

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Departamento de Ingeniería Eléctrica,  
Electrónica, de Computadores y  
Sistemas

TESIS

---

Aportaciones al proceso de  
desalinización mediante la  
recuperación energética  
entre módulos de  
desionización capacitiva

---

Iván Cordero Orille

2012



## RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: <i>Apodaciones al proceso de desalinización mediante la recuperación energética entre módulos de deionización capacitiva</i>	Inglés: <i>Contributions to energy recovery systems between single desalination cells for a capacitive deionization process.</i>
2- Autor	
Nombre: <b>IVAN CORDERO ORILLE</b>	
Programa de Doctorado: <b>Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica</b>	
Organo responsable: <b>Depadamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas</b>	

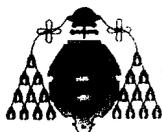
### RESUMEN (en español)

Pese al avance de los sistemas de desalinización de baja presión utilizando métodos electroquímicos, los procesos basados en membranas- especialmente la ósmosis inversa - siguen dominando la obtención de agua para consumo. Este trabajo se centra en varias aportaciones al proceso de desalinización mediante desionización capacitiva, con el objetivo de ofrecer una alternativa económicamente viable y energéticamente más eficiente a los procesos actuales de desalinización.

Uno de los efectos que provoca un bajo rendimiento en el proceso estudiado es la baja utilización de la energía generada en las distintas etapas del mismo. La capacidad acumulada en las celdas de desalinización es desechada. En este trabajo se introduce un nuevo concepto con varias etapas, en la que energía se transfiere desde una etapa que se encuentra con energía acumulada a otra que comienza el proceso. De esta forma, además de aprovechar la energía acumulada, se evitan pasos intermedios de acumulación que introducirían nuevas pérdidas. Por ejemplo al utilizar baterías - de condensadores o electroquímicas - se incluye un nuevo paso en la transferencia que penaliza la eficiencia.

Al definir este nuevo proceso de desalinización se estudian las topologías de convertidores óptimas para **maximizar** el rendimiento. Siempre teniendo en cuenta su uso en grandes volúmenes, el coste y la sencillez de la celda tiene una importancia capital en el estudio del convertidor a utilizar. El proceso de transferencia de energía se realiza entre dos condensadores; esto determina un rango de variación de tensiones tanto de la entrada como de la salida desde teóricamente cero hasta el máximo admisible por la celda **electroquímica**. Dada esta particularidad, también se estudian las mejores estrategias de control para conseguir los resultados más satisfactorios.

Por último, se analiza la mejora de la instalación industrial de desionización capacitiva introduciendo un método de obtención de los electrodos de carbono basado en serigrafía con capa gruesa. Este sistema permite producir electrodos aptos para el proceso a un coste **más** reducido que con los métodos de deposición de carbono habituales. Estos electrodos utilizan como base materiales de carbono de alta superficie mediante activación química estudiados por el Departamento de Ciencia de los Materiales e Ingeniería Metalúrgica de la Universidad de Oviedo.



## RESUMEN (en Inglés)

**Despite** recent advances on low-pressure electrochemical desalination systems, traditional processes using interface membranes - **reverse** osmosis in particular - are still dominating the **field** of industrial water desalination. The **present** study focuses on **several** additions to the capacitive deionization (CDI) process, with the objective of providing a economical and energetically more efficient alternative to current installations, especially for brackish water purification.

One of the key factors **to** improve the efficiency of the **CDI** process is energy recovery. Many **studies** on the process **discard** this energy, reducing dramatically the efficiency. More recently, improvements to the energy recovery has **been** made, but still **some** or most of the energy stored in the electrochemical cell capacitance is wasted. This work presents a new concept on the CDI, using **multiple** concatenated **stages**, in which the energy is transferred from one stage with the energy stored retaining the salt ions, to other stage where the desalination process is about to start. Thus, the accumulated energy is used and there is no need to use intermediate storage devices like batteries or supercapacitors. Using these storages **will** always result **in** higher power **losses**.

To **provide** a satisfactory method to transfer energy from one desalination cell to the other, the **optimum** converter topology has **been** studied and presented, trying to maximize the efficiency. The topology selection **is** primarily orientated to large scale systems, and takes into account various constrains like manufacturing costs, **simplicity** and high efficiency. Energy transfer takes place between two elements very similar to a electric double-layer **capacitor** (EDLC); **this** determines a wide range of voltage variation, both at the input and at the output. Theoretically, the cell voltage starts **close** to **zero** and **ramps** up to the **maximum** admissible cell voltage, **in** order to avoid a **non-desirable** dissociation of the **solvent**. Due to this particular behaviour, there is **also** a thorough study on the control methods for the selected converter, as **it** impacts heavily on the efficiency.

**Also**, this work includes an optimization of the **CDI** industrialization costs, introducing a new method of obtaining carbon-based electrodes, based on thick-film screen printing. This system is perfectly suited to produce large scale quantities of carbon electrodes at a very low cost, compared to other methods. These electrodes are manufactured using a special high active surface, carbon-based compound. This compound has **been** developed using chemical activation, and has **been** provided by the Material Science and **Metallurgy** Engineering Department of the **University** of **Oviedo**.

# Agradecimientos

Quiero expresar mi gratitud a mis directores de tesis, los doctores Alberto Martín Pernía y Miguel Ángel José Prieto, por su apoyo, dedicación y paciencia. En especial debido a las circunstancias particulares del desarrollo de la misma, al haberse realizado en ocasiones a distancia.

También quiero destacar el enorme esfuerzo realizado por Jorge González Norniella, por haber contribuido de manera capital a la finalización de este documento.

Como nota adicional, resaltaré que este trabajo ha recibido el apoyo del Plan de Ciencia, Tecnología e Innovación (PCTI) de Asturias y ha sido financiado dentro del marco del Programa Operativo FEDER del Principado de Asturias 2007-2013 (proyecto número IB09-138C2).

*“El investigador que ha descubierto un nuevo hecho de la Naturaleza tiene por fuerza que sentir una impresión de dominio y seguridad en su persona. Con cierta aparente justicia, se considerará como «un hombre que sabe». Y, en efecto, en él se da un pedazo de algo que junto con otros pedazos no existentes en él constituyen verdaderamente el saber. [...] El especialista «sabe» muy bien su mínimo rincón de universo; pero ignora de raíz todo el resto.”*

*José Ortega y Gasset, 1930*

# Resumen

Pese al avance de los sistemas de desalinización de baja presión utilizando métodos electroquímicos, los procesos basados en membranas —especialmente la ósmosis inversa— siguen dominando la obtención de agua para consumo. Este trabajo se centra en varias aportaciones al proceso de desalinización mediante desionización capacitiva, con el objetivo de ofrecer una alternativa económicamente viable y energéticamente más eficiente a los procesos actuales de desalinización.

Uno de los efectos que provoca un bajo rendimiento en el proceso estudiado es la escasa utilización de la energía generada en las distintas etapas del mismo. La capacidad acumulada en las celdas de desalinización es desechada. En este trabajo se introduce un nuevo concepto con varias etapas, en la que energía se transfiere desde una etapa que se encuentra con energía acumulada a otra que comienza el proceso. De esta forma, además de aprovechar la energía acumulada, se evitan pasos intermedios de acumulación que introducirían nuevas pérdidas. Por ejemplo al utilizar baterías, de condensadores o electroquímicas, se incluye un nuevo paso en la transferencia que penaliza la eficiencia.

Al definir este nuevo proceso de desalinización se estudian las topologías de convertidores óptimas para maximizar el rendimiento. Siempre teniendo en cuenta su uso en grandes volúmenes, el coste y la sencillez de la celda tiene una importancia capital en el estudio del convertidor a utilizar. El proceso de transferencia de energía se realiza entre dos condensadores; esto determina un rango de variación de tensiones tanto de la entrada como de la salida desde teóricamente cero hasta el máximo admisible por la celda electroquímica. Dada esta particularidad, también se estudian las mejores estrategias de control para conseguir los resultados más satisfactorios.

Por último, se analiza la mejora de la instalación industrial de desionización capacitiva introduciendo un método de obtención de los electrodos de carbono basado en serigrafía con capa gruesa. Este sistema permite producir electrodos

aptos para el proceso a un coste más reducido que con los métodos de deposición de carbono habituales. Estos electrodos utilizan como base materiales de carbono de alta superficie mediante activación química estudiados por el Departamento de Ciencia de los Materiales e Ingeniería Metalúrgica de la Universidad de Oviedo en colaboración con el Instituto Nacional del Carbón.

# Abstract

Despite recent advances on low-pressure electrochemical desalination systems, traditional processes using interface membranes — reverse osmosis in particular — are still dominating the field of industrial water desalination. The present study focuses on several additions to the capacitive deionization (CDI) process, with the objective of providing a economical and energetically more efficient alternative to current installations, especially for brackish water purification.

One of the key factors to improve the efficiency of the CDI process is energy recovery. Many studies on the process discard this energy, reducing dramatically the efficiency. More recently, improvements to the energy recovery has been made, but still some or most of the energy stored in the electrochemical cell capacitance is wasted. This work presents a new concept on the CDI, using multiple concatenated stages, in which the energy is transferred from one stage with the energy stored retaining the salt ions, to other stage where the desalination process is about to start. Thus, the accumulated energy is used and there is no need to use intermediate storage devices like batteries or supercapacitors. Using these storages will always result in higher power losses.

To provide a satisfactory method to transfer energy from one desalination cell to the other, the optimum converter topology has been studied and presented, trying to maximize the efficiency. The topology selection is primarily orientated to large scale systems, and takes into account various constrains like manufacturing costs, simplicity and high efficiency. Energy transfer takes place between two elements very similar to a electric double-layer capacitor (EDLC); this determines a wide range of voltage variation, both at the input and at the output. Theoretically, the cell voltage starts close to zero and ramps up to the maximum admissible cell voltage, in order to avoid a non-desirable dissociation of the solvent. Due to this particular behaviour, there is also a thorough study on the control methods for the selected converter, as it impacts heavily on the

efficiency.

Also, this work includes an optimization of the CDI industrialization costs, introducing a new method of obtaining carbon-based electrodes, based on thick-film screen printing. This system is perfectly suited to produce large scale quantities of carbon electrodes at a very low cost, compared to other methods. These electrodes are manufactured using a special high active surface, carbon-based compound. This compound has been developed using chemical activation, and has been provided by the Material Science and Metallurgy Engineering Department of the University of Oviedo in collaboration with the National Coal Institute.

## **keywords**

desalination, capacitive deionization, screen-printed electrodes, energy recovery

# Objetivos y descripción de los capítulos

Este trabajo doctoral se centra en el estudio de un sistema de desalinización de agua de elevada eficiencia basado en la desionización capacitiva. Con ello se pretende obtener un proceso en el que el coste de obtención de agua desalada por unidad de volumen sea menor que el obtenido en la actualidad con los métodos más extendidos. Los objetivos de esta tesis son:

- **Estudio y selección del convertidor electrónico de potencia óptimo para la desionización capacitiva.** El primero de los objetivos clave para obtener un sistema de escala industrial basado en este proceso se basa en la recuperación energética. Por ello, se tratará de buscar el convertidor óptimo que permita realizar una transferencia de energía entre las distintas etapas con las menores pérdidas. Otros factores también influyen en este criterio, como el bajo coste requerido para instalaciones industriales a gran escala. Este estudio también debe incluir los esquemas de control más adecuados para el convertidor seleccionado.
- **Obtener un modelo matemático de las pérdidas de energía del proceso.** A partir de este modelo, se puede realizar la optimización de los distintos parámetros del convertidor seleccionado, como corrientes máximas y tensiones en la celda electroquímica. Este modelo se validará comparando los resultados esperados con los valores experimentales medidos en laboratorio.
- **Proponer un proceso de fabricación mediante serigrafía de capa gruesa para electrodos de alta superficie.** El segundo objetivo fundamental para obtener un sistema de desionización capacitiva competitivo radica en la fabricación de bajo coste de electrodos de carbón de

alta superficie. Usando como base un preparado de carbono proporcionado por un socio del proyecto de investigación, se buscará la fabricación más adecuada para conseguir unos electrodos de gran capacidad de adsorción.

- **Optimización de la celda electroquímica construida.** Analizando los distintos valores de los parámetros clave de la celda, tales como la resistencia serie y paralelo, se buscará obtener la mejor configuración de los electrodos. Específicamente, se buscarán las soluciones constructivas y electroquímicas que permitan conseguir una celda con una alta retención de iones y unas bajas pérdidas.
- **Validación de los resultados experimentales en una celda electroquímica piloto.** Para comprobar la validez de los resultados, se comparará las simulaciones obtenidas a partir de los modelos matemáticos con la celda electroquímica construida.

Persiguiendo estos objetivos, en el primer capítulo se hace una introducción a la importancia de los procesos de desalación en la creciente población mundial. También se referencian de manera breve los principales procesos de desalación, clasificados según su fuente principal de energía así como su principio físico fundamental. Se describe más en detalle el proceso de desalación cuya optimización pretende este trabajo, la desionización capacitiva. Para finalizar, se comparan los distintos requerimientos de energía de los distintos procesos para obtener una visión del potencial de esta tecnología.

El segundo capítulo comienza con una descripción de las características de los supercondensadores. La celda electroquímica que se utiliza para el proceso de desionización capacitiva se comporta de forma análoga a este tipo de condensadores; el estudio de sus propiedades proporciona una visión más clara de los fenómenos físico-químicos que intervienen en el proceso. Se incluye un detalle sobre la doble capa eléctrica, un fenómeno químico que representa la base de la retención de sal en los electrodos en el proceso de desionización capacitiva.

En el tercer capítulo se detalla el proceso de fabricación mediante serigrafiado de capa gruesa de los electrodos de carbono utilizados. A partir de la celda electroquímica construida, se documentan los ensayos de retención de sal de estos electrodos, comparándolos especialmente con los obtenidos mediante otros procesos de fabricación como el colado en cinta. También se incluyen los cálculos teóricos sobre la capacidad de retención iónica de estos electrodos y otros análisis sobre la optimización de los elementos constructivos de la celda. Al final del capítulo, se analiza en detalle la influencia de la resistencia serie y paralelo en las

pérdidas, obteniendo fórmulas que permiten optimizar los parámetros eléctricos del sistema. Con ello se puede determinar la distancia entre electrodos adecuada, así como el número de electrodos en paralelo y la concentración de sal óptima que facilitará un proceso de transferencia de energía más eficiente.

La selección de la etapa de potencia a utilizar está contenida en el cuarto capítulo. Se comienza especificando las condiciones que debe cumplir la topología seleccionada, haciendo hincapié en su propósito industrial para gran escala. Después de analizar las topologías más adecuadas, se incluye la selección de una estrategia de control que optimice tanto el tiempo total que empleará el proceso de desalinización como el menor valor posible de pérdidas. Dadas las particularidades del proceso, se detallan métodos de control a frecuencia variable y constante, así como distintos perfiles de evolución de la señal de control. La más destacable será una de las aportaciones de este trabajo, el control con un perfil de corriente exponencial.

En el quinto capítulo se busca obtener un modelo matemático del convertidor elegido que permita analizar las características del convertidor, en especial su rendimiento, ya que resultará fundamental para la viabilidad de la etapa desalinizadora. El convertidor no se encuentra en un estado de equilibrio con un determinado ciclo de trabajo, dado que las tensiones de entrada y de salida son intrínsecas a la celda electroquímica y varían en el tiempo. Se analiza también las condiciones necesarias para una conmutación suave en la topología seleccionada, aprovechando la capacidad parásita de los transistores de potencia. Además de las simulaciones del convertidor utilizando el modelo planteado, también se incluyen en el capítulo las realizadas con programas de simulación estándares como SPICE o PSIM®.

El sexto capítulo aglutina los distintos resultados experimentales obtenidos en el laboratorio. Se han fabricado dos convertidores con varios tipos de control con el objetivo de validar las diferentes estrategias de control estudiadas en el cuarto capítulo, utilizando como celda electroquímica de desalación la construida a partir de los resultados obtenidos en el tercer capítulo. Las observaciones se centrarán en los rendimientos de cada etapa en función del control, y en los distintos tiempos de carga y descarga de las celdas electroquímicas; estos últimos darán una idea del tiempo máximo que se empleará en un proceso de desalación mediante desionización capacitiva.

Por último, en el séptimo capítulo se presentan las conclusiones del presente trabajo, enumerando las diferentes aportaciones realizadas. Así mismo, se recomiendan algunas líneas de investigación para futuros trabajos.

# Índice

<b>Resumen</b>	<b>iii</b>
<b>Objetivos y descripción de los capítulos</b>	<b>vii</b>
<b>1. Los procesos de desalinización</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	1
1.1.1. Clasificación del agua en función de la concentración de sal	2
1.1.2. Disponibilidad de los recursos hídricos . . . . .	3
1.2. Procesos de desalinización . . . . .	5
1.2.1. Consumos energéticos . . . . .	10
1.3. Desionización capacitiva . . . . .	10
<b>2. Generalidades sobre supercondensadores</b>	<b>14</b>
2.1. Principios físicos . . . . .	14
2.2. Clasificación . . . . .	14
2.2.1. EDLC . . . . .	15
2.2.2. Pseudocondensadores . . . . .	18
2.2.3. Condensadores híbridos . . . . .	18
2.3. La doble capa eléctrica y la adsorción iónica . . . . .	18
<b>3. Características de los electrodos</b>	<b>22</b>
3.1. Fabricación de los electrodos de carbono . . . . .	22
3.1.1. Serigrafía de capa gruesa . . . . .	22
3.1.2. Supercondensador fabricado . . . . .	25

3.2.	Ensayos de retención de sal . . . . .	32
3.2.1.	Electrodos serigrafiados . . . . .	32
3.2.2.	Electrodos fabricados en el INCAR . . . . .	33
3.3.	Cálculos sobre la capacidad de retención de sal . . . . .	34
3.3.1.	Capacidad necesaria para retener toda la sal existente en agua de mar por litro . . . . .	34
3.4.	Medidas experimentales sobre los condensadores . . . . .	35
3.4.1.	Retención de sal entre dos electrodos de carbono . . . . .	36
3.4.2.	Capacidad necesaria para retener toda la sal entre dos electrodos . . . . .	37
3.5.	Medidas físicas realizadas sobre los electrodos . . . . .	38
3.5.1.	Influencia del contacto exterior de los electrodos . . . . .	43
3.5.2.	Apilamiento de los electrodos . . . . .	45
3.5.3.	Características frente a concentración y distancia entre electrodos . . . . .	48
3.6.	Influencia de la resistencia serie y paralelo en las pérdidas . . . . .	52
3.6.1.	Influencia del espesor . . . . .	55
3.6.2.	Influencia de la concentración . . . . .	59
3.6.3.	Influencia del número de placas . . . . .	62
3.7.	Proceso de desalación planteado . . . . .	66
3.8.	Consumo aproximado del proceso de desionización capacitiva . . . . .	68
<b>4.</b>	<b>Análisis de topologías</b>	<b>70</b>
4.1.	Introducción . . . . .	70
4.2.	Criterios de selección . . . . .	70
4.3.	Reductor-elevador . . . . .	73
4.3.1.	Rectificación síncrona y ZVS con <i>snubber</i> pasivo . . . . .	74
4.4.	Reductor-elevador con toma intermedia . . . . .	77
4.5.	Ćuk y SEPIC . . . . .	79
4.6.	Estrategia de control . . . . .	80
4.6.1.	Consideraciones previas . . . . .	80

4.6.2.	Control por histéresis con frecuencia variable . . . . .	81
4.6.3.	Control por histéresis a frecuencia constante . . . . .	82
4.6.4.	Control por histéresis con límite de corriente exponencial . . . . .	85
<b>5.</b>	<b>Modelo matemático del convertidor elegido</b>	<b>88</b>
5.1.	Modelo basado en la tensión constante del condensador . . . . .	88
5.1.1.	Introducción al modelo . . . . .	88
5.1.2.	Procedimiento de cálculo . . . . .	89
5.1.3.	Evolución de la tensión de los condensadores . . . . .	92
5.2.	Modelo diferencial . . . . .	94
5.3.	Modelo del convertidor con <i>snubber</i> . . . . .	98
5.4.	Simulaciones para el elevador-reductor . . . . .	109
5.4.1.	Simulaciones del convertidor en SPICE . . . . .	109
5.4.2.	Simulaciones basadas en el modelo de tensión constante . . . . .	111
5.5.	Simulaciones para el elevador-reductor con bobina con toma media . . . . .	118
5.5.1.	Simulaciones del convertidor en SPICE . . . . .	118
5.5.2.	Simulaciones basadas en el modelo de tensión constante . . . . .	120
5.6.	Simulaciones del reductor-elevador con <i>snubber</i> . . . . .	124
<b>6.</b>	<b>Validación de resultados experimentales</b>	<b>127</b>
6.1.	Introducción . . . . .	127
6.2.	Control por histéresis . . . . .	127
6.3.	Control por histéresis con frecuencia mínima . . . . .	129
6.4.	Control PID . . . . .	134
6.5.	Control por histéresis a frecuencia constante . . . . .	136
6.6.	Control por histéresis con corriente exponencial . . . . .	137
6.6.1.	Simulaciones térmicas . . . . .	146
6.7.	Convertidor reductor-elevador con <i>snubber</i> . . . . .	147
6.7.1.	Formas de onda comparativas bajo ZVS . . . . .	147
6.7.2.	Comparación de rendimientos con la adición de <i>snubber</i> . . . . .	154
6.7.3.	Influencia de los supercondensadores en las pruebas . . . . .	159

<b>7. Conclusiones, aportaciones y trabajos futuros</b>	<b>160</b>
7.1. Conclusiones . . . . .	160
7.2. Aportaciones . . . . .	161
7.3. Trabajos futuros . . . . .	161
<b>A. Esquemas eléctricos para simulación</b>	<b>163</b>
A.1. Reductor-elevador con <i>snubber</i> en SPICE . . . . .	163
A.2. Reductor-elevador con <i>snubber</i> en PSIM . . . . .	165
<b>B. Esquemas de las placas de circuito impreso</b>	<b>166</b>
B.1. Esquema del convertidor reductor-elevador con control por histé- sis . . . . .	166
B.2. Esquema del convertidor reductor-elevador con control PID . . .	168
B.3. Planos de fabricación del convertidor con control por histéresis .	170
<b>C. Código fuente de los modelos matemáticos</b>	<b>172</b>

# Índice de figuras

1.1. Predicciones de la población hasta 2300 . . . . .	4
1.2. Procesos de desalación térmicos y por membrana . . . . .	6
1.3. Clasificación energética de los procesos de desalación . . . . .	7
1.4. Flujo de agua salada sobre electrodos descargados . . . . .	12
1.5. Retención de iones con potencial aplicado a los electrodos . . . . .	12
2.1. Clasificación de supercondensadores en función de la composición de los electrodos . . . . .	15
2.2. Interacción de cationes sobre la doble capa . . . . .	20
2.3. Distribución de potencial sobre el electrodo positivo . . . . .	21
3.1. Máquina de serigrafiado DEK 1202 . . . . .	23
3.2. Rasqueta de plástico depositando pasta sobre sustrato . . . . .	24
3.3. Horno de secado utilizado . . . . .	25
3.4. Pila de placas metálicas conectadas (izquierda). Ejemplo de una placa individual con capa de carbono (derecha). . . . .	25
3.5. Electrodos fabricados sobre sustrato de grafito . . . . .	26
3.6. Vista al microscopio de la superficie de los electrodos . . . . .	27
3.7. Electrodos de control para medidas de capacidad . . . . .	28
3.8. Circuito equivalente del condensador formado . . . . .	29
3.9. Evolución de la corriente y tensión de carga del condensador . . .	30
3.10. Circuito equivalente de electrodo sin pasivar . . . . .	31
3.11. Módulos de supercondensadores en el laboratorio de pruebas . . .	32
3.12. Esquema de las pruebas de los electrodos . . . . .	39

3.13. Circuito eléctrico durante el proceso de carga . . . . .	39
3.14. Circuito eléctrico para el cálculo de $R_{serie}$ . . . . .	40
3.15. Circuito eléctrico durante el proceso de descarga . . . . .	40
3.16. Carga del condensador equivalente de 4 F . . . . .	41
3.17. Contactos fijados con resina epoxi . . . . .	43
3.18. Resistencias entre los contactos . . . . .	43
3.19. Resistencia serie en función de la concentración . . . . .	44
3.20. Ensayo de placas apiladas del INCAR . . . . .	46
3.21. Resistencia serie de varias placas de electrodos . . . . .	47
3.22. Resistencia paralelo de varias placas de electrodos . . . . .	47
3.23. Capacidad de varias placas de electrodos . . . . .	48
3.24. Resistencia serie en función de la distancia entre electrodos . . . .	49
3.25. Resistencia paralelo en función de la distancia entre electrodos . .	49
3.26. Capacidad en función de la distancia entre electrodos . . . . .	50
3.27. Resistencia serie en función de varias concentraciones . . . . .	51
3.28. Resistencia paralelo en función de varias concentraciones . . . . .	51
3.29. Capacidad en función de varias concentraciones . . . . .	52
3.30. Evolución de la corriente por la bobina en el convertidor . . . . .	52
3.31. Modelo simplificado de la celda estática . . . . .	53
3.32. Energía de pérdidas en función de la corriente para algunos espe- sores . . . . .	56
3.33. Energía de pérdidas en función del espesor para varias corrientes	56
3.34. Rendimientos en función del espesor para varias corrientes . . . . .	57
3.35. Influencia de la variación de $R_s$ en las pérdidas totales . . . . .	58
3.36. Influencia de la variación de $R_p$ en las pérdidas totales . . . . .	59
3.37. Energía de pérdidas en función de la corriente para algunas con- centraciones . . . . .	60
3.38. Rendimiento en función de la molaridad para varias corrientes (a tensión 1 V) . . . . .	61
3.39. Energía de pérdidas en función de la corriente para varias confi- guraciones de celda . . . . .	63

3.40. Energía de pérdidas por elemento disipativo para cinco placas . . .	63
3.41. Rendimiento en función del número de placas para varias corrientes	64
3.42. Pérdidas en la descarga de 11 electrodos . . . . .	65
3.43. Esquema del proceso de desalinización . . . . .	66
3.44. Flujograma del proceso de desalinización por etapas . . . . .	68
4.1. Convertidor reductor-elevador . . . . .	73
4.2. Reductor-elevador con rectificación síncrona y <i>snubber</i> pasivo . .	74
4.3. Reductor-elevador con <i>snubber</i> pasivo (simplificado) . . . . .	74
4.4. Etapas del reductor-elevador simplificado en ZVS . . . . .	75
4.5. Formas de onda básicas en el convertidor con <i>snubber</i> (simplificado)	76
4.6. Convertidor reductor-elevador con toma intermedia estudiado . .	77
4.7. Corriente en la rama $n_2$ de la bobina . . . . .	78
4.8. Disposición de la bobina con toma intermedia para carga lenta .	79
4.9. Esquema simplificado de control por histéresis en un reductor- elevador . . . . .	82
4.10. Evolución de la corriente en la bobina de la figura 4.9 . . . . .	82
4.11. Esquema de control por histéresis a frecuencia constante . . . . .	83
4.12. Evolución de la consigna de control a frecuencia constante . . . .	84
4.13. Selección del valor de frecuencia constante . . . . .	85
4.14. Evolución del rendimiento del convertidor con control por histéresis convencional . . . . .	86
4.15. Evolución de la potencia del convertidor con control por histéresis convencional . . . . .	86
4.16. Evolución del límite de corriente en modo exponencial . . . . .	87
4.17. Evolución de la corriente en modo exponencial . . . . .	87
5.1. Subcircuito “ON” con evolución de la corriente de entrada . . . .	90
5.2. Subcircuito “OFF” con evolución de la corriente de entrada . . .	91
5.3. Corriente y tensión en el semiconductor durante el encendido . .	92
5.4. Flujograma para el cálculo de la evolución de la tensión de salida del circuito . . . . .	94

5.5. Evolución de las variables de estado del convertidor con <i>snubber</i>	99
5.6. Subcircuito $t_1$ del convertidor con <i>snubber</i>	100
5.7. Subcircuito $t_2$ del convertidor con <i>snubber</i>	100
5.8. Subcircuito $t_3$ del convertidor con <i>snubber</i>	102
5.9. Subcircuito $t_5$ del convertidor con <i>snubber</i>	103
5.10. Subcircuito $t_6$ del convertidor con <i>snubber</i> (a)	104
5.11. Evolución de las señales en el caso (a)	105
5.12. Subcircuito $t_6$ del convertidor con <i>snubber</i> (b)	106
5.13. Evolución de las señales en el caso (b)	107
5.14. Evolución de las señales en el caso (c)	108
5.15. Evolución de las tensiones de los condensadores con SPICE	110
5.16. Detalle de la corriente por la bobina simulada en SPICE	110
5.17. Evolución de las tensiones calculadas con Matlab®	112
5.18. Rendimiento en función de $I_{min}$ y $V_{in}$ para $L = 10 \mu\text{H}$	113
5.19. Rendimiento en función de $I_{min}$ y $V_{in}$ para $L = 100 \mu\text{H}$	114
5.20. Influencia de la corriente en el tiempo total de transferencia	115
5.21. Diferencia de corriente óptima para el rendimiento del convertidor	116
5.22. Corriente máxima calculada en el control a frecuencia constante	117
5.23. Evolución de tensiones en el control a frecuencia constante	118
5.24. Circuito de simulación utilizado para el <i>tapped inductor buck-boost</i>	119
5.25. Evolución de tensiones y corrientes en el <i>tapped</i>	120
5.26. Cálculo de tensiones y corrientes en el <i>tapped</i>	121
5.27. Rendimientos al variar $V_{in}$ e $I_{min}$ en el <i>tapped</i>	122
5.28. Diferencia de corriente óptima para el rendimiento del <i>tapped</i>	123
5.29. Comparación de tiempos de transferencia entre elevador-reductor y <i>tapped</i>	124
5.30. Conmutaciones ZVS con $V_i = 3$ , $V_o = 6$ V	125
5.31. Conmutaciones ZVS con $V_i = 10$ , $V_o = 2$ V	125
5.32. Conmutaciones ZVS con $V_i = 2$ , $V_o = 10$ V	126
6.1. Carga del supercondensador con corrientes entre 0 y 1 A	128

6.2. Carga del supercondensador con corrientes entre 0 y 1,8 A . . . .	128
6.3. Carga del supercondensador con corrientes entre 1,5 A y 2 A . . .	129
6.4. Carga del supercondensador con frecuencia mínima a 30 kHz desde 8.9 V . . . . .	130
6.5. Carga del supercondensador con frecuencia mínima a 30 kHz desde 5 V . . . . .	131
6.6. Convertidor desarrollado para el control por histéresis . . . . .	132
6.7. Evolución de las señales medidas con control por referencia de corriente (caso ‘a’ $V_{in} = 8\text{ V}$ ) . . . . .	133
6.8. Evolución de las señales medidas con control por referencia de corriente (caso ‘b’ $V_{in} = 8\text{ V}$ ) . . . . .	133
6.9. Convertidor desarrollado para el control PID . . . . .	134
6.10. Descarga irregular con control PID . . . . .	135
6.11. Control PID con límite del ciclo de trabajo . . . . .	136
6.12. Evolución de tensiones y corrientes a frecuencia constante . . . .	137
6.13. Potencia instantánea con $I_{max} = 1\text{ A}$ . . . . .	139
6.14. Potencia instantánea con $I_{max} = 2\text{ A}$ . . . . .	140
6.15. Potencia instantánea con $I_{max} = 3\text{ A}$ . . . . .	141
6.16. Rendimiento instantáneo con $I_{max} = 1\text{ A}$ . . . . .	142
6.17. Rendimiento instantáneo con $I_{max} = 2\text{ A}$ . . . . .	142
6.18. Rendimiento instantáneo con $I_{max} = 3\text{ A}$ . . . . .	143
6.19. Rendimiento instantáneo con $I_{max} = 3\text{ A}$ . . . . .	144
6.20. Evolución de tensiones y corrientes con límite de corriente exponencial . . . . .	145
6.21. Fotografía térmica del prototipo construido . . . . .	146
6.22. Tensiones y corrientes en los MOSFETs sin <i>snubber</i> . . . . .	148
6.23. Transiciones de los interruptores sin <i>snubber</i> . . . . .	148
6.24. Tensiones y corrientes en MOSFETs y bobina sin <i>snubber</i> . . . .	149
6.25. Tensiones y corrientes en los MOSFETs con 8 nF en paralelo y bobina . . . . .	150
6.26. Transiciones de los interruptores con 8 nF en paralelo . . . . .	150
6.27. Tensiones y corrientes en MOSFETs con 8 nF en paralelo y bobina	151

6.28. Tensiones y corrientes en los MOSFETs con ZVS . . . . .	152
6.29. Transiciones de los interruptores con ZVS . . . . .	152
6.30. Tensiones y corrientes en MOSFETs con ZVS y bobina . . . . .	153
6.31. Ciclo completo de transferencia con ZVS . . . . .	154
6.32. Rendimientos para $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$ . . . . .	156
6.33. Rendimientos para $I_{L_{max}} = 1 \text{ A}$ . . . . .	157
6.34. Rendimientos con ZVS medidos en el prototipo . . . . .	158
6.35. Rendimientos sin ZVS medidos en el prototipo . . . . .	158
6.36. Descarga de los condensadores de $4 \times 22 \text{ F}$ . . . . .	159
A.1. Esquema en SPICE para la simulación del ZVS . . . . .	164
A.2. Esquema en SPICE para la simulación del ZVS . . . . .	165
B.1. Convertidor con control por histéresis, cara superior . . . . .	170
B.2. Convertidor con control por histéresis, cara inferior . . . . .	171

# Índice de tablas

1.1. Distribución del agua en el planeta . . . . .	2
1.2. Abreviaturas comunes de los procesos industriales de desalación . . . . .	8
1.3. Requerimientos energéticos para distintos procesos de desalinización . . . . .	10
3.1. Retención de sal en los electrodos del INCAR . . . . .	33
3.2. Pesaje de los electrodos fabricados . . . . .	38
3.3. Configuración de los electrodos . . . . .	41
3.4. Propiedades de los electrodos . . . . .	42
3.5. Propiedades de los electrodos (con resina epoxi) . . . . .	42
3.6. Propiedades de los electrodos apilados . . . . .	46
3.7. Rendimiento para varias concentraciones de sal . . . . .	66
4.1. Comparación de topologías para el caso de estudio . . . . .	73
6.1. Condiciones del convertidor en las figuras 6.22 y 6.23 . . . . .	147
6.2. Condiciones del convertidor en la figura 6.24 . . . . .	148
6.3. Condiciones del convertidor en la figura 6.25 . . . . .	149
6.4. Condiciones del convertidor en la figura 6.26 . . . . .	150
6.5. Condiciones del convertidor en la figura 6.27 . . . . .	151
6.6. Condiciones del convertidor en las figuras 6.28 y 6.29 . . . . .	151
6.7. Condiciones del convertidor en la figura 6.30 . . . . .	153
6.8. Rendimientos con ZVS con la propia capacidad del mosfet ( $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$ ) . . . . .	155

6.9. Rendimientos sin ZVS ni retardo en la entrada en conducción del MOSFET ( $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$ ) . . . . .	155
6.10. Rendimientos con ZVS con la propia capacidad del mosfet ( $I_{L_{max}} = 1 \text{ A}$ ) . . . . .	156
6.11. Rendimientos sin ZVS ni retardo en la entrada en conducción del MOSFET ( $I_{L_{max}} = 1 \text{ A}$ ) . . . . .	157

# Capítulo 1

## Los procesos de desalinización

### 1.1. Introducción

La Tierra contiene aproximadamente  $1,4 \cdot 10^9 \text{ km}^3$  de agua, cubriendo un total del 70% de la superficie del planeta; de este total, el porcentaje de agua salada de este total se corresponde con el 97,5%. Tan sólo un 2,5% es agua dulce, con un 80% de esta cantidad congelada en los polos o combinada como humedad del suelo. Estas dos últimas formas no son fácilmente accesibles para ser utilizadas por el hombre. La cantidad restante, tan sólo un 0,5%, es la que sostiene toda la vida del planeta. Desgraciadamente, este agua no está distribuida de forma uniforme ni tampoco está disponible en las cantidades necesarias allí donde se necesita. En la tabla 1.1 se resume la distribución de varios recursos hídricos a lo largo del planeta. Además, se estima que el volumen de agua de lluvia que cae por día sobre la Tierra es de  $2 \cdot 10^{11} \text{ m}^3$ , distribuida de forma muy irregular sobre toda la superficie.

Tabla 1.1: Distribución del agua en el planeta

Recurso	Volumen (km <sup>3</sup> )	Porcentaje total de agua	Porcentaje de agua dulce
Agua atmosférica	12900	0,001	0,01
Glaciares	24064000	1,72	68,7
Ríos	2120	0,0002	0,006
Lagos	176400	0,013	0,26
Marismas	11470	0,0008	0,03
Humedad del suelo	16500	0,0012	0,05
Acuíferos	10530000	0,75	30,1
Litosfera	23400000	1,68	-
Océanos	1338000000	95,81	
Total	1396513390		

La energía solar es el principal motor en la formación de agua dulce. La energía térmica irradiada sobre la superficie de la Tierra genera un gradiente de temperatura suficiente para provocar la evaporación sobre vastas superficies de los océanos. El vapor de agua asciende en el aire y forma nubes distribuidas a varias altitudes. Principalmente, las nubes están formadas por gotas de agua de unos 10  $\mu\text{m}$  de diámetro medio. Muchas de estas nubes son transportadas hacia tierra, donde ocurre el fenómeno de la precipitación.

Un alto porcentaje de las precipitaciones se retiene como humedad del suelo o se almacena en profundos acuíferos. Estos acuíferos resultan ser una fuente viable de agua potable, debido principalmente a la regulada o limitada frecuencia de uso de estas fuentes, así como el proceso natural por el que las distintas formaciones rocosas por las que pasa el agua le proporcionan a esta los minerales naturales a la vez que mantienen en pH en niveles aceptables.

### 1.1.1. Clasificación del agua en función de la concentración de sal

Las clasificaciones de los diversos tipos de agua se suele realizar en base al uso posterior para la que será utilizada. Así, el primer grado sería para el agua potable, agua para uso doméstico y para aplicaciones industriales. Esta categoría tiene un rango de salinidad que oscila entre las 5 y 1000 ppm. Este tipo de

agua se encuentra en ríos y lagos, además de poder ser generada por procesos de desalinización industrial. En algunas ciudades se utilizan varios niveles de concentración; por ejemplo, el agua con una concentración por debajo de 150 ppm se utiliza para consumo humano mientras que el agua con una salinidad mayor, de hasta 1000 ppm, se utiliza para otras actividades domésticas, limpieza, etc. Esta separación es muy beneficiosa, ya que el consumo de agua potable está generalmente en los 2 litros por persona y día, mientras que el consumo por persona para otros propósitos puede llegar a 200-400 litros por día.

En la escala industrial, el nivel más restrictivo de salinidad se reserva para el caudal de reposición en las calderas y en aplicaciones relacionadas con la industria electrónica y farmacéutica. Este agua tiene un estricto límite de salinidad, generalmente limitado a 5 ppm.

La segunda categoría del agua en función de la concentración de sal tiene un rango entre 1000 y 3000 ppm. Este tipo de agua se usa para el riego agrícola así como para la refrigeración industrial. A partir de estos valores, se encuentra el agua salada tradicionalmente referida al agua salobre y al agua marina. La salinidad del agua salobre es de 3000-10000 ppm, mientras que la salinidad media del agua marina es de 34000 ppm.

### **1.1.2. Disponibilidad de los recursos hídricos**

La cantidad de agua dulce ha permanecido prácticamente constante desde el comienzo de la vida en el planeta. Pero, por otra parte, el aumento de la población durante los últimos 200 años de ha disparado. En el momento de la redacción de este trabajo la población mundial supera los 7000 millones de personas. En la figura 1.1 se muestra la previsión realizada por el Departamento de Asuntos Económicos y Sociales las Naciones Unidas en 2004[43], para tres tipos de escenarios en función de la natalidad prevista, migraciones, crecimiento vegetativo y otros factores. En cualquier caso, es previsible que durante los próximos años la población mundial siga en aumento.

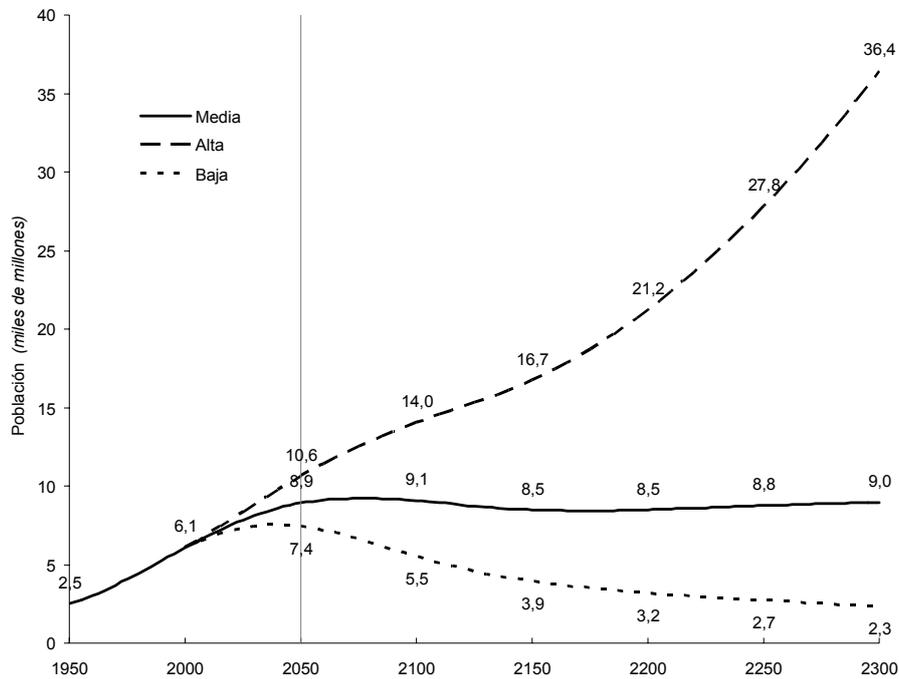


Figura 1.1: Predicciones de la población hasta 2300

Actualmente, el 40 % de la población mundial sufre una seria falta de acceso a agua potable. Hacia el año 2025 este porcentaje se prevé que llegue a más del 60 %. Aparte del mencionado aumento de la población, los cambios en el estilo de vida y, sobre todo, el incremento de la actividad industrial y la contaminación generada limita los recursos de agua dulce. El uso de aguas no aptas para consumo humano provoca en los países en desarrollo el 80-90 % de las enfermedades y es responsable del 30 % de todas las muertes. Incluso en países más desarrollados, los largos periodos de estación seca y la reducción de las lluvias fuerza a los gobiernos a adoptar medidas de restricción del consumo de agua, afectando a grandes masas de población. La falta de agua incluye ahora las aguas del subsuelo, que antes se consideraban ilimitadas. Estas situaciones están forzando a numerosos países de diversas condiciones a adoptar acciones activas y eficientes para el tratado de las aguas residuales tanto industriales como municipales.

El avance de la desertización, que ocurre alrededor del planeta a un ritmo cada vez más elevado, provoca un efecto severo sobre el clima, los patrones de lluvia y el medio ambiente en general. Provocada principalmente por actividades no reguladas del hombre, influye en la destrucción de hábitats muy delicados.

Todos los factores citados anteriormente hacen que la desalinización indus-

trial del agua de mar sea una labor fundamental a fin de proveer una fuente sostenible de agua dulce. Esto también se soporta en el hecho de que aproximadamente el 70% de la población mundial vive a más de 70 km de océanos o mares. Durante los últimos 50 años la desalinización a gran escala ha sido la más práctica y en muchos casos la única solución de proporcionar agua dulce a un gran número de países (por ejemplo, estados del golfo Pérsico, islas mediterráneas, islas caribeñas). La importancia de los procesos de desalinización se presenta como capital para el desarrollo sostenible de la humanidad.

## 1.2. Procesos de desalinización

Los procesos industriales de desalinización datan de principios del siglo XX. Hasta 1800 sólo se utilizaban procesos de desalinización en buques, operando con procesos muy rudimentarios por evaporación. La industria del azúcar a principios del siglo XIX provocó un rápido progreso de los procesos de evaporación. Es a partir de 1929, y sobre todo entre 1935 y 1960 cuando las plantas de desalación industriales comienzan a instalarse de forma acusada.

Los procesos de desalinización industriales consiguen la separación de agua prácticamente sin sal del agua marina o salobre, de forma que las sales se concentran en un flujo de agua salada concentrada o salmuera. Estos procesos pueden estar basados en separación térmica o por membrana. En la figura 1.2 se ordenan los distintos métodos industriales de desalación en función del proceso utilizado para la separación de la sal. La identificación de los procesos se resume en la tabla 1.2. La separación térmica incluye dos categorías principales: la primera de ellas es la evaporación seguida de la condensación del vapor de agua formado, y la segunda de ellas incluye la congelación seguido de la fusión de los cristales de agua resultantes. La primera categoría citada es la más común y, prácticamente en todos los casos, se combina con unidades de generación de energía, que pueden estar basados en vapor o en turbinas de gas. El proceso de evaporación puede tener lugar dentro de un intercambiador de calor y se puede producir por evaporación propiamente dicha o dentro de otro fluido caloportador.

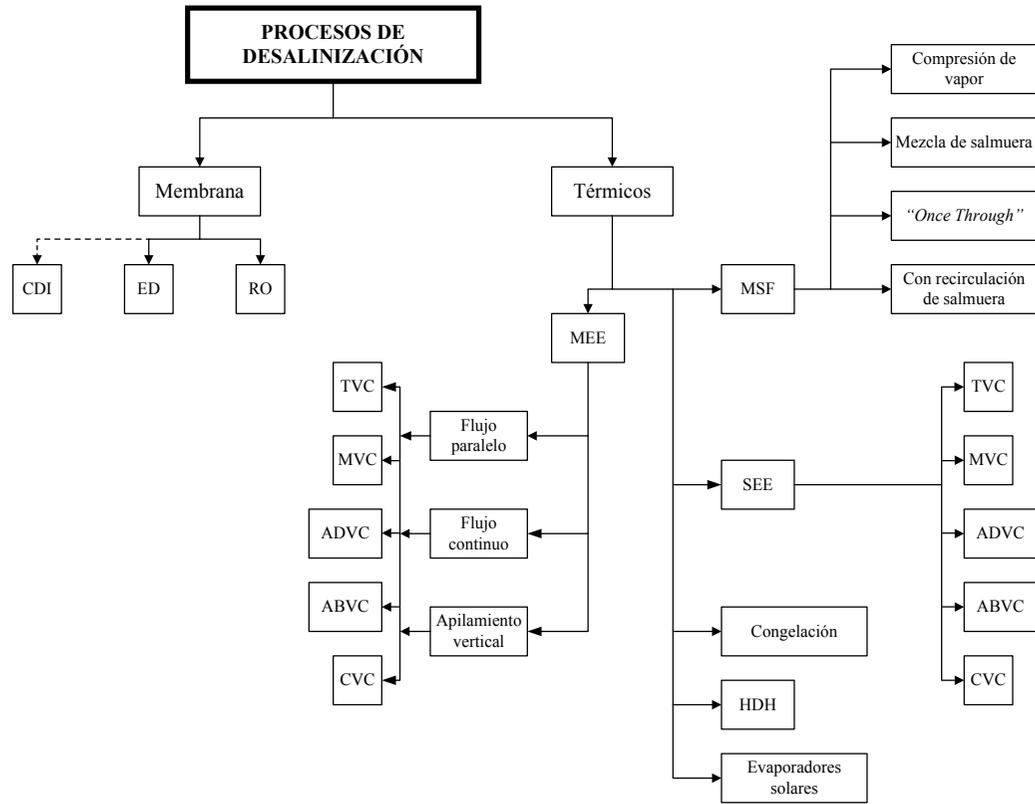


Figura 1.2: Procesos de desalación térmicos y por membrana

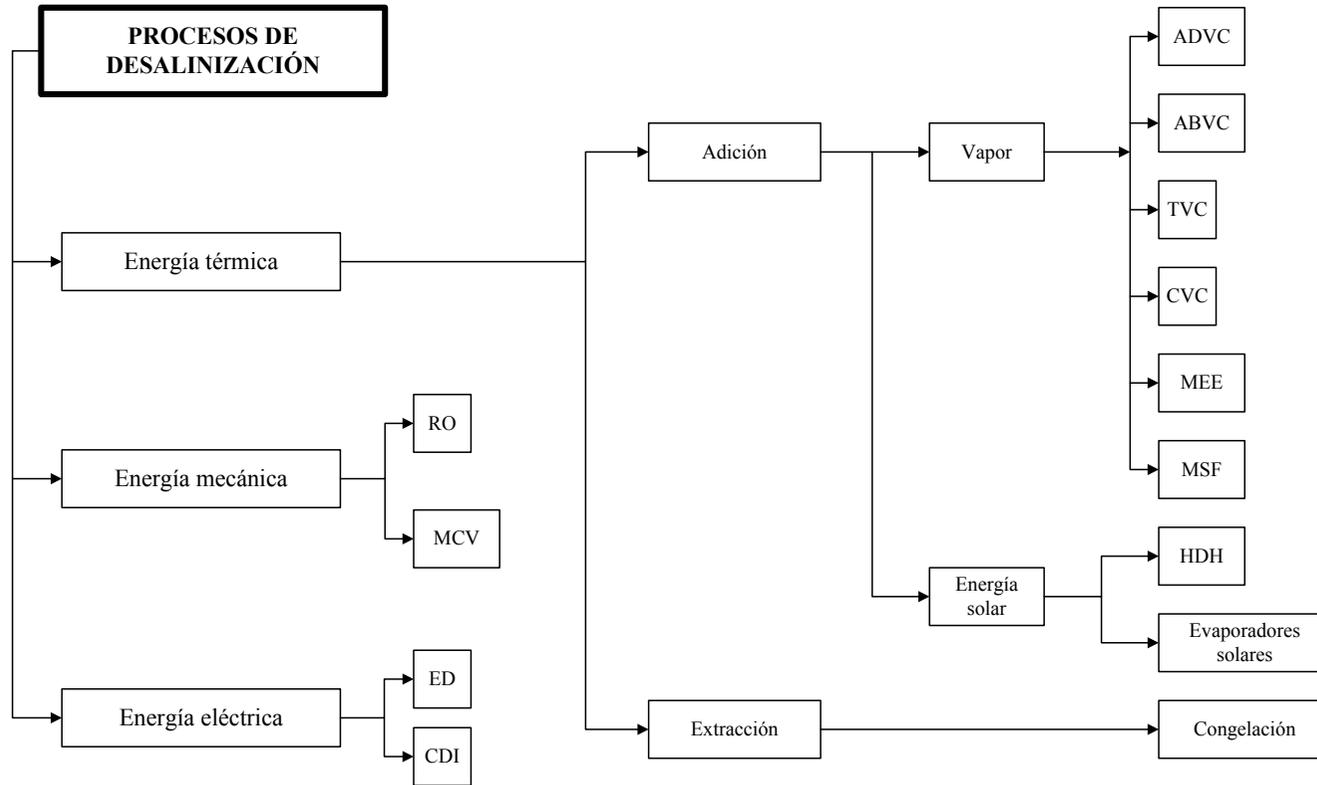


Figura 1.3: Clasificación energética de los procesos de desalación

Tabla 1.2: Abreviaturas comunes de los procesos industriales de desalación

---

RO	Ósmosis inversa
ED	Electrodiálisis
MEE	Evaporación de múltiple efecto
SEE	Evaporación de efecto simple
MSF	Destilación <i>flash</i> multietapa
TVC	Compresión térmica de vapor
MVC	Compresión mecánica de vapor
ADVC	Compresión térmica de adsorción
ABVC	Compresión térmica de absorción
CVC	Compresión química de vapor
HDH	Humidificación–deshumidificación

---

Los procesos de evaporación incluyen la destilación *flash* multietapa (MSF), la evaporación de múltiple efecto (MEE), la evaporación de efecto simple (SEE), la humidificación–deshumidificación (HDH) y los evaporadores solares. La HDH y los evaporadores solares se diferencian de las otras formas de producir la evaporación en los siguientes motivos:

- El agua se evapora a temperaturas más bajas que el punto de ebullición.
- La fuerza principal que produce la evaporación es la diferencia de concentración del vapor de agua dentro del flujo de aire.

La evaporación de efecto simple incluye la compresión mecánica del vapor (MVC), la compresión térmica del vapor (TVC), la compresión térmica de adsorción (ADVC), la compresión térmica de absorción (ABVC) y la compresión química del vapor (CVC). La compresión del vapor se combina con las etapas simples o múltiples de desalinización para mejorar la eficiencia térmica del proceso. En estas técnicas, el vapor de baja temperatura formado en el mismo efecto o en el último se comprime a una temperatura mayor y se usa para derivar o iniciar el proceso de evaporación en el primero o en el mismo efecto de evaporación. Los sistemas de compresión del vapor incluyen por lo general compresores mecánicos, eyectores de vapor (proceso conocido comúnmente como compresión térmica del vapor), camas de adsorción/desorción, y columnas de absorción/desorción. La energía solar se puede utilizar para desalinizar agua directamente en

evaporadores solares o usándose como fuente de energía alternativa para otros procesos térmicos.

