



**PROCESADO DE POTENCIA Y ARQUITECTURAS ELÉCTRICAS ADAPTADAS  
PARA APLICACIONES DE HARVESTING EN BAJA TENSIÓN.  
POWER PROCESSING AND ELECTRICLA ARCHITECTURES ADAPTED TO LOW-  
VOLTAGE HARVESTING-BASED APPLICATIONS**

**Juan Antonio Garriga Castillo**

**ADVERTIMENT.** L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

**ADVERTENCIA.** El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

**WARNING.** Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.



**UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI**

**TESIS DOCTORAL**

**PROCESADO DE POTENCIA Y ARQUITECTURAS  
ELÉCTRICAS ADAPTADAS PARA APLICACIONES DE  
HARVESTING EN BAJA TENSIÓN.**

**POWER PROCESSING AND ELECTRICAL ARCHITECTURES ADAPTED TO  
LOW-VOLTAGE HARVESTING-BASED APPLICATIONS**

**JUAN ANTONIO GARRIGA CASTILLO**

**UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI**

**ENERO 2020**









**UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI**

JUAN ANTONIO GARRIGA CASTILLO

**PROCESADO DE POTENCIA Y ARQUITECTURAS  
ELÉCTRICAS ADAPTADAS PARA APLICACIONES DE  
HARVESTING EN BAJA TENSIÓN.**

POWER PROCESSING AND ELECTRICAL ARCHITECTURES ADAPTED TO  
LOW-VOLTAGE HARVESTING-BASED APPLICATIONS

TESIS DOCTORAL

Dirigida por el Dr. Hugo Valderrama Blavi

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA,  
ELÈCTRICA I AUTOMÀTICA

UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

TARRAGONA  
ENERO 2020





UNIVERSITAT  
ROVIRA I VIRGILI

Departament d' Enginyeria Electrònica,  
Elèctrica i Automàtica

Països Catalans, 26  
43007 Tarragona  
Tel. 977559726

HAGO CONSTAR que el presente trabajo, titulado “Procesado de Potencia y Arquitecturas Eléctricas Adaptadas para Aplicaciones de Harvesting en Baja Tensión”, que presenta Juan Antonio Garriga Castillo para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo mi dirección en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de esta universidad.

Tarragona, 7 de Enero de 2020

El director de la tesis doctoral

A handwritten signature in blue ink, appearing to be 'H. Valderrama-Blavi'.

Dr. Hugo Valderrama-Blavi



# Índice general

---

- I. Agradecimientos**
- II. Dedicatoria**
- III. Acrónimos y Nomenclatura**
- IV. Índice de Figuras**
- V. Índice de tablas**
- VI. Objetivos**
- VII. Resumen**
- VIII. Abstract**
- IX. Resum**
- X. Tabla de contenido**



# I. Agradecimientos

---

Al Grupo de Automática y Electrónica Industrial (GAEI) perteneciente al Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili de Tarragona, por facilitarme y proporcionarme los recursos y ayuda necesarios para la ejecución de esta Tesis. En especial al profesor Hugo Valderrama Blavi, por dirigirme el trabajo y siempre encontrar tiempo para ayudarme y ofrecerme la oportunidad de aprender a su lado, y al profesor Luís Martínez Salamero por darme siempre ánimos para seguir adelante. A todos ellos MUCHAS GRACIAS.



## II. Dedicatoria

---

“A mi hijo, que entienda que con sacrificio, trabajo y constancia, nunca es tarde para aprender y conseguir lo que uno desea”



## III. Acrónimos y Nomenclatura

---

### Acrónimos

AC/DC	Conversión de corriente alterna a corriente continua
AM0	(air mass zero) Espectro de la luz solar en vacío.
AM1.5	(air mass 1.5) Espectro de la luz solar atravesando 1.5 atmósferas
DC/DC	Conversión de corriente continua a corriente continua
DC/AC	Conversión corriente continua a corriente alterna
EDAR	Estaciones depuradoras de aguas residuales
EMI	Interferencias electromagnéticas
HBB	Híbrido Buck-Boost
LFR	(Loss Free Resistor) Resistencia Libre de pérdidas
CCM	Modo de conducción continua
DCM	Modo de conducción discontinua
MOSTET	Transistor de Efecto de Campo Metal Oxido Semiconductor
OFF	Estado del MOSFET en corte
ON	Estado del MOSFET en conducción
OWC	(Oscillating Water Column) Columna de Agua Oscilante
PWM	Modulación por anchura de pulsos
PSIM	Simulador de Potencia
RSU	Residuos Sólidos Urbanos
RMS	(root mean square) Valor cuadrático medio
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter

### Nomenclatura

$B(z)$	Campo magnético
$C$	Capacidad
$C_{wg}$	velocidad de grupo
$d_s[E_w]$	Valor medio de la densidad de energía por unidad de área
$d_l[P_w]$	Densidad de potencia por unidad del ancho de la ola
$D$	Diámetro del imán
$D$	Ciclo de trabajo
$D_c$	Ciclo de funcionamiento del control
$E_K$	Energía cinética de la ola
$E_P$	Energía potencial de la ola
$f_s$	Frecuencia de conmutación
$F$	Faradio
$g$	Aceleración de la fuerza gravitacional
$H$	Altura de la ola
$Hz$	Hercio
$i_{DS}(t)$	Corriente Drenador-Surtidor
$I_i$	Corriente de entrada
$I_L(t)$	Corriente en la Bobina
$i_{L(rms)}$	Corriente eficaz en la Bobina
$i_{LFR}(t)$	Corriente de entrada al LFR

$I_o$	Corriente de salida
J	Julio
$k_w$	Nivel de periodicidad de ola
l	Longitud del imán
L	Inductancia
$L_e$	Ancho de ola
$L_{in}$	Inductancia equivalente de la Bobina del transductor
$L_T$	Inductancia de la bobina del transductor
m	Momento dipolar del iman
N	Número de espiras
p(t)	Potencia
$P_i$	Potencia de entrada
$P_o$	Potencia de salida
$P_w(L_e)$	Potencia disponible de ola
q	Carga magnética
R	Radio de la espira de una bobina
$R_{in}$	Resistencia equivalente de la Bobina del transductor
$R_{LFR}$	Resistencia del Resistor libre de perdidas
$R_T$	Resistencia de la bobina del transductor
s	segundos
SBuck	Señal de Control del Buck
SBoost	Señal de Control del Boost
S(x)	Superficie de deslizamiento
t	Tiempo
T	Periodo
$T_s$	Período de conmutación
$U_{eq}$	Control equivalente
v	Voltio
v(t)	Velocidad del imán
$V_{bat}$	Tensión en la Bateria
$v_{ci}(t)$	Tensión de entrada al convertidor
$v_{DS}(t)$	Tensión Drenador-Surtidor
$V_i$	Tensión de entrada
$V_o$	Tensión de salida del convertidor
$X^*$	Punto de equilibrio del vector de estado X
z	Distancia desde el centro del imán al centro de la bobina
$\Delta I_L$	Incremento de la corriente en la Bobina
$\varepsilon(t)$	Fuerza electromotriz inducida en la bobina
$\mu_o$	Permeabilidad magnética del vacío
$\mu$	Permeabilidad magnética del material
$\eta$	Rendimiento del convertidor/adaptador
$\eta_M$	Eficiencia en la adaptación de impedancias
$\rho$	Densidad del agua del mar
$\tau$	Constante de tiempo
$\varnothing$	Diámetro del hilo de cobre
$\Phi$	Flujo magnético
$\Omega$	Ohmio

## IV. Índice de Figuras

---

<i>Figura 1.1. Esquema de bloques de un sistema Harvesting</i>	1-42
<i>Figura 1.2. Colocaciones de los recolectores de energía de las olas y parámetros de las olas</i>	1-44
<i>Figura 1.3. Circuitos rectificadores para dispositivos de recolección inductivos</i>	1-46
<i>Figura 1.4. Prototipo de un dispositivo de recolección articulado con tres transductores simples</i>	1-47
<i>Figura 2.1. Dispositivo comercial</i>	2-49
<i>Figura 2.2. Esquema interno de la linterna comercial</i>	2-50
<i>Figura 2.3. Ensayo en el laboratorio del transductor comercial</i>	2-51
<i>Figura 2.4. Oscilograma obtenido de la tensión de un solo transductor</i>	2-52
<i>Figura 2.5. Pulso modelado por PSIM</i>	2-53
<i>Figura 2.6. Oscilograma obtenido con los tres solenoides</i>	2-54
<i>Figura 2.7. Oscilogramas de carga del supercondensador</i>	2-55
<i>Figura 2.8. Réplica del oscilograma de la figura 2.7.(d)</i>	2-56
<i>Figura 2.9. Representación de la evolución temporal de la energía almacenada</i>	2-57
<i>Figura 2.10. Representación de la máxima Potencia</i>	2-58
<i>Figura 2.11. Simulación del generador con puente rectificador</i>	2-60
<i>Figura 2.12. Simulación con asociación serie de los generadores</i>	2-63
<i>Figura 2.13. Simulación con asociación paralelo de los generadores</i>	2-65
<i>Figura 2.14. Doblador de tensión</i>	2-67
<i>Figura 2.15. Doblador de Tensión con conexión serie de la salida</i>	2-69
<i>Figura 2.16. Doblador de tensión con conexión paralelo en la salida</i>	2-72
<i>Figura 3.1. Esquema prototipo a construir</i>	3-73
<i>Figura 3.2. Esquema de funcionamiento del prototipo recolector</i>	3-74
<i>Figura 3.3. Descripción del principio funcionamiento del transductor:</i>	3-75
<i>Figura 3.4. Esquema del transductor utilizando el dipolo magnético</i>	3-75
<i>Figura 3.5. Voltaje de pulso teórico generado por el transductor inductivo</i>	3-77
<i>Figura 3.6. Modificación de la calculadora con un interruptor final de carrera</i>	3-78
<i>Figura 3.7. Bobinadora funcionando</i>	3-78
<i>Figura 3.8. Ficha técnica del imán</i>	3-80
<i>Figura 3.9. Pulsos de tensión generados con las diferentes bobinas construidas</i>	3-81
<i>Figura 3.10. Conexión del array de 3 Transductores de la figura 3.9 (f)</i>	3-82
<i>Figura 3.11. Detalles de algunas fases de la construcción del generador recolector</i>	3-83
<i>Figura 4.1 Idea de adaptación propuesta usando el circuito equivalente del generador</i>	4-85
<i>Figura 4.2 Fuente de potencia</i>	4-86
<i>Figura 4.3. Circuito simulador de Energía absorbida por una carga con varias configuraciones</i>	4-89
<i>Figura 4.4. Energía entregada a la carga en los circuitos de las figuras 4.2</i>	4-90
<i>Figura 4.5. (a) Esquema del circuito convertidor Buck-Boost (b) Topología ON.</i>	4-91
<i>Figura 4.6. Formas de onda de VL e IL en la inductancia y corriente por el diodo <math>I_D</math></i>	4-92

<i>Figura 4.7. Forma de tensión y corriente sobre la inductancia en DCM.....</i>	<i>4-94</i>
<i>Figura 4.8. Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB) con filtro de entrada Lint-Cf.....</i>	<i>4-96</i>
<i>Figura 4.9. Convertidor SEPIC con filtro de entrada Lint-Cf.....</i>	<i>4-96</i>
<i>Figura 5.1. Transición de las tensiones en la conmutación de un MOSFET.....</i>	<i>5-97</i>
<i>Figura 5.2. Capacidades y diodo parásitos del MOSFET.....</i>	<i>5-98</i>
<i>Figura 5.3. Pérdidas en la conmutación de un MOSFET con carga inductiva (hardswitching).....</i>	<i>5-98</i>
<i>Figura 5.4. Pasos para el modelado de las funciones de transferencia.....</i>	<i>5-100</i>
<i>Figura 5.5. Trayectoria del sistema en las proximidades de una región deslizante.....</i>	<i>5-102</i>
<i>Figura 5.6. Control equivalente.....</i>	<i>5-102</i>
<i>Figura 5.7. Condición de transversalidad.....</i>	<i>5-103</i>
<i>Figura 5.8. Regiones de deslizamiento.....</i>	<i>5-104</i>
<i>Figura 5.9. Diagrama de bloques sistema de control en modo deslizante.....</i>	<i>5-105</i>
<i>Figura 6.1. Convertidor HBB.....</i>	<i>6-107</i>
<i>Figura 6.2. (a) Esquema del circuito convertidor Boost.....</i>	<i>6-108</i>
<i>Figura 6.3. Formas de onda de VL e IL en la inductancia y corriente por el diodo ID.....</i>	<i>6-109</i>
<i>Figura 6.4. Relación de conversión Vo/Vi en función del ciclo de trabajo D.....</i>	<i>6-110</i>
<i>Figura 6.5. Frecuencia de funcionamiento del HBB.....</i>	<i>6-112</i>
<i>Figura 6.6. (a) Modo Boost, topologías de convertidor HBB: (b) ON, (c) OFF.....</i>	<i>6-116</i>
<i>Figura 7.1. (a) Esquema Circuito convertidor Buck (b) Topología ON. (c) Topología OFF.....</i>	<i>7-121</i>
<i>Figura 7.2. Formas de onda de VL, Ii, ID e IL.....</i>	<i>7-122</i>
<i>Figura 7.3. Relación de conversión Vo/Vi en función del ciclo de trabajo D.....</i>	<i>7-123</i>
<i>Figura 7.4. Frecuencia de conmutación del HBB.....</i>	<i>7-125</i>
<i>Figura 7.5. (a) Modo Buck, topologías de convertidor HBB: (b) ON, (c) OFF.....</i>	<i>7-129</i>
<i>Figura 8.1. Captador final de la figura 1 combinando serie/paralelo.....</i>	<i>8-133</i>
<i>Figura 8.2. Simulación HBB Modo Boost, con el pulso <math>v_p(t)</math> de la figura 8.1 rectificado.....</i>	<i>8-134</i>
<i>Figura 8.3. Simulación HBB Modo Buck, con el pulso <math>v_p(t)</math> de la figura 8.1 rectificado.....</i>	<i>8-134</i>
<i>Figura 8.4. Simulación HBB funcionando en las zonas Boost y Buck.....</i>	<i>8-135</i>
<i>Figura 8.5. Simulación HBB con desfase producido por el condensador Cf.....</i>	<i>8-135</i>
<i>Figura 8.6. Etapa de potencia del convertidor HBB.....</i>	<i>8-136</i>
<i>Figura 8.7. Circuito de control del HBB.....</i>	<i>8-137</i>
<i>Figura 8.8. Prototipo del convertidor Híbrido Buck/Boost.....</i>	<i>8-138</i>
<i>Figura 8.9. Resultados del montaje experimental del Híbrido Buck/Boost (HBB).....</i>	<i>8-140</i>
<i>Figura 8.10. Simulación con <math>V_{cf}=24 V_{RMS}</math>, 50 Hz.....</i>	<i>8-140</i>
<i>Figura 8.11. Ensayo experimental con el tren de pulsos programados en el HBB.....</i>	<i>8-141</i>
<i>Figura 8.12. Detalle del tren de pulsos programados en el HBB.....</i>	<i>8-141</i>
<i>Figura 8.13. Ensayo experimental del HBB con las señales de control.....</i>	<i>8-142</i>
<i>Figura 8.14. Banco de trabajo experimental ensayo con el HBB.....</i>	<i>8-142</i>
<i>Figura 8.15. Impedancia de entrada del adaptador HBB (valor ideal <math>R_{int}=26 \Omega</math>).....</i>	<i>8-143</i>
<i>Figura 8.16. Eficiencia de la adaptación de impedancia (batería cargada).....</i>	<i>8-144</i>
<i>Figura 8.17. Medidas de la potencia de entrada y salida del adaptador HBB.....</i>	<i>8-144</i>

<i>Figura 8.18. Ensayo con el prototipo HBB en la mesa de medidas del laboratorio.</i>	8-145
<i>Figura 8.19. Rendimiento del adaptador HBB, sin considerar las pérdidas de control</i>	8-146
<i>Figura 8.20. Frecuencia de conmutación HBB</i>	8-146
<i>Figura 8.21. Frecuencias de conmutación para distintos valores de <math>\Delta</math> en HBB modo Buck</i>	8-147
<i>Figura 8.22. Rendimiento del adaptador HBB incluyendo pérdidas de control</i>	8-148
<i>Figura 8.23. Comparativa del rendimiento del adaptador HBB considerando las pérdidas</i>	8-149
<i>Figura 8.24. Balance de potencia <math>P_{out}</math>-<math>P_{contl}</math> en función de la Tensión de entrada</i>	8-150
<i>Figura 9.1. Esquema del circuito del SEPIC</i>	9-153
<i>Figura 9.2. Formas de onda de voltaje y corriente del inductor <math>L_1</math></i>	9-154
<i>Figura 9.3. Formas de onda de voltaje y corriente del inductor <math>L_2</math></i>	9-155
<i>Figura 9.4. formas de onda de tensión y corriente del diodo</i>	9-156
<i>Figura 9.5. Frecuencia de conmutación del SEPIC</i>	9-159
<i>Figura 9.6. Formas de onda de tensión y corriente en el condensador <math>C_1</math></i>	9-160
<i>Figura 9.7. Formas de onda de tensión y corriente en el condensador <math>C_2</math></i>	9-161
<i>Figura 9.8. Convertidor SEPIC con filtro de entrada <math>L_{int}</math>-<math>C_f</math></i>	9-166
<i>Figura 9.9. Topologías de convertidor SEPIC: (a) ON, (b) OFF</i>	9-166
<i>Figura 9.10. Resultados de simulación del Convertidor SEPIC con PSIM</i>	9-171
<i>Figura 9.11. Etapa de potencia del convertidor SEPIC</i>	9-172
<i>Figura 9.12. Circuito de control del SEPIC</i>	9-172
<i>Figura 9.13. Oscilogramas del funcionamiento del SEPIC a varias frecuencias</i>	9-174
<i>Figura 9.14.c. Ensayo experimental del SEPIC con la señal de control</i>	9-176
<i>Figura 9.15. Banco de trabajo experimental ensayo con el SEPIC</i>	9-176
<i>Figura 9.16. Impedancia de entrada del adaptador HBB (valor ideal <math>R_{int} = 26 \Omega</math>)</i>	9-177
<i>Figura 9.17. Eficiencia de adaptación SEPIC</i>	9-178
<i>Figura 9.18. Medidas de la potencia de entrada y salida del adaptador SEPIC</i>	9-178
<i>Figura 9.19. Adaptador SEPIC en la mesa de medidas</i>	9-179
<i>Figura 9.20. Gráfica del rendimiento del adaptador SEPIC sin</i>	9-180
<i>Figura 9.21. Rendimiento del adaptador HBB considerando</i>	9-181
<i>Figura 9.22. Comparativa del rendimiento del adaptador SEPIC considerando</i>	9-181
<i>Figura 9.23. Balance de potencia en función de la Tensión de entrada</i>	9-182
<i>Figura 10.1. Simulación del Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB) con PSIM</i>	10-185
<i>Figura 10.2. Simulación del Convertidor SEPIC con PSIM</i>	10-186
<i>Figura 10.3. Gráfica comparativa del rendimiento de los dos</i>	10-187
<i>Figura 10.4. Gráfica comparativa de los dos adaptadores incluyendo el control</i>	10-188
<i>Figura 10.5. Gráfica comparativa de la frecuencia de conmutación</i>	10-188
<i>Figura 10.6. Pérdidas de control en función de <math>D_c</math></i>	10-189
<i>Figura 10.7. Comparativa impedancia HBB y SEPIC a distintas frecuencias</i>	10-189
<i>Figura 10.8. Comparativa eficiencia HBB y SEPIC a distintas frecuencias</i>	10-190
<i>Figura 13.1. Definición de pulso del generador comercial</i>	13-205
<i>Figura 13.2. Definición de pulso del generador construido</i>	13-206

<i>Figura 13.3. Esquemas electrónicos de la Simulación PSIM HBB</i> .....	13-207
<i>Figura 13.4. Esquemas electrónicos de la simulación PSIM SEPIC</i> .....	13-208
<i>Figura 13.5. Esquema electrónico de la etapa de potencia Híbrido Buck/Boost</i> .....	13-209
<i>Figura 13.6. Esquema Electrónico Control Modo Boost</i> .....	13-210
<i>Figura 13.7. Esquema electrónico selector modo Automático</i> .....	13-211
<i>Figura 13.8. Esquema electrónico del Control Modo Buck</i> .....	13-212
<i>Figura 13.9. Esquema Electrónico Etapa de Potencia SEPIC</i> .....	13-213
<i>Figura 13.10. Esquema electrónico del Control del SEPIC</i> .....	13-214
<i>Figura 13.11. PCB Control del HBB</i> .....	13-215
<i>Figura 13.12. PCB 3D Circuito de Control HBB</i> .....	13-216
<i>Figura 13.13. PCB Etapa de Potencia HBB</i> .....	13-216
<i>Figura 13.14. PCB 3D Etapa de Potencia HBB</i> .....	13-217
<i>Figura 13.15. PCB Etapa de Potencia del SEPIC</i> .....	13-217
<i>Figura 13.16. PCB Etapa de Control del SEPIC</i> .....	13-218
<i>Figura 13.17. PCB 3D Circuito de Control del SEPIC</i> .....	13-219
<i>Figura 13.18. PCB 3D Etapa de Potencia SEPIC</i> .....	13-219

---

## V. Índice de tablas

---

<i>Tabla 1.1. Niveles de energía de las fuentes naturales.....</i>	<i>1-41</i>
<i>Tabla 2.1. Parámetros físicos del transductor comercial.....</i>	<i>2-51</i>
<i>Tabla 2.2. Puntos de la curva que definen el pulso de transductor comercial.....</i>	<i>2-52</i>
<i>Tabla 2.3. Comparación con diferentes configuraciones con puente rectificador.....</i>	<i>2-65</i>
<i>Tabla 2.4. Comparación con diferentes configuraciones de dobladores de tensión.....</i>	<i>2-72</i>
<i>Tabla 3.1. Características de los transductores inductivos construidos.....</i>	<i>3-79</i>
<i>Tabla 3.2. Parámetros de las bobinas del array final.....</i>	<i>3-82</i>
<i>Tabla 4.1. Partes reales e imaginarias de <math>Z_o</math> y <math>Z^*</math> para <math>C_f = 10\mu F</math>.....</i>	<i>4-86</i>
<i>Tabla 4.2. Señales representadas de energía en cada configuración.....</i>	<i>4-89</i>
<i>Tabla 6.1. Datos del fabricante sobre el MOSFET utilizado.....</i>	<i>6-115</i>
<i>Tabla 8.1. Valores de rendimiento del HBB obtenidos en el banco de medidas.....</i>	<i>8-145</i>
<i>Tabla 8.2. Valores de rendimiento incluyendo las pérdidas del control.....</i>	<i>8-148</i>
<i>Tabla 9.1. Valores de rendimiento del SEPIC obtenidos en el banco de medidas.....</i>	<i>9-179</i>
<i>Tabla 9.2. Valores de rendimiento del SEPIC con pérdidas.....</i>	<i>9-180</i>

---



## VI. Objetivos

---

1. Evaluación del estado del arte en sistemas cosechadores de energía en general.
  2. Evaluación del estado del arte de captadores de energía marina: olas, corrientes submarinas, mareas.
  3. Evaluación del estado del arte sobre arquitecturas eléctricas y circuitos procesadores de potencia para captación de energía marina, especialmente los inductivos, para sistemas autónomos o aislados.
  4. Estudio de arquitecturas eléctricas que permitan maximizar la energía recolectada reduciendo el almacenamiento mediante la cooperación de diversas fuentes de energía (olas, eólica, fotovoltaica) “in situ”.
  5. Diseño y realización de un captador inductivo para las olas del mar.
  6. Estudio de las técnicas que permitan maximizar la extracción de energía en una fuente (adaptación de impedancias).
  7. Diseño y realización de un procesador basado en un convertidor híbrido Buck/Boost (HBB).
  8. Diseño y realización de un procesador basado en un convertidor SEPIC.
  9. Definición de parámetros de calidad que permitan evaluar los adaptadores desarrollados: rendimiento, eficiencia de adaptación de impedancias.
  10. Evaluación y comparación de las prestaciones de los dos prototipos de adaptadores desarrollados.
  11. Conclusiones, propuestas de mejora y líneas futuras de trabajo.
  12. Difusión de los resultados de la investigación realizada mediante publicaciones en revistas indexadas, alguna de las cuales de tipo “open-access”.
-



## VII. Resumen

---

**Título:** Procesado de Potencia y Arquitecturas Eléctricas adaptadas para aplicaciones de Harvesting en baja tensión.

En este trabajo se presenta el análisis, diseño y realización de un sistema para la recolección de energía undimotriz de baja potencia, es decir, extraer pequeña energía de las olas del mar para la alimentación de un equipo autónomo alimentado por batería.

Este sistema consta de un captador de energía flotante, y de una etapa procesadora de energía para interconectar el elemento captador con la batería del sistema. El captador de energía es un dispositivo articulado realizado en madera y contiene tres transductores inductivos interconectados entre sí.

Para extraer pequeñas cantidades de energía de las olas del mar, este dispositivo articulado construido en madera, coordina el movimiento de tres imanes situados cada uno de ellos en el interior de una bobina, las cuales están interconectadas eléctricamente entre sí. Aprovechando la subida y bajada de las olas del mar, se produce un movimiento oscilante lineal de cada imán en el interior del transductor (bobina) que genera un pulso eléctrico inducido en la bobina. Mediante conceptos clásicos de electromagnetismo se deduce la fuerza electromotriz inducida por un imán desplazándose por el interior de un solenoide, lo que nos permitirá obtener el modelo eléctrico de un solo transductor, y después el modelo global de todo el conjunto formado por tres de estos transductores.

La energía así recolectada se almacenará en una batería la cual alimentará un sistema autónomo, por ejemplo, un equipo de telemetría, estación meteorológica, etc., situada en alta mar. Para maximizar la energía recolectada, se requiere de un circuito interfaz que adapte la impedancia entre el conjunto de transductores que forma el generador y la batería del sistema. Se proponen dos circuitos convertidores DC/DC, uno Híbrido Buck-Boost (HBB) y un convertidor SEPIC como circuitos adaptadores de impedancia. Ambos convertidores se controlarán en modo deslizante, así pues, los convertidores se comportarán como una resistencia libre de pérdidas (LFR-Loss Free Resistor), cuya impedancia de entrada está regulada para que coincida con la impedancia de salida del generador.

Tras la introducción y el estado del arte, el documento de la tesis prosigue analizando dispositivos comerciales de captación de energía, para después, presentar el transductor inductivo desarrollado, que se integra en un dispositivo recolector articulado, también desarrollado en la tesis. A continuación se proponen dos circuitos procesadores de potencia especialmente diseñados para el dispositivo recolector desarrollado, que se simulan y verifican experimentalmente. Una vez realizada la comparativa de las prestaciones de ambos convertidores/adaptadores, se extraen unas conclusiones sobre la viabilidad del sistema propuesto, ideas para mejorar ambos prototipos y se ofrecen unas líneas de trabajo futuras.



## VIII. Abstract

---

**Title:** Power Processing and Electrical Architectures Adapted to Low Power and Voltage Harvesting-Based Applications

In this work, the analysis, design and realization of a system for the collection of low-energy wave energy for the feeding of an autonomous battery-powered equipment is presented.

This system consists of a floating energy sensor, and an energy processing stage to interconnect the sensor element with the system battery. The energy collector is an articulated device wooden and contains three inductive transducers interconnected with each other.

To extract small amounts of energy from the waves of the sea, the wooden device, coordinates the movement of three internal magnets to three individual coils electrically interconnected with each other. Taking advantage of the rise and fall of sea waves, there is a linear oscillating movement of each magnet inside the transducer (coil) that generates an induced electrical pulse in the coil. Magnetic fundamentals are used to deduce the electromotive force induced by a magnet by moving inside a solenoid, which will allow us to obtain the electric model of a single transducer, and then the global model of the whole set consisting of three of these transducers.

The energy harvested by the developed prototype will be stored in a battery and can be used as the energy source of a self-powered autonomous electrical system like a telemetry equipment, a weather station, or any other off-shore system. In order to maximize the energy harvested by this process, an impedance matching circuit between the battery and the transducers (energy generator) must be developed. Two DC-DC converters, a hybrid Buck-Boost (HBB) converter and a SEPIC converter are proposed in this work as impedance matching circuits. Both converters will be controlled in sliding mode. Hence, the converters will behave as a Loss Free Resistor (LFR) where the input impedance is regulated to match the output impedance of the generator.

