteves Araujo, R. de Castro, C. Pinto, P. Melo, y D. Freitas, “Combined sizing and energy management in evs with batteries and supercapacitors,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 63, no. 7, pp. 3062–3076, 2014.
- [36] B. Hredzak, V. Agelidis, y G. Demetriades, “A low complexity control system for a hybrid dc power source based on ultracapacitor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2882–2891, June 2014.
- [37] A. Samosir y A. Yatim, “Implementation of dynamic evolution control of bidirectional dc-dc converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 3468–3473, Oct 2010.
- [38] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, y N. L. Narasamma, “Design and analysis of novel control strategy for battery and supercapacitor storage system,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1137–1144, 2014.
- [39] J. Awerbuch y C. Sullivan, “Control of ultracapacitor-battery hybrid power source for vehicular applications,” en *Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE*, Nov 2008, pp. 1–7.
- [40] W. Na, “Ripple current reduction using multi-dimensional sliding mode control for fuel cell dc to dc converter applications,” en *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, Sept 2011, pp. 1–6.
- [41] T. Azib, R. Talj, O. Bethoux, y C. Marchand, “Sliding mode control and simulation of a hybrid fuel-cell ultracapacitor power system,” en *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*, July 2010, pp. 3425–3430.
- [42] W. Greenwell y A. Vahidi, “Predictive control of voltage and current in a fuel cell-ultracapacitor hybrid,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 6, pp. 1954–1963, June 2010.

- [43] B. Hredzak, V. Agelidis, y M. Jang, “A model predictive control system for a hybrid battery-ultracapacitor power source,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 1469–1479, March 2014.
- [44] S. Bathaee, A. Gastaj, S. Emami, y M. Mohammadian, “A fuzzy-based supervisory robust control for parallel hybrid electric vehicles,” en *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, Sept 2005, pp. 7 pp.–.
- [45] J. Trovao, V. Santos, C. Henggeler Antunes, P. Pereirinha, y H. Jorge, “A real-time energy management architecture for multisource electric vehicles,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 5, pp. 3223–3233, May 2015.
- [46] A. Baisden y A. Emadi, “Advisor-based model of a battery and an ultracapacitor energy source for hybrid electric vehicles,” *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 199–205, Jan 2004.
- [47] J. Moreno, M. Ortuzar, y J. Dixon, “Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 614–623, April 2006.
- [48] A. Kuperman, M. Mellincovsky, C. Lerman, I. Aharon, N. Reichbach, G. Geula, y R. Nakash, “Supercapacitor sizing based on desired power and energy performance,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 10, pp. 5399–5405, Oct 2014.
- [49] A. Emadi, A. Khaligh, C. Rivetta, y G. Williamson, “Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, July 2006.
- [50] D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, y B. Davat, “Large signal stability analysis tools in dc power systems with constant power loads and variable power loads—a review,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 4, pp. 1773–1787, April 2012.
- [51] E. M. Asensio, G. A. Magall, y C. H. D. Angelo, “Control de un Sistema Híbrido de Almacenamiento de Energía para Vehículos Eléctricos,” 2014.
- [52] M. Asensio, G. Magallán, y C. De Angelo, “Experimental evaluation of different semi-active configurations for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system (HESS),” *2015 16th Workshop on Information Processing and Control, RPIC 2015*, 2016.

- [53] M. Asensio, G. Amaya, G. Magallán, y C. De Angelo, “Efficiency and Performance Analysis of Battery-Ultracapacitor based Semi-active Hybrid Energy Systems for Electric Vehicles,” *IEEE Latin America Transactions*, pp. 1–10.
- [54] E. M. Asensio, G. A. Magallán, y C. H. D. Angelo, “Control por Modos Deslizantes de un Sistema Híbrido de Almacenamiento de Energía para Vehículos Eléctricos,” en *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), Buenos Aires, Argentina, 2016*, 2016, pp. 1–6.
- [55] M. Ceraolo, “New dynamical models of lead-acid batteries,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no. 4, pp. 1184–1190, 2000.
- [56] A. Singh y P. B. Karandikar, “A broad review on desulfation of lead-acid battery for electric hybrid vehicle,” *Microsystem Technologies*, pp. 1–11, 2016.
- [57] S. B. Peterson, J. Apt, y J. F. Whitacre, “Lithium-ion battery cell degradation resulting from realistic vehicle and vehicle-to-grid utilization,” *Journal of Power Sources*, vol. 195, no. 8, pp. 2385–2392, 2010.
- [58] L. Zubieta y R. Bonert, “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, Jan 2000.
- [59] D. Rotenberg, “Ultracapacitor Assisted Powertrains : Modeling , Control , Sizing , and The Impact on Fuel Economy,” vol. 19, no. 3, pp. 576–589, 2008.
- [60] A. Lahyani, P. Venet, A. Guermazi, y A. Troudi, “Utilization of supercapacitors to reduce lead acid battery stresses in UPS,” *2012 1st International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology, REVET 2012*, pp. 90–100, 2012.
- [61] K. Itani, A. De Bernardinis, Z. Khatir, y A. Jammal, “Comparative analysis of two hybrid energy storage systems used in a two front wheel driven electric vehicle during extreme start-up and regenerative braking operations,” *Energy Conversion and Management*, vol. 144, pp. 69–87, 2017.
- [62] F. Yu, D. F. Li, y D. A. Crolla, “Integrated vehicle dynamics control-state-of-the-art review,” *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2008*, pp. 3–8, 2008.
- [63] C. Satzger y R. De Castro, “Predictive Brake Control for Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 977–990, 2018.
- [64] R. T. Doucette y M. D. McCulloch, “A comparison of high-speed flywheels, batteries, and ultracapacitors on the bases of cost and fuel economy as the

- energy storage system in a fuel cell based hybrid electric vehicle,” *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 3, pp. 1163–1170, 2011.
- [65] W. Sarwar, T. Engstrom, M. Marinescu, N. Green, N. Taylor, y G. J. Offer, “Experimental analysis of Hybridised Energy Storage Systems for automotive applications,” *Journal of Power Sources*, vol. 324, pp. 388–401, 2016.
- [66] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, y J. Fleig, “Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013.
- [67] A. Emadi, S. S. Williamson, y A. Khaligh, “Power Electronics Intensive Solutions for Advanced Vehicular Power Systems,” *Power*, vol. 21, no. 3, pp. 567–577, 2006.
- [68] A. Rahimi y A. Emadi, “An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, 2009.
- [69] D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, y B. Davat, “Large signal stability analysis tools in DC power systems with constant power loads and variable power loads-A review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1773–1787, 2012.
- [70] A. Rahimi y A. Emadi, “An Analytical Investigation of DC/DC Power Electronic Converters With Constant Power Loads in Vehicular Power Systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, 2009.
- [71] X. Hu, S. Li, y H. Peng, “A comparative study of equivalent circuit models for Li-ion batteries,” *Journal of Power Sources*, vol. 198, pp. 359–367, 2012.
- [72] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, y A. Emadi, “Electrochemical and Electrostatic Energy Storage and Management Systems for Electric Drive Vehicles: State-of-the-Art Review and Future Trends,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117–1134, 2016.
- [73] O. Tremblay, L. Dessaint, y A. Dekkiche, “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles,” en *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, no. V. IEEE, sep 2007, pp. 284–289.
- [74] O. Tremblay y L. Dessaint, “Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications,” *World Electric Vehicle Journal Vol.*, vol. 3, pp. 289–298, 2009.
- [75] X. Hu, S. Li, y H. Peng, “A comparative study of equivalent circuit models for li-ion batteries,” *Journal of Power Sources*, vol. 198, pp. 359 – 367, 2012.