El proceso principal de desalinización por membrana es la ósmosis inversa[21, 40, 2] (RO), donde el agua potable se permeabiliza a altas presiones a través de una membrana semi-permeable, dejando una solución con una alta concentración de sal. Otro proceso de membrana utilizado es la electrodiálisis (ED), con unas aplicaciones industriales bastante limitadas. En este proceso, los iones cargados eléctricamente son separados mediante membranas permeables a iones, dejando un flujo de agua con una concentración reducida de sal. Como resultado, también se obtiene un flujo de salmuera al otro lado de la membrana, al igual que en el caso de la RO. La desionización capacitiva (CDI), proceso estudiado en este trabajo, se podría clasificar como un proceso por membrana aunque no sea estricto. En realidad, se puede agrupar en una categoría adicional de procesos por intercambio de iones. En este caso, la solución de agua salada se hace pasar a través de unos electrodos de carbono a los que se le aplica una tensión. Los iones de la sal migrarán hacia los electrodos y quedarán retenidos en ellos, dejando un flujo de agua potable como resultado. Los iones se quedan atrapados en los poros del electrodo de carbono, no llegan a atravesarlos, por lo que la clasificación como proceso de de membrana es discutible. En cualquier caso, se mantendrá en esta categoría en aras de la simplificación de tipos.

Los procesos de desalinización también se pueden clasificar en función del tipo de energía principal que interviene en el mismo. En la figura 1.3 se ordenan según este criterio. Los procesos térmicos se dividen en dos categorías, en función de si la energía es aportada o extraída. Aquellos en los que la energía se aporta incluyen MSF, MEE, HDH y los procesos combinados con bombas de calor térmicas, químicas, de absorción o adsorción. El vapor necesario para calentar estos procesos se puede obtener directamente de una planta de cogeneración, un calderín dedicado o de energía solar. La desalinización por extracción de energía incluye los procesos de congelación. La RO y MVC se clasifican como basados en energía mecánica, ya que en la RO la diferencia de presión en la membrana hace que el agua potable pase a través de ella y quede concentrada en sal en el otro lado. En el MVC, la energía mecánica del compresor de vapor incrementa la presión y la temperatura del vapor destilado, que es utilizado para calentar el agua salada. La última categoría mostrada en la figura 1.3 emplea la energía eléctrica como fuente principal para separar el agua de la sal.

### 1.2.1. Consumos energéticos

En la construcción de grandes plantas industriales de desalación, uno de los parámetros fundamentales que condicionará el coste total de la misma es la cantidad de energía requerida para producir un volumen de agua potable. Este es el motivo por el que el consumo energético es uno de los aspectos fundamentales a evaluar en el CDI como una alternativa a los procesos de desalación tradicionales. En la tabla 1.3 se detallan los consumos de los principales tecnologías de desalación[26]. También se especifica en algunos casos el consumo para agua salobre, ya que también se utiliza como fuente en estos procesos[60].

Tabla 1.3: Requerimientos energéticos para distintos procesos de desalinización

Proceso	Consumo energético en kWh/m <sup>3</sup>
Compresión mecánica de vapor (MVC)	6,6
Evaporación de múltiple efecto con compresión mecánica de vapor (MEE-MVC)	7,9 - 10,8
Destilación <i>flash</i> multietapa con compresión térmica de vapor (MSF-TVC)	56,8 - 83,2
Ósmosis inversa (RO) (dependiendo de la energía recuperada)	6,6 - 9,2 para agua salada 2,3 para agua salobre
Electrodialísis (ED)	2,0 para agua salobre
Desionización capacitiva (CDI)	4,5 - 8,5 para agua salada 0,05 - 0,1 para agua salobre

Los resultados iniciales en las pruebas de laboratorio[26] indican la enorme ventaja del CDI frente a los procesos térmicos tradicionales, y mantiene una buena competitividad frente a procesos de membrana.

### 1.3. Desionización capacitiva

La desionización capacitiva (CDI, por sus siglas en inglés) es un proceso de desalinización de baja presión que no requiere la utilización de membranas. De forma simplificada, es un proceso electroquímicamente controlado que elimina la sal del agua aprovechando el exceso de iones adsorbidos en la región de la

doble capa eléctrica en la interfaz electrodo-solución (ver sección 2.3) cuando el electrodo se carga eléctricamente desde una fuente de alimentación externa. Cuando el electrodo tiene un área específica lo suficientemente grande, este exceso puede ser significativo en volúmenes de gramos de sal retenido por unidad de peso del material del electrodo.

Los estudios iniciales sobre la CDI datan de 1965-1972. El concepto fue introducido por primera vez por Caudle *et al.*[12], usando electrodos de carbón poroso obtenido a partir de polvo de carbón activo. Posteriormente, Johnson *et al.*[34] estudió la CDI como un proceso reversible. Estos trabajos combinan estudios paramétricos con investigaciones sobre la base teórica de la CDI y varios posibles materiales para fabricar los electrodos. Los estudios realizados por el equipo de Johnson fueron abandonados, principalmente por la inestabilidad de los electrodos, particularmente en la zona anódica. Pese a esto, la evaluación del coste de una planta de CDI realizada por este mismo grupo mostró que se podía obtener una forma de desalinización de bajo coste y altamente eficiente, siempre que se pudiera fabricar un electrodo con la superficie necesaria para retener los iones necesarios.

Estos trabajos iniciales produjeron un gran interés científico, principalmente orientado al estudio de los factores básicos que gobiernan el proceso de la CDI. También se centraron en la fabricación de electrodos de alta superficie y la construcción de celdas electroquímicas piloto.

En la actualidad, gracias al avance en la fabricación de electrodos de carbón de alta superficie, esta tecnología vuelve a cobrar fuerza como una forma de desalación competitiva y de bajo coste, tanto para plantas de gran escala como para desalinización en lugares remotos. Pese a todo, en 1998 el proceso todavía no había abandonado la escala de laboratorio[26].

El mecanismo de eliminación de la sal presente en la disolución sería el siguiente: el agua salada se hace circular en el espacio existente entre una pareja de electrodos; una representación de los iones de sal disueltos en agua se puede ver en la figura 1.4. En este caso, los electrodos están totalmente descargados y no se produce ningún mecanismo de electromigración.

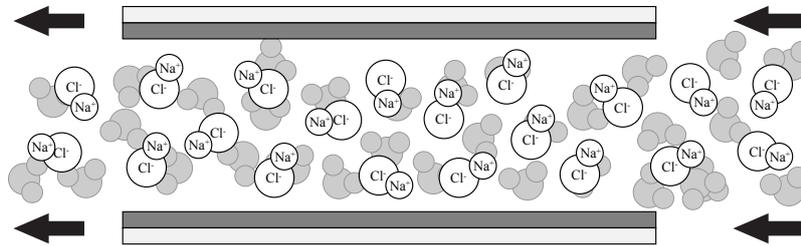


Figura 1.4: Flujo de agua salada sobre electrodos descargados

Al aplicar un potencial adecuado sobre los electrodos, los aniones y los cationes presentes en la disolución migrarán hacia la superficie de los electrodos, quedando adsorbidos en estos. En la figura 1.5 se muestra este estado evolucionando desde el anterior.

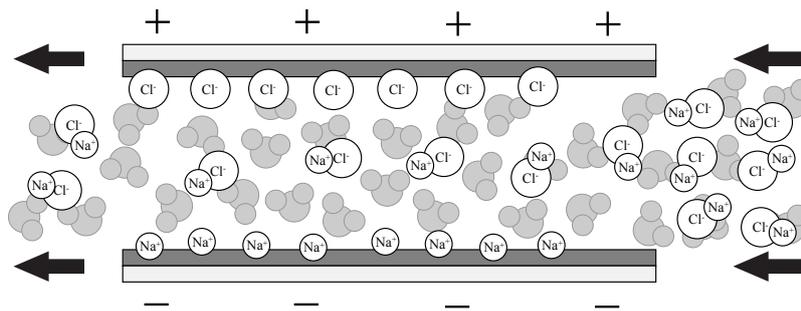


Figura 1.5: Retención de iones con potencial aplicado a los electrodos

Una vez que los electrodos están reteniendo los iones, se procederá a introducir un flujo de agua saturada de sal, que será el subproducto de este proceso. Cuando se hace pasar este agua, se retira el potencial de los electrodos de tal forma que los iones pasan a este agua residual. Estos electrodos, ya libres de iones de sal, pueden comenzar el proceso recibiendo un nuevo flujo de agua para su tratamiento. Teóricamente, el número de ciclos de retención-liberación de sal que puede acometer un electrodo es muy superior a los requerido para otros procesos que utilizan membranas, por lo que el coste de mantenimiento en este apartado es menor.

Como típicamente no se puede eliminar toda la sal en una sola etapa, será necesario encadenar varias en serie de forma que la salida de agua de una sea la

entrada de la siguiente. El flujo de agua residual sí puede ser común a todas las etapas.

Aquí es donde se presenta la necesidad de investigar un sistema que permita aprovechar la energía almacenada en las celdas electroquímicas como parte del proceso. Esta regeneración permitirá un consumo mucho menor del conjunto. Para ello, se estudiarán los convertidores más adecuados en el capítulo 4.

Además de analizar un método viable de recuperación de energía, se ha revisado el estado del arte de los diferentes tipos de materiales derivados del carbón para crear electrodos para CDI. Algunos de los más utilizados son carbón en aerogel[27, 62, 26], carbón activo[17], tejido de fibra de carbono[52], nanotubos de carbono[38] y carbones mesoporosos[67]. En la literatura también se citan materiales similares utilizados para otros sistemas de desalación basados en membranas, como el grafeno nanoporoso[13].

En [41], trabajo enmarcado dentro del mismo proyecto subvencionado que éste, se han estudiado los materiales de carbono de alta superficie mediante activación química. En este trabajo se ha partido de esta base aprovechándola para desarrollar electrodos de carbono de bajo coste a partir de pastas de carbono depositadas por serigrafía de capa gruesa, detallados en la sección 3.1.1.

## Capítulo 2

# Generalidades sobre supercondensadores

### 2.1. Principios físicos

### 2.2. Clasificación

En función del mecanismo físico por el que almacenan carga, los supercondensadores se pueden separar en tres clases:

- EDLC
- Pseudocondensadores
- Condensadores híbridos

Como se ha citado con anterioridad, la celda electroquímica formada por el agua salada en el proceso de desalación capacitiva forma un condensador del tipo EDLC. Las otras dos clases se detallarán de manera somera.

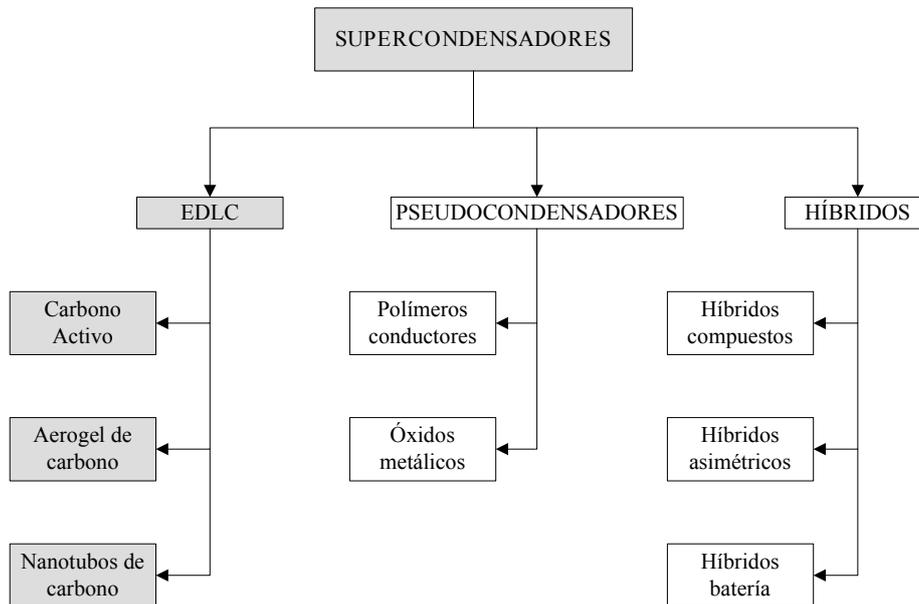


Figura 2.1: Clasificación de supercondensadores en función de la composición de los electrodos

Fundamentalmente, se puede establecer la diferencia en la retención de carga por el tipo de proceso que opera en la reacción. Este puede ser faradaico, no faradaico, o una combinación de ambos. Los procesos faradaicos implican una transferencia de carga efectiva entre los electrodos y el electrolito. En un proceso no faradaico las cargas se distribuyen sobre la superficie de los electrodos pero su fijación no se produce por la creación o destrucción de enlaces químicos. En la figura 2.1 se resume la clasificación de estos condensadores.

### 2.2.1. EDLC

La construcción de este tipo de supercondensadores se realiza con dos electrodos de carbono sobre un sustrato aislante y un electrolito como transportador de iones. El almacenamiento de energía en estos dispositivos se realiza por procesos no faradaicos, al igual que sucede en los condensadores habituales. Este proceso se produce de forma electrostática, por lo que teóricamente no hay transferencia de carga efectiva entre los electrodos y el electrolito. Ésta se acumula en la superficie de contacto, formando una doble capa eléctrica. En la figura 2.2 de la sección 2.3 se puede ver una representación de este fenómeno.

El modelo más simple que se puede utilizar para calcular la capacidad de una celda es el propuesto por Helmholtz en 1893. La doble capa se simplifica en

sólo dos franjas cargadas, una formada por los iones aportados por el electrolito y otra formada por el electrodo. La ecuación 2.1 representa el modelo descrito:

$$C_A = \frac{\varepsilon}{4\pi\delta} \quad (2.1)$$

donde  $C_A$  es la capacidad por unidad de área de los electrodos,  $\varepsilon$  es la constante dieléctrica del medio y  $\delta$  es la distancia desde la superficie del electrodo al punto medio de la capa de iones. Este modelo es válido únicamente en disoluciones muy concentradas[24].

Dado que no se producen reacciones entre los electrodos, el proceso de carga es reversible, lo que permite un rendimiento prácticamente constante para un alto número de ciclos de carga y descarga; aproximadamente, del orden de  $10^6$  ciclos. Este número, así como otras características de los EDLCs, pueden alterarse modificando el electrolito. Lógicamente, en el caso de estudio el *NaCl* es impuesto por el tipo de aplicación. Dentro del tipo de electrolito acuoso, los más utilizados son *H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>* y *KOH*[15], ya que presentan una resistencia serie muy baja y una baja porosidad. También la densidad de carga obtenida es mucho mayor que con *NaCl*. Todos estos electrolitos acuosos tienen como tensión límite la de ruptura del agua, por ello la tensión de utilización suele estar limitada a 1 V. Como alternativa se pueden utilizar electrolitos orgánicos que, aunque presentan una conductividad menor[28], tienen tensiones de ruptura más altas que pueden ir de los 2 a los 2,5 V[36].

Por lo general, en los procesos de desionización capacitiva no suelen utilizarse membranas permeables a iones debido a su elevado coste. Algunos estudios sí utilizan estos elementos en combinación con electrodos formados por nanofibras y nanotubos de carbono[38]. En el caso de los EDLCs comerciales, sí se utilizan este tipo de aislante, dado que se apilan una gran cantidad de electrodos en un mismo condensador. Esta membrana no conductora separa los dos electrodos, siendo permeable a los iones. En los electrolitos orgánicos se utilizan papel o polímeros plásticos; en los acuosos se utilizan compuestos cerámicos y fibras de vidrio[54].

Los electrodos más utilizados en la fabricación de EDLCs son derivados del carbono. Esto es debido a su bajo coste, gran superficie de contacto y facilidad de fabricación, en comparación por ejemplo con electrodos de polímero compuesto u óxidos metálicos[10, 28]. Los diferentes tipos de carbón utilizado determinan los tipos de EDLCs, que se enumeran a continuación.

### **EDLC con electrodo de carbón activo**

Los electrodos de carbón activo suelen caracterizarse por una estructura altamente porosa. Principalmente se pueden separar tres clases de poros en estos carbones:

- Microporos, menores de  $20 \times 10^{-10}$  m
- Mesoporos, entre  $20 \times 10^{-10}$  y  $500 \times 10^{-10}$  m
- Macroporos, mayores de  $500 \times 10^{-10}$  m

El mayor o menor contenido de estos tipos de poros determina en gran parte la capacidad de absorción del electrodo. Debido al tamaño de los iones, algunos no pueden atravesar los tamaños más pequeños, haciendo que éstos no contribuyan a la fijación de carga[50, 55]. Este efecto genera que aunque la capacidad depende de la superficie efectiva, no toda ella contribuye a la capacidad del condensador[6, 28].

Para conseguir una distribución óptima del tamaño de poro se debe tener en cuenta que mientras que la densidad de potencia es proporcional al tamaño del mismo, la densidad de energía es inversamente proporcional. De esta forma se debe buscar fundamentalmente el diámetro del poro en función de los iones presentes en el electrolito[31]. El proceso de fabricación de los electrodos, también teniendo en cuenta el secado, son los que determinan el tamaño del poro resultante.

Los electrodos de carbono activo son los más utilizados en la fabricación de EDLC ya que son los más baratos y presentan una área efectiva elevada.

### **EDLC con electrodo de aerogel de carbono**

Los aerogeles que se utilizan en la construcción de EDLCs están formados por un gel con nanopartículas de carbono en suspensión. Como ventajas respecto al carbón activo, éstos presentan una mayor superficie de contacto y una mejor conductividad. Estas mejoras hacen que los condensadores formados tengan una menor ESR que los mencionados en el apartado anterior[7, 61].

Por lo general, su proceso de manufactura es dificultoso, lo que resulta en electrodos más costosos. Estos electrodos también son utilizados en la construcción de celdas para desionización capacitiva[27, 62] con unos buenos resultados de fijación de iones.

### **EDLC con electrodo de nanotubos de carbono**

Este tipo de electrodos se construyen generalmente utilizando una base de nanotubos de carbono cuyo crecimiento se ha realizado en otro proceso y mezclando éstos con un aglutinante que le confiere una estructura fibrosa a la superficie final[49, 22].

Como ventaja respecto al carbón activo, los poros de tamaño medio están conectados entre sí. Esto habilita la creación de una distribución de carga continua en toda la superficie[28, 29]. Esto permite obtener una ESR menor y una mayor densidad de potencia.

### **2.2.2. Pseudocondensadores**

El principio químico utilizado por estos condensadores es distinto al de las celdas de desionización. En este caso, la carga no se almacena de forma electrostática sino que existe transferencia de carga efectiva entre los electrodos y el electrolito. Como se ha definido anteriormente, en estos condensadores ocurre un proceso faradaico. Así, se producen fenómenos de electroadsorción, reacciones de oxidación y reducción y procesos múltiples[15, 14, 16].

Los pseudocondensadores presentan mayores capacidades y densidades de energía que los EDLC[35, 42, 53]. Los electrodos utilizados en estos condensadores son polímeros conductores[42] y óxidos metálicos[65, 66], entre otros. Debido al mayor coste de estos compuestos, los pseudocondensadores tienen un precio más elevado que los EDLC.

### **2.2.3. Condensadores híbridos**

Los condensadores híbridos tratan de combinar los dos tipos anteriores consiguiendo buenas características a un coste más reducido que los pseudocondensadores.

## **2.3. La doble capa eléctrica y la adsorción iónica**

En el mecanismo de adsorción de iones sobre un electrodo intervienen diferentes procesos electroquímicos. Quizás el más influyente a la hora de determinar un modelo de la capacidad de la celda sea la formación de la doble capa eléctrica.

Al sumergir un electrodo —una superficie metálica— en un electrolito, la carga eléctrica del metal atraerá iones de carga opuesta, además de orientar

los dipolos de las moléculas del solvente. A medida que se intercambian carga, se produce una capa de carga sobre el metal y otra capa en el electrolito. El fenómeno de separación entre estas dos capas de carga es lo que se conoce normalmente como la doble capa eléctrica.

Experimentalmente el efecto de la doble capa eléctrica se manifiesta en el fenómeno conocido como electrocapilaridad. Existen relaciones termodinámicas que relacionan la tensión superficial entre el electrodo y el electrolito a la estructura formada de la doble capa.

Para mostrar esta capa, se supondrá un electrodo cargado negativamente en una solución acuosa de un electrolito. Se asumirá que al potencial al que se somete el electrodo no ocurre una transferencia de carga electroquímica. La orientación de las moléculas del solvente, agua en este caso, se pueden ver en la figura 2.2 en contacto con el electrodo. Los dipolos del agua están dispuesto de manera que la mayoría de ellos están orientados con sus extremos positivos (representados por flechas) hacia la superficie del electrodo. Esto sólo representa un diferencial de tiempo en la formación de la estructura de la doble capa eléctrica, ya que este es un sistema dinámico que está en equilibrio con el agua en la solución completa. Esta representación es estadística, de forma que no todos los dipolos se orienta de la misma manera. Algunos de ellos están más influenciados por las interacciones dipolo-dipolo que por la interacción dipolo-electrodo.

En la figura 2.2 (izquierda) se muestra un catión dentro de la doble capa. La mayoría de los cationes están fuertemente solvatados en los dipolos de agua y están envueltos prácticamente por completo por las moléculas de agua pese al efecto de orientación de la doble capa. Con pocas excepciones, los cationes no se aproximan hasta la superficie del electrodo, sino que se mantienen fuera de la primera capa de las moléculas del solvente y por lo general retienen su capa de dipolos de agua. Considerando las interacciones entre agua-electrodo, ion-electrodo y ion-agua, la energía libre de aproximación de un catión hacia la superficie del electrodo está fuertemente condicionada por la hidratación del catión. El resultado general es que los cationes con un gran radio molecular (y por lo tanto con baja hidratación) pueden contactar o ser adsorbidos en la superficie del electrodo, pero para la mayoría de los cationes el intercambio de energía libre en la adsorción por contacto es positivo y por lo tanto estará en contra del mecanismo de adsorción por contacto[8]. En la figura 2.2 (derecha) se muestra un ejemplo de un catión  $Na^+$  adsorbido por contacto en el electrodo de grafito.

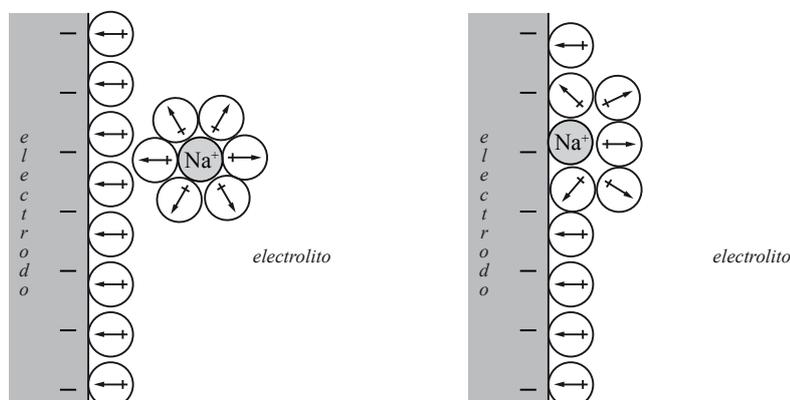


Figura 2.2: Cation situado sobre la doble capa eléctrica (izquierda); adsorción de contacto de  $Na^+$  sobre la superficie del electrodo de carbono (derecha)

Se podría esperar que como los aniones tienen carga negativa, la adsorción por contacto de aniones no se produciría. Analizando el balance de energía libre del sistema, se puede observar que el contacto electrodo-anión se favorece, ya que el balance neto de energía es negativo. Esta afirmación se puede corroborar en medidas experimentales, y el mecanismo de adsorción por contacto de un anión es relativamente común. El esquema de esta fijación sería similar al mostrado en la figura 2.2 (derecha), salvo que en este caso los dipolos de agua que están rodeando al anión estarían orientados hacia el electrodo.

A medida que se aleja de la doble capa (o la doble capa eléctrica compacta, como es citada en la literatura) se produce una repetición continua de este efecto, pero cada vez con una intensidad menor. Esta extensión de la doble capa compacta hacia el resto de la disolución es lo que se conoce como la doble capa difusa de Gouy-Chapman[18]. Su efecto en la cinética del electrodo y en la concentración de las especies electroactivas en la superficie del electrodo se manifiesta cuando las concentraciones del electrolito son bajas.

El resultado final de la formación de la doble capa eléctrica y los varios tipos de adsorción por contacto de iones influye directamente en la concentración real de las especies electroactivas en la superficie del electrodo e indirectamente modifica el gradiente de potencial en el lugar en el que ocurre la transferencia de electrones. Este hecho influirá, por lo tanto, en la capacidad del electrodo de retener más o menos cantidad de sal, para relacionarlo con el objetivo de este trabajo.

La distribución de potencial en las cercanías de un electrodo se muestra, de manera cualitativa, en la figura 2.3. El plano interno de Helmholtz se co-

responde a la región que contiene los iones adsorbidos por contacto y la capa de moléculas de agua más próxima al electrodo. Su potencial se suele expresar como  $\phi^i$ , con el potencial cero referenciado al de la solución. El plano externo de Helmholtz es aquel que definen los iones que no están adsorbidos por el electrodo, pero que se aproximan a él con una cubierta de moléculas de agua solvatadas. El potencial en este plano se expresa como  $\phi^o$  y al igual que el caso anterior, está referido al potencial de la disolución.

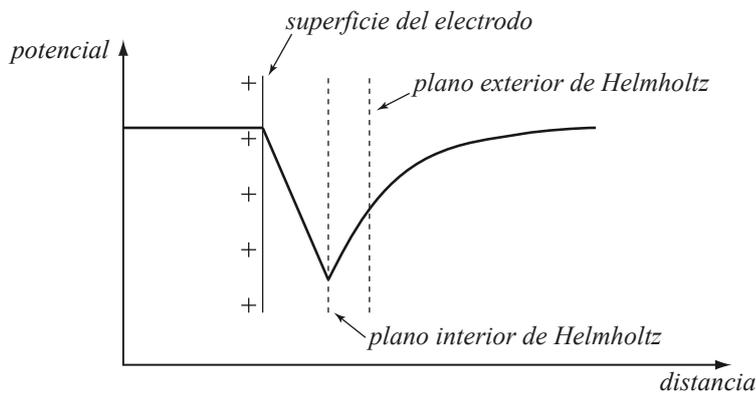


Figura 2.3: Distribución de potencial sobre el electrodo positivo

## Capítulo 3

# Características de los electrodos

### 3.1. Fabricación de los electrodos de carbono

#### 3.1.1. Serigrafía de capa gruesa

La serigrafía de capa gruesa es un proceso conocido dentro de la fabricación de semiconductores y de circuitos híbridos (en literatura inglesa, *thick film screen printed technology*). Es un proceso relativamente sencillo y de bajo coste, por lo que presenta muchas ventajas a la hora de fabricar los electrodos de carbono para desalinización.

La fabricación de los electrodos de carbono se realizó en una sala blanca clase 100.000, situada en las instalaciones de Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas de la Universidad de Oviedo. Estas condiciones aseguran el mínimo número de impurezas depositadas sobre los electrodos. Para este tipo de fabricación no sería necesario utilizar una sala de una clase superior.

#### **Serografiado con equipo DEK 1202**

El proceso de fabricación de estos electrodos de prueba es manual, ya que el equipo utilizado no dispone de un alimentador de sustratos. Dado que estos procesos están completamente automatizados en la industria y son bien conocidos, su escalado hacia producción en serie sería prácticamente inmediato.



Figura 3.1: Máquina de serigrafiado DEK 1202

La máquina de serigrafiado semiautomática utilizada (figura 3.1) dispone de un zócalo en el que se colocan los sustratos. Estos quedan fijados a él mediante la aplicación de una presión de vacío en la parte inferior; se utiliza una pequeña bomba de vacío externa acoplada a la máquina. El equipo está optimizado para el uso de sustratos con una área imprimible efectiva de aproximadamente  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ .



Figura 3.2: Rasqueta de plástico depositando pasta sobre sustrato

Una vez colocado el sustrato dentro del equipo, se deposita la cantidad necesaria de pasta sobre la pantalla. A continuación, una rasqueta de plástico se desliza sobre la pantalla imprimiendo la pasta sobre el sustrato (figura 3.2). Aunque esta máquina dispone de un alimentador automático de pasta, que permite depositar gradualmente ésta sobre la pantalla, en este caso la pasta se depositaba de forma manual sobre la pantalla, debido al reducido número de unidades fabricadas.

### **Secado de los sustratos**

Para conformar los sustratos serigrafados anteriormente éstos deben pasar por un proceso de secado. Es fundamental respetar los tiempos y las temperaturas de secado que vienen indicadas en las hojas de características del fabricante. Estos niveles de temperatura determinarán, entre otras cosas, el tipo de sustrato necesario. En este caso las pastas de carbono utilizadas son de baja temperatura, por lo que se secarán a unos 60 °C. Para ello, se ha utilizado el horno de baja temperatura (hasta un máximo de 200 °C) presente en las instalaciones del Departamento, mostrado en la figura 3.3.



Figura 3.3: Horno de secado utilizado

### 3.1.2. Supercondensador fabricado

Para la construcción de los supercondensadores utilizados en este trabajo se ha partido de sustratos individuales con una capa de carbono serigrafiada. La estructura del condensador se forma a base de capas apiladas de estos elementos. Posteriormente, se conectan alternativamente al polo positivo y al polo negativo general de la celda. Una muestra de los condensadores construidos se muestra en la figura 3.4.

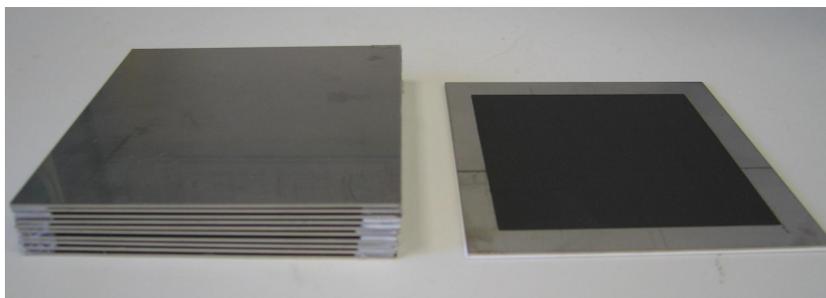


Figura 3.4: Pila de placas metálicas conectadas (izquierda). Ejemplo de una placa individual con capa de carbono (derecha).

### Sustrato elegido

Existen varios tipos de sustratos comúnmente utilizados en los procesos de serigrafía para componentes electrónicos. Algunos de los más utilizados son:

- Lexan® 9030 de 0,8 mm de espesor.
- Poliéster FR1 de 0,5 mm de espesor.
- Alúmina (93 %) de 0,5 mm de espesor.

Para la utilización de estas láminas como sustrato se necesitan que sean conductivas, ya que estas componen el electrodo sobre el que se aplica la diferencia de potencial. Como primer paso, se procedió a la utilización de láminas de acero inoxidable. Previamente se había asegurado una correcta adherencia del material de carbono desarrollado por el INCAR. Estos primeros electrodos están representados en la figura 3.4. Pese a que los resultados mecánicos y de conductividad fueron satisfactorios, la estabilidad del sustrato fue pobre, por lo que se procedió a su reemplazo.

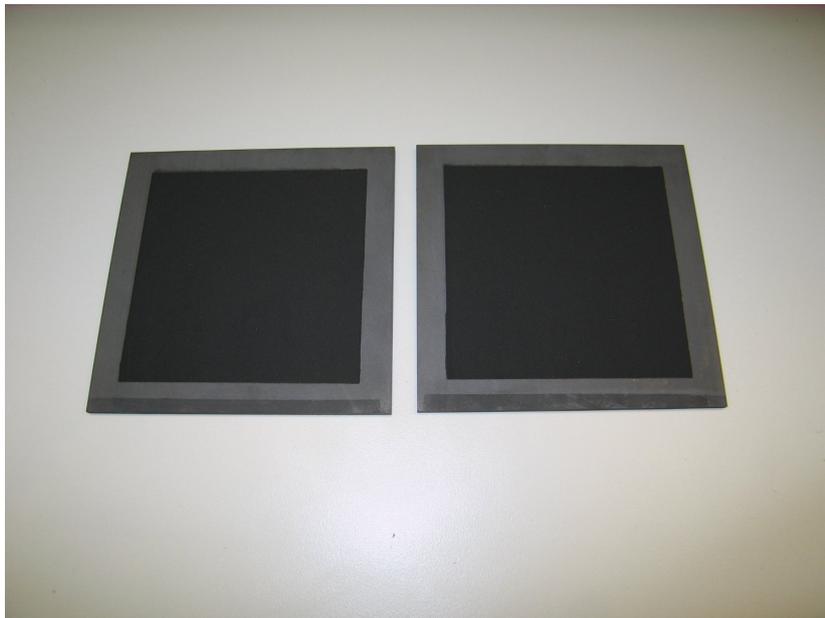


Figura 3.5: Electrodos fabricados sobre sustrato de grafito

En su lugar, se han utilizado sustratos de grafito para asegurar su estabilidad. Sus dimensiones son  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  con 2,5 mm de espesor. También se procedió a

modificar el aglutinante de la pasta para que esta pudiera ser depositada sobre este nuevo sustrato de distintas características, en concreto se utilizó un 10 % de PVDF. Las pantallas de serigrafiado usadas son de hilos de acero, con un *mesh* de 200 y un ángulo de 45°. Disponen de una zona de deposición de pasta cuadrada de  $8 \times 8 \text{ cm}^2$ .

En la figura 3.5 se puede apreciar una pareja de electrodos sobre sustrato de carbono. Para conseguir un espesor uniforme de la capa de carbono de aproximadamente unos  $100 \mu\text{m}$  se procedió a la aplicación de tres capas consecutivas de unos  $30 \mu\text{m}$  cada una.



Figura 3.6: Vista al microscopio de la superficie de los electrodos

La figura 3.6 muestra una vista aumentada  $\times 100$  de la superficie de la capa de carbono depositada en la que se puede apreciar su homogeneidad. Con esto se puede validar las temperaturas y el tiempo de secado de los sustratos: se ha procedido a realizar un secado en el horno de baja temperatura a  $60 \text{ }^\circ\text{C}$  durante 10 minutos. Posteriormente se han dejado secar durante 2 días en una estufa de vacío. Al finalizar este proceso, se comprobaron los valores tanto de adherencia como de conductividad del material depositado, obteniéndose resultados similares a los observados con el sustrato metálico.

### Ensamblaje de los electrodos

Para la construcción del supercondensador final se utiliza una pila de los sustratos fabricados anteriormente. La figura 3.7 muestra un módulo de prueba con sólo dos sustratos serigrafiados y placas de relleno. Este conjunto ha sido utilizado para determinar el equivalente eléctrico del condensador de doble capa formado al ser sumergido éste en agua salada. La pila de sustratos conectados entre sí forma una estructura equivalente a un condensador de alta capacidad. En la figura 3.8 se muestra el esquema de esta conexión.

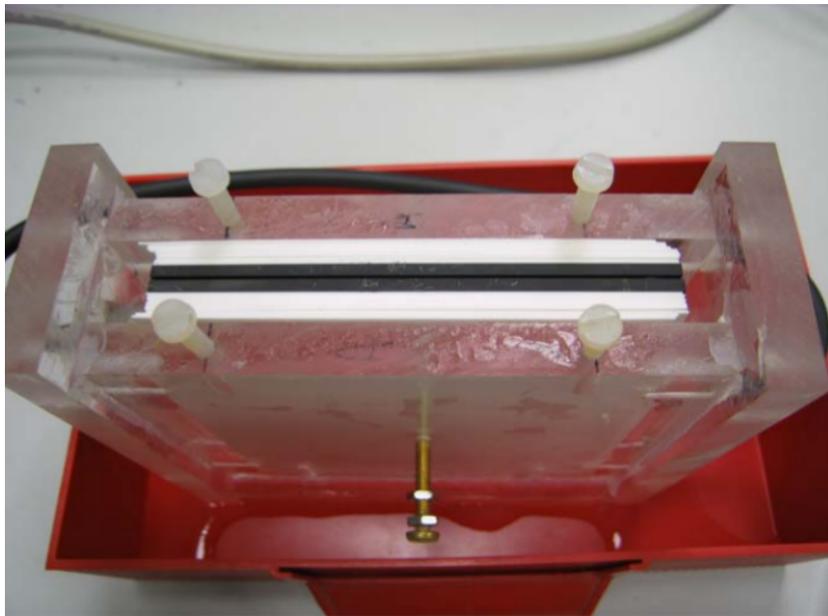


Figura 3.7: Electrodo de control para medidas de capacidad

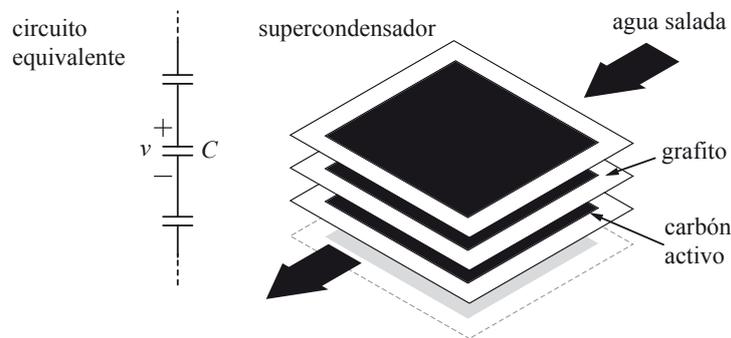


Figura 3.8: Circuito equivalente del condensador formado

Las condiciones de prueba utilizadas son las siguientes:

- Concentración de  $NaCl$  en el agua: 0,003 M
- Volumen de agua utilizado: 31,2 cm<sup>3</sup>
- Corriente de carga: 50 mA
- Tensión máxima entre electrodos: 1 V

La carga se produce a corriente constante desde una tensión residual de 0,2 V (debido a los ciclos previos de carga-descarga) hasta la tensión máxima. El valor de la capacidad equivalente se calcula a partir del tiempo de carga transcurrido. Para la situación anterior, el tiempo total fue de 20,7 s lo que se corresponde con una capacidad de 1,3 F. En la figura 3.9 se puede ver una captura de osciloscopio con la evolución de tensión y corriente referenciada.

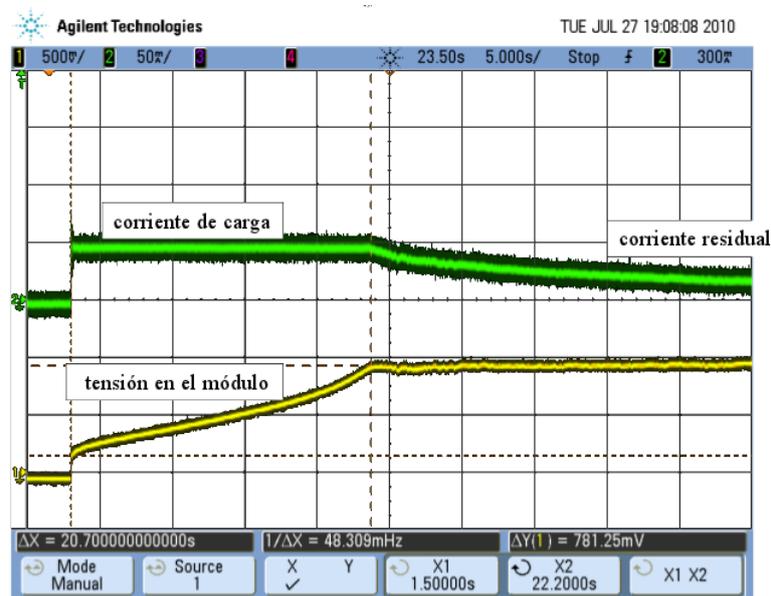


Figura 3.9: Evolución de la corriente y tensión de carga del condensador

Bajo esta primera construcción del condensador, la descarga de los electrodos se producía de una forma mucho más rápida a la esperada. El motivo es que se formaba un circuito parásito entre la zona reservada para los contactos eléctricos y la propia solución, detallado en la figura 3.10. La corriente residual presente después de tener la capacidad cargada es de  $30 \mu\text{A}$ .

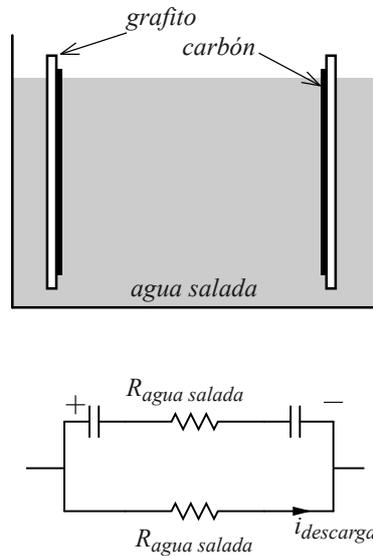


Figura 3.10: Circuito equivalente de una pareja de electrodos con fuga de corriente por zona no pasivada

Para eliminar este efecto indeseado se procedió a aislar los contactos eléctricos del condensador pasivando la región de los mismos que entraba en contacto directo con la solución. De esta forma, solamente la superficie de carbono queda expuesta a ésta.

Con el paquete de electrodos ya optimizado, se ha procedido a la caracterización de la capacidad resultante sumergiéndolos en agua de mar (concentración de sal al 0,6 M). Los resultados obtenidos han sido:

- Capacidad: 8,3 F
- Resistencia serie: 130 mΩ
- Resistencia paralelo: 5 kΩ

Cabe destacar que la resistencia paralelo obtenida es prácticamente el doble de la obtenida en el caso en el que las zonas no protegidas de los electrodos entraban en contacto con la solución. En la figura 3.11 se observan dos módulos de desalinización formados pilas de 10 sustratos cada uno, que serán utilizados en las pruebas finales del convertidor.

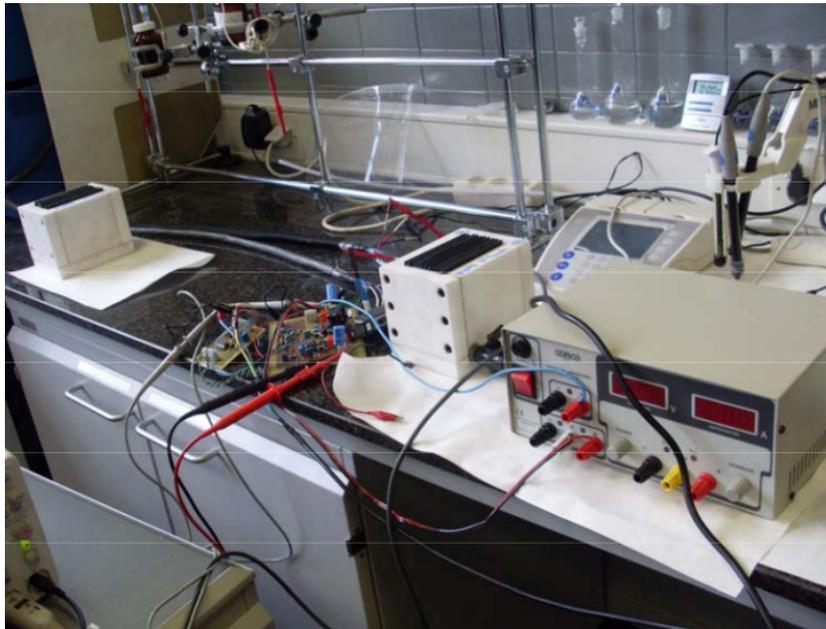


Figura 3.11: Módulos de supercondensadores en el laboratorio de pruebas

## 3.2. Ensayos de retención de sal

### 3.2.1. Electrodo serigrafados

La medida de la capacidad de retención de sal conseguida con esta etapa no es un proceso trivial. En este caso, se utilizó un método sencillo consistente en medir el peso de una columna de agua definida en varios estados de desalación. En concreto, se utilizó una micropipeta de precisión en la que se tomó una muestra de 100 ml. A continuación se toman las medidas de los pesos en una balanza calibrada y se puede obtener con ello una medida empírica de la cantidad de sal que se está reteniendo. El resultado de las medidas fue el siguiente:

- Agua destilada; volumen de control con peso 0,0782 mg
- Agua salada al 0,6 M; peso de 0,1144 mg
- Agua procesada con electrodos separados 0,6 mm y con una tensión aplicada de 1 V entre placas; peso de 0,1006 mg.

La retención de sal es  $0,1144 - 0,1006 = 0,0138$  mg, lo que se corresponde aproximadamente con el 10 % teniendo en cuenta el peso de la sal en el volumen

de agua considerado. Este valor es superior al esperado (ver sección 3.4.1). Esto puede ser debido a que la capacidad de la celda es superior, lo que indica una mayor retención, o a una falta de precisión en la medida. En cualquier caso, el objetivo de este cálculo es validar la estimación realizada de que toda la capacidad medida se obtiene a partir de los iones de sal retenidos.

En las siguientes medidas realizadas no se ha llegado a obtener una retención de sal tan alta pese a que se han tomado sobre el mismo conjunto. Debe tenerse en cuenta que una vez que los electrodos se someten al proceso de desalación, éstos acumulan una cierta cantidad de sal que no es eliminada y que por lo tanto hace que su capacidad de adsorción sea menor.

### 3.2.2. Electrodo fabricados en el INCAR

Los resultados anteriores pueden ser comparados con los obtenidos con electrodos fabricados en el INCAR[41]. Estas placas han sido realizadas mediante colado en cinta (*tape casting*, en literatura inglesa). Los valores se presentan en la tabla 3.1. En este caso, los electrodos se encuentran separados una distancia de 1 cm.

Tabla 3.1: Retención de sal en los electrodos del INCAR

Espesor ( $\mu\text{m}$ )	$m_{we}$ (g)	$m_{tot}$ (g)	$A_{elec}$ ( $\text{cm}^2$ )	NaCl ( $\text{mol}/\ell$ )	$C_{esp}$ (F/g)	$C_{cel}$ (F/g)	Sal ret (mg)
100	0,207	0,5053	76	0,3	57,942	29,278	29,66
200	0,389	0,7787	77	0,3	48,420	37,705	37,87
400	0,673	1,2680	65	0,3	35,202	44,636	-
100	0,205	0,4357	76	0,6	52,612	22,923	60,80
200	0,370	0,7716	77	0,6	50,486	40,318	66,00
400	0,610	1,3131	65	0,6	44,705	58,702	-

La sal retenida es similar al caso anterior, si se comparan los electrodos sumergidos en la misma concentración de agua salada. También puede verse que al aumentar la concentración de sal, el hecho de duplicar el espesor de los electrodos no produce un aumento significativo de la retención de sal. Esto puede ser provocado por una saturación en la zona de la doble capa, que impide la fijación de más moléculas.

El volumen de agua utilizado en estos ensayos es  $100 \times 100 \times 1 = 10 \text{ cm}^3$ .

Por lo tanto, como el agua tiene una concentración del 0,6 M:

$$35 \frac{\text{g}}{\ell} \times \frac{1 \ell}{1 \text{ dm}^3} \times \frac{1 \text{ dm}^3}{1 \cdot 10^3 \text{ cm}^3} \times 10 \text{ cm}^3 = 350 \text{ mg}$$

Según los resultados de la tabla 3.1, los límites de retención conseguida serían:

- Máxima retención:  $\frac{60 \text{ mg}}{350 \text{ mg}} = 15 \%$
- Mínima retención:  $\frac{30 \text{ mg}}{350 \text{ mg}} = 8,5 \%$

### 3.3. Cálculos sobre la capacidad de retención de sal

Para poder establecer una base de valores con los que poder comparar la capacidad de retención real de los condensadores, se ha obtenido una estimación de adsorción teórica de estos elementos. La aproximación se ha realizado de una forma simplificada, utilizando relaciones químicas básicas. De todas formas, los cálculos han sido validados por en INCAR y son aceptables para ser cotejados con valores medidos en laboratorio.

Estos cálculos no tienen en cuenta, por ejemplo, cómo evoluciona la concentración de sal con la distancia entre los electrodos. Es decir, no se refleja el efecto de la formación de la doble capa sobre la superficie del carbón. Otro elemento a destacar es que se ha realizado el cálculo sobre una retención total de los electrolitos, lo que no es físicamente realista en el proceso de desalación.

#### 3.3.1. Capacidad necesaria para retener toda la sal existente en agua de mar por litro

Partiendo de las concentraciones de sal en el agua:

- Agua potable: 0,5 g/ℓ de sal (0,05 % en volumen).
- Agua salada: 35,0 g/ℓ de sal (3,5 % en volumen).

El peso atómico de la sal se calcula simplemente sumando los pesos atómicos individuales de los elementos constituyentes.

- Peso atómico del sodio: 22,98 g/mol.

- Peso atómico del cloro: 35,50 g/mol.

Por lo tanto, el peso atómico del  $NaCl$  será la suma de ambos, es decir 58,49 g/mol. Expresando estos números por su contenido en iones, 1 mol de cloruro de sodio contiene  $N_A$  de iones  $Na^+$  y  $N_A$  iones  $Cl^-$ , donde  $N_A$  es el número de Avogadro ( $N_A = 6,023 \cdot 10^{23}$ ). Con estos valores se puede obtener la carga total del  $NaCl$  por unidad de peso atómico.

$$\frac{35 \text{ g}}{\ell} \times \frac{1 \text{ mol}}{58,49 \text{ g}} = 0,6 \frac{\text{mol}}{\ell} \text{ de } NaCl \quad (3.1)$$

$$\frac{0,6 \text{ mol}}{\ell} \times N_A = \frac{3,6 \cdot 10^{23} \text{ iones de } Cl^- \text{ y } Na^+}{\ell} \quad (3.2)$$

$$\frac{3,6 \cdot 10^{23} \text{ iones}}{\ell} \times q = 57 \cdot 10^3 \frac{C}{\ell} \quad (3.3)$$

donde  $q$  es la carga del electrón, tomada en el cálculo anterior como  $1,6 \cdot 10^{-19}$  C. Utilizando la relación entre carga, capacidad y tensión podemos obtener la capacidad necesaria para retener toda la sal de un litro para un determinado voltaje aplicado. En el caso descrito:

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{57 \cdot 10^3 \text{ C}/\ell}{10 \text{ V}} = 5,7 \cdot 10^3 \frac{F}{\ell} \quad (3.4)$$

Este valor es considerablemente alto, por lo que su realización en una sola etapa es a todos los efectos inviable. Por ello, se debe acudir a un proceso con múltiples etapas. Este concepto se desarrolla en la sección 3.7.

### 3.4. Medidas experimentales sobre los condensadores

Utilizando el banco de pruebas mostrado en la figura 3.11 se procedió a tomar medidas de capacidad para dos muestras de control de agua potable y salada. El objetivo era obtener unos primeros resultados sobre la variación de la capacidad necesaria para conseguir una desalación efectiva. El condensador utilizado sólo tiene dos sustratos, como el mostrado en la figura 3.7. Las dos placas se encuentran separadas 0,6 mm y el voltaje aplicado entre ellas es de 1 V. La superficie de carbono que se encuentra sumergida en el agua es de  $8 \times 8 \text{ cm}^2$ . Los resultados obtenidos son:

- Agua potable, capacidad obtenida 2,18 F.

- Agua salada (al 0,6 M), capacidad obtenida 6,5 F.

Esto representa que la capacidad se reduce a un tercio de la inicial durante el proceso de desalación. La energía almacenada en las etapas será cada vez menor a medida que la capacidad de los electrodos es menor. Esto implicaría que se deberá realizar un mayor aporte energético externo en estas zonas finales del proceso. Lo que sucede es que al ser menor la capacidad también es menor la energía necesaria para alcanzar la tensión nominal de la celda. Lo que en efecto ocurre es que la resistencia serie será mayor en estas fases, lo que penalizará el rendimiento.

También se puede extraer de este resultado que, como ya se había advertido, los cálculos realizados con los pesos atómicos de los compuestos son aproximadas. El agua potable mantiene una tercera parte de la capacidad en el agua salada por lo que no es necesario eliminar todos los iones por completo.

### 3.4.1. Retención de sal entre dos electrodos de carbono

Una vez obtenido el valor necesario de capacidad teórica para retener toda la sal del agua de mar por litro, se necesita calcular la adsorción de dos de las placas fabricadas. Las condiciones de este cálculo son las mismas que los resultados experimentales obtenidos en la sección anterior, en el que la capacidad obtenida era aproximadamente 6,5 F.

El volumen de agua contenido entre las dos placas es de  $0,6 \times 80 \times 80 = 3840 \text{ mm}^2$ .

$$Q = C \cdot V = 6 \text{ F} \cdot 1 \text{ V} = 6 \text{ C} \quad (3.5)$$

El número de moles totales en la solución será, por tanto:

$$\frac{6 \text{ C}}{q} = 3,75 \cdot 10^{19} \text{ iones} \quad (3.6)$$

$$\frac{3,75 \cdot 10^{19} \text{ iones}}{N_A} = \frac{3,75 \cdot 10^{19}}{6,023 \cdot 10^{23}} = 62,3 \cdot 10^{-6} \text{ moles} \quad (3.7)$$

Esto quiere decir que la cantidad total de sal retenida entre los dos electrodos es de:

$$62,3 \cdot 10^{-6} \text{ moles} \times 58,49 \frac{\text{g}}{\text{mol}} = 3,64 \cdot 10^{-3} \text{ g} \quad (3.8)$$

En el volumen de agua entre los electrodos, hay una cantidad total de sal igual a:

$$35 \frac{\text{g}}{\ell} \times 3840 \text{ mm}^3 \times \frac{1 \ell}{1 \cdot 10^6 \text{ mm}^3} = 134 \text{ mg} \quad (3.9)$$

Por lo tanto, el porcentaje de sal retenida con dos placas colocadas a una diferencia de potencial de 1 V es de  $3,64/134 = 2,6\%$ .

### 3.4.2. Capacidad necesaria para retener toda la sal entre dos electrodos

Siguiendo con los cálculos anteriores, se puede determinar fácilmente cuál sería la capacidad necesaria para retener todos los iones de la solución con los dos electrodos considerados. En el volumen de agua entre los electrodos, hay una cantidad total de sal igual a:

$$35 \frac{\text{g}}{\ell} \times \frac{3840}{1 \cdot 10^6} \ell \times \frac{1 \text{ mol}}{58,48 \text{ g}} = 2,29 \cdot 10^{-3} \text{ moles} \quad (3.10)$$

$$2,29 \cdot 10^{-3} \text{ moles} \times N_A = 1,37 \cdot 10^{21} \text{ iones} \quad (3.11)$$

$$1,37 \cdot 10^{21} \text{ iones} \times q = 219 \text{ C} \quad (3.12)$$

Como la tensión aplicada entre los electrodos es de 1 V, esto representa que el condensador formado debería tener una capacidad de 219 F para retener la totalidad de la sal que se encuentra en el volumen de agua entre las placas. Esto es, lógicamente, siguiendo esta aproximación. En estos cálculos no se ha tenido en cuenta la formación de la doble capa sobre los electrodos. Esto implica que se ha considerado la eliminación completa del electrolito en la disolución, quedando prácticamente agua destilada.