After the introduction and the state of the art, the thesis document continues to analyze commercial energy capture devices, and then present the developed inductive transducer, which is integrated into an articulated collecting device, also developed in the thesis. Next two power processing circuits specially designed for the developed harvesting device are proposed, simulated, and experimentally verified. Once the comparison of the performance of both converters / adapters is made, some conclusions about the feasibility of the proposed system are given, including ideas to improve both prototypes and future lines of research.



## IX. Resum

---

**Títol:** Processament de Potència i Arquitectures Elèctriques adaptades per a aplicacions de Harvesting en baixa tensió

En aquest treball es presenta l'anàlisi, disseny i realització d'un sistema per a la recollida d'energia undimotriu de baixa potència, és a dir, extreure petita energia de les onades de la mar per a l'alimentació d'un equip autònom alimentat per bateria.

Aquest sistema consta d'un captador d'energia flotant, i d'una etapa processadora d'energia per interconnectar l'element captador amb la bateria del sistema. El captador d'energia és un dispositiu articulad realitzat en fusta i conté tres transductors inductius interconnectats entre si.

Per extreure petites quantitats d'energia de les onades de la mar, aquest dispositiu articulad construït en fusta, coordina el moviment de tres imants situats cada un d'ells a l'interior d'una bobina, les quals estan interconnectades elèctricament entre si. Aprofitant la pujada i baixada de les onades de la mar, es produeix un moviment oscil·lant lineal de cada imant a l'interior del transductor (bobina) que genera un pols elèctric induït a la bobina. Mitjançant conceptes clàssics d'electromagnetisme es dedueix la força electromotriu induïda per un imant desplaçant-se per l'interior d'un solenoide, el que ens permetrà obtenir el model elèctric d'un sol transductor, i després el model global de tot el conjunt format per tres d'aquests transductors .

L'energia així recol·lectada s'emmagatzemarà en una bateria la qual alimentarà un sistema autònom, per exemple, un equip de telemetria, estació meteorològica, etc., situada a alta mar. Per maximitzar l'energia recol·lectada, es requereix d'un circuit interfície que adapti l'impedància entre el conjunt de transductors que forma el generador i la bateria del sistema. Es proposen dos circuits convertidors DC / DC, un Híbrid Buck-Boost (HBB) i un convertidor SEPIC com circuits adaptadors d'impedància. Tots dos convertidors es controlaran en mode lliscant, així doncs, els convertidors es comportaran com una resistència lliure de pèrdues (LFR-Loss Free Resistor), l'impedància d'entrada està regulada per a que coincideixi amb l'impedància de sortida del generador.

Després de la introducció i l'estat de l'art, el document de la tesi prossegueix analitzant dispositius comercials de captació d'energia, per després, presentar el transductor inductiu desenvolupat, que s'integra en un dispositiu recol·lector articulad, també desenvolupat en la tesi. A continuació es proposen dos circuits processadors de potència especialment dissenyats per al dispositiu recol·lector desenvolupat, que es simulen i verifiquen experimentalment. Un cop realitzada la comparativa de les prestacions de tots dos convertidors / adaptadors, s'extreuen unes conclusions sobre la viabilitat del sistema proposat, idees per millorar tots dos prototips i s'ofereixen unes línies de treball futures.



## X. Tabla de contenido

---

1	Introducción .....	1-35
1.1	Fuentes de energía.....	1-35
1.2	Fuentes renovables de energía.....	1-37
1.2.1	Energía Eólica:.....	1-37
1.2.2	Energía Hidroeléctrica: .....	1-38
1.2.3	Energía Solar Térmica: .....	1-38
1.2.4	Energía Solar Termoeléctrica:.....	1-38
1.2.5	Energía Solar Fotovoltaica: .....	1-38
1.2.6	Energía de la Biomasa:.....	1-39
1.2.7	Energía de Biogás:.....	1-39
1.2.8	Energía de Biocarburantes: .....	1-39
1.2.9	Energía Geotérmica: .....	1-40
1.2.10	Energía de las Pilas de Combustible: .....	1-40
1.2.11	Energía Marina: .....	1-40
1.3	Recolectar Energía (Energy Harvesting) .....	1-42
1.3.1	Recolector de energía (Transductor Generador). .....	1-43
1.3.2	Procesador de Energía Recolectada (Convertidores AC/DC y DC/DC). .....	1-43
1.3.3	Elemento de almacenamiento de energía eléctrica.....	1-43
1.3.4	Sistema consumidor de energía. ....	1-43
1.4	Recolectar energía Undimotriz.....	1-44
1.5	Transductor y procesador de energía undimotriz.....	1-45
1.6	Hipótesis de la Tesis.....	1-47
2	Estudio de un dispositivo comercial de harvesting inductivo .....	2-49
2.1	Parámetros Físicos del transductor comercial.....	2-50
2.2	Medición de la señal de un transductor.....	2-51
2.3	Asociación en serie de transductores.....	2-53
2.4	Evaluación del funcionamiento del dispositivo comercial.....	2-54
2.5	Optimización energética del dispositivo comercial.....	2-55
2.6	Posibles configuraciones para interconectar varios transductores comerciales. ....	2-58
2.6.1	Rectificación con puente de diodos.....	2-58
2.6.2	Simulación de rectificación con doblador de tensión .....	2-65

3	Dispositivo recolector de Energía Undimotriz .....	3-73
3.1	Diseño del transductor inductivo.....	3-74
3.1.1	Principio teórico de operación del transductor recolector .....	3-74
3.1.2	Construcción de las bobinas .....	3-77
3.1.3	Descripción del array de transductores.....	3-81
3.2	Diseño mecánico del prototipo.....	3-83
4	Procesado de la energía del dispositivo articulado.....	4-85
4.1	Procesador con adaptación de impedancias.....	4-85
4.2	Adaptación de impedancia con un Resistor libre de pérdidas (LFR).....	4-86
4.3	Etapa de entrada: Rectificador y condensador de filtro.....	4-87
4.4	Convertidores propuestos como LFR.....	4-91
4.4.1	Convertidor buck-boost operando en DCM .....	4-91
4.4.2	Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB) .....	4-95
4.4.3	Convertidor SEPIC .....	4-96
5	Herramientas y métodos utilizados .....	5-97
5.1	Pérdidas de conmutación del MOSFET.....	5-97
5.2	Hipótesis análisis estático de convertidores.....	5-99
5.3	Concepto de linealización y pequeña señal.....	5-99
5.4	Introducción al control en modo deslizante.....	5-101
5.4.1	Conceptos empleados de Control por deslizamiento (Sliding) .....	5-101
5.4.2	Diseño del sistema de control en modo deslizante.....	5-104
6	Adaptador Híbrido Buck-Boost (HBB), modo Boost.....	6-107
6.1	Análisis estático y diseño del convertidor HBB-Boost.....	6-108
6.1.1	Topologías ON y OFF del convertidor HBB-Boost (CCM).....	6-108
6.1.2	Diseño de los componentes del convertidor HBB-Boost.....	6-110
6.1.3	Estudio preliminar de pérdidas.....	6-113
6.2	Análisis dinámico y control del convertidor HBB-Boost.....	6-116
6.2.1	Modelo único en el espacio de estado .....	6-116
6.2.2	Superficie de control HBB-Boost .....	6-117
7	Adaptador Híbrido Buck-Boost (HBB), modo Buck .....	7-121
7.1	Análisis estático y diseño del convertidor HBB-Buck .....	7-121
7.1.1	Topologías ON y OFF del convertidor HBB-Buck .....	7-121
7.1.2	Diseño de los componentes del convertidor HBB- Buck .....	7-124
7.1.3	Estudio preliminar de pérdidas.....	7-126

7.2	Análisis dinámico y control del convertidor HBB- Buck.....	7-128
7.2.1	Modelo único en el espacio de estado .....	7-128
7.2.2	Superficie de control HBB- Buck .....	7-129
8	Funcionamiento conjunto del Adaptador HBB .....	8-133
8.1	Simulación del Sistema.....	8-133
8.2	Resultados experimentales.....	8-136
8.3.1	Realización práctica del circuito Híbrido Buck/Boost .....	8-136
8.3.2	Verificación del funcionamiento.....	8-138
8.3.3	Eficiencia en la adaptación de impedancias .....	8-142
8.3.4	Rendimiento .....	8-144
8.3	Conclusiones del adaptador HBB.....	8-150
9	Adaptador basado en el convertidor SEPIC .....	9-153
9.1	Introducción al convertidor SEPIC.....	9-153
9.2	Análisis estático y diseño del convertidor SEPIC.....	9-153
9.2.1	Topologías ON y OFF del convertidor SEPIC .....	9-153
9.2.2	Diseño de los componentes del convertidor SEPIC.....	9-156
9.2.3	Estudio preliminar de pérdidas.....	9-162
9.3	Análisis dinámico y control del convertidor SEPIC.....	9-165
9.3.1	Modelo único en el espacio de estado .....	9-165
9.3.2	Superficie de control SEPIC.....	9-167
9.4	Simulación del Sistema.....	9-171
9.5	Resultados experimentales.....	9-172
9.5.1	Realización práctica del circuito SEPIC como adaptador de impedancia .....	9-172
9.5.2	Funcionamiento.....	9-173
9.5.3	Eficiencia en la adaptación de impedancias .....	9-177
9.5.4	Rendimiento .....	9-178
9.6	Conclusiones adaptador SEPIC.....	9-182
10	Comparativa y conclusiones generales .....	10-185
10.1	Comparativa.....	10-185
10.2	Conclusiones generales.....	10-190
11	Aportaciones y Líneas Futuras .....	11-193
11.1	Aportaciones a congresos y publicaciones.....	11-193
11.2	Líneas futuras.....	11-194
12	Bibliografía .....	12-197

13	Anexos.....	13-203
13.1	Programa para microcontrolador PIC generador de movimiento.....	13-203
13.2	Definición de puntos de los pulsos obtenidos empíricamente.....	13-205
13.3	ANEXOS ESQUEMAS SIMULACIÓN.....	13-207
13.5.1	Esquemas PSIM simulación Circuito Híbrido Buck/Boost.....	13-207
13.5.2	Esquemas PSIM simulación Circuito SEPIC.....	13-208
13.4	ANEXOS ESQUEMAS.....	13-209
13.5	PCB de los convertidores.....	13-215
13.5.1	PCB HBB.....	13-215
13.5.2	PCB SEPIC.....	13-217

---

# 1 Introducción

---

La idea inicial que origina este trabajo, fue alimentar equipos de telemetría en alta mar con máxima autonomía, mínimo mantenimiento y máximas prestaciones. La primera solución que se consideró, que se empleaba entonces, y que actualmente se sigue utilizando, consiste en instalar un conjunto de baterías lo suficientemente grande para que pueda alimentar la aplicación correspondiente, por ejemplo un equipo de telemetría, durante toda la vida útil del mismo, sin necesidad de recarga. Algunas veces, el acceso a los equipos para reemplazar la batería es complicado e implica un gran coste si el proceso ha de repetirse periódicamente. Debido a esto, si se aumenta el tiempo de vida del sistema, se reducen los costes a largo plazo.

Para poder alargar más este tiempo y optimizar el tamaño del conjunto equipo-baterías, se pensó en la posibilidad de ir recargando la batería a medida que se vaya descargando, solución que además, tendría la ventaja de disponer de más energía almacenada para poder consumir, y permitir así incrementar las funcionalidades y por tanto prestaciones del equipo de telemetría que alimenta.

Al tener clara la idea de lo que se quería resolver, aparecieron muchas preguntas que se debían responder antes de abordar el problema. El primer punto a tratar para empezar el trabajo es conocer las distintas técnicas de obtener energía de nuestro entorno, lo que se conoce como “Cosechar Energía” (Energy Harvesting). Pero antes de entrar en detalles, hay que conocer el significado del término Harvesting.

## 1.1 Fuentes de energía.

### *Definición de energía*

La energía es una magnitud física que se asocia con la capacidad que tienen los cuerpos para producir trabajo mecánico, emitir luz, generar calor, etc.

## ***Tipos de energía***

Cualquier energía se puede asociar a la posición de la materia o al movimiento, dando lugar a dos tipos de energía:

***Energía cinética*** (energía asociada al movimiento).

Por ejemplo, la energía (química o eléctrica) suministrada a un motor (térmico o eléctrico) se transforma en movimiento en una máquina o vehículo. Otro ejemplo se puede encontrar en un parque eólico, donde la energía cinética del viento mueve las aspas de un aero-generador para convertir el movimiento en energía eléctrica.

***Energía potencial*** (energía asociada a la posición).

Un ejemplo de aplicación de este tipo de energía se tiene en una central hidroeléctrica, donde el volumen de agua almacenado en un pantano se utiliza para generar energía eléctrica. También se puede encontrar este tipo de energía asociado a la posición en un panel solar fotovoltaico, ya que la energía suministrada en forma de fotón a un electrón, consigue que éste cambie su posición al moverse, generando una corriente eléctrica.

Una vez conocidos los tipos de energía, se comenta brevemente la clasificación de sus fuentes. Se pueden clasificar por varios criterios, siendo los más conocidos socialmente los siguientes:

***Fuentes de energía renovables o no.***

Se consideran energías renovables a las que llegan a nuestro planeta de forma continua debida a la atracción gravitatoria de otros planetas de nuestro sistema solar o de la radiación solar, son fuentes que se pueden considerar inagotables. Serían las energías eólica, hidráulica, solar, biomasa y mareomotriz. Mientras que las fuentes no renovables son aquellas que se pueden encontrar en la naturaleza en cantidades limitadas, ya que requieren un largo plazo para renovarse. Actualmente la demanda energética mundial se abastece de fuentes de este tipo. Las más empleadas son el petróleo, uranio, gas natural y carbón.

***Fuentes de energía convencionales o no.***

Las fuentes convencionales son las que de una manera u otra influyen en los balances energéticos industriales de los países. Sería el caso de las energías provenientes del petróleo, gas natural, carbón, centrales nucleares e hidráulicas. En el otro lado estarían las nuevas fuentes de energía o las no convencionales, fuentes que todavía no tienen una participación importante en la demanda energética de los países industrializados, aunque afortunadamente, cada vez más la sociedad y los gobiernos están muy concienciados en ir adoptando este tipo de energías. De este tipo se encuentran la eólica, solar, mareomotriz y biomasa.

### ***Fuentes de energía primaria o secundaria.***

Las fuentes energéticas primarias se obtienen directamente de la naturaleza, es energía acumulada, como petróleo, carbón, gas natural. Las energías útiles o secundarias, se obtienen a partir de las primarias a través de procesos de transformación, con los motores, las centrales hidroeléctricas o baterías.

La tecnología moderna consume grandes cantidades de energía eléctrica, esta demanda de energía se incrementa como consecuencia de los avances tecnológicos. Esta energía se genera normalmente en plantas de energía donde diferentes fuentes de energía se convierten en energía eléctrica. Cada tipo de planta transformadora de energía y fuente de energía tiene sus propias ventajas e inconvenientes, pero además, muchas de ellas plantean problemas ambientales debido al exceso de contaminantes producidos en el proceso de conversión.

## **1.2 Fuentes renovables de energía**

Se dispone de varias fuentes de energía que se pueden captar del ambiente: luz, radiación electromagnética, movimiento, calor, etc. No obstante, el aprovechamiento de esta energía solo es válida si la energía obtenida por el correspondiente transductor, es mayor que el consumo del equipo de gestión y sistema al que debe alimentar, por tanto optimizar el sistema, pasa por mejorar la eficiencia energética [1].

Aunque se puede mejorar la eficiencia de conversión de energía de las centrales eléctricas, la contaminación y los residuos generados no siempre se pueden reducir. En este contexto, las fuentes de energía renovables, como la energía hidroeléctrica, los parques eólicos, las plantas fotovoltaicas y la energía de los océanos entre otras, deben tenerse en cuenta y aprovecharse para favorecer un desarrollo más sostenible y respetuoso con el medio ambiente.

En España, las renovables tienen un share en torno al 40%, y los días con mucho viento, puede llegar al 60 % (<http://demanda.ree.es/visiona/peninsula/demanda/total>). A continuación se da una breve información al estado actual de las fuentes de energías renovables más importantes en España [2]:

### ***1.2.1 Energía Eólica:***

En los últimos años es la que ha experimentado un mayor crecimiento, este crecimiento se ha visto favorecido por una serie de factores que lo han fomentado, como un amplio potencial eólico explotable, una normativa favorable, un sector industrial eólico consolidado, una tecnología y capacidad de desarrollo muy favorable y una importante innovación tecnológica en las conexiones a red y calidad del suministro.

### ***1.2.2 Energía Hidroeléctrica:***

Esta energía presenta un alto grado de madurez tecnológica, por lo que su rendimiento, eficiencia y fiabilidad disponen de niveles óptimos de explotación. Actualmente, tan solo alrededor del 20% de la **energía** eléctrica de nuestro país proviene de la hidráulica. Ya no es fundamental dentro de las renovables, ya que, desde 2009, la eólica comenzó a crecer y se convirtió en la mayor fuente de **energía** renovable en nuestro país.

### ***1.2.3 Energía Solar Térmica:***

Teniendo en cuenta la tecnología actual disponible y la abundancia de sol, el aumento de esta energía no ha sido el esperado. No obstante, con la aplicación del Código Técnico de la Edificación, este escenario ha variado radicalmente, ya que este código incide directamente en la construcción de las nuevas viviendas.

### ***1.2.4 Energía Solar Termoeléctrica:***

El problema de esta energía es que prácticamente no cuenta con plantas de generación de carácter comercial. El prototipo de la Planta Solar de Almería fue un inicio a esta fuente de energía, un posterior desarrollo de un nuevo colector cilindro-parabólico y utilización de un nuevo fluido de transferencia de calor, permitió aumentar el rendimiento y disminuir costes, lo que significó un avance importante en esta materia.

### ***1.2.5 Energía Solar Fotovoltaica:***

Esta energía en los últimos años ha presentado una evolución algo inferior a la esperada, donde las principales causas de esta falta de actividad se deben principalmente a aspectos legislativos y económicos, ya que al principio el precio de producción era el triple del precio de consumo, esto estimuló mucho el desarrollo de la tecnología. Afortunadamente la legislación cambió y existen buenas perspectivas, ya que se tiene un alto interés por parte de los promotores de esta energía, además de disponer de excelentes recursos solares en España. El avance significativo de esta energía tiene su origen en una serie de aspectos tecnológicos, industriales y empresariales entre los que cabe destacar:

1. El desarrollo modular de los paneles que ha permitido conseguir niveles de eficiencia y rendimiento elevados, tanto en sistemas de seguimiento solar como en los estáticos.
2. Avance en los sistemas de alta concentración con la utilización de lentes de Fresnel.
3. El empleo de silicio de grado solar para fabricación de paneles solares en aplicaciones terrestres convencionales, el desarrollo de paneles de silicio amorfo para superficies curvas (por ejemplo en barcos de vela) y ventanas traslúcidas, sandwich multicelda de alto rendimiento (42%) para aplicaciones espaciales y células solares orgánicas.

4. Mejora tecnológica y el precio de los sistemas de conversión y/o procesado de energía.
5. Investigación sobre microrredes y su gestión, donde se incluye la cooperación con varias fuentes de energía, la conexión a red y el almacenamiento.
6. Finalmente, la integración de estos sistemas en entornos urbanos y de servicios.

### ***1.2.6 Energía de la Biomasa:***

Se dispone de muchos materiales que pueden utilizarse como combustible, del mismo modo, también son muy variados sus usos energéticos. Se emplea la biomasa para la combustión conjunta con el carbón en centrales térmicas. Se desarrollan programas de promoción de cultivos energéticos, sistemas de recogida y suministro de biomasa, al igual que métodos y equipos para adecuar la biomasa a su uso energético. Se desarrollan sistemas eficientes de gasificación, de adaptación de turbinas y motores de gas a la combustión del gas procedente de la biomasa, desarrollo de sistemas de climatización con biomasa, mejoras en la fabricación de calderas de lecho fluido, etc.

### ***1.2.7 Energía de Biogás:***

El aprovechamiento energético del biogás tiene su punto de partida en cuatro tipos distintos de residuos biodegradables:

1. De los lodos de las estaciones depuradoras de aguas residuales (EDAR).
2. De los Residuos Sólidos Urbanos (RSU).
3. De los efluentes industriales
4. Y de los ganaderos

España cuenta con una probada experiencia en el desarrollo de instalaciones de aprovechamiento energético con biogás, tanto en instalaciones de tratamiento de residuos biodegradables de origen industrial o doméstico, como procedentes de desgasificación de vertederos. Se estudia en obtener mejor eficiencia en los procesos de producción, limpieza y depuración del biogás, sistemas de inyección de biogás en redes de gas natural, desarrollo de sistemas de codigestión de residuos biodegradables, o mejoras en el rendimiento de los motores accionados por este gas.

### ***1.2.8 Energía de Biocarburantes:***

Debido a la existencia de un sector industrial en plena expansión y una reforma fiscal favorable, los biocarburantes han experimentado una correcta evolución desde inicios del siglo XXI. Los avances de este biocarburante dependen tanto de la producción como de los procesos de transformación. Se desarrollan técnicas de recogida de la materia prima, así como su acondicionamiento, transporte y almacenaje, la búsqueda de especies oleaginosas que permitan la obtención del biodiesel y la selección de variedades vegetales productoras de azúcar para la obtención de bioetanol. En los procesos de transformación se desarrollan tecnologías de producción de biocarburantes a partir de semillas o productos lignocelulósicos.

### ***1.2.9 Energía Geotérmica:***

La energía geotérmica aprovecha el calor interno de la tierra para generar vapor industrial o energía eléctrica. Se consigue haciendo circular un fluido captador y portador de ese calor por la cercanía del foco térmico, cuando se ha transferido el calor interno, el propio fluido será el encargado de transportarlo hasta la superficie, donde será entregado a un sistema turbina-alternador para la generación de energía eléctrica, o se utilizará como vapor industrial o para bombas de calor. La energía geotérmica no es una energía limpia, ya que presenta muchos impactos ambientales debidos al exhaustivo mantenimiento que se necesitan en las instalaciones por la acción de la salmuera que acompaña al fluido portador en su circulación, como por los gases extraídos desde las profundidades del campo geotérmico. La principal ventaja de esta energía es que se mantiene al margen de variaciones de mercado, variaciones estacionales u horarias, huelgas de transporte, variaciones del clima., por lo tanto su explotación es muy rentable. En nuestro país, las zonas más importantes en las que se podría utilizar esta energía es la zona central de la meseta en las riberas del río Duero y Tajo, Canarias, Murcia y Cataluña.

### ***1.2.10 Energía de las Pilas de Combustible:***

Esta energía se extrae al convertir la energía química del combustible en energía eléctrica, son generadores electroquímicos con una gran eficiencia, ya que la conversión es directa. La diferencia de potencial entre sus terminales se obtiene de la reacción química que tiene lugar en un solo sentido. Los reactivos se almacenan fuera de la pila, de manera que la pila producirá trabajo mientras haya flujo de reactivos. Las pilas de combustible permiten un amplio intervalo de potencias, ya que son de carácter modular. La principal diferencia frente a las baterías tradicionales, es que las pilas de combustible dejan de producir electricidad en cuanto los reactivos que se incorporan externamente se agotan.

### ***1.2.11 Energía Marina:***

Esta energía proviene del movimiento de los océanos y mares que cubren las tres cuartas partes del planeta, con una profundidad media de 4Km. El calentamiento de grandes masas de agua genera las corrientes marinas. En la superficie, se forman las olas debidas a los vientos. La diferencia de temperaturas bajo la superficie del mar provoca los gradientes térmicos, mientras que el conjunto de atracciones solares y lunares dan lugar a las mareas. Las energías marinas utilizan recursos inagotables, su ubicación es intercontinental y sus impactos ecológicos bajos, exceptuando la energía mareomotriz, pero sus tecnologías son caras y su mantenimiento complicado, con importantes limitaciones tecnológicas. En nuestro país, la posibilidad de instalar centrales mareomotrices está muy limitada, ya que el litoral mediterráneo dispone de mareas muy débiles (20 cm), y las de las costas cantábrica y atlántica son modestas.

Respecto la energía undimotriz, en la actualidad existen dispositivos, que convierten en electricidad la energía procedente de las olas, para ello se emplean distintas tecnologías. En [3], [4] y [5] se puede ver un estudio de distintos convertidores de energía de las olas y sus tecnologías.

Actualmente, estos sistemas empleados para extraer energía undimotriz se pueden encontrar en [6] y [7], a continuación se describen brevemente:

1. **Dispositivos móviles articulados:** Un generador hidráulico se mueve con la acción de las olas.
2. **Pontones o balsas:** Estos sistemas actúan con el movimiento relativo del oleaje, es decir, con el movimiento diferencial entre la cresta y el valle de la ola, sin tener ninguna parte fija asentada en tierra firme. Es sistema desarrollado en este trabajo, se enmarcaría dentro de este tipo.
3. **Neumáticos:** En cavidades donde acceden las olas, estas comprimen y descomprimen flujo de aire que accionan los álabes de una turbina, estos son los sistemas OWC (Oscillating Water Column- Columna de Agua Oscilante).
4. **Flotadores:** Estos sistemas se encuentran flotando y unidos a una masa sumergida.
5. **Depósitos:** Aprovechando la energía cinética de las olas, el agua que entra y sale en los depósitos activa una turbina.

Todos estos sistemas aportan un movimiento de rotación u oscilación vertical que mediante un sistema mecánico o hidráulico es convertido en un movimiento rotativo o lineal adaptado para mover un generador eléctrico.

En la actualidad se trabaja en prototipos OWC en rompeolas, en boyas y algún otro sistema, aunque se encuentran todos en fase experimental. En lo que se refiere a corrientes marinas y energía mareotérmica, no se ha realizado ningún intento serio de aprovechamiento en España.

Para terminar esta visión general de los tipos y formas de energía más importantes de las que se disponen, se muestra en la tabla 1 los niveles de energía que se podrían conseguir con estas fuentes [8].

FUENTE DE ENERGÍA	ENERGIA (Densidad de Potencia)	Observaciones/ Condiciones
Solar	1370 W/m <sup>2</sup> (AM0) 1000 W/m <sup>2</sup> (AM1.5)	Inciendo perpendicularmente, en el vacío (AM0). Inciendo perpendicularmente para la órbita terrestre sin nubes (AM1.5).
Eólica	402 W/m <sup>2</sup> 70 - 900 W/m <sup>2</sup>	Velocidad del viento 7m/s y Weibull K=2 Dependiendo de la velocidad del viento en la zona, y altura de instalación.
Oceánica: Corrientes marinas Osmótica Térmica oceánica De las olas De las mareas	5000 GW 20 GW 1000 GW 1000-9000 GW 60-10 <sup>6</sup>	

Tabla 1.1. Niveles de energía de las fuentes naturales.

Según estimaciones aparecidas en [9], la energía oceánica tiene un potencial teórico superior a 100.000 TWh/año, para poder comparar esta cifra, se menciona que las necesidades energéticas en el mundo está alrededor de los 16.000 TWh/año, dato, que nos da una idea de la energía limpia que se podría obtener del mar. Actualmente la tecnología para aprovechar la energía de las mareas nos ofrece 2.200 TWh/año, 20.000 TWh/año para la procedente del gradiente salino, 45.000 TWh/año para la proveniente de las olas y 33.000TWh/año de la térmica oceánica.

### 1.3 Recolectar Energía (Energy Harvesting)

El proceso de captura de pequeñas cantidades de energía con cualquiera de esas fuentes naturales descritas anteriormente, define el término “Cosechar energía” (Energy Harvesting). En este concepto de “Cosechar Energía”, intervienen las distintas técnicas de obtener energía del entorno en el que estamos, técnicas cuyo principal objetivo es la captación de energía del medio ambiente, su almacenamiento y gestión.

Los dispositivos que cosechan Energía, capturan, acumulan y gestionan la energía para poderlos utilizar de una manera sencilla suministrando potencia a sensores, sistemas de control o sistemas de telemetría que trabajen de forma intermitente. La técnica avanza incrementando el rendimiento y eficiencia de estos dispositivos que capturan pequeñas cantidades de energía del entorno y su posterior conversión en energía eléctrica, ya que los avances técnicos en el campo de los microcontroladores y componentes electrónicos en general, han reducido las pérdidas y las necesidades de potencia eléctrica para su correcto funcionamiento.

Cada vez resulta más atractiva la alternativa de poder aprovechar la energía de una fuente natural en los lugares donde se ha instalado una aplicación remota, lugares donde las fuentes de energía son prácticamente inagotables, con la ventaja añadida de ampliar en el tiempo la necesidad de mantenimiento a lo largo de la vida útil de la aplicación para la renovación de pilas o baterías. Estos sistemas también se pueden emplear para complementar fuentes de energía primaria y de este modo poder aumentar la fiabilidad del dispositivo.