- [76] H. He, R. Xiong, H. Guo, y S. Li, “Comparison study on the battery models used for the energy management of batteries in electric vehicles,” *Energy Conversion and Management*, vol. 64, pp. 113 – 121, {IREC} 2011, The International Renewable Energy Congress. 2012.
- [77] M. Ceraolo, “New dynamical models of lead-acid batteries,” *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 4, pp. 1184–1190, Nov 2000.
- [78] M. Einhorn, F. Conte, C. Kral, y J. Fleig, “Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, March 2013.
- [79] A. M. Gee, F. V. P. Robinson, y R. W. Dunn, “Analysis of Battery Lifetime Extension in a Small-Scale Wind-Energy System Using Supercapacitors,” *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 28, no. 1, pp. 24–33, 2012.
- [80] F. Martel, Y. Dube, S. Kelouwani, y K. Agbossou, “Economy-Focused PHEV Battery Lifetime Management through Optimal Fuel Cell Load Sharing,” *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2015 - Proceedings*, 2015.
- [81] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. S. Schuster, P. Keil, y A. Jossen, “The Influence of Current Ripples on the Lifetime of Lithium-Ion Batteries,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 11, pp. 10 438–10 445, 2018.
- [82] P. Keil, A. Jossen, P. Keil, y A. Jossen, “Aging of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicles: Impact of Regenerative Braking,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 41–51, 2015.
- [83] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, y J. Marco, “The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance,” *Applied Energy*, vol. 178, pp. 142–154, 2016.
- [84] C. Depature, S. Jemei, L. Boulon, A. Bouscayrol, N. Marx, S. Morando, y A. Castaings, “IEEE VTS Motor Vehicles Challenge 2017 - Energy Management of a Fuel Cell/Battery Vehicle,” *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2016 - Proceedings*, 2016.
- [85] S. Chung y O. Trescases, “Hybrid Energy Storage System with Active Power-Mix Control in a Dual-Chemistry Battery Pack for Light Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 3, pp. 1–1, 2017.

- [86] C. Depature, S. Jemei, L. Boulon, A. Bouscayrol, N. Marx, S. Morando, y A. Castaings, “IEEE VTS Motor Vehicles Challenge 2017 - Energy Management of a Fuel Cell/Battery Vehicle,” *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2016 - Proceedings*, 2016.
- [87] B. Nykvist y M. Nilsson, “Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles,” *Nature Climate Change*, vol. 5, no. 4, pp. 329–332, 2015.
- [88] P. Keil, M. Englberger, y A. Jossen, “Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicles: An Experimental Analysis of Performance Improvements at Sub-zero Temperatures,” pp. 998–1006, 2016.
- [89] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, y D. G. Dorrell, “Experimental impedance investigation of an ultracapacitor at different conditions for electric vehicle applications,” *Journal of Power Sources*, vol. 287, pp. 129–138, 2015.
- [90] V. Musolino, L. Piegari, y E. Tironi, “New full-frequency-range supercapacitor model with easy identification procedure,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 112–120, Jan 2013.
- [91] D. Rotenberg, A. Vahidi, y I. Kolmanovsky, “Ultracapacitor assisted powertrains: Modeling, control, sizing, and the impact on fuel economy,” *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 3, pp. 576–589, May 2011.
- [92] L. Shi y M. Crow, “Comparison of ultracapacitor electric circuit models,” en *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, July 2008, pp. 1–6.
- [93] I. Aharon y A. Kuperman, “Topological Overview of Powertrains for Battery-Powered Vehicles With Range Extenders,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 868–876, mar 2011.
- [94] J.-S. Lai, D. J. Nelson, L. Jih-Sheng, y D. J. Nelson, “Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 766–777, 2007.
- [95] O. A. Ahmed y J. A. M. Bleijs, “An overview of DC-DC converter topologies for fuel cell-ultracapacitor hybrid distribution system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 42, pp. 609–626, 2015.
- [96] R. Schupbach y J. Balda, “Comparing DC-DC converters for power management in hybrid electric vehicles,” *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC’03.*, vol. 3, no. C, pp. 1369–1374, 2003.

- [97] J. Shen, A. Hasanzadeh, A. Khaligh, P. Electronics, y E. Harvesting, “Optimal Power Split and Sizing of Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicles,” 2014.
- [98] A. Santucci, A. Sorniotti, y C. Lekakou, “Power split strategies for hybrid energy storage systems for vehicular applications,” *Journal of Power Sources*, vol. 258, pp. 395–407, 2014.
- [99] J. Shen y A. Khaligh, “A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 223–231, 2015.
- [100] A. Kuperman y I. Aharon, “Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 2, pp. 981–992, 2011.
- [101] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, y G. A. Williamson, “Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, 2006.
- [102] A. Emadi, Young Joo Lee, y K. Rajashekara, “Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2237–2245, 2008.
- [103] B. Hredzak, V. G. Agelidis, y G. D. Demetriades, “A low complexity control system for a hybrid DC power source based on ultracapacitor-lead-acid battery configuration,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2882–2891, 2014.
- [104] M. Alioto, G. Palumbo, y M. Poli, “Evaluation of energy consumption in RC ladder circuits driven by a ramp input,” en *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 12, no. 10, 2004, pp. 1094–1107.
- [105] A. Kuperman, I. Aharon, S. Malki, y A. Kara, “Design of a semiactive battery-ultracapacitor hybrid energy source,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 806–815, 2013.
- [106] Sanyo, “Datasheet - NCR18650BH00BA–068 Lithium Ion Battery - SANYO CODE: BJ-A3000 24AA,” 2012.
- [107] Maxwell Technologies, “Datasheet - K2 ULTRACAPACITORS , 2.7V SERIES - File code: 1015370.4,” 2013.