Pese a lo aproximado del cálculo, de este se pueden extraer varias conclusiones. Para obtener esta capacidad sería necesario aumentar la superficie de los electrodos considerablemente. Esto hace que los elementos parásitos aumenten también en la respectiva medida. En particular, si la superficie de los electrodos de un condensador de placas planas aumenta, su resistencia serie disminuirá. Este efecto es favorable, y depende fundamentalmente de buena conductividad de la unión eléctrica con el grafito. Por otro lado, la resistencia paralelo también disminuiría, perdiéndose parte de la energía durante la transferencia en este elemento, ya que está en paralelo con el condensador formado. Se puede evaluar la utilización de múltiples etapas desalinizadoras a fin de obtener una capacidad total equivalente. En este caso, también se penaliza el rendimiento global. El uso de varios convertidores de las mismas características hará que se empeore la eficiencia energética.

Por lo tanto, habrá que buscar una solución de compromiso entre la concentración de sal que se desea eliminar y la superficie de los electrodos. También es necesario tener en cuenta que se debe evitar el mínimo número de etapas desalinizadoras posible.

### 3.5. Medidas físicas realizadas sobre los electrodos

Para obtener unas medidas base de los parámetros principales de los electrodos, se ha procedido a analizar varias unidades fabricadas tanto en el Universidad de Oviedo como en el INCAR. Las fabricadas en este trabajo han seguido el método descrito en la sección 3.1.1. Para determinar la cantidad de carbono depositada sobre los electrodos, se ha realizado el pesaje de las placas antes y después de su proceso de serigrafía; los resultados se muestran en la tabla 3.2. Todas ellas han sido secadas durante un día en una estufa de vacío.

Tabla 3.2: Pesaje de los electrodos fabricados

Placa	Espesor ( $\mu\text{m}$ )	Peso (g)	Serigrafiado (g)	Electrodo (g)
1	56	45,3539	45,9839	0,630
2	56	45,1225	45,4583	0,336
3	56	45,9917	46,2200	0,228
4	133,5	45,5918	46,1950	0,603
5	157,8	45,3190	45,9738	0,655
INCAR 1	100	46,0217	46,3324	0,311
INCAR 2	100	45,6636	46,0101	0,346

Las diferencias en el espesor se debe a las diferentes pasadas realizadas sobre las placas. Así, para la placa 1 se ha serigrafiado por ambas caras una sola pasada. Para las placas 2 y 3 sólo están impresas por una cara. Las placas 4 y 5 han recibido tres capas de carbono. Las placas fabricadas por *tape casting* tienen el espesor controlado, establecido a 100  $\mu\text{m}$ ; se corresponden con las identificadas como INCAR 1 e INCAR 2 en la tabla 3.2.

Los electrodos son sumergidos en agua salada al 0,6 M como se representa en la figura 3.12. El agua en contacto con los electrodos tiene un volumen de 6  $\text{cm}^3$ , salvo en el caso en el que se indica más volumen de agua; en este caso el volumen es de 10  $\text{cm}^3$ .

\* sin escala

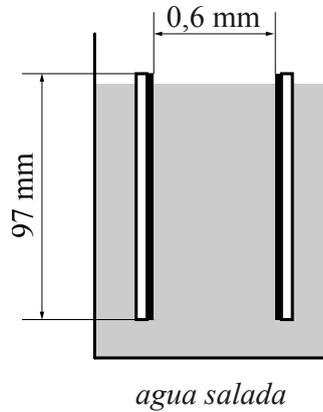


Figura 3.12: Esquema de las pruebas de los electrodos

Para realizar las medidas correspondientes se somete a los electrodos a un proceso de carga con corriente constante de 1 A, y a una descarga libre una vez alcanzada la tensión límite de 1 V. Los parámetros que se miden para el condensador son, siguiendo el modelo más simple, la resistencia serie, la resistencia paralelo y su capacidad. La figura 3.13 representa el esquema eléctrico durante el proceso de carga.

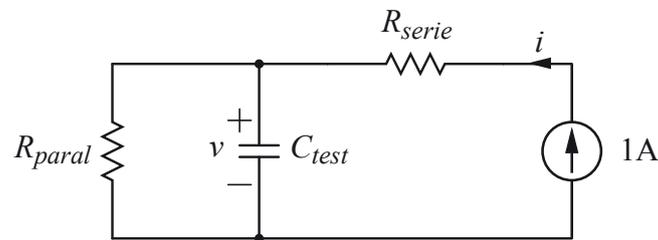


Figura 3.13: Circuito eléctrico durante el proceso de carga

La medida de la capacidad se realiza a través de la pendiente de la tensión obtenida durante la carga. Para ello, se utiliza la ecuación básica del condensador expresada en forma incremental.

$$C \cdot \frac{dV}{dt} = I$$

$$C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (3.13)$$

La resistencia serie se obtiene como el salto inicial en tensión que se aprecia en el osciloscopio. Durante el instante inicial de carga, cuando el condensador se

encuentra totalmente descargado, la tensión que aparece en el circuito es debida a la  $R_{serie}$ . El esquema eléctrico de este instante se ve en la figura 3.13.

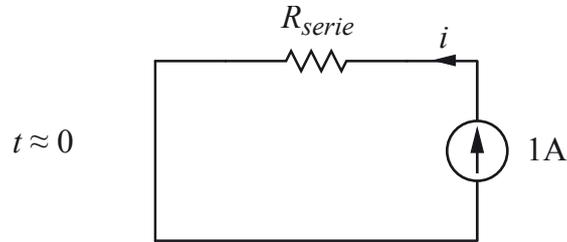


Figura 3.14: Circuito eléctrico para el cálculo de  $R_{serie}$

Para calcular la resistencia paralelo del circuito equivalente se utiliza el proceso de descarga libre del condensador. En este caso, en la figura 3.15, toda la corriente de descarga pasa por la  $R_{paral}$ .

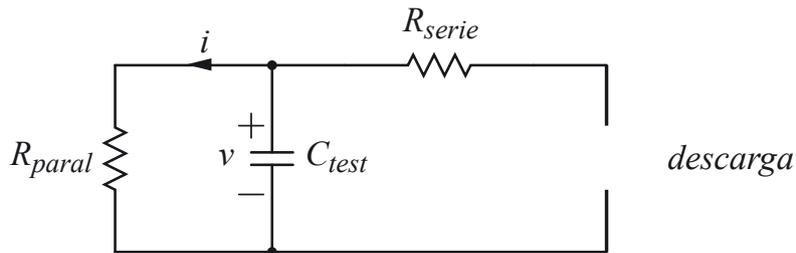


Figura 3.15: Circuito eléctrico durante el proceso de descarga

Las capturas de osciloscopio son muy similares para todos los casos estudiados, por lo que sólo se mostrará una de ellas correspondiente a la primera fila de la tabla 3.4 a modo representativo.

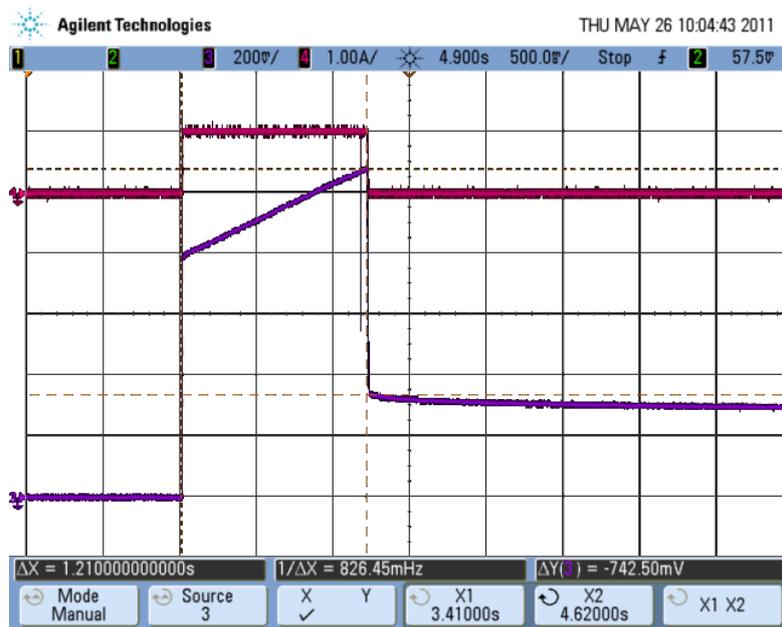


Figura 3.16: Carga del condensador equivalente de 4 F

Tabla 3.3: Configuración de los electrodos

Configuración	Descripción
Placas 2-3	Referencia
Placas 2-3 Mejor contacto	Mejorando el contacto eléctrico con los substratos
Placas 4-5	Con mayor espesor que las de referencia
INCAR 1-2	Referencia del INCAR con <i>tape casting</i>
INCAR 1-2 más volumen de agua	El volumen de agua se aumenta en $1\text{ m}^3$ respecto al caso anterior
Placas 4-1-5	Prueba con tres placas de mayor espesor
Placas 4-1-5 carga a 0,5 A	La corriente de carga se reduce del caso anterior a 1 A a 0,5 A

Tabla 3.4: Propiedades de los electrodos

Configuración	$R_{serie}$ (m $\Omega$ )	$R_{paral}$ ( $\Omega$ )	$C$ (F)
Placas 2-3	742	6,75	4
Placas 2-3 mejor contacto	640	386	3,7
Placas 4-5	377	56.8	8,8
INCAR 1-2	360	119	8,35
INCAR 1-2 más volumen de agua	310	90	11
Placas 4-1-5	590	109	4,6
Placas 4-1-5 carga a 0,5 A	470	75	6,6

Los resultados obtenidos en la tabla anterior fueron inferiores a los esperados, especialmente comparándolos con las pruebas iniciales. Tras una revisión del sistema de carga, se observó un rápido deterioro de los contactos con los electrodos. Para mitigar en la medida de lo posible este efecto, se ha procedido a fijar los electrodos a los contactos exteriores mediante una resina epoxi conductiva, en concreto LOCTITE® 3880. Como se puede ver en la tabla 3.5 las medidas son más adecuadas a las esperadas, además de tener unas características muy superiores a las anteriores. Sobre todo, se pueden apreciar mejoras en la resistencia serie, principal afectada por este mal contacto. En la figura 3.17 se aprecia la fijación de los contactos mediante este pegamento.

Tabla 3.5: Propiedades de los electrodos (con resina epoxi)

Configuración	$R_{serie}$ (m $\Omega$ )	$R_{paral}$ ( $\Omega$ )	$C$ (F)
Placas 4-5	40	317	3,5
INCAR 1-2	105	160	6,25
INCAR 1-2 más volumen de agua	87	100	10
Placas 4-1-5	100	3000	0,15

Los valores de capacidad mostrados en la tabla 3.5 son inferiores a los iniciales, pese a que la resistencia serie ha mejorado. Esto puede ser debido a que esta prueba se hizo después de haber realizado varios ciclos de carga-descarga, lo que limitaría su capacidad.

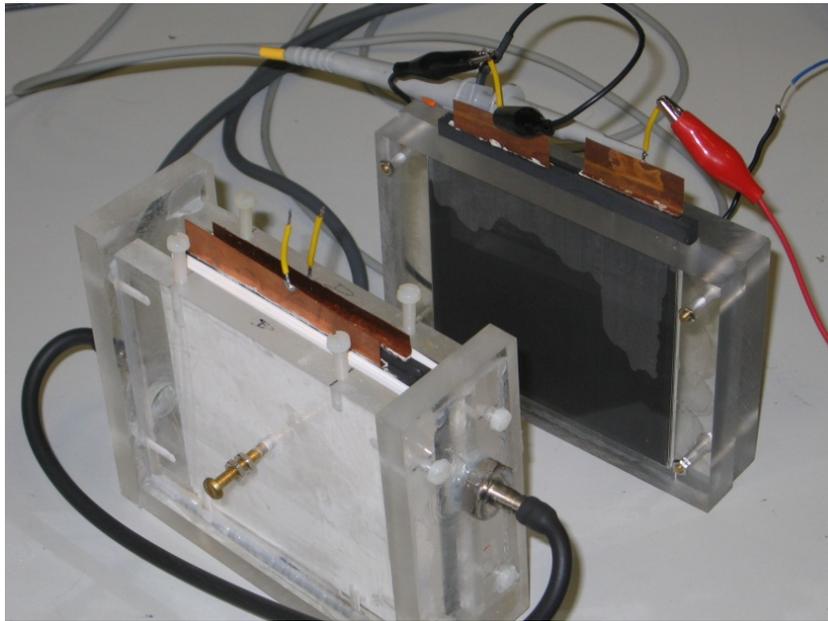


Figura 3.17: Contactos fijados con resina epoxi

### 3.5.1. Influencia del contacto exterior de los electrodos

A partir de las distintas resistencias presentes en la celda electroquímica, mostradas en la figura 3.18, se puede determinar que la resistencia total del circuito es:

$$R_{serie} = R_{contacto} + R_{grafito} + R_{H_2O} \quad (3.14)$$

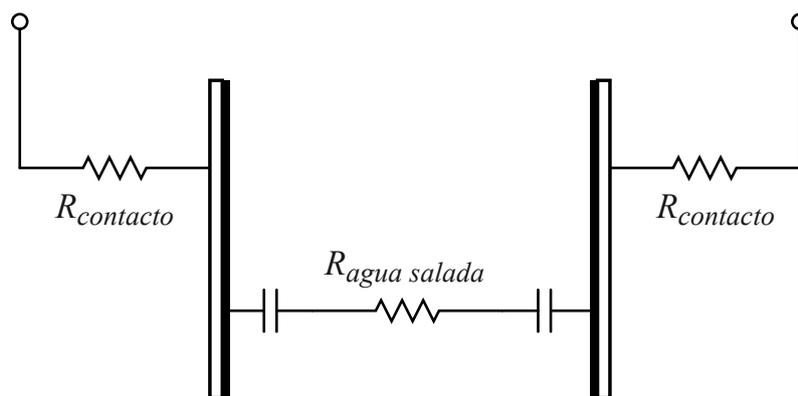


Figura 3.18: Resistencias entre los contactos

La resistividad del grafito es muy baja comparada con las otras dos, aproxi-

madamente entre 9 y 40  $\mu\Omega\text{m}$ . La resistividad del agua depende de la concentración de sal que esté disuelta en ella. Los valores típicos para la resistividad del agua se muestran a continuación[23].

- Agua de mar 53000  $\frac{\mu S}{\text{cm}}$
- Agua potable 50 ÷ 100  $\frac{\mu S}{\text{cm}}$
- Agua ultrapura 5,5 × 10<sup>-6</sup>  $\frac{\mu S}{\text{m}}$

La conductividad del agua en función de la concentración de sal disuelta en ella puede obtenerse como[23]:

$$\text{Conductividad} \left[ \frac{\mu S}{\text{cm}} \right] = 0,919 + 2040,352 \times C_{NaCl} \left[ \frac{\text{g}}{\ell} \right] \quad (3.15)$$

La resistividad del agua contenida en la celda electroquímica de espesor  $e$  y superficie  $S$  será por lo tanto:

$$R_{H_2O} = \frac{1}{0,919 + 2040,352 \times C_{NaCl}} \times \frac{e}{S} \quad (3.16)$$

La evolución de la resistencia total de la celda estará directamente relacionada con la resistencia del agua, como se muestra en la figura 3.19.

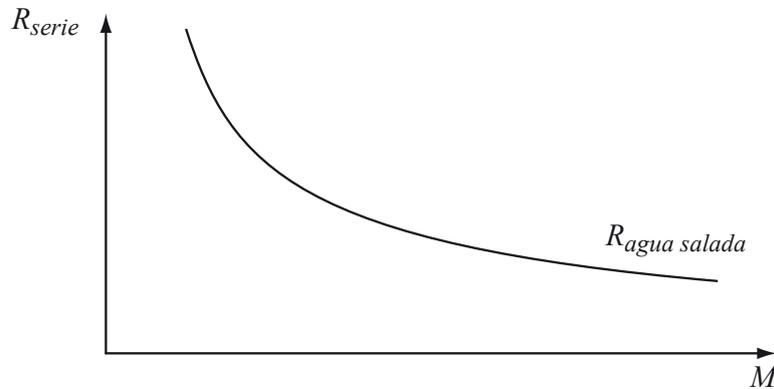


Figura 3.19: Resistencia serie en función de la concentración

A medida que el proceso de desalación elimine sal de la disolución, la resistencia del conjunto irá incrementándose progresivamente.

- La conductividad del agua al 0,6 M es de 5  $\frac{S}{m}$ . Por lo tanto, la parte de la resistencia serie correspondiente al agua en este caso será:

$$R_{H_2O} = \frac{1}{5} \times \frac{e}{S} = \frac{1}{5} \times \frac{0,6 \text{ mm}}{100 \times 100 \text{ mm}^2} \approx 10 \text{ m}\Omega \quad (3.17)$$

- Con agua dulce, la conductividad es  $0,05 \frac{S}{m}$ . Así, la resistencia serie correspondiente será:

$$R_{H_2O} = \frac{1}{0,05} \times \frac{0,6 \text{ mm}}{100 \times 100 \text{ mm}^2} \approx 1 \Omega \quad (3.18)$$

Otra conclusión clave de la comparación entre los valores de resistencia en 3.14 es que la mayor aportación es producida por la resistencia del contacto. Con un mal contacto se pueden tener valores de varios ohmios lo que empeora el rendimiento considerablemente. Sin embargo, en este trabajo se han fabricado celdas con una resistencia de contacto entre el grafito y los electrodos de tan sólo  $10 \text{ m}\Omega$ . Este contacto se puede mejorar incrementando la superficie. En teoría, se podría disponer de tanta superficie como la propia placa de grafito, lógicamente si después se pasiva de forma adecuada. En resumen, este paso afecta a la mejora del proceso de fabricación de los electrodos.

### 3.5.2. Apilamiento de los electrodos

Otro punto a estudiar consiste en el comportamiento de los electrodos apilados. Dado que la tensión de las celdas no puede superar la tensión de disociación del agua, se deben utilizar varias placas en paralelo para que la tensión entre ellas sea admisible. Por ello, se procedió a analizar el comportamiento de varios electrodos conectados en serie. Las placas han sido muestras fabricadas por el INCAR. El área efectiva de carbón es de  $6 \times 97 \text{ mm}^2$ . Al igual que en caso anterior representado en la figura 3.12 la separación entre cada pareja de placas es de  $0,6 \text{ mm}$ . La corriente de carga para todos los ensayos es constante e igual a  $1 \text{ A}$ . El volumen de agua introducido en la celda de prueba es de  $66 \text{ cm}^3$

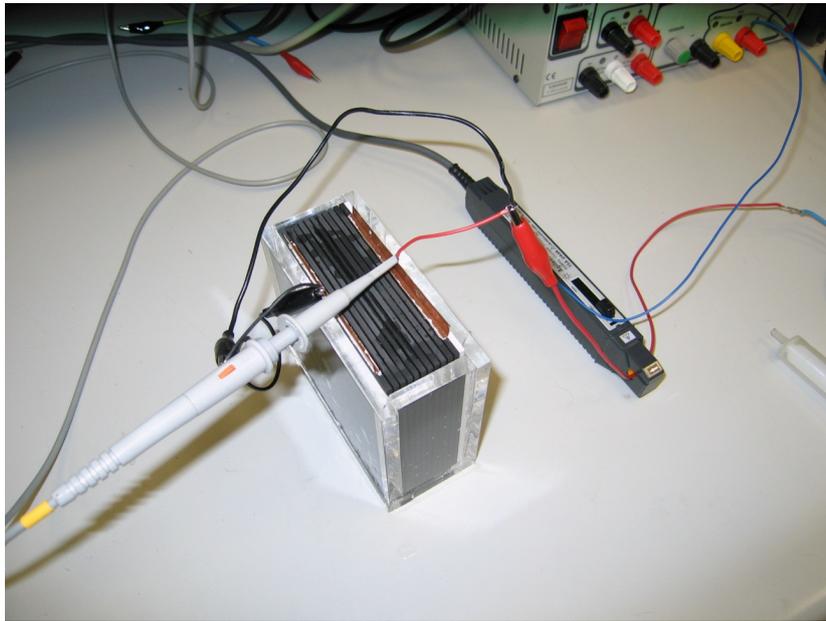


Figura 3.20: Ensayo de placas apiladas del INCAR

Tabla 3.6: Propiedades de los electrodos apilados

Configuración	$R_{serie}$ (m $\Omega$ )	$R_{paral}$ ( $\Omega$ )	$C$ (F)
11 placas	195	64	0,6
10 placas	190	57	0,72
9 placas	180	52	0,8
8 placas	170	44,6	0,97
7 placas	152	38	1,14
6 placas	135	33,6	1,35
5 placas	116	24,5	1,7
4 placas	110	20	2,34
3 placas	98,7	10	4
2 placas	81	16,5	7,4

Los datos se pueden comparar en las figuras 3.21, 3.23 y 3.22 en las que se comparan  $R_{serie}$ ,  $R_{paral}$  y  $C$  respectivamente.

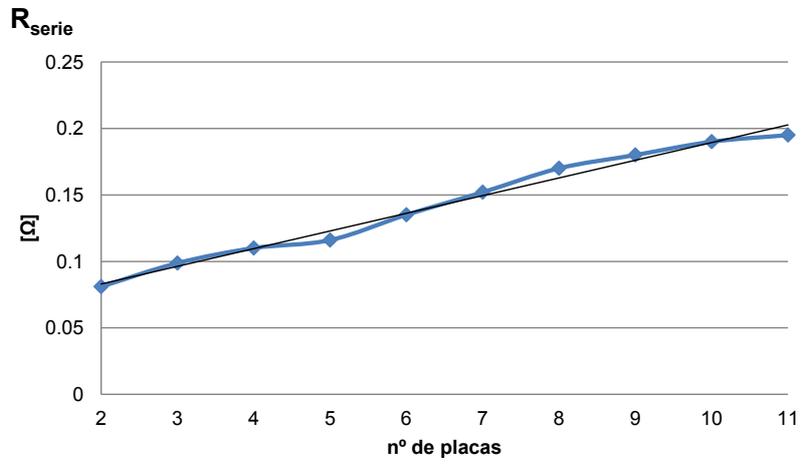


Figura 3.21: Resistencia serie de varias placas de electrodos

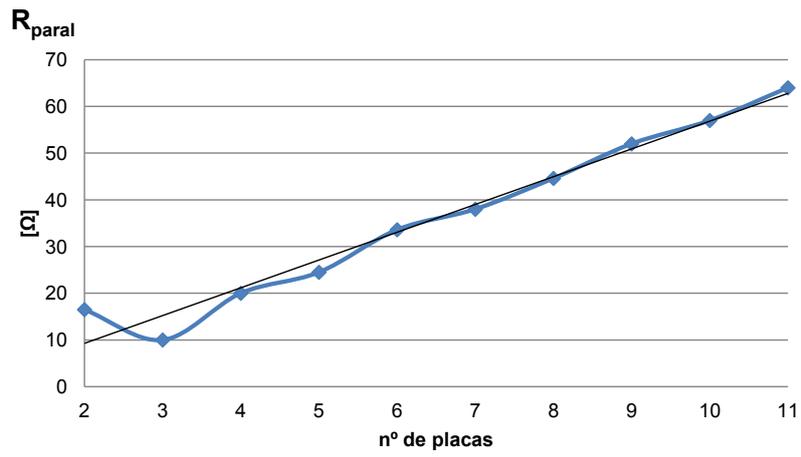


Figura 3.22: Resistencia paralelo de varias placas de electrodos

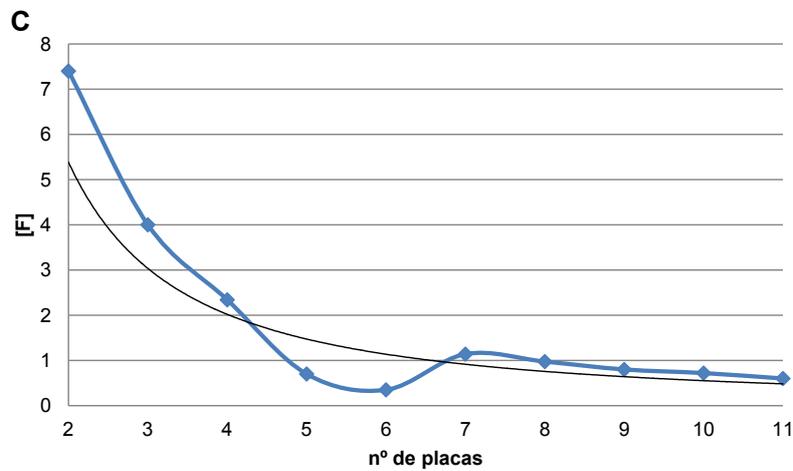


Figura 3.23: Capacidad de varias placas de electrodos

### 3.5.3. Características frente a concentración y distancia entre electrodos

Las características de los electrodos frente a la distancia entre los electrodos se han obtenido bajo las siguientes condiciones:

- Superficie activa total:  $80 \times 80 \text{ mm}^2$ .
- Superficie mojada:  $80 \times 25 \text{ mm}^2$ .
- Concentración de agua salada: 0,6 M.
- Corriente de carga constante: 1 A.

Los resultados obtenidos para las distancias estudiadas se representan en las figuras 3.24, 3.25 y 3.26.

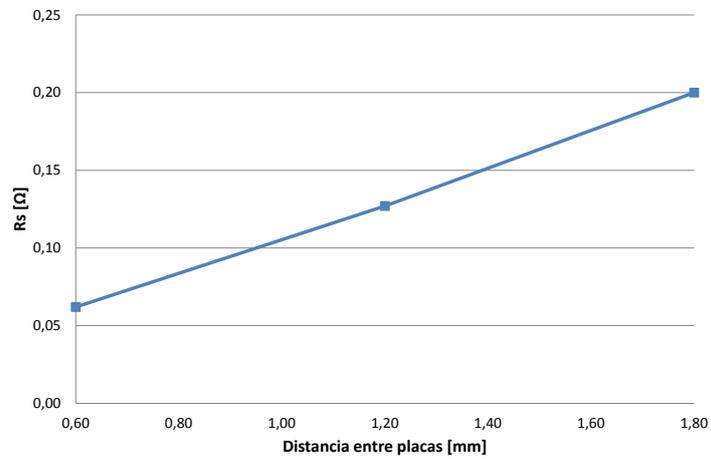


Figura 3.24: Resistencia serie en función de la distancia entre electrodos

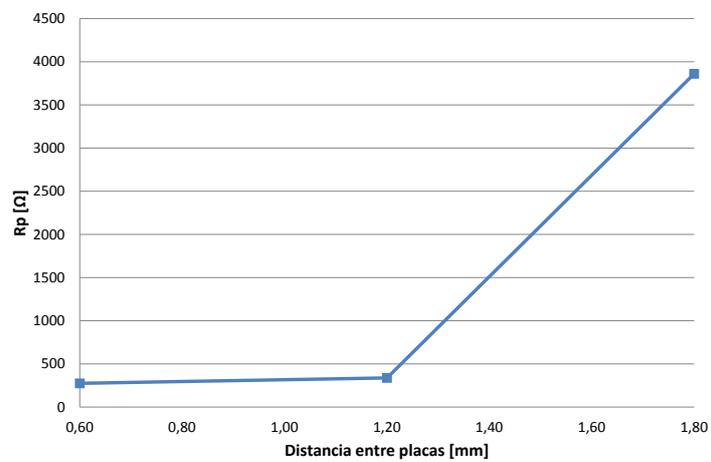


Figura 3.25: Resistencia paralelo en función de la distancia entre electrodos

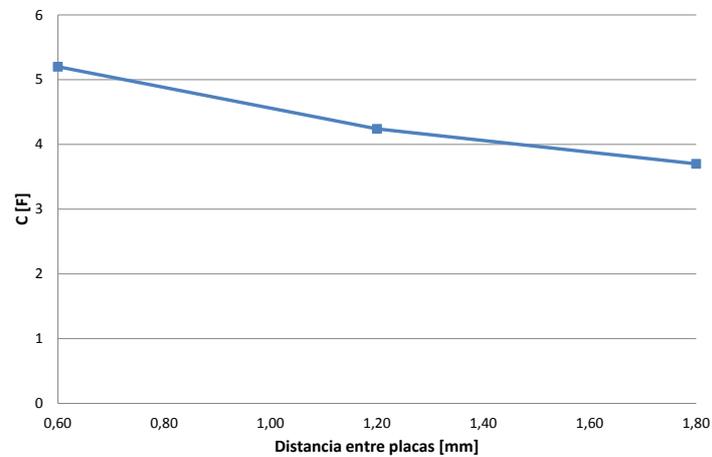


Figura 3.26: Capacidad en función de la distancia entre electrodos

El análisis variando la concentración de la sal presente en el agua se ha realizado en las siguientes condiciones:

- Volumen de agua:  $8 \text{ cm}^3$  (cubre prácticamente la totalidad de la superficie activa de los electrodos).
- Corriente de carga constante: 1 A.
- Distancia entre placas: 0,6 mm.

Las figuras 3.27, 3.28 y 3.29 resumen los parámetros del circuito equivalente para cada caso que han sido obtenidas.

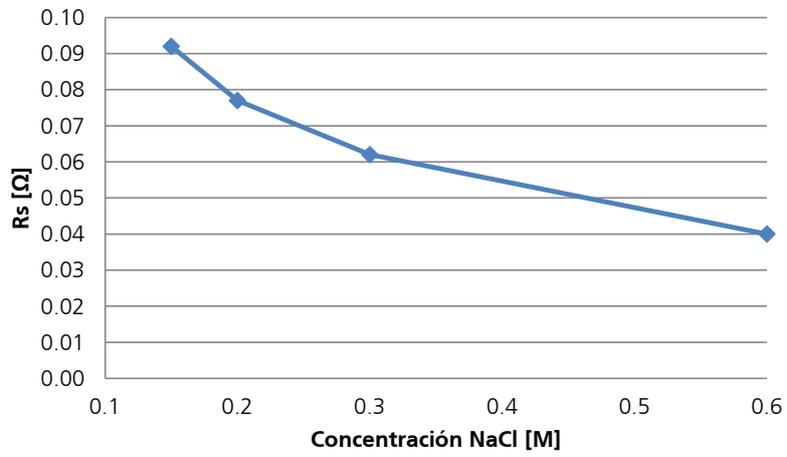


Figura 3.27: Resistencia serie en función de varias concentraciones

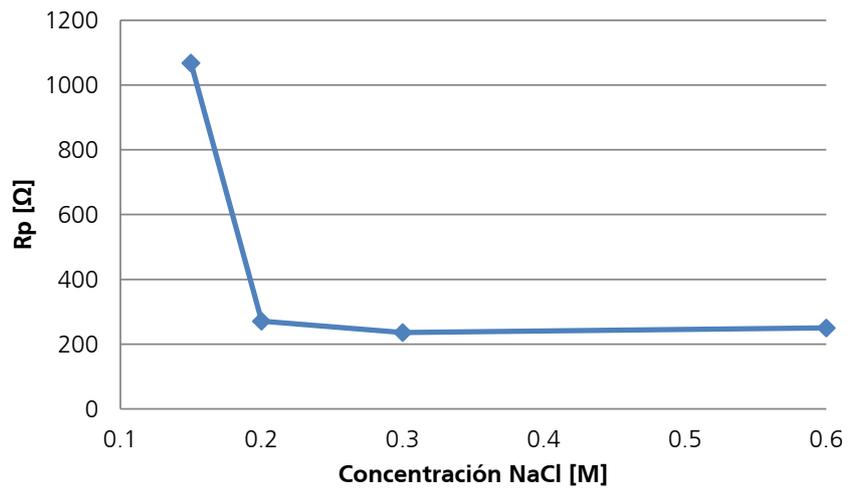


Figura 3.28: Resistencia paralelo en función de varias concentraciones

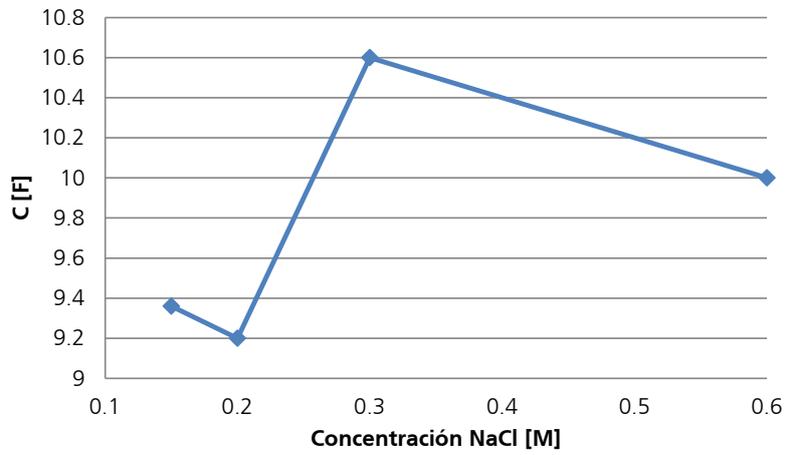


Figura 3.29: Capacidad en función de varias concentraciones

### 3.6. Influencia de la resistencia serie y paralelo en las pérdidas

Las posibles topologías y estrategias de control serán detalladas en el capítulo 4, pero cabe adelantar aquí que el convertidor utilizado en el proceso de carga utilizará una corriente definida por  $I_{L_{max}}$  e  $I_{L_{min}}$ .

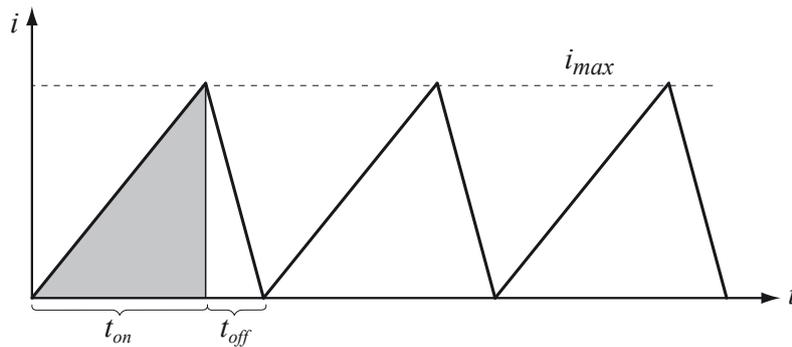


Figura 3.30: Evolución de la corriente por la bobina en el convertidor

Suponiendo  $I_{L_{max}}$  constante, el modelo simplificado de la celda estática puede ser representado como se muestra en la figura 3.31.

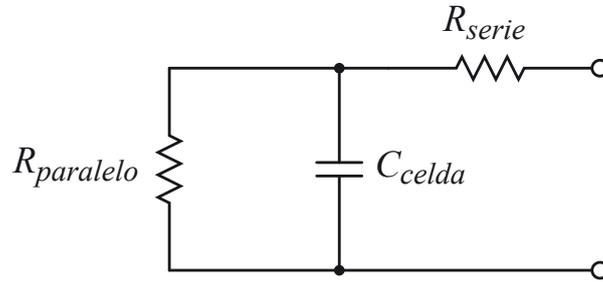


Figura 3.31: Modelo simplificado de la celda estática

La corriente eficaz por la bobina será, a partir de la figura 3.30:

$$I_{L_{ef}} = \frac{V_C T}{3L} \sqrt{d^3}$$

La potencia de pérdidas para la resistencia paralelo se expresa como:

$$P_{R_p} = \frac{U_C^2(t)}{R_p}$$

Las ecuaciones del modelo de la figura 3.31 serán las siguientes:

$$u_C(t) = -R_p I_L + (V_o + R_p I_L) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.19)$$

$$i_C = -\frac{1}{R_p} (V_o + R_p I_L) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.20)$$

La expresión de la energía disipada en la resistencia paralelo se puede calcular a partir de las ecuaciones anteriores como:

$$E_{R_p} = \int_0^{t_1} u_C(t) (i_{R_p}(t) - I_L) dt \quad (3.21)$$

donde  $t_1$  es el tiempo que tarda el condensador en descargarse. Es decir,

$$t_1, u_C(t_1) = 0 \implies t_1 = R_p C - \ln \left( \frac{u_0}{R_p I} + 1 \right)$$

Por ejemplo, para los valores experimentales obtenidos en el laboratorio de:

- $V_o = 10 \text{ V}$
- $C = 0,6 \text{ F}$
- $R_p = 64 \Omega$

Se obtiene un tiempo de  $t_1 \approx 5,5$  s.

Para calcular la expresión de la energía disipada en la resistencia serie se supondrá que el valor eficaz de la corriente por la bobina se mantiene constante durante todo el proceso.

Calculando el promedio, se parte de que la potencia será  $P_{R_s} = R_s I^2$ :

$$\left. \begin{aligned} E_{R_s} &= R_s I^2 t \\ t &= \frac{\Delta V \cdot C}{I_C} \end{aligned} \right\} E_{R_s} = R_s I_L^2 \frac{V_C C}{I_C} \quad (3.22)$$

Siendo  $t$  el tiempo de descarga del condensador. También se está suponiendo que en la descarga no está influyendo la resistencia paralelo.

El condensador de salida posee los mismos elementos parásitos que el condensador de entrada, ya que están contruidos de la misma manera. Se puede suponer, por lo tanto, que las pérdidas se producen sobre un único elemento por el que circula una corriente triangular, al igual que en la figura 3.31.

Las ecuaciones de las pérdidas en los elementos resistivos serán iguales a (3.22) y (3.21). Salvo que este caso, la corriente eficaz por la bobina será  $I_{L_{ef}} = \frac{I_{max}}{\sqrt{3}}$ . Con estos valores el rendimiento del conjunto será igual a:

$$\eta = \frac{E_{disip}}{\frac{1}{2} C V_o^2} = \frac{E_{R_s} + E_{R_p}}{\frac{1}{2} C V_o^2} \quad (3.23)$$

Se puede aproximar los resultados anteriores suponiendo que la descarga del condensador equivalente no depende de la resistencia paralelo. Bajo esta suposición, se puede obtener el tiempo de descarga a partir de la ecuación del condensador:

$$u_C(t) = V_o - \frac{I t}{C} \implies t_D = \frac{V_o C}{I} \quad (3.24)$$

Sustituyendo (3.24) en (3.22), (3.21).

$$E_{R_s} = R_s I_{ef} V_o C \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} E_{E_p} &= \int_0^{t_D} \frac{[u_C(t)]^2}{R_p} dt \\ &= \frac{1}{R_p} \left[ V_o^2 t - \frac{2 V_o I t^2}{2 C} + \frac{I^2 t^3}{3 C^2} \right]_0^{t_D} \\ &= \frac{1}{3 I_{ef} R_p} V_o^3 C \end{aligned} \quad (3.26)$$

A partir de estas ecuaciones se pueden obtener curvas sobre la influencia de varios parámetros constructivos de la celda en la energía disipada en el sistema, y por consiguiente, en el rendimiento total.

Los coeficientes de estas ecuaciones se deducen a partir de las correlaciones obtenidas de las curvas de resistencia serie, paralelo y capacidad en función de los parámetros reseñados en las siguientes secciones. Es decir, se han obtenido varias medidas experimentales en con la celda electroquímica construida y a partir de las medidas obtenidas de, por ejemplo, la resistencia serie en función de la distancia entre placas. Así se obtiene una serie de puntos que se ajustan gráficamente por un ajuste exponencial.

### 3.6.1. Influencia del espesor

Expresando las fórmulas de  $R_s$ ,  $C$  y  $R_p$  en función de la distancia entre los dos electrodos, se pueden obtener los siguientes valores. Como se ha citado anteriormente, estas expresiones son el resultado de ajustar los resultados experimentales por dichas ecuaciones. Por claridad del texto, se han omitido las tablas de medidas y sólo se presentarán las fórmulas finales obtenidas después del ajuste.

$$R_s = 0,069e - 0,0083 \quad (3.27)$$

$$R_p = 229,82e^{2,29} \quad (3.28)$$

$$C = -0,75e + 5,88 \quad (3.29)$$

Sustituyendo (3.27), (3.28), (3.29) en las expresiones de  $E_{R_p}$  y  $E_{R_s}$  se obtiene que:

$$E_{R_s} = (0,069e - 0,0083) I V_o (-0,75e + 5,88) \quad (3.30)$$

$$E_{R_p} = V_o^3 \frac{-0,75e + 5,88}{3 I (229,82e^{2,29})} \quad (3.31)$$

En las figuras 3.32 y 3.33 la energía total de pérdidas se representa como  $Et$ , expresión obtenida de  $E_t = E_{R_s} + E_{R_p}$ . Se han dibujado distintos casos,

siguiendo la siguiente nomenclatura:

$$Et(\text{espesor}, [\text{corriente máxima bobina}], [\text{tensión máxima celda}])$$

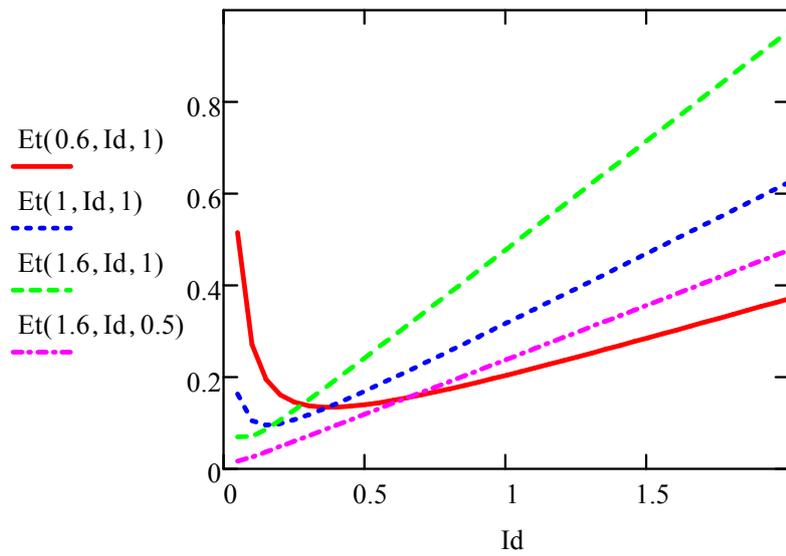


Figura 3.32: Energía de pérdidas en función de la corriente para algunos espesores

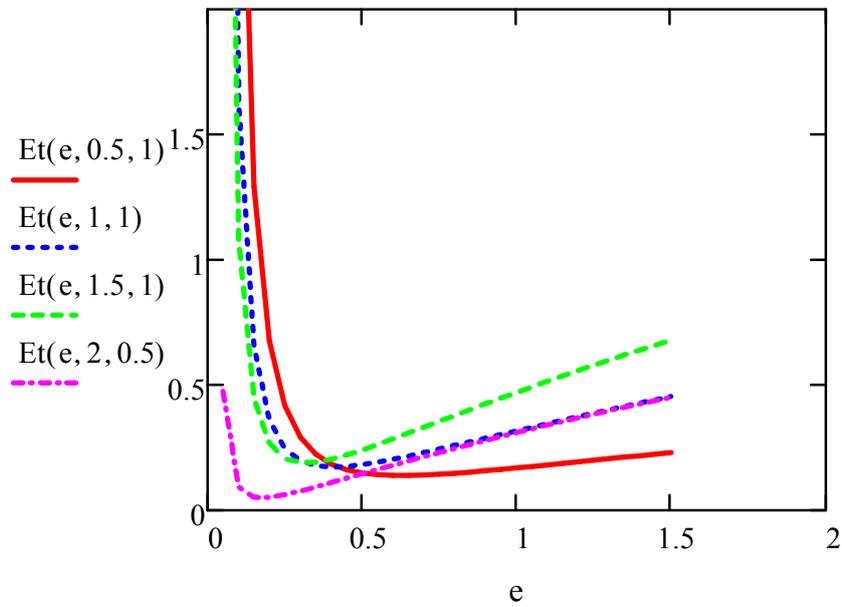


Figura 3.33: Energía de pérdidas en función del espesor para varias corrientes

El rendimiento puede calcularse a partir de estos valores y de la energía puesta en juego, en (3.32) se muestra la fórmula correspondiente. Bastaría con sustituir (3.29) en la siguiente ecuación.

$$\eta = 1 - \frac{E_t}{\frac{1}{2} C V_o^2} \quad (3.32)$$

Para la figura 3.34 se ha usado la siguiente expresión para el rendimiento:

*rendimiento* (*espesor* , [*corriente máxima bobina*] , [*tensión máxima celda*])

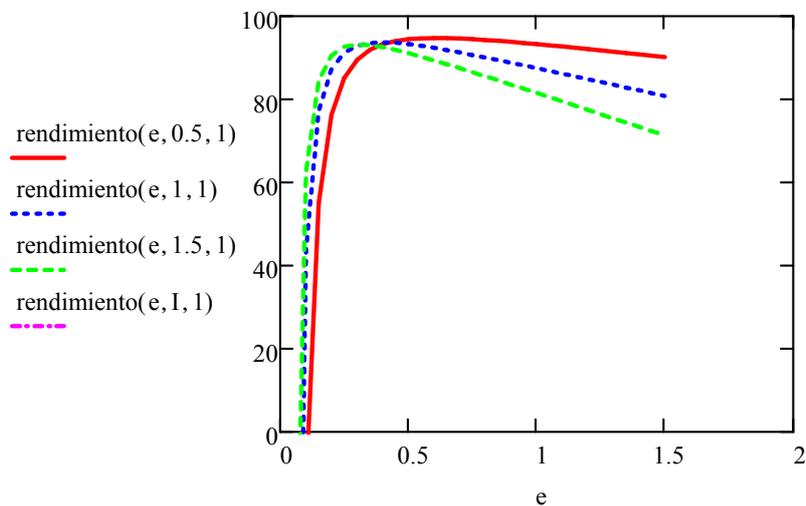


Figura 3.34: Rendimientos en función del espesor para varias corrientes

De estas gráficas se puede extraer que:

- El espesor óptimo para corrientes eficaces por la bobina entre 1 y 2 A es aproximadamente igual a 0,5 mm.
- Para tensiones de 1 V entre placas, la corriente eficaz por la bobina que genera menores pérdidas está comprendida entre 0,5 y 1 A.
- Con un espesor de 0,5 mm y una corriente de 1 A, la energía disipada total es aproximadamente 0,2 J. Esto representa que el rendimiento de la transferencia de energía se sitúa en el 95 %.

Con estos valores, se puede ver la influencia de la resistencia serie en las pérdidas durante la carga (descarga). Por ejemplo, si ésta se reduce a la mitad, se obtendría que la ecuación (3.30) se convierte en:

$$E_{R_s}^{div2} = (0,0345e - 0,0083) I V_o (-0,75e + 5,88) \quad (3.33)$$

En la figura 3.35 se muestra el cambio de la energía total de pérdidas al dividir la resistencia serie por dos. La curva marcada como *Et2* se corresponde a este último caso. Se representan dos casos a la misma tensión de 1 V en la celda, y con dos espesores distintos de 0,6 y 1,2 mm respectivamente.

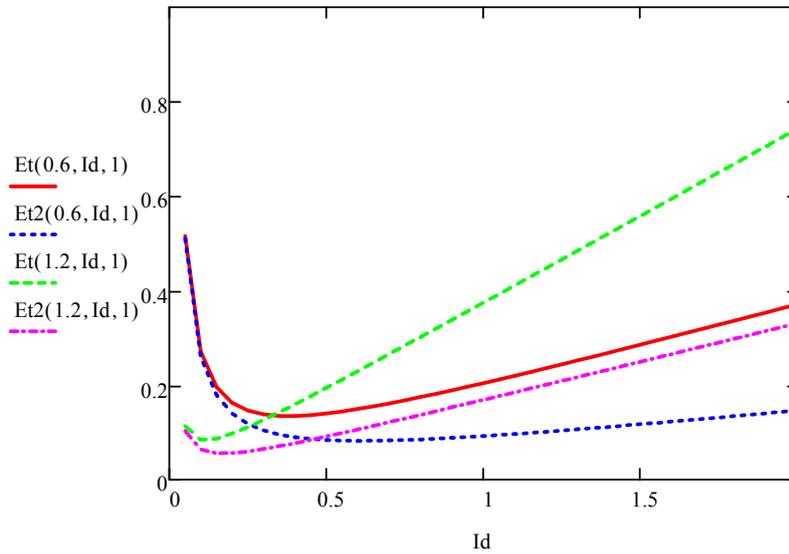


Figura 3.35: Influencia de la variación de  $R_s$  en las pérdidas totales

Por ejemplo, para una distancia entre electrodos de 0,6 mm se obtiene para un caso 0,205 J de pérdidas, mientras que al dividir la resistencia serie a la mitad se obtienen 0,092 J. Así mismo, con un espesor de 1,2 mm de la celda, en el primer caso se obtiene 0,3 J de pérdidas y con la mitad de resistencia 0,169 J. La energía total se está reduciendo en un 50 % aproximadamente.

Una conclusión fundamental de esta observación es que se debe reducir al máximo posible la resistencia de los contactos del colector de corriente con el grafito del electrodo propiamente dicho. Este punto es extremadamente crítico, ya que permite aumentar la corriente de descarga y reducir las pérdidas.

Se puede hacer el mismo ejercicio con la resistencia paralelo para ver su influencia. En este caso se verá cómo su impacto sobre la energía total de pérdidas

es despreciable. En este caso, la ecuación (3.31) se transformará en:

$$E_{R_p}^{div2} = \frac{1}{2} V_o^3 \frac{-0,75e + 5,88}{3 I (229,82e^{2,29})} \quad (3.34)$$

La figura 3.36 muestra las variaciones totales en la energía de pérdidas. Las curvas marcadas como  $Et1$  representan el caso en el que la resistencia paralelo se ha dividido por dos. Las condiciones son las mismas que en las figuras anteriores, con una tensión de celda de 1 V y dos espesores de 0,6 y 1,2 mm.

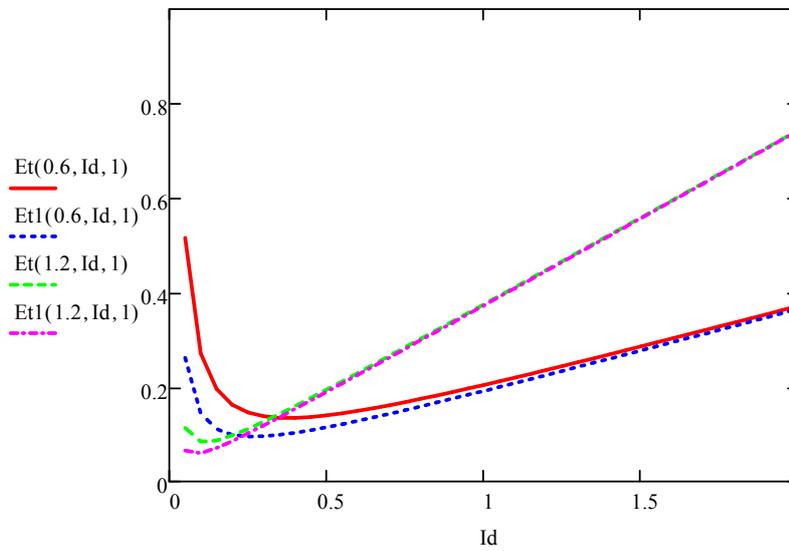


Figura 3.36: Influencia de la variación de  $R_p$  en las pérdidas totales

La variación en este caso es prácticamente despreciable.