En la figura 1.1, aparece el esquema de bloques que componen un sistema de energía harvesting, cuya descripción se detalla a continuación [10]:

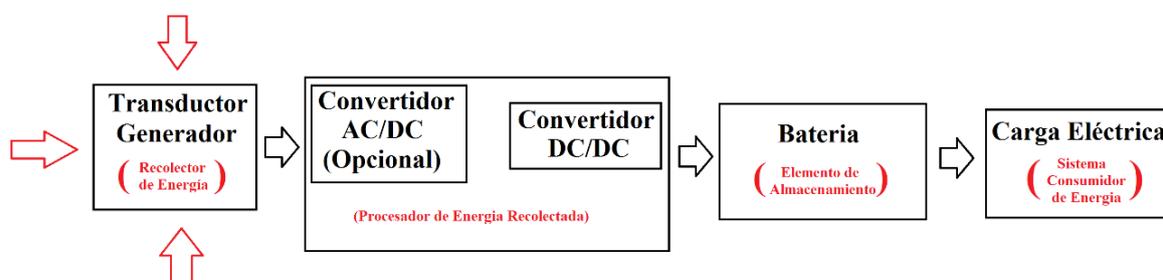


Figura 1.1. Esquema de bloques de un sistema Harvesting

### ***1.3.1 Recolector de energía (Transductor Generador).***

La energía se extrae de la fuente y se convierte en energía eléctrica. Como se mencionó anteriormente la energía puede obtenerse de distintas fuentes de origen muy diverso: corrientes de aire, radiación solar, corrientes de aguas marinas, vibraciones, movimientos del mar, etc. Estas fuentes se encuentran en nuestro entorno y están a nuestra disposición.

### ***1.3.2 Procesador de Energía Recolectada (Convertidores AC/DC y DC/DC).***

Es un circuito que se conecta al transductor y permite la máxima extracción de energía del mismo. El funcionamiento de esta interfaz depende del funcionamiento del recolector de energía y debe adaptar la generación de esa energía, ya que su tensión de salida no se puede utilizar directamente para alimentar una carga puesto que no está regulada y no entregará una potencia continua. Es el encargado de calcular los parámetros requeridos (por ejemplo ajuste de frecuencia, adaptación de impedancia, amortiguación adaptativa, seguimiento del punto de máxima potencia, punto de operación, etc.) haciendo mediciones de potencia, energía, tensiones o corrientes en diferentes partes del circuito para enviar las señales de control necesarias para transferir de forma óptima la energía del generador al elemento almacenador de la misma.

Dependiendo del transductor, este nos puede entregar energía eléctrica alterna o continua, y por tanto, en caso de recolectar energía eléctrica alterna, sería necesario convertirla previamente a continua con sistemas rectificadores (convertidores AC/DC) antes de procesarla con un convertidor DC/DC.

### ***1.3.3 Elemento de almacenamiento de energía eléctrica.***

Es un elemento imprescindible para hacer frente a las intermitencias de generación y consumo. Puede ser un supercondensador o una batería recargable o una combinación de ambos. Existe gran variedad de tipos de baterías y dependiendo el tipo que se emplee, el procesador deberá administrar los correctos parámetros de tensión y corriente para una carga sin riesgo a deteriorarla.

### ***1.3.4 Sistema consumidor de energía.***

Este puede ser cualquier dispositivo que requiera energía. La energía que puede consumir estaría limitada por la capacidad del elemento almacenador de energía, el dispositivo debería hacer un uso eficiente de la energía disponible, ya que el sistema recolector de energía no podría reponer a la misma velocidad lo que el dispositivo podría consumir.

## 1.4 Recolectar energía Undimotriz

Así pues, como se comentó anteriormente, dependiendo de la característica física considerada, los océanos y las aguas del mar ofrecen diferentes formas de recolectar la energía del agua en movimiento (energía cinética): corrientes marinas, olas del mar y mareas. Cada forma que el agua tiene de moverse requiere de diferentes tecnologías y transductores para recolectar su energía [11]. De entre todas las fuentes energéticas mencionadas anteriormente, en el desarrollo de esta tesis se trabaja con la energía de las olas (energía undimotriz).

La energía de las olas es una fuente de energía importante, lo es más en las zonas del mundo que son propensas a flujos de viento regulares, ya que les da un mayor potencial en el recurso energético de las olas. De los diferentes métodos de cosechar energía undimotriz, los transductores magnéticos de oscilación lineal se pueden usar para convertir directamente la energía de la ola a energía eléctrica. Estos transductores generalmente están contruidos con una bobina y un imán permanente [12].

Las olas del mar se generan cuando el viento pasa sobre la superficie del agua. Las olas se propagan más lentamente que el viento que las crea, la energía cinética del viento se va transfiriendo a las olas. La fricción del viento en la superficie del agua, y la diferencia de presión de aire entre los dos lados de la ola, generan tensión en el agua, causando el crecimiento de las olas [13].

Una vez que las olas se van generando, estas se propagan por la superficie del mar y transportan su energía a la costa con la velocidad de grupo  $C_{wg}$  [14].

El movimiento ondulatorio de las olas es mayor en la superficie del mar y disminuye exponencialmente con la profundidad, lo que hace que la altura de las olas sea más independiente de las condiciones del fondo marino a medida que aumenta la profundidad del mar. Por este motivo, las cosechadoras flotantes de energía son más productivas que las sumergidas en el fondo marino. Además, la energía disponible es mayor en ubicaciones cercanas a la costa y en alta mar que en ubicaciones acolladas en tierra, figura 1.2.

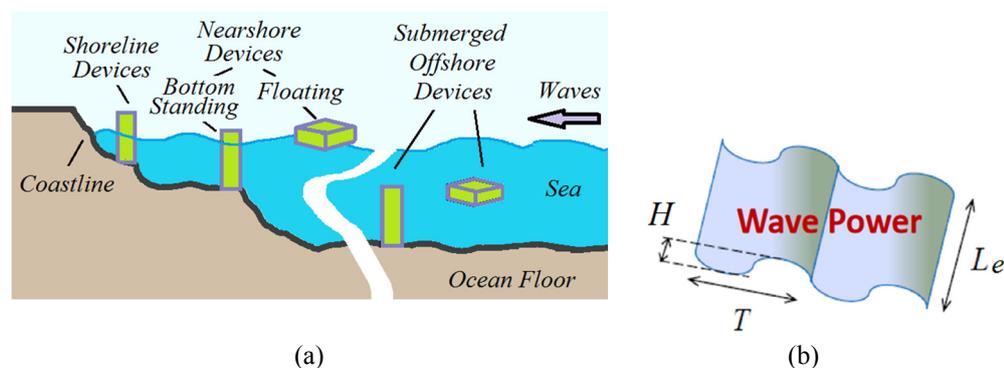


Figura 1.2. Colocaciones de los recolectores de energía de las olas y parámetros de las olas: (a) posibles ubicaciones de los dispositivos recolectores, (b) esquema de olas marinas.

La altura de la ola (H) viene dada por la velocidad del viento, la profundidad del mar, el ángulo de captación y la topografía del fondo marino. La densidad de energía promedio  $d_s [E_w]$  por unidad de área (1.1) es la suma de la energía cinética ( $E_K$ ) y potencial ( $E_P$ ) de la ola [13], donde  $\rho$  es la densidad del agua de mar, H es la altura de la ola y g es la aceleración de fuerza gravitacional. De acuerdo con el teorema de equipartición (en equilibrio térmico, la energía se reparte en partes iguales entre sus varias formas), ambos tipos de energía contribuyen igualmente a la energía de las olas. El parámetro  $k_w$  representa el nivel de periodicidad de ola. Por lo tanto,  $k_w = 1$  para ondas aleatorias y  $k_w = 2$  para ondas periódicas.

$$E_w = E_K + E_P \rightarrow d_s [E_w] = \frac{k_w}{16} \rho g H^2 \quad [\text{Joule}/\text{m}^2] \quad (1.1)$$

El valor medio de la densidad de potencia por unidad del ancho de la ola  $d_l [P_w]$  (1.2), viene dado por el flujo de energía por unidad de ancho de la ola a través de un plano perpendicular a la dirección de propagación de la ola. Así pues, el valor medio de la potencia disponible  $P_w(L_e)$  de un tren de olas de ancho  $L_e$  y un período T, puede obtenerse con (1.3). Por ejemplo, si se considera un tren de olas con período T=10s y altura H=1m, la densidad de potencia será aproximadamente de 5kW/m.

$$d_l [P_w] = c_w \cdot d_s [E_w] = \frac{k_w c_w}{16} \rho g H^2 \quad [W/m] \quad (1.2)$$

$$P_w(L_e) = \frac{k_w \rho g^2}{64\pi} T L_e H^2 \quad [W], \quad \text{donde } c_w \approx \frac{g}{4\pi} T \quad (1.3)$$

Téngase en cuenta, que aunque los parámetros de ola {T,  $L_e$ , H} determinan la energía de ola disponible, la potencia eléctrica real extraída del mar dependerá además del tipo de transductor empleado para la extracción, del método utilizado, la eficiencia de conversión mecánica, y finalmente de la eficiencia de los circuitos de procesamiento de energía empleados.

La mayoría de los sistemas que convierten la energía de las olas en energía mecánica longitudinal o angular utilizan el movimiento hacia arriba y hacia abajo de las olas en un punto fijo del mar. Así, en [14–16] la electricidad se produce mediante un movimiento angular usando una polea y una varilla para convertir un movimiento longitudinal en uno angular. En este sentido, las diferentes boyas flotantes con sus respectivas eficiencias se dan en [17].

## 1.5 Transductor y procesador de energía undimotriz

Un inconveniente que presentan los transductores inductivos empleados para extraer energía de las olas, es que normalmente la tensión alterna AC a baja frecuencia ( $f < 10$  Hz) que nos proporcionan es pequeña, y utilizar transformadores a esas frecuencias para aumentarla no sería viable por su gran tamaño.

Para mitigar este inconveniente y aumentar el voltaje, muchas aplicaciones proponen usar un convertidor elevador después de la etapa de rectificación. Esta solución implica que para maximizar la energía cosechada, las pérdidas del rectificador deberían reducirse al máximo. Algunos trabajos encontrados en la literatura proponen el uso de multiplicadores de voltaje [18], otros, como se muestra en la Figura 1.3a, proponen reducir la caída de voltaje del rectificador usando los rectificadores activos MOSFET [19-20]. En [21,22] por ejemplo, también se propone el uso de dos generadores iguales en contrafase conectados a un rectificador de onda completa con dos diodos a tres hilos, se representa en la Figura 1.3b.

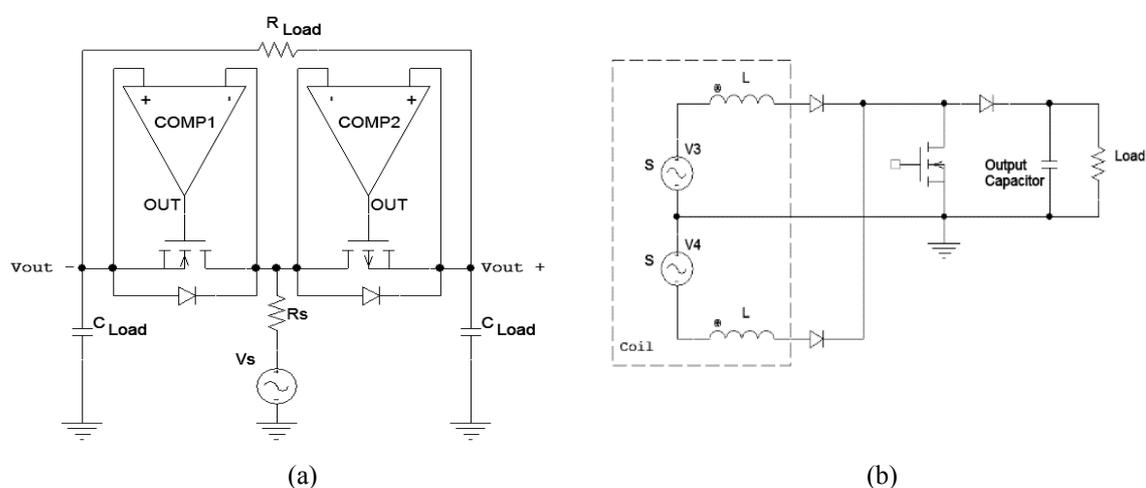
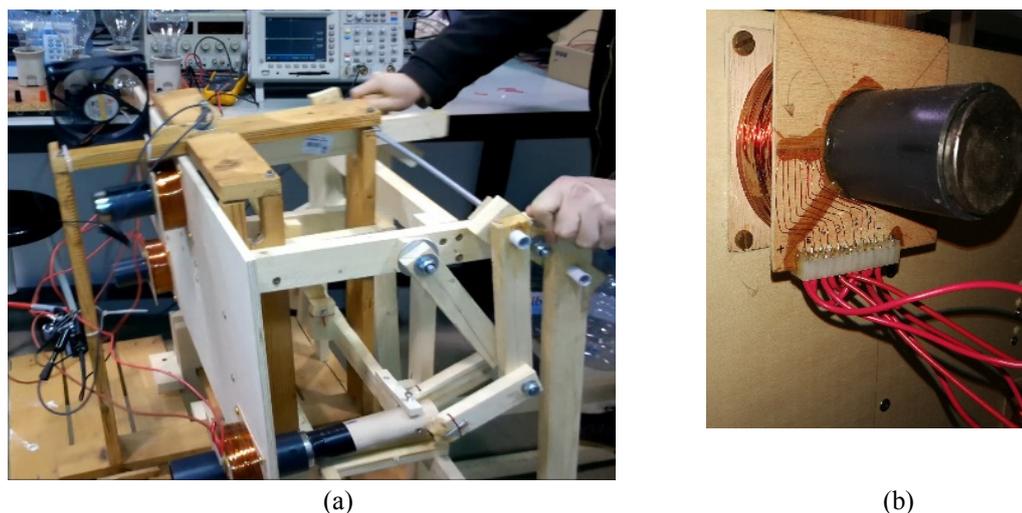


Figura 1.3. Circuitos rectificadores para dispositivos de recolección inductivos: (a) rectificador activo [19–21], (b) rectificador de onda completa de dos generadores [21–23]

El prototipo de dispositivo de recolección construido, se muestra en la Figura 1.4, lo componen tres transductores inductivos que entregan un pico alto de voltaje de salida. En claro contraste con trabajos referenciados anteriores, este dispositivo ofrece una salida elevada de tensión, por tanto, no se requieren circuitos rectificadores especiales. Sin embargo, para reducir las pérdidas del rectificador, se han utilizado diodos Schottky para la etapa de entrada del puente rectificador completo. Para resolver la situación de compromiso en la combinación serie-paralelo de las tres bobinas que forman el transductor, consistente en elegir entre alta tensión de salida con alta impedancia, o menor tensión con menor impedancia, se ha preferido una interconexión mixta para reducir la impedancia de salida del dispositivo, como se explicara más adelante en el desarrollo de la tesis.



*Figura 1.4. Prototipo de un dispositivo de recolección articulado con tres transductores simples: (a) fotografía del dispositivo, (b) detalle de un solo transductor*

Para maximizar la transferencia de energía entre el generador recolector de energía y la carga, la adaptación de impedancias es la mejor propuesta que aparece en distintos trabajos. En las referencias [23-28], aparece la propuesta de usar un convertidor de potencia Buck-Boost funcionando en modo de conducción discontinuo (DCM) como adaptador de impedancia, algunos de ellos sin sensores de tensión [23-25] debido a que las tensiones de entrada y salida del adaptador permanecen más o menos constantes; otros incluyen retroalimentación de tensión para compensar las variaciones de tensión del generador [25-27]. Sin embargo, ninguno de ellos usa un generador recolector con un grado similar de variación de tensión generada como la que se presenta en este trabajo.

En este trabajo se propone como adaptador de impedancias un convertidor Híbrido Buck/Boost funcionando como una resistencia libre de pérdidas (LFR) [29] controlado en modo deslizante (sliding). La robustez inherente a las variaciones paramétricas del control deslizante asegura una buena adaptación de impedancia para un amplio rango de variación de la tensión de entrada, como es nuestro caso.

## 1.6 Hipótesis de la Tesis

Tras esta introducción preliminar, sobre tipos de energía, sus fuentes, recolección de energía y en concreto la recolección de energía undimotriz, ya se puede enmarcar el presente trabajo. Así pues, la hipótesis que se formula y que pretende validar la tesis que se presenta, es que:

“Utilizando como punto de partida energía cinética renovable no convencional (energía Undimotriz), se consiga recolectar con las mínimas pérdidas, pequeñas cantidades de energía, que procesadas con un interfaz basado en convertidores DC/DC, se pueda obtener energía eléctrica secundaria (almacenada en una batería) para aplicaciones remotas”.



## 2 Estudio de un dispositivo comercial de harvesting inductivo

---

En esta tesis, se propone utilizar la energía undimotriz para aplicaciones autónomas de pequeña potencia. La extracción de pequeñas cantidades de energía de cada ola, y almacenarla convenientemente en una batería, es una buena solución para suministrar energía a equipos pequeños que tengan que funcionar intermitentemente, donde el consumo máximo de energía sea ocasional y breve: estaciones meteorológicas, relés de telecomunicaciones, equipos de telemetría y similares.

Antes de empezar a diseñar el dispositivo recolector, se ensayaron distintas opciones de generar y almacenar energía. En [30] se puede ver como un dispositivo piezoeléctrico va generando pulsos de tensión muy cortos en el tiempo (0.005s) y cada pulso aporta carga a un condensador que poco a poco va aumentando su tensión. Este ejemplo se repite con un transductor inductivo presente en unas pequeñas linternas comerciales, como se puede ver en la figura 2.1, y cuyo esquema se muestra en la figura 2.2, estos dispositivos, después de unos cuantos ciclos de movimiento longitudinal, van cargando un supercondensador.



*Figura 2.1. Dispositivo comercial*

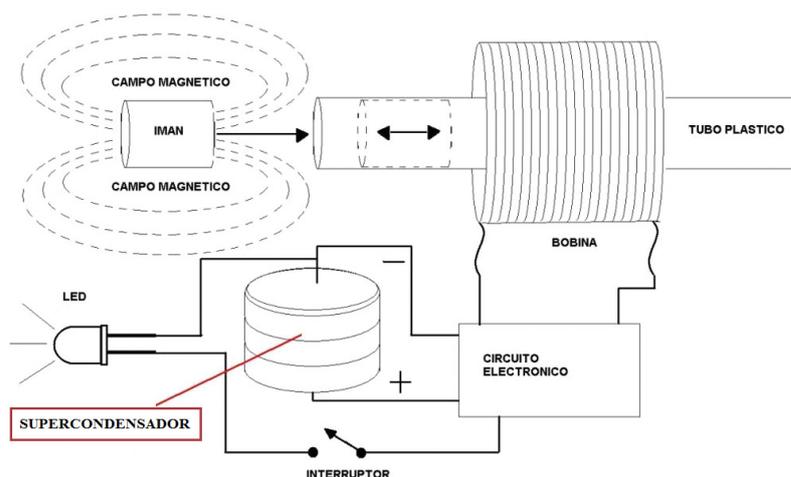


Figura 2.2. Esquema interno de la linterna comercial

## 2.1 Parámetros Físicos del transductor comercial.

El objetivo de esta apartado es modelar la tensión inducida en un solenoide, producida por un imán deslizándose por su seno con velocidad variable.

Se desmonta la linterna de la figura 2.1 para extraer el transductor inductivo y obtener sus parámetros físicos más importantes. Los datos medidos aparecen en la tabla 2.1.

<p><b>Solenoide:</b></p>	<p><b>Parámetros Físicos:</b>                  Diámetro hilo = 0.08mm                  Longitud bobina = 15 mm = 0.015 m                  Diámetro interior bobina = 13 mm = 0.013 m                  Diámetro exterior bobina = 19 mm = 0.019 m                  Área hilo = <math>\pi R^2 = 3.14 (0.04 \text{ mm})^2 = 0.005026548 \text{ mm}^2 = 5 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2</math></p>
	<p><b>Parámetros eléctricos:</b>                  L = 35 mH                  Resistencia del bobinado = 178 Ω                  Obtención teórica estimada del número de espiras N por parámetros eléctricos:</p> $L = \frac{\mu N^2 A}{2\pi R}$ <p>L: Inductancia.                  A: Área transversal al flujo.                  R: Radio del solenoide.                  μ: Permeabilidad magnética del material.                  N: Número de espiras.</p> <p><math>\mu_0 = 12.56 \times 10^{-7} \text{ Tm/A}</math> (Cuando el medio que rodea al conductor es no magnético o aire, la permeabilidad se considera como si se tratara del vacío).</p> <p><math>N = (2 L \pi R / \mu_0 A)^{1/2} = (2 \cdot 35 \cdot 10^{-3} \cdot \pi \cdot 0.013 \text{m} / (12.56 \cdot 10^{-7} \cdot 0.000132732 \text{ m}^2))^{1/2} = 2928 \text{ espiras teóricas}</math></p>

(a)

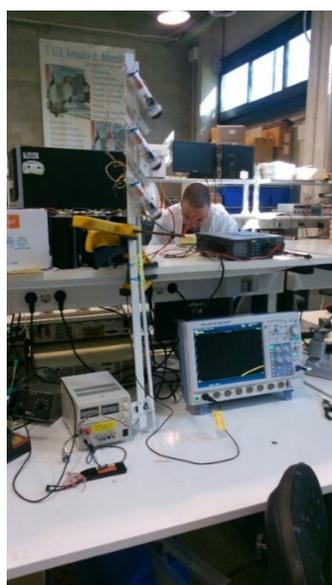
<b>Imán:</b>	<b>Parámetros Físicos:</b> $l = 16 \text{ mm} = 0.016 \text{ m}$ $D = 13 \text{ mm} = 0.013 \text{ m}$ Peso = 15.3 gramos = 0.0153 Kg																				
	<b>Parámetros Magnéticos:</b>	<table border="1"> <thead> <tr> <th><math>z(\text{cm})</math></th> <th><math>B(\text{mT})</math></th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>470</td></tr> <tr><td>0.25</td><td>440</td></tr> <tr><td>0.5</td><td>127</td></tr> <tr><td>0.75</td><td>83</td></tr> <tr><td>1</td><td>74</td></tr> <tr><td>2</td><td>16</td></tr> <tr><td>3</td><td>6</td></tr> <tr><td>4</td><td>3</td></tr> <tr><td>5</td><td>1.55</td></tr> </tbody> </table>	$z(\text{cm})$	$B(\text{mT})$	0	470	0.25	440	0.5	127	0.75	83	1	74	2	16	3	6	4	3	5
$z(\text{cm})$	$B(\text{mT})$																				
0	470																				
0.25	440																				
0.5	127																				
0.75	83																				
1	74																				
2	16																				
3	6																				
4	3																				
5	1.55																				
1 Tesla = 10000 Gaus																					
$m_B = 1.4652 \text{ A} \cdot \text{m}^2 = 1.4652 \text{ J} \cdot \text{T}^{-1}$																					

(b)

Tabla 2.1. Parámetros físicos del transductor comercial.  
 (a) Datos del solenoide. (b) Datos del imán

## 2.2 Medición de la señal de un transductor

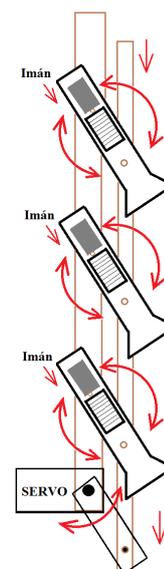
Una vez caracterizado el transductor, se monta un pequeño generador compuesto por tres de estos solenoides. Por el interior de cada uno de ellos, se desplaza un imán con movimientos sincronizados en los tres solenoides, para ello, se programa un pequeño microcontrolador (PIC 16F84), donde se conectaría un servomotor para que realice el movimiento correspondiente, ver croquis en figura 2.3 c) y así, accionar los transductores, simulando lo que podría ser un impulso de ola con un período de dos segundos. Una vez disponible el prototipo figura 2.3, se está en condiciones de ensayar su funcionamiento y obtener medidas repetitivas que nos permitan poder decidir cómo diseñar el transductor definitivo de energía undimotriz.



a) dispositivo



b) Detalle



c) Croquis de funcionamiento

Figura 2.3. Ensayo en el laboratorio del transductor comercial

Se midió primeramente el pulso que nos daba un solo transductor y se obtuvo el oscilograma de la figura 2.4.



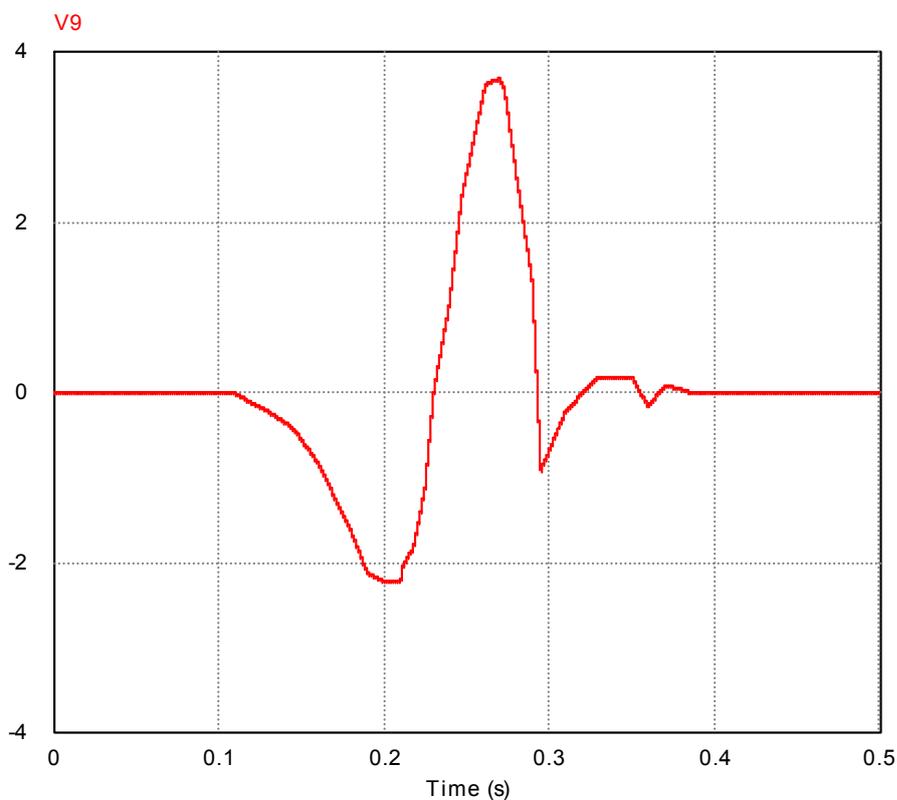
Figura 2.4. Oscilograma obtenido de la tensión de un solo transductor

Una vez obtenido este pulso, se procedió a extraer algunos puntos significativos para poder reproducir la señal con el simulador PSIM. Los datos extraídos de la curva de la figura 2.4 se muestran en la tabla 2.2.

Tiempo (ms)	Voltios (V)	Tiempo (ms)	Voltios (V)
0	0	0.247	2.3
0.110	0	0.260	3.5
0.120	-0.1	0.262	3.65
0.130	-0.2	0.270	3.7
0.145	-0.4	0.273	3.6
0.160	-0.8	0.280	2.6
0.180	-1.6	0.290	1.3
0.190	-2.1	0.295	-0.9
0.2	-2.2	0.310	-0.2
0.21	-2.2	0.330	0.2
0.212	-2	0.350	0.2
0.218	-1.8	0.360	-0.15
0.225	-1.1	0.370	0.1
0.230	0	0.390	0
0.240	1.1	0.460	0

Tabla 2.2. Puntos de la curva que definen el pulso de transductor comercial

El pulso generado por el modelo en PSIM se puede ver en la figura 2.5



*Figura 2.5. Pulso modelado por PSIM*

## 2.3 Asociación en serie de transductores

Una vez modelado el pulso de un transductor, dado que la tensión ofrecida por un transductor es insuficiente, se evalúa la conexión en serie de los tres transductores de la figura 2.3. Para que la conexión en serie produzca un aumento de la tensión, los imanes de los transductores deben moverse en fase. Para conseguirlo se han colocado las tres linternas en el dispositivo de la figura 2.3 b, cuyo funcionamiento se describe en el croquis de la figura 2.3 c.

Como se podía esperar y se comprueba comparando los oscilogramas de las figuras 2.4, 2.5 y 2.6, la tensión se multiplica por tres, y la forma del pulso apenas cambia.