- [108] F. Akar, Y. Tavlasoglu, E. Ugur, B. Vural, y I. Aksoy, “A Bidirectional Nonisolated Multi-Input DC-DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 10, pp. 7944–7955, oct 2016.
- [109] H. Douglas y P. Pillay, “Sizing ultracapacitors for hybrid electric vehicles,” en *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, Nov 2005, p. 6.
- [110] D. Erickson, Robert W.; Maksimovic, *Fundamentals of power electronics.*, Springer Science & Business Media., Ed., 2007.
- [111] V. I. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, 1993.
- [112] S. V. Drakunov, M. Reyhanoglu, y B. Singh, *Sliding Mode Control of DC-DC Power Converters*. IFAC, vol. 42, no. 19.
- [113] Z. Song, J. Hou, H. Hofmann, J. Li, y M. Ouyang, “Sliding-mode and Lyapunov function-based control for battery/supercapacitor hybrid energy storage system used in electric vehicles,” *Energy*, 2017.
- [114] M. Ayad, M. Becherif, a. Djerdir, y a. Miraoui, “Sliding Mode Control for Energy Management of DC Hybrid Power Sources Using Fuel Cell, Batteries and Supercapacitors,” *2007 International Conference on Clean Electrical Power*, no. 1, pp. 500–505, 2007.
- [115] A. Hijazi, D. Loreto, E. Bideaux, P. Venet, G. Clerc, A. Hijazi, D. Loreto, E. Bideaux, P. Venet, G. Clerc, H. Alaa, D. L. Michael, B. Eric, V. Pascal, y C. Guy, “Sliding mode control of boost converter : Application to energy storage system via supercapacitors Sliding Mode Control of Boost Converter : Application to energy storage,” 2010.
- [116] H. K. Khalil, “Nonlinear Systems,” Pearson, Ed., 2002, ch. 9.
- [117] F. A. Inthamoussou, J. Pegueroles-Queralt, y F. D. Bianchi, “Control of a supercapacitor energy storage system for microgrid applications,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 3, pp. 690–697, 2013.
- [118] F. Hamoudi, A. A. Chaghi, H. Amimeur, y E. K. Merabet, “Sliding Mode Control with Fixed Switching Frequency for Four-wire Shunt Active Filter,” *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 6, no. 5, pp. 647–657, 2011.

- [119] J. C. Olivier, J. C. L. Claire, y L. Loron, “A powerful switching frequency limitation in sliding mode control,” *EPE-PEMC 2006: 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings*, pp. 919–924, 2007.
- [120] E. Penovi, S. Maestri, R. Garcia Retegui, N. Wassinger, y M. Benedetti, “Event-Based Control System Suitable for High-Precision Pulsed Current Source Applications with Improved Switching Behavior,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 4, pp. 987–996, 2015.
- [121] C. C. Chan, “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, 2007.
- [122] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, S. Member, D. E. Quevedo, J. Rodríguez, y S. Member, “Predictive Control in Power Electronics and Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [123] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, y J. Rodriguez, “Model Predictive Control A Simple and Powerful Method to Control Power Converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [124] P. Cortés, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, y J. Rodriguez, “Predictive control in power electronics and drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [125] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, y J. Rodriguez, “Model Predictive Control A Simple and Powerful Method to Control Power Converters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [126] X. Zhang, D. M. Vilathgamuwa, K. J. Tseng, B. S. Bhangu, y C. J. Gajanayake, “Power buffer with model predictive control for stability of vehicular power systems with constant power loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5804–5812, 2013.
- [127] S. Zhang, R. Xiong, y F. Sun, “Model predictive control for power management in a plug-in hybrid electric vehicle with a hybrid energy storage system,” *Applied Energy*, vol. 185, pp. 1654–1662, 2015.
- [128] M. Rubagotti, S. Member, D. M. Raimondo, A. Ferrara, S. Member, y L. Magni, “Robust Model Predictive Control With Integral Sliding Mode in Continuous-Time Sampled-Data Nonlinear Systems,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 3, pp. 556–570, 2011.

- [129] P. Golchoubian y N. L. Azad, “Real-Time Nonlinear Model Predictive Control of a Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 9545, no. c, pp. 1–12, 2017.
- [130] K. Vatanparvar, S. Faezi, I. Burago, M. Levorato, y M. A. A. Faruque, “Extended Range Electric Vehicle with Driving Behavior Estimation in Energy Management,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 14, no. 8, pp. 1–10, 2018.
- [131] L. Yang, Y. Zhao, W. Chen, W. Wang, y Y. Wang, “A Fuzzy-Logic Power Management Strategy Based on Markov Random Prediction for Hybrid Energy Storage Systems,” *Energies*, vol. 9, no. 1, p. 25, 2016.
- [132] J. B. Rawlings, D. Q. Mayne, O.-f. I. Section, y Z. Offset, “Postface to ”Model Predictive Control : Theory and DesignChapter 1 . Getting Started with Model Predictive Control,” *Regulation*, pp. 1–8, 2010.
- [133] L. T. Biegler y S. C., “Quadratic programming methods for reduced Hessian SQP,” *Computers & Chemical Engineering*, vol. 18, no. 9, pp. 817–832, 1994.
- [134] S. Nocedal, Jorge; Wright, *Numerical optimization*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [135] M. Wax, “Order Selection for AR Models by Predictive Least Squares,” *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 36, no. 4, pp. 581–588, 1988.
- [136] G. Ripaccioli, D. Bernardini, S. Di Cairano, A. Bemporad, y I. V. Kolmanovsky, “A stochastic model predictive control approach for series hybrid electric vehicle power management,” *Proceedings of the 2010 American Control Conference*, pp. 5844–5849, 2010.
- [137] T. K. Lee, Z. Bareket, T. Gordon, y Z. S. Filipi, “Stochastic modeling for studies of real-world PHEV usage: Driving schedule and daily temporal distributions,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 4, pp. 1493–1502, 2012.
- [138] B. Friedlander y B. Porat, “The Modified Yule - Walker Method of ARMA Spectral Estimation,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 20, pp. 158–173, 1984.
- [139] G. A. Magallán, “Control de tracción para un vehículo eléctrico urbano,” Tesis de Maestría, Universidad Nacional de Río Cuarto, 2009.



# Apéndice A

## Plataforma experimental de tracción

### A.1. Esquema General del sistema de tracción y del sistema de almacenamiento del VE

Con el objetivo de validar experimentalmente las estrategias de control de SHAE propuestas en esta tesis, se implementó un banco de ensayos para emular el comportamiento de un sistema de tracción de un VE. En la Figura A.1 se muestra el esquema general del sistema de tracción en conjunto con el sistema de almacenamiento híbrido en configuración CSA descrito en el Capítulo 3. Además en la misma figura se muestran las diferentes etapas de control y medición del sistema. Como se comentó a lo largo de esta tesis, el controlador del convertidor CC/CC es independiente del controlador del inversor del sistema de tracción. Si bien, de este modo, el costo del sistema a nivel hardware puede incrementarse, las estrategias de control del SHAE pueden orientarse al caso en que el SHAE se conforma a partir de un VE existente a base de sólo baterías.