### 3.6.2. Influencia de la concentración

Expresando las fórmulas de  $R_s$ ,  $C$  y  $R_p$  en función de la distancia entre los dos electrodos, se pueden obtener los siguientes valores. Para todos los casos, se ha considerado una celda con dos placas y una tensión entre ellas de 1 V.

$$R_s = 0,0297 \cdot M^{-0,597} \quad (3.35)$$

$$R_p = 123,85 \cdot M^{0,821} \quad (3.36)$$

$$C \approx \text{cte} \approx 10F \quad (3.37)$$

Sustituyendo (3.35), (3.36), (3.37) en las expresiones de  $E_{R_p}$  y  $E_{R_s}$  se obtiene que:

$$E_{R_s} = 0,029M^{-0,597} I V_o C \quad (3.38)$$

$$E_{R_p} = V_o^3 \frac{C}{3 I (123,85 \cdot M^{0,821})} \quad (3.39)$$

Para las figuras 3.37 y siguientes las diferentes curvas se corresponden a la siguiente expresión:

$E_t$  (molaridad, [corriente máxima bobina], [tensión máxima celda])

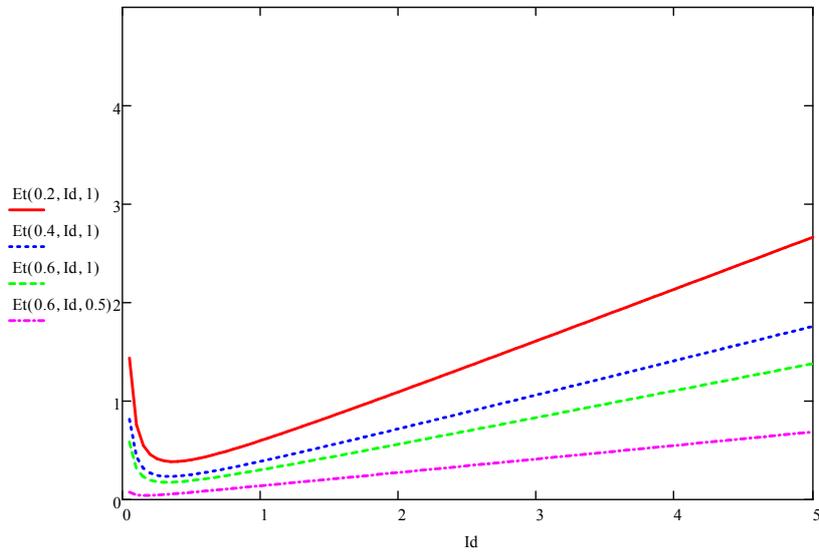


Figura 3.37: Energía de pérdidas en función de la corriente para algunas concentraciones

La tensión de la celda en la figura 3.37 es de 1 V para los tres primeros casos y 0,5 V para el último. El primer número que aparece en la expresión de  $Et$  es la molaridad considerada. El rendimiento puede calcularse igual que en la sección anterior.

$$\eta = 1 - \frac{E_t}{\frac{1}{2} C V_o^2}$$

Para la figura 3.34 se ha usado la siguiente expresión para el rendimiento:

*rendimiento (molaridad, [corriente máxima bobina], [tensión máxima celda])*

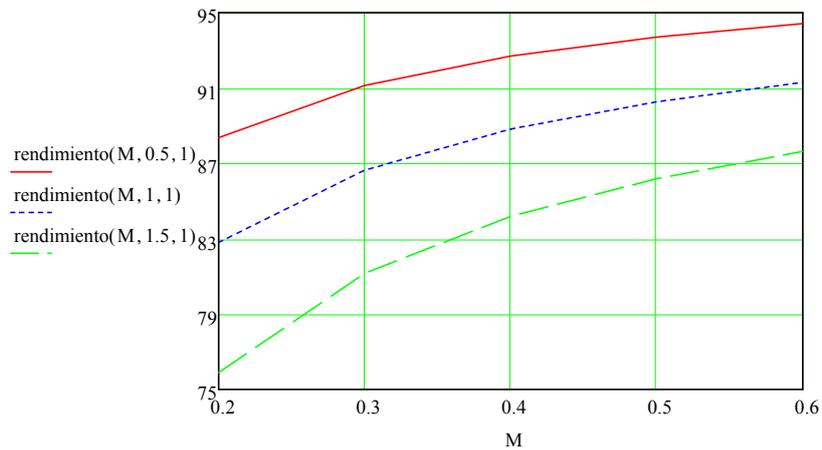


Figura 3.38: Rendimiento en función de la molaridad para varias corrientes (a tensión 1 V)

Las conclusiones que se pueden extraer de estas gráficas son:

- La corriente óptima en la bobina es 0,5 A en valor eficaz.
- El rendimiento cae con la disminución de la molaridad.
- Para la concentración del agua marina, se obtiene un rendimiento del 95 % con una tensión de 1 V entre placas y una corriente de 0,5 A.

### 3.6.3. Influencia del número de placas

En función del número de placas que tenga la celda electroquímica considerada, las ecuaciones resultantes después de realizar un ajuste exponencial sobre las medidas experimentales son las siguientes:

$$R_s = 0,0133 \cdot N + 0,0563 \quad (3.40)$$

$$R_p = 5,9467 \cdot N + 2,63 \quad (3.41)$$

$$C = 14,367 \cdot N^{-1,416} \quad (3.42)$$

Sustituyendo (3.40), (3.41), (3.42) en las expresiones de  $E_{R_p}$  y  $E_{R_s}$  se obtiene que:

$$E_{R_s} = 0,0133 N + 0,0563 I (V_o - 1) \cdot (14,36 N^{-1,416}) \quad (3.43)$$

$$E_{R_p} = \left( \frac{V_o}{N - 1} \right)^3 \cdot \frac{14,367 \cdot N^{-1,416}}{3 I (5,9467 \cdot N + 2,63)} \quad (3.44)$$

Para las figuras 3.39 y 3.40 se ha representado  $E_t = E_{R_s} + E_{R_p}$ . Esta función tiene los siguientes parámetros:

$$Et ([n^\circ \text{ de placas}], [corriente \text{ máxima bobina}], [tensión \text{ máxima celda}])$$

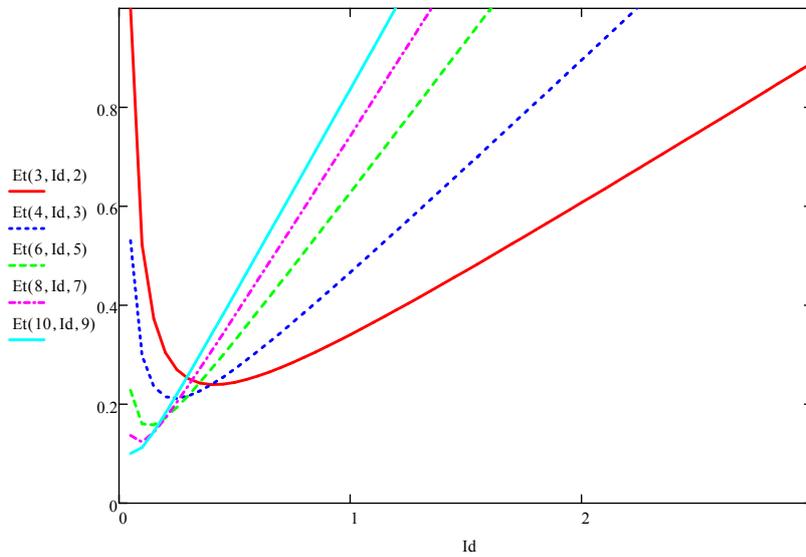


Figura 3.39: Energía de pérdidas en función de la corriente para varias configuraciones de celda

Obsérvese que la tensión de la celda se va aumentando a medida que se incrementa el número de placas en serie para mantener todos los electrodos a 1 V. Es decir, la tensión soportada es  $(N - 1)$  V.

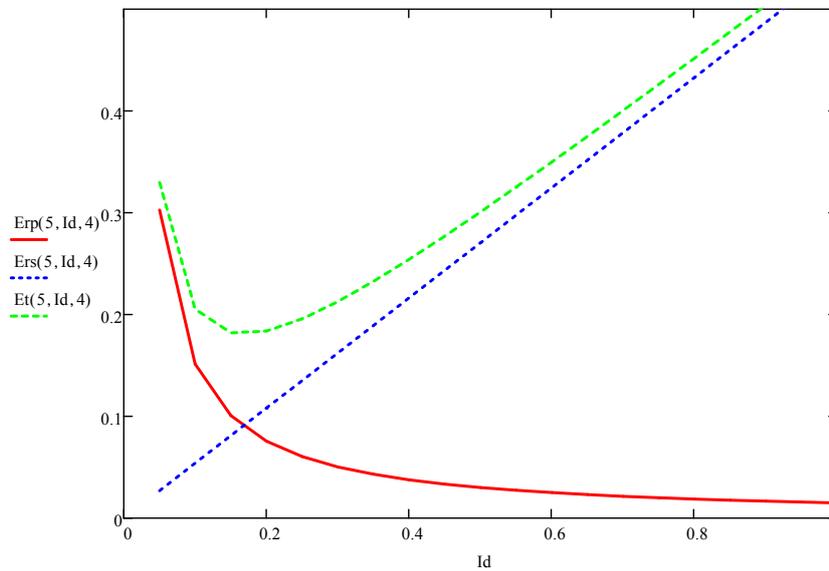


Figura 3.40: Energía de pérdidas por elemento disipativo para cinco placas

En la figura 3.41 el rendimiento está expresado en función de las siguientes

variables:

$\text{rendimiento}([n^\circ \text{ de placas}], [\text{corriente máxima bobina}], [\text{tensión máxima celda}])$

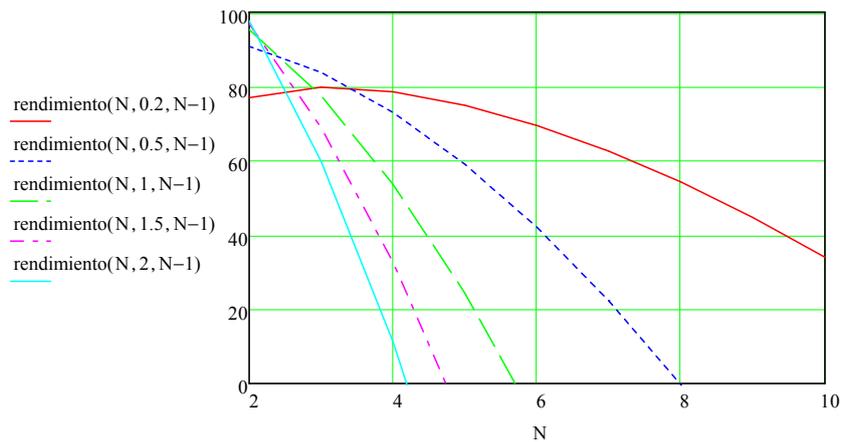


Figura 3.41: Rendimiento en función del número de placas para varias corrientes

Del análisis de las figuras de esta sección se pueden derivar las siguientes conclusiones:

- Incrementar el número de placas reduce las pérdidas si se reduce acorde-mente la corriente por la bobina.
- La corriente óptima está en las inmediaciones de 0,5 A. Reducir en gran medida la corriente implica que los tiempos totales de transferencia se alargarían mucho.

Una vez obtenidos los valores de las placas en la sección 3.5.2, se puede utilizar este modelo básico del condensador creado para evaluar las pérdidas durante la transferencia de energía. En el caso mostrado en la figura 3.42 se han calculado las energías de pérdidas para cada uno de los elementos disipativos del circuito, así como las totales, con 11 electrodos en serie. Esto permite conocer un rendimiento aproximado que se obtiene al realizar la descarga controlada del condensador con una corriente constante.

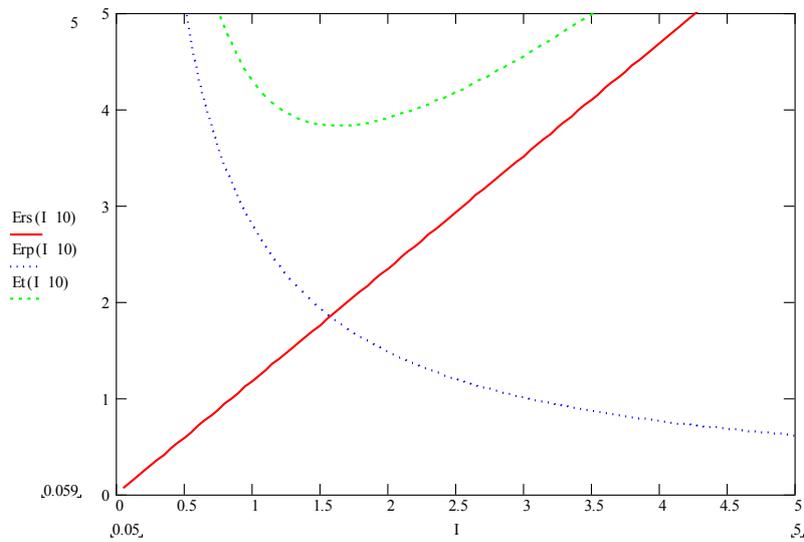


Figura 3.42: Energía de pérdidas en la descarga para un apilamiento de 11 electrodos en función de la corriente

Por ejemplo, para el caso anterior con 0,6 F de capacidad, se puede estimar el rendimiento de la descarga con una corriente constante de 1 A. La tensión máxima de partida es 10 V. Los elementos disipativos de esta estructura eran  $R_{serie} = 0,195 \Omega$  y  $R_{paral} = 64 \Omega$ . El rendimiento resultante sería de  $\eta = 85 \%$ .

La figura 3.42 muestra la evolución esperada de las pérdidas: al aumentar la corriente, la energía disipada en  $R_{serie}$  aumenta de manera lineal, mientras que la producida por  $R_{paral}$  disminuye en proporción inversa.

Seleccionando los valores óptimos obtenidos de las gráficas anteriores:

- $N = 2$
- $I_{Lef} = 0,5 \text{ A}$
- $V = 1 \text{ V}$
- $e = 0,5 \text{ mm}$

se pueden calcular los rendimientos para varias concentraciones de agua salada, que se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 3.7: Rendimiento para varias concentraciones de sal

M	$\eta$
0,2	88 %
0,4	92 %
0,6	94 %

En los cálculos iniciales de consumo, se había estimado un rendimiento del 80 %.

### 3.7. Proceso de desalación planteado

El objetivo del proceso de desionización capacitiva utilizado debe aprovechar al máximo la transferencia de energía entre dos o más etapas en distintos estados de la desalación. El diagrama simplificado de este proceso puede verse en la figura 3.43.

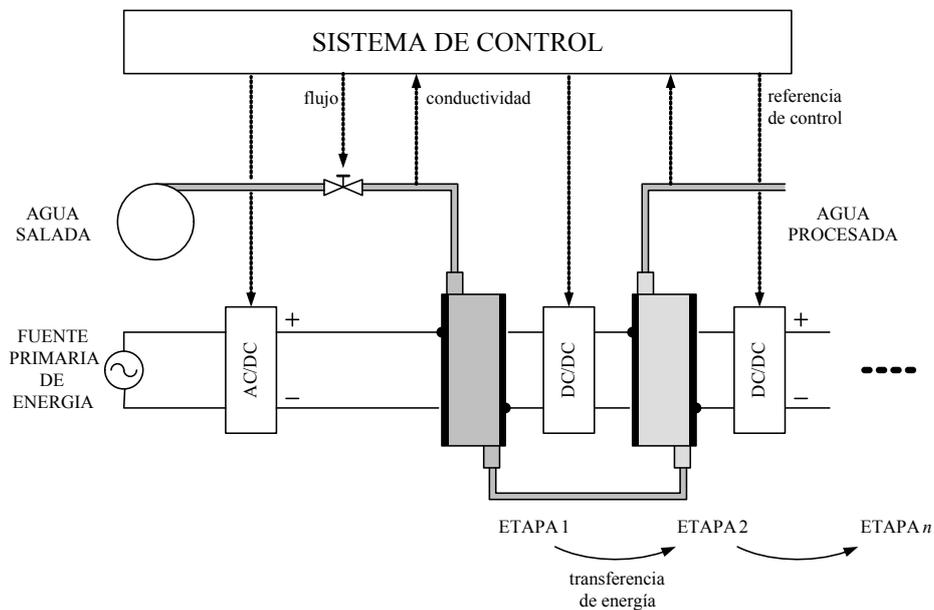


Figura 3.43: Esquema del proceso de desalinización

El sistema está formado por varias etapas de desalación conectadas en serie; la primera de ellas recibe el agua con mayor concentración de sal. Se utiliza un sistema de control para monitorizar la conductividad de la solución en cada una

de las etapas, así el convertidor puede ser usado para controlar los tiempos de carga y de descarga de cada una de ellas. Este control, además de esto, debe realizar el control del flujo de agua inyectado en el sistema, además de supervisar todas las variables del proceso.

El sistema de control debe disponer de la medida de todas las variables necesarias para que pueda tomar la decisión adecuada en función del estado de las distintas etapas del proceso. La figura 3.44 detalla el diagrama de flujo propuesto para el control de dos etapas. El control muestrea la conductividad de cada etapa y decide en qué momento se debe transferir la energía almacenada de una a otra acorde a estas medidas. Los convertidores de cada etapa recibirán la consigna de control directamente desde el sistema central. Para que sea posible la transferencia de energía entre dos etapas, una de ellas debe estar retirando sal de la solución, mientras que la otra debe estar eliminando la sal retenida en sus electrodos. Es decir, para polarizar esta segunda etapa se utiliza parte de la energía que se obtiene al despolarizar la etapa que está realizando la desalación en ese momento. Esto supone una reducción drástica en la utilización de energía externa.

Una vez saturado de sal, cada módulo de desionización debe ser regenerado. Para ello, se hace circular un segundo caudal de agua con una alta concentración de sal, en la que ésta se acumula. Este subproducto se desechará posteriormente una vez que alcance su máxima concentración admisible. Este volumen de agua (*brine*, en literatura inglesa) es un deshecho típico de otros sistemas de desalación industriales.

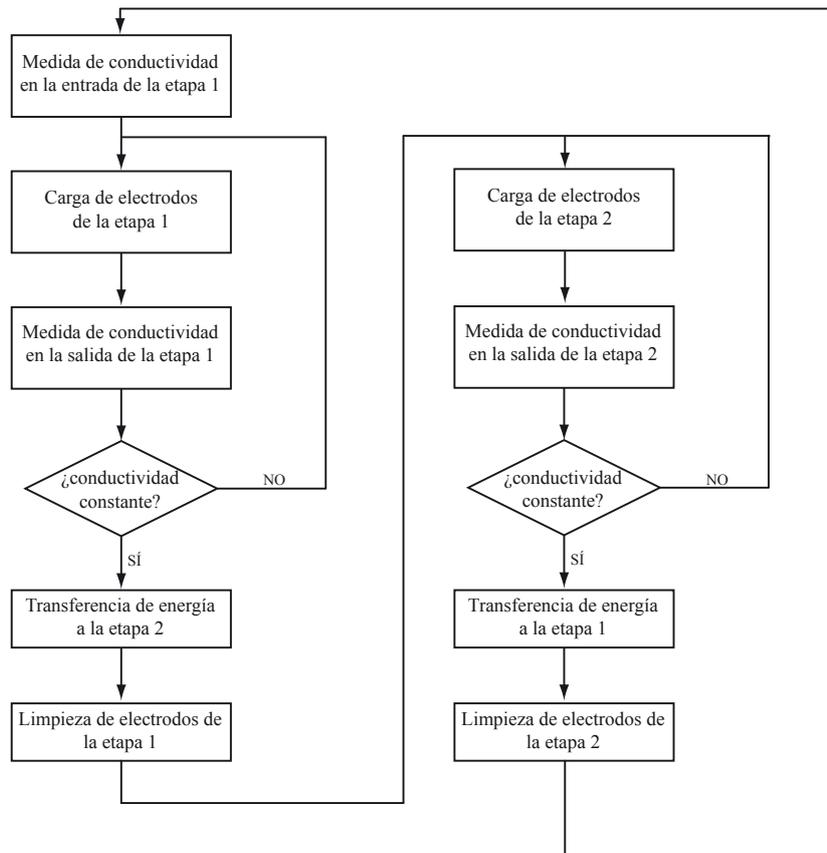


Figura 3.44: Flujograma del proceso de desalinización por etapas

### 3.8. Consumo aproximado del proceso de desionización capacitiva

Partiendo de los cálculos realizados en la sección 3.3 se puede estimar el consumo de energía necesario en el proceso de desionización, a fin de obtener un valor que pueda ser comparado con otras formas de desalinización.

Partiendo de dos placas de los electrodos construidos separadas 0,6 mm, se ha medido una capacidad de 6 F con la celda electroquímica cargada a 1 V. Esto implica que para conseguir retener 3,64 mg de sal la energía necesaria es de:

$$E = \frac{1}{2} C V^2 = \frac{1}{2} \cdot 6 \cdot 1^2 = 3 \text{ J}$$

El contenido de sal en el volumen considerado era de 0,134 g. Expresando la

energía necesaria en unidades por volumen:

$$\frac{3 \text{ J}}{4480 \text{ mm}^3} \times \frac{1 \text{ kWh}}{3,6 \cdot 10^6 \text{ J}} \times \frac{10^9 \text{ mm}^3}{1 \text{ m}^3} = 0,18 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3} \quad (3.45)$$

Si en cada pasada por los electrodos se consigue eliminar 3,64 mg, para eliminar toda la sal serían necesarias unas 36 pasadas.

$$134 \xrightarrow{-3,64} 130,37 \xrightarrow{-3,64} 126,74 \xrightarrow{-3,64} \dots$$

Suponiendo un rendimiento del convertidor del 80 %, en cada pasada sólo sería necesario aportar el 20 % restante. Por lo tanto, el consumo aproximado con recuperación energética sería de:

$$36 \cdot 0,18 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3} \cdot 20 \% = 1,30 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3} \quad (3.46)$$

Este valor es prometedor, ya que otras tecnologías como la ósmosis inversa tienen tradicionalmente unos valores entre 8 y 10  $\frac{\text{kWh}}{\text{m}^3}$  [23]; en el caso del estado del arte de este proceso se puede reducir a 3  $\frac{\text{kWh}}{\text{m}^3}$  [48, 30] utilizando una recuperación de energía cercana al 30 %.

## Capítulo 4

# Análisis de topologías

### 4.1. Introducción

De acuerdo con los estudios mostrados en [23] así como los resultados experimentales obtenidos en [57], el sistema CDI resulta rentable con una recuperación de la energía igual o superior al 80 %. Por ello, el objetivo fundamental que debe ser exigido a la etapa de transferencia elegida será que su rendimiento sea, como mínimo, del 80 %. Expresado en términos de energía por unidad de volumen, los procesos de ósmosis inversa tienen un consumo de aproximadamente de 5 a  $8 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3}$  [23]. Para que el proceso de desalación estudiado resulte competitivo en precio, su energía específica debe situarse alrededor de  $2 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3}$ . En el caso del CDI, este presenta valores algo superiores a  $1 \frac{\text{kWh}}{\text{m}^3}$ .

### 4.2. Criterios de selección

A la hora de determinar las topologías a estudiar, es imprescindible establecer el rango de tensiones y corrientes que serán utilizadas para obtener aquella configuración que resulte óptima.

La tensión óptima del circuito viene condicionada por la tensión de cada condensador. En [9] se determina este valor óptimo por celda, que ronda aproximadamente 1 V. Además, como se describe en [58], el potencial de disociación del agua es aproximadamente 1,3 V, por lo que este valor nunca se podrá superar o se obtendrá una conducción no deseada de electrones que no contribuyen a la fijación de la sal en los electrodos. Con el objetivo de tener unas dimensiones energéticas superiores, se puede plantear utilizar una tensión más elevada y

así conseguir una mayor transferencia. Para conseguir una tensión más elevada en un módulo de desalación se deben apilar unos sustratos sobre otros para que cada uno de ellos mantenga una tensión por debajo de este umbral. Así, se obtienen paquetes con tensiones superiores 1,3 V, dentro del rango de utilización de los convertidores de potencia más habituales. El límite superior alcanzable en estos módulos se desprende de los problemas de ecualización que presentan. Los estudios realizados por INCAR [41] demuestran experimentalmente que los sustratos empiezan a presentar problemas de ecualización cuando se apilan más de entre 25 y 30 elementos. Cuando una pareja de electrodos supera la tensión de disociación del agua la corriente aumenta severamente, provocando un aumento de las pérdidas eléctricas así como un deterioro de los sustratos. Por ello, las tensiones utilizadas en el convertidor deben ser bajas, entre 10 y 30 V aproximadamente.

Una vez establecida la tensión, se debe analizar el rango de corrientes a utilizar. Colocando varios de estos paquetes de sustratos con la tensión elegida en paralelo, se pueden obtener valores de capacidad muy elevados. Con ello, se conseguirían pocos módulos (bloques de sustratos más convertidor) que manejan una alta corriente. La necesidad de uso de tensiones bajas hace que las pérdidas en la etapa de potencia sean más elevadas con altas corrientes. Como resultado, la opción más ventajosa es utilizar muchos módulos optimizados con una corriente siempre por debajo de 10 A.

A modo de resumen, el estudio de topologías se centra en aquellas utilizadas para corrientes y tensiones bajas, con el objetivo de colocar tantos módulos en paralelo, con su correspondiente convertidor, como sean necesarios para la potencia programada de la instalación. Se dejan de lado otras topologías más ventajosas para altas potencias. A continuación se evalúan las distintas características exigidas por la aplicación a fin de obtener la topología más adecuada. Al final de esta lista se presenta una tabla comparativa entre las seleccionadas.

**Amplio rango de tensiones de entrada y salida** La evolución de la tensión en los condensadores tanto de entrada como de salida experimenta, como se ha venido detallando, una evolución desde su valor máximo a —idealmente— cero durante el proceso de transferencia de energía. Esto implica que la topología seleccionada debe ser capaz de trabajar de forma eficiente en un rango de ciclos de trabajo muy amplio.

**Mínimo número de componentes** La etapa de transferencia de energía se basa en una estructura modular, lo que implica que el diseño se realiza para una celda patrón de desalinización. Esta celda tiene una capacidad base

en las decenas de litros; de lo anterior se deduce que el número de éstas a utilizar en una planta industrial es muy elevado. Será necesario colocar muchos convertidores operando en los distintos módulos de desalación. El número mínimo de componentes es una exigencia clave en la elección de la topología necesaria del convertidor. De hecho, esta restricción elimina *de facto* los convertidores con más de un elemento reactivo o con más de dos interruptores. Por lo tanto, se recurrirá a las estructuras más básicas dejando de lado otras topologías.

**Maximización del rendimiento** Sin duda este es el elemento más determinante en la selección de la topología. La viabilidad técnica de este sistema de desalinización depende de su capacidad para la utilización de una menor cantidad de energía. Otros sistemas, como la ósmosis inversa, obtienen mejores resultados con mayores concentraciones de sal a costa de un elevado coste energético, además de otros condicionantes.

Uno de los problemas que presenta la maximización del rendimiento viene por el amplio rango de tensiones alcanzado en la conversión. La tensión de entrada varía desde su máximo a prácticamente cero, mientras que la tensión de salida sigue una evolución idealmente análoga desde cero hasta el valor de la tensión de entrada. En el diseño habitual de convertidores de potencia, estos suelen optimizarse para su uso con unas determinadas tensiones de entrada y de salida, constantes en el tiempo. Sólo posibles perturbaciones pueden causar desviaciones en estos valores. En este caso sucede precisamente lo opuesto; el convertidor no funciona en condiciones estáticas durante ningún momento en el proceso de transferencia de energía. Así, se debe buscar una solución de compromiso en la elección de la topología que permita maximizar el rendimiento para todo el rango de tensiones a manejar.

**Necesidad de aislamiento** En relación con los otros dos puntos discutidos con anterioridad, se plantea la necesidad de utilizar un aislamiento galvánico en el convertidor. Su utilización implica unas mayores pérdidas de energía así como la utilización de componentes, en principio, más voluminosos. También introduce una serie de ventajas, como una reducción en el *cross-talk* entre los convertidores, en general la reducción del ruido del sistema, y la facilidad de la interconexión de los distintos sistemas, por citar las más destacables. Como se ha argumentado, el principal objetivo de diseño para el convertidor es un rendimiento óptimo. Ya que cada convertidor opera dentro de su módulo o celda de transferencia de

energía, este puede utilizarse de forma semi-aislada y por lo tanto no sería estrictamente necesario el uso de aislamiento.

Tabla 4.1: Comparación de topologías para el caso de estudio

Característica	Reductor	Elevador	Reductor-Elevador	Reductor-Elevador ( <i>tapped</i> )	Flyback	Ćuk	SEPIC
Amplio rango de tensiones			×	×	×	×	×
Mínimo número de componentes	×	×	×	×	×		
Maximización del rendimiento	×	×	×	×			
Aislamiento					×	×	×

Una vez determinadas las topologías más adecuadas, se procede a estudiar en detalle cada una de ellas.

### 4.3. Reductor-elevador

El convertidor reductor-elevador(figura 4.1) se muestra como la primera opción a valorar según los requisitos mostrados en la sección anterior. Su sencillez y versatilidad lo convierten en un convertidor muy adecuado para esta aplicación.

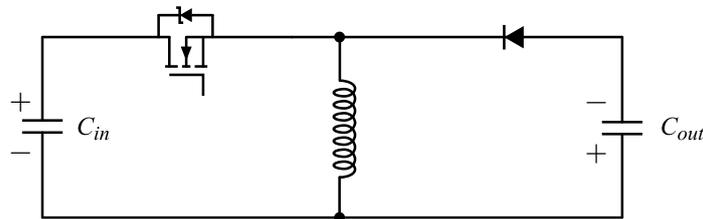


Figura 4.1: Convertidor reductor-elevador

Este convertidor ha sido analizado extensamente en la literatura y no cabe incluir aquí su desarrollo. Se puede acudir, por ejemplo, a [25] para cualquier ampliación.

### 4.3.1. Rectificación síncrona y ZVS con *snubber* pasivo

Aunque el rango de frecuencias del convertidor sea bajo, las pérdidas de conmutación en este caso representan un serio impacto en el rendimiento total. Como se ha comprobado en simulación, éste puede llegar a incrementarse en un 10% en las condiciones estudiadas.

Varias veces se ha resaltado en este capítulo que un objetivo clave del convertidor debe ser su bajo coste. Por ello se ha optado por el uso de un *snubber* puramente pasivo. La simple adición de dos condensadores en paralelo con los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  de la figura 4.2 permite la salida de conducción del primero a tensión cero, así como la entrada de  $Q_2$  también a tensión cero.

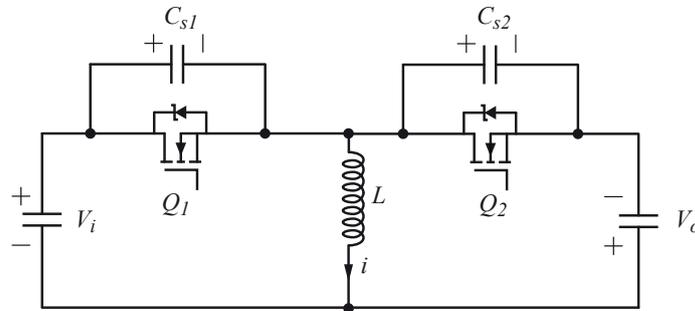


Figura 4.2: Reductor-elevador con rectificación síncrona y *snubber* pasivo

El estudio detallado de este convertidor, así como de su modelo matemático, será tratado en la sección 5.3. A modo de introducción, se analiza someramente el caso con un solo condensador de *snubber* en el transistor  $Q_1$ , representado en la figura 4.3.

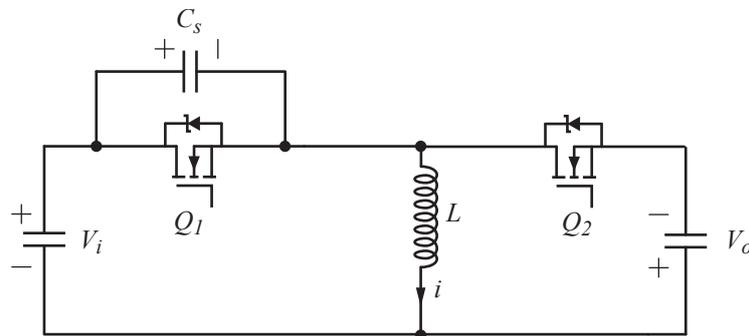


Figura 4.3: Reductor-elevador con *snubber* pasivo (simplificado)

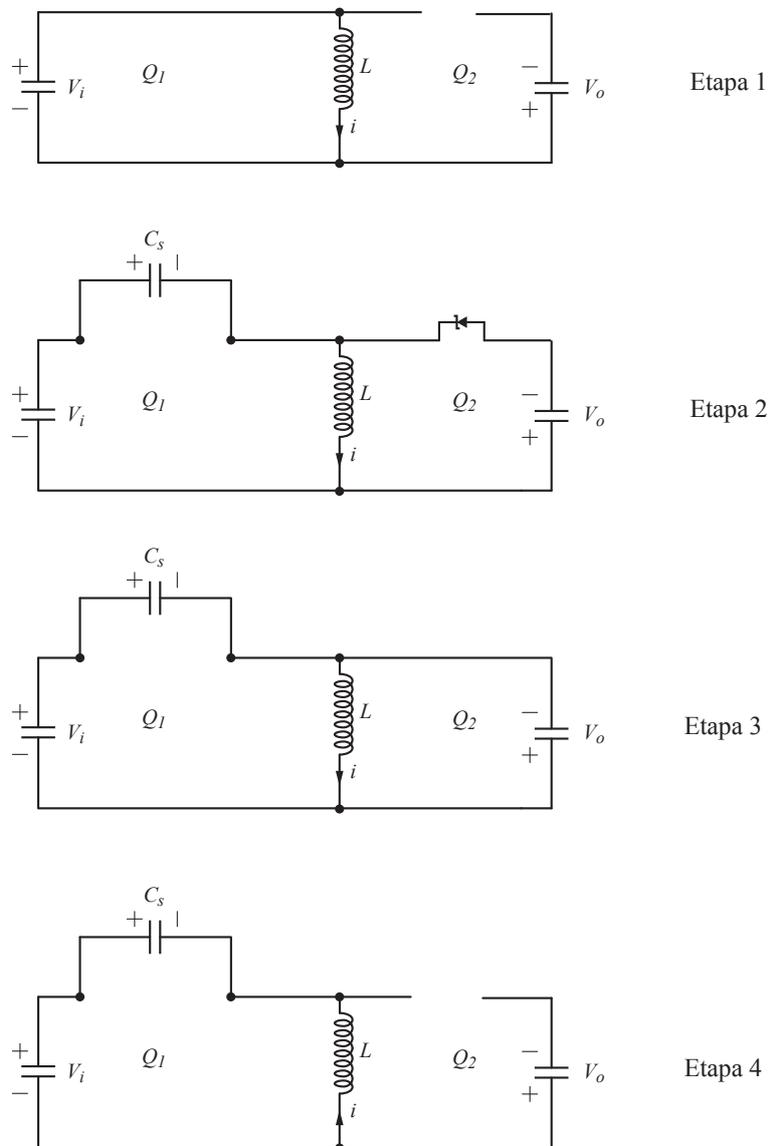


Figura 4.4: Etapas del reductor-elevador simplificado en ZVS

A continuación se esbozan las etapas principales de conmutación del convertidor, mostrando los diferentes subcircuitos en la figura 4.4.

Durante la **etapa 1** la corriente circula por la bobina mientras que el condensador de *snubber* permanece descargado. Esta etapa se correspondería con el funcionamiento habitual sin la red de ayuda a la conmutación.

En la **etapa 2** la tensión  $V_i$  es todavía soportada por la bobina. La corriente circula cargando ahora el condensador de *snubber* hasta que éste se carga a la

tensión  $V_i + V_o$ . En este momento, el diodo de  $Q_2$  se polariza pasando a circular la corriente por él.

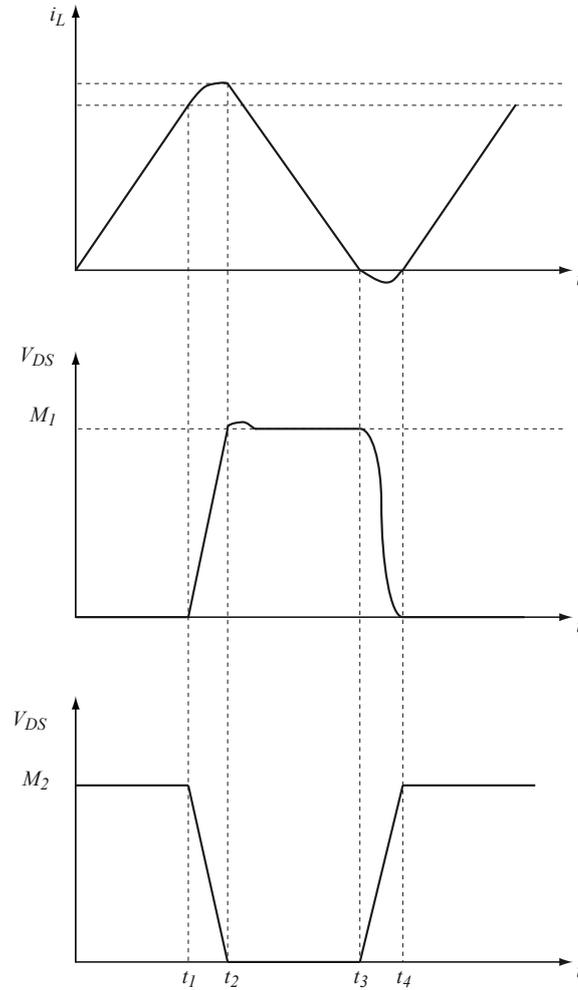


Figura 4.5: Formas de onda básicas en el convertidor con *snubber* (simplificado)

La corriente circula por  $Q_2$  durante el breve periodo de tiempo inicial de la **etapa 3**. En este momento se realiza la conmutación de  $Q_2$ . La entrada en conducción del transistor se realiza a tensión cero, como ocurre también en el caso sin *snubber*. En el resto de la etapa 3 la corriente se descargará ahora hacia  $V_o$ . Cuando la corriente llega a cero, el transistor  $Q_2$  se cierra en ZCS.

Por último, en la **etapa 4** la corriente de la bobina se invierte descargando

la capacidad hasta que esta llega a cero. En este instante se cierra el transistor  $Q_1$  a tensión cero y el convertidor sigue el ciclo pasando de nuevo a la etapa 1.

En la figura 4.5 se detallan las formas de onda principales del convertidor en las etapas referenciadas: la etapa 1 transcurre desde el origen de tiempos hasta  $t_1$ , la etapa 2 desde  $t_1$  a  $t_2$ , etc.

#### 4.4. Reductor-elevador con toma intermedia

Los convertidores con bobina de toma intermedia (*tapped-inductor converters*, en la literatura inglesa) son una gama de convertidores de potencia que aprovechan la relación de espiras entre dos bobinas magnéticamente acopladas como un parámetro más en el control del ciclo de trabajo. Por lo general, estos convertidores usan una parte de la bobina durante el primer tramo del periodo de conmutación y otra parte (o las dos partes) durante el segundo tramo. En la figura 4.6 se puede ver el esquema del convertidor reductor-elevador con toma intermedia utilizado en este estudio. Estos convertidores también suelen ser referenciados como convertidores de Watking-Johnson[25]. La forma de onda típica se muestra en la figura 4.7.

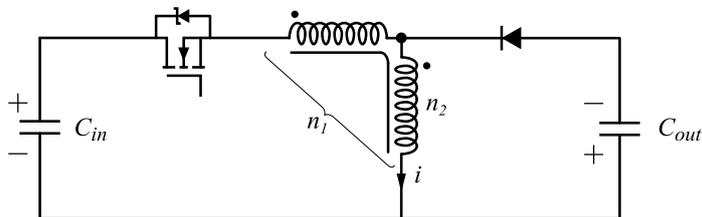


Figura 4.6: Convertidor reductor-elevador con toma intermedia estudiado

Los convertidores con bobina de toma intermedia resultan interesantes para el tipo de aplicación que requiere este trabajo. En concreto, se pueden citar dos motivos fundamentales por los que este tipo de circuitos resultan útiles en este caso:

- Durante la transferencia de energía que se analiza en este trabajo, como se ha citado, no se mantiene ningún punto de equilibrio. La tensión de entrada varía desde su máximo posible hasta —idealmente— cero. Lo mismo sucede con la tensión de salida. Por lo tanto, la optimización de los parámetros del convertidor para obtener las menores pérdidas durante todo el proceso no resulta trivial. Si se dispone de un mayor número de

variables de control, es posible mejorar el rendimiento total[51]. Por ello, los convertidores con toma intermedia presentan una ventaja al introducir una nueva variable de control, la relación de espiras de la bobina. Así, este parámetro puede ayudar a suavizar los valores del ciclo de trabajo durante las condiciones más extremas de la transferencia.

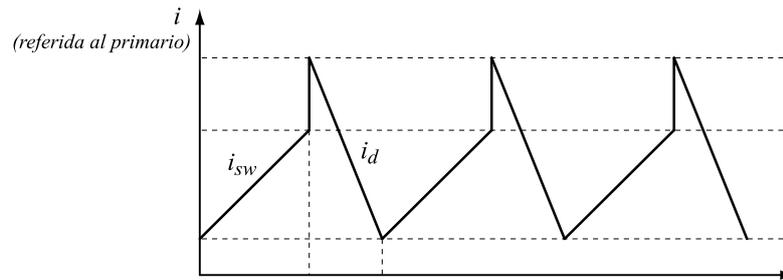


Figura 4.7: Corriente en la rama  $n_2$  de la bobina

- Estos convertidores suelen ser utilizados para casos en los que se requiere una relación de conversión de voltaje muy alta o muy pequeña. En esta aplicación, esta particularidad resulta de gran utilidad ya que permite obtener un voltaje en la salida en un tiempo más corto, comparándolo con las configuraciones sin toma intermedia[59]. El proceso de desalación comenzará cuando la tensión a la salida sea la necesaria para que se produzca el movimiento de cargas. Como se ha citado en este texto, uno de los parámetros fundamentales a tener en cuenta es la velocidad a la que se produce la desalación. En principio, cuanto más rápido sea este proceso, más volumen de agua se puede procesar por unidad de tiempo, mejorando así la calidad del sistema. Por lo tanto, las configuraciones con toma intermedia resultan interesantes porque permiten acelerar la transferencia de energía en los instantes iniciales.

Existe un gran número de configuraciones posibles de la bobina en este tipo de convertidores. La mostrada en la figura 4.6 es la que mejor se ajusta a la aplicación. Con ella se realiza una descarga lenta del condensador de entrada y una carga rápida del condensador de salida. El objetivo es conseguir en la salida el porcentaje de tensión necesario para que el módulo comience el proceso de desalación. Hasta ese momento, el módulo no se encontraría operativo ya que no se estaría realizando una transferencia efectiva de iones. Este porcentaje se sitúa aproximadamente entre el 20 y el 30% de la tensión total de carga del condensador.

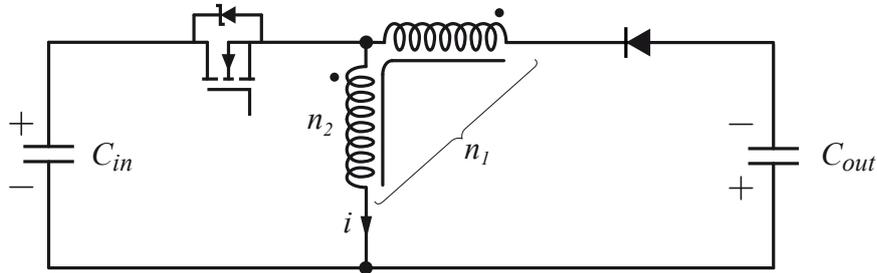


Figura 4.8: Disposición de la bobina con toma intermedia para carga lenta

Como ejemplo de otras posibles configuraciones de estos convertidores, en la figura 4.8 se muestra una topología con bobina de toma intermedia en la que la descarga se realiza de forma rápida mientras que la carga se realiza de forma lenta. En este caso, el condensador de salida tardaría más tiempo en adquirir la tensión necesaria para comenzar el proceso de desalación que en el caso mostrado en la figura 4.6.

Al igual que en el resto de análisis realizados, el rendimiento del convertidor será el parámetro fundamental por el que será comparado con otras topologías analizadas. En este caso, cabe valorar si una mejora en la velocidad de transferencia de energía penaliza en el rendimiento total del convertidor.

## 4.5. Ćuk y SEPIC

Estos convertidores presentan unas características interesantes para el desarrollo del convertidor planteado. Su relación de conversión es similar a la de un reductor-elevador, lo que permite utilizar estos convertidores en un rango de tensiones muy amplio. También presentan otras características, de una menor importancia en este caso, desde el punto de vista de la simplificación de la circuitería adicional; estos convertidores mantienen la puerta de los transistores referida a masa, lo que simplifica el circuito de disparo. Además las corrientes de entrada y salida, al contener menos rizado, ayuda a la reducción de los filtros. Sin embargo, el hecho de que cada pareja de condensadores se encuentre aislada se traduce en una menor relevancia de estas ventajas. Por ello, el condicionante principal sigue siendo el rendimiento de cada etapa. Tanto el Ćuk como SEPIC sacrifican en términos de rendimiento las ventajas eléctricas anteriormente citadas. Combinado con el objetivo del abaratamiento de cada módulo y, por lo

tanto, el reducido uso de componentes, estos convertidores serán descartados del estudio.

## 4.6. Estrategia de control

### 4.6.1. Consideraciones previas

Una vez establecidas las topologías más adecuadas para la aplicación, se discutirá el control más adecuado del mismo. En las aplicaciones de electrónica de potencia más habituales los requisitos exigidos en el control dependen de múltiples factores. Por ejemplo, una fuente de alimentación para microprocesadores requerirá un convertidor capaz de soportar fuertes variaciones en la demanda de corriente con una distorsión mínima de la tensión. En otros casos, como en las topologías utilizadas para paneles solares, será más interesante extraer la máxima potencia de estos elementos. En todas estas aplicaciones los condicionantes que determinan la mejor estrategia de control posible vienen determinados por exigencias esencialmente eléctricas. El caso estudiado en este trabajo es ligeramente distinto a estas aplicaciones, ya que las especificaciones vienen impuestas por un sistema electroquímico. El objetivo principal del control para esta aplicación debe ser transferir la mayor energía posible con las menores pérdidas posibles. Como objetivos secundarios, se puede citar el control del tiempo total de la transferencia de energía así como otros requisitos de tensión y corriente derivados de las características propias del sistema. Quedan de lado otras limitaciones menos importantes como pueden ser un bajo ruido del sistema. A continuación se realiza una evaluación de los distintos métodos de control tradicionales aplicados a este caso.

**Control de la tensión:** para la aplicación propuesta no parece reportar beneficios el hecho de realizar el control de la tensión para que esta se mantenga constante en un punto de equilibrio, o para que ésta siga un determinado perfil. Como se ha citado anteriormente, la tensión de los condensadores evoluciona constantemente durante el proceso. Para las topologías seleccionadas se puede optar por ajustar la evolución de la tensión a un determinado perfil: lineal, exponencial, etc. Este ajuste no introduce una ventaja sustancial en el sistema, por lo tanto no será estudiado en detalle. En cualquier caso, este tipo de control provocaría mayores pérdidas de energía, ya que durante la carga de un condensador en tensión se gasta tanta energía como se almacena.

**Control de la corriente:** *a priori* este tipo de control parece el más adecuado; representa la acción sobre la carga transferida en función del tiempo. Dentro de este tipo, se prestará especial atención a los controles que consigan unas menores pérdidas. Por ello, el estudio se ha centrado en los controles con conmutación a corriente nula. Esto permite una reducción de la energía perdida.

**Control de la potencia (o energía):** este tipo puede resultar útil para fijar los tiempos totales del proceso, así como para garantizar una transferencia de energía uniforme. Esto puede representar que el proceso se encuentre siempre dentro de tolerancias y no se produzcan efectos no deseados en la interacción del flujo de cargas. Pese a esto, el control de la potencia hará que las corrientes sean muy elevadas a tensiones muy bajas, y viceversa. Este efecto provocará unas mayores pérdidas que repercutirán en el rendimiento. Para poder efectuar este control, se deberían introducir unas limitaciones en corriente, lo que resultaría un tipo de control muy similar al previamente citado en corriente; su comportamiento sería similar a un control por histéresis.

#### 4.6.2. Control por histéresis con frecuencia variable

En este esquema de control se podría hablar de una conmutación a corriente cero (ZVS) aunque se esté refiriendo a una estrategia de control, cuando en realidad esta condición es más un producto del diseño de la topología. El esquema utilizado será denominado estrictamente un control por histéresis, sólo que particularmente el límite inferior de corriente se fija en cero. Esto produce una conmutación a corriente nula, aunque en este caso impuesta por el control debida a su operación en modo crítico. La utilización de estos límites de corriente se razona en detalle en el capítulo 5.

Siempre con el objetivo de minimizar las pérdidas en la transferencia de energía, con este control se conmuta a corriente cero en el inicio de la carga de la bobina así como en el final de la descarga. Como se ha citado en el párrafo anterior, este control sitúa al convertidor en el modo crítico de conducción. La forma de onda de la corriente por la bobina aparece representada en la figura 4.10. Mediante este método el convertidor actuará con una frecuencia de conmutación variable, ya que la imposición de tiempos viene dada por el tiempo de carga y de descarga de la bobina.

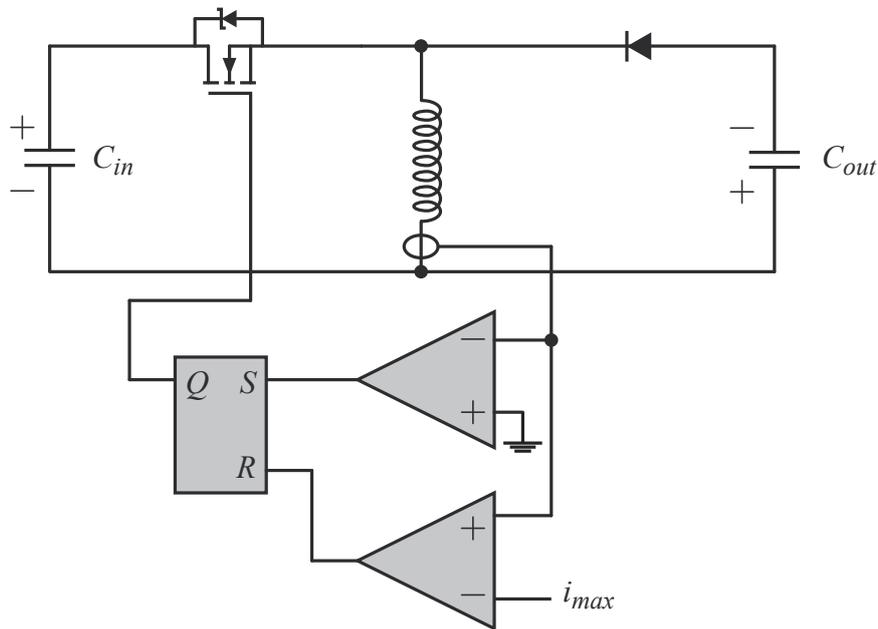


Figura 4.9: Esquema simplificado de control por histéresis en un reductor-elevador

Los parámetros que determinarán el rango de frecuencias por las que pasa el sistema son el valor de la bobina utilizada y la corriente máxima programada. En el esquema de la figura 4.9 se muestra los bloques utilizados para el control. Este control puede ser implementado en un microcontrolador o en de forma discreta con amplificadores operacionales.

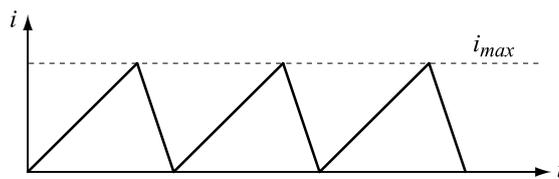


Figura 4.10: Evolución de la corriente en la bobina de la figura 4.9

### 4.6.3. Control por histéresis a frecuencia constante

Este esquema de control, representado en la figura 4.11 es una modificación del anterior. Para evitar los problemas derivados del uso de una frecuencia variable en la conmutación, como una mayor complejidad en el diseño del lazo de control o la dificultad del diseño de un filtro óptimo, se buscará mantener

la frecuencia controlada en un estrecho margen. Para ello, se actuará sobre la corriente máxima de carga en cada ciclo.

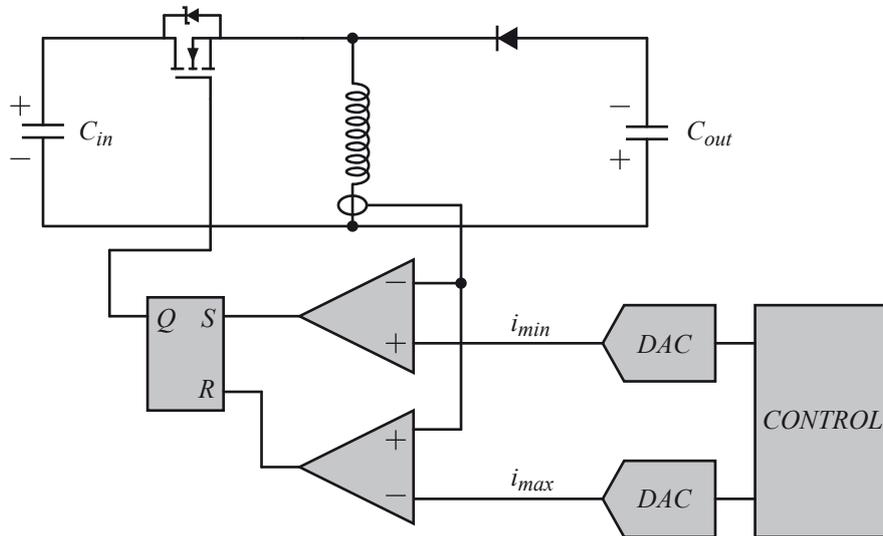


Figura 4.11: Esquema de control por histéresis a frecuencia constante

En [11, 39] se estudian varios métodos que permiten fijar la frecuencia en una conmutación ZCS. Entre ellos se destacan el uso de un reloj externo, la utilización de un PLL y un control PID de la corriente. El uso de un PID es la solución óptima de las tres, por su facilidad de implementación así como por sus resultados experimentales. Para su implementación se utilizará un microcontrolador.

Este control ajusta el valor de la corriente máxima admitida por la bobina para que la frecuencia del convertidor se mantenga constante. Es necesario abordar dos cuestiones que surgen en relación a la afirmación anterior:

- Como se ha citado el convertidor no alcanza un equilibrio durante todo el proceso de transferencia de energía entre los condensadores. Esto no quiere decir que, por consiguiente, el sistema no pueda alcanzar en ningún momento una frecuencia constante. Dado que la carga y descarga de los condensadores es un proceso lento en comparación con la conmutación del sistema, el control puede ajustar la frecuencia prácticamente por ciclo. En el supuesto de que, por otras exigencias, el tiempo de actuación no fuera suficiente para permitir esta estabilidad en la frecuencia, al menos se lograría acotar en gran medida su dispersión; las ventajas extraídas de la implementación de este sistema seguirían siendo vigentes.

- La corriente máxima absoluta que puede circular por la bobina estará limitada para evitar una pérdida excesiva de rendimiento, de tal forma que ésta se mantenga dentro de límites asumibles para la misma obtenidos en la fase de diseño. Estos valores se han derivado de los cálculos de la sección 3.6. También se tendrían en cuenta límites intrínsecos de la bobina, ya que esta no debe sufrir sobrecalentamientos innecesarios ni llegar al límite de saturación del núcleo. En cualquier caso, el valor límite por condicionantes del rendimiento es mucho menor que el límite físico. Por ello, el control presentará una saturación en el valor máximo de control,  $i_{max}$ .