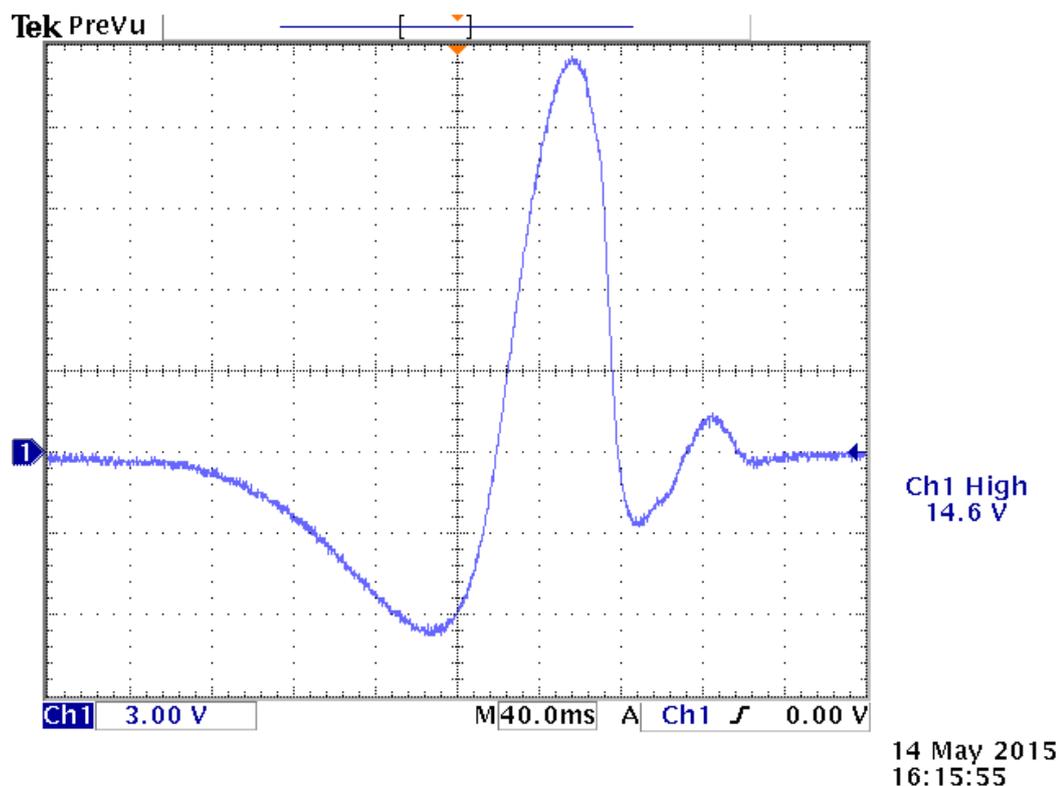


Figura 2.6. Oscilograma obtenido con los tres solenoides comerciales conectados en serie y sincronizados.

## 2.4 Evaluación del funcionamiento del dispositivo comercial

De acuerdo con la figura 2.2, en el dispositivo comercial, el pulso generado por el transductor se rectifica y filtra con un puente de diodos y condensador de 0,1 F y 5,5 V.

A continuación se pone en marcha el servomotor del dispositivo de la figura 2.3 para mover de una forma repetible los imanes en los transductores y poder generar un tren de impulsos eléctricos que tras ser rectificadas irán cargando el supercondensador, la componente resistiva de las bobinas de los transductores provoca que la tensión del supercondensador no crezca indefinidamente, sino que se sature a cierto valor. Ver figura 2.7

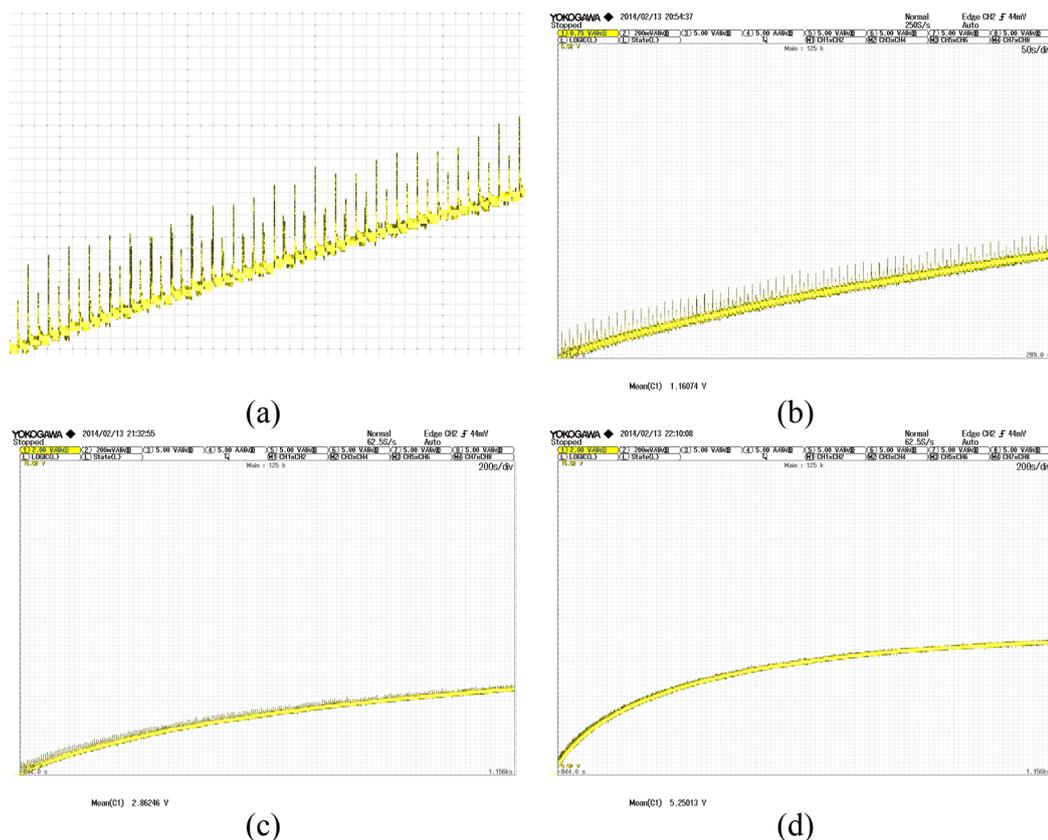


Figura 2.7. Oscilogramas de carga del supercondensador con los pulsos recolectados de un solo transductor inductivo

Como se puede ver en la figura 2.7, al cabo de un cierto número de impulsos la tensión del supercondensador no crece más y la energía de los pulsos siguientes se desperdicia.

## 2.5 Optimización energética del dispositivo comercial

Para evitar perder la energía de los pulsos, una vez se satura la tensión del supercondensador, se plantea vaciarlo periódicamente enviando la energía a la carga o batería, realizando una descarga del supercondensador. Ahora bien, como con cada pulso que pasa el crecimiento de la tensión del supercondensador es menor, esto llevará después a un proceso de maximización de la energía extraída decidiendo cuál es la tensión óptima del supercondensador a la que hacer la descarga (“reset”) del mismo.

Del oscilograma de la figura 2.7 (d), se extraen los puntos que se reproducen a continuación para obtener una réplica de dicha curva, de la que podemos extraer sus parámetros:

Puntos = {{0,0}, {2,0.2}, {4,0.24}, {6,0.27}, {8,0.3}, {10,0.35}, {12,0.39}, {14,0.45},  
 {16,0.47}, {18,0.5}, {20,0.55}, {22,0.7}, {24,0.79}, {26,0.81}, {28,0.85},  
 {30,0.9}, {32,0.95}, {34,0.99}, {36,1}, {38,1.15}, {40,1.2}, {50,1.3}, {60,1.4},  
 {70,1.5}, {80,1.6}, {90,1.75}, {100,1.82}, {110,1.95}, {120,2}, {130,2.15},  
 {140,2.2}, {150,2.4}, {200,2.8}, {300,3.5}, {400,4}, {500,4.5}, {600,4.8},  
 {700,5.1}, {800,5.4}, {1000,5.8}, {1200,6.1}, {1400,6.4}, {1600,6.5},  
 {1800,6.6}, {2000,6.7}, {10000,6.8}}

Puntos, que introduciéndolos en un programa de cálculo [31], se obtiene la réplica simulada del oscilograma anteriormente referenciado figura 2.8.

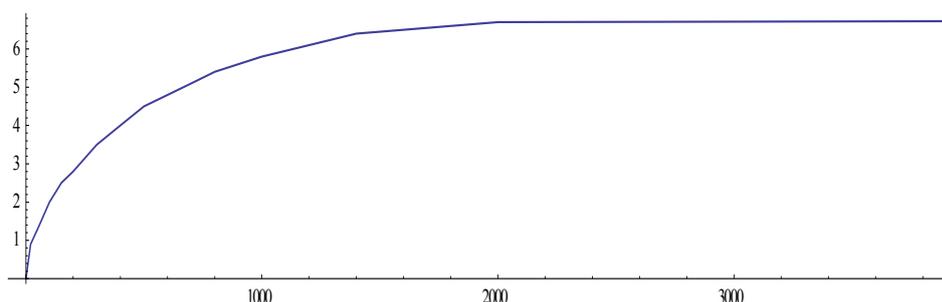


Figura 2.8. Réplica del oscilograma de la figura 2.7.(d)

Una vez se obtenidos los puntos, se ve que se aproxima a la ecuación de carga de un condensador a tensión constante (2.1), seguidamente se busca una función aproximada a la carga de un condensador. Tras varias aproximaciones, se obtiene:

$$V = 6.7400191467730375 \left( 1 - e^{-\frac{x}{455}} \right) \quad (2.1)$$

Si se identifican los coeficientes con la ecuación de carga de un condensador (2.2)

$$V_c = V_f + \left( (V_i - V_f) e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.2)$$

Si se considera la tensión inicial cero,  $V_i = 0$ , la ecuación anterior quedará:

$$V_c = V_f \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.3)$$

Donde se puede identificar:

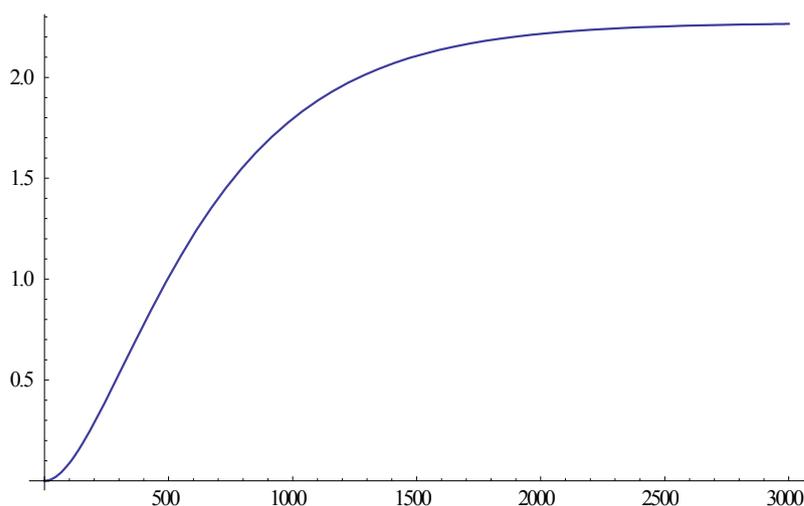
$$\begin{aligned} V_f &= 6.74 \text{ V} \\ \tau &= R \cdot C = 445 \text{ s} \end{aligned} \quad (2.4)$$

lo que da un valor de resistencia equivalente de  $R = 4550 \Omega$ , ya que el valor del supercondensador es de 0.1 F. Una vez obtenido el modelo de nuestro generador, se procede a obtener el tiempo en el que la derivada de la energía almacenada con respecto al tiempo es máxima, para ello se obtiene primeramente el valor de la energía almacenada en el condensador, para luego derivar esa expresión y obtener su máximo:

$$\text{Energía} = \frac{1}{2} C \cdot v^2(t) \quad (2.5)$$

$$\begin{aligned} \text{Energía} &= \frac{1}{2} 0.1 \times \left( 6.7400191467730375 \left( 1 - e^{-\frac{x}{455}} \right) \right)^2 = \\ &= 2.271392904943357 \left( 1 - e^{-\frac{x}{455}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Se puede ver la curva de esta energía en la figura 2.9



*Figura 2.9. Representación de la evolución temporal de la energía almacenada en el supercondensador*

Si se deriva la expresión de la energía (2.7), dará la potencia, que como se puede ver en la figura 2.10, se obtiene el máximo para un tiempo de 315.38 segundos, es decir, cuando la tensión alcanza 3.37 V (2.8).

$$\frac{d\text{Energía}}{dx} = 0.00998414463711 \cdot e^{-\frac{x}{455}} \left( 1 - e^{-\frac{x}{455}} \right) \quad (2.7)$$

$$V_c = 6.7400191467730375 \left( 1 - e^{-\frac{315.38196}{455}} \right) = 3.37 \text{ v} \quad (2.8)$$

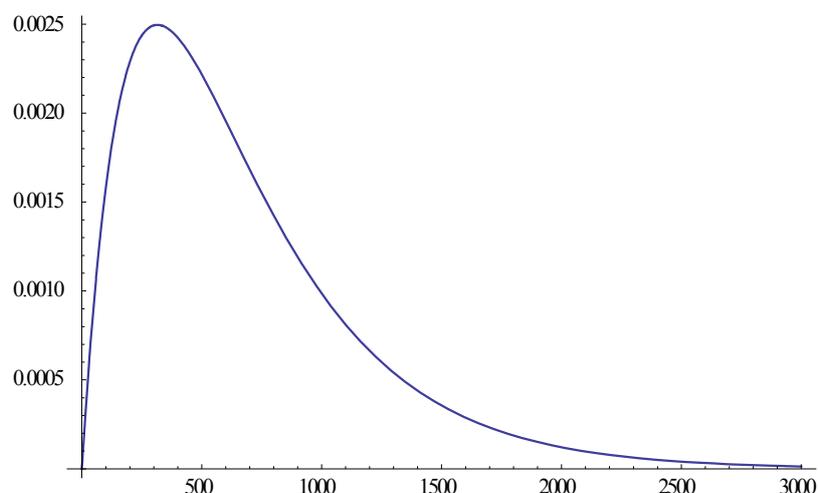


Figura 2.10. Representación de la máxima Potencia

Así pues, se demuestra que para conseguir una recolección óptima de energía en el menor tiempo, es mejor cargar solo hasta el 50 % de su máxima tensión, a partir de este momento, ya se podría procesar la energía almacenada en el supercondensador para descargarlo y volver a empezar el proceso de recolección. No obstante, se decide no utilizar este tipo de recolección, ya que se considera mejor la posibilidad de almacenar directamente en la batería la energía que se obtiene de cada pulso sin un almacenamiento intermedio.

## 2.6 Posibles configuraciones para interconectar varios transductores comerciales.

Una vez analizado el funcionamiento de un dispositivo comercial y optimizado el tiempo de “reset” o la tensión del supercondensador para maximizar la energía extraída, en este apartado se pretende proponer arquitecturas eléctricas para procesar la energía de varios (tres) captadores comerciales.

### 2.6.1 Rectificación con puente de diodos

Se tratarán dos casos para poder comparar los resultados, los casos son: un solo transductor (analizado en los apartados 2.4 y 2.5) y tres transductores en fase conectados en serie (apartado 2.3)

En todas las simulaciones del apartado, se ha considerado un puente de diodos Schottky con una caída de tensión de 0.3 V, una resistencia equivalente de pérdidas de 0.2  $\Omega$ , el mismo condensador de 0.1 F que almacena la energía recolectada en 200 segundos y 2000 segundos, y un período del pulso de 1 segundo ( $f = 1$  Hz).

### 2.6.1.1 Transductor individual con rectificador

Se observa en la figura que a 200 segundos la energía almacenada es de 0,075 J y a 2000 segundos son 0.38 J.

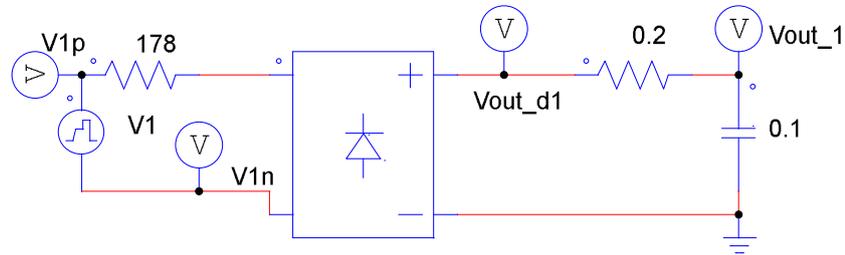
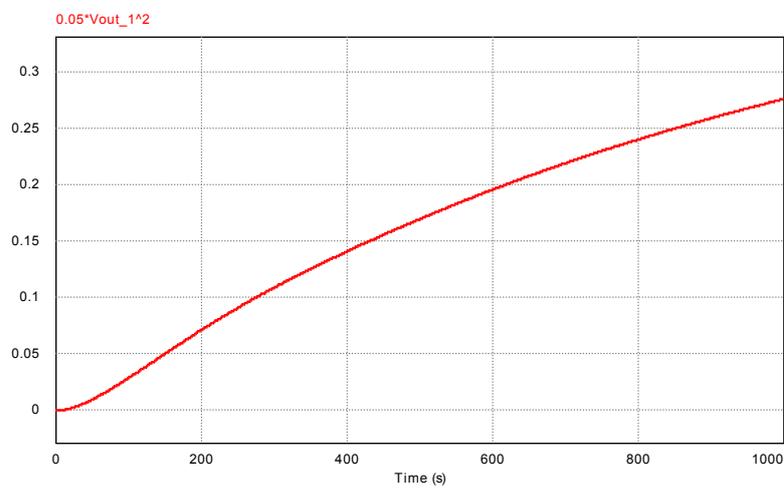
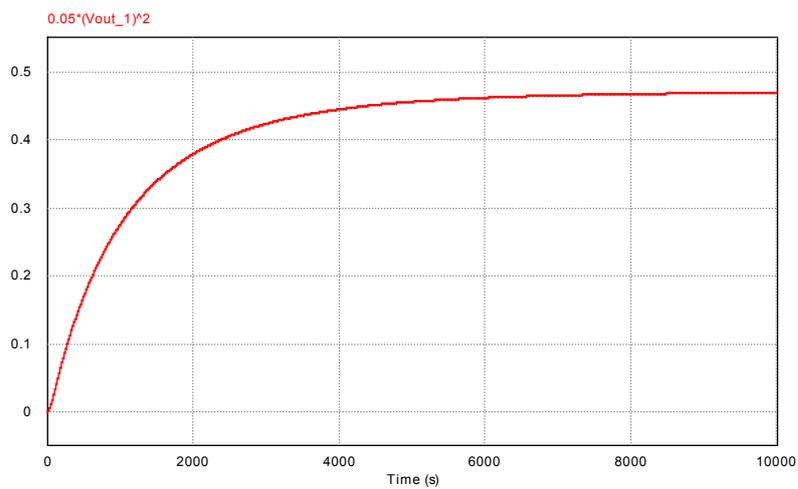


Figura 2.11.(a) Esquema del circuito simulado

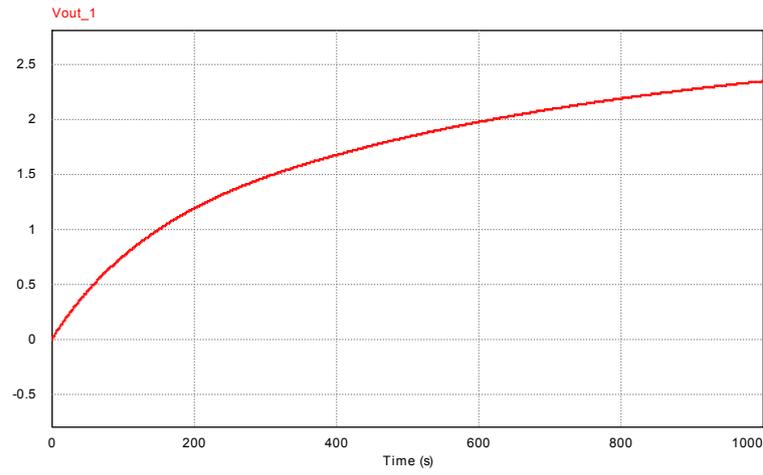


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

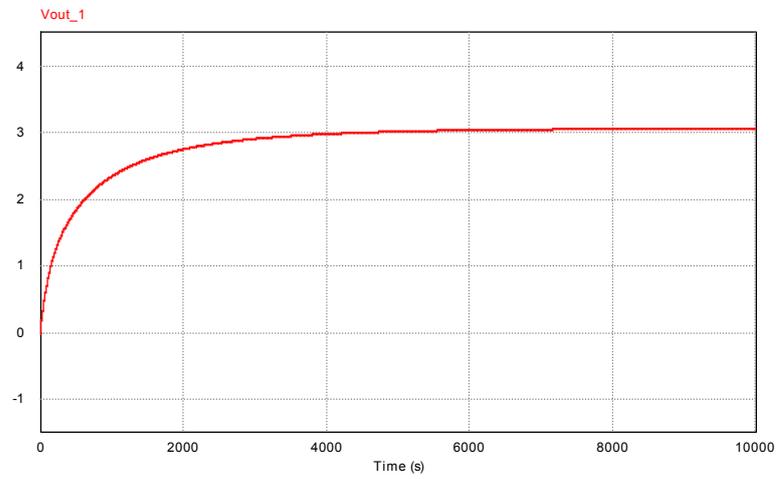


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.11.(b) Energía almacenada en el supercondensador



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.11.(c) Tensión en el supercondensador

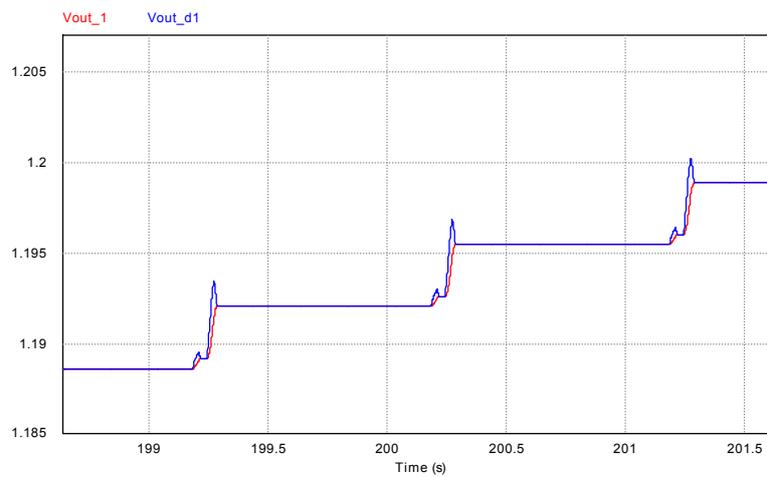


Figura 2.11.(d) Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.11. Simulación del generador con puente rectificador

Entrando ya en el procesamiento de varios transductores, se plantea la opción serie y/o la paralelo, la principal ventaja de la asociación serie es que la tensión generada es mayor, lo cual es una ventaja porque la caída de tensión de los diodos rectificadores podría ser despreciable frente a valores de picos de tensión 40 veces mayor, el inconveniente es que la impedancia de salida es mayor, lo que para corrientes importantes de consumo representaría una caída de tensión considerable, como se puede ver es la configuración que más energía transfiere al condensador de 0.1 F en menos tiempo.

En el caso de la asociación paralelo, se puede ver que al poder aportar mayor corriente, la tensión alcanza el 66 % de su valor final en 200 s, mientras que la asociación serie en el mismo tiempo solo ha alcanzado el 22 % de su valor final, el principal inconveniente es su baja tensión de salida, que quedaría compensada con su menor impedancia de salida.

### 2.6.1.2 Transductores conectados en serie con rectificador

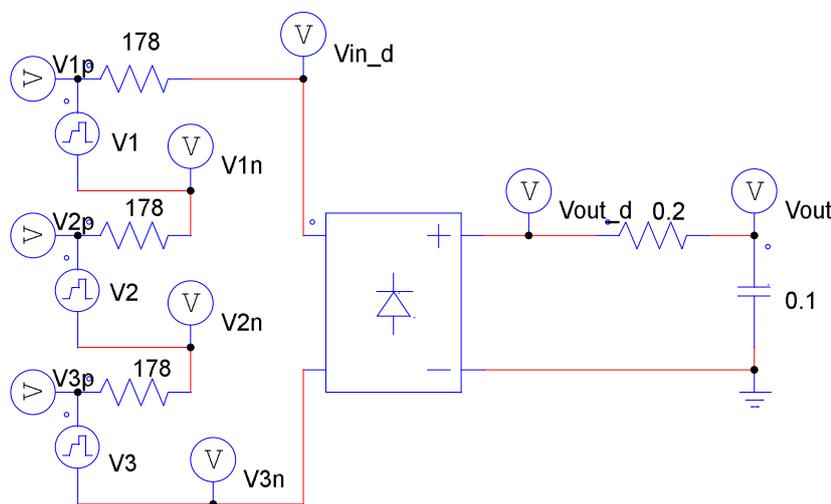
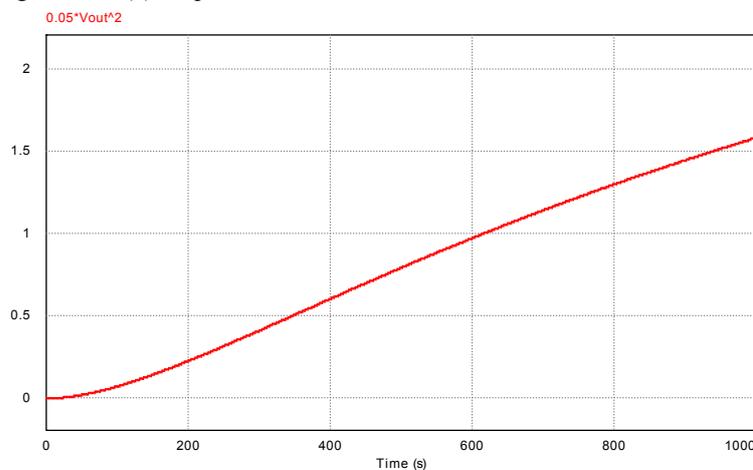
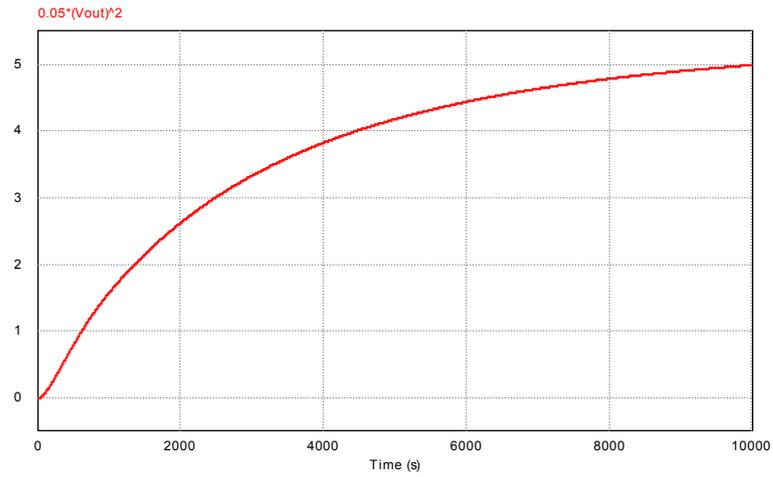


Figura 2.12 (a) Esquema simulado, entrada serie un solo rectificador

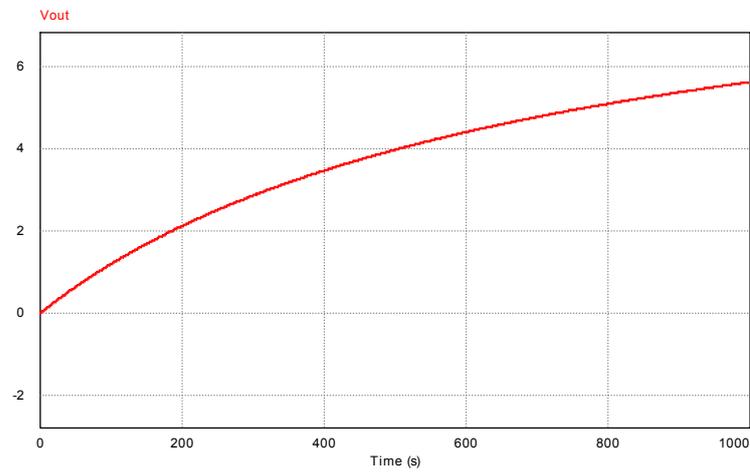


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

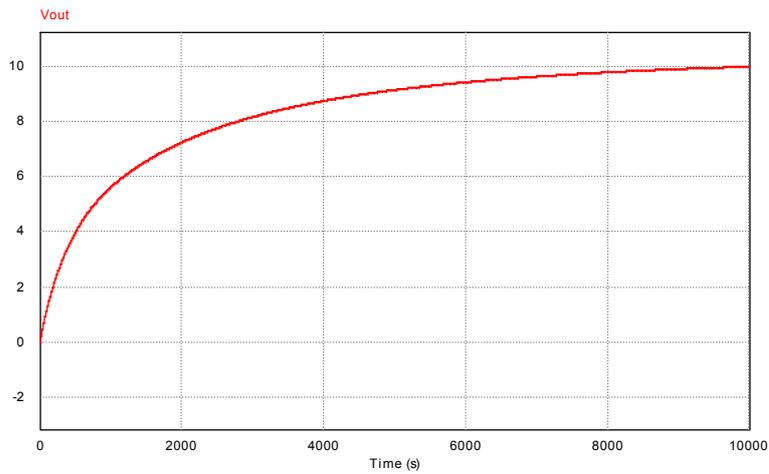


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.12 (b) Energía almacenada en el supercondensador