Dado que ya se disponía de un inversor, los sensores y una placa de adaptación de señales para el control del motor de tracción, la implementación del banco experimental consistió en el desarrollo del convertidor de CC/CC, de la selección de trans-

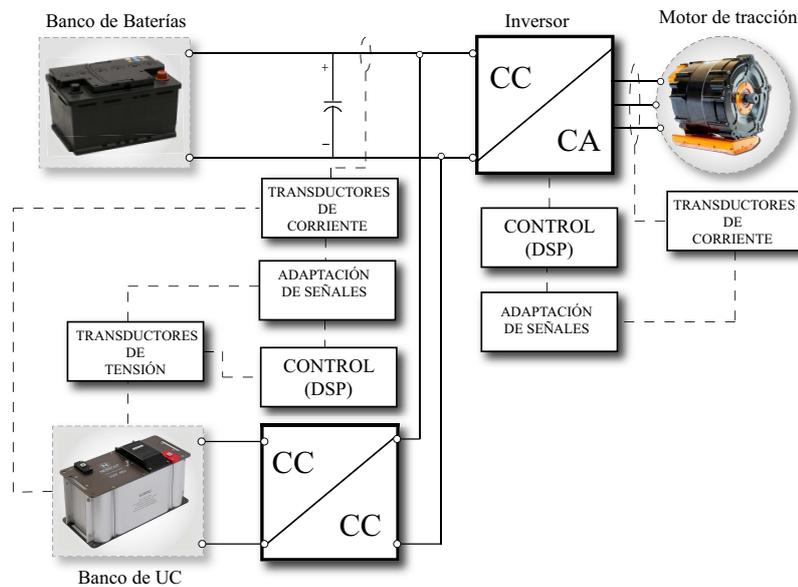


Figura A.1: Esquema general del sistema de tracción con un SHAE en configuración CSA.

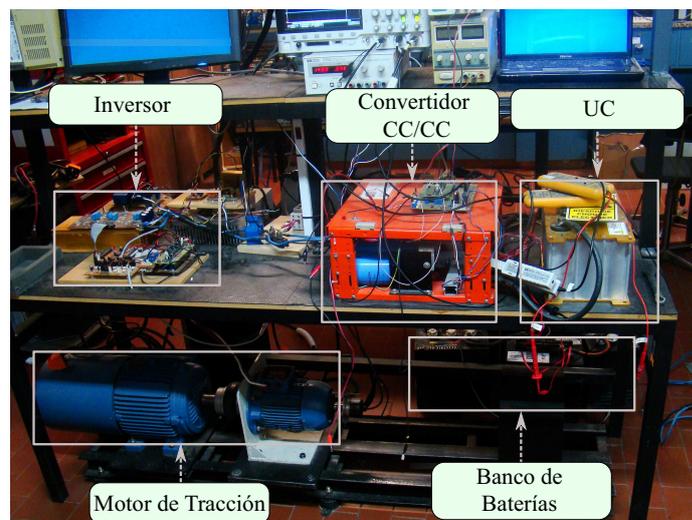


Figura A.2: Fotografía de la plataforma experimental implementada.

ductores de corriente y tensión y del diseño de una placa de adaptación de señales. En la Figura A.2 se muestra una fotografía del banco experimental implementado donde se detallan cada uno de los elementos que lo componen.

En las subsecciones siguientes se describen cada uno de los elementos por separado.

## A.2. Banco de Baterías

Se utilizaron baterías de plomo - ácido modelo EV5 de la empresa *Enersystem* que poseen una capacidad máxima de 235 Ah. En la Figura A.3 se muestra una fotografía del modelo de batería utilizado y en la Tabla A.1 se resumen las características más importantes del mismo.



Figura A.3: Batería de plomo-ácido Enersystem EV5.

Tabla A.1: Características de las baterías EV5

Característica	Valor
$V_{ob}$	6 V
$R_b$	6 V
Capacidad	235 Ah
Peso	30 Kg
Ciclos de vida	650

Las mismas ya se encontraban disponibles en el grupo de trabajo, y fueron seleccionadas inicialmente dadas las condiciones de costo y disponibilidad del mercado local de baterías de plomo-ácido especiales para tracción eléctrica. El banco se conformó a partir de un arreglo de 5 baterías de 6 V nominales en serie con lo que se obtiene una tensión del bus de CC máxima de 35 V cuando están totalmente cargadas y de aproximadamente 30 V cuando las baterías están descargadas.

### A.3. Banco de Ultracapacitores

Se utilizó un módulo comercial de UC de la empresa NESSCAP que posee una capacidad de 166 F y una tensión de trabajo nominal 48 V. Estas características permiten almacenar una energía total de 191 kJ. El módulo se compone de un total de 18 celdas individuales de 2.7 V conectadas en serie. Además internamente posee un sistema activo que realiza el balance automático de cada celda para evitar que superen su tensión nominal. En la Figura A.4 se muestra una fotografía del módulo de UC utilizado.



Figura A.4: Fotografía del módulo de UC NESSCAP.

Además, en la Tabla A.2 se muestran algunas de las características más importantes del almacenador.

Tabla A.2: Características del módulo de UC de la empresa NESSCAP

Característica	Valor
Tensión nominal	48 V
Capacidad	166 F
Resistencia serie equivalente, $R_{uc}$	3.3 m $\Omega$
Peso	15 Kg
Ciclos de vida	> 300000

## A.4. Motor de Tracción y Convertidor CC/CA

El sistema de tracción del VE fue emulado a partir de la utilización de dos motores de inducción (MI) trifásicos industriales ya disponibles previamente en el grupo de trabajo [139]. El motor de tracción posee una potencia de 4 HP y fue rebobinado para trabajar a bajas tensiones (42 V). Se utilizó además un convertidor CC/CA (inversor) ya construido en [139] para comandar al motor de tracción. El inversor es del tipo fuente de tensión y fue dimensionado para entregar el doble de la potencia nominal del motor en forma continua, y de 3 a 4 veces en períodos de tiempos cortos (p.ej. en la aceleración y frenado del VE). En la Figura A.5 se muestra el diagrama eléctrico del mismo.