La figura 4.12 muestra la evolución de la variable de control, representada con línea punteada. El sistema ajustará este valor para que las conmutaciones ocurran en  $t_0$ ,  $t_1$ , etc. instantes en los que se cumple el tiempo del periodo deseado.

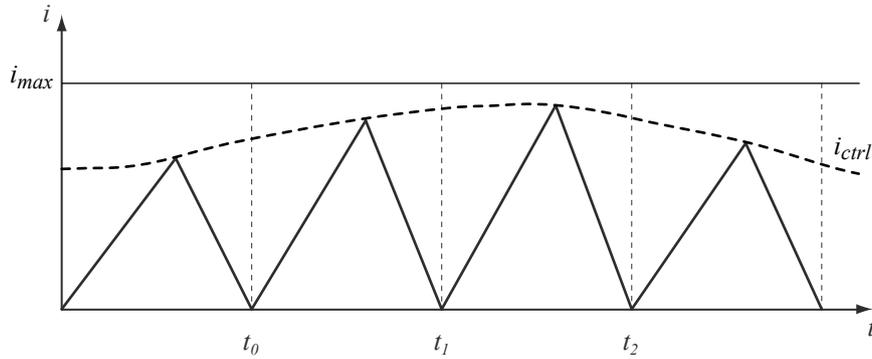


Figura 4.12: Evolución de la consigna de control a frecuencia constante

La línea horizontal superior, identificada por  $i_{max}$ , representa el valor máximo admitido para la corriente. En el caso de que la señal de control tratase de imponer un valor superior, se produciría una saturación. Durante este periodo de tiempo la frecuencia del sistema no sería el deseado.

En este tipo de control la elección del valor de la bobina será lo que determine la frecuencia del sistema; el rizado de corriente es impuesto por este elemento. Durante los primeros instantes del proceso así como en los finales, puede suceder que exista un problema en la transferencia de energía. El hecho de fijar la frecuencia en estas etapas extremas puede forzar al sistema a estados de funcionamiento inestables. El sumatorio del producto voltios-segundo puede no anularse por ciclo y provocar la saturación del inductor.

Para una mejor evaluación de este sistema de control se ha ampliado el modelo matemático utilizado en 5.1.3 añadiendo los cálculos necesarios para

mantener una frecuencia constante del sistema. El valor elegido dependerá de la evolución de la frecuencia en el caso de que se utilizase un sistema de control basado en una evolución variable. La figura 4.13 representa este concepto; en ella se muestra las distintas frecuencias del sistema durante un ciclo completo de transferencia de energía utilizando el control detallado en 4.6.2. Un valor adecuado será aquel que se encuentre entre los valores promedio de la misma. Esto asegurará que el sistema se comporte de forma adecuada en todo el intervalo sin sacrificar la conmutación en un periodo constante.

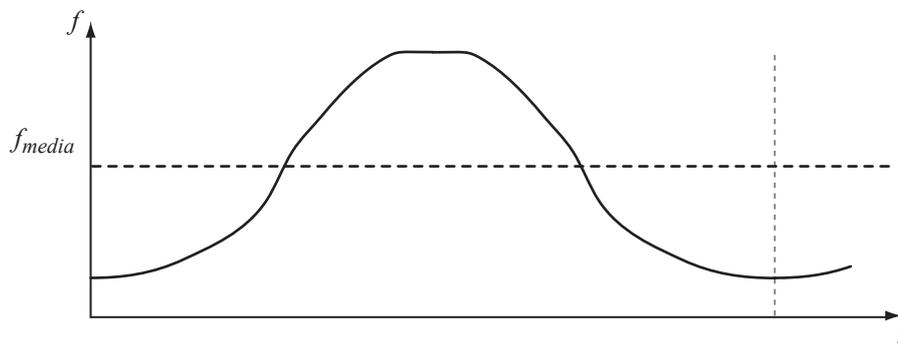


Figura 4.13: Selección del valor de frecuencia constante

#### 4.6.4. Control por histéresis con límite de corriente exponencial

A partir de los resultados experimentales obtenidos con el primer prototipo construido (sección 6.3), se planteó la realización de un control ligeramente particular. El límite de corriente máximo se establece con una función exponencial.

Los estudios del convertidor determinan que la evolución del rendimiento del convertidor, cuando se sigue una estrategia de conmutación por histéresis a frecuencia variable, sigue una evolución similar a una exponencial. Este tipo de curva se muestra en la figura 4.14.

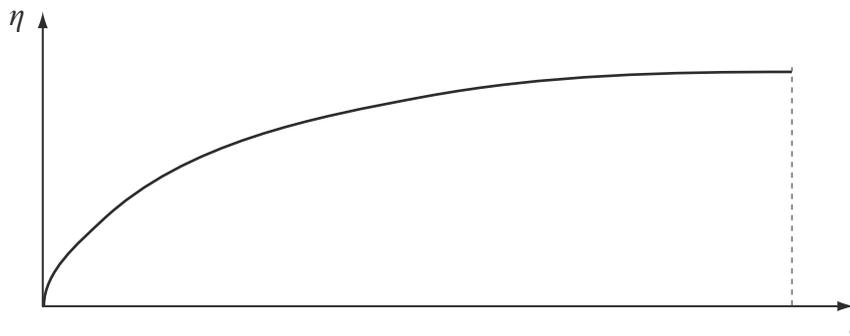


Figura 4.14: Evolución del rendimiento del convertidor con control por histéresis convencional

La potencia instantánea sigue, en este caso, una curva similar a una parábola. Su máximo está centrado aproximadamente hacia la mitad del tiempo total de transferencia, como se puede ver en la figura 4.15.

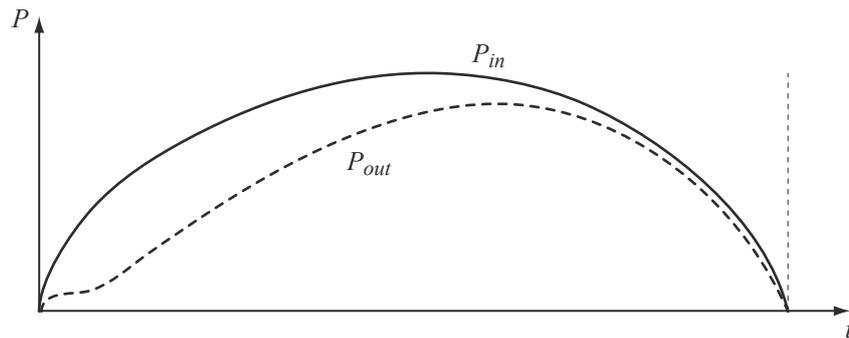


Figura 4.15: Evolución de la potencia del convertidor con control por histéresis convencional

Estos dos comportamientos permiten generar un nuevo sistema de control por histéresis. En este caso, se tratará de que el límite de corriente siga una evolución parecida al rendimiento del convertidor en el caso estándar. De este modo, la corriente será baja —y por lo tanto, la energía transferida— durante la fase inicial en la que el rendimiento es bajo. A medida que el rendimiento de la etapa va aumentando, el límite de corriente va aumentando de manera similar. Así se consigue optimizar la transferencia de energía, ya que esta se produce con mayor intensidad a medida que el rendimiento del convertidor crece. En la figura 4.16 se detalla una evolución típica del límite superior de corriente en este control por histéresis. La curva que sigue es un ajuste experimental, basado en las curvas de rendimiento obtenidas en laboratorio.

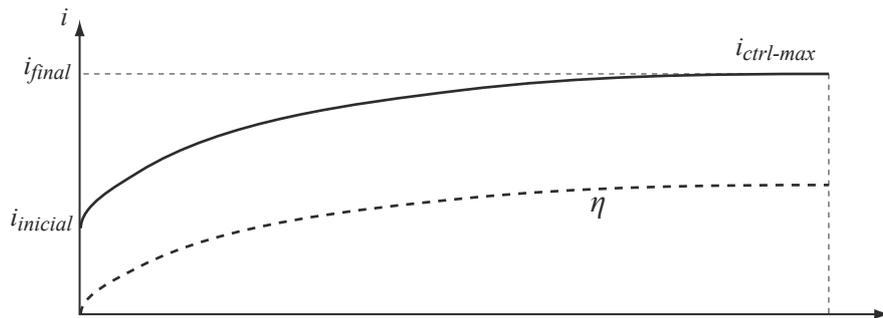


Figura 4.16: Evolución del límite de corriente en modo exponencial

La corriente por el convertidor sigue una evolución como la mostrada en la figura 4.17. El límite inferior se mantiene en cero por lo que la conmutación se realizará, como viene siendo habitual en los controles detallados, a corriente nula. Cuando la corriente por el circuito corta al límite establecido por la curva exponencial, se abrirá el transistor descargando la energía de la bobina hacia el condensador de salida.

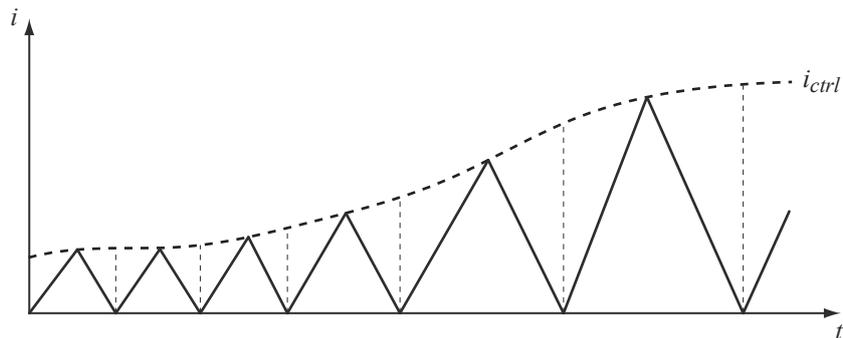


Figura 4.17: Evolución de la corriente en modo exponencial

Con este esquema de control se han conseguido unas mejoras de rendimiento apreciables, comparadas con el caso de límites fijos. Los resultados experimentales detallados que soportan la utilización de este control se pueden encontrar en la sección 6.6.

## Capítulo 5

# Modelo matemático del convertidor elegido

Una vez que se ha establecido el convertidor más apropiado para la aplicación objeto de estudio de esta tesis, se procederá a realizar un análisis matemático del mismo. Como objetivo de este capítulo, se pretende obtener las expresiones necesarias para realizar un diseño optimizado del convertidor.

### 5.1. Modelo basado en la tensión constante del condensador

#### 5.1.1. Introducción al modelo

Este modelo partirá de la base del análisis común de los convertidores elevador-reductor. Para ello, se supondrá que en cada periodo de conmutación la tensión de los condensadores se mantiene constante.

Con este modelo no se pretende obtener una formulación exacta de la evolución de todas las variables internas del circuito. Fundamentalmente se usará para determinar los parámetros más interesantes para el análisis de viabilidad de este sistema. Se realizarán los cálculos necesarios para obtener aquellas expresiones que determinen la energía perdida durante una transferencia completa desde el condensador de entrada al de salida, así como expresiones para el rendimiento total. Por lo tanto, con estos cálculos se pueden realizar comparaciones con otros métodos propuestos en la literatura.

Al suponer que la tensión de los condensadores no cambia durante los ciclos de conmutación, es necesario expresar el modelo en términos de energía transferida. El objetivo es crear una fórmula recursiva que calcule las pérdidas por cada ciclo de conmutación basándose en los circuitos simplificados de cada estado. De esta forma, se puede calcular la variación de la tensión de los condensadores por periodo a partir de la energía perdida en un ciclo.

### 5.1.2. Procedimiento de cálculo

El convertidor reductor-elevador se divide en dos subcircuitos para realizar su análisis, en función del estado del interruptor principal. El primero de ellos se corresponde con el estado “encendido”, en el que la bobina está siendo cargada por el condensador de entrada. En el segundo, estado “apagado”, el interruptor principal se encuentra abierto y la energía almacenada en la bobina fluye hacia el condensador de salida. Este procedimiento de cálculo resulta bien conocido[25], por lo que se tratará de simplificar el número de expresiones en aras de la claridad del texto.

En las representaciones de estos dos subcircuitos se han usado las simplificaciones que a continuación se detallan:

- El modelo del transistor utilizado es una simple resistencia en serie para la obtención de las pérdidas por conducción. Las pérdidas por conmutación serán calculadas también de una forma simplificada como se muestra en la ecuación 5.5. En la sección 5.2 se utilizan fórmulas más aproximadas para todas las variables de los circuitos, entre las que se incluye un cálculo de las pérdidas de conmutación más detallado para los FETs.
- La resistencia serie que se muestra en cada uno de los subcircuitos estudiados corresponde a la agrupación de todas las resistencias serie del circuito. En concreto,  $R_{serie} = R_{bobina} + R_{trans} + R_{cond}$ , donde  $R_{bobina}$  es la resistencia del devanado del inductor,  $R_{trans}$  es la resistencia serie del transistor FET en conducción promediada para el valor de corriente de los subcircuitos, y  $R_{cond}$  es la resistencia serie (ESR) del condensador utilizado en cada subcircuito. Esto simplifica las expresiones a la hora de realizar los cálculos del rendimiento y de las pérdidas por ciclo. Como se puede deducir, conocer el porcentaje de pérdidas aplicable a cada uno de los componentes discretos es inmediato. Esto puede ser necesario en el caso de que se necesite conocer el calentamiento que sufre un componente en concreto.

- El diodo de salida se sustituye por un transistor FET, utilizando un esquema de control síncrono, para que el cálculo de las pérdidas sea equivalente en los dos circuitos. El semiconductor se sustituirá por la resistencia serie que presenta en conducción, al igual que en el subcircuito “ON”.

Utilizando las simplificaciones descritas anteriormente, las fórmulas resultantes del análisis se detallan en los siguientes párrafos.

**Subcircuito “ON”** En la figura 5.1 se muestra el subcircuito  $i$ -ésimo utilizado en el análisis de la energía transferida durante el tiempo en el que el interruptor principal permanece cerrado.

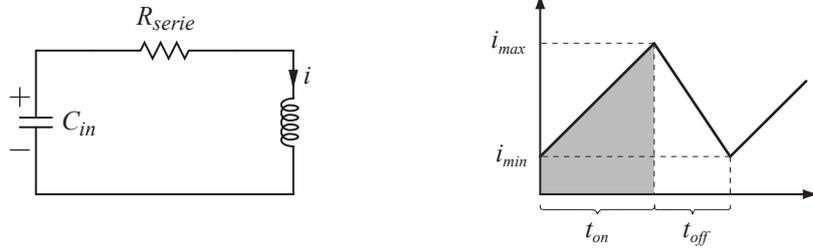


Figura 5.1: Subcircuito “ON” con evolución de la corriente de entrada

El condensador de entrada ( $C_{in}$ ) representa el formado por el conjunto de capas de carbono que inicialmente se encuentran cargadas después del proceso de desalinización . Como se ha citado previamente, el objetivo fundamental de este capítulo es obtener expresiones que permitan analizar el porcentaje de energía que se extrae de esta primera etapa en la desalación y que puede ser transferida a las sucesivas.

Las pérdidas de conmutación durante la carga de la bobina se puede expresar como:

$$P_{On_i} = I_{rms_{on}}^2 \times R_{serie} \tag{5.1}$$

donde

$$I_{rms_{on}} = \sqrt{\frac{1}{t_{on_i} + t_{off_i}} \cdot \int_0^{t_{on_i}} \left( \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on_i}} \cdot t + I_{min} \right)^2 dx} \tag{5.2}$$

**Subcircuito “OFF”** Este subcircuito es idéntico al anterior. El tiempo de descarga  $t_{off}$  detallado en la figura 5.2 tiene como origen la finalización del ciclo anterior, es decir, este tiempo no se corresponde con la suma del tiempo de conmutación en el que el transistor se encuentra apagado más el tiempo en el que se encuentra apagado. Asimilándolo a la forma

tradicional de especificación de estos tiempos teniendo en cuenta el ciclo de trabajo, este tiempo se correspondería con  $1 - d$ .

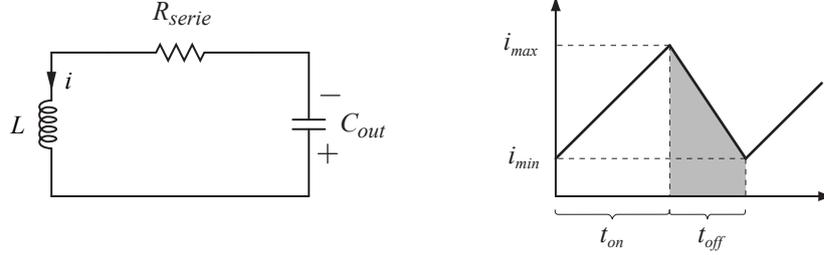


Figura 5.2: Subcircuito “OFF” con evolución de la corriente de entrada

De forma similar al circuito anterior, las pérdidas en conducción se pueden expresar como:

$$P_{off_i} = I_{rms_{off}}^2 \times R_{serie} \quad (5.3)$$

donde

$$I_{rms_{off}} = \sqrt{\frac{1}{t_{on_i} + t_{off_i}} \cdot \int_{t_{on_i}}^{t_{off_i}} \left( \frac{I_{min} - I_{max}}{t_{off_i}} \cdot (t - t_{on_i}) + I_{max} \right)^2 dx}$$

o tomando como origen de tiempos el comienzo del subcircuito “OFF”

$$I_{rms_{off}} = \sqrt{\frac{1}{t_{on_i} + t_{off_i}} \cdot \int_0^{t_{off_i}} \left( \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{off_i}} \cdot t + I_{min} \right)^2 dx} \quad (5.4)$$

**Pérdidas en conmutación** En la figura 5.3 se muestra la evolución de la corriente y la tensión en el transistor FET durante el encendido del transistor. Dado que la corriente es fundamentalmente inductiva, se puede realizar la aproximación de que la tensión en el transistor comenzará a bajar a partir de que la corriente por el mismo sea la que circula por la bobina. Este cálculo será un peor caso, ya que en condiciones reales se solaparán ligeramente estas dos formas de onda. De todas formas, las pérdidas resultantes serán más aproximadas a las obtenidas considerando que tanto la tensión como la corriente evolucionan simultáneamente.

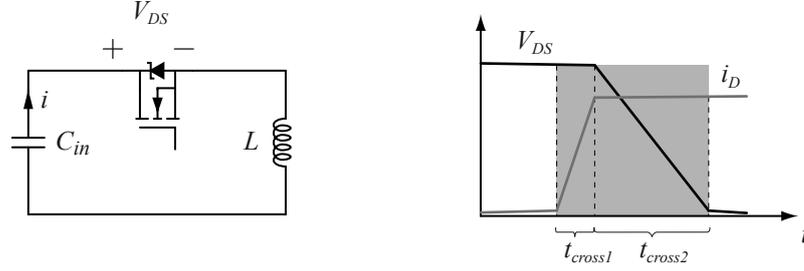


Figura 5.3: Corriente y tensión en el semiconductor durante el encendido

En los dos subcircuitos la tensión soportada por los semiconductores cuando estos se encuentra en corte es igual a  $V_{DS_i} = V_{in_i} + V_{out_i}$ ; la expresión de las pérdidas en conmutación quedaría como sigue:

$$E_{on_i} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS_i} \cdot I_{D_{on_i}} \cdot t_{rise} \quad (5.5)$$

$$E_{off_i} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS_i} \cdot I_{D_{off_i}} \cdot t_{fall} \quad (5.6)$$

Las ecuaciones 5.5 y 5.6 representan las pérdidas por ciclo de conmutación para cada semiconductor. La frecuencia del convertidor se expresa como  $f_{sw}$ . Los tiempos de subida y de bajada del transistor se indican como  $t_{rise}$   $t_{fall}$ .

### 5.1.3. Evolución de la tensión de los condensadores

A partir del análisis los subcircuitos  $i$ -ésimos anteriormente descritos, las pérdidas en conmutación totales se calculan en 5.7.

$$P_{conducción} = \sum_{i=0}^n (P_{on_i} + P_{off_i}) \quad (5.7)$$

$P_{on_i}$  y  $P_{off_i}$  se encuentran definidas en 5.1 y 5.3, respectivamente. Las pérdidas en conmutación están definidas en 5.5. Respecto a estas últimas, cabe resaltar que al estar trabajando con instantes discretos, la suma de las pérdidas en los dos semiconductores en el instante  $i$ -ésimo y en el  $(i+1)$ -ésimo resultaría en un solapamiento de uno de los flancos. Por ello, debe ajustarse la fórmula para que pueda ser introducida en un cálculo iterativo.

La potencia entregada por el condensador de entrada en un periodo de conmutación viene dada por la ecuación 5.8.

$$P_{entr} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot V_{in}^2 \cdot \frac{1}{t_{on}} \quad (5.8)$$

La energía disipada durante un ciclo de conmutación viene dada por la ecuación 5.9

$$E_{disip_i} = P_{on_i} \cdot t_{on_i} + P_{off_i} \cdot t_{off_i} + P_{sw_i} \cdot t_{sw_i} \quad (5.9)$$

La tensión de los condensadores puede ser calculada para cada intervalo.

$$C \frac{dU}{dt} = I$$

Cambiando las derivadas por los incrementos en cada periodo de conmutación:

$$C \frac{\Delta U}{\Delta t} = I$$

$$U_{i+1} = U_i + \frac{I \cdot t_i}{C}$$

Particularizando para los dos estados del circuito anteriormente descritos:

$$U_{in_{i+1}} = U_{in_i} - \frac{i_{max} + i_{min}}{2C_{in}} \cdot t_{on_i} \quad (5.10)$$

$$U_{out_{i+1}} = U_{out_i} + \frac{i_{max} + i_{min}}{2C_{out}} \cdot t_{off_i} \quad (5.11)$$

A la vista de las expresiones, se puede concluir que la inductancia influye en la frecuencia de conmutación del sistema y, por lo tanto, en las pérdidas de conmutación. También afectará al tiempo total de transferencia de energía entre el condensador de entrada y el de salida.

Una vez definidas las expresiones a utilizar, se procederá a utilizar un programa de cálculo para agilizar los cálculos de las tensiones de los condensadores. Se ha elegido MatLab® por usar un lenguaje de programación similar al estándar C usado en computación, lo que facilita la descripción de las funciones. El programa no utiliza ninguna función propietaria de este paquete específico de *software*, por lo que también se puede ejecutar con un intérprete de GNU Octave.

En la figura 5.4 se muestra el flujograma correspondiente a la función que calcula la evolución de la tensión de los condensadores.

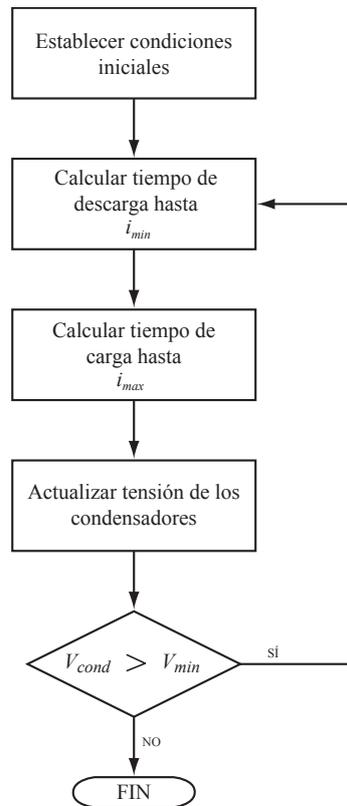


Figura 5.4: Flujograma para el cálculo de la evolución de la tensión de salida del circuito

Las pérdidas en conmutación no dependen del valor del condensador (ver sección 3.6) y se puede obtener una relación entre las pérdidas en conmutación y la inductancia utilizada. De esta forma, para evitar muchos escalones en el cálculo por computador en el caso en el que la inductancia sea pequeña, se puede realizar el cálculo con un valor grande y extrapolar el resultado al caso de tener una inductancia pequeña. Al hacer esto se ha comprobado que las pérdidas en conducción no varían significativamente con el valor de la bobina.

Los distintos ficheros que se han utilizado para obtener las gráficas y los resultados comparativos mostrados en las secciones 5.4 y 5.5 se encuentran detallados en el anexo C.

## 5.2. Modelo diferencial

El objetivo de este modelo es proporcionar una mejor aproximación en el cálculo de las tensiones de los condensadores. Esta mejora permite conocer de

forma más precisa el rango de frecuencias que presentará el convertidor una vez que éste se encuentre en funcionamiento.

El convertidor reductor-elevador a analizar queda reducido a dos subcircuitos modelados por un filtro RLC en respuesta libre. Dado que este es un circuito bien conocido, se simplificarán los cálculos prestando atención a las particularidades introducidas por el convertidor. Los dos estados del transistor principal presentan un esquema idéntico al mostrado en la figura 5.1 utilizada en la sección anterior. Como procede para el correcto desarrollo del modelo, la tensión y la corriente tanto del condensador como de la bobina son variables en el tiempo.

En el desarrollo de este modelo se asumen las simplificaciones que se muestran a continuación:

- Al igual que en la sección anterior, la resistencia serie utilizada en el modelo representa el conjunto de las resistencias de pérdidas de los distintos componentes que intervienen:  $R = R_{bobina} + R_{trans} + R_{cond}$
- Se supone que el esquema de control utilizado es el detallado en la sección 4.6.2. Esto es, la corriente al inicio del ciclo de carga de la bobina es cero, y la corriente al inicio de su descarga es  $I_{max}$ .
- El comportamiento de los subcircuitos es siempre sobreamortiguado. Esta suposición se puede contrastar fácilmente por dos motivos: el primero de ellos se resume en que otro tipo de comportamiento sería no deseado, y siendo éste un parámetro configurable en diseño se cambiarían los parámetros del circuito para convertirlo en sobreamortiguado. El segundo proviene de los resultados experimentales obtenidos tanto en este trabajo como en [4, 5]. Se puede contrastar que los valores de condensador son siempre lo suficientemente elevados en comparación con los valores de resistencia de pérdidas e inductancia como para que el sistema siempre se encuentre en este estado.

Planteando la relación entre las tensiones del circuito siguiendo las leyes de Kirchhoff se puede determinar que:

$$V_R + V_L + V_C = 0 \quad (5.12)$$

Además, la relación entre la tensión y la corriente  $I$  del circuito para cada uno

de los elementos es:

$$V_R = R \cdot I(t)$$

$$V_L = L \frac{dI}{dt}$$

$$V_C = \frac{1}{C} \int I(t) dt$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 5.12 se obtiene:

$$R \cdot I(t) + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I(t) dt = 0$$

Diferenciando con respecto al tiempo en los dos términos de la igualdad y reordenando:

$$L \frac{d^2 I}{dt^2} + R \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} I = 0 \quad (5.13)$$

se obtiene una ecuación diferencial homogénea de segundo orden que describe el comportamiento del circuito RLC. La resolución de esta ecuación es prácticamente inmediata.

$$I(t) = A_1 e^{m_1 t} + A_2 e^{m_2 t} \quad (5.14)$$

siendo  $m_1$  y  $m_2$  las raíces de la ecuación 5.13.

$$m_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

$$m_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Los dos subcircuitos se diferencian en las condiciones iniciales; su caracterización permitirá describir por completo la evolución de las variables internas de cada uno de ellos. Particularizando la ecuación 5.14 para  $t = 0$  se obtiene:

$$I_{t=0} = A_1 + A_2$$

$$\left. \frac{dI(t)}{dt} \right|_{t=0} = A_1 m_1 + A_2 m_2 \quad (5.15)$$

**Subcircuito “ON”** La primera condición inicial se obtiene a partir de la hipótesis tomada, dado el esquema de control utilizado en el convertidor, en la que se asume que en el instante inicial de conmutación del transistor principal, la corriente en este subcircuito será cero. Además, puesto que no hay corriente circulando en el circuito, se puede concluir que la tensión en

la bobina es la misma que la del condensador de entrada. Esto representa la segunda condición inicial.

$$\begin{aligned} I_{t=0} &= 0 \\ V_C|_{t=0} &= V_{in_i} = L \left. \frac{dI(t)}{dt} \right|_{t=0} \end{aligned} \quad (5.16)$$

Sustituyendo la ecuación 5.15 en 5.16 se puede obtener los valores de  $A_1$  y  $A_2$  para este caso.

$$\begin{aligned} A_1 &= -\frac{V_{in_i}}{L(m_1 - m_2)} \\ A_2 &= \frac{V_{in_i}}{L(m_1 - m_2)} \end{aligned}$$

Los coeficientes  $A_1$  y  $A_2$  son distintos para periodo de conmutación. Por lo tanto, será necesario realizar un cálculo automatizado con el objetivo de obtener la evolución de la tensión del condensador de entrada para un ciclo de transferencia completo. En el listado C.3 se muestra la función de cálculo utilizada en este trabajo.

**Subcircuito “OFF”** En este caso, la corriente en el instante  $t = 0$  será igual a la corriente máxima programada en el control del convertidor. El origen de tiempos de este intervalo se sitúa en el instante en el que el transistor del subcircuito “ON” se abre. La siguiente condición inicial del subcircuito se obtiene, al igual que en el caso anterior, del valor de la tensión del condensador de salida,  $V_{out}$ .

$$\begin{aligned} I_{t=0} &= I_{max} \\ V_C|_{t=0} &= V_{out_i} = L \left. \frac{dI(t)}{dt} \right|_{t=0} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Sustituyendo la ecuación 5.15 en 5.17 se puede obtener los valores de  $A_1$  y  $A_2$  para este caso.

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{V_{out_i} + R I_{max} - m_2 I_{max}}{L(m_1 - m_2)} \\ A_2 &= \frac{V_{out_i} + R I_{max} - 2 m_2 I_{max} - m_1 I_{max}}{L(m_1 - m_2)} \end{aligned}$$

Al igual que en el apartado anterior, se deben recalcular los coeficientes  $A_1$  y  $A_2$  para cada periodo de conmutación. En el listado C.4 del anexo C se muestra la función de cálculo utilizada para el cálculo de la evolución de la tensión de salida.

### 5.3. Modelo del convertidor con *snubber*

A partir de la versión simplificada de las transiciones expuesta en 4.3.1, se puede obtener el modelo en  $s$  específico para cada tramo, con el fin de calcular los parámetros óptimos del circuito. Para ello se partirá de un esquema de transiciones más detallado mostrado en la figura 5.5.

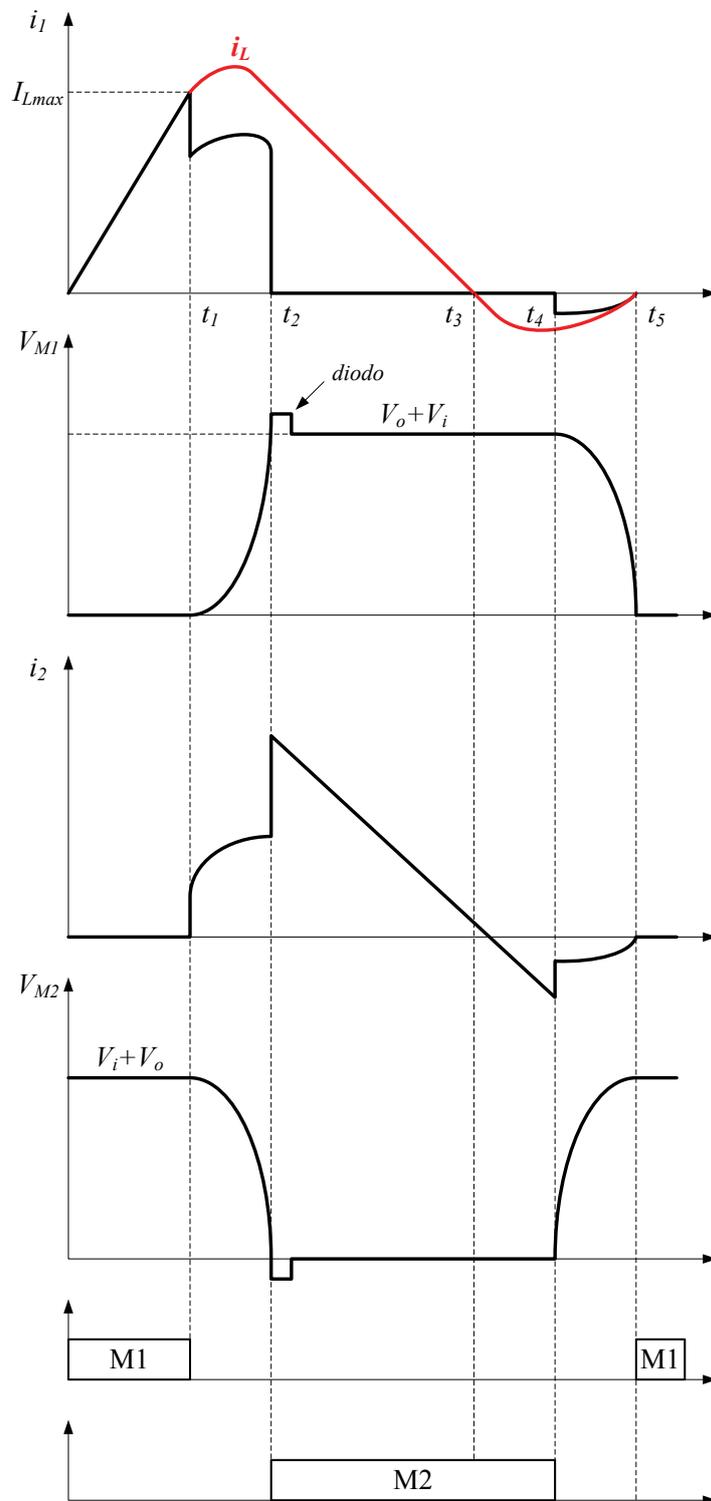


Figura 5.5: Evolución de las variables de estado del convertidor con *snubber*

$$0 < t < t_1$$

Durante este periodo la corriente por la bobina se carga de manera lineal por acción de la tensión  $V_i$ . La ecuación (5.18) describe la evolución de esta variable. El esquema del subcircuito se presenta en la figura 5.6.

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{V_i}{L}t \quad (5.18)$$

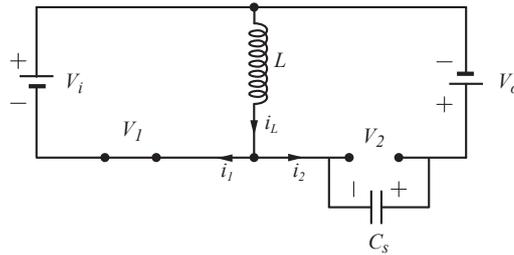


Figura 5.6: Subcircuito  $t_1$  del convertidor con *snubber*

$$t_1 < t < t_2$$

Este periodo se corresponde al tiempo que transcurre desde que se cierra  $M_1$  hasta que se cierra  $M_2$ . El esquema del subcircuito se representa en la figura 5.7.

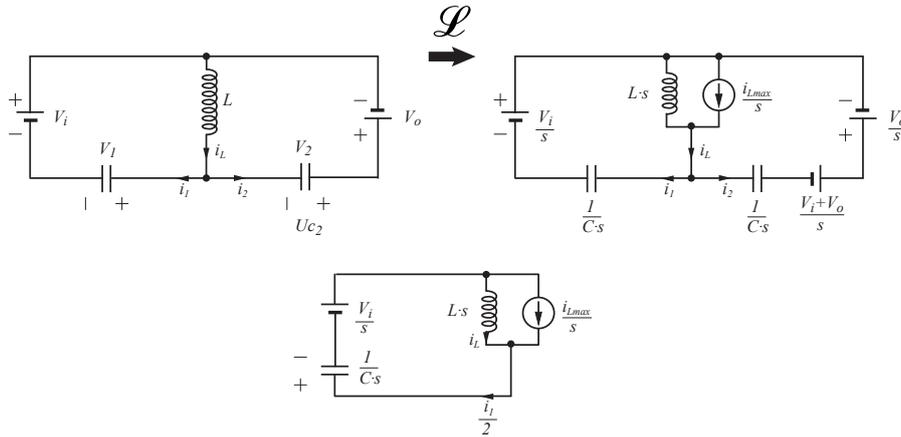


Figura 5.7: Subcircuito  $t_2$  del convertidor con *snubber*

Expresando las ecuaciones del circuito anterior se puede obtener:

$$\frac{V_i}{s} = L s I_L + \frac{1}{C s} \left( I_L + \frac{I_{Lmax}}{s} \right) \quad (5.19)$$

Despejando en la ecuación anterior para  $V_i$ :

$$V_i = \frac{1}{C} (LC s^2 + 1) I_L + \frac{I_{L_{max}}}{C s} \quad (5.20)$$

La expresión de la corriente por la bobina es:

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{C V_i}{LC s^2 + 1} - \frac{I_{L_{max}}}{s(LC s^2 + 1)} \\ &= \frac{V_i}{L} \cdot \frac{1}{s^2 + \omega^2} - \frac{I_{L_{max}}}{LC} \cdot \frac{1}{s(s^2 + \omega^2)} \end{aligned} \quad (5.21)$$

siendo  $\omega = \frac{1}{LC}$ . Expresando 5.21 en función del tiempo se obtiene:

$$i_L(t) = \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \operatorname{sen} \omega t - I_{L_{max}} + I_{L_{max}} \cos \omega t \quad (5.22)$$

De la última simplificación del circuito en  $s$  se puede deducir fácilmente que:

$$I = 2 i_L(t)$$

Expresando la ecuación anterior en  $s$  se obtiene:

$$I(s) = I_L(s) + \frac{I_{L_{max}}}{s}$$

Por lo tanto,

$$i_L(t) = \frac{V_i}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \operatorname{sen} \omega t + I_{L_{max}} \cos \omega t \quad (5.23)$$

La corriente por el interruptor 1 durante este subintervalo se puede derivar de (5.23), resultando:

$$i_1(t) = \frac{V_i}{2 z_0} \operatorname{sen} \omega t + \frac{I_{L_{max}}}{2} \cos \omega t \quad (5.24)$$

donde  $z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . La tensión soportada por el interruptor 1 durante la transición de apertura se puede simplificar como:

$$V_{M_1} = \frac{1}{C} \int i_1(t) dt \quad (5.25)$$

Para resolver (5.25) se han considerado que  $i_1(t)$  durante el intervalo es prácticamente constante, ya que:

- El intervalo  $(t_1, t_2)$  es muy pequeño, por lo que no se garantiza la conmutación a tensión cero.
- La evolución de la tensión en este tramo sólo depende de  $I_{L_{max}}$  y no de  $V_i$  o  $V_o$  por lo que no importa que estos varíen para seguir estando en una condición de conmutación a tensión cero.

Además, se puede asumir que:

$$i_1(t) \approx \frac{I_{L_{max}}}{2} \cos \omega t \quad (5.26)$$

ya que en las condiciones habituales del circuito, es decir, bobinas del orden de decenas de  $\mu\text{H}$  y condensadores del orden de algún nF, se puede despreciar  $\frac{V_i}{2z_0} \sin \omega t$ . Así, sustituyendo (5.26) en (5.25) y aplicando la suposición de corriente constante, se obtiene que:

$$V_{M_1} = \frac{z_0}{2} I_{L_{max}} \sin \omega t \quad (5.27)$$

$$t_2 < t < t_3$$

El subcircuito correspondiente a este intervalo se muestra en la figura 5.8. La energía almacenada en la bobina se transfiere a  $V_o$ .

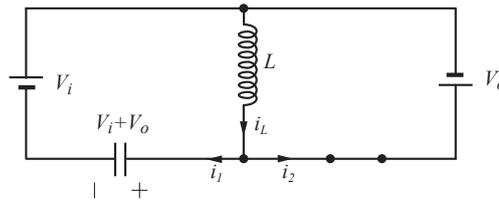


Figura 5.8: Subcircuito  $t_3$  del convertidor con *snubber*

La evolución de la corriente por la bobina se puede expresar fácilmente como:

$$i_L(t) = I_{L_{max}} - \frac{V_o}{L} t \quad (5.28)$$

$$t_3 < t < t_4$$

En este intervalo se invierte el sentido de la corriente que circula por la bobina. El subcircuito sigue siendo el mismo que en la figura 5.8.

La corriente por la bobina será:

$$i_L(t) = -\frac{V_o}{L} t \quad (5.29)$$

$$t_4 < t < t_5$$

las condiciones del circuito equivalente durante la transición de apertura del interruptor  $M_2$  se muestran en la figura 5.9.

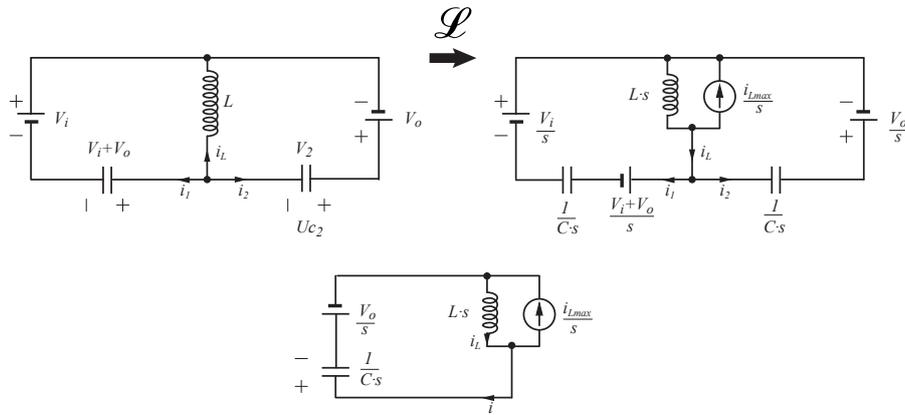


Figura 5.9: Subcircuito  $t_5$  del convertidor con *snubber*

Obteniendo las ecuaciones del circuito simplificado, se puede obtener que:

$$-\frac{V_o}{s} = L s I_L + \frac{1}{C s} \left( I_L - \frac{I_{L_{min}}}{s} \right) \quad (5.30)$$

Despejando para  $I_L$ :

$$I_L = -\frac{V_o}{L} \cdot \frac{1}{s^2 + \omega^2} + \frac{I_{L_{min}}}{L C} \cdot \frac{1}{s(s^2 + \omega^2)} \quad (5.31)$$

Obteniendo la antitransformada de Laplace de la ecuación (5.31),

$$i_L(t) = -\frac{V_o}{z_0} \operatorname{sen} \omega t + I_{L_{min}} - I_{L_{min}} \cos \omega t \quad (5.32)$$

A partir de la expresión de la corriente por la bobina, se puede calcular la corriente  $i_1(t)$ .

$$i_1(t) = \frac{i_L(t) - I_{L_{min}}}{2} = -\frac{V_o}{z_0} \operatorname{sen} \omega t - \frac{I_{L_{min}}}{2} \cos \omega t \quad (5.33)$$

Con la ecuación (5.33) se puede llegar a ajustar el valor de  $I_{L_{min}}$  para que los condensadores de los transistores puedan cargarse. Se pueden producir tres casos en la evolución de la corriente, en función del peso de los distintos operandos de la ecuación.

$$a) \frac{1}{2} L I_{Lmin}^2 > \left( \frac{1}{2} C V^2 \right) \cdot 2$$

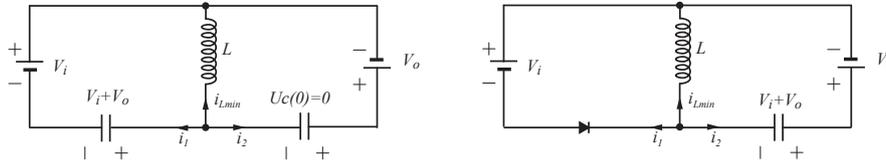


Figura 5.10: Subcircuito  $t_6$  del convertidor con *snubber* (a)

En este caso, el diodo entra en conducción antes que el MOSFET; la bobina se descargará sobre la entrada. Las formas de onda en este caso se muestran en la figura 5.11

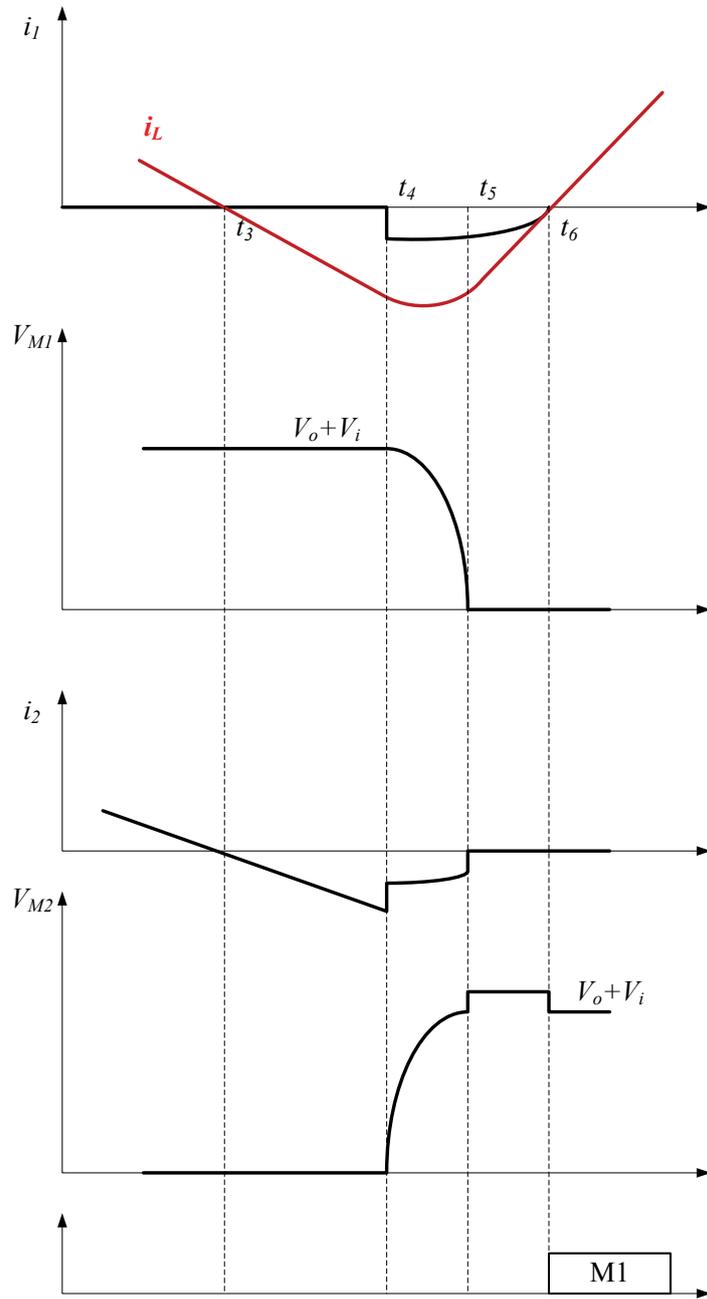


Figura 5.11: Evolución de las señales en el caso (a)

$$b) \frac{1}{2} L I_{Lmin}^2 < \left( \frac{1}{2} C V^2 \right) \cdot 2$$

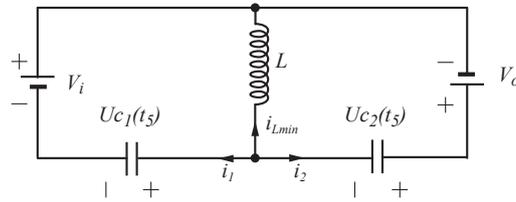


Figura 5.12: Subcircuito  $t_6$  del convertidor con *snubber* (b)

Bajo estas condiciones los condensadores se descargarán prácticamente de forma instantánea disipándose su energía.

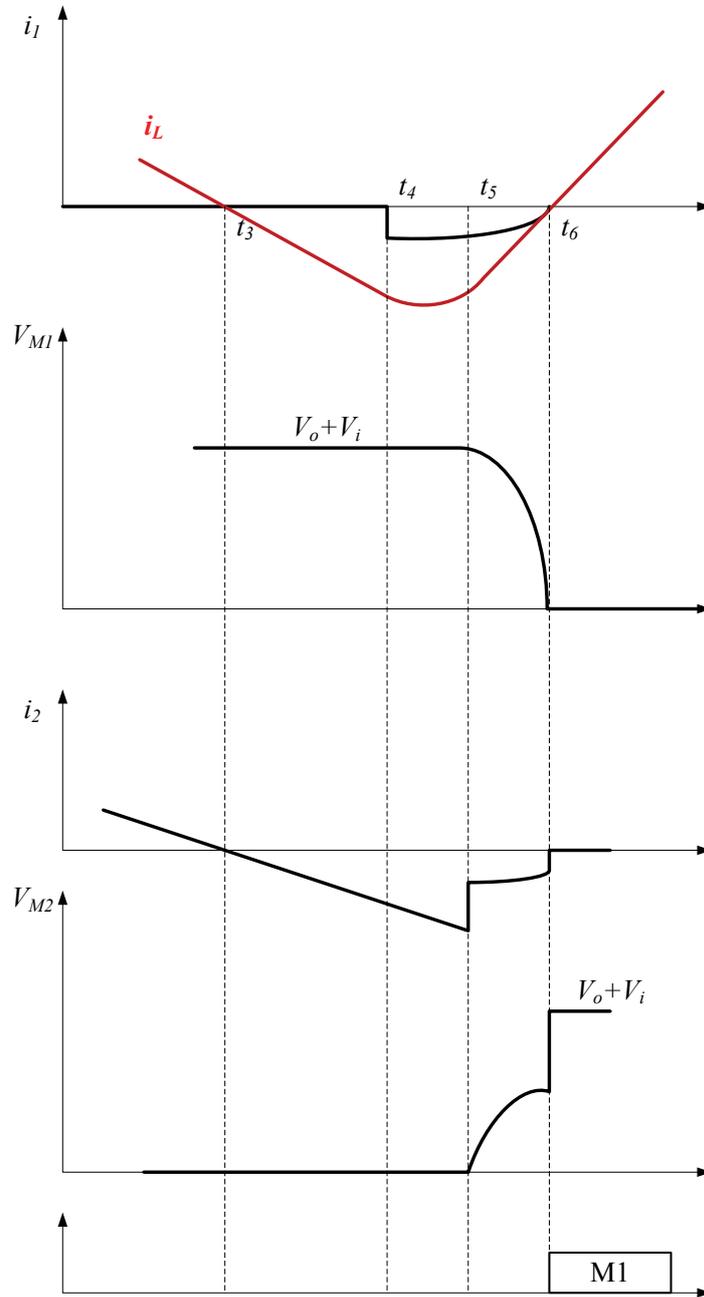


Figura 5.13: Evolución de las señales en el caso (b)

c)  $\frac{1}{2} L I_{Lmin}^2 = \left( \frac{1}{2} C V^2 \right) \cdot 2$

Este sería el caso óptimo para obtener un mejor rendimiento. El subcircuito equivalente sería igual al mostrado en la parte izquierda de la figura 5.10 .

Para conseguir la condición de ZVS siempre, la tensión y la corriente de los MOSFETs durante el intervalo  $t_4 < t < t_5$  ha de ser independiente de la tensión de entrada y de salida.

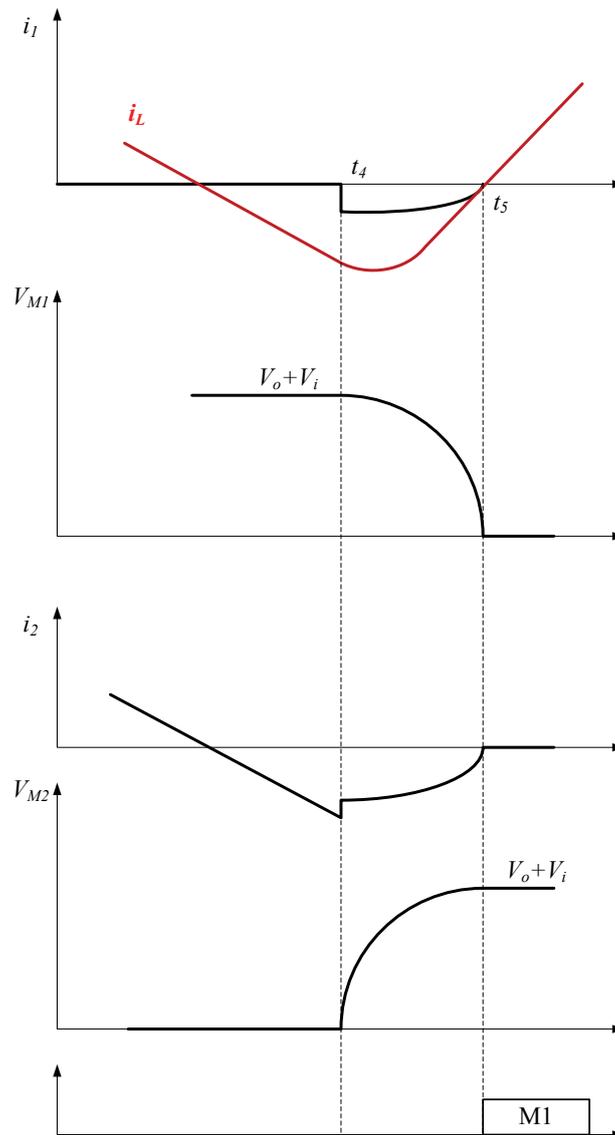


Figura 5.14: Evolución de las señales en el caso (c)

Si  $\frac{V_o}{z_0} < I_{L_{min}}$  se cumple:

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad ; \quad C \ll L \implies z_0 \uparrow\uparrow$$

por lo que se cumplen las condiciones para ZVS independientemente de los valores de  $V_o$ ,  $V_i$ .

## 5.4. Simulaciones para el elevador-reductor

### 5.4.1. Simulaciones del convertidor en SPICE

El convertidor reductor-elevador seleccionado se ha estudiado en distintos puntos de funcionamiento utilizando la herramienta de simulación de circuitos electrónicos SPICE.

La figura 5.15 muestra la evolución de las tensiones de los condensadores de salida y de entrada obtenidas con SPICE. En este caso, los valores de bobina, capacidad de entrada y salida, así como resistencia serie se muestran a continuación.

$$\begin{aligned} L &= 10 \text{ mH} \\ C_{in} &= 1 \text{ F} \\ C_{out} &= 1 \text{ F} \\ R_{serie} &= 100 \text{ m}\Omega \end{aligned}$$

El valor de resistencia serie de 100 mΩ es el valor aproximado que se ha medido en los prototipos de los módulos desalinizadores construidos.