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.12 (c) Tensión en el supercondensador

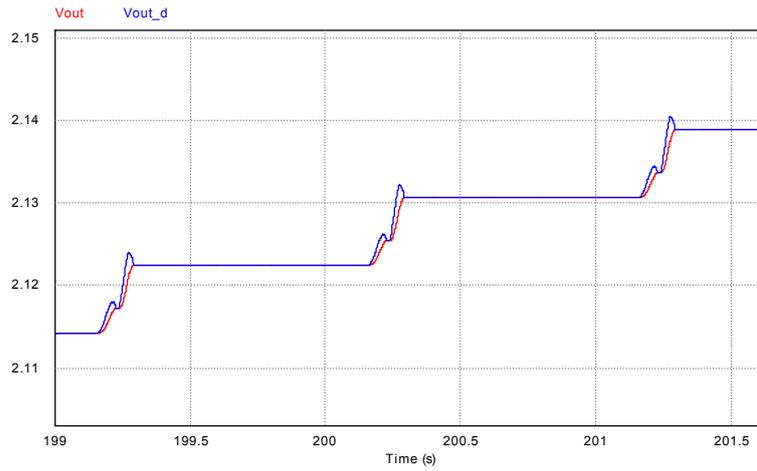


Figura 2.12 (d) Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.12. Simulación con asociación serie de los generadores

### 2.6.1.3 Transductores conectados en paralelo con rectificador

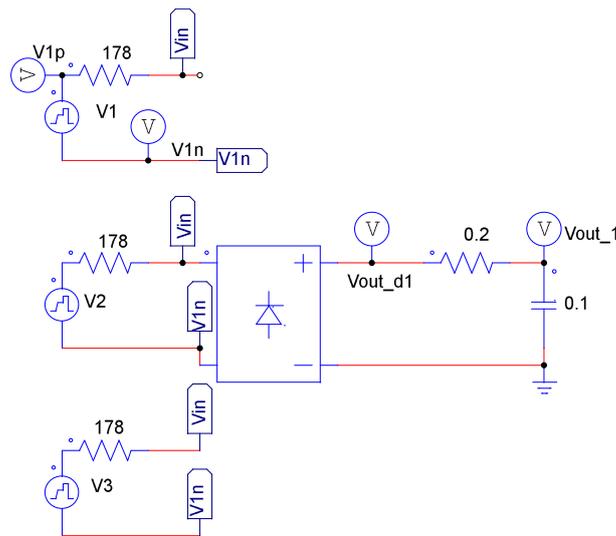
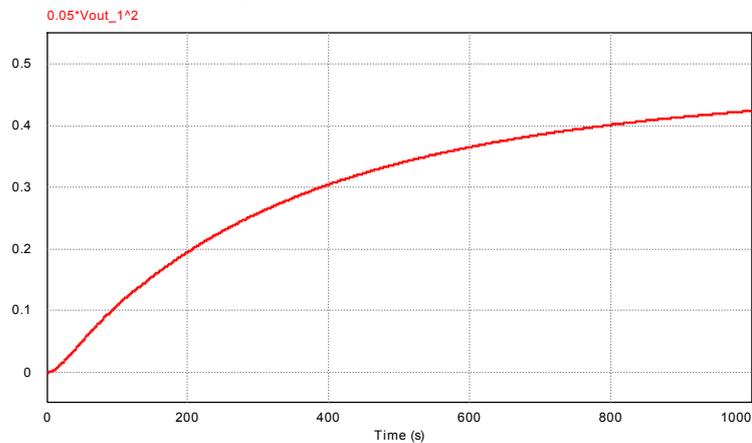
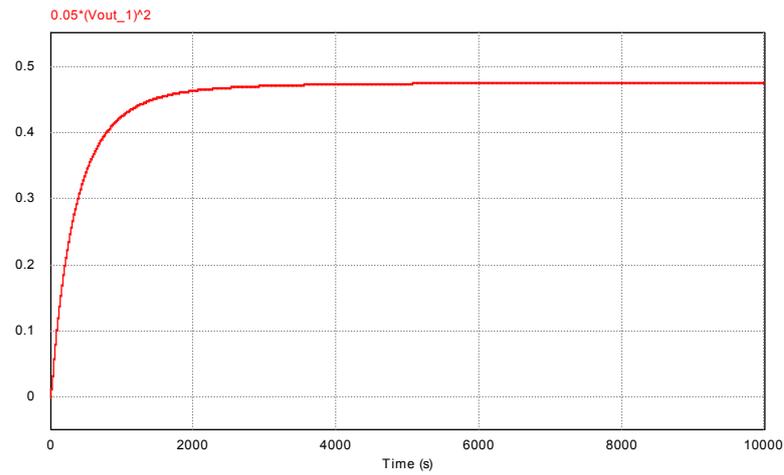


Figura 2.13 (a) Esquema simulado. Paralelo, entrada en fase

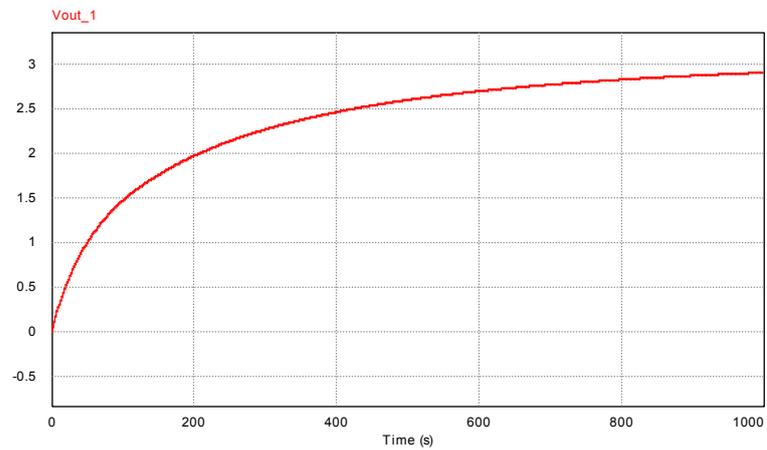


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

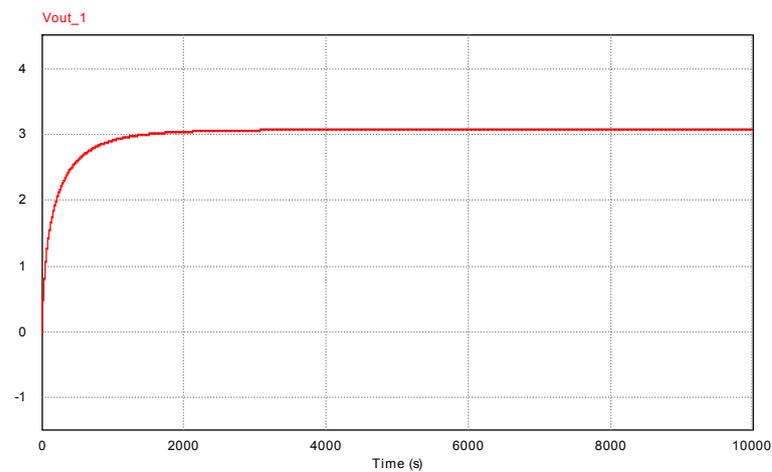


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.13 (b) Energía almacenada en el supercondensador



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.13 (c) Tensión en el supercondensador

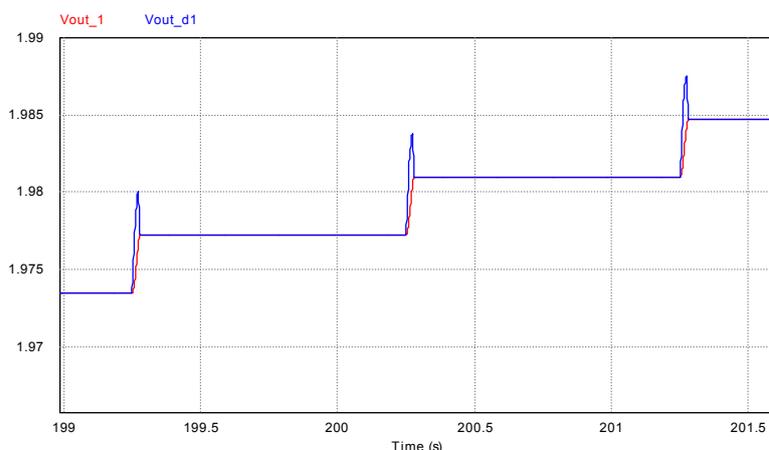


Figura 2.13 (d) Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.13. Simulación con asociación paralelo de los generadores

Como se puede ver en la tabla 2.3, la configuración con puente rectificador de tensión con la que se consigue mayor energía es la de conexión serie en la entrada.

	Transcurridos 200 segundos		Transcurridos 2000 segundos	
	Energía acumulada (J)	Tensión Alcanzada (V)	Energía acumulada (J)	Tensión Alcanzada (V)
Un solo transductor	0.07	1.2	0.38	2.8
Conexión serie en la entrada	0.25	2.2	2.6	7.2
Conexión paralelo en la entrada	0.19	2	0.46	3

Tabla 2.3. Comparación con diferentes configuraciones con puente rectificador

En vista de los resultados, se debe adoptar una solución de compromiso entre tensión e impedancia de salida, se llega a la conclusión de que una asociación de transductores mixta entre asociación serie y paralelo con distintos bobinados del solenoide puede ser satisfactoria, de esta manera, se puede llegar a tener un pulso de elevada tensión y baja impedancia de salida, lo que permitirá rectificar el pulso con un puente de diodos.

## 2.6.2 Simulación de rectificación con doblador de tensión

Otra opción interesante para el rectificado de la tensión obtenida por el recolector, es utilizar un doblador de tensión, éste como se ve a continuación en las figuras 2.14, es la que recolecta más energía en el mismo tiempo, con el inconveniente de utilizar más condensadores y más diodos en las asociaciones serie-paralelo.

### 2.6.2.1 Doblador de tensión

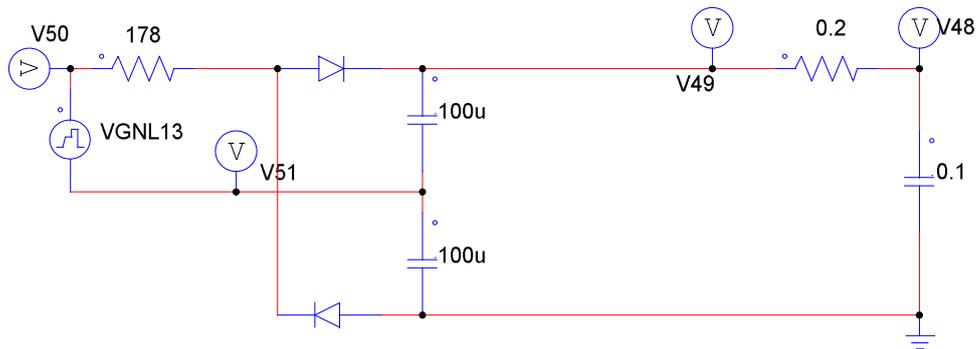
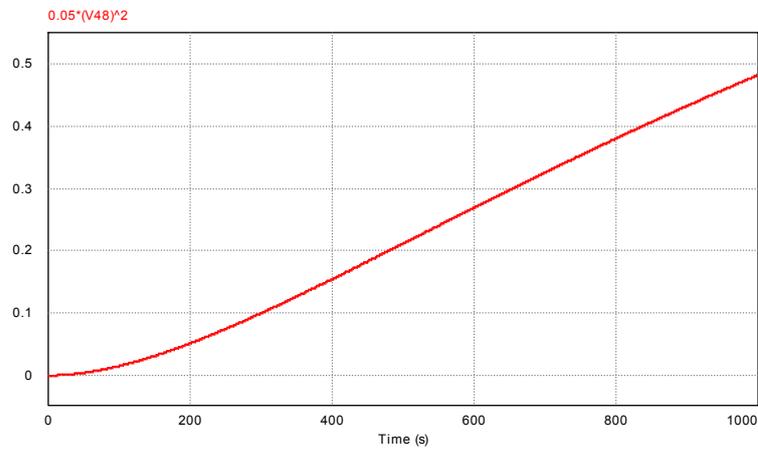
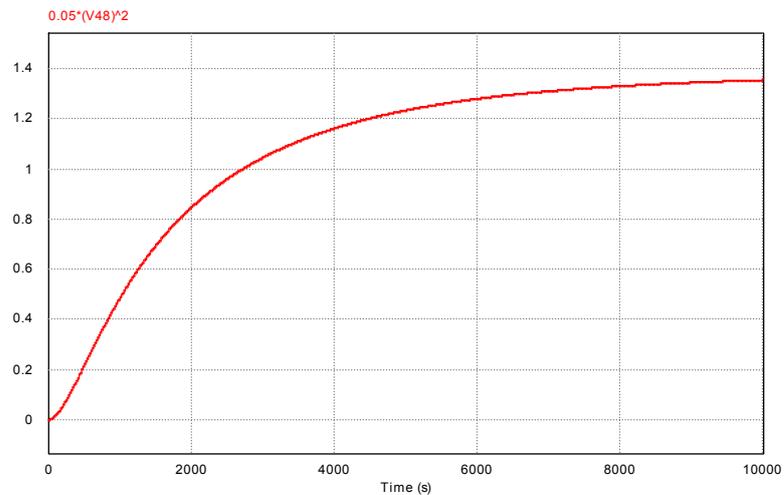


Figura 2.14 (a) Esquema simulado. Doblador de tensión

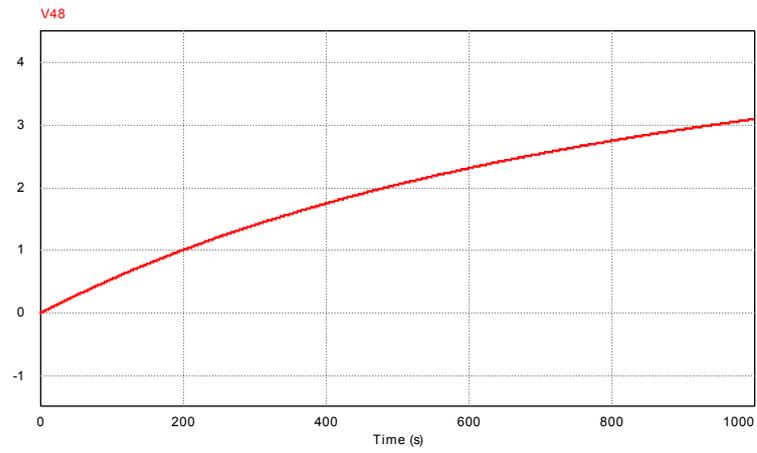


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

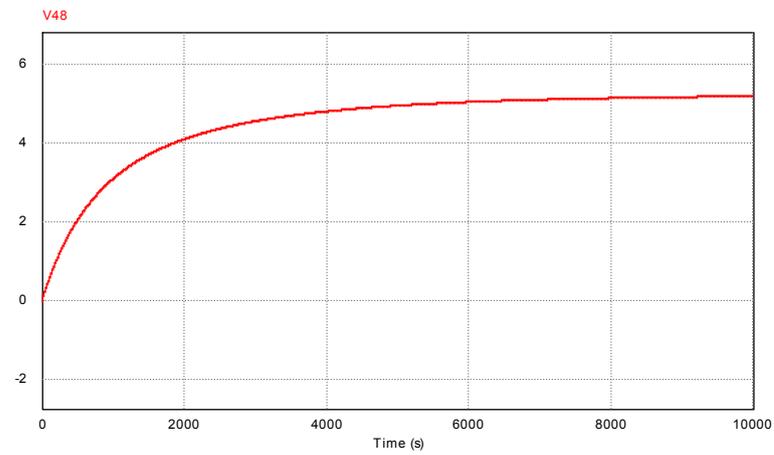


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.14 (b) Energía almacenada en el supercondensador:



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.14 (c). Tensión en el supercondensador

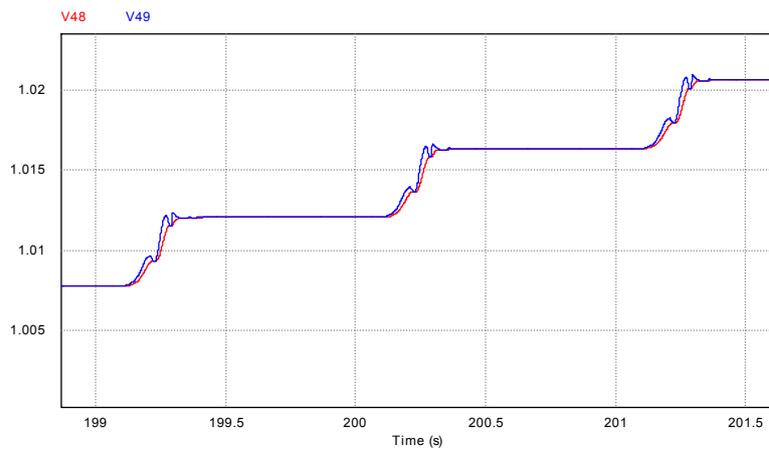


Figura 2.14 (d) Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.14. Doblador de tensión

### 2.6.2.2 Doblador tensión en cada transductor y conexión serie en la salida

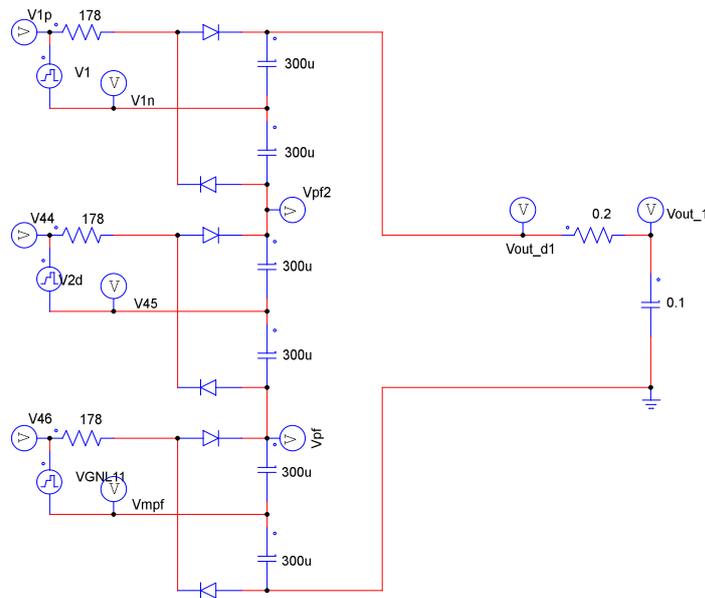
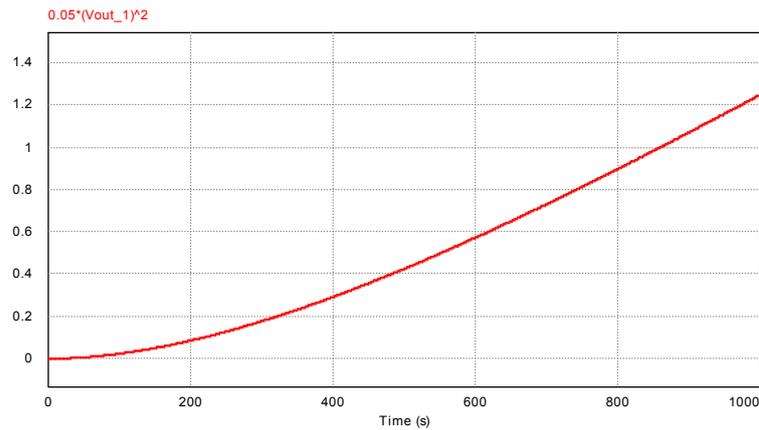
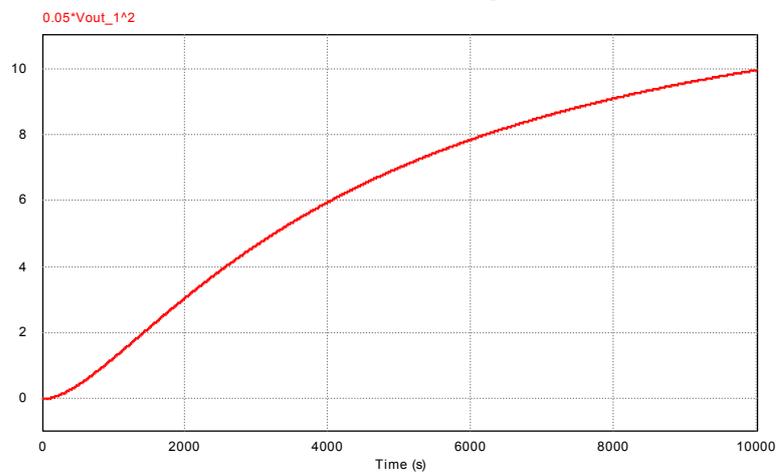


Figura 2.15 (a). Esquema simulado. Doblador tensión en cada transductor y conexión serie en la salida

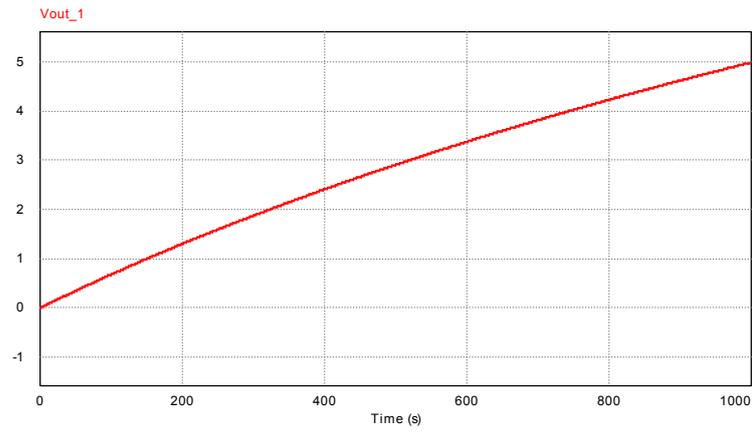


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

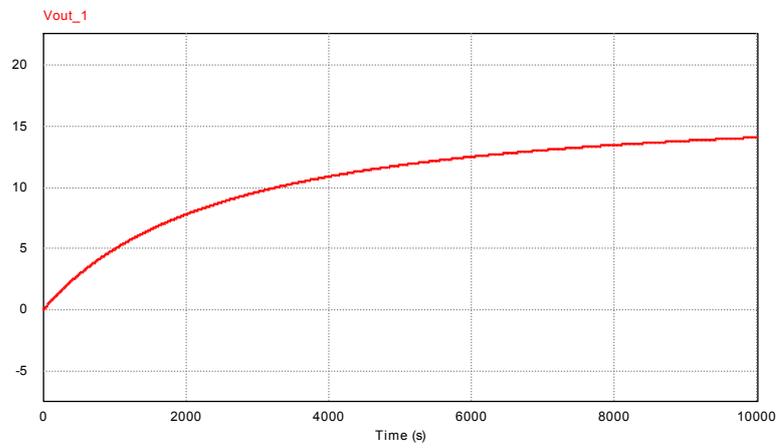


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.15 (b) Energía almacenada en el supercondensador



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.15 (c). Tensión en el supercondensador

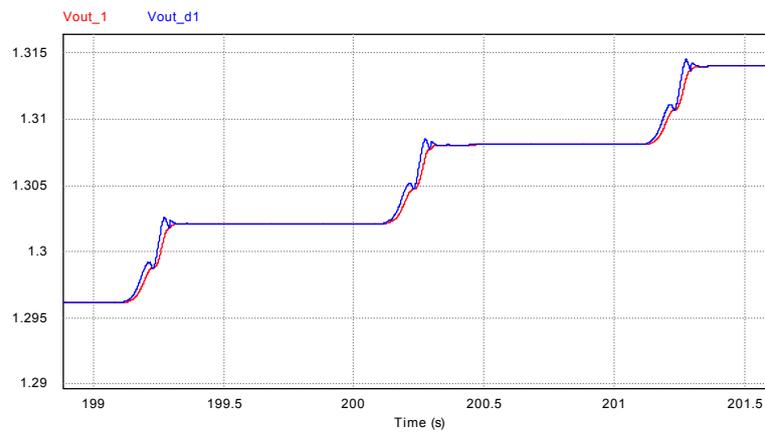


Figura 2.15 (d). Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.15. Doblador de Tensión con conexión serie de la salida

### 2.6.2.3 Doblador de tensión en cada transductor y conexión paralelo en la salida

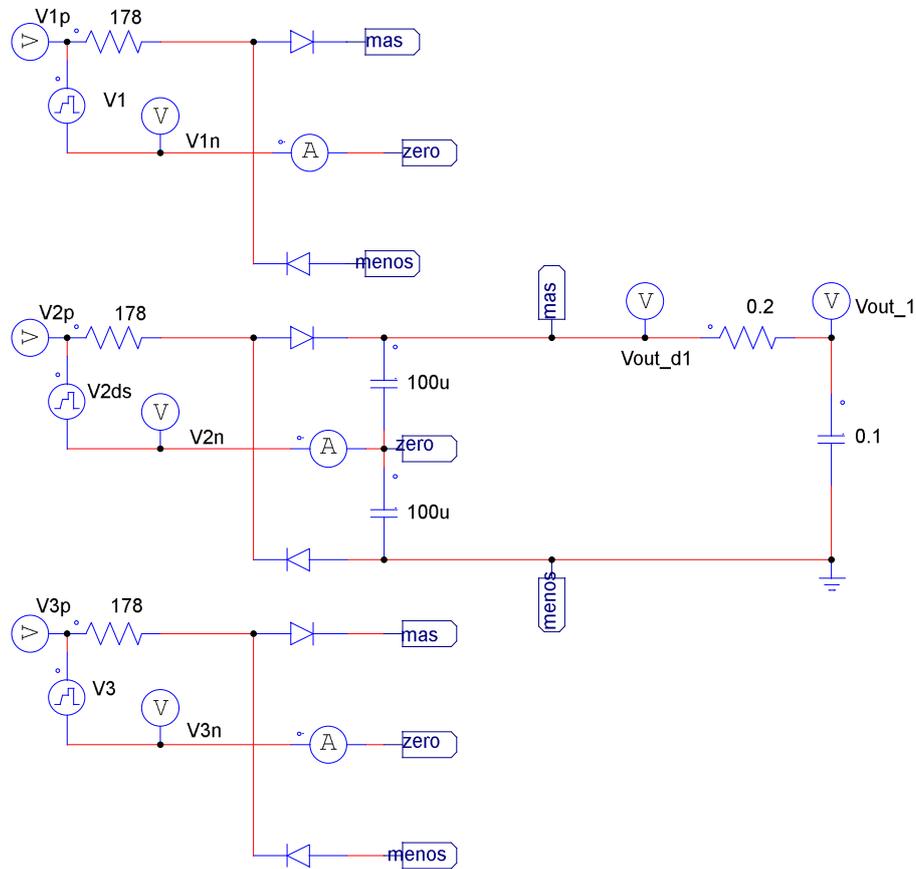
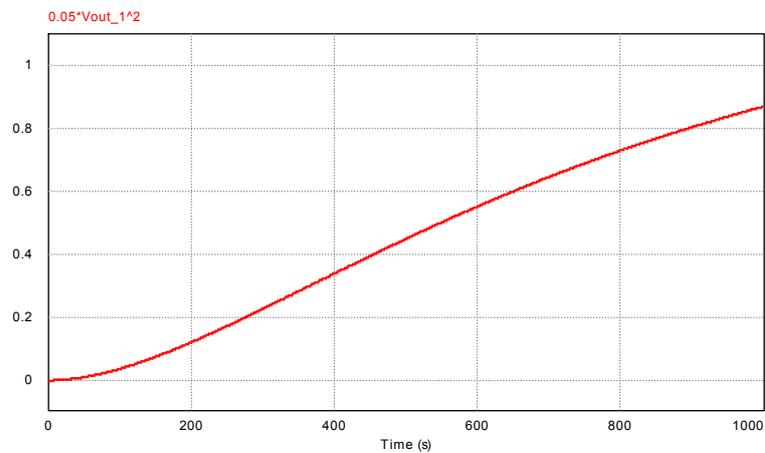
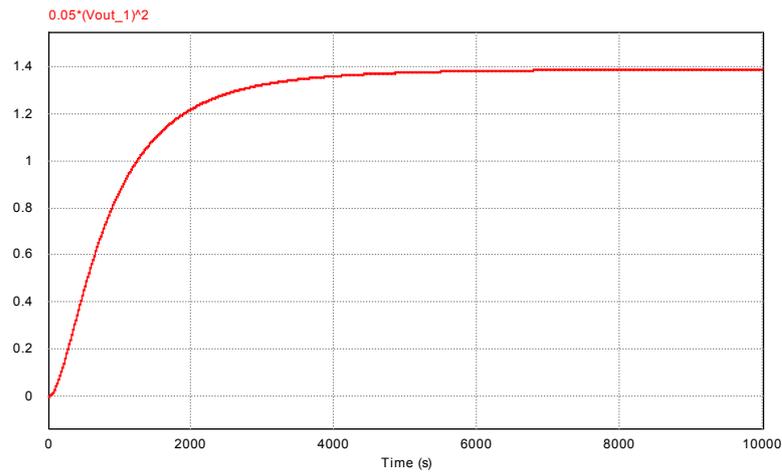


Figura 2.16 (a). Esquema simulado. Doblador tensión en cada transductor y conexión paralelo en la salida

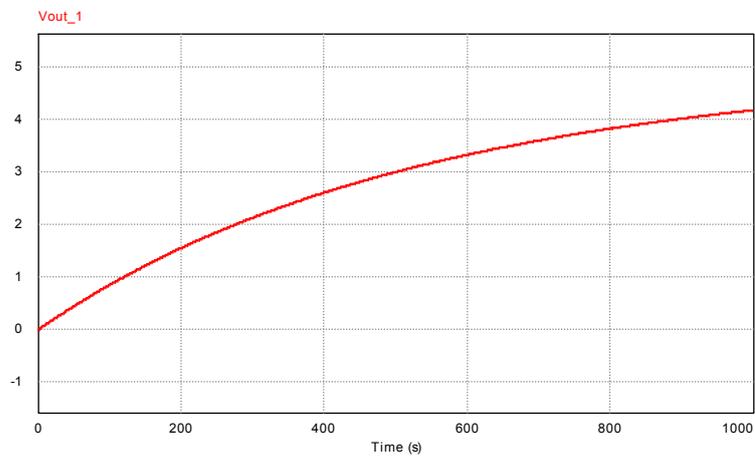


(b.1) Simulación hasta 1000 segundos

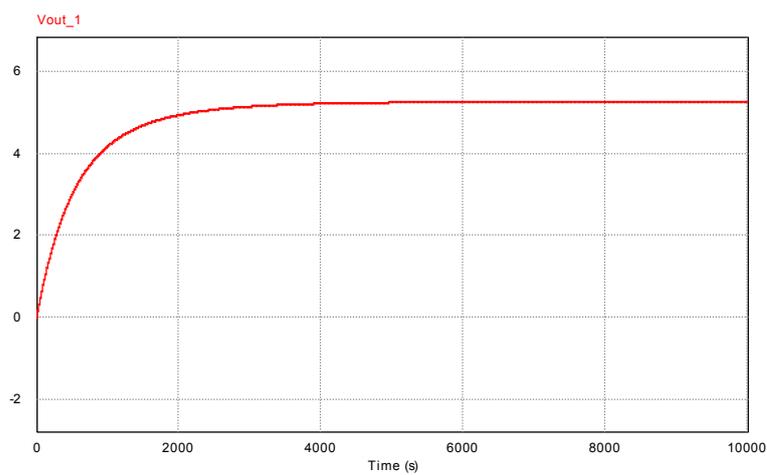


(b.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.16 (b). Energía almacenada en el supercondensador.