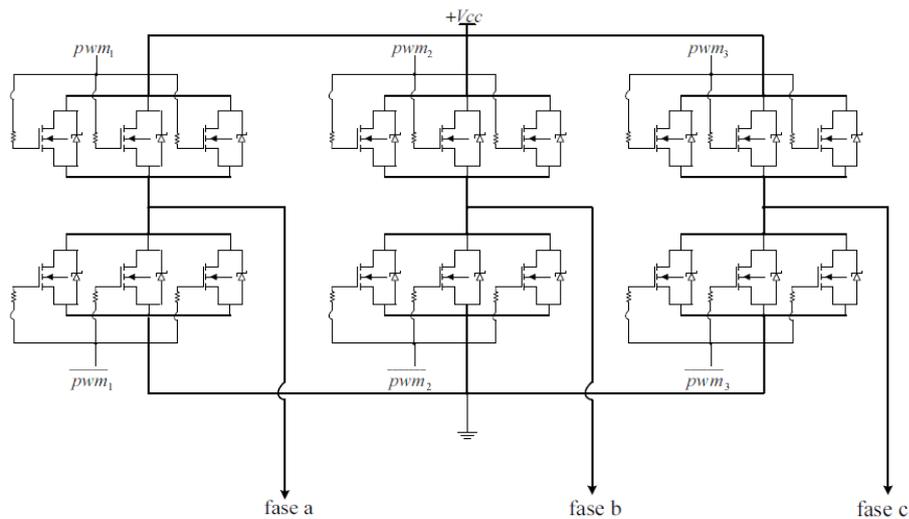


Figura A.5: Diagrama eléctrico del convertidor CC/CA

Para representar la carga del sistema de tracción se utilizó un motor de baja potencia (1 HP). El mismo fue comandado a través de un convertidor comercial para que ejerciera un par constante durante los diferentes experimentos realizados.

## A.5. Convertidor CC/CC

El convertidor CC/CC bidireccional implementado se muestra en la Figura A.6, el mismo es del tipo no aislado y su topología fue presentada en el Capítulo 3. Para su realización se utilizaron MosFets de potencia HUF75652G3 que soportan 100 V y son capaces de conducir corrientes de hasta 75 A en forma continua. El convertidor fue dimensionado para ser utilizado en un futuro en el vehículo experimental disponible en el laboratorio del Grupo Electrónica Aplicada de la Universidad Nacional de Río Cuarto. El mismo posee un banco de baterías de 42 V nominales y motores de tracción que brindan una potencia de 6 kW totales, por lo que se dispusieron 3 piernas en paralelo para incrementar la capacidad total de corriente a 225 A. El circuito esquemático de la etapa de potencia del convertidor se muestra en la Figura A.7. El armado del semi-puente fue realizado a partir de la utilización de barras de cobre para permitir una capacidad de corriente elevada y buena disipación de potencia.

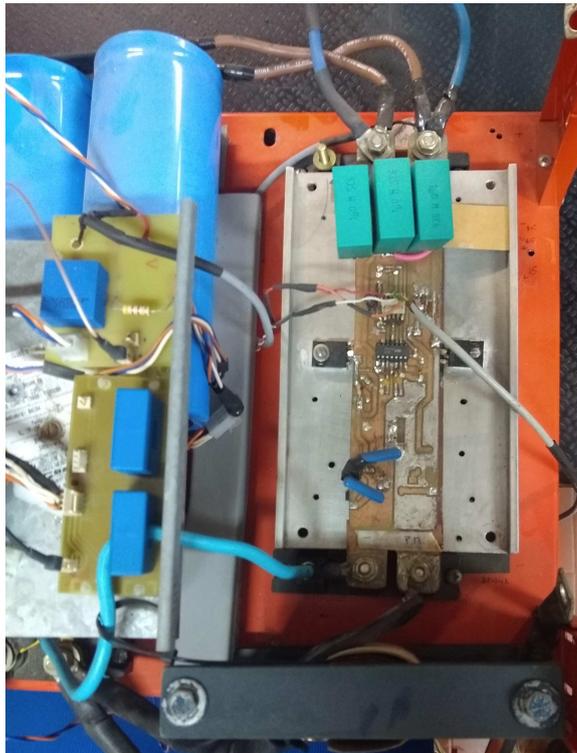


Figura A.6: Fotografía del módulo del convertidor CC/CC.

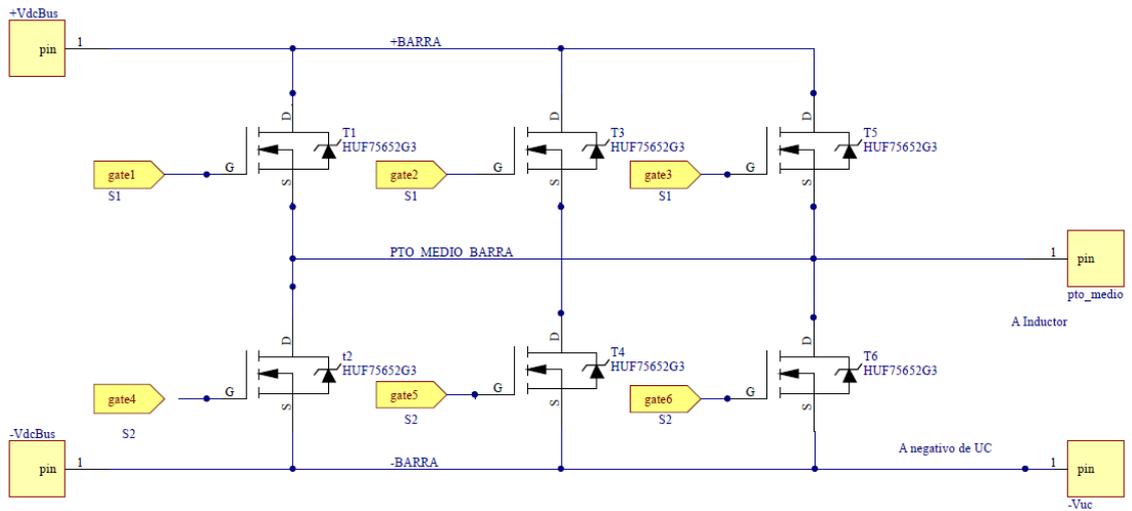


Figura A.7: Esquemático de la etapa de potencia del convertidor CC/CC.