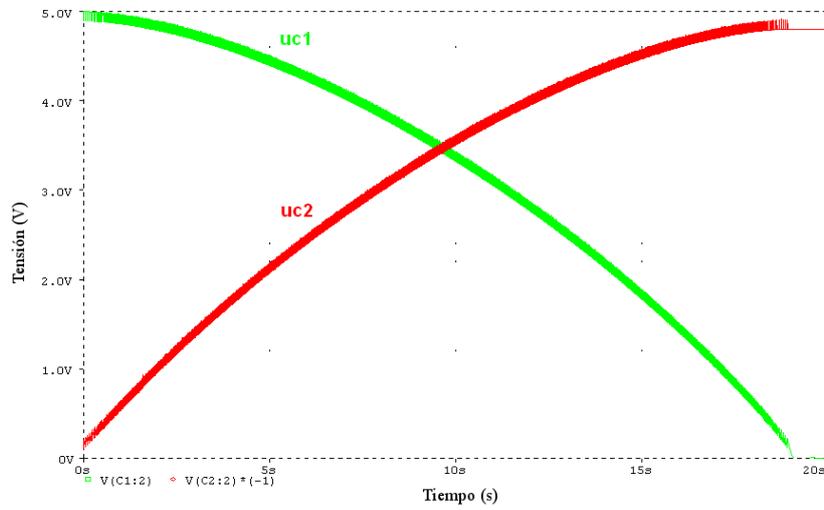


Figura 5.15: Evolución de las tensiones de los condensadores con SPICE

La tensión inicial del condensador de entrada es 0 V, y el condensador de salida se encuentra descargado. Los límites de corriente se establecen en 0 A y 1 A respectivamente. El control del convertidor se realiza por histéresis, tal y como se detalla en la sección 4.6.2. En la figura 5.16 se puede ver la evolución de la corriente por la bobina durante la transferencia de energía hacia el condensador de salida.

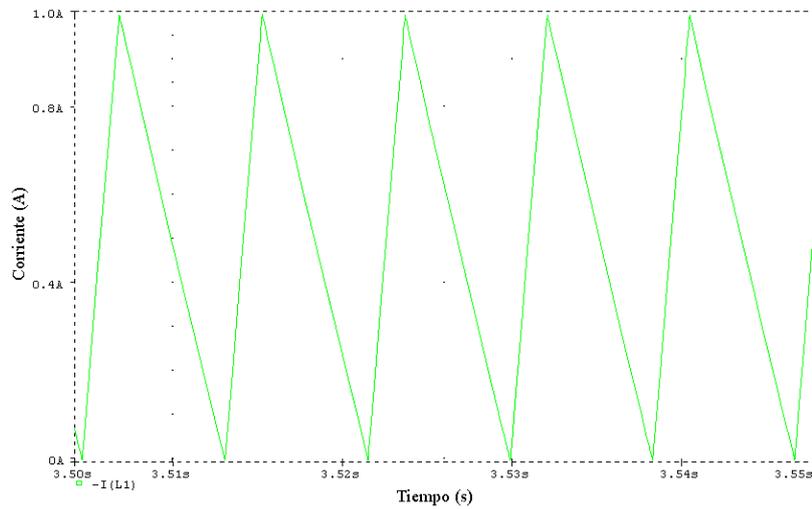


Figura 5.16: Detalle de la corriente por la bobina simulada en SPICE

### 5.4.2. Simulaciones basadas en el modelo de tensión constante

Además de analizar el convertidor con este método, se ha utilizado el modelo matemático desarrollado en la sección 5.1.3. El hecho de realizar el cálculo por computador de las evoluciones del circuito mediante el modelo matemático desarrollado presenta una serie de ventajas frente a la simulación con SPICE:

- Cálculo detallado y por separado de las pérdidas del convertidor.
- Los resultados pueden ser fácilmente representados, comparados y contrastados.
- La información de todas las variables internas del circuito es accesible y modificable.
- Las simulaciones se obtienen sustancialmente más rápidas.

Para comprobar la validez del modelo, se ha calculado la evolución de las tensiones de los condensadores en las mismas condiciones que en la sección anterior. Para ello, el algoritmo de cálculo implementado evalúa las pérdidas del convertidor para cada ciclo. Todas las tensiones y corrientes se calculan a partir de estos valores. Como se puede apreciar en la figura 5.17, el condensador  $C_{out}$  alcanza el mismo voltaje que el que se había obtenido en la simulación con SPICE. Además, se produce aproximadamente en el mismo tiempo de transferencia total. Esto permite corroborar los resultados obtenidos con el modelo matemático, y utilizar éste para ampliar el estudio sobre el convertidor.

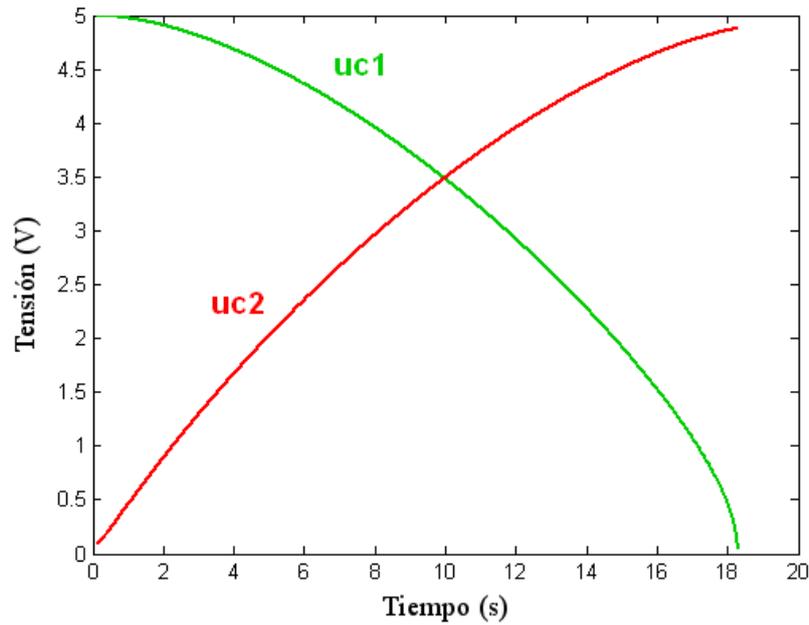


Figura 5.17: Evolución de las tensiones calculadas con Matlab®

Con el objetivo de estudiar la influencia de los diferentes parámetros del circuito en su comportamiento, se han realizado varias simulaciones con el objetivo de comparar distintos casos y extraer información sobre el proceso. En concreto, se analizarán varias características fundamentales como pueden ser el rendimiento o el tiempo total de transferencia.

En un primer análisis se ha estudiado la influencia de la tensión del condensador de entrada en el rendimiento del convertidor, así como el valor mínimo de la corriente por la inductancia. En ambos casos se ha mantenido la diferencia entre las corrientes máximas y mínimas, en este caso será de  $I_{max} - I_{min} = 1$  A. La figura 5.18 se ha obtenido con un valor de inductancia de  $10 \mu\text{H}$ ; la figura 5.19 se ha calculado con un valor de  $100 \mu\text{H}$ .

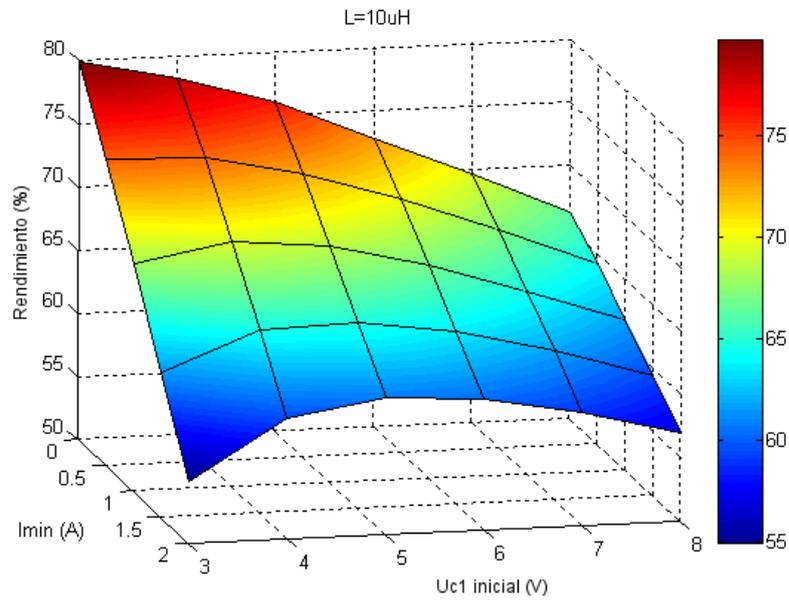


Figura 5.18: Rendimiento en función de  $I_{min}$  y  $V_{in}$  para  $L = 10 \mu\text{H}$

Como se puede apreciar, el rendimiento disminuye cuando se incrementa el valor de corriente mínima. Esto es debido a un aumento de las pérdidas en conducción. También se puede extraer que la influencia de la tensión inicial del condensador  $C_{in}$  depende en gran medida del valor de la inductancia. Este efecto se produce al aumentar las pérdidas en conmutación cuando el valor de la inductancia es más pequeño — lo que resulta en una frecuencia de conmutación superior. Además, las pérdidas serán más significativas comparándolas con el valor inicial de energía almacenada en el condensador.

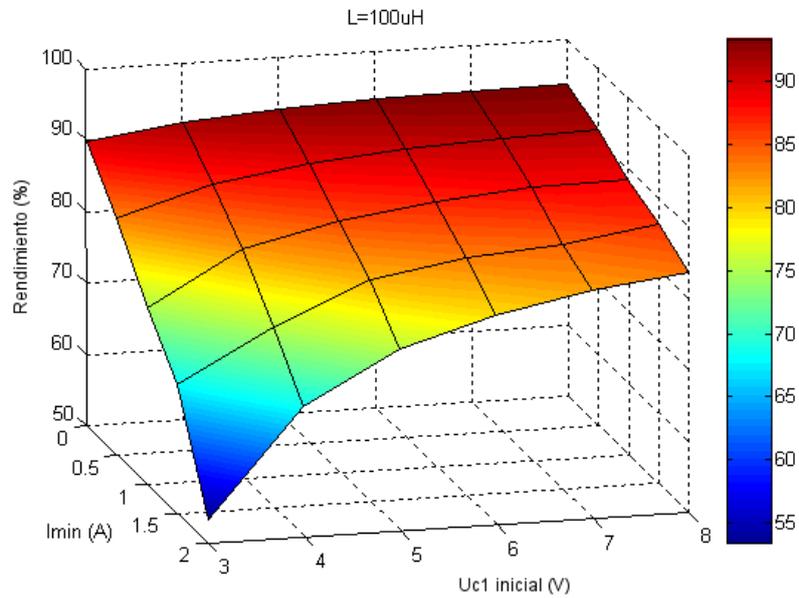


Figura 5.19: Rendimiento en función de  $I_{min}$  y  $V_{in}$  para  $L = 100 \mu\text{H}$

Otro efecto que se ha estudiado es la influencia del tiempo total de transferencia de energía. Este valor es relevante, ya que uno de los parámetros a optimizar en un proceso industrial basado en CDI sería que éste fuera lo más rápido posible. En la figura 5.20 se puede observar los distintos tiempos frente al valor de corriente mínimo fijado, así como la excursión máxima de corriente prefijada. Como se puede prever, el tiempo disminuye a medida que los valores de corriente aumentan. Debido a que el rendimiento empeora a medida que el tiempo se acorta, se debe buscar una solución de compromiso entre el valor máximo admisible de pérdidas en el circuito y el tiempo total de transferencia de energía en la etapa de desalación.

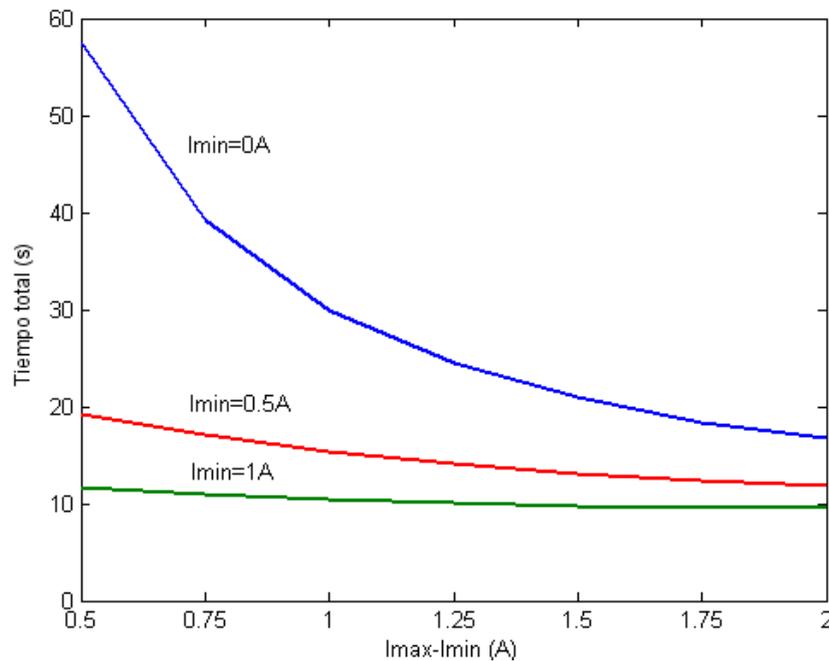


Figura 5.20: Influencia de la corriente en el tiempo total de transferencia

A partir de estos datos es posible calcular el valor óptimo de corriente para obtener el mayor rendimiento posible del convertidor. Como se puede deducir de las figuras 5.18 y 5.19 la corriente mínima debe ser lo más pequeña posible para mejorar el rendimiento. Por lo tanto, el valor que debe ser elegido como corriente mínima es 0 A. Obviamente, en la implementación real del convertidor se puede programar un pequeño margen positivo para evitar que el convertidor trabaje con corriente inversa y se penalice el rendimiento. En cuanto a la diferencia de corriente  $I_{max} - I_{min}$  más favorable, se deberá realizar el cálculo de las pérdidas de conducción y conmutación. En la figura 5.21 se representan las energías de pérdidas que influyen en el circuito, así como el punto óptimo calculado. La gráfica muestra las energías en Julios debido a que si se compararan las pérdidas como potencia no se podría realizar de forma directa. Como el tiempo total de transferencia depende del valor de bobina seleccionada, hacer una comparación de pérdidas en potencia no proporciona información útil acerca de como el rendimiento se ve afectado por la corriente durante un ciclo completo de carga-descarga.

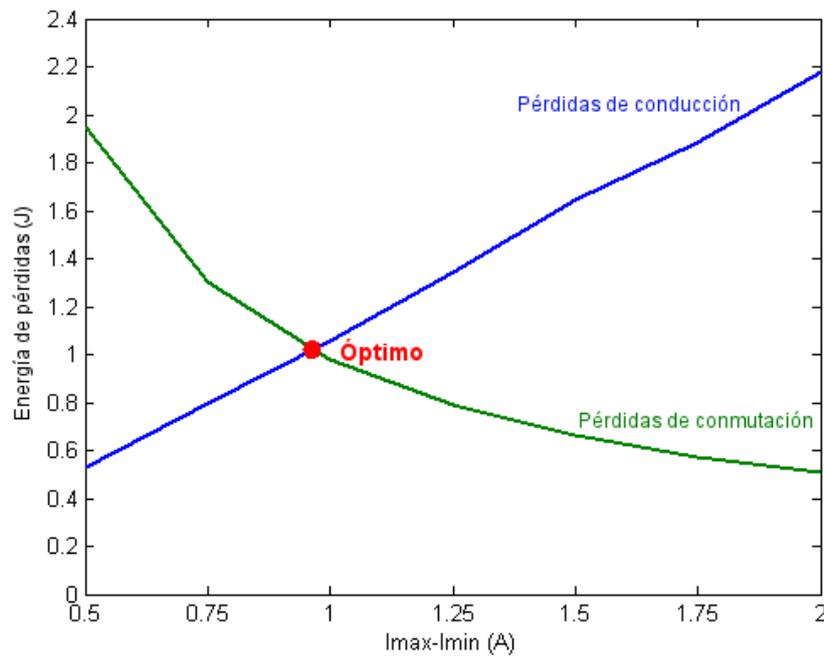


Figura 5.21: Diferencia de corriente óptima para el rendimiento del convertidor

De los resultados anteriores se puede inferir que los límites de corriente óptimos para el funcionamiento del convertidor son:  $I_{min} = 0$  A para la corriente mínima y  $I_{max} = 0,960$  A para la corriente máxima.

### Simulaciones para el control a frecuencia constante

El sistema de control detallado en la sección 4.6.3 requiere el cálculo de los límites de corriente necesarios a fin de obtener una frecuencia de conmutación constante. Para ello se ha modificado el procedimiento de cálculo en Matlab® utilizado en la sección anterior para generar esta información. En la figura 5.22 se muestra el resultado obtenido. La forma esperada se debe a que el convertidor debe ajustar los tiempos de  $t_{on}$  y  $t_{off}$  adecuados en función de las tensiones de entrada y de salida, manteniendo el todo momento el periodo constante.

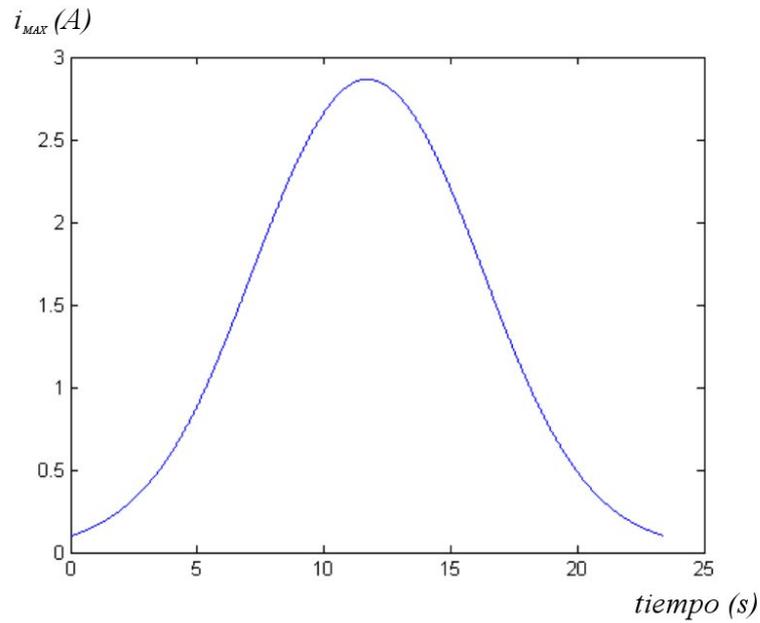


Figura 5.22: Corriente máxima calculada en el control a frecuencia constante

La evolución de las tensiones en los condensadores aplicando este esquema de control se muestra en la figura 5.23 en base a las simulaciones. Se observa que la mayor transferencia de energía se produce cuando los valores de corriente alcanzan los valores máximos; esto se corresponde con el punto de inflexión apreciado en la tensión de salida. De acuerdo a los resultados obtenidos, se espera que este control sea capaz de obtener un rendimiento similar al control desarrollado mediante histéresis con límites de corriente fijos. También cabe resaltar que el tiempo de transferencia se reduce a la mitad aproximadamente.

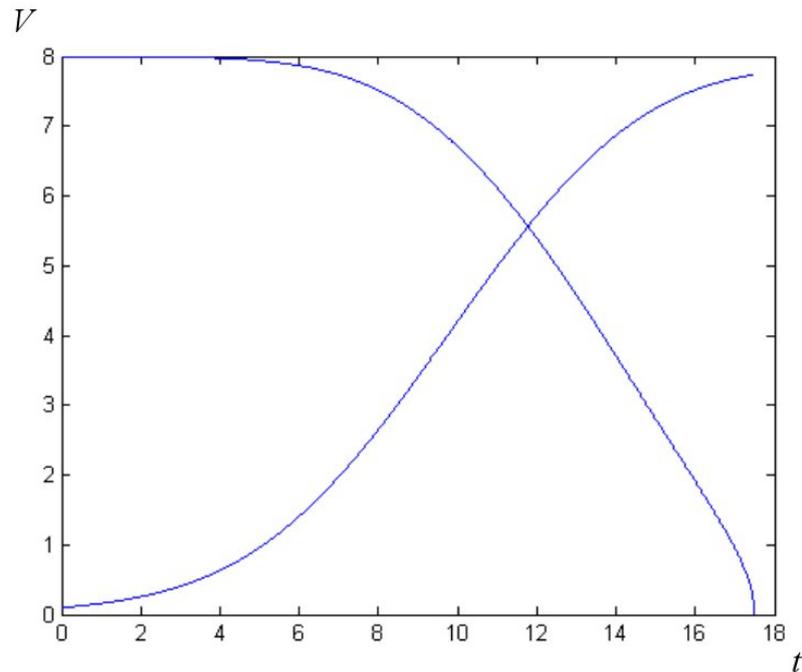


Figura 5.23: Evolución de tensiones en el control a frecuencia constante

Sin embargo, los resultados experimentales detallados en la sección 6.5 han indicado que este esquema de control no resulta óptimo para el sistema estudiado.

## 5.5. Simulaciones para el elevador-reductor con bobina con toma media

### 5.5.1. Simulaciones del convertidor en SPICE

Las simulaciones para el elevador-reductor con bobina con toma media detallado en la sección 4.4 se han realizado siguiendo el patrón de las realizadas en la sección anterior. El circuito utilizado en el programa, mostrado en la figura 5.24, es prácticamente idéntico al elevador-reductor estándar, con la adición de las bobinas acopladas.

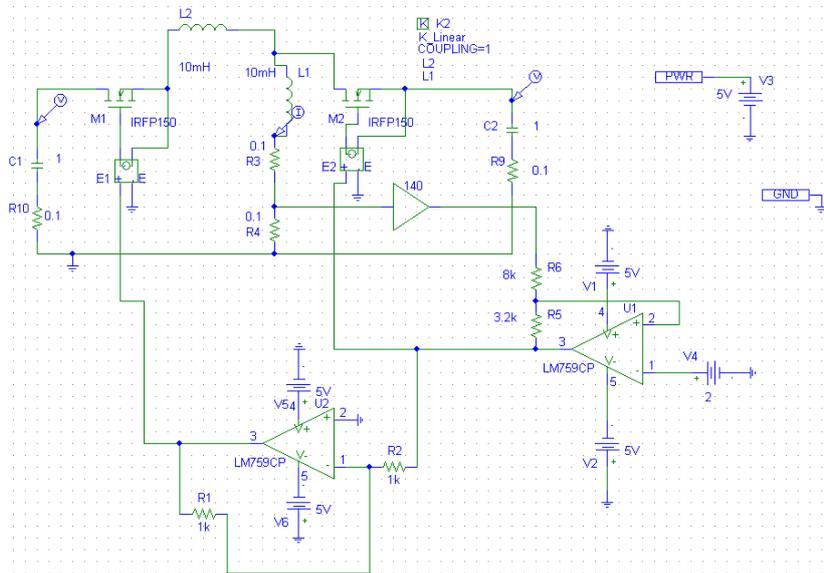
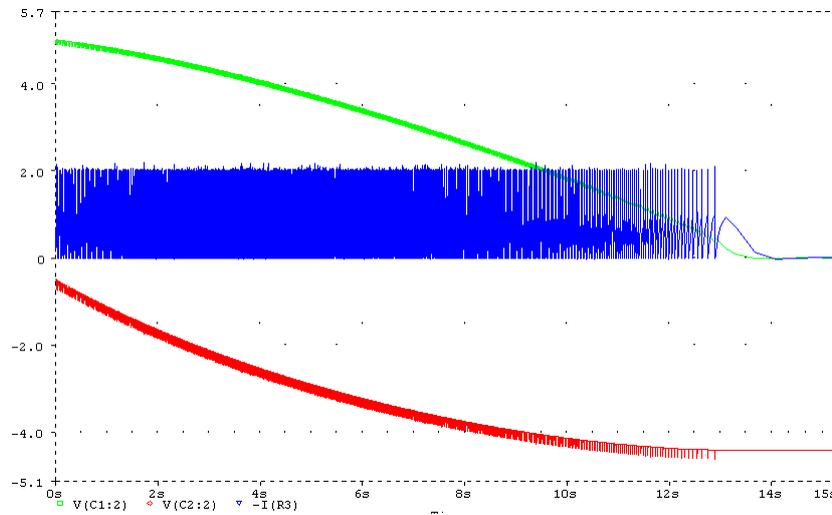


Figura 5.24: Circuito de simulación utilizado para el *tapped inductor buck-boost*

El esquema de control utilizado sigue siendo por histéresis, en este caso la corriente mínima está establecida en 0 A y la máxima en 1 A. Los valores utilizados en los componentes principales son similares a los utilizados en la sección 5.4.1 para que los resultados puedan ser comparables. En la figura 5.25 se muestra la evolución obtenida por simulación de las tensiones de entrada y de salida del convertidor, así como la corriente por la bobina en la parte elevadora-reductora. Como se puede observar, la transferencia de energía se completa en aproximadamente 13 s. En cada conmutación el condensador absorbe el pequeño pico de tensión que se produce en el cambio de la utilización de la bobina completa a sólo una parte de la misma, la que se encuentra en la zona de salida. Dada la colocación de la punta de medida en el programa de simulación, esta tensión es mostrada como negativa.

Figura 5.25: Evolución de tensiones y corrientes en el *tapped*

### 5.5.2. Simulaciones basadas en el modelo de tensión constante

Para validar el modelo realizado en Matlab® se han comparado los resultados obtenidos en las simulaciones anteriores con los proporcionados por el programa. Los valores utilizados para la simulación son equivalentes a los introducidos en el esquema de SPICE. En la figura 5.26 se puede observar que el tiempo calculado para la transferencia total de la energía es aproximadamente el mismo, en este caso es 12 s frente a los 13 s del caso anterior. Esto es debido a que en el modelo sólo se tienen en cuenta las tensiones iniciales y finales de cada intervalo de conmutación, pero no los posibles espurios que se producen en el instante de cierre del interruptor de salida.

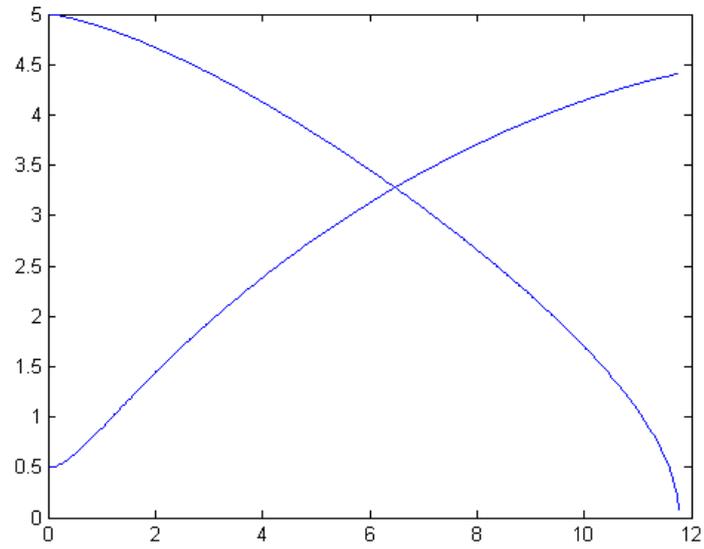


Figura 5.26: Cálculo de tensiones y corrientes en el *tapped*

Además de comprobar la validez del modelo matemático, el programa de cálculo se ha aprovechado para mostrar gráficas comparativas para los distintos casos de funcionamiento del convertidor, a fin de obtener una optimización de los valores del circuito. Como en el caso anterior, se han comparado los valores de rendimiento obtenidos al variar la tensión del condensador de entrada, así como al variar la corriente mínima del control. La figura 5.27 muestra los resultados obtenidos con las siguientes condiciones iniciales:

$$L_1 + L_2 = 100 \text{ mH}$$

$$C_{in} = 1 \text{ F}$$

$$C_{out} = 1 \text{ F}$$

$$R_{serie} = 100 \text{ m}\Omega$$

$$\Delta I = 1 \text{ A}$$

$$V_{out}|_{t=0} = 0,5 \text{ V}$$

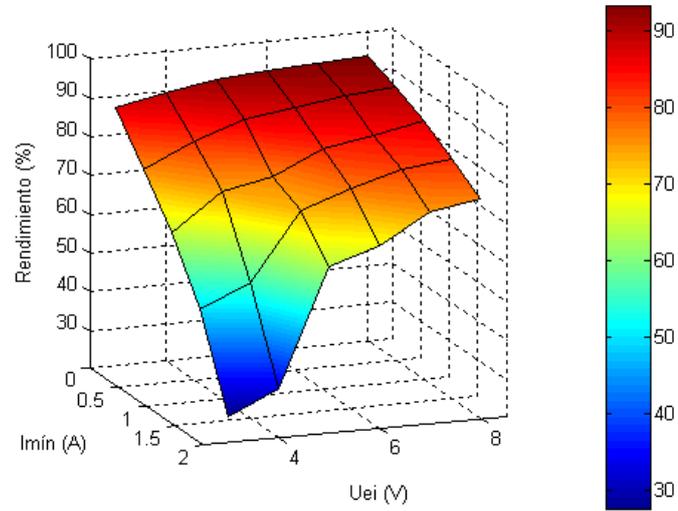


Figura 5.27: Rendimientos al variar  $V_{in}$  e  $I_{min}$  en el *tapped*

El cálculo de este circuito se ha realizado en las mismas condiciones que el evaluado en la figura 5.19 para el elevador-reductor. Se puede apreciar que los rendimientos son bastante similares para corrientes mínimas bajas, pero al aumentar estas los valores de rendimiento caen significativamente más en el caso del *tapped*.

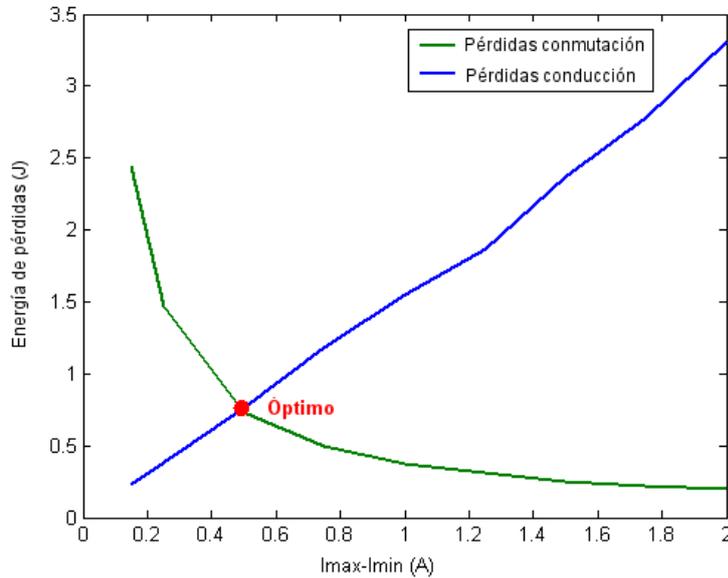


Figura 5.28: Diferencia de corriente óptima para el rendimiento del *tapped*

Al igual que en el caso anterior, se ha procedido a calcular el óptimo de excursión de corriente para este convertidor, mostradas en la figura 5.28. Las condiciones de evaluación son las mismas que las citadas anteriormente. Para este caso, el punto de funcionamiento óptimo se produce con un nivel de energía de pérdidas ligeramente inferior al caso del reductor-elevador. Este punto se produce con un  $\Delta I = 0,5$  A, a diferencia del anterior que se fijaba en 1 A. Al comparar las figuras 5.19 y 5.27 se puede destacar que la diferencia de rendimiento en la zona más elevada (para el caso de corriente mínima cero) es mínima. Sin embargo, al tener que mantener una  $\Delta I$  en este caso, se penaliza el tiempo total de transferencia de energía. Por lo tanto, aunque los rendimientos son similares, el tiempo transcurrido con el *tapped* es mayor que en el reductor-elevador. Para mostrar esta diferencia de forma gráfica, se ha realizado un estudio comparativo de los tiempos totales de transferencia en función de los valores de corriente. Como en todas las gráficas anteriores, las condiciones del circuito son las mismas, citadas al inicio de esta sección. Cabe resaltar que como única diferencia, en el caso del *tapped* se parte de una tensión inicial en el condensador de salida de 0,5 V, mientras que en el elevador-reductor esta es de 0,1 V. Esto influye ligeramente en los resultados, pero como se observa los resultados tienen un margen suficiente como para que las conclusiones obtenidas sean válidas.

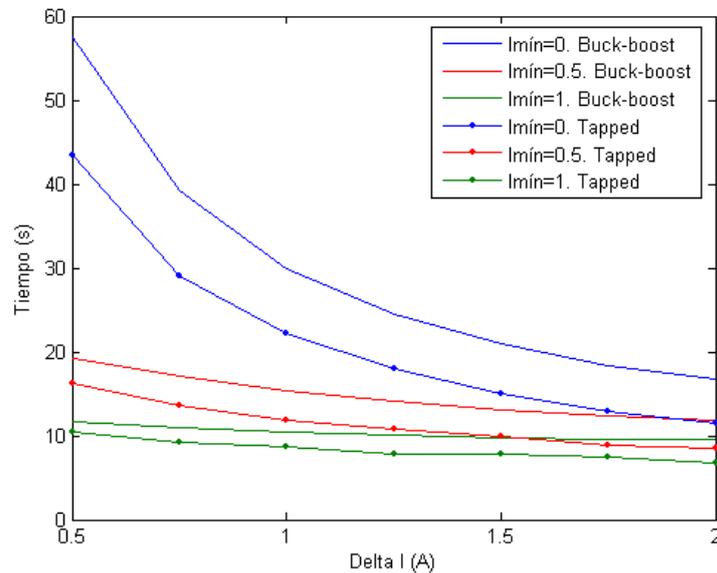


Figura 5.29: Comparación de tiempos de transferencia entre elevador-reductor y *tapped*

En la figura 5.29 se ve cómo los tiempos de transferencia se igualan a medida que la corriente mínima aumenta. Para estos valores de mayor corriente, el rendimiento se ve penalizado de forma considerable. Por lo tanto, las velocidades de transferencias mayores en el elevador-reductor se producen para condiciones de rendimiento similares al *tapped*.

## 5.6. Simulaciones del reductor-elevador con *snubber*

Las simulaciones que se muestran a continuación se han obtenido con el circuito de la figura A.2. La bobina utilizada es de  $30 \mu\text{H}$ , y las capacidades en paralelo con los transistores son de  $15 \text{ nF}$ . Se han probado varios valores de tensiones de entrada, con sus correspondientes valores de tensión de salida, a fin de validar varias condiciones durante la carga. Las acciones de control sobre los transistores están retrasadas para que se pueda producir las condiciones de ZVS en todos los casos.

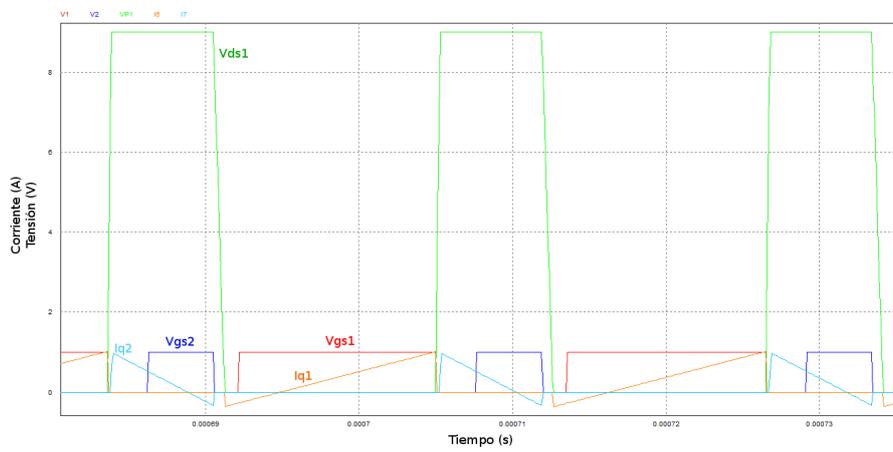


Figura 5.30: Conmutaciones ZVS con  $V_i = 3$  ,  $V_o = 6$  V

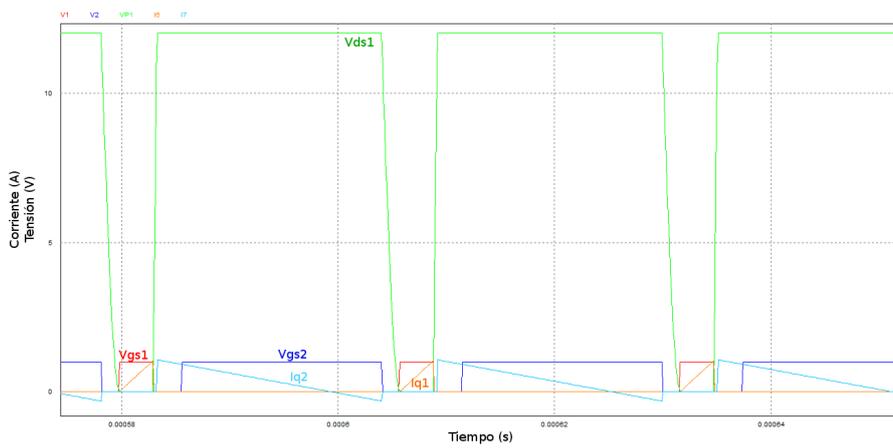


Figura 5.31: Conmutaciones ZVS con  $V_i = 10$  ,  $V_o = 2$  V

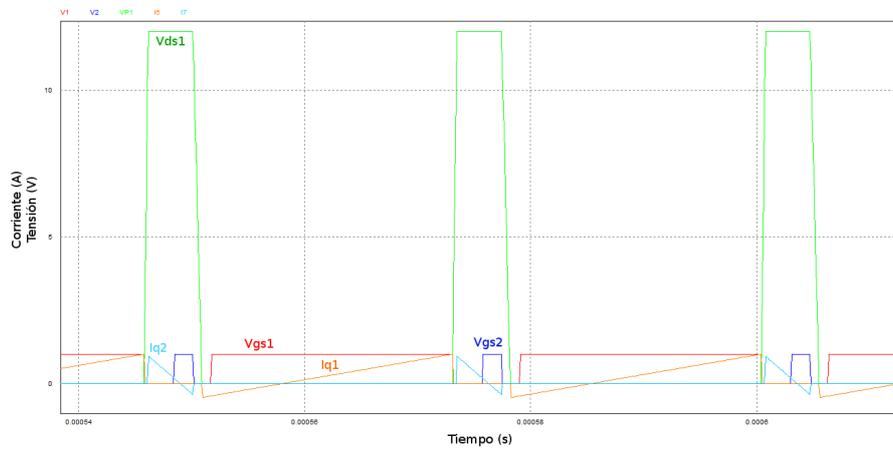


Figura 5.32: Conmutaciones ZVS con  $V_i = 2$  ,  $V_o = 10$  V

Como se puede observar, las transiciones son las esperadas según los modelos obtenidos en la sección 5.3. Para facilitar la obtención de las simulaciones, siempre se presenta un caso estático del convertidor en el que las tensiones de entrada y salida permanecen constantes, en lugar de utilizar el modelo de la celda electroquímica.

Estas transiciones se pueden comparar con las capturas de osciloscopio tomadas sobre el prototipo construido, mostradas en la sección 6.7.

## Capítulo 6

# Validación de resultados experimentales

### 6.1. Introducción

En las siguientes secciones se detallaran los resultados experimentales obtenidos para el convertidor reductor-elevador, seleccionado como el mejor adaptado para este trabajo.

### 6.2. Control por histéresis

En las primeras pruebas del convertidor se utilizó una bobina de  $33 \mu\text{H}$ . Los condensadores tanto de entrada como de salida son de  $5,5 \text{ F}$ . Con estos valores prácticamente no se aprecian frecuencias audibles durante todo el proceso de transferencia. El comportamiento es el esperado según los resultados de la simulación.

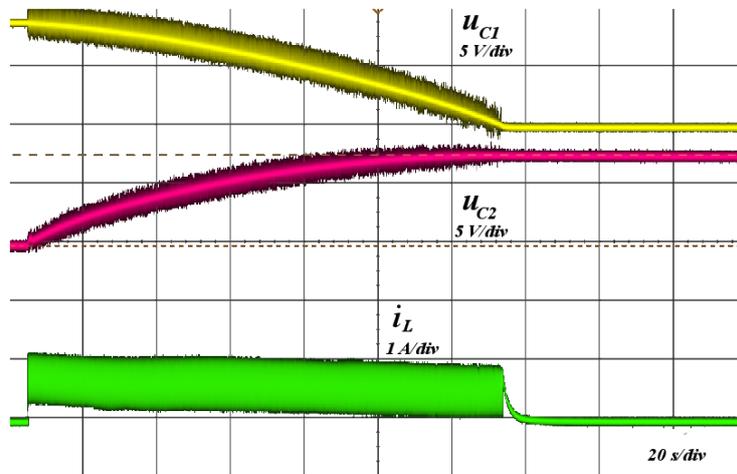


Figura 6.1: Carga del supercondensador con corrientes entre 0 y 1 A

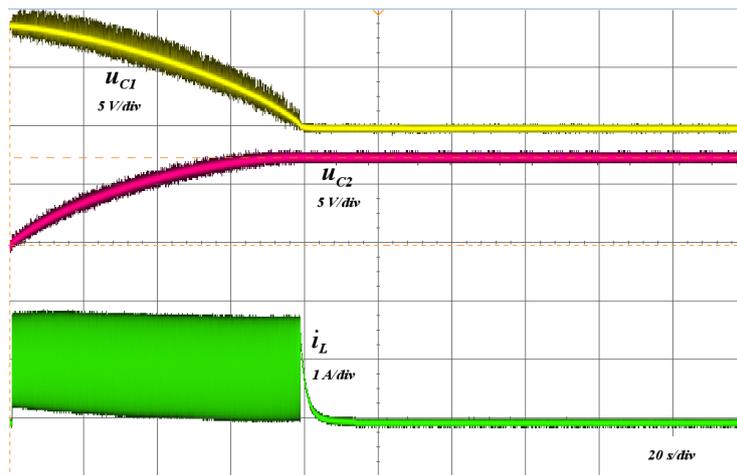


Figura 6.2: Carga del supercondensador con corrientes entre 0 y 1,8 A

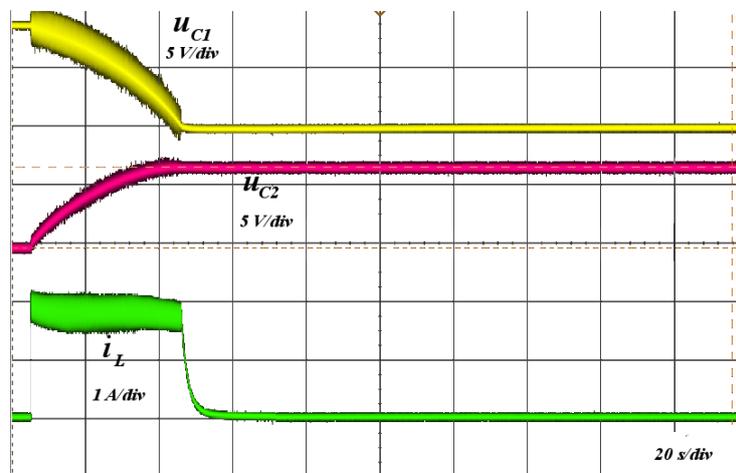


Figura 6.3: Carga del supercondensador con corrientes entre 1,5 A y 2 A

En las siguientes secciones se presentarán las distintas evoluciones realizadas a este primer convertidor.

### 6.3. Control por histéresis con frecuencia mínima

En los instantes iniciales y finales del proceso las pendientes de carga y de descarga tienen valores extremadamente diferentes. Esto provoca irregularidades en la transferencia, penalizando el rendimiento debido al tiempo empleado durante estos periodos más ineficientes. Para ello, el control del prototipo inicial se modificó a fin de que se pudieran incluir un límite de frecuencia mínima. El valor se ha fijado en 30 kHz basándose en los resultados experimentales. Si no se controla la frecuencia mínima, a partir de valores más elevados de la inductancia, se producen armónicos audibles. El convertidor desarrollado se puede ver en la figura 6.6. Como se podrá observar, los resultados experimentales concuerdan con las simulaciones en SPICE.

Para el caso mostrado en la figura 6.4 y 6.5 los límites de corriente están fijados entre 0,35 A y 1,3 A. La bobina utilizada tiene un valor de  $57 \mu\text{H}$ . En ambos casos, las trazas mostradas en el osciloscopio representan las mismas señales que en la figura 6.3: la señal amarilla es la tensión en el condensador de entrada, la señal roja la tensión en la salida y la traza verde muestra la corriente por la bobina.

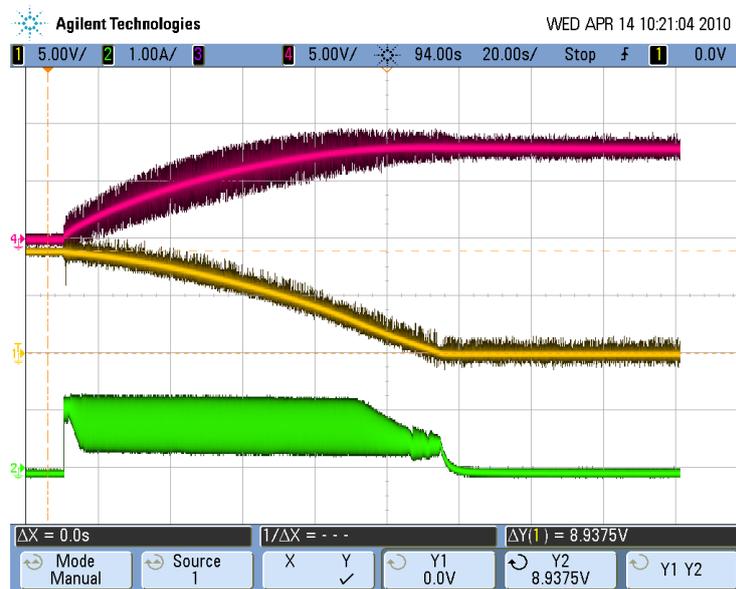


Figura 6.4: Carga del supercondensador con frecuencia mínima a 30 kHz desde 8.9 V

Partiendo de 8,94 V en el condensador de entrada se observa que la tensión de salida ha llegado a alcanzar los 8 V. El rendimiento obtenido con estos valores es del 80,12 %. En el caso en el que la tensión de partida sea de 5 V el rendimiento aumenta hasta el 84 %.

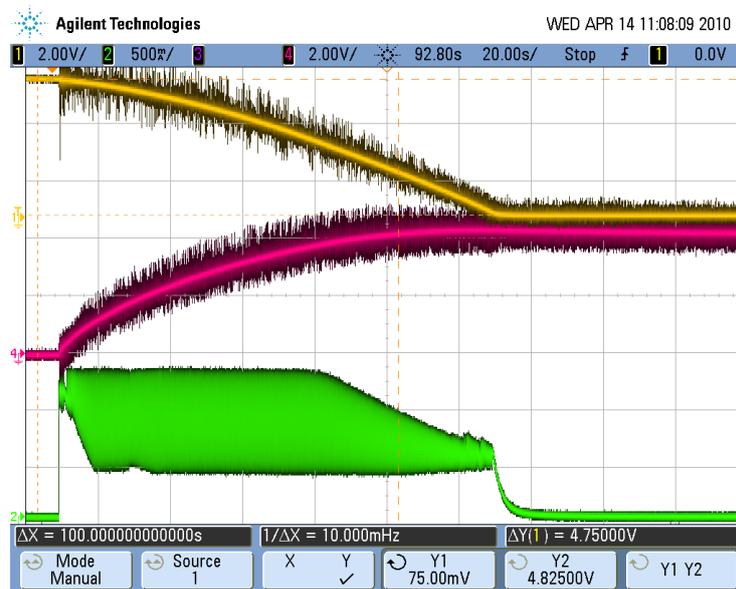


Figura 6.5: Carga del supercondensador con frecuencia mínima a 30 kHz desde 5 V

Los condensadores utilizados en las pruebas del prototipo son de 5,5 F. También se han realizado pruebas con dos condensadores en serie, sumando un total de 11 F de capacidad. En este caso, el tiempo se ve aumentado al doble, manteniendo las mismas gráficas de transferencia que las mostradas anteriormente. El rendimiento se mantiene en el 84% mientras que el tiempo se eleva de los anteriores 60 s a 120 s aproximadamente.

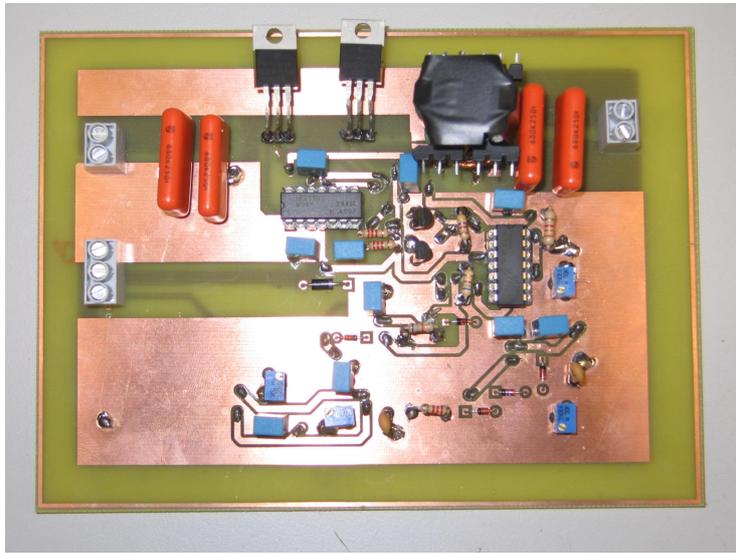


Figura 6.6: Convertidor desarrollado para el control por histéresis

Los esquemas eléctricos y de fabricación de las tarjetas de circuito impreso correspondientes a los convertidores de las figuras 6.6 y 6.9 se encuentran en el anexo B. Aprovechando la entrada externa de sincronización de la que dispone el prototipo, se realizó un control por histéresis con corriente de referencia establecida por un generador de ondas. En este caso, se pretende llegar a un tipo de control de la frecuencia de conmutación dentro de un rango establecido por la forma de onda de corriente suministrada. Cuando la corriente por el inductor alcanza el valor de referencia se produce la conmutación del interruptor. El límite inferior de conmutación se ha mantenido en 0 A.

Con esta prueba se pretende conocer la viabilidad de realizar un control intermedio entre la utilización de una frecuencia constante y una variable marcada por unos límites de histéresis fijos. La frecuencia en este método es variable, pero ajustada a un perfil de corriente media establecido por el regulador. La figura 6.7 muestra las formas de onda de tensión en la entrada y en la salida del convertidor, así como la corriente por la bobina y la referencia externa. En ella se ha partido de una tensión inicial en el supercondensador de entrada de 8 V en el caso 'a' y 5 V en el caso 'b'.

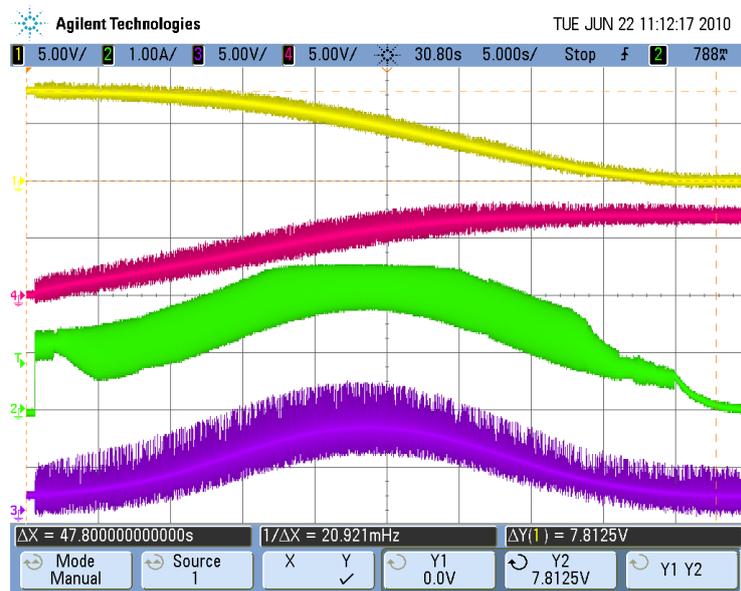


Figura 6.7: Evolución de las señales medidas con control por referencia de corriente (caso 'a'  $V_{in} = 8\text{ V}$ )

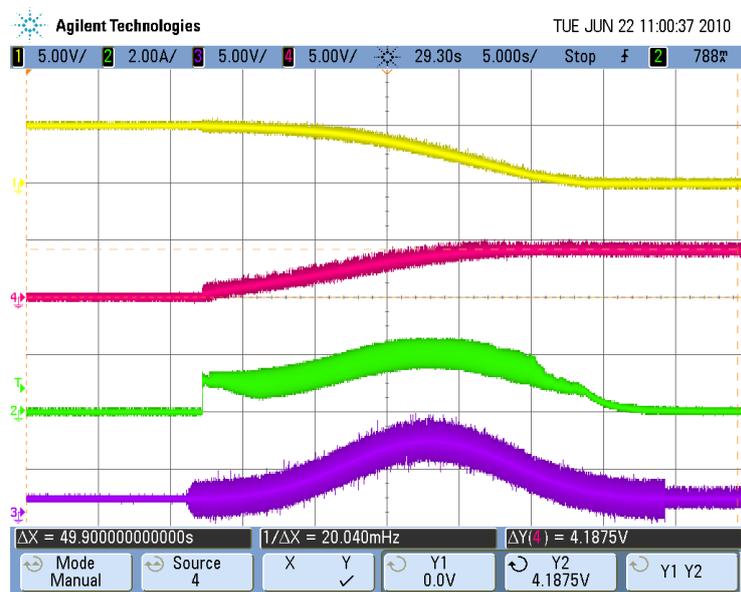


Figura 6.8: Evolución de las señales medidas con control por referencia de corriente (caso 'b'  $V_{in} = 8\text{ V}$ )

Esta evolución mostrada en 6.7 y 6.8 no sería estrictamente un control a frecuencia constante. En estos casos se fija el rizado de la corriente en la bobina

y se mantiene una evolución de la corriente máxima similar a la que se define para tener una frecuencia constante. El objetivo de esta prueba es ver qué sucede si se incrementa la corriente cuando el convertidor se encuentra en un estado en el que la tensión de entrada y salida son similares, ya que este es un punto de alto rendimiento.