(c.1) Simulación hasta 1000 segundos



(c.2) Simulación hasta 10000 segundos

Figura 2.16 (c). Tensión en el supercondensador

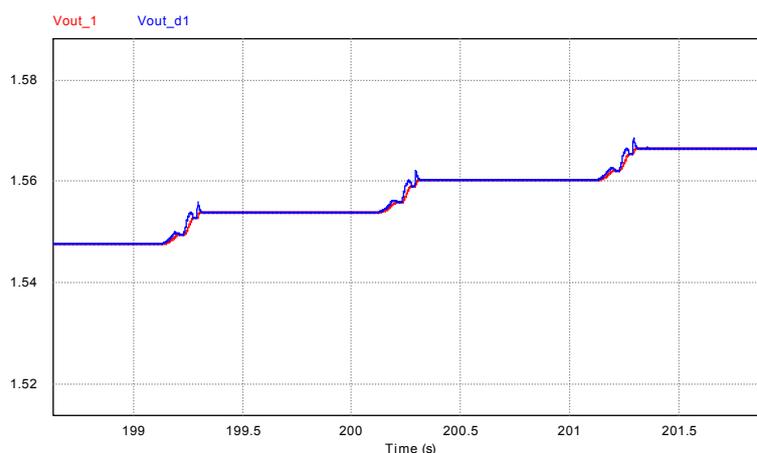


Figura 2.16 (d). Zoom de la Tensión en el supercondensador

Figura 2.16. Doblador de tensión con conexión paralelo en la salida

Como se puede ver en la tabla 2.4, la configuración con doblador de tensión con la que se consigue mayor energía es la de conexión serie en la salida.

	Transcurridos 200 segundos		Transcurridos 2000 segundos	
	Energía acumulada (J)	Tensión Alcanzada (V)	Energía acumulada (J)	Tensión Alcanzada (V)
Un solo transductor	0.05	1	0.85	4.1
Conexión serie en la salida	0.1	1.35	3	7.5
Conexión paralelo en la salida	0.17	1.5	1.22	5

Tabla 2.4. Comparación con diferentes configuraciones de dobladores de tensión

Nótese que en los circuitos serie y paralelo, aparecen unos condensadores de  $300 \mu\text{F}$  y  $100 \mu\text{F}$ , respectivamente. Además de señalar que su capacidad es despreciable comparada con la del supercondensador de  $0,1 \text{ F}$ , los valores de  $300 \mu\text{F}$  y  $100 \mu\text{F}$  se han escogido para tener la misma capacidad equivalente en  $V_{\text{out}_1}$ .

### 3 Dispositivo recolector de Energía Undimotriz

Una vez estudiado el comportamiento del transductor comercial frente a distintas configuraciones de conexión, se procede al diseño y construcción del prototipo del dispositivo recolector a una escala mayor.

El esquema del prototipo que se ha construido y el principio de funcionamiento, se puede ver en las figuras 3.1 y 3.2.

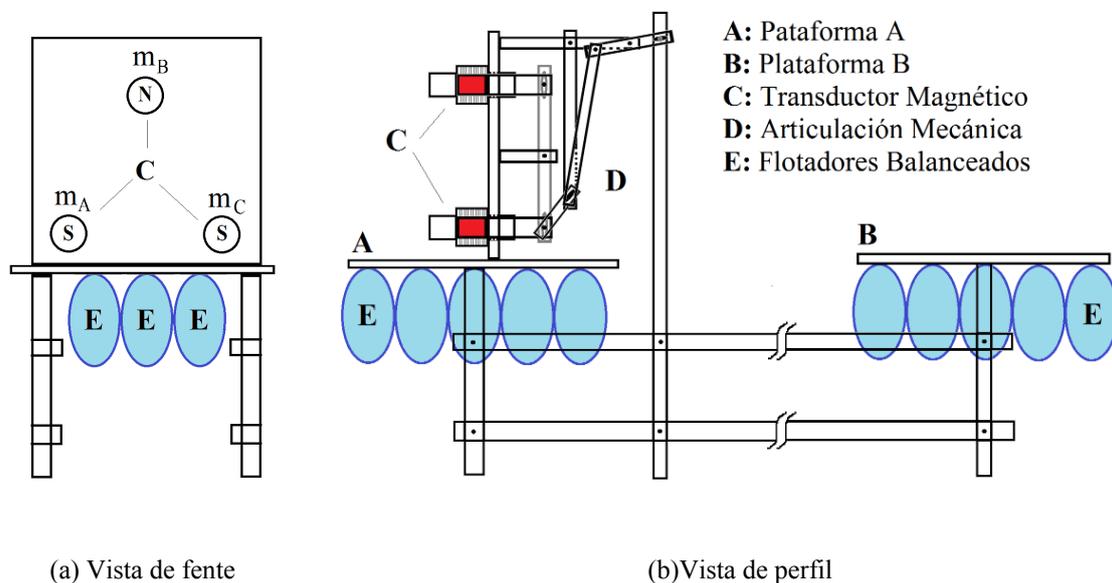


Figura 3.1. Esquema prototipo a construir

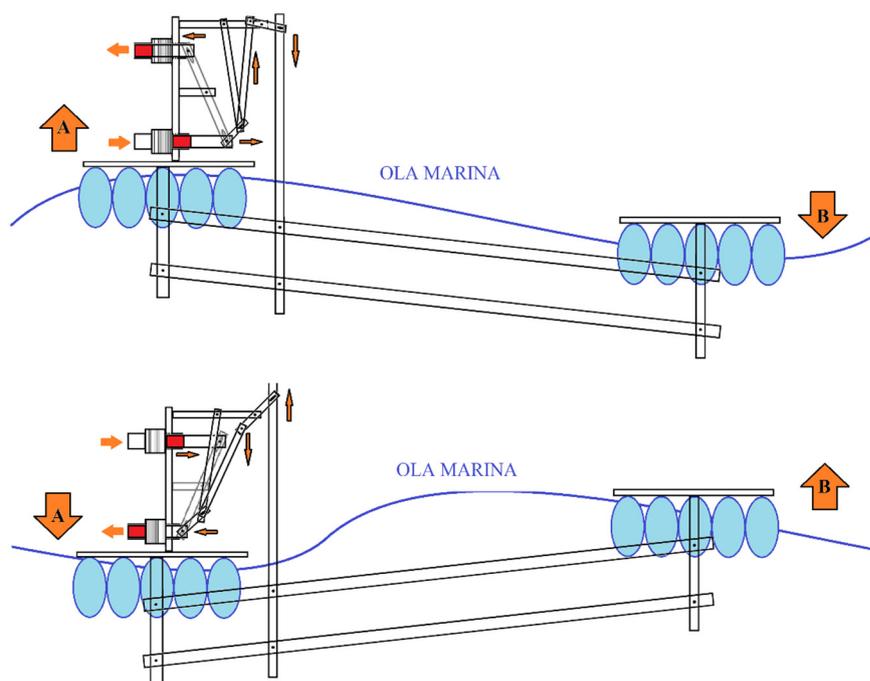


Figura 3.2. Esquema de funcionamiento del prototipo recolector

Este dispositivo incluye tres transductores de bobina magnética (mA, mB y mC) figura 1.4 (a). La figura 1.4 (b) muestra uno de estos transductores. Para comprender el funcionamiento del dispositivo de recolección real que aparece en la Figura 1.4 (a), la figura 3.1 (a) y (b), muestra de manera simplificada el esquema de las vistas frontal y de perfil de todo el generador, y la Figura 3.2 muestra esquemáticamente la interacción entre las olas del mar y el generador desarrollado. Para seguir adecuadamente las variaciones de altura del tren de olas, los flotadores deben estar compensados, es decir, deben tener una cantidad de agua dentro, ya que los flotadores solo deben compensar el peso del dispositivo.

## 3.1 Diseño del transductor inductivo

### 3.1.1 Principio teórico de operación del transductor recolector

El principio de funcionamiento del transductor construido que se muestra en la fotografía de la Figura 1.4 (b), es el mismo generador lineal de imán permanente que se estudia en [32] y que también aparece en libros de electrodinámica, se representa esquemáticamente en la Figura 3.3. En ella, un imán permanente se mueve lineal y alternativamente hacia dentro y hacia fuera por el interior del devanado de la bobina del transductor. Esto provoca una variación del flujo magnético a través de él, que teniendo en cuenta la Ley de Faraday, crea por inducción una diferencia de voltaje entre sus terminales.

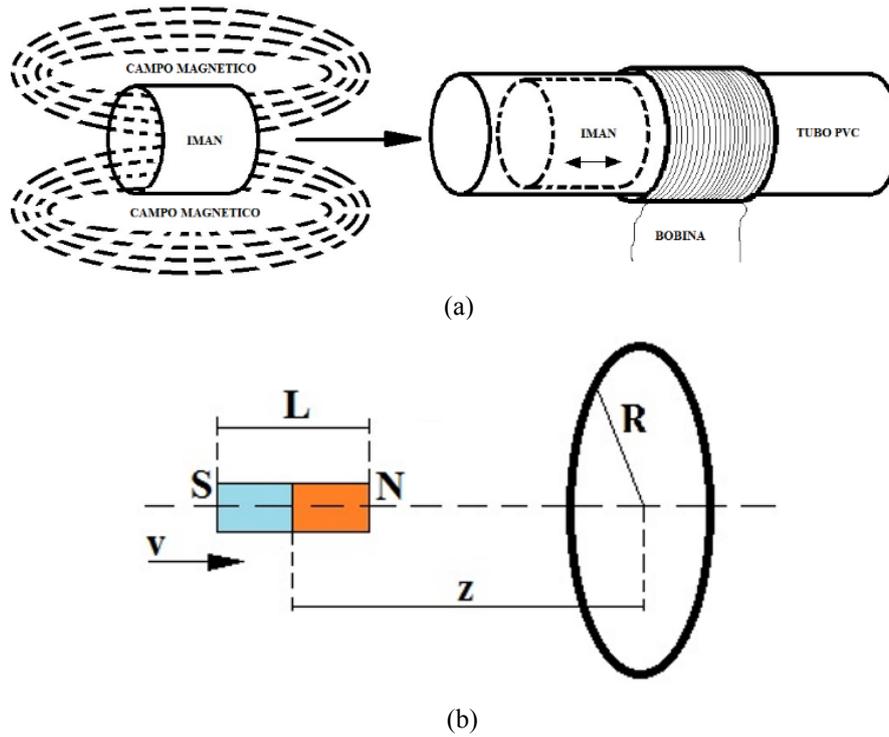


Figura 3.3. Descripción del principio funcionamiento del transductor:  
 (a) bobina de  $N$  vueltas con un imán en movimiento dentro y  
 (b) esquema equivalente de la bobina de imán con una bobina de una sola vuelta que transporta  $N$  veces la corriente real de la bobina.

La bobina de  $N$ -espiras de la Figura 3.3 (a), se ha idealizado en el diagrama equivalente de la Figura 3.3 (b), donde representa que todas las espiras se concentran en una sola, de espesor cero y radio  $R$ . Para producir electricidad, un imán de longitud  $L$ , atraviesa la bobina a una velocidad variable  $v$  ( $t$ ). La distancia desde el centro del imán al centro de la bobina es la variable  $z$ . El imán se modela como dos cargas magnéticas ficticias de igual valor y signo opuesto, formando un dipolo magnético, con ambas cargas separadas por la distancia  $L$ , la longitud del imán. Este planteamiento que se muestra en la figura 3.4 es suficiente para nuestros propósitos.

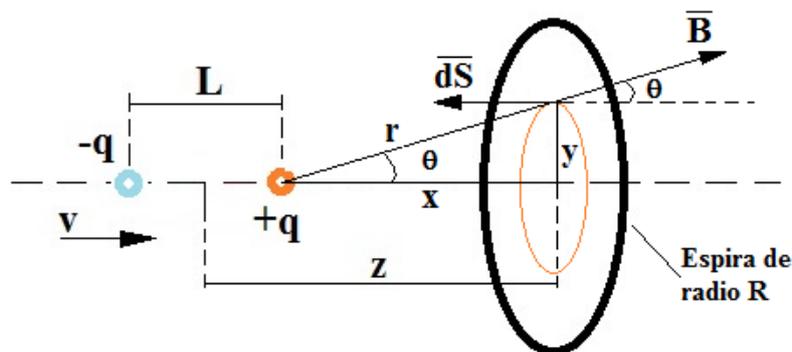


Figura 3.4. Esquema del transductor utilizando el dipolo magnético

Considerando  $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$  la permitividad magnética en el vacío, la longitud del imán  $L$ , su momento dipolar magnético sea  $m$ , y las cargas magnéticas equivalentes sean  $q=\pm m/L$ , la densidad de flujo magnético  $B_q(z)$  en la proximidad de una carga (polo magnético) vendrá dada por (3.1):

$$\vec{B}_q = \frac{\mu_0 q}{4\pi r^2} \hat{r} \Rightarrow B_q(z) = \frac{\mu_0 m}{4\pi L r^2} \quad (3.1)$$

El campo magnético total  $B(z)$  producido por el modelo de ambas cargas en un punto dado del eje del imán colocado a una distancia  $z$  del centro del imán, será la suma de la contribución de ambas cargas (3.2).

$$B(z) = B_{+q} + B_{-q} = \frac{\mu_0 m}{4\pi L} \left[ \left( z - \frac{L}{2} \right)^{-2} - \left( z + \frac{L}{2} \right)^{-2} \right] \quad (3.2)$$

Para obtener el momento magnético  $m$  del imán, se mide el campo magnético  $B$  a una distancia  $z$  del centro del imán.

Para calcular la fuerza electromagnética generada por el transductor se requiere calcular el flujo magnético total  $\Phi$  creado por las cargas dipolares  $\pm q$  que atraviesan la espira (3.3).

$$\Phi(z) = \int_S B \cdot d\vec{S} = - \int_S B \cdot dS \cos(\theta) = \Phi_{+q}(z) + \Phi_{-q}(z) \quad (3.3)$$

$$\Phi_{+q}(z) = -\operatorname{sgn}\left(z - \frac{L}{2}\right) \frac{\mu_0 q N}{2} \left\{ 1 - \left| z - \frac{L}{2} \right| \cdot \left[ \left( z - \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-1/2} \right\} \quad (3.4)$$

$$\Phi_{-q}(z) = \operatorname{sgn}\left(z + \frac{L}{2}\right) \frac{\mu_0 q N}{2} \left\{ 1 - \left| z + \frac{L}{2} \right| \cdot \left[ \left( z + \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-1/2} \right\} \quad (3.5)$$

Este flujo es variable porque la posición relativa del imán  $z$  con respecto a la bobina cambia, ya que el imán se mueve con una velocidad  $v(t)$  a lo largo del eje de la bobina. Aplicando la ley de Faraday al flujo total producido (3.3), la fuerza electromotriz  $\varepsilon(t)$  inducida en la espira está dada por (3.6), donde los valores de carga  $\pm q$  han sido reemplazados por su valor en términos del momento dipolar magnético ( $\pm q = \pm m / L$ ). Si el transductor se coloca en posición vertical, de modo que la velocidad  $v(t)$  y la posición  $z(t)$  son el resultado de la aceleración gravitacional, el potencial  $\varepsilon(t)$  se convierte en (3.7)

$$\varepsilon(t) = - \frac{d\Phi}{dt} = \frac{v(t) N \mu_0 m R^2}{2L} v(t) \cdot \left( \left[ \left( z(t) - \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-3/2} - \left[ \left( z(t) + \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-3/2} \right) \quad (3.6)$$

$$\varepsilon(t) = \frac{gtN\mu_0mR^2}{2L} \left( \left[ \left( \frac{gt^2}{2} - \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-3/2} - \left[ \left( \frac{gt^2}{2} + \frac{L}{2} \right)^2 + R^2 \right]^{-3/2} \right) \quad (3.7)$$

La forma de onda de tensión teórica inducida  $\varepsilon(t)$  viene dada por la expresión (3.7) que procesada con MATLAB, nos da la gráfica que se muestra en la figura 3.5,

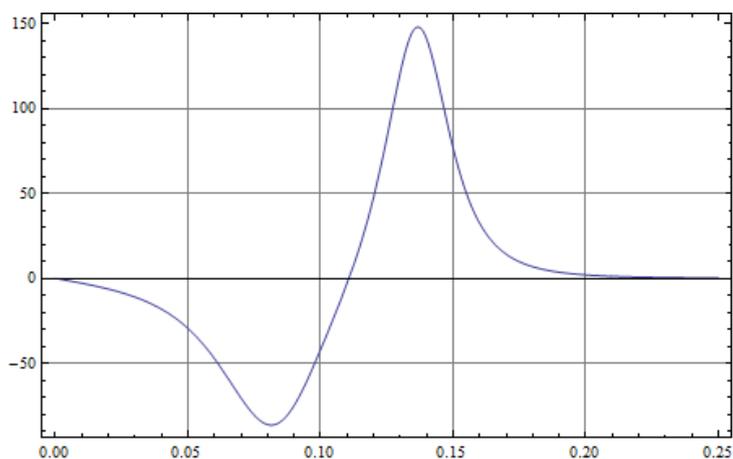
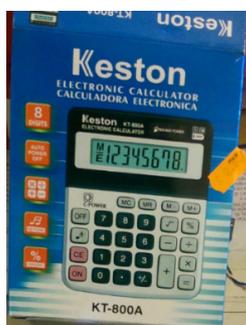


Figura 3.5. Voltaje de pulso teórico generado por el transductor inductivo

### 3.1.2 Construcción de las bobinas

Una vez realizado el estudio teórico del comportamiento del transductor que se va a construir, se procede a su fabricación. Para bobinar miles de espiras es conveniente tener una bobinadora automática, como no se dispone de una, se construye una con materiales modestos como son una calculadora económica, un taladro con baterías, un interruptor final de carrera y un par de bridas. En las fotos de las figuras 3.6 y 3.7, se puede ver el proceso de fabricación de la bobinadora. Téngase en cuenta que las bobinas a realizar alcanzan 7000 espiras y resulta necesario un sistema fiable para contar las espiras realizadas.



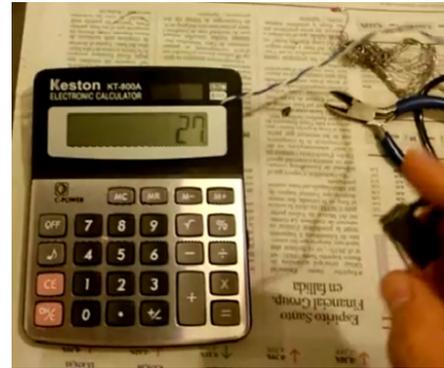
(a). Calculadora económica adquirida



(b). Conexión interruptor final de carrera



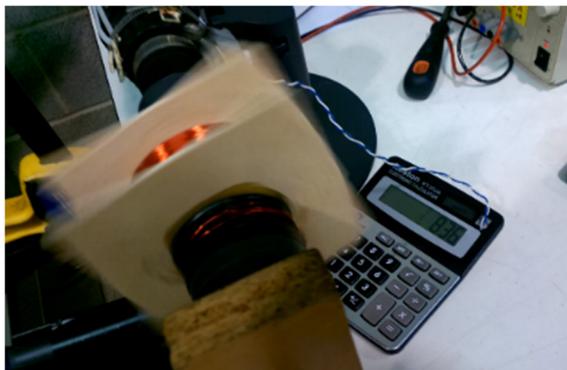
(c). Detalle conexión tecla del igual



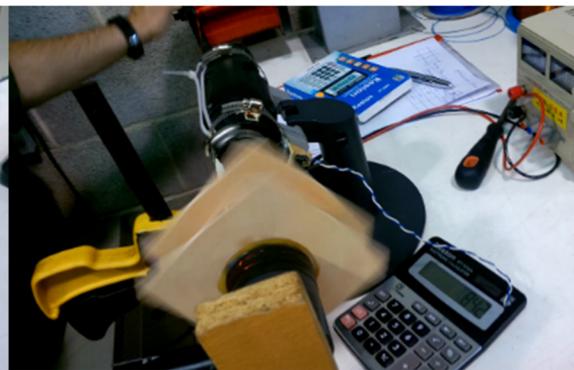
(d). Contador de vueltas funcionando

*Figura 3.6. Modificación de la calculadora con un interruptor final de carrera*

Lo que se trata de conseguir con el interruptor final de carrera, es que por cada vuelta se nos accione la tecla del igual en la calculadora, de esta forma ira sumando un 1 en cada vuelta.



(a)



(b)



(c)

*Figura 3.7. Bobinadora funcionando*

Inicialmente se construyen un total 4 bobinas para intentar conseguir la mayor energía posible, cada una con un diámetro de hilo de cobre y longitud de los imanes distintos, en la tabla 3.1 se pueden observar las especificaciones de cada una de ellas. En la figura 3.7 se muestra la ficha técnica del fabricante del imán.

	COMPRADA	HILO FINO	HILO GRUESO	DEFINITIVA GRANDE 1	DEFINITIVA GRANDE 2
<b>BOBINA:</b>					
Diámetro interior	13 mm	51 mm	51 mm	51 mm	51 mm
Diámetro exterior	18 mm	59 mm	92 mm	75 mm	75 mm
Longitud	15 mm	30 mm	40 mm	30 mm	30 mm
Ø hilo		0,1 mm	0.3 mm	0.3 mm	0.3 mm
nº					
Espiras/resistencia					
devanado 1		2389/ 917 Ω	2389/ 110,8 Ω	1000/ 43,5 Ω	1000/43,5 Ω
devanado 2		4704/ 1910 Ω	4704/ 292,5 Ω	2000/ 104,3 Ω	2000/ 104,3 Ω
devanado 3		174/ 32,1 Ω	174/ 13,1 Ω	1000/ 61,1 Ω	1000/ 61,1 Ω
devanado 4				2000/ 138,8 Ω	2000/ 138,8 Ω
devanado 5				1000/ 78 Ω	1000/78 Ω
Espiras total	2050	7167	7167	7000	7000
Inductancia total	35 mH	2,8 H	2,9 H	3 H	3 H
Resistencia Total	178 Ω	2852 Ω	416,4 Ω	424 Ω	424 Ω
<b>IMAN:</b>				1	2
Remanencia	1,46 T	1,32 - 1,37 T			
Momento magnético (A·m²)=J/T	2,58E-06	2,5764E-04	2,5764E-04	2,5764E-04	5,15E-04
Longitud	15 mm	30 mm	30 mm	30 mm	60 mm
Diametro	6,25 mm	45 mm	45 mm	45 mm	45 mm
Peso	15,3 g	360 g	360 g	360 g	720 g
	<b>GRAFICA 1</b>	GRAFICA 2	GRAFICA 3	GRAFICA 4	GRAFICA 5

Tabla 3.1. Características de los transductores inductivos construidos

## Ficha técnica del artículo S-45-30-N

### Datos técnicos y seguridad de uso

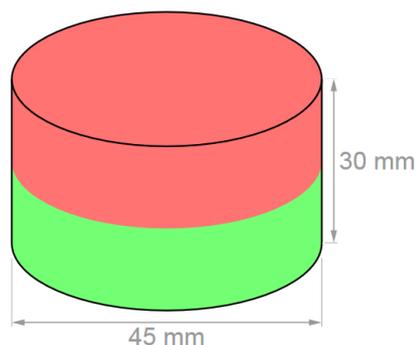
Webcraft GmbH  
Industriepark 206  
78244 Gottmadingen, Alemania

Teléfono: +49 7731 939 839 1

www.supermagnete.es  
support@supermagnete.es

### 1. Datos técnicos

Cód. artículo	S-45-30-N
EAN	7640155438285
Material	NdFeB
Forma	Disco
Diámetro	45 mm
Alto	30 mm
Tolerancia	+/- 0,1 mm
Sentido de magnetización	axial (paralelo al alto)
Revestimiento	niquelado (Ni-Cu-Ni)
Tipo de fabricación	sinterizado
Magnetización	N45
Fza. sujec.	aprox. 69 kg (aprox. 677 N)
Temperatura de servicio máx.	80°C
Peso	362,6180 g
Temperatura de Curie	310 °C
Remanencia Br	13200-13700 G, 1.32-1.37 T
Coercitividad bHc	10.8-12.5 kOe, 860-995 kA/m
Coercitividad iHc	≥12 kOe, ≥955 kA/m
Producto energético (BxH)max	43-45 MGOe, 342-358 kJ/m <sup>3</sup>



Sin sustancias nocivas conforme a la directiva RoHS 2011/65/UE.