Por otro lado en la Figura A.8 se muestra el esquemático correspondiente al diseño de la etapa del driver de las llaves de potencia del convertidor CC/CC. Se utilizó el

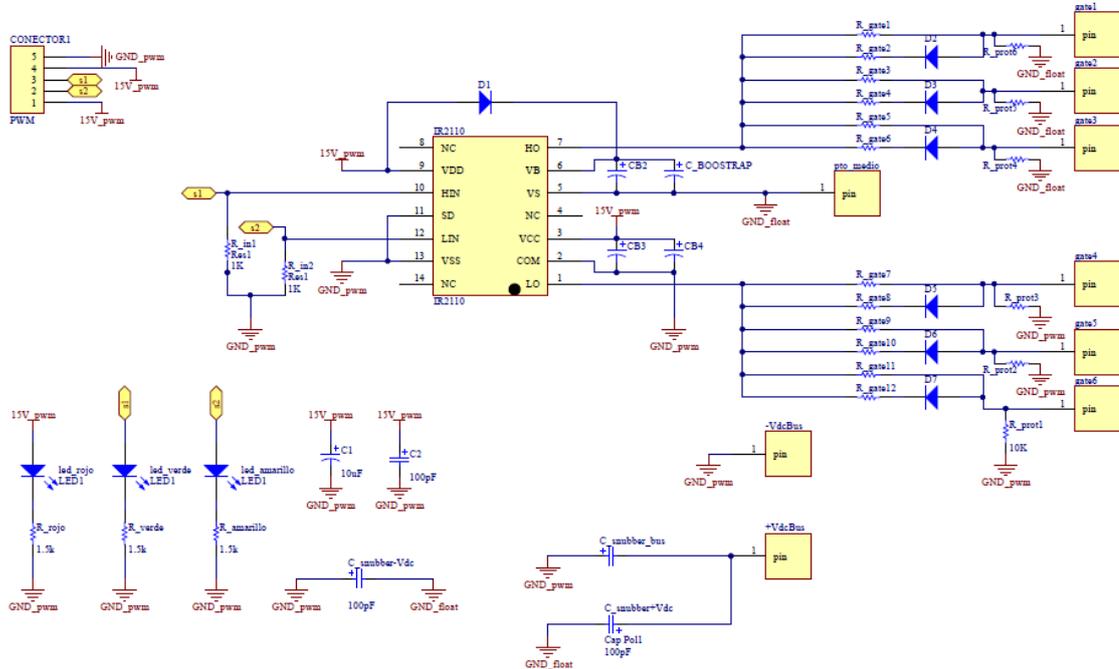


Figura A.8: Esquemático del driver de las llaves del convertidor CC/CC utilizando el integrado IR2110.

circuito integrado IR2110 debido a su bajo costo y a la capacidad de manejo de una pierna completa. El mismo se basa en la tecnología bootstrap para generar la señal de disparo de la llave superior de la pierna con masa aislada de referencia y necesaria para esta aplicación. Estos drivers realizan la conversión de las señales PWM de niveles lógicos TTL o lógica de 3,3 V a una tensión de compuerta,  $V_{gs}$ , de 15 V para el disparo de las llaves, con la posibilidad de separar las alimentaciones y con corriente suficiente para una conmutación fuerte de los MosFet. El circuito posee diferentes resistencias de gate para el encendido y apagado rápido de la llave.

Además, para suprimir o atenuar los transitorios de tensión se instalaron capacitores rápidos ( $47 \mu\text{F}/250 \text{ V}$ ) en paralelo con las llaves del convertidor.

### A.5.1. Diseño del inductor

El inductor es uno de los elementos más importantes del convertidor ya que es donde se almacena la energía de forma magnética para ser transferida continuamente a los almacenadores. Su diseño dependerá de los siguientes requerimientos del convertidor:

- Respuesta dinámica de la corriente del convertidor,
- nivel de rizado de la corriente,
- y potencia máxima transferida por el convertidor, lo que fijará la corriente máxima que circulará por el inductor.

El diseño del inductor se realizó considerando estos requerimientos y mediante el enfoque del modelo equivalente magnético. En la Figura A.10 a) se muestra el diagrama del inductor realizado a partir de dos núcleos de ferrite de tipo E con entrehierro. Este diseño permite obtener una inductancia alta y el uso del entrehierro permite almacenar una energía mayor y le confiere a la estructura magnética una baja dependencia del valor de la inductancia ante variaciones de la permeabilidad del núcleo debido a la temperatura. A partir del análisis del circuito equivalente del inductor de la Figura A.10 b) y considerando nulo el flujo disperso, el número de

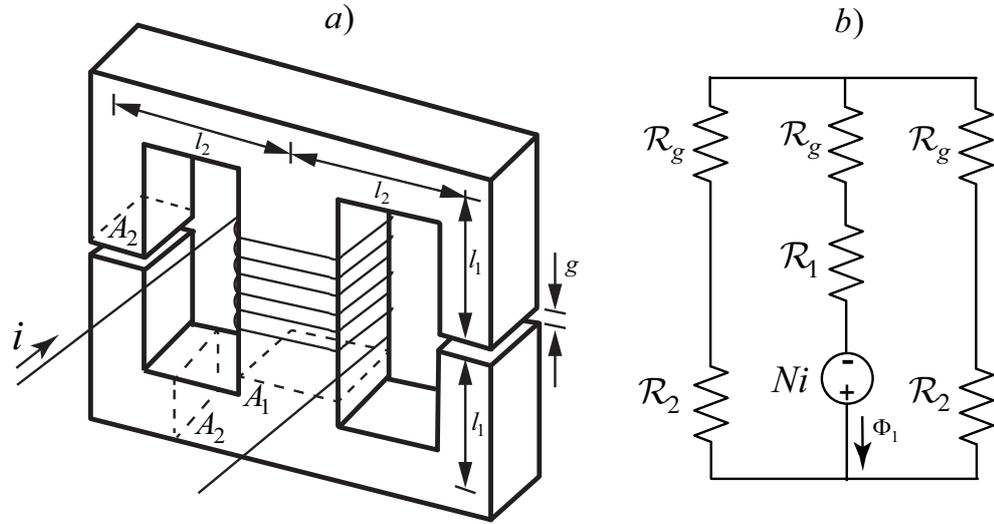


Figura A.9: a) Diagrama de inductor con doble núcleo tipo E y b) circuito equivalente eléctrico.

vueltas del arrollado se obtiene como:

$$N = \sqrt{L[(\mathcal{R}_{g,2} + \mathcal{R}_2)/2 + (\mathcal{R}_{g,1} + \mathcal{R}_1)]} \quad (\text{A.1})$$

donde  $\mathcal{R}_{g,1}$  es la reluctancia del entrehierro de la pierna central, y  $\mathcal{R}_1$  es la reluctancia del núcleo en la pierna central,  $\mathcal{R}_2$  es la reluctancia de las piernas laterales y  $\mathcal{R}_{g,2}$  es la reluctancia del entrehierro de las mismas; que pueden calcularse como:

$$\mathcal{R}_{g,1} = \frac{g}{\mu_0 A_1} \quad (\text{A.2})$$

$$\mathcal{R}_{g,2} = \frac{g}{\mu_0 A_2} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathcal{R}_1 = \frac{2l_1 + g}{\mu_c A_1} \quad (\text{A.4})$$

$$\mathcal{R}_2 = \frac{2l_1 + 2l_2 + g}{\mu_c A_2} \quad (\text{A.5})$$

siendo  $\mu_0$  y  $\mu_c$  la permeabilidad absoluta del vacío y la permeabilidad relativa del núcleo magnético respectivamente.