El rendimiento obtenido con este sistema es del 80 % para el caso 'a' y del 70 % en el 'b'. El tiempo total de transferencia de energía es de 45 s y 27 s, respectivamente. Como se ha citado en la sección 6.2 el rendimiento para una tensión de entrada de 9 V era del 80 %, con un tiempo total de transferencia de 110 s. Para el caso de una tensión de entrada de 5 V, el rendimiento era del 84 % con un tiempo de 60 s. Esto quiere decir que con este esquema de control el tiempo de transferencia se ve reducido sustancialmente, pero con una reducción acusada del rendimiento. Por ello, este tipo de control se considera inadecuado para esta aplicación.

## 6.4. Control PID

Para validar el esquema de control tratado en la sección 4.6.3 se realizó un nuevo esquema eléctrico del convertidor, mostrado en la figura 6.9.

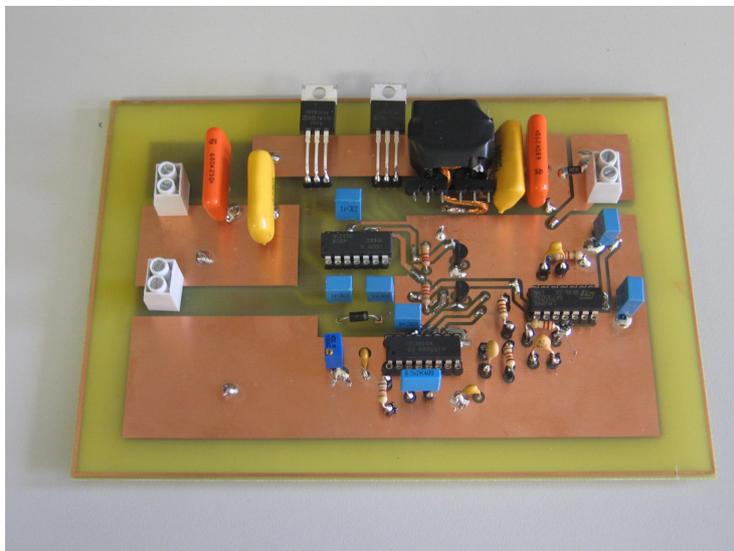


Figura 6.9: Convertidor desarrollado para el control PID

El objetivo de este control consiste en mantener una corriente constante durante todo el proceso de carga, por lo tanto, mantiene constante la corriente

de salida. En el caso descrito en la sección 6.3 la regulación se realizaba sobre la corriente que circula por la bobina. Como principal modificación se puede destacar que en este caso se utiliza un regulador PWM integrado conmutando a una frecuencia de 100 kHz.

En este caso, la carga del condensador de salida se realiza de forma lineal, como corresponde a una carga a corriente constante. En las primeras pruebas realizadas se observó un problema debido a este control que se puede intuir fácilmente: cuando la tensión del condensador de entrada es suficientemente baja se necesitan ciclos de trabajo muy altos a fin de mantener la corriente de salida constante. Como se puede apreciar en la figura 6.10, a partir de un valor de tensión en el condensador de salida se producen unos picos de corriente muy elevados, que provocan una descarga irregular.

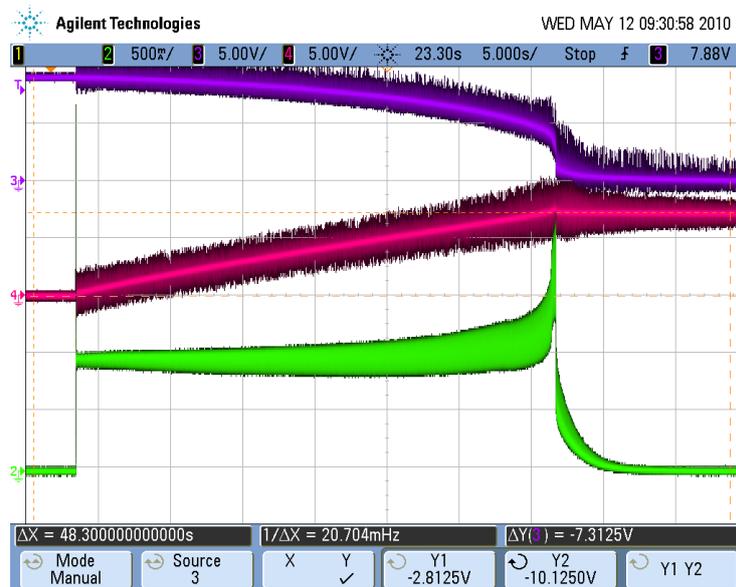


Figura 6.10: Descarga irregular con control PID

La primera solución implementada para evitar este problema consistió en limitar el ciclo de trabajo máximo a un valor determinado por medio de un *offset* en el amplificador de error. Aunque con este sistema se evita el pico de corriente al finalizar la conversión, se penaliza la transferencia de energía ya que parte de ésta no se transfiere a la salida.

La solución final utilizada consiste en la implementación de un circuito auxiliar encargado de cortar el transistor FET cuando se alcance el ciclo de trabajo máximo. De esta manera, se producirá la conducción de corriente de la bobina

por el diodo parásito. Bajo esta condición, el convertidor queda gobernado por los límites de corriente fijados por el rizado que se desea tener en la bobina, valor relativamente bajo debido a la intención de mantener una corriente constante en el proceso; el proceso se vuelve más lento. El resultado experimental se puede ver en la figura 6.11.

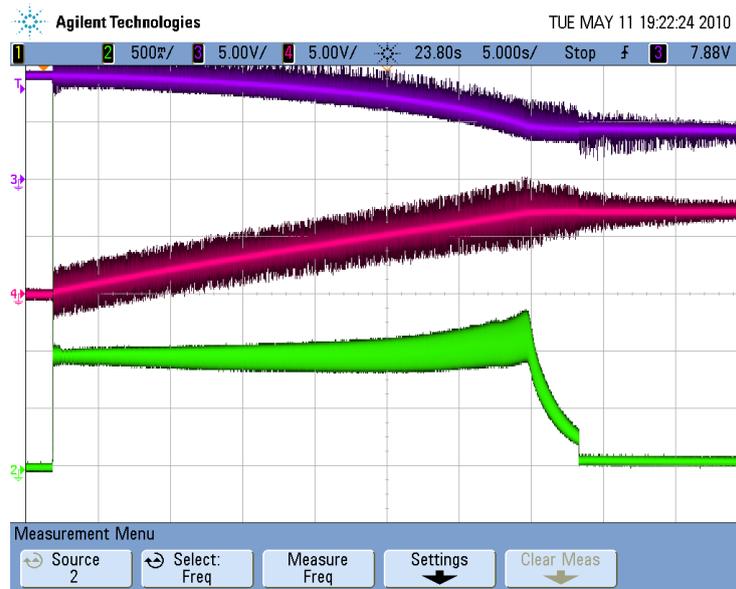


Figura 6.11: Control PID con límite del ciclo de trabajo

## 6.5. Control por histéresis a frecuencia constante

El convertidor realizado con un control realimentado con regulador PI se modificó con el fin de realizar las pruebas de control por histéresis a frecuencia constante. Para ello, se inyectó una señal creada por un generador de ondas y programada a través de un computador. Esta señal proporciona al control el límite de corriente máxima para cada ciclo que debe provocar el cambio de los interruptores. La forma de onda ha sido calculada mediante simulación y se encuentra representada en la figura 5.22. La corriente por la bobina debe ser similar a una distribución normal, con los límites de corriente moviéndose entre un límite máximo variable y un mínimo fijo.

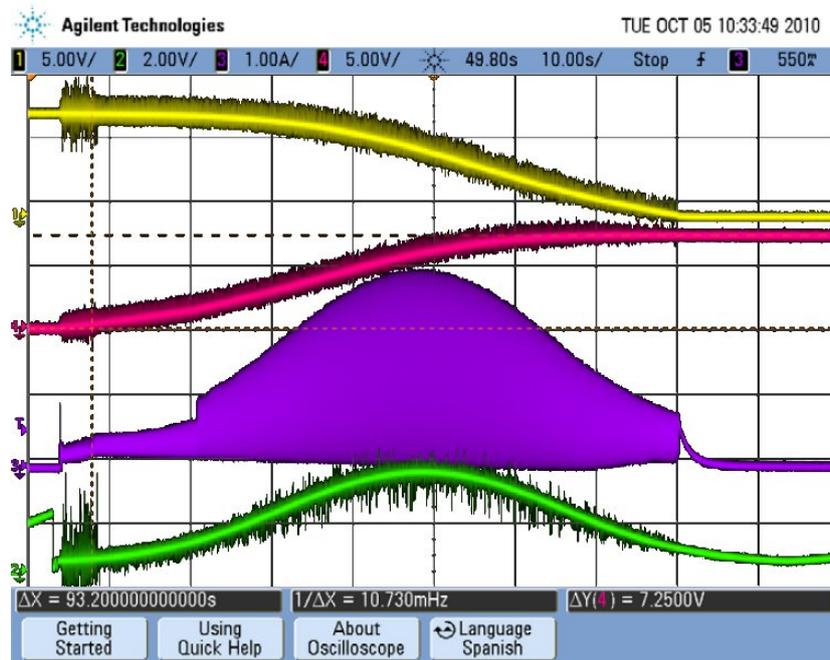


Figura 6.12: Evolución de tensiones y corrientes con control a frecuencia constante:  $i_L$  (traza violeta),  $i_{ctrl}$  (traza verde),  $V_{in}$  (traza amarilla),  $V_{out}$  (traza roja).

Los resultados experimentales no mostraron una mejora en el rendimiento del convertidor. Sin embargo, este esquema de control implica un incremento en la complejidad del sistema. Estos dos motivos hacen que este esquema no se considere adecuado para la aplicación. La evolución de las corrientes y tensiones obtenidas en el prototipo se detallan en la figura 6.12.

## 6.6. Control por histéresis con corriente exponencial

En esta sección se detallan los resultados experimentales obtenidos utilizando el control por histéresis con límite de corriente exponencial. Esta estrategia de control se ha estudiado en la sección 4.6.4. El objetivo de este análisis es obtener la aproximación a las curvas de rendimiento en función del tiempo. Con estos valores se podrá programar la evolución de la corriente máxima del control, bien por medios analógicos o bien mediante una *lookup table* introducida en un microcontrolador. En las figuras 6.13, 6.14 y 6.15 se han obtenido las curvas

de potencia instantánea para la entrada y la salida para tres casos, variando la corriente máxima que circula por la bobina. La corriente mínima está fija a 0 A, y la máxima se ha variado con 1, 2 y 3 A. Para todos los ensayos se parte de una tensión en el condensador de entrada de 8 V, y se ha utilizado una bobina de  $33 \mu\text{H}$ . Cada pareja de imágenes se corresponde con la descarga del condensador de entrada (en la parte superior) y con la carga del de salida (en la inferior). La tensión del condensador se representa con la traza amarilla, la potencia instantánea con la traza roja y la corriente por el condensador con la traza verde.

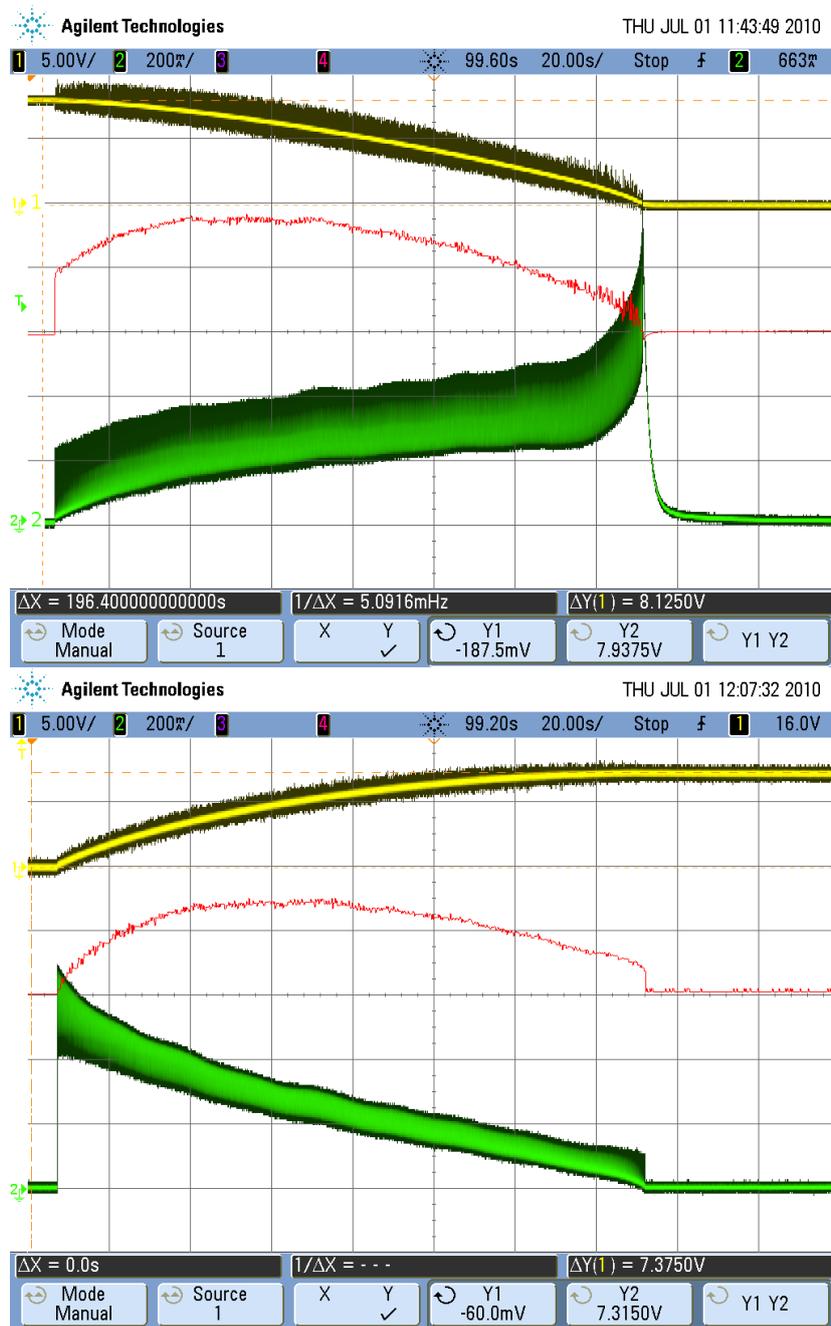


Figura 6.13: Potencia instantánea con  $I_{max} = 1$  A: (arriba) descarga del condensador de entrada (abajo) carga del condensador de salida

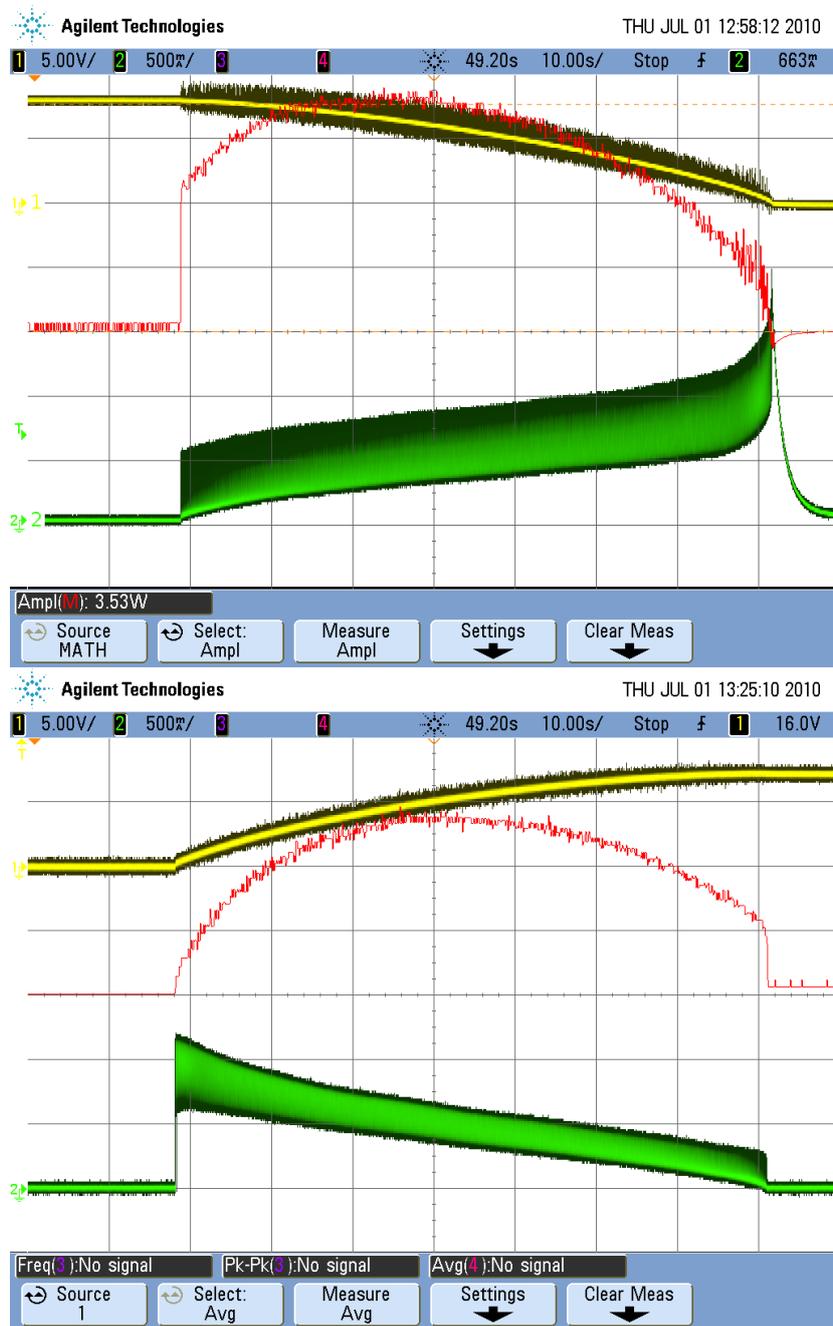


Figura 6.14: Potencia instantánea con  $I_{max} = 2\text{ A}$ : (arriba) descarga del condensador de entrada (abajo) carga del condensador de salida

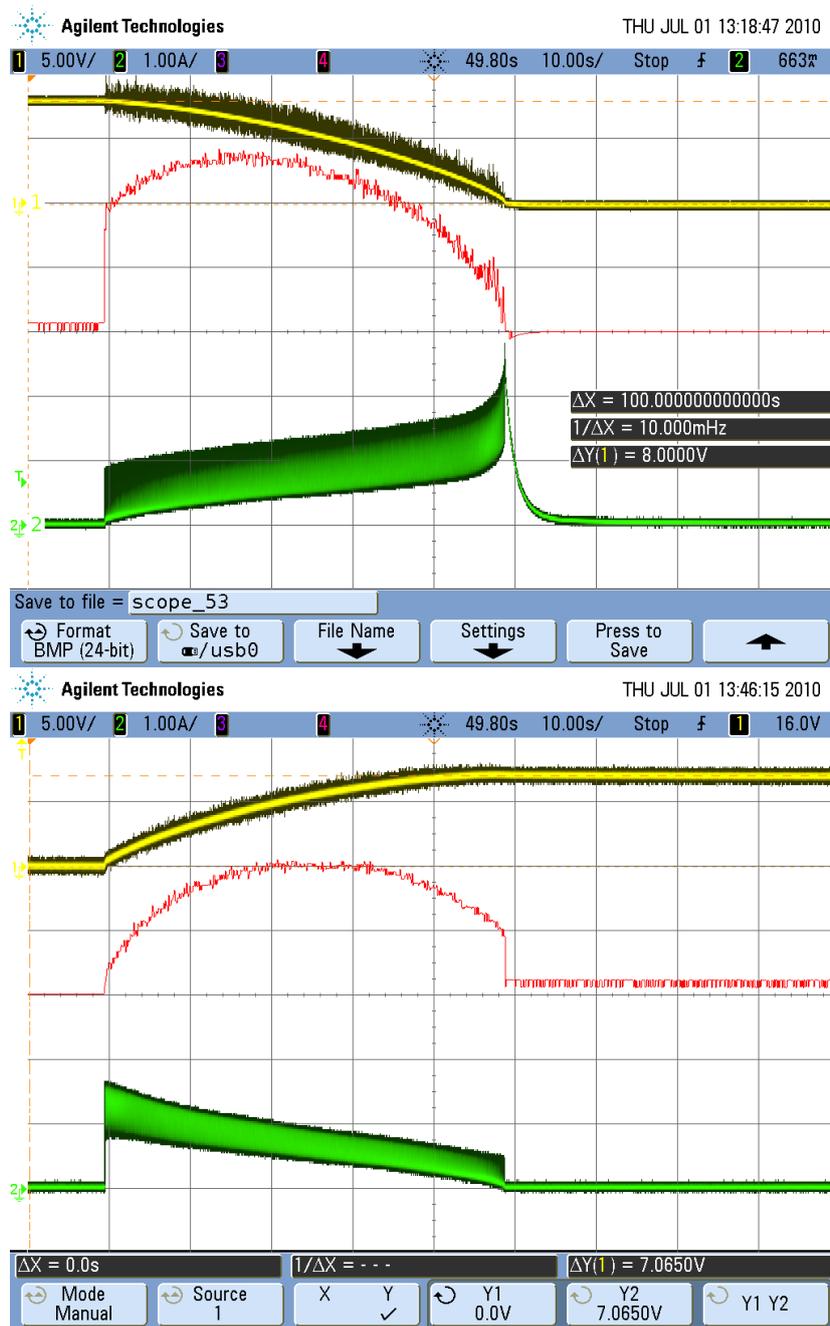


Figura 6.15: Potencia instantánea con  $I_{max} = 3\text{ A}$ : (arriba) descarga del condensador de entrada (abajo) carga del condensador de salida

A partir de los datos obtenidos, se han calculado las evoluciones del rendimiento del convertidor en función del tiempo para los distintos puntos de fun-

cionamiento. Estos se calculan dividiendo las potencias instantáneas en función del tiempo.

$$\eta(t) = \frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} \quad (6.1)$$

Las figuras 6.16, 6.17 y 6.18 muestran los resultados obtenidos del tratamiento de los datos anteriores. Se puede observar que en las etapas finales, los resultados se encuentran truncados al 100%. Dado que la precisión del cálculo de funciones matemáticas punto a punto en el osciloscopio utilizado no es elevada, los resultados obtenidos superan en algunas ocasiones este valor. Sobre todo, esto sucede en la zona en la que las corrientes están próximas a cero y por lo tanto la precisión es todavía menor. En cualquier caso, lo que pretende obtener esta serie de gráficas es el ajuste de la curva de rendimiento, para luego ser extrapolada al caso de la corriente máxima.

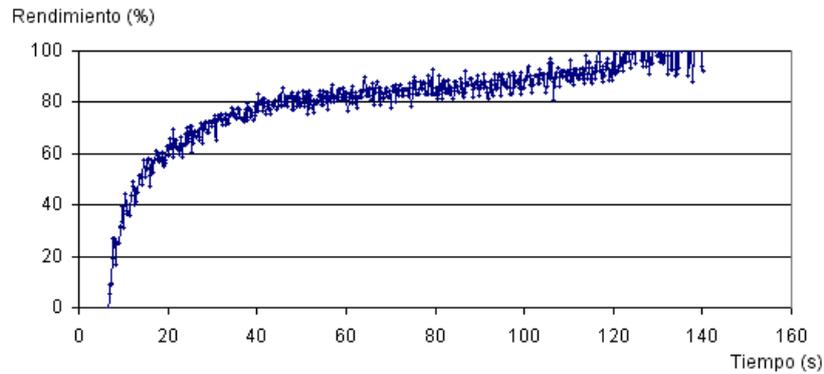


Figura 6.16: Rendimiento instantáneo con  $I_{max} = 1$  A

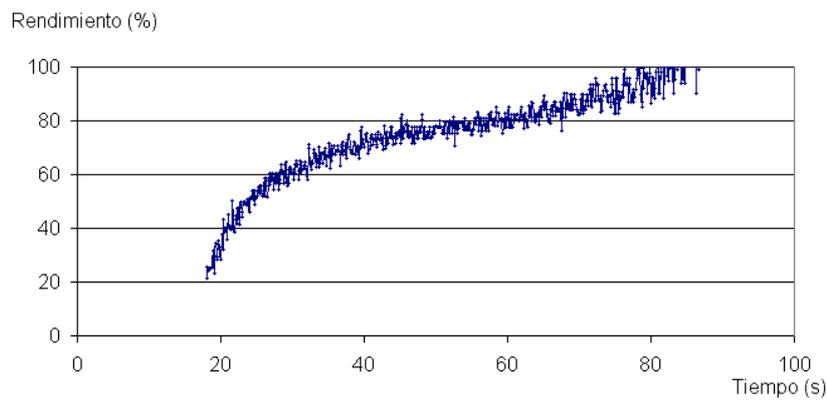
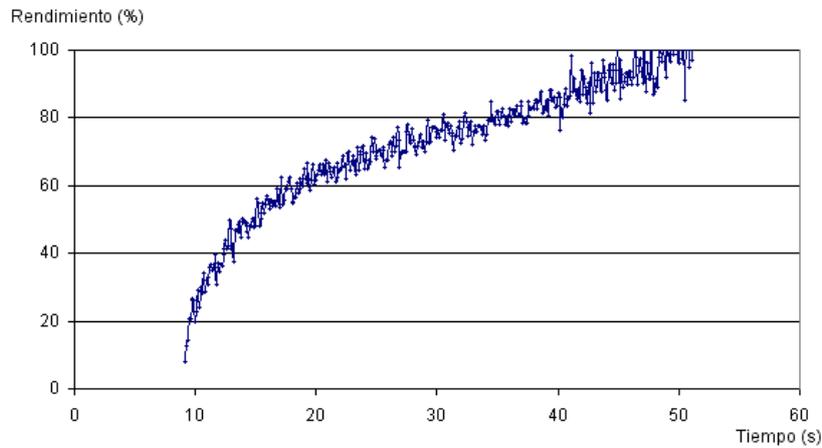


Figura 6.17: Rendimiento instantáneo con  $I_{max} = 2$  A

Figura 6.18: Rendimiento instantáneo con  $I_{max} = 3 \text{ A}$ 

Al aumentar la corriente, el tiempo total de transferencia se reduce. Pero como sucede en los resultados experimentales anteriores, la curva de rendimiento tiende a desplazarse hacia abajo. Se puede pensar en realizar la transferencia con una corriente límite más baja, pero se debe tener en cuenta que al bajar este límite aumenta el número de conmutaciones totales, y por lo tanto, las pérdidas asociadas. En la sección 5.4.2 se realizó el cálculo del óptimo de corriente máxima mediante el modelo programado en Matlab®. Los datos obtenidos permiten calcular las curvas de ajuste para los rendimientos. En la figura 6.19 se representa las curvas de tensión junto con el rendimiento, en este caso para una corriente máxima de 1 A. El ajuste del rendimiento se realiza mediante una polinómica de grado 4.

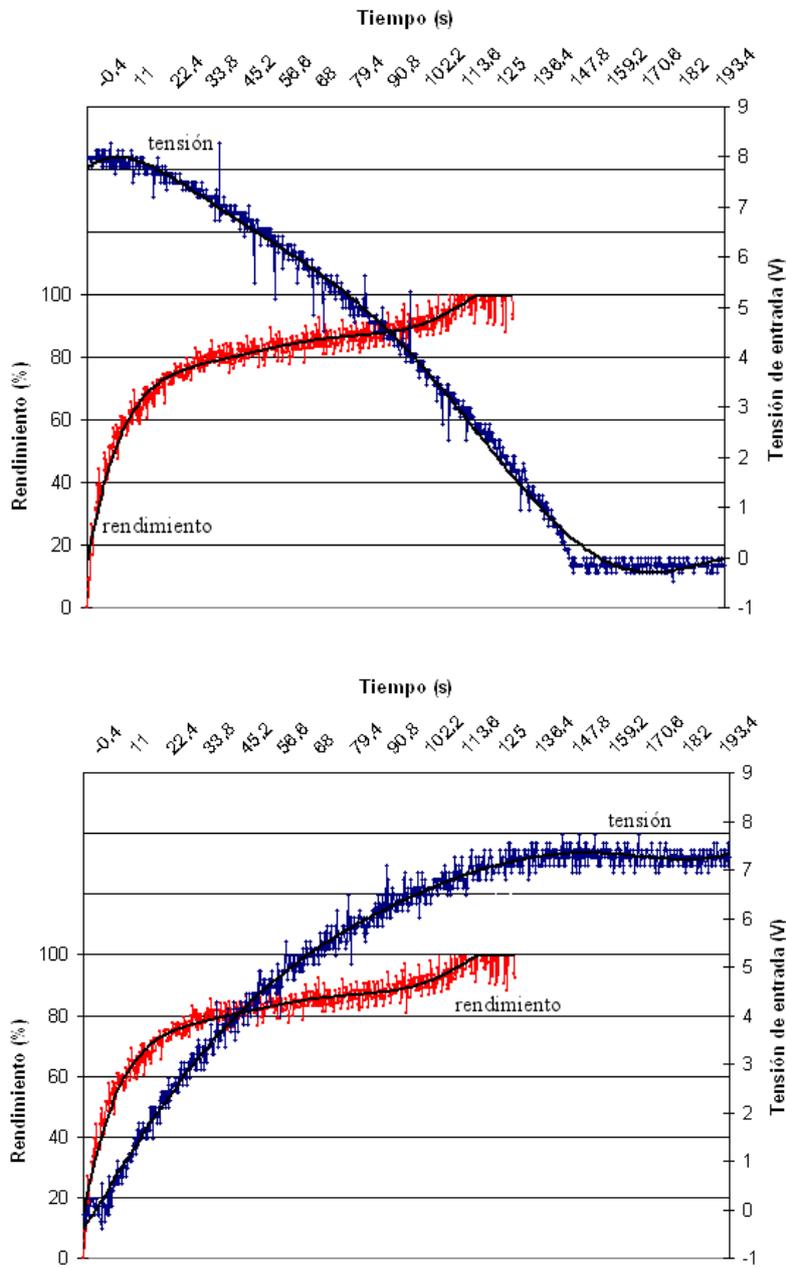


Figura 6.19: Rendimiento instantáneo con  $I_{max} = 3\text{ A}$

Para comprobar la mejora del rendimiento utilizando este método, se procedió a modificar la tarjeta utilizada para probar el control por histéresis estándar, detallada en la sección 6.3. El objetivo que se busca es transferir la corriente con un perfil exponencial: en la fase inicial se utilizará una corriente baja, en

la zona en la que el rendimiento es baja; en las fases posteriores se utiliza una corriente cada vez mayor para aprovechar las zonas de mejor rendimiento. La corriente mínima se mantiene en un valor próximo a 0 A. La modificación realizada a la tarjeta consiste en la inyección de la señal exponencial utilizada como límite de corriente superior, realizada mediante un generador de ondas. El resto del circuito de control se mantiene, utilizando dos comparadores LM311 para establecer las conmutaciones. También se utiliza el biestable R-S para crear la lógica de histéresis. Con estos cambios se ha conseguido transferir el 88 % de la energía del condensador de entrada a la salida. La tensión de entrada medida fue de 8,06 V y al final de la transferencia el condensador de salida presentaba 7,56 V. En la figura 6.20 se puede ver la evolución del circuito. La traza de color violeta muestra la señal de referencia para la corriente introducida con el generador de ondas.

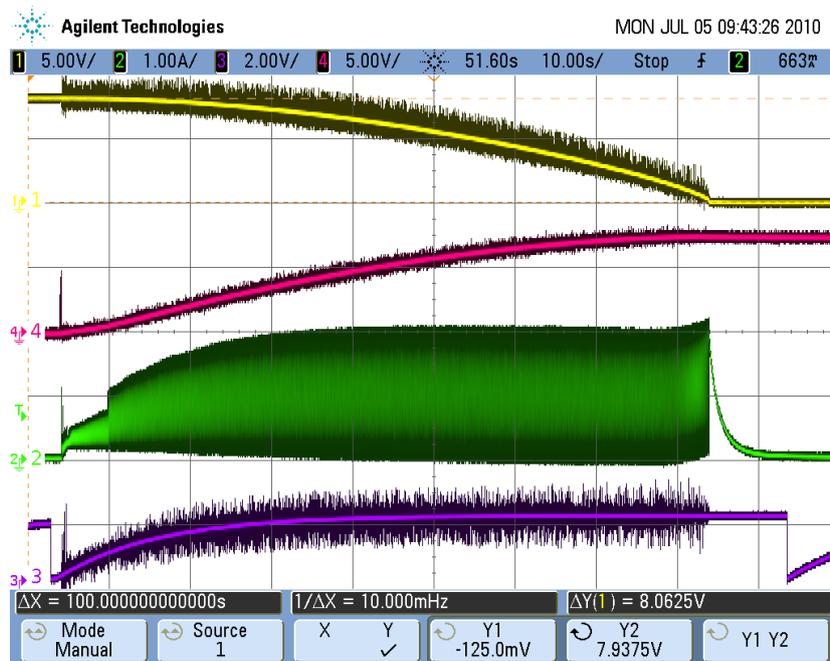


Figura 6.20: Evolución de tensiones y corrientes con límite de corriente exponencial

El tiempo total de transferencia es de unos 80 s aproximadamente. La frecuencia de conmutación del circuito se ha mantenido entre 40 y 150 kHz.

### 6.6.1. Simulaciones térmicas

Una vez realizadas las medidas eléctricas sobre el prototipo para comprobar su viabilidad, se procedió a determinar el efecto de la energía disipada sobre el mismo. Esta energía produce un aumento de temperatura tanto en los semiconductores como en el componente magnético, como componentes principales del convertidor eléctrico. Para un correcto funcionamiento del equipo, la temperatura dentro de la tarjeta de circuito impreso así como en los elementos discretos debe mantenerse por debajo de su umbral máximo permitido.

Después de analizar los cálculos de incrementos de temperatura sobre los dispositivos del circuito y comprobar que en ningún momento se superaban sus respectivas temperaturas máximas de funcionamiento, se realizó una fotografía térmica con el fin de determinar algún posible punto caliente debido a la disposición de los componentes dentro de la tarjeta. En la figura 6.21 se muestra la imagen térmica capturada durante el proceso de transferencia de energía. El equipo se sometió a varios ciclos antes de tomar la imagen para asegurar que se alcanzaban unas condiciones térmicas de equilibrio con el fin de mostrar una impresión lo más fidedigna posible de los puntos calientes en un proceso industrial continuo. El proceso se realizó a una temperatura ambiente supervisada de  $24,5^{\circ}\text{C}$ .



Figura 6.21: Fotografía térmica del prototipo construido

En la imagen se observa que el inductor es el elemento con la temperatura más elevada del circuito, aproximadamente unos  $41,5^{\circ}\text{C}$ . Esto supone un incremento de  $17^{\circ}\text{C}$  sobre la base del ambiente. Dado que el sistema se encontrará en

un entorno industrial en el que la temperatura del circuito se encontrará dentro de los márgenes habituales de funcionamiento en estos entornos, el convertidor no presentará ningún problema debido al incremento de temperatura producido por las pérdidas de energía generadas durante su funcionamiento.

## 6.7. Convertidor reductor-elevador con *snubber*

### 6.7.1. Formas de onda comparativas bajo ZVS

A partir del convertidor de la figura 6.9 se han realizado las pruebas introduciendo condensadores de *snubber* en paralelo con los interruptores. Para comparar los resultados, se muestran a continuación varias capturas de osciloscopio para varios casos. En todas las condiciones la bobina utilizada es de 31  $\mu\text{H}$  y con una resistencia serie de 47  $\text{m}\Omega$ .

#### Convertidor sin *snubber*

Los primeros resultados se obtienen para el convertidor en condiciones nominales, es decir, sin condensador de *snubber* ni tiempos muertos en las conmutaciones.

Tabla 6.1: Condiciones del convertidor en las figuras 6.22 y 6.23

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
1,01	3	0,34	6	0,14	0,90	88



Figura 6.22: Tensiones y corrientes en los MOSFETs sin *snubber*

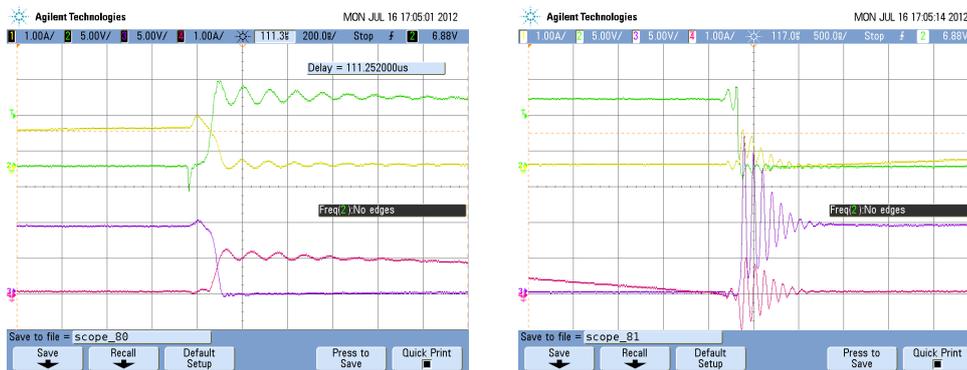


Figura 6.23: Transiciones de los interruptores sin *snubber*

Se puede ver en las figuras 6.22 y 6.23 un *ringing* elevado en las conmutaciones de los interruptores. También se aprecia unas transiciones de corrientes poco limpias, con bastante cruce. Estos elementos penalizan el rendimiento del convertidor.

Tabla 6.2: Condiciones del convertidor en la figura 6.24

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
1,56	8	0,19	4,22	0,33	1,40	89



Figura 6.24: Tensiones y corrientes en MOSFETs y bobina sin *snubber*

En todos los casos anteriores la corriente máxima por la bobina es de 1 A.

### Convertidor con *snubber* de 8 nF

Al añadir un condensador de 8 nF en paralelo con los transistores, las conmutaciones mejoran en gran medida. Las formas de onda características se detallan a continuación.

Tabla 6.3: Condiciones del convertidor en la figura 6.25

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
2,65	8	0,33	8,15	0,29	2,37	89



Figura 6.25: Tensiones y corrientes en los MOSFETs con 8 nF en paralelo y bobina

El *ringing* ha disminuido en las figuras 6.25 y 6.26 con respecto al caso anterior. Se puede apreciar cómo la corriente se invierte ligeramente en el paso por cero, como se había visto en las simulaciones de la sección 5.6.

Tabla 6.4: Condiciones del convertidor en la figura 6.26

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
0,73	3	0,24	5,35	0,12	0,65	89

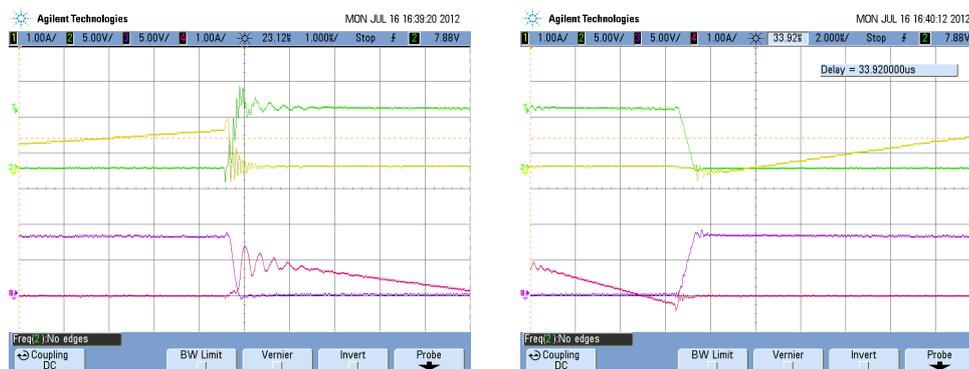


Figura 6.26: Transiciones de los interruptores con 8 nF en paralelo

Tabla 6.5: Condiciones del convertidor en la figura 6.27

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
1,88	8	0,23	4,55	0,37	1,63	89



Figura 6.27: Tensiones y corrientes en MOSFETs con 8 nF en paralelo y bobina

En estos casos, la corriente máxima por la bobina se ha aumentado a 1,5 A.

### Convertidor con tiempo muerto y capacidad intrínseca

En este caso, no se ha añadido un condensador en paralelo con los interruptores, se aprovechará la capacidad drenador-surtidor para realizar las transiciones ZVS. Se dejarán los tiempos muertos necesarios en las acciones de control para que se pueda producir la carga y la descarga de los mismos.

Tabla 6.6: Condiciones del convertidor en las figuras 6.28 y 6.29

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
1,51	8	0,19	4,08	0,33	1,37	91



Figura 6.28: Tensiones y corrientes en los MOSFETs con ZVS

En la figura 6.28 se puede ver la forma de onda estudiada en el modelo de la sección 5.3. En la traza amarilla de corriente por el transistor se puede ver el tiempo muerto que se agrega en el control, y cómo la corriente aumenta cuando se ha producido la condición de tensión cero.

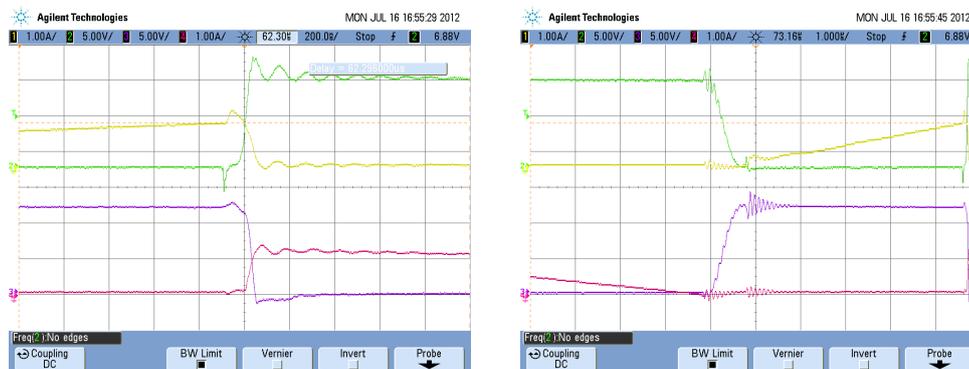


Figura 6.29: Transiciones de los interruptores con ZVS

La tensión de caída del diodo intrínseco se aprecia en las transiciones de la señal en la traza morada de la figura 6.30.

Tabla 6.7: Condiciones del convertidor en la figura 6.30

$P_i$ (W)	$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$\eta$ (%)
0,88	3	0,29	5,93	0,13	0,78	89

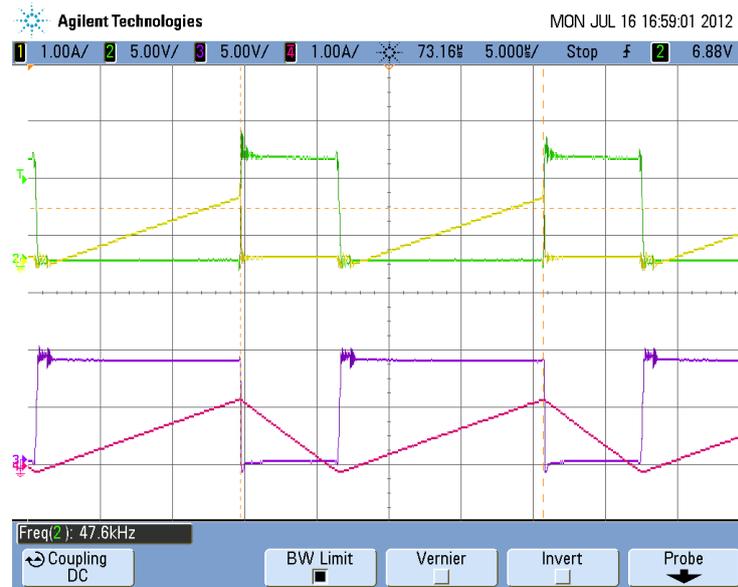


Figura 6.30: Tensiones y corrientes en MOSFETs con ZVS y bobina

En la figura 6.31 se muestra un ciclo completo de carga y descarga con ZVS. Las condiciones iniciales del circuito son:

- Condensador de entrada a 7,9 V
- Condensador de salida a 0,0 V

Al final de la descarga, las condiciones son:

- Condensador de entrada a 0,0 V
- Condensador de salida a 7,1 V

El proceso tarda aproximadamente 176 s en completarse.

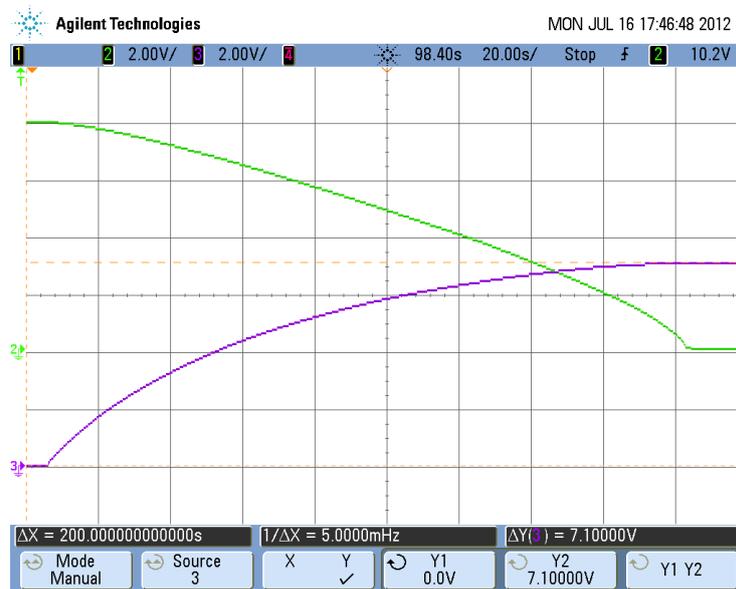


Figura 6.31: Ciclo completo de transferencia con ZVS

### 6.7.2. Comparación de rendimientos con la adición de *snubber*

Para confirmar la mejora del comportamiento del convertidor con la adición de un *snubber* capacitivo, se ha procedido a medir los rendimientos sobre el prototipo modificado para obtener las condiciones de ZVS.

Las curvas de rendimiento sólo están relacionadas con la tensión de entrada; el motivo es que conocida la tensión de entrada, se puede determinar la tensión de salida durante el proceso de descarga del condensador de entrada y carga del de salida. De hecho, la relación entre tensión de entrada y salida puede ser mostrada en una gráfica como un cuarto de circunferencia de radio 10 V, si la tensión inicial del condensador de entrada es 10 V, y centrada en el origen. Bastaría procesar los datos experimentales o simulados de un proceso de carga o descarga y relacionar tensión de entrada con tensión de salida eliminando la variable tiempo.

Es decir, cada punto de rendimiento está obtenido para un valor de tensión de entrada y el que le correspondería en el condensador de salida durante el proceso de carga (descarga). De esta forma se puede saber los rendimientos del convertidor a medida que la tensión de entrada se reduce y la de salida crece. Por lo tanto, el tiempo en las gráficas obtenidas evolucionaría de izquierda a derecha.

En cuanto a las condiciones del circuito, los rendimientos se han obtenido para dos límites de corriente máxima por la bobina: 1 y 1,5 A. La bobina utilizada no ha sido modificada, y presenta una inductancia de 31  $\mu\text{H}$  y una resistencia serie de 47  $\text{m}\Omega$ . La capacidad parásita de los MOSFETs utilizados en el prototipo es suficiente para que se produzcan las conmutaciones a tensión cero.

Tabla 6.8: Rendimientos con ZVS con la propia capacidad del mosfet ( $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$ )

$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$P_i$ (W)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$f$ (kHz)	$\eta$ (%)
9	0,13	1,17	1,98	0,50	1,01	34	86,32
7	0,24	1,72	4,20	0,37	1,58	56	91,86
6	0,29	1,75	5,00	0,31	1,62	60	92,57
5	0,34	1,69	6,20	0,25	1,56	60	92,31
4	0,37	1,50	7,00	0,20	1,40	56	93,33
3	0,40	1,20	6,60	0,17	1,11	46	92,25
2	0,44	0,88	7,00	0,11	0,79	35	90,11

Tabla 6.9: Rendimientos sin ZVS ni retardo en la entrada en conducción del MOSFET ( $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$ )

$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$P_i$ (W)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$f$ (kHz)	$\eta$ (%)
9	0,15	1,35	2,00	0,57	1,16	38	85,93
7	0,26	1,82	4,20	0,39	1,66	59	91,21
6	0,30	1,81	5,00	0,32	1,65	61	91,16
5	0,34	1,70	6,24	0,25	1,56	60	91,60
4	0,37	1,47	6,90	0,20	1,35	55	91,90
3	0,39	1,18	6,20	0,17	1,07	45	90,68
2	0,43	0,86	6,80	0,11	0,77	35	89,64

La figura 6.32 compara los datos de las dos tablas anteriores.

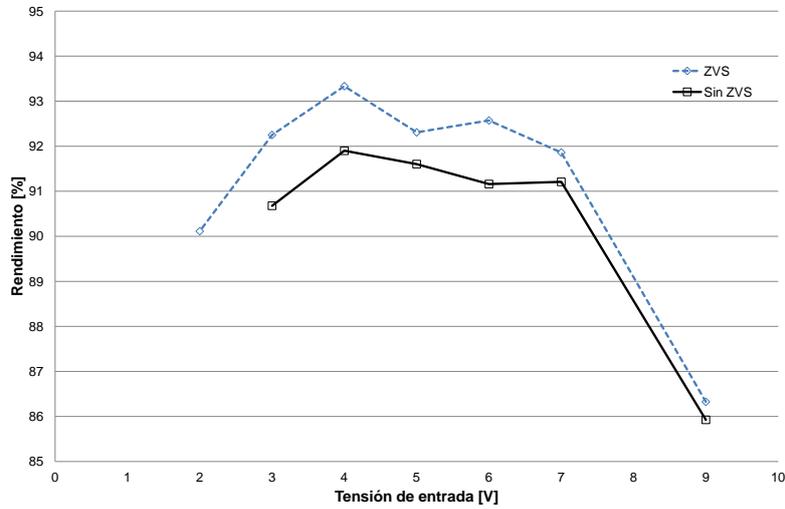


Figura 6.32: Rendimientos para  $I_{L_{max}} = 1,5 \text{ A}$

Tabla 6.10: Rendimientos con ZVS con la propia capacidad del mosfet ( $I_{L_{max}} = 1 \text{ A}$ )

$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$P_i$ (W)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$f$ (kHz)	$\eta$ (%)
9	0,11	1,03	2,67	0,34	0,92	55	89,32
7	0,13	0,94	4,00	0,21	0,86	85	91,06
6	0,14	0,85	5,00	0,15	0,78	100	91,87
5	0,15	0,77	6,40	0,11	0,72	113	93,51
4	0,22	0,90	7,40	0,11	0,84	86	93,33
3	0,23	0,69	6,80	0,09	0,65	72	93,62
2	0,24	0,48	5,80	0,07	0,44	54	92,50

Tabla 6.11: Rendimientos sin ZVS ni retardo en la entrada en conducción del MOSFET ( $I_{L_{max}} = 1$  A)

$V_i$ (V)	$I_i$ (A)	$P_i$ (W)	$V_o$ (V)	$I_o$ (A)	$P_o$ (W)	$f$ (kHz)	$\eta$ (%)
9	0,13	1,21	2,60	0,40	1,06	63	87,60
7	0,19	1,38	4,50	0,27	1,24	82	90,18
6	0,21	1,22	5,00	0,22	1,12	84	91,80
5	0,23	1,14	6,20	0,17	1,04	80	91,33
4	0,25	0,98	7,00	0,13	0,87	76	88,59
3	0,26	0,78	6,60	0,11	0,70	63	89,74
2	0,28	0,56	6,26	0,01	0,50	49	89,61

Los rendimientos son más elevados para una corriente máxima por la bobina de 1 A. En la figura 6.33 se comparan estos resultados.

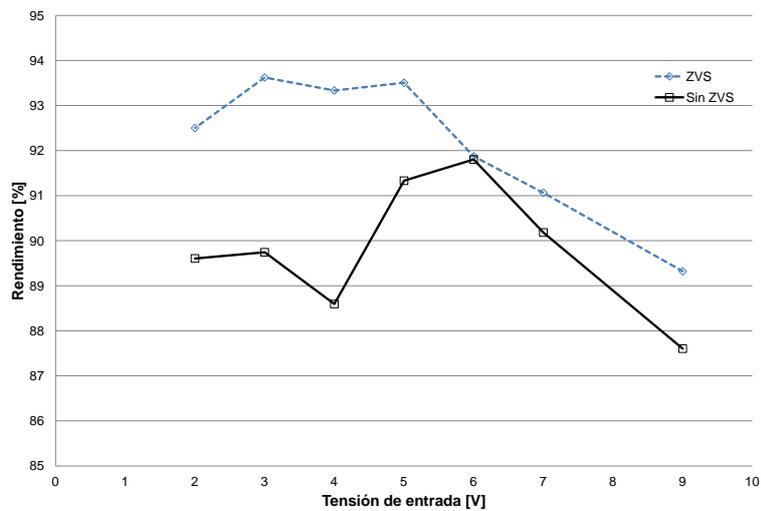


Figura 6.33: Rendimientos para  $I_{L_{max}} = 1$  A

Las curvas de rendimiento con ZVS se mantienen por encima de las estándar salvo en algunos tramos de tensión de entrada. Por lo tanto, se puede observar que para un ciclo de carga o descarga, el rendimiento siempre será mayor con ZVS.