Figura 3.8. Ficha técnica del imán

Los pulsos más significativos obtenidos en los ensayos con las bobinas e imanes que se especifican en la tabla 3.1, se pueden apreciar en la figura 3.9. La forma de onda de pulso experimental que se muestra en la figura 3.9 (d) corresponde a un solo transductor con todos los devanados parciales de la bobina conectados en serie y, por lo tanto,  $N = 7000$  vueltas. Se observa que de las bobinas más grandes y doble longitud del imán se puede obtener más potencia, ya que al ser el imán más grande y tener más espiras en la bobina, la fuerza electromotriz inducida es mayor. Otro aspecto importante a mencionar es que en los experimentos con carga adaptada, la elevada impedancia de salida que presenta la bobina con hilo más fino, implica una menor corriente de salida y por lo tanto menor potencia. Las potencias obtenidas de cada transductor han sido las siguientes:

Bobina Hilo Fino ( $R_L = 2670\Omega$ ) : 45,21 mW

Bobina Hilo Grueso ( $R_L = 424\Omega$ ) : 147,8 mW

Con estos resultados se decide construir tres bobinas iguales con hilo de Diámetro  $\varnothing = 0.3$  mm, que son las que formarán parte del array generador definitivo, de la figura 1.

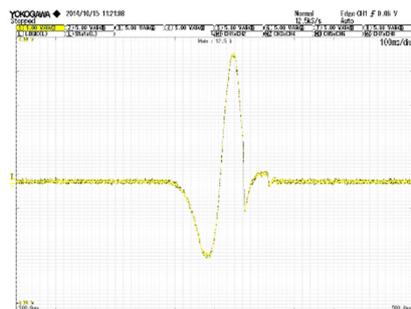


Figura 3.9 (a). Transductor comprado, en vacío

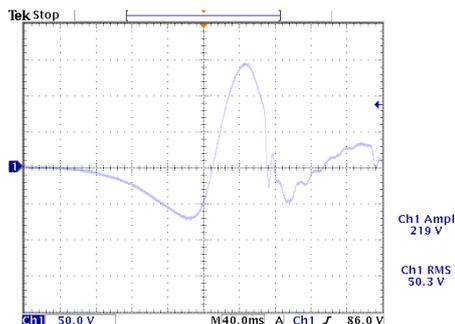


Figura 3.9 (b). Transductor hilo fino, en vacío

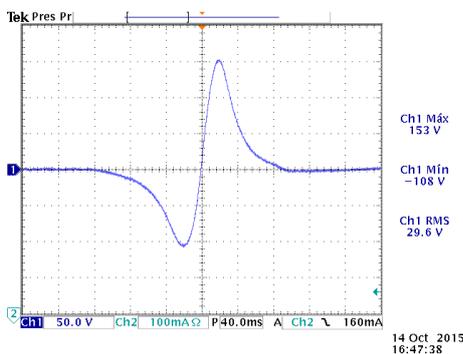


Figura 3.9 (c). Transductor final usado en el array, imán=30mm, en vacío

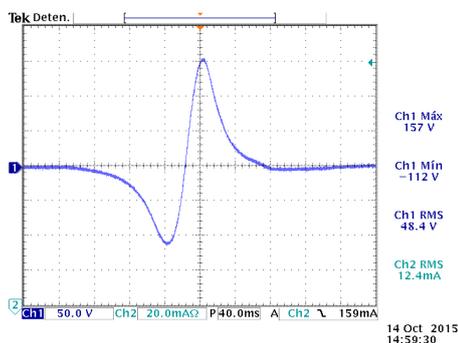


Figura 3.9 (d) Transductor final del array, imán 60mm, imán 60 mm. Devanados en serie.

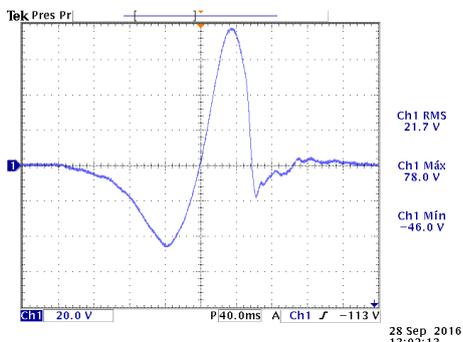


Figura 3.9 (e). Captador final de la figura 1 combinando serie/paralelo 3 transductores figura 7e), en vacío

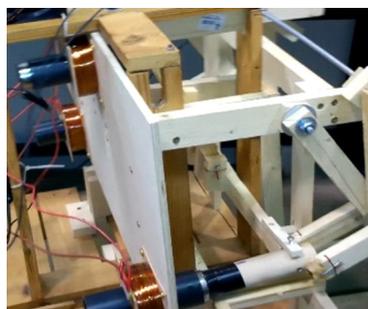


Figura 3.9 (f). Foto del array de transductores

Figura 3.9. Pulsos de tensión generados con las diferentes bobinas construidas

### 3.1.3 Descripción del array de transductores

El array de transductores de la figura 3.9 (f), cuyo pulso en vacío se observa en la figura 3.9 (e), se ha realizado combinando 3 bobinas, según el circuito de la figura 3.10. El objetivo es reducir la impedancia de salida del dispositivo y aumentar el rendimiento energético. Cada bobina tiene 7000 espiras, organizadas en tres devanados de 1000 espiras y dos de 2000 espiras, según la figura 3.10, y la Tabla 3.2. Téngase en cuenta que la resistencia y la inductancia de cada devanado parcial (con el mismo número de vueltas)

es menor en los devanados internos que en los externos. Finalmente, cada bobina usa imanes de 60 mm. El conjunto generador global formado por las 3 bobinas tiene los siguientes parámetros:

Resistencia equivalente,  $R_{in} = 26 \Omega$   
 Inductancia equivalente,  $L_{in} = 52,85 \text{ mH}$

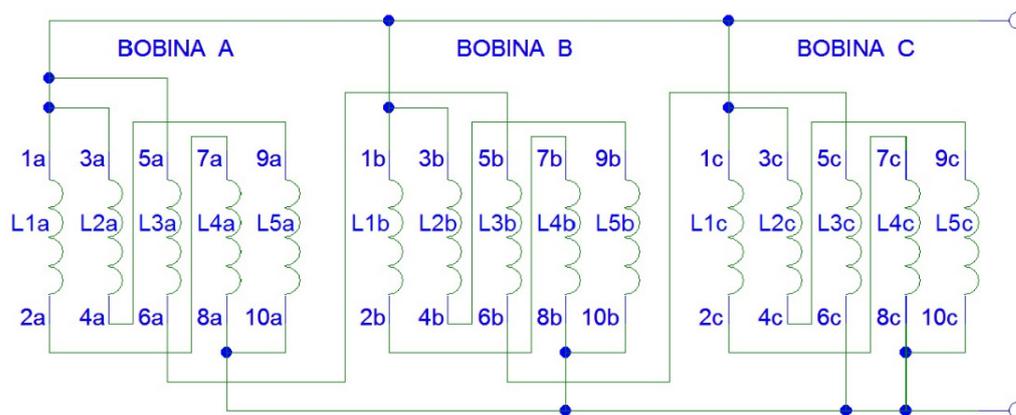


Figura 3.10. Conexión del array de 3 Transductores de la figura 3.9 (f)

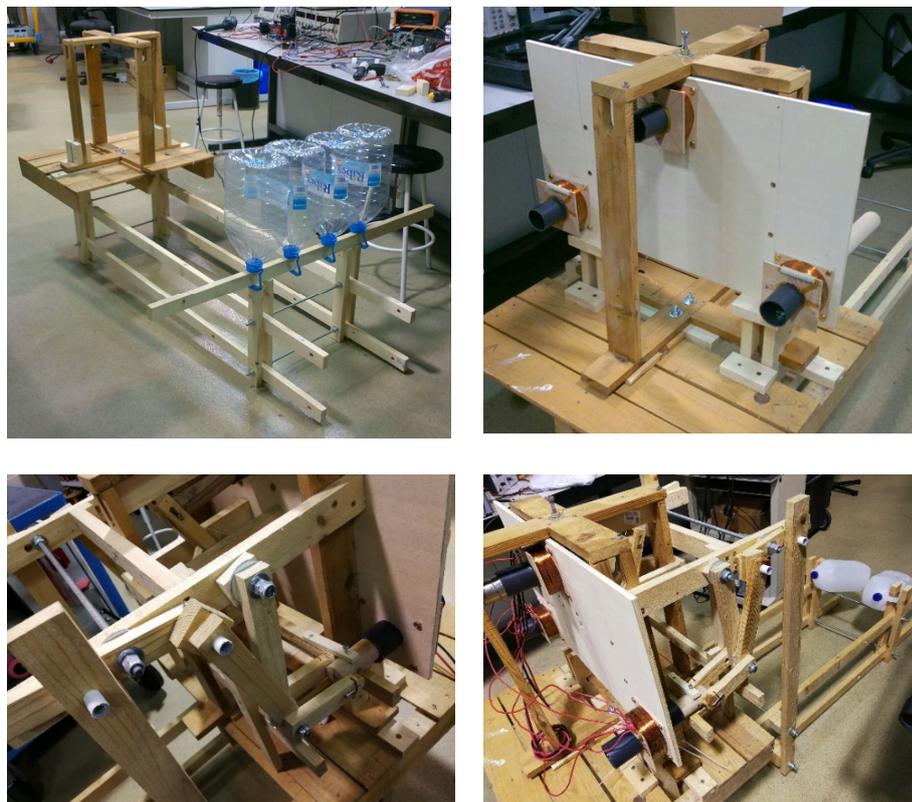
BOBINA A, B, C	BOBINA A, B, C	BOBINA A, B, C			
$\varnothing$ hilo = 0.3 mm Diámetro interior: 45 mm Longitud Bobina: 30 mm	Inductor	terminales	Número de espiras	Resistencia ( $\Omega$ )	Inductancia (mH)
Devanado 1	L1a, L1b, L1c	1a-2a, 1b-2b, 1c-2c	1000	43,5 $\Omega$	50,00
Devanado 2	L2a, L2b, L2c	3a-4a, 3b-4b, 3c-4c	2000	104,3 $\Omega$	250,00
Devanado 3	L3a, L3b, L3c	5a-6a, 5b-6b, 5c-6c	1000	61,1 $\Omega$	85,00
Devanado 4	L4a, L4b, L4c	7a-8a, 7b-8b, 7c-8c	2000	138,8 $\Omega$	387,00
Devanado 5	L5a, L5b, L5c	9a-10a, 9b-10b, 9c-10c	1000	78 $\Omega$	119,00

	Asociaciones	Resistencia (Ohmios)	Inductancia (mH)
<b>BOBINA A</b>	$(L1a+L4a)/(L2a+L5a)$	91,15	200,0657568
<b>BOBINA B</b>	$(L1b+L4b)/(L2b+L5b)$	91,15	200,0657568
<b>BOBINA C</b>	$(L1c+L4c)/(L2c+L5c)$	91,15	200,0657568
<b>Bobina A//Bobina B//Bobina C//<math>(L3a+L3b+L3c)</math></b>		26,0631698 $\Omega$	52,86351487 mH

Tabla 3.2. Parámetros de las bobinas del array final

## 3.2 Diseño mecánico del prototipo

En la figura 3.11 se muestran algunas de las fases de fabricación del dispositivo de cosecha articulado construido artesanalmente en madera según el esquema, desarrollado en el laboratorio.



*Figura 3.11. Detalles de algunas fases de la construcción del generador recolector*

La mayoría de los sistemas de recolección que convierten la energía de las olas en un desplazamiento longitudinal para impulsar un generador lineal basado en una bobina-imán, utilizan el movimiento hacia arriba y hacia abajo de la ola en un punto fijo [33]. Sin embargo, el sistema presentado en las figuras 3.1 y 3.2, utiliza el movimiento diferencial entre dos puntos de la superficie del agua. Por medio de palancas, el movimiento diferencial causado por una ola marina que se propaga sobre la superficie del mar, se convierte en un desplazamiento horizontal sincronizado de cada imán a través de la bobina correspondiente, lo que induce un pulso de tensión de aspecto similar al que apareció en la figura 2.6, de acuerdo con la ley de Faraday. Como se ve en las Figuras 3.1 (a) y 3.2, el transductor mB se mueve en contrafase en comparación con mA y mC, que se mueven en fase. Esto se puede compensar eléctricamente modificando las conexiones de las bobinas, o colocando dos imanes orientados a un polo magnético dado, y el imán restante, al opuesto.



## 4 Procesado de la energía del dispositivo articulado

### 4.1 Procesador con adaptación de impedancias

Como se comentó anteriormente, el objetivo principal del trabajo que aquí se presenta, es cargar la batería de un sistema autónomo, tomando tanta energía como sea posible del generador recolector. Si la batería se conecta directamente al generador, utilizando solo un rectificador de puente, la energía transferida no podrá ser la máxima, en parte debido a la falta de adaptación de impedancia entre la batería y el generador, y además, porque solo se podría aprovechar el intervalo del pulso generado en que la tensión sea superior al de la batería. La figura 4.1 muestra la solución propuesta, un circuito de adaptación entre el generador y la batería.

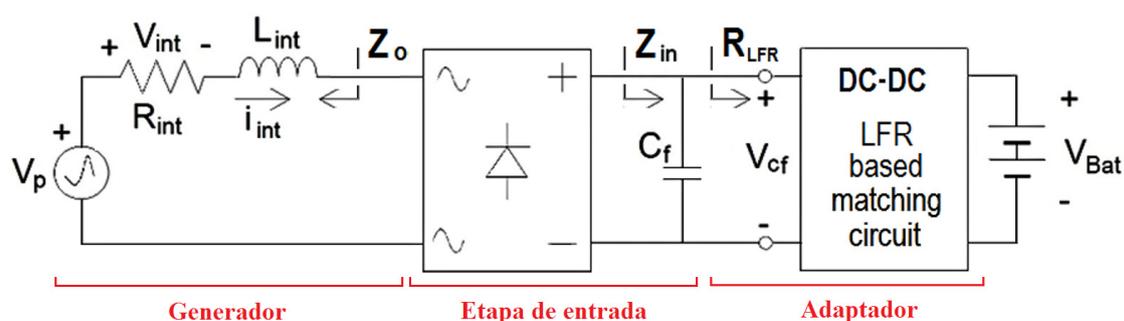


Figura 4.1 Idea de adaptación propuesta usando el circuito equivalente del generador

La adaptación de impedancia es la única solución para maximizar la energía transferida en cualquier condición de trabajo. Sin embargo, incluso en este caso, solo el 50% de la energía producida por el transductor se transferirá a la carga. De hecho, si la impedancia conjugada de entrada del adaptador de corriente fuera igual a la impedancia del generador (4.1), se produciría una adaptación perfecta, es decir  $Z_o = Z_{in}^*$ .

$$Z_o = R_{\text{int}} + j\omega L_{\text{int}} = 26 + j0.33 = 26.001_{0.66^\circ} \Omega$$

$$Z_{\text{in}}^* = \left( R_{\text{LFR}} \parallel \frac{-j}{\omega C_f} \right)^* = \frac{jR_{\text{LFR}}/\omega C_f}{R_{\text{LFR}} + j/\omega C_f} = 25.96 + j0.045 = 25.96_{0.1^\circ} \Omega \quad (4.1)$$

donde,  $Z_o = Z_{\text{in}}^* \Leftrightarrow R_{\text{int}} \approx R_{\text{LFR}}$

## 4.2 Adaptación de impedancia con un Resistor libre de pérdidas (LFR)

Por su simplicidad, se propone un convertidor CC-CC funcionando como resistor libre de pérdidas (LFR) [34] como circuito de adaptación de impedancia. El resistor sin pérdidas es un circuito de dos puertos con una impedancia de entrada resistiva  $R_{\text{LFR}}$  que se puede ajustar. El puerto de salida, con una característica de fuente de potencia ver figura 4.2, entrega a la carga, en este caso la batería del sistema, toda la potencia absorbida por la resistencia de entrada LFR.

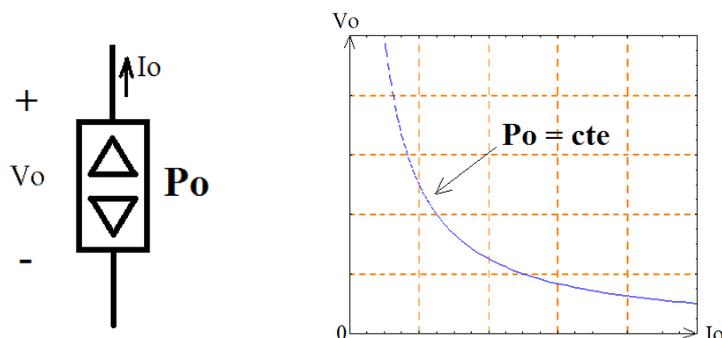


Figura 4.2 Fuente de potencia

La expresión (4.1) muestra la impedancia de salida del generador  $Z_o$ , y  $Z_{\text{in}}^*$ , que es el conjugado de la impedancia de entrada del circuito correspondiente. Los valores numéricos para  $Z_o$  y  $Z^*$  que aparecen en (4.1) han sido calculados para  $C_f = 10 \mu\text{F}$ , y considerando el peor caso que se muestra en la Tabla 4.1. Esto significa un tiempo transcurrido entre las olas de un segundo ( $\Delta T = 1 \text{ s}$ ), las olas normalmente se separan entre 10 y 30 segundos.

$[\Omega]$	$\infty$	30 s	10 s	3 s	1 s
<b>Re</b> [ $Z_o$ ]	26	26	26	26	26
<b>Re</b> [ $Z_{\text{in}}^*$ ]	$R_{\text{LFR}}$	$R_{\text{LFR}}$	$R_{\text{LFR}}$	$R_{\text{LFR}}$	$R_{\text{LFR}}$
<b>Im</b> [ $Z_o$ ]	0	$10^{-2}$	$3,3 \cdot 10^{-2}$	$10^{-1}$	0,33
<b>Im</b> [ $Z_{\text{in}}^*$ ]	0	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$4,5 \cdot 10^{-4}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$

Tabla 4.1. Partes reales e imaginarias de  $Z_o$  y  $Z^*$  para  $C_f = 10 \mu\text{F}$ , y diferentes intervalos de tiempos  $\Delta T$  entre olas

Para el circuito de la figura 4.1, el voltaje instantáneo en el condensador  $v_{cf}(t)$  se indica en la expresión (4.2). A continuación, despreciando la caída de tensión del puente rectificador  $2V_d$ , en situación de adaptación de impedancias, es decir cuando  $Z_o = Z_{in}^*$ , y por tanto  $R_{LFR} = 26 \Omega$ , el voltaje del condensador  $v_{cf}(t)$  debe ser la mitad del valor absoluto del pulso de entrada (4.3).

$$v_{cf}(t) \approx |v_p(t) - R_{int} I_{int}(t) - 2V_d| \quad (4.2)$$

$$v_{cf}(t) \approx |v_{int}(t)| = \frac{|v_p(t)|}{2} \quad (4.3)$$

La adaptación de impedancias resulta más fácil si el convertidor usado como adaptador se comporta como un LFR, pero el convertidor apropiado para implementar el LFR depende de sus rangos de voltaje de entrada y salida.

De acuerdo con las forma de onda del pulso de las figura 3.9 (d) y figura 3.9 (e), la tensión en el condensador  $v_{cf}(t)$  experimenta una gran variación durante la evolución de la tensión del pulso  $v_p$ . Durante 250 ms, el voltaje del generador en vacío varía de  $-100 \text{ V} < v_p(t) < 160 \text{ V}$ . Una vez rectificado, si se produce adaptación de impedancia, la tensión en el condensador cambia de  $0 < v_{cf}(t) < V_{max} = 80 \text{ V}$ . Por lo tanto, usando una batería común de 12 V, el voltaje de entrada del circuito correspondiente  $v_{cf}(t)$  puede ser mayor ( $v_{cf}(t) > V_{bat}$ ) o menor ( $v_{cf}(t) < V_{bat}$ ) que la tensión de la batería. En consecuencia, cualquier convertidor propuesto DC/DC como circuito adaptador de impedancia, debe exhibir una característica de reducción y elevación (Buck o Boost) de tensión.

### 4.3 Etapa de entrada: Rectificador y condensador de filtro

Para reducir las pérdidas se escoge un puente rectificador realizado con diodos Schottky. Tras la etapa rectificadora se procede a diseñar el condensador de filtro  $C_f$ . Dicho diseño implica tener en cuenta que:

- a) El efecto de filtro de paso bajo debe ser pequeño porque su voltaje  $v_{cf}(t)$  debe seguir adecuadamente los pulsos del generador  $v_p(t)$ .
- b) El condensador debe desacoplar la impedancia inductiva del generador  $L_{int}$  y  $L$  (inductancia del convertidor).
- c) El condensador debe filtrar el ruido de conmutación de alta frecuencia.

Para seleccionar dicho condensador, se procede a simular los circuitos de las figuras 4.3 (a-f). En el que se ha puesto una carga adaptada, puesto que solo así se consigue la máxima transferencia de potencia. Como se puede apreciar en la figura 4.4, cuanto mayor sea el condensador  $C_f$ , menor es la energía entregada a la carga en el mismo tiempo. Las señales simuladas son la energía que sale del rectificador y la energía entregada a la carga para cada una de las distintas configuraciones tabla 4.1.

(1) RESISTENCIA SOLA

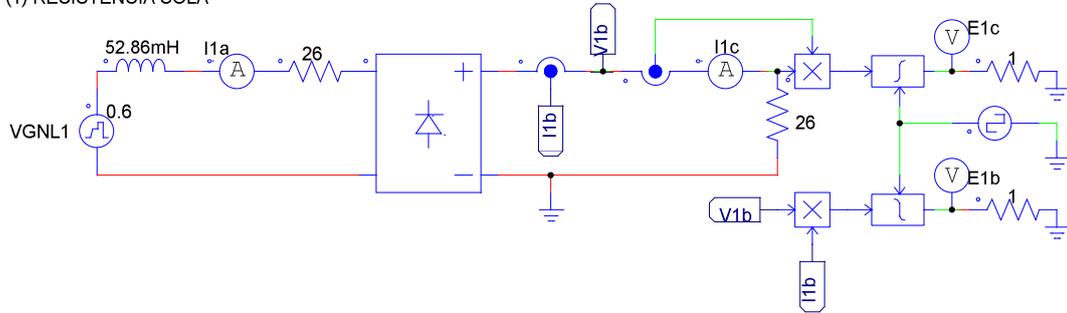


Figura 4.3 (a). Circuito (1) Resistencia sola. Energía E1c

(4) BATERIA DE 12 V SOLA

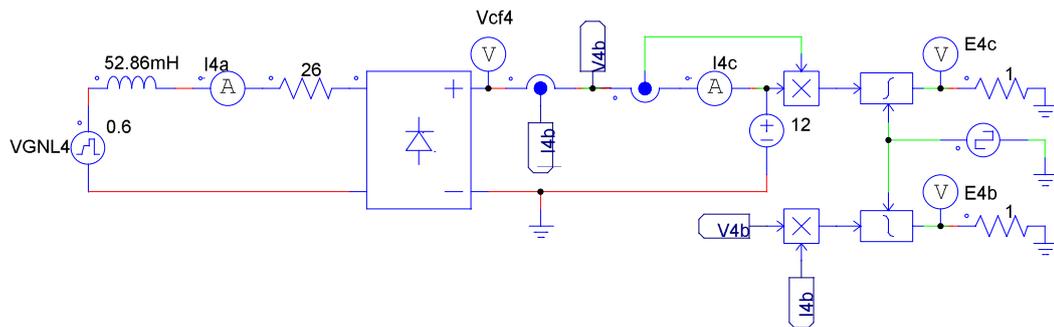


Figura 4.3 (b). Circuito (4) con Bateria sola. Energía E4c

(22) RESISTENCIA CON CONDENSADOR 1uF

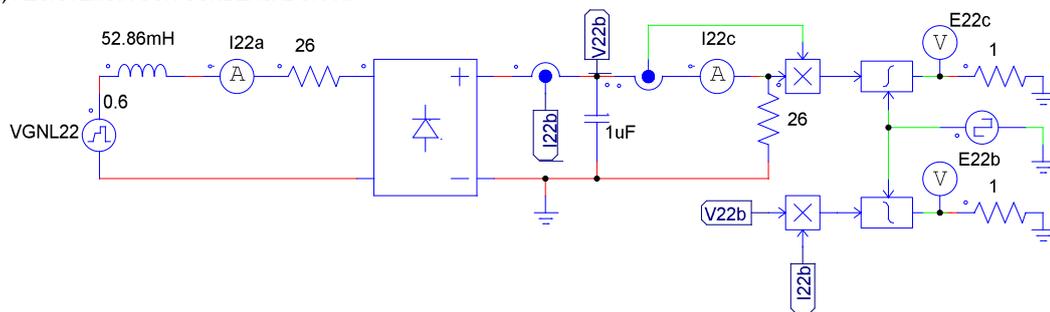


Figura 4.3 (c). Circuito (22) Resistencia con condensador de 1uF. Energía E22c

(33) RESISTENCIA CON CONDENSADOR 10uF

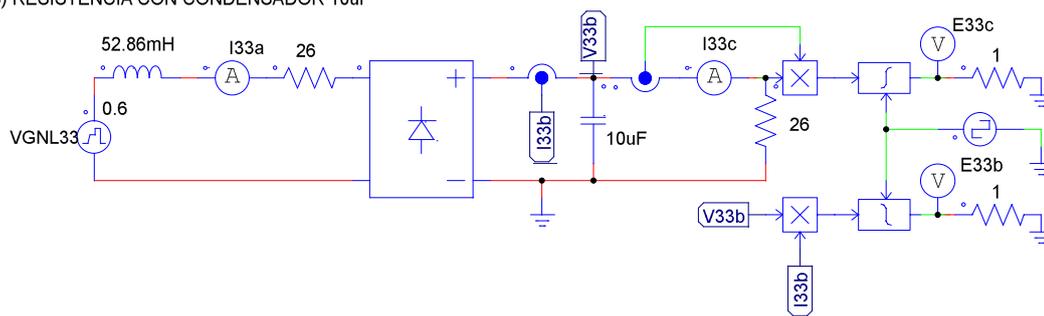


Figura 4.3 (d). Circuito (33) Resistencia con condensador de 10 uF. Energía E33c

(2) RESISTENCIA CON CONDENSADOR 1mF

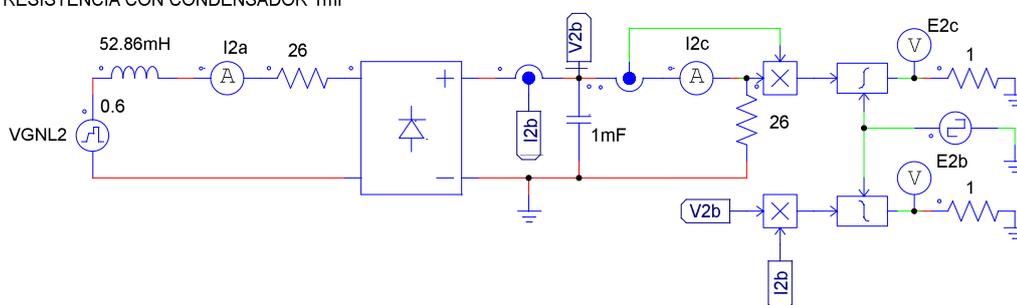


Figura 4.3 (e). Circuito (2) Resistencia con condensador 1 mF. Energía E2c

(3) RESISTENCIA CON CONDENSADOR 10mF

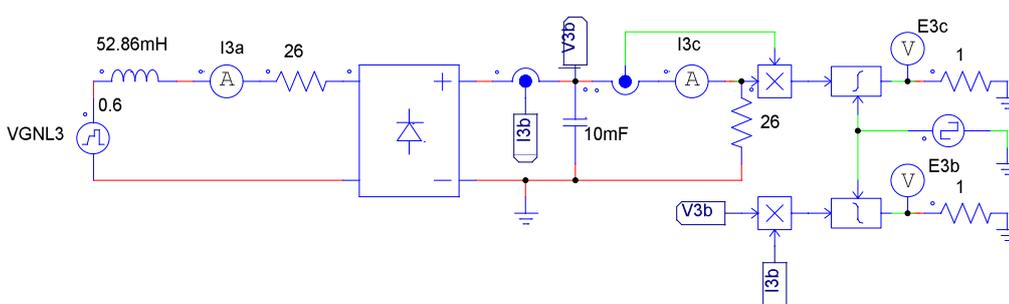


Figura 4.3 (f). Circuito (3) Resistencia con condensador 10 mF. Energía E3c

Figura 4.3. Circuito simulador de Energía absorbida por una carga con varias configuraciones

Energía	Configuración
E1c	Figura 4.3 (a). Circuito (1). Sin condensador, resistencia sola
E4c	Figura 4.3 (b). Circuito (4). Sin condensador, con batería sola
E22c	Figura 4.3 (c). Circuito (22). Con condensador de 1uF y resistencia
E33c	Figura 4.3 (d). Circuito (33). Con condensador de 10 uF y resistencia
E2c	Figura 4.3 (e). Circuito (2). Con condensador de 1 mF y resistencia
E3c	Figura 4.3 (f). Circuito (3). Con condensador de 10 mF y resistencia