Por otro lado, considerando el caso de saturación del núcleo, a partir de la Figura

A.9 a) se puede escribir:

$$H_{m,sat} = \frac{Ni_{sat}}{l_c} - \frac{B_{sat}g}{\mu_0 l_c} \quad (\text{A.6})$$

donde  $i_{sat}$  es la corriente de saturación, y  $H_{m,sat}$  y  $B_{sat}$  es la intensidad de campo magnético y la densidad de campo respectivamente, ambas en saturación. A su vez  $l_c$  es la longitud efectiva del circuito magnético a través de los núcleos del bobinado y en este caso será:

$$l_c = 6l_1 + 4l_2 \quad (\text{A.7})$$

A partir de A.6, puede observarse que, para un determinado núcleo con  $H_{m,sat}$  y  $B_{sat}$  dados, si se aumenta el entrehierro  $g$  se incrementa la corriente de saturación  $i_{sat}$  del inductor. Por lo tanto, se escoge como parámetro de diseño del mismo. Finalmente, considerando las características de un núcleo ya disponible y listadas en la Tabla A.3, se resuelven las ecuaciones (A.1),(A.2),(A.3),(A.4),(A.5) y (A.6) para el número de vueltas del bobinado  $N$  y el entrehierro  $g$ .

Tabla A.3: Características del núcleo tipo E

Característica	Valor
$l_1$	110 mm
$l_2$	106 mm
$A_1$	800 mm <sup>2</sup>
$A_2$	410 mm <sup>2</sup>
$B, sat$	500 Wb/m <sup>2</sup>
Permeabilidad relativa, $\mu_r$ .	2100

En una primera etapa de diseño, buscando un valor de inductancia de 56  $\mu\text{Hy}$  (seleccionada para limitar el rizado máximo a 3 A a una frecuencia de conmutación fija del convertidor de 50 kHz) y considerando una corriente de saturación  $i_{sat} = 35$  A, se obtiene  $N = 10$  y  $g = 1$  mm. En esta primera etapa de diseño no se realiza una optimización del uso del área de ventana del núcleo magnético respecto al conductor, debido a que se reutilizó un cable multifilamente disponible previamente con capacidad de corriente suficiente para este diseño.

En la Figura A.10 se muestra una fotografía del inductor ya fabricado.



Figura A.10: Fotografía del inductor.

### A.5.2. Controlador Digital de Señales

Para esta aplicación se utilizó el kit experimental TMS320F28335 de la empresa *Texas Instrument*, cuya capacidad de procesamiento y periféricos permiten implementar las estrategias de control propuestas a partir de la adquisición y conversión de las señales del sistema y de la generación de las señales de comando de las llaves del convertidor. En la Figura A.11 se muestra una fotografía del mismo.

### A.5.3. Mediciones de Tensión

Para la medición de tensiones del bus de CC y del UC se utilizó el sensor LEM LV-25P, ya que permite medir tensiones de hasta 500 V con buena respuesta dinámica, precisión y respuesta dinámica, otorgando a su vez aislación galvánica entre la etapa de potencia y la de control. En la Figura se A.12 se muestra el esquema de conexión del mismo.

### A.5.4. Mediciones de Corriente

Las corrientes de UC y la requerida por el inversor fueron medidas utilizando el transductor de efecto Hall LEM LA 55-P/SP1. El mismo permite medir corrientes de hasta 50 A, también con buena respuesta dinámica, precisión y aislación galvánica.

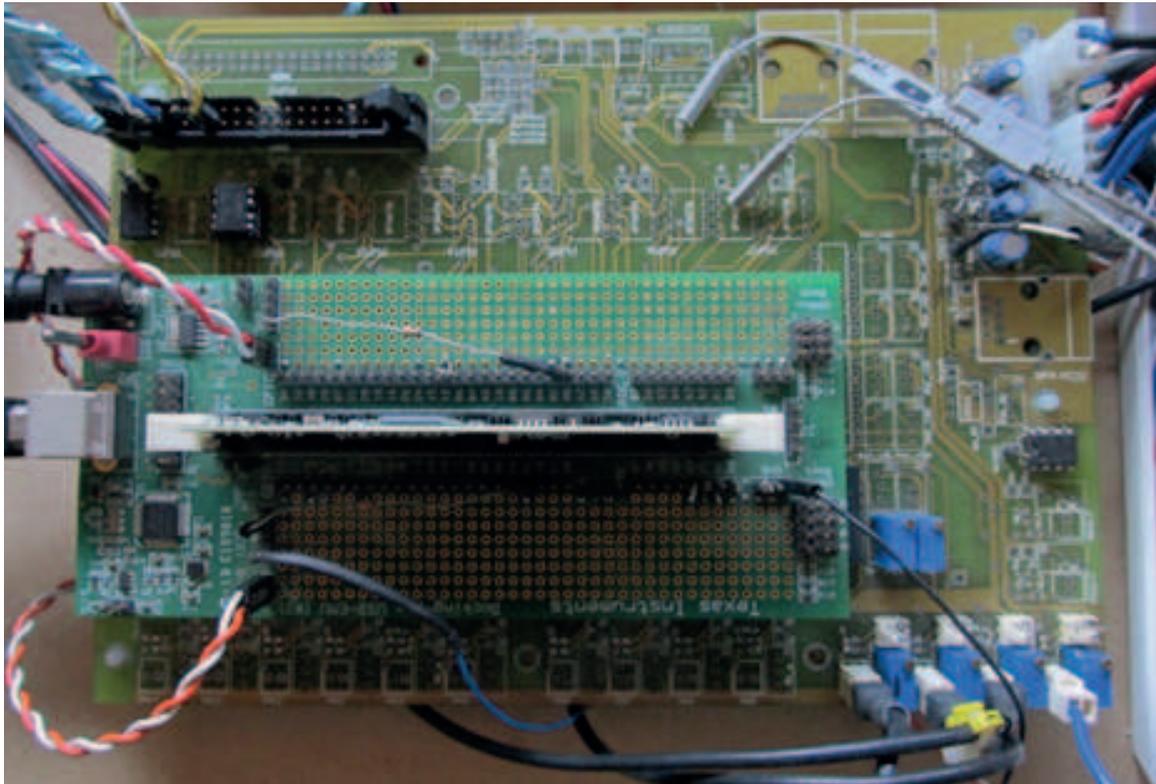


Figura A.11: Experimenter kit TMS320F28335 de Texas Instruments y placa de adquisición/condicionamiento de señales.