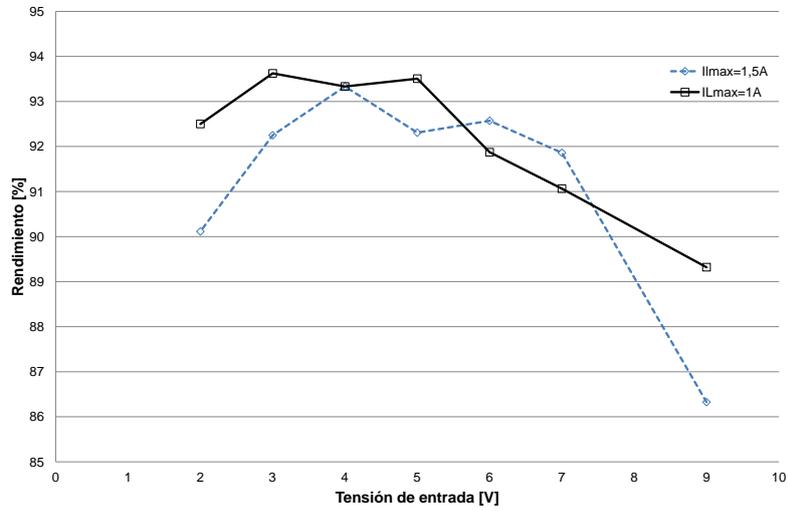


Figura 6.34: Rendimientos con ZVS medidos en el prototipo

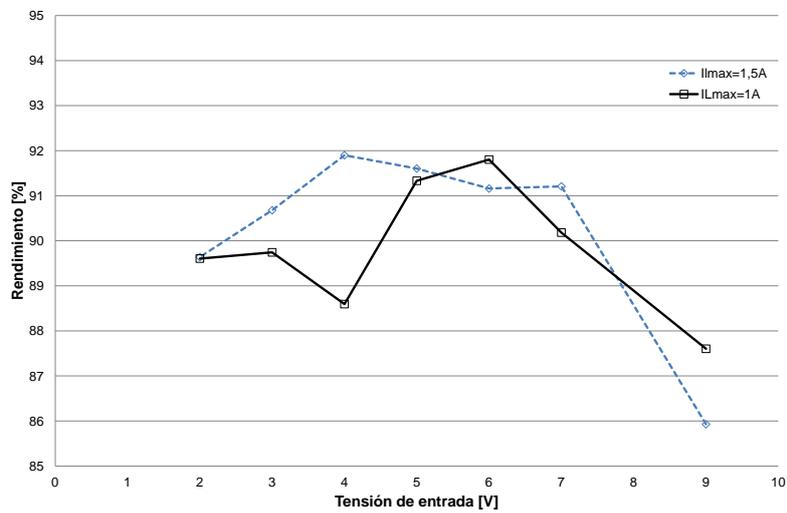


Figura 6.35: Rendimientos sin ZVS medidos en el prototipo

### 6.7.3. Influencia de los supercondensadores en las pruebas

Para la obtención de los valores de rendimiento de la sección 6.7.2 se ha utilizado un grupo de cuatro supercondensadores conectados en serie, a fin de emular el comportamiento de la celda electroquímica de desalinización. Estos condensadores tienen una capacidad de 22 F con una tensión máxima de 2,5 V.

A través de varias medidas, se ha podido observar que la resistencia serie que presentan estos condensadores es de 220 mΩ, lo que quiere decir que el rendimiento esta penalizado en gran medida por esta resistencia. A pesar de ello, los rendimientos mostrados presentan unos máximos cercanos al 90 %. En la figura 6.36 se muestra la descarga con evolución exponencial de la corriente máxima por la bobina a través de estos condensadores.

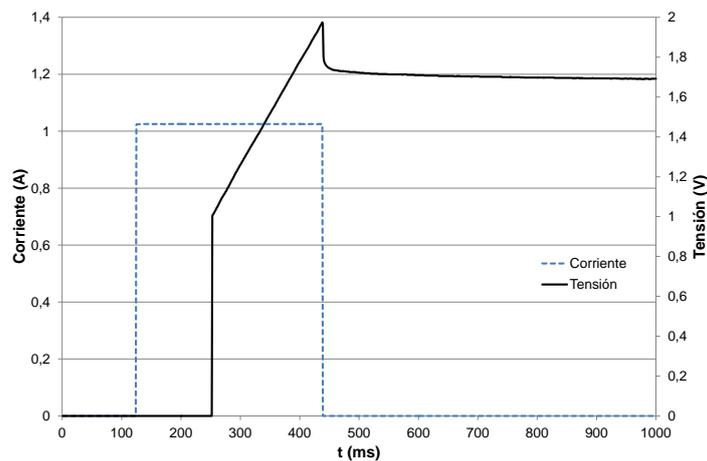


Figura 6.36: Descarga de los condensadores de  $4 \times 22$  F

La figura 6.36 se ha obtenido cargando a una corriente constante de 1 A y procediendo a la desconexión de la fuente de corriente para, de esta forma, ver la caída óhmica de los cuatro supercondensadores. En este caso, como la corriente de carga es de 1 A, la caída de tensión producida es precisamente la resistencia serie del conjunto.

## Capítulo 7

# Conclusiones, aportaciones y trabajos futuros

### 7.1. Conclusiones

En este trabajo se han estudiado diversas formas de mejorar la capacidad de recuperación de energía en el proceso de desionización capacitiva. Dadas las similitudes entre una celda electroquímica de desalación y un supercondensador, se puede utilizar la energía acumulada en estos elementos para reducir el consumo total requerido por la instalación. Para ello, se han analizado las posibles topologías de convertidores más adecuadas para obtener un mejor rendimiento, así como las estrategias de control asociadas para conseguir este resultado. También se ha ahondado en la fabricación de electrodos de carbono mediante procesos de serigrafía, con el fin de reducir el coste de implantación este sistema.

Después de analizar varios esquemas de control tradicionales, se ha conseguido una mejora sustancial del rendimiento con la utilización del control por histéresis con una referencia de corriente exponencial. Con los métodos anteriores se habían obtenido rendimientos cercanos al 83 %. Con la utilización del control citado se ha conseguido aumentar el rendimiento hasta el 89 %, sin necesidad de incluir componentes extras que pudieran encarecer la fabricación de la etapa desaladora.

Gracias a la recuperación de energía así como a los avances en la fabricación de electrodos de alta superficie, la desionización capacitiva se presenta como un método potencialmente competitivo y viable. Este proceso de desalación puede ser ventajoso en localizaciones de difícil acceso, debido en gran medida a su

bajo mantenimiento. También resulta competitivo para zonas de agua salobre, ya que su instalación es más sencilla al utilizarse un menor número de etapas de desalación.

## 7.2. Aportaciones

- **Selección del convertidor óptimo para la realización de una etapa de desalación basada en la desionización capacitiva:** se ha procedido al análisis de varias topologías a fin de seleccionar la más adecuada para la aplicación. Se han mostrado los motivos que han llevado a la selección y, por último, el convertidor elegido.
- **Estrategia de control óptima para el reductor-elevador con conmutación a tensión cero:** una vez seleccionado el convertidor, se ha demostrado que la estrategia de control que permite una mejor eficiencia global del conjunto es la utilización de una referencia de corriente exponencial, que evoluciona con la tensión de la celda de la misma forma que el rendimiento medido.
- **Modelo matemático del elevador-reductor con control por histéresis:** con esta implementación se pueden calcular varios parámetros clave a fin de optimizar la selección de componentes del circuito.
- **Fabricación de electrodos para la desalación de agua por serigrafía con pasta de carbono:** los tradicionales métodos de electrodeposición son más caros y no están preparados para grandes series. Con la fabricación de electrodos mediante serigrafía el proceso es mucho más barato y aplicable en escalas industriales. En este trabajo se ha probado la viabilidad de esta producción obteniendo electrodos con alta capacidad de retención de iones.

## 7.3. Trabajos futuros

A continuación se presentan unas posibles líneas para futuros trabajos. De forma resumida, están enfocadas al estudio preciso de la viabilidad económica de este desarrollo.

- Realización del modelo electroquímico del condensador formado por los electrodos construidos y el agua salada. Se deben obtener las ecuaciones de transferencia de electrones que gobiernan este dispositivo, a fin

de cuantificar de manera exacta la energía requerida para conseguir una determinada concentración de sal en el agua.

- Determinación de la geometría óptima de los electrodos para minimizar la resistencia serie y manteniendo un valor de resistencia paralelo suficientemente elevado que no penalice el rendimiento de la celda electroquímica. Análisis del deterioro de los electrodos y su estabilidad con el tiempo.
- Modelo cinético de la transferencia de iones en el electrolito, con especial atención al tiempo total del proceso. Deberá prestar atención a dos elementos fundamentales que rigen esta transferencia. Por un lado la temperatura del proceso y por otro las características físicas del electrodo. Estas últimas determinan la profundidad de la doble capa, así como la capacidad de retención iónica de los electrodos.
- Modelo dinámico del proceso completo, en el que se incluya el caudal de agua circulante y que deber permitir ajustar dicho caudal al valor óptimo que maximice la retención de sal.
- Modelo en pequeña señal del convertidor a utilizar con la inclusión de todos los elementos parásitos y las pérdidas del circuito. Además, debe ser construido incluyendo el comportamiento del modelo del condensador realizado. El objetivo sería un cálculo fiable y optimizado de las pérdidas.
- Estudio de los costes industriales de una planta piloto de desionización capacitiva, evaluando el número de módulos a utilizar, capacidad de agua procesada por año, costes recurrentes, reemplazo por desgaste de electrodos, etc.
- Diseño de un sistema de bajo coste que permita una perfecta ecualización de las celdas de supercondensadores, a fin de asegurar que la tensión en cada una de ellas nunca supera el potencial de disociación del agua. Aunque se ha probado experimentalmente que este efecto no deseado no supone un punto crítico que invalide el funcionamiento de las etapas de desalación, provoca pérdidas de rendimiento apreciables.

## Anexo A

# Esquemas eléctricos para simulación

### A.1. Reductor-elevador con *snubber* en SPICE



## A.2. Reductor-elevador con *snubber* en PSIM

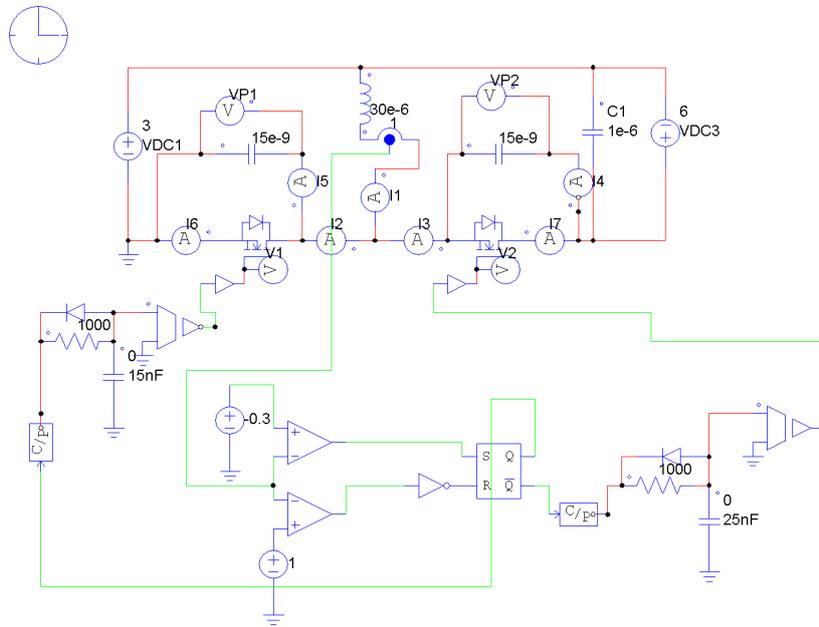
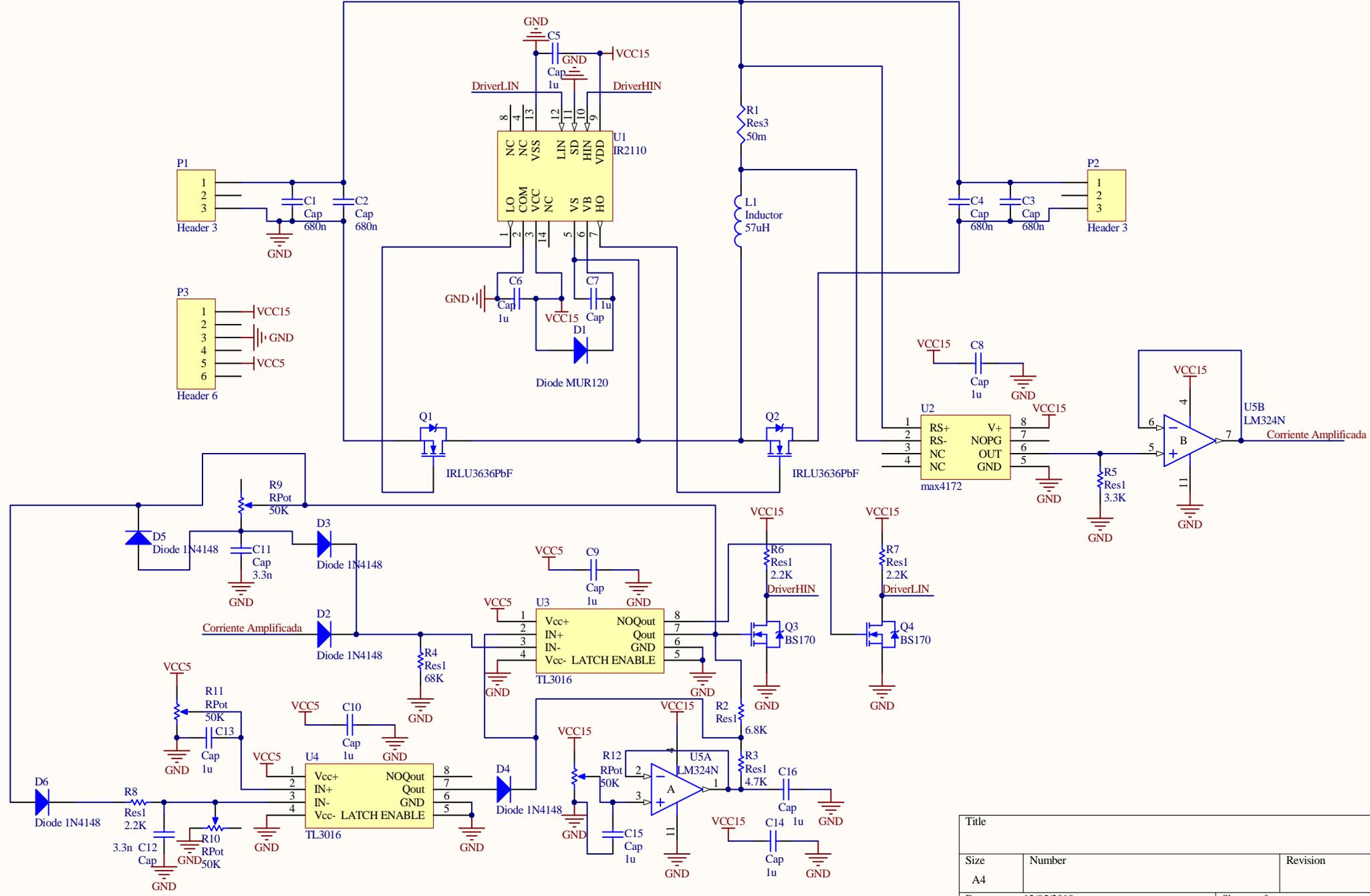


Figura A.2: Esquema en SPICE para la simulación del ZVS

## Anexo B

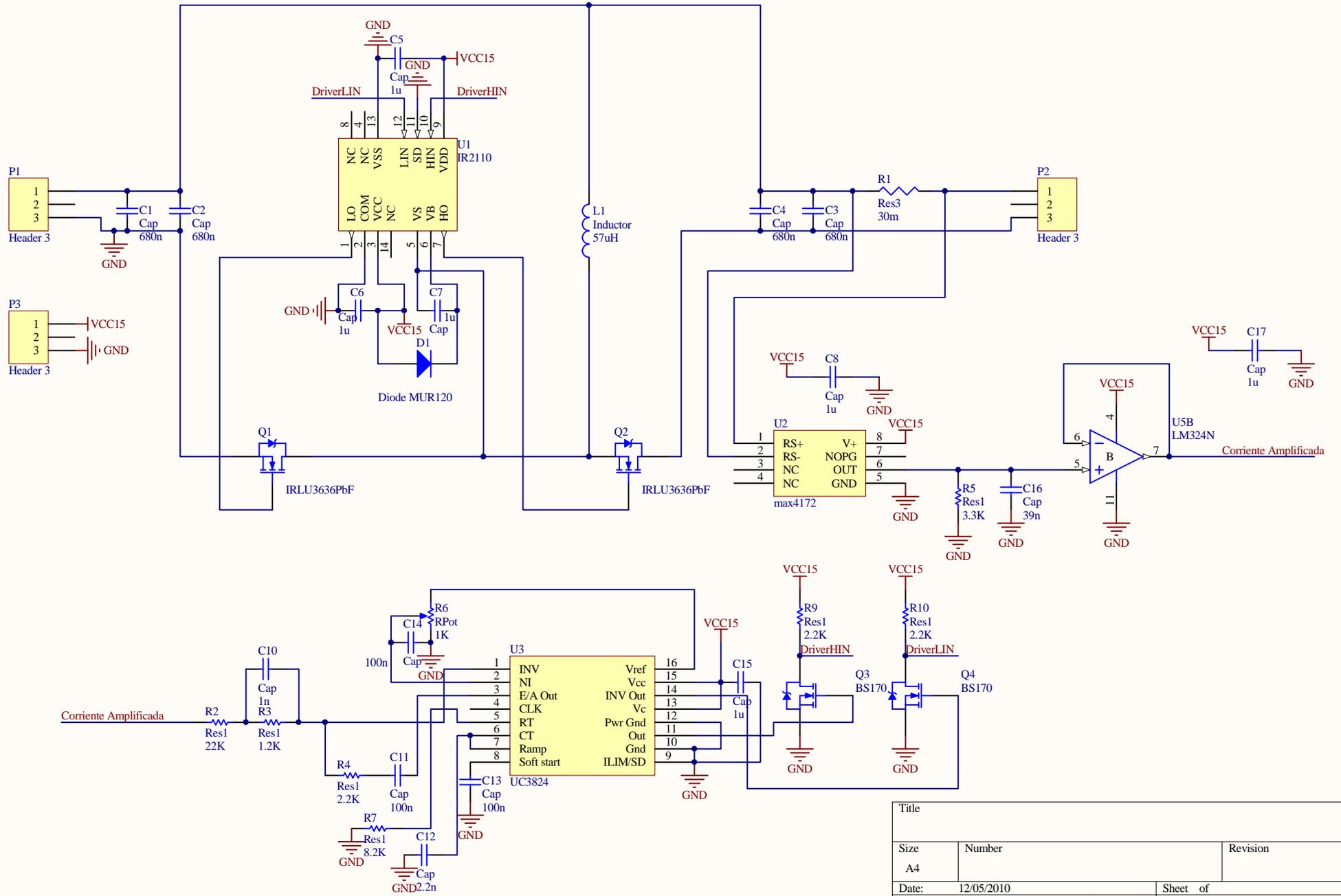
# Esquemas de las placas de circuito impreso

### B.1. Esquema del convertidor reductor-elevador con control por histéresis



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	12/05/2010	Sheet of
File:	C:\Archivos de programa\..\Convertidor y control de potencia\...	

## **B.2. Esquema del convertidor reductor-elevador con control PID**



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	12/05/2010	Sheet of
File:	C:\Archivos de programa\...\Convertidor3824	By:

### B.3. Planos de fabricación del convertidor con control por histéresis

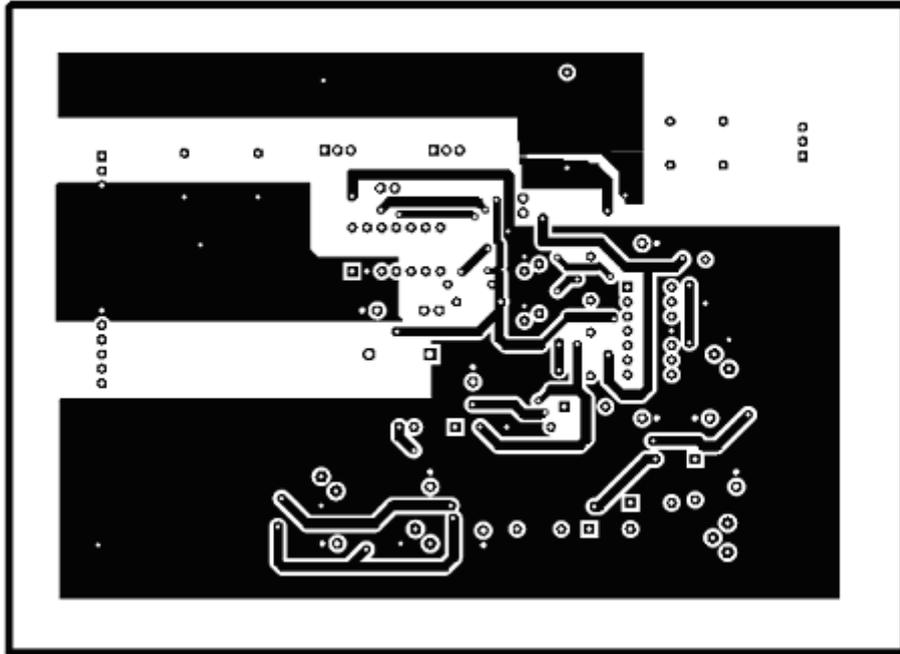


Figura B.1: Convertidor con control por histéresis, cara superior

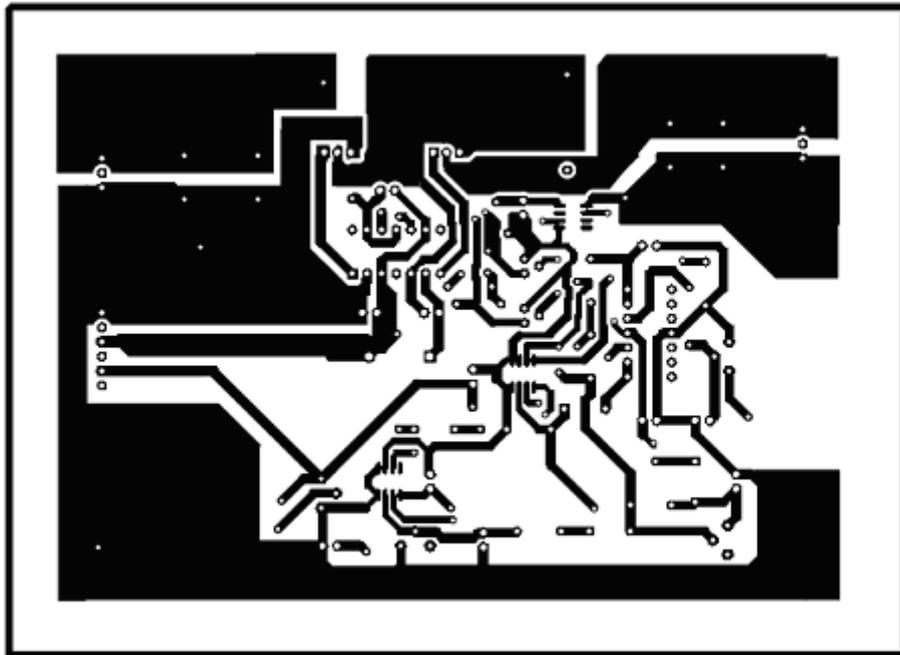


Figura B.2: Convertidor con control por histéresis, cara inferior

## Anexo C

# Código fuente de los modelos matemáticos

En la primera versión programada se utiliza un esquema ligeramente diferente al referenciado en la sección 5.1.3. Se ha realizado tratando de evitar una sobrecarga de la memoria del computador. Para los valores de condensador y bobina esperados, el número de transiciones necesario para una completa descarga del condensador puede ser elevado. Se ha optado por calcular un número de puntos fijo, y posteriormente añadir un bucle interno que permita almacenar en memoria sólo un valor de una serie.

Listado C.1: Tensión de salida de los condensadores, sin bucle

```
1 function [Uin,Uout,t] = tensionC(imax,imin,L,C,Uin0,Uout0)
2 i=1;
3 Uin(i)=Uin0;
4 Uout(i)=Uout0;
5 t(i)=0;
6 while i<100
7     ton=(imax-imin)*L/Uin(i);
8     toff=(imax-imin)*L/Uout(i);
9     t(i+1)=t(i)+ton+toff;
10    Uin(i+1)=Uin(i)-(imax-imin)/(2*C)*ton;
11    Uout(i+1)=Uout(i)+(imax-imin)/(2*C)*toff;
12    i=i+1;
13 end
```

El siguiente fichero proporciona todos los cálculos necesarios para obtener la evolución de la tensión de los condensadores tanto de entrada como de salida. También obtiene como resultados intermedios las pérdidas totales del circuito, y permite dar valores de la eficiencia total del sistema.

Este fichero se ha usado como base para la realización de las gráficas de tensión que sirven para comparar con los valores obtenidos en las simulaciones con SPICE.

Listado C.2: Cálculo de la tensión de salida de los condensadores

```

1 %Se borra el espacio de trabajo
2 clear all
3
4 %Valores iniciales
5 uc(1)=8;          %Tensión inicial del condensador de entrada
6 Imax=1;          %Valor máximo de corriente por la bobina
7 Imin=0;          %Valor mínimo de corriente por la bobina
8 L=0.051;         %Inductancia de la bobina
9 C=1;             %Capacidad de los supercondensadores
10 R=0.1;          %Resistencia serie de los
    supercondensadores
11 ucs(1)=0.1;     %Tensión inicial del condensador de salida
12 tr=216e-9;     %Tiempo de subida
13 tf=69e-9;      %Tiempo de bajada
14 CtePconm=1000;
15 %Valor por el que hay que multiplicar las pérdidas en
    conmutación para extrapolar al valor adecuado de la
    bobina
16 %Cálculo de los tiempos de estado ON y OFF de los MOSFETS y
    de las
17 %tensiones de los supercondensadores en cada ciclo
18 i=1;
19 while uc(i)>0.1,          %Valor de
    tensión hasta el que se descarga el supercondensador de
    entrada
20     ton(i)=(Imax-Imin)*L/uc(i);    %Tiempo en estado ON
    del primer MOSFET (OFF del segundo)
21     toff(i)=(Imax-Imin)*L/ucs(i);  %Tiempo en estado
    OFF del segundo MOSFET (ON del primero)
22     t(1)=ton(1)+toff(1);
23     i=i+1;

```

```

24         t(i)=t(i-1)+ton(i-1)+toff(i-1);
                                                %Vector que
                                                acumula el tiempo total transcurrido
25         uc(i)=uc(i-1)-(((Imax+Imin)/(2*C))*ton(i-1);
                                                %Tensión supercondensador de entrada en
                                                cada ciclo
26         ucs(i)=ucs(i-1)+(((Imax+Imin)/(2*C))*toff(i-1);
                                                %Tensión supercondensador de salida en cada
                                                ciclo
27     end
28
29     %Se iguala el tamaño de los vectores
30     j=1;
31     for j=1:(length(uc)-1)
32         uc2(j)=uc(j);
33     end
34     ton;
35     uc2;
36     j=1;
37     for j=1:(length(ucs)-1)
38         ucs2(j)=ucs(j);
39     end
40     toff;
41     ucs2;
42
43     %Se representa la evolución de las tensiones en los
         supercondensadores en
44     %función del tiempo transcurrido (teórico)
45     plot(t,uc)
46     hold on
47     plot(t,ucs)
48
49     %Se cambia el formato para una mayor precisión
50     format long e
51     %Se calcula la corriente eficaz por la bobina y por los
         supercondensadores
52     %en cada ciclo para el cálculo de las pérdidas en conducción
53     syms tiemp
54     j=1;
55     for j=1:length(ton)
56         a(j)=double(int(((Imax-Imin)*tiemp/ton(j)+Imin)^2,0,ton(
             j)))); %Integral para Iefon

```

```

57     b(j)=double(int(((Imin-Imax)*(tiemp-ton(j))/((ton(j)+
        toff(j))-ton(j))+Imax)^2,ton(j),(ton(j)+toff(j))));
        %Integral para Ieffoff
58     Iefbobina(j)=sqrt((a(j)+b(j))/(ton(j)+toff(j)));
59 %Corriente eficaz por la bobina en cada ciclo(se suman las
        integrales)
60     Iefon(j)=sqrt((a(j))/(ton(j)+toff(j)));           %
        Corriente eficaz para el supercondensador de entrada
        en cada ciclo
61     Ieffoff(j)=sqrt((b(j))/(ton(j)+toff(j)));           %
        Corriente eficaz para el supercondensador de salida
        en cada ciclo
62     Eon(j)=(Iefon(j)^2)*R*(ton(j)+toff(j));           %Energía
        disipada en la entrada en cada ciclo
63     Eoff(j)=(Ieffoff(j)^2)*R*(ton(j)+toff(j));           %Energía
        disipada en la salida en cada ciclo
64 end
65
66 %Cálculo de las pérdidas en conmutación
67 for j=1:length(uc)-1
68     Econmon1(j)=0.5*uc(j)*Imin*(tr+tf);           %
        Energía encendido MOSFET1
69     Econmoff1(j)=0.5*uc(j+1)*Imax*(tr+tf);           %Energía
        a apagado MOSFET1
70     Econmon2(j)=0.5*ucs(j)*Imax*(tr+tf);           %Energía
        ía encendido MOSFET2
71     Econmoff2(j)=0.5*ucs(j+1)*Imin*(tr+tf);           %Energía
        a apagado MOSFET2
72 end
73
74 %Gráfica real
75 ucreal(1)=8;           %Tensión inicial real del
        supercondensador de entrada
76 ucsreal(1)=0.1;           %Tensión inicial real del
        supercondensador de salida
77 figure           %Se abre una nueva figura
78 j=1;
79 for j=1:length(uc)-1
80     if ucreal(j)>0.1
81         %Valor de tensión hasta el que se descarga el
        supercondensador de entrada
82         IncE1(j)=0.5*C*(uc(j+1))^2-0.5*C*(uc(j))^2;

```

```

83 %Variación de energía en la entrada en cada ciclo
84     IncEreal1(j)=IncE1(j)-Eon(j)-Econmon1(j)*CtePconm-
        Econmoff1(j)*CtePconm;
85 %Variación real de energía en la entrada en cada ciclo
86     ucreal(j+1)=sqrt(2*((IncEreal1(j)+0.5*C*(ucreal(j))
        ^2))/C);
87 %Tensión real del supercondensador en la entrada en cada
        ciclo
88     IncE2(j)=0.5*C*(ucs(j+1))^2-0.5*C*(ucs(j))^2;
89 %Variación de energía en la salida en cada ciclo
90     IncEreal2(j)=IncE2(j)-Eoff(j)-Econmon2(j)*CtePconm-
        Econmoff2(j)*CtePconm;
91 %Variación real de energía en la salida en cada ciclo
92     ucsreal(j+1)=sqrt(2*((IncEreal2(j)+0.5*C*(ucsreal(j))
        ^2))/C);
93 %Tensión real del supercondensador en la salida en cada
        ciclo
94     else
95         break %Se sale del bucle for
        si ya se alcanzó la tensión límite en la entrada
96     end
97 end
98 j=1;
99 for j=1:length(ucreal) %Se ajusta el tamaño del vector
        de tiempo
100     treal(j)=t(j);
101 end
102 plot(treal,ucreal) %Se representa la evolución
        real de la tensión en el supercondensador de entrada
103 hold on
104 plot(treal,ucsreal) %Se representa la evolución
        real de la tensión en el supercondensador de salida
105
106
107 %Se devuelve el formato short
108 format short
109
110 %Cálculos finales
111 Eontotal=sum(Eon)

        %Energía total disipada en la entrada (conducción)

```

```

112 Eofftotal=sum(Eoff)
    %Energía total disipada en la salida (conducción)
113 Pontotal=Eontotal/t(end)
    %
    Potencia total disipada en la entrada (conducción)
114 Pofftotal=Eofftotal/t(end)
    %
    Potencia total disipada en la salida (conducción)
115 Pcond=Pontotal+Pofftotal
    %Pérdidas
    totales en conducción
116 Econmtotal1=sum(Econmon1)+sum(Econmoff1)
    %Energía
    total disipada en MOSFET1 en conmutación
117 Econmtotal2=sum(Econmon2)+sum(Econmoff2)
    %Energía
    total disipada en MOSFET2 en conmutación
118 Pconmtotal1=(Econmtotal1/t(end))*CtePconm
    %
    Potencia total disipada en MOSFET1 en conmutación
119 Pconmtotal2=(Econmtotal2/t(end))*CtePconm
    %
    Potencia total disipada en MOSFET2 en conmutación
120 Pconm=Pconmtotal1+Pconmtotal2
    %Pérdidas totales en
    conmutación
121 Eentrada=0.5*C*(uc(1)^2)
    %Energía
    inicial en la entrada
122 Pentrada=Eentrada/t(end)
    %
    Potencia total de entrada
123 Rendimiento=((Pentrada-Pcond-Pconm)/Pentrada)*100
    Rendimiento

```

Los listados que se muestran a continuación se corresponden a los cálculos del convertidor reductor-elevador utilizando el modelo especificado en la sección 5.2. El primero de ellos detalla el cálculo de la tensión del condensador de entrada.

Listado C.3: Resolución de la ecuación diferencial de tensión de entrada

```
1 function i_t = test1(R,L,C,U0)
2 a=R/(2*L);
3 w0=1/sqrt(L*C);
4 if (a^2-w0^2 < 0)
5     error('raices complejas');
6     return;
7 end
8 m1=-a+sqrt(a^2-w0^2);
9 m2=-a-sqrt(a^2-w0^2);
10 A1=-U0/(L*(m1-m2));
11 A2=-A1;
12 t=linspace(0,100e-3);
13 i_t=A1*exp(m1*t)+A2*exp(m2*t);
14 plot(t,i_t);
```

El siguiente listado permite obtener la evolución de la tensión del condensador de salida, al igual que en el caso anterior, según el modelo en la sección 5.2.

Listado C.4: Resolución de la ecuación diferencial de tensión de salida

```
1 function i_t = test2(R,L,C,U0,I0)
2 a=R/(2*L);
3 w0=1/sqrt(L*C);
4 if (a^2-w0^2 < 0)
5     error('raices complejas');
6     return;
7 end
8 m1=-a+sqrt(a^2-w0^2);
9 m2=-a-sqrt(a^2-w0^2);
10 A1=((U0+R*I0)/L+m2*I0)/(m2-m1);
11 A2=I0-A1;
12 t=linspace(0,100e-3);
13 i_t=A1*exp(m1*t)+A2*exp(m2*t);
14 plot(t,i_t);
```

# Bibliografía

- [1] Hong-Joo Ahn, Jong-Ho Lee, Yongsoo Jeong, Jun-Hee Lee, Choong-Soo Chi, and Han-Jun Oh. Capacitive deionization of nacl solution with carbon aerogel-silica gel composite electrodes. *Materials Science and Engineering: A*, 449-451:841–845, 2007.
- [2] Demet Akgul, Mehmet Çakmakce, Necati Kayaalp, and Ismail Koyuncu. Cost analysis of seawater desalination with reverse osmosis in Turkey. *Desalination*, 220(1):123–131, 2008.
- [3] Ali Al-Karaghoul, David Renne, and Lawrence L. Kazmerski. Solar and wind opportunities for water desalination in the arab regions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13(9):2397–2407, 2009.
- [4] Mohammad Alkuran and Mohamed Orabi. Utilization of a Buck Boost Converter and the Method of Segmented Capacitors in a CDI Water Purification System. In *Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East*, pages 470–474, 2008.
- [5] Mohammad Alkuran, Mohamed Orabi, and Norman Scheinberg. Highly Efficient Capacitive De-Ionization (CDI) Water Purification System Using a Buck-Boost Converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45:402–534, 2009.
- [6] C. Arbizzani, M. Mastragostino, and F. Soavi. New trends in electrochemical supercapacitors. *Journal of power sources*, 100:164–170, 2001.
- [7] Antonino Salvatore Aricò, Peter Bruce, Bruno Scrosati, Jean-Marie Tarascon, and Walter van Schalkwijk. Nanostructured materials for advanced energy conversion and storage devices. *Nature Materials*, 4:366–377, 2005.
- [8] J.O'M. Bockris and A.K.N. Redd. *Modern Electrochemistry*. Plenum, New York, 1970.

- [9] Yaniv Bouhadana, Eran Avraham, Malachi Noked, Moshe Ben-Tzion, Abraham Soffer, and Doron Aurbach. Capacitive deionization of nacl solutions at non-steady-state conditions: Inversion functionality of the carbon electrodes. *J. Phys. Chem. C*, 155(33):16567–16573, 2011.
- [10] A. Burke. Ultracapacitors: why, how, and where is the technology. *Journal of power sources*, 1:37–50, 1991.
- [11] M. Castilla, L. Garcia de Vicuna, J.M. Guerrero, J. Matas, and J. Miret. Design of voltage-mode hysteretic controllers for synchronous buck converters supplying microprocessor loads. In *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, volume 152, pages 1171 – 1178, 2005.
- [12] D.D. Caudle, J.H. Tucker, J.L. Cooper, B.B. Arnold, and A. Papatamataki. Electrochemical demineralization of water with carbon electrodes. Technical report, Oklahoma University Research Institute, 1966.
- [13] David Cohen-Tanugi and Jeffrey C. Grossman. Water desalination across nanoporous graphene. *Nano Lett.*, 7(12):3602–3608, 2012.
- [14] B. E. Conway. Transition from supercapacitor to battery behavior in electrochemical energy storage. *Journal of the Electrochemical Society*, 138(6):1539–1548, 1991.
- [15] B. E. Conway. *Electrochemical Supercapacitors: Scientific Fundamentals and Technological Applications*. Kluwer-Plenum, New York, 1999.
- [16] B.E. Conway, V. Birss, and J. Wojtowicz. The role and utilization of pseudocapacitance for energy storage by supercapacitors. *Journal of Power Sources*, 66(1-2):1–14, 1997.
- [17] K. Dai, Li. Shi, D. Zhang, and J. Fang. Nacl adsorption in multi-walled carbon nanotube/active carbon combination electrode. *Chemical Engineering Science*, 61:428–433, 2006.
- [18] P. Delahay. *Double Layer and Electrode Kinetics*. Interscience, New York, 1965.
- [19] Konstantinos Dermentzis. Continuous electrodeionization through electrostatic shielding. *Electrochimica Acta*, 53:2953–2962, 2008.
- [20] Konstantinos Dermentzis and Konstantinos Ouzounis. Continuous capacitive deionization–electrodialysis reversal through electrostatic shielding for desalination and deionization of water. *Electrochimica Acta*, 53:2397–2407, 2008.

- [21] J.C. Van Dijk, P.J. De Moel, and H.A. Van Den Berkmortel. Optimizing design and cost of seawater reverse osmosis systems. *Desalination*, 52(1):57–73, 1984.
- [22] C.S. Du, J. Yeh, and N. Pan. High power density supercapacitors using locally aligned carbon nanotube electrodes. *Nanotechnology*, 16(4):350–353, 2005.
- [23] H.T. El-Dessouky and H.M. Ettouney. *Fundamentals of Salt Water Desalination*. Elsevier Science, 2002.
- [24] M. Endo, T. Takeda, Y.J. Kim, K. Koshiba, and K. Ishii. High power electric double layer capacitor (edlc’s) from operating principle to pore size control in advanced activated carbons. *Carbon Science*, 1:117–128, 2001.
- [25] Robert W. Erickson. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 1997.
- [26] J.C. Farmer, R.W. Pekala, D.V. Fix, G.V. Mack, J.F. Poco, W.J. Grant, C.L.Pomemacki, and C.F. Savoye. Capacitive deionization with carbon aerogel electrodes. *LLNL*, 1995.
- [27] Joseph C. Farmer, David V. Fix, Gregory V. Mack, Richard W. Pekala, and John F. Poc. Capacitive Deionization of NaCl and NaNO<sub>3</sub> Solutions with Carbon Aerogel Electrodes. *J. Electrochem. Soc.*, 143(1):159–169, 1996.
- [28] E. Frackowiak and F. Beguin. Carbon materials for the electrochemical storage of energy in capacitors. *Carbon*, 39(6):937–950, 2001.
- [29] E. Frackowiak, K. Metenier, V. Bertagna, and F. Beguin. Supercapacitor electrodes from multiwalled carbon nanotubes. *Applied Physics Letters*, 77(15):2421–2423, 2000.
- [30] C. Fritzmann, J. Löwenberg, T. Wintgens, and T. Melin. State-of-the-art of reverse osmosis desalination. *Desalination*, 216(1-3):1–76, 2007.
- [31] J. Gamby, P.L. Taberna, P. Simon, J.F. Fauvarque, and M. Chesneau. Studies and characterisations of various activated carbons used for carbon/carbon supercapacitors. *Journal of Power Sources*, 101(1):109–116, 2001.
- [32] Y. Gao, H.B. Li, Z.J. Cheng, M.C. Zhang, Y.P. Zhang, Z.J. Zhang, Y.W. Chen, L.K. Pan, and Z. Sun. Electrosorption of cupric ions from solutions by carbon nanotubes and nanofibres film electrodes grown on graphite substrates. In *Nanoelectronics Conference, 2008. INEC 2008. 2nd IEEE International*, 2008.

- [33] Władysław Janusz, Ewa Skwarek, Vladimir Iljich Zarko, and Vladimir Moiseevich Gun'ko. Structure of electrical double layer at the  $\text{Al}_2\text{O}_3\text{-SiO}_2$ /electrolyte solution interface. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*, 41:215–225, 2007.
- [34] A.M. Johnson, A.W. Venolia, J. Newman, R.G. Wilbourne, C.M. Wong, W.S. Gillam, S. Johnson, and R.H. Horowitz. Electrosorb process for desalting water. Technical report, Office of Saline Water Research and Development, Progress Report No 516, US Department of the Interior, Publication 200 056, 1970.
- [35] I. H. Kim and K. B. Kim. Ruthenium oxide thin film electrodes for supercapacitors. *Electrochemical and Solid State Letters*, 4(5):A62–A64, 2001.
- [36] R. Kotz and M. Carlen. Principles and applications of electrochemical capacitors. *Electrochimica Acta*, 45(15-16):37–50, 2000.
- [37] Jae-Bong Lee, Kwang-Kyu Park, Hee-Moon Eum, and Chi-Woo Lee. Desalination of a thermal power plant wastewater by membrane capacitive deionization. *Desalination*, 196:125–134, 2006.
- [38] Haibo Li, Yang Gao, Likun Pan, Yanping Zhang, Yiwei Chen, and Zhuo Sun. Electrosorptive desalination by carbon nanotubes and nanofibres electrodes and ion-exchange membranes. *Water Research*, 42:4923–4928, 2008.
- [39] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin. Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward bandwidth prediction. *Electric Power Systems Research*, 33(5):1194 – 1202, 1997.
- [40] M. A. Mandil, H. A. Farag, M. M. Naim, and M. K. Attia. Feed salinity and cost-effectiveness of energy recovery in reverse osmosis desalination. *Desalination*, 120(1-2):89–94, 1998.
- [41] Tere Isabel Villar Masetto. *Materiales de carbono de alta superficie para almacenamiento de energía y desalinización del agua*. PhD thesis, Universidad de Oviedo, 2010.
- [42] M. Mastragostino, C. Arbizzani, and F. Soavi. Polymer-based supercapacitors. *Journal of Power Sources*, 97(8):812–815, 2001.
- [43] United Nations. *World population to 2300*. United Nations. Dept. of Economic and Social Affairs. Population Division, 2004.

- [44] Han-Jun Oh, Jong-Ho Lee, Hong-Joo Ahn, Yongsoo Jeong, Young-Jig Kim, and Choong-Soo Chi. Development of a carbon sheet electrode for electrosorption desalination. *Thin Solid Films*, 515:220–225, 2006.
- [45] Yoram Oren. Capacitive deionization (cdi) for desalination and water treatment — past, present and future (a review). *Desalination*, 228:10–29, 2008.
- [46] Romeo Ortega, Antonio Loría, Per Johan Nicklasson, and Herbert Sira-Ramirez. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. Springer, 1998.
- [47] Kwang-Kyu Park, Jae-Bong Lee, Pill-Yang Park, Seok-Won Yoon, Jeon-Soo Moon, Hee-Moon Eum, and Chi-Woo Lee. Development of a carbon sheet electrode for electrosorption desalination. *Desalination*, 206:86–91, 2007.
- [48] B. Peñate and L. García-Rodríguez. Energy optimisation of existing swro (seawater reverse osmosis) plants with ert (energy recovery turbines): Technical and thermoeconomic assessment. *Energy*, 36:613–626, 2011.
- [49] F. Picó, J.M. Rojo Martín, M.L. Sanjuan Álvarez, A. Ansón Casaos, A.M. Benito, M.A. Callejas, W.K. Maser, and M.T. Martinez. Single-walled carbon nanotubes as electrodes in supercapacitors. *Journal of the Electrochemical Society*, 151(6):A831–A837, 2004.
- [50] D.Y. Qu and H. Shi. Studies of activated carbons used in double-layer capacitors. *Journal of Power Sources*, 74(1):99–107, 1998.
- [51] M. Rico, J. Uceda, J. Sebastian, and F. Aldana. Static and Dynamic Modelling of Tapped-Inductor DC-to-DC Converters. *IEEE PESC*, pages 281–287, 1987.
- [52] M. Ryoo, J. Kim, and G Seo. Role of titania incorporated on activated carbon cloth for capacitive deionization of nacl solution. *Journal of Colloid Interface Science*, 264:414–419, 2003.
- [53] K.S. Ryu, K.M. Kim, N.G. Park, Y.J. Park, and S.H Chang. Symmetric redox supercapacitor with conducting polyaniline electrodes. *Journal of Power Sources*, 113(2):305–309, 2002.
- [54] A. Schneuwly and R. Gallay. Properties and applications of supercapacitors: From state-of-the-art to future trends. In *Proceedings PCIM Europe*, 2001.

- [55] H. Shi. Activated carbons and double layer capacitance. *Electrochimica Acta*, 41(10):1633–1639, 1996.
- [56] Cheng Shukang, Gong Hailong, Li Cuiping, Guo Bin, and Zhang Peng. Research on electric mesh grid for seawater desalination based on capacitive deionization. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, 2008.
- [57] C. F. Schutte T. J. Welgemoed. Capacitive Deionization Technology : An alternative desalination solution. *Desalination*, 183:327–340, 2005.
- [58] Yoshinobu Tanaka. *Ion Exchange Membranes: Fundamentals and Applications*. Elsevier Science, 2007.
- [59] T.H.Kim, J.H.Park, and B.H.Cho. Small-signal Modeling of the Tapped-Inductor Converter under Variable Frequency Control. *IEEE PESC*, 2:1648–1652, 2004.
- [60] Srinivas Veerapaneni, Bruce Long, Scott Freeman, and Rick Bond. Reducing energy consumption for seawater desalination. *Journal AWWA*, 99(6):95–106, 2007.
- [61] J. Wang, S. Q. Zhang, Y. Z. Guo, J. Shen, S. M. Attia, B. Zhou, G. Z. Zheng, and Y. S. Guib. Morphological effects on the electrical and electrochemical properties of carbon aerogels. *Journal of the Electrochemical Society*, 148(6):D75–D76, 2001.
- [62] Pei Xu, Jörg E. Drewes, Dean Heil, and Gary Wang. Treatment of brackish produced water using carbon aerogel-based capacitive deionization technology. *Water Research*, 42:2605–2617, 2008.
- [63] Chun-Mo Yang, Woon-Hyuk Choi, Byung-Ki Na, Byung Won Cho, and Won Il Cho. Capacitive deionization of nacl solution with carbon aerogel-silica gel composite electrodes. *Desalination*, 174(2):125–133, 2005.
- [64] Tamim Younos and Kimberly E. Tulou. Overview of desalination techniques. *Journal of Contemporary Water Research and Education*, 132(1):3–10, 2005.
- [65] J.P. Zheng and T.R. Jow. A new charge storage mechanism for electrochemical capacitors. *Journal of the Electrochemical Society*, 142(1):L6–L8, 1995.

- [66] J.P. Zheng, T.R. Jow, and P.J. Cygan. Hydrous ruthenium oxide as an electrode material for electrochemical capacitors. *Journal of the Electrochemical Society*, 142(8):2699–2703, 1995.
- [67] L. Zou, Li L., H. Song, and G. Morris. Using mesoporous carbon electrodes for brackish water desalination. *Water Research*, 42:2340–2348, 2008.



## RESUMEN DEL CONTENIDO DE TESIS DOCTORAL

1.- Título de la Tesis	
Español/Otro Idioma: <i>Aportaciones al proceso de desalinización mediante la recuperación energética entre módulos de deionización capacitiva</i>	Inglés: <i>Contributions to energy recovery systems between single desalination cells for a capacitive deionization process.</i>
2.- Autor	
Nombre: <i>IVAN CORDERO ORILLE</i>	DNI/Pasaporte/NIE: <i>71766636-N</i>
Programa de Doctorado: <i>Control de Procesos, Electrónica Industrial e Ingeniería Eléctrica</i>	
Órgano responsable: <i>Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores y Sistemas</i>	

### RESUMEN (en español)

Pese al avance de los sistemas de desalinización de baja presión utilizando métodos electroquímicos, los procesos basados en membranas - especialmente la ósmosis inversa - siguen dominando la obtención de agua para consumo. Este trabajo se centra en varias aportaciones al proceso de desalinización mediante desionización capacitiva, con el objetivo de ofrecer una alternativa económicamente viable y energéticamente más eficiente a los procesos actuales de desalinización.

Uno de los efectos que provoca un bajo rendimiento en el proceso estudiado es la baja utilización de la energía generada en las distintas etapas del mismo. La capacidad acumulada en las celdas de desalinización es desechada. En este trabajo se introduce un nuevo concepto con varias etapas, en la que energía se transfiere desde una etapa que se encuentra con energía acumulada a otra que comienza el proceso. De esta forma, además de aprovechar la energía acumulada, se evitan pasos intermedios de acumulación que introducirían nuevas pérdidas. Por ejemplo al utilizar baterías - de condensadores o electroquímicas - se incluye un nuevo paso en la transferencia que penaliza la eficiencia.

Al definir este nuevo proceso de desalinización se estudian las topologías de convertidores óptimas para maximizar el rendimiento. Siempre teniendo en cuenta su uso en grandes volúmenes, el coste y la sencillez de la celda tiene una importancia capital en el estudio del convertidor a utilizar. El proceso de transferencia de energía se realiza entre dos condensadores; esto determina un rango de variación de tensiones tanto de la entrada como de la salida desde teóricamente cero hasta el máximo admisible por la celda electroquímica. Dada esta particularidad, también se estudian las mejores estrategias de control para conseguir los resultados más satisfactorios.

Por último, se analiza la mejora de la instalación industrial de desionización capacitiva introduciendo un método de obtención de los electrodos de carbono basado en serigrafía con capa gruesa. Este sistema permite producir electrodos aptos para el proceso a un coste más reducido que con los métodos de deposición de carbono habituales. Estos electrodos utilizan como base materiales de carbono de alta superficie mediante activación química estudiados por el Departamento de Ciencia de los Materiales e Ingeniería Metalúrgica de la Universidad de Oviedo.



## RESUMEN (en Inglés)

Despite recent advances on low-pressure electrochemical desalination systems, traditional processes using interface membranes - reverse osmosis in particular - are still dominating the field of industrial water desalination. The present study focuses on several additions to the capacitive deionization (CDI) process, with the objective of providing a economical and energetically more efficient alternative to current installations, especially for brackish water purification.

One of the key factors to improve the efficiency of the CDI process is energy recovery. Many studies on the process discard this energy, reducing dramatically the efficiency. More recently, improvements to the energy recovery has been made, but still some or most of the energy stored in the electrochemical cell capacitance is wasted. This work presents a new concept on the CDI, using multiple concatenated stages, in which the energy is transferred from one stage with the energy stored retaining the salt ions, to other stage where the desalination process is about to start. Thus, the accumulated energy is used and there is no need to use intermediate storage devices like batteries or supercapacitors. Using these storages will always result in higher power losses.

To provide a satisfactory method to transfer energy from one desalination cell to the other, the optimum converter topology has been studied and presented, trying to maximize the efficiency. The topology selection is primarily orientated to large scale systems, and takes into account various constrains like manufacturing costs, simplicity and high efficiency. Energy transfer takes place between two elements very similar to a electric double-layer capacitor (EDLC); this determines a wide range of voltage variation, both at the input and at the output. Theoretically, the cell voltage starts close to zero and ramps up to the maximum admissible cell voltage, in order to avoid a non-desirable dissociation of the solvent. Due to this particular behaviour, there is also a thorough study on the control methods for the selected converter, as it impacts heavily on the efficiency.

Also, this work includes an optimization of the CDI industrialization costs, introducing a new method of obtaining carbon-based electrodes, based on thick-film screen printing. This system is perfectly suited to produce large scale quantities of carbon electrodes at a very low cost, compared to other methods. These electrodes are manufactured using a special high active surface, carbon-based compound. This compound has been developed using chemical activation, and has been provided by the Material Science and Metallurgy Engineering Department of the University of Oviedo.