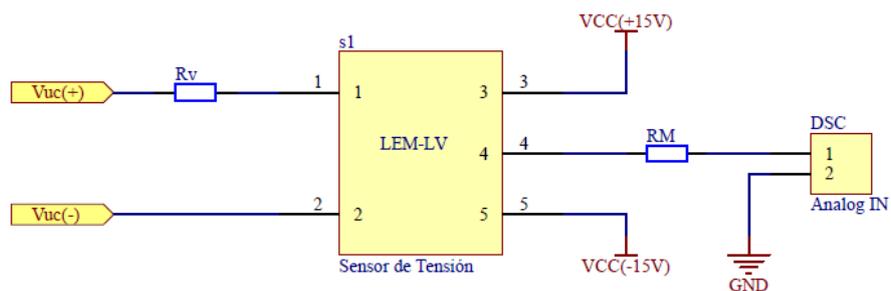


Figura A.12: Sensor de tensión de UC y bus de CC usando LEM LV-25p.

En la Figura A.13 se muestra el esquema de conexión del mismo.

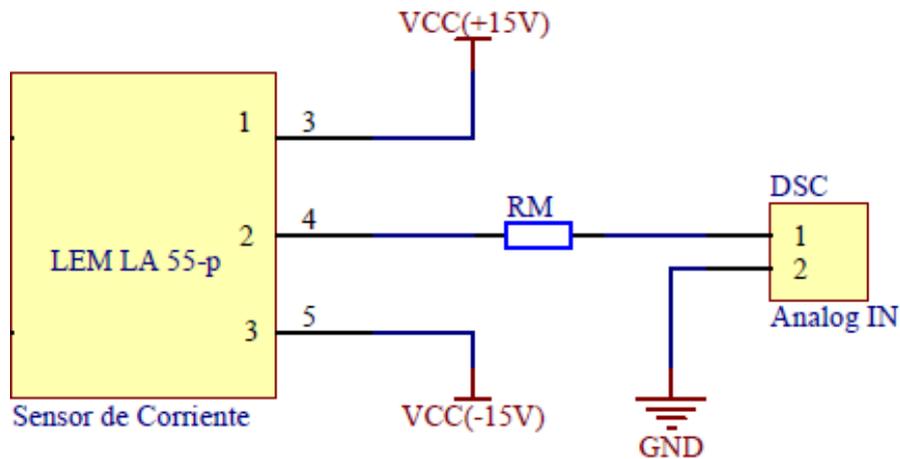


Figura A.13: Medición de corriente utilizando el transductor LEM LA 55p.

### A.5.5. Fuente de Alimentación auxiliar

Para alimentar el sistema de control del SHAE (DSP, periféricos, sensores, etc) se utilizó una fuente aislada conmutada. Básicamente se necesitó generar tres tensiones diferentes, +5 V, para el Kit de DSP y placa de adquisición, +15 V, para el disparo de los MosFet y -15 V para la alimentación de sensores de corriente y etapas amplificadoras. El esquema de la fuente se muestra en la Figura A.14 y consiste en un convertidor de medio puente en modo reductor tomando como entrada la tensión de un rectificador de la tensión de línea. Su diseño está realizado en base de un drive auto-oscilante de medio puente (IR2151), que proporciona las señales de conmutación para generar una señal alterna de alta frecuencia (200 kHz) en el primario del transformador. Esto permite utilizar un núcleo reducido y de pocas espiras. Las salidas de tensión del transformador se rectifican y filtran para luego ser reguladas a partir de circuitos discretos de la familia 78xx y 79xx.

En la Figura A.15 se muestran las etapas de salida de la fuente conmutada.

Finalmente, en la Figura A.16 se muestra una fotografía de la fuente implementada.

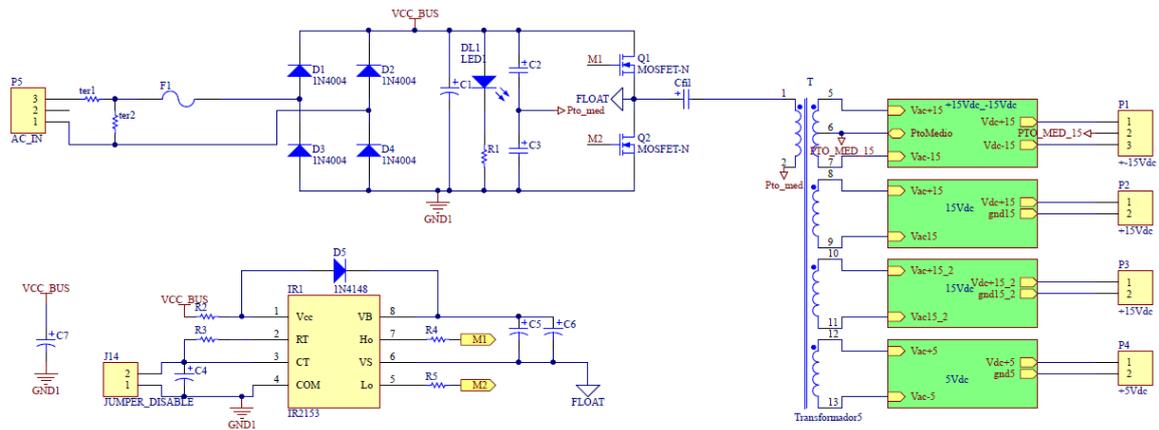


Figura A.14: Esquema de fuente de alimentación auxiliar conmutada.

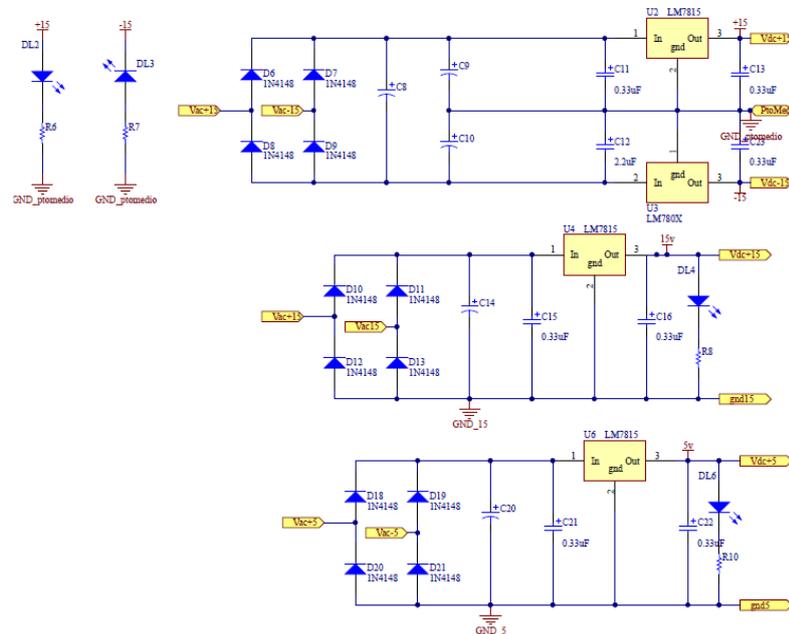


Figura A.15: Esquema de fuente de alimentación auxiliar conmutada.



Figura A.16: Fuente de alimentación auxiliar.