Tabla 4.2. Señales representadas de energía en cada configuración

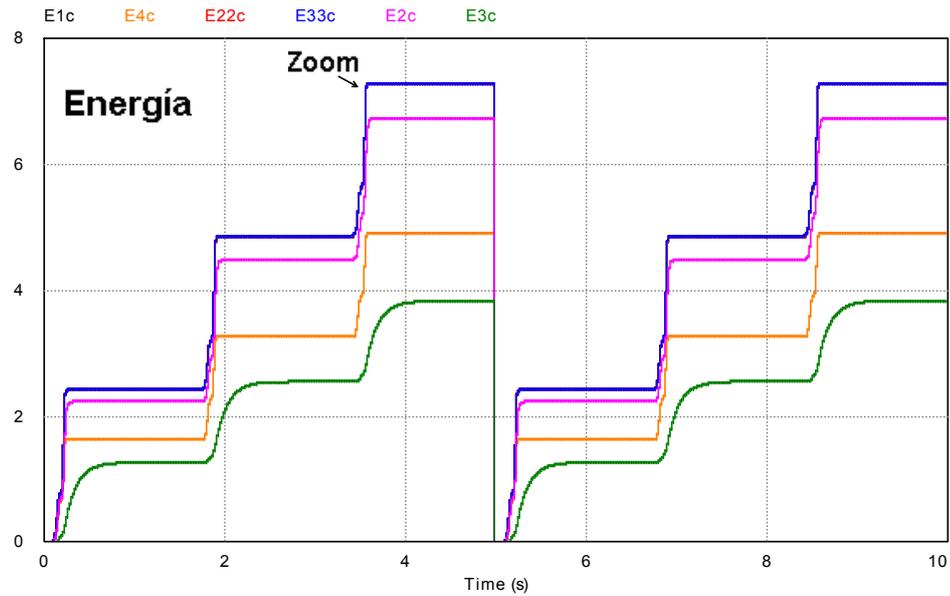


Figura 4.4 (a). Energía absorbida por la carga para varias configuraciones de los circuitos de las figuras 4.1

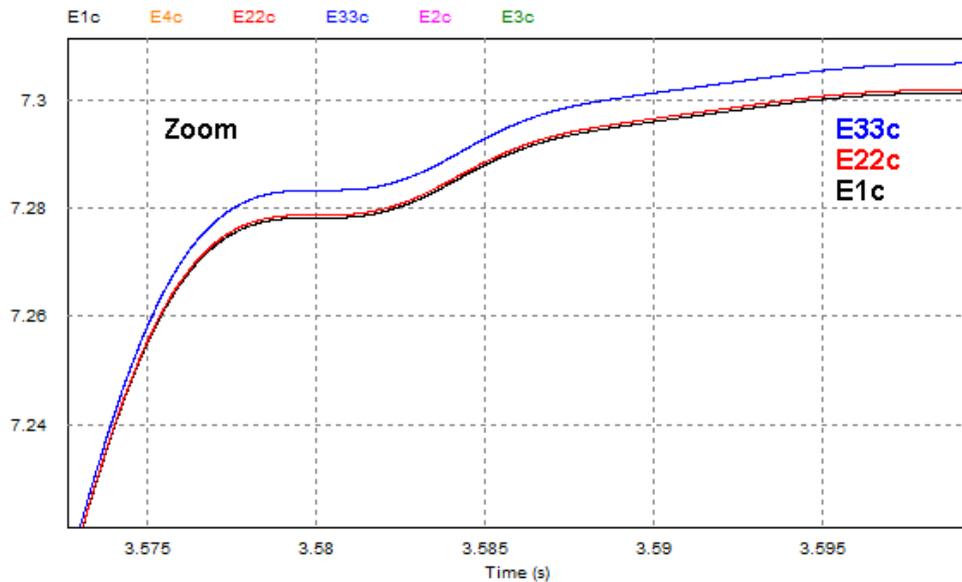


Figura 4.4 (b). Detalle del zoom de la figura 4.3 (a)

Figura 4.4. Energía entregada a la carga en los circuitos de las figuras 4.2

Aunque el condensador puede suavizar la transmisión de energía entre fuente y carga, si la capacidad es muy elevada, los picos de corriente son tan altos que generan pérdidas en los diodos que junto con las resistencias parasitas se provoca que al final se entregue algo menos de energía a la carga. Así pues, observada la curva de la figura 4.4 (b), el valor seleccionado para el condensador es  $C_f = 10 \mu\text{F}$ , ya que es el que maximiza la energía entregada a la carga en el mínimo tiempo, incluso algo mayor que sin condensador.

## 4.4 Convertidores propuestos como LFR

### 4.4.1 Convertidor buck-boost operando en DCM

El convertidor Buck-Boost es un convertidor de los denominados indirectos, porque la transferencia de energía entre el generador de entrada y la carga se realiza por medio de un elemento inductivo que se carga previamente.

#### Análisis en régimen permanente del convertidor Buck-Boost en conducción discontinua (DCM)

Este convertidor permite obtener tensiones de salida mayores y menores que la tensión de entrada. En la figura 4.5 (a) se muestra el esquema de este convertidor.

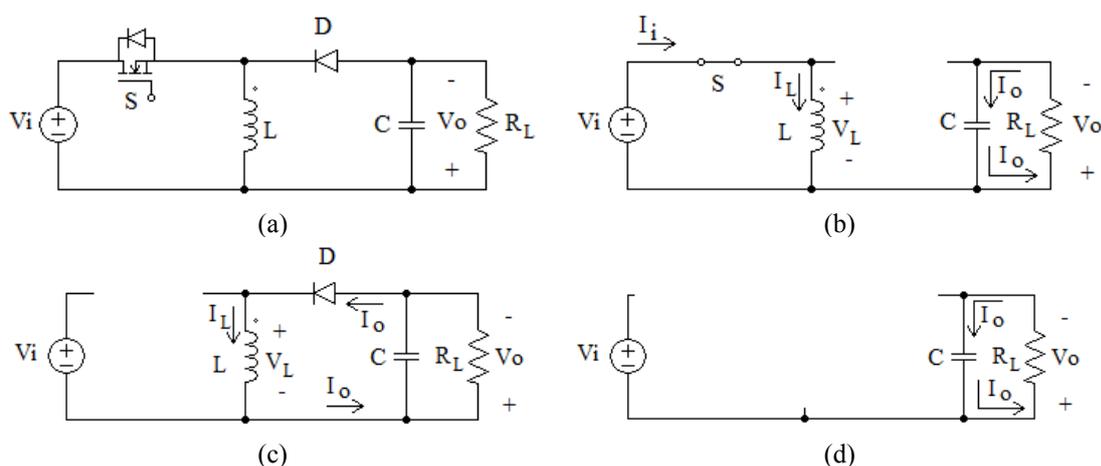


Figura 4.5. (a) Esquema del circuito convertidor Buck-Boost (b) Topología ON. (c) Topología OFF. (d) Topología Zero (DCM), no hay energía en la bobina.

Cuando el conmutador está en ON, la tensión de entrada queda directamente en paralelo con los terminales de la inductancia  $L$ , el diodo  $D$  queda polarizado en inversa con una tensión  $(V_o - V_i)$ . Durante este intervalo de tiempo ( $t_c$ ) la corriente a la carga  $I_o$  la suministra el condensador  $C$ . La corriente en la inductancia  $i_L(t)$  suponiendo que inicialmente es cero (DCM), será la mostrada en (4.4) y representada en la figura 4.6.

$$0 < t < T_{on} \quad ; \quad i_L(t) = \frac{V_i}{L} t \quad (4.4)$$

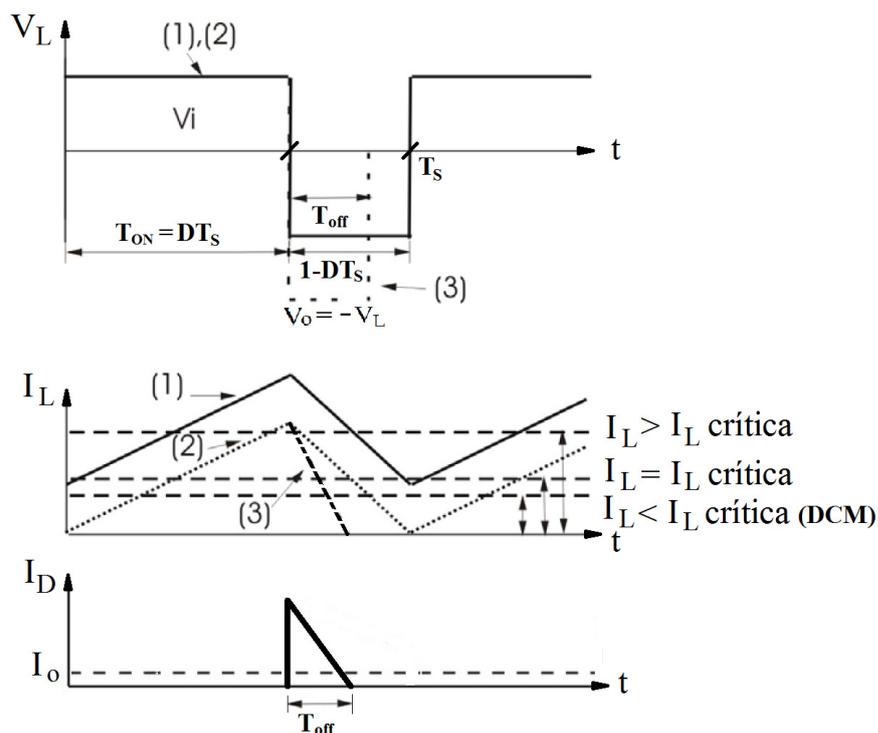


Figura 4.6. Formas de onda de \$V\_L\$ e \$I\_L\$ en la inductancia y corriente por el diodo \$I\_D\$

La corriente crece linealmente, y cuando finaliza el intervalo \$t\_c = DT\_s\$, la corriente alcanza un valor igual a (4.5), siendo \$D\$ el ciclo de trabajo, definido como el cociente entre \$t\_c\$ y el tiempo total \$T\$ del periodo de conmutación (4.6).

$$\Delta I_L = \frac{V_i}{L} DT_s \quad (4.5)$$

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} \quad (4.6)$$

Al pasar el conmutador al modo OFF, Figura 4.5 (c), la inductancia induce una tensión \$V\_L\$ cuyo signo intenta mantener la corriente que por ella circula, el diodo se polariza en directa conectando la inductancia con la carga \$R\_L\$ en paralelo, y por lo tanto la tensión en la salida \$V\_o\$ queda invertida con respecto a la tensión de entrada \$V\_i\$, y \$V\_o\$ es igual a la tensión inducida por la inductancia \$-V\_L\$.

El límite entre la conducción continua (CCM) y la conducción discontinua (DCM) se produce cuando la corriente media por la inductancia es la mitad de la variación total sobre la corriente de la inductancia (4.7).

$$I_{L \text{ crítica}} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (4.7)$$

El valor de la corriente crítica sobre la corriente de carga y sobre la inductancia en función de \$V\_i\$ se muestra en (4.8).

$$I_{L_{crítica}} = \frac{V_i T_s D}{2L} \quad (4.8)$$

Que en función de la corriente de carga, resulta (4.9)

$$I_o = I_i \frac{(1-D)}{D} \quad (4.9)$$

Teniendo en cuenta (4.10), se obtiene (4.11)

$$I_L = \frac{I_i}{D} \quad (4.10)$$

$$I_{o_{crítica}} = I_{L_{crítica}} (1-D) \quad (4.11)$$

Se puede expresar el valor de corriente crítica sobre la inductancia en función de  $V_o$  considerando un control de lazo cerrado sobre  $V_o$  (4.12)

$$I_{L_{crítica}} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D) \quad (4.12)$$

Considerando (4.13), se encuentra la corriente de carga crítica (4.15) con las expresiones (4.12) y la relación de conversión de corriente en CCM (4.14)

$$I_o = I_L - I_i \quad (4.13)$$

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1-D}{D} \quad (4.14)$$

$$I_{o_{crítica}} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (4.15)$$

En el caso de conducción discontinua (DCM), la relación de conversión de tensiones entre la salida y entrada (4.16) se obtiene a partir de igualar a cero la tensión media sobre la inductancia. Figura 4.7.

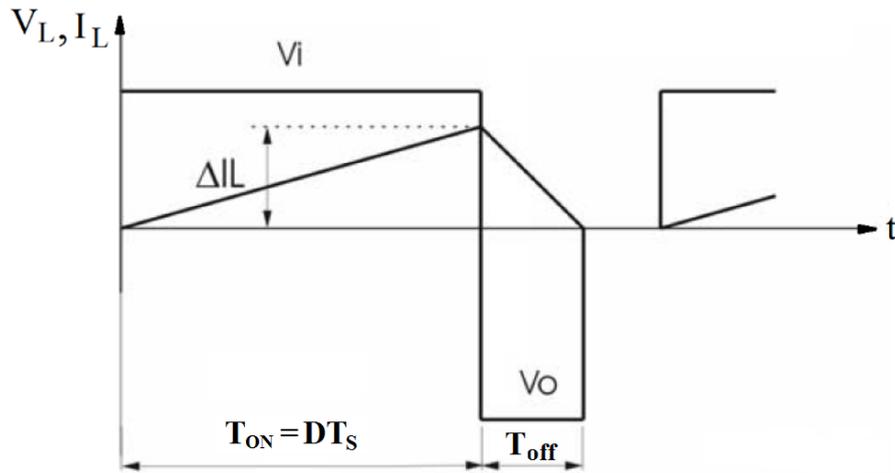


Figura 4.7. Forma de tensión y corriente sobre la inductancia en DCM

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{\Delta I} \quad (4.16)$$

La corriente media por la inductancia  $I_L$  (4.17) se calcula a partir del área encerrada bajo la forma de onda de la corriente que se muestra en la figura 4.7.

$$I_L = \frac{V_i}{2L} D(DT_S + T_{off}) \quad (4.17)$$

Si se considera que el convertidor no tiene pérdidas de potencia, se tiene que la potencia de salida será igual a la potencia de entrada, y se obtiene la relación entre las corrientes de entrada y salida (4.18).

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{T_{off}}{D} \quad (4.18)$$

El valor de  $\Delta I$  (4.19) se deduce a partir de la corriente de carga crítica (4.13) y (4.17)

$$T_{off} = I_o \frac{2L}{V_i DT_S} \quad (4.19)$$

Sustituyendo en (4.16), se obtiene la relación de conversión de tensiones entre la salida y entrada (4.20).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_i D^2 T_S}{2L I_o} \quad (4.20)$$

Se puede obtener  $I_o$  (4.21) de otra forma despejándolo de (4.20).

$$I_o = \frac{V_i^2 D^2 T_S}{2L V_o} = \left( \frac{V_i}{V_o} \right)^2 \frac{V_o D^2 T_S}{2L} \quad (4.21)$$

De (4.21), se puede obtener el valor de la potencia de entrada (4.22)

$$P_i = P_o = V_o I_o = \frac{V_i^2 D^2 T_s}{2L} = \frac{V_i^2}{R_{int}} \quad (4.22)$$

El buck-boost operado en Modo de Conducción Discontinuo (DCM) [28] podría ser el primer circuito que se podría proponer como circuito de adaptación de impedancia para procesar la energía recolectada, ya que este convertidor es sencillo y tiene un comportamiento LFR natural. En caso de escoger esa solución (buck-boost en DCM) como adaptador, a partir de la expresión (4.22), se puede calcular la expresión de la impedancia de entrada del convertidor  $R_{LFR}$  (4.23) considerando que en nuestra aplicación  $V_i = V_{cf}$  y  $R_{int} = R_{LFR}$ .

$$P_{in} = \frac{v_{cf}^2 D^2 T_s}{2L} = \frac{v_{cf}^2}{R_{LFR}} \Rightarrow R_{LFR} = \frac{2L}{D^2(t) T_s(t)} \approx R_{int} = 26 \Omega \quad (4.23)$$

donde  $D$  es el ciclo de trabajo del convertidor y  $T_s$  es el período de conmutación.

Existen pues, dos grados de libertad ( $D$  y  $T_s$ ) para forzar la impedancia de entrada  $R_{LFR} = 26 \Omega$ . Sin embargo como  $v_{cf}(t)$  varía continuamente, el ciclo de trabajo (4.24) debe ajustarse continuamente para garantizar la conducción discontinua (4.24). Asimismo para que la  $R_{LFR} = cte$ , de acuerdo con (4.23), el producto  $D^2(t) \cdot T_s = cte$ , y eso conlleva ajustar  $T_s$  cada vez que  $D$  cambie.

$$\left. \begin{array}{l} DCM \\ < v_L > = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow D(t) < \frac{V_{bat}}{V_{bat} + v_{cf}(t)} \quad (4.24)$$

Se puede concluir fácilmente que diseñar un circuito analógico de control de bajo consumo capaz de ajustar continuamente los valores del ciclo de trabajo  $D(t)$  y  $T_s(t)$  para cumplir simultáneamente la ecuación no lineal (4.23) y la desigualdad (4.24) no es sencillo. Además, el convertidor buck-boost tiene invertida la tensión de salida, así pues se descarta esta opción y se buscan otras soluciones.

#### 4.4.2 Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB)

El montaje práctico que se desarrollará es una configuración híbrida Buck/Boost, cuyo esquema se muestra en la figura 4.8 y cuyo funcionamiento se describirá en el apartado 6. Mientras la tensión generada por el generador recolector, una vez rectificada  $v_{cf}(t)$ , sea inferior a la tensión de la batería  $V_{bat}$ , este circuito funcionará en su configuración Boost, mientras que para tensiones generadas y rectificadas superiores a la de la batería, lo hará en configuración Buck.

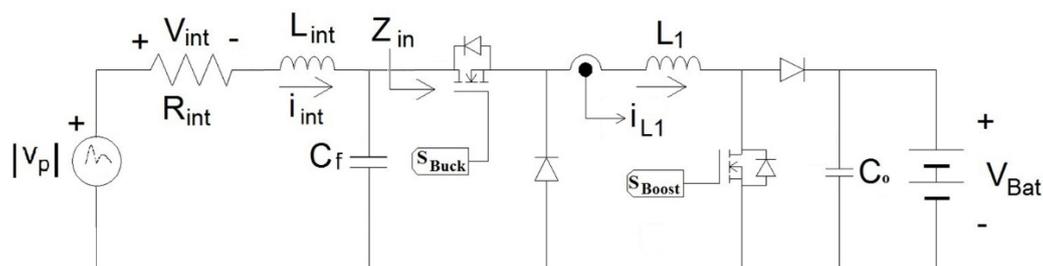


Figura 4.8. Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB) con filtro de entrada  $L_{int}$ - $C_f$

Para imponer el comportamiento de LFR en ambos modos de funcionamiento (Boost o Buck) y asegurar la adaptación de impedancia, se deben diseñar dos leyes de control en modo deslizante diferentes, una para cada modo de funcionamiento. Estas superficies de control se analizarán en el apartado 6.2 y 7.2, respectivamente.

La selección entre ambos modos de funcionamiento, se realiza electrónicamente comparando la tensión de salida  $V_{bat}$  con la tensión en la entrada  $v_{cf}$ , pero hay una pequeña zona muerta alrededor de  $V_{bat}$  donde el convertidor no funciona y no conmuta, por tanto se reducen las pérdidas de conmutación. Esta es una ventaja en comparación con los convertidores elevadores/reductores clásicos como el buck-boost, Cuk o SEPIC que siempre conmutan independientemente del valor de  $v_{cf}(t)$  y  $V_{bat}$ . Como desventaja, en la zona muerta, no hay control y se pierde la adaptación de impedancia.

#### 4.4.3 Convertidor SEPIC

El otro montaje práctico que se desarrollará es una configuración SEPIC, cuyo esquema se muestra en la figura 4.9 y funcionamiento se describirá posteriormente.

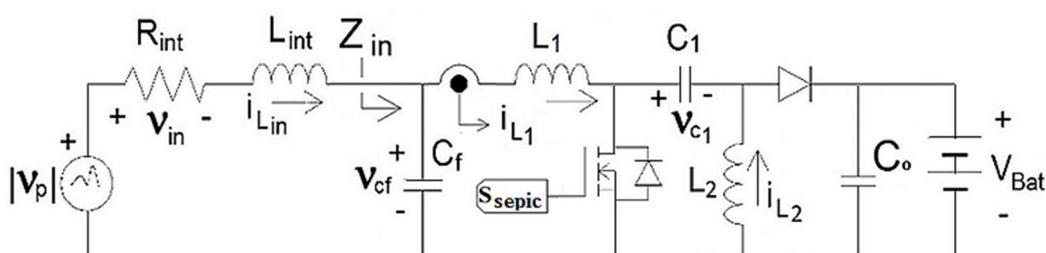


Figura 4.9. Convertidor SEPIC con filtro de entrada  $L_{int}$ - $C_f$

Como sucede con el convertidor HBB en el modo boost, la corriente de entrada tiene una forma de onda triangular, mientras que la corriente de salida es pulsante (conmutada). En este caso, como no hay zona muerta alrededor de  $V_{bat}$ , la adaptación de impedancia se produce para cualquier valor  $v_{cf}(t)$ . Además, como ventaja adicional, solo se requiere una ley de control de modo deslizante para imponer el comportamiento LFR para todo el rango de voltaje  $v_{cf}(t)$ .

## 5 Herramientas y métodos utilizados

### 5.1 Pérdidas de conmutación del MOSFET

#### Capacidades que intervienen en la conmutación

Las pérdidas de potencia por conmutación  $P_{sw}$  durante los periodos de cerrado (ON) y apertura (OFF), se determinan con datos facilitados por el fabricante figura 5.1. La carga y descarga de las capacidades parásitas tiene un efecto muy importante en la conmutación del dispositivo, limitando la frecuencia de conmutación (figura 5.2 a). Existe un diodo parásito entre drenador y fuente que puede conducir cuando el MOSFET está en estado de bloqueo (figura 5.2 b). Su conducción no es aconsejable porque es un diodo lento y aumenta considerablemente las pérdidas.

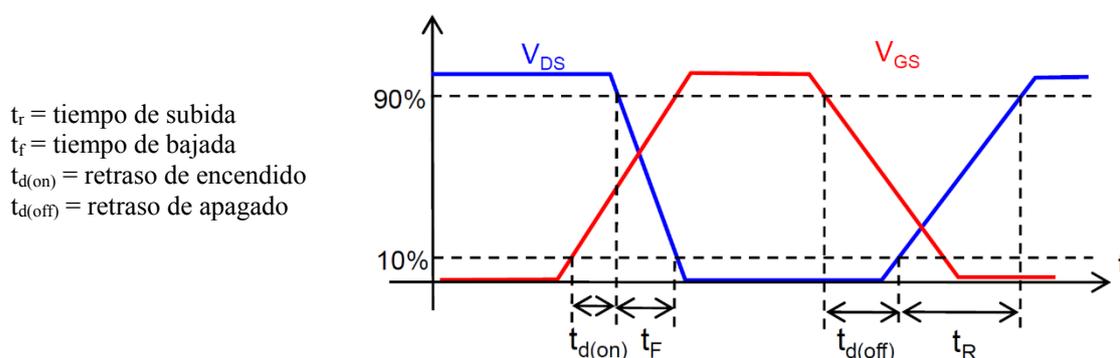


Figura 5.1. Transición de las tensiones en la conmutación de un MOSFET

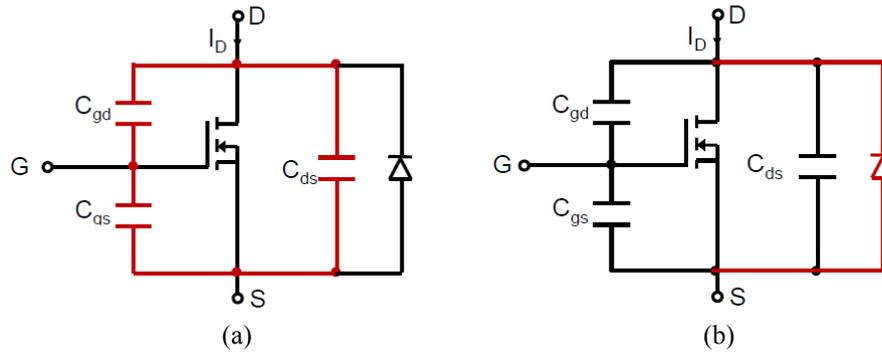


Figura 5.2. Capacidades y diodo parásitos del MOSFET

### Perdidas de conmutación con carga inductiva

En la figura 5.3 se puede ver la gráfica de la  $i_{DS}(t)$ ,  $V_{DS}(t)$  y  $p(t)$  para carga inductiva.

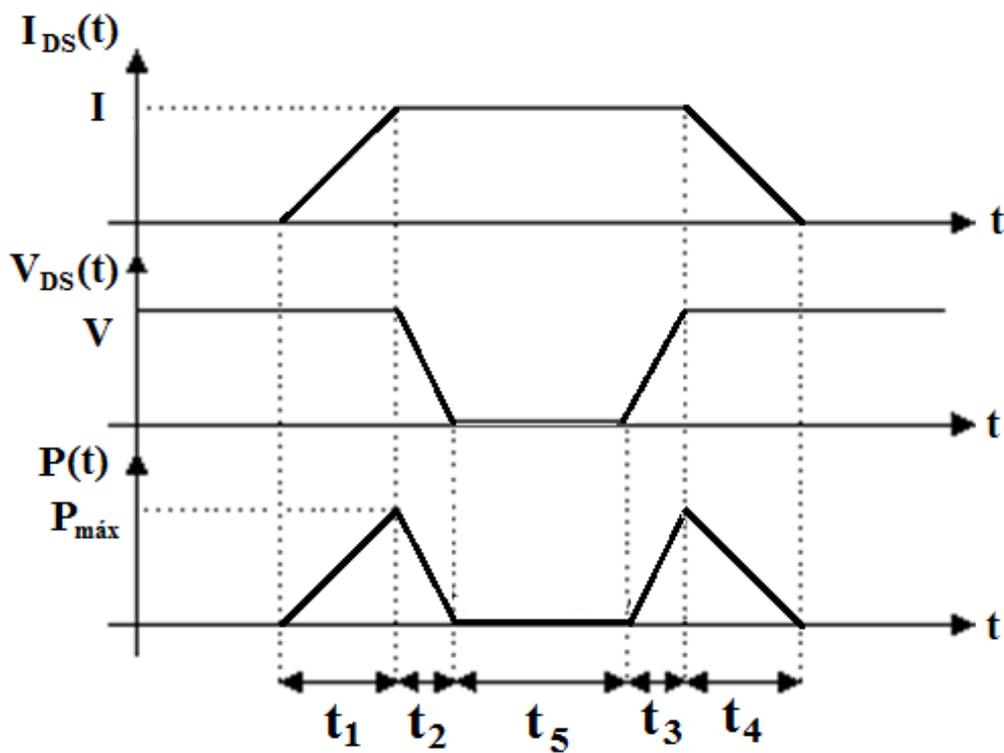


Figura 5.3. Pérdidas en la conmutación de un MOSFET con carga inductiva (hardswitching)

La potencia perdida durante  $t_{on}$  viene dada por la ecuación (5.1):

$$P_{t_{off/on}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_1 + t_2) \quad (5.1)$$

Durante el tiempo de conducción  $t_5$  la energía perdida es despreciable, puesto que  $V_{DS}$  es de un valor ínfimo durante este tramo.

Durante el  $t_{off}$ , la potencia de pérdidas en el transistor vendrá dada por la ecuación (5.2):

$$P_{t_{on/off}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_3 + t_4) \quad (5.2)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto (5.3):

$$P_{TOT(AVG)} = P_{t_{off/on}} + P_{t_{on/off}} = \quad (5.3)$$

La potencia de pérdidas en conducción viene como (5.4):

$$P_{COND} = V_{on} \cdot I_{on} \cdot t_5 \quad (5.4)$$

## 5.2 Hipótesis análisis estático de convertidores

El análisis de funcionamiento de cada uno de los circuitos propuestos se realizará según las siguientes suposiciones:

- El análisis se realizará considerando que el convertidor se encuentra funcionando en régimen permanente o en estado estacionario.
- No existe rizado en la tensión de salida  $V_o$ .
- Los conmutadores y los elementos pasivos presentan un comportamiento ideal, es decir, se desprecian las pérdidas de potencia en los elementos pasivos al igual que se desprecia la caída de tensión y las pérdidas de potencia en conmutación de los conmutadores semiconductores

## 5.3 Concepto de linealización y pequeña señal

En este apartado se presentan las herramientas básicas para el estudio posterior de la dinámica de los convertidores Híbrido Buck-Boost (HBB) y SEPIC.

El análisis dinámico del cualquier convertidor, nos llevará a la obtención de las funciones de transferencia en pequeña señal. Nos dará información del lazo de control que permita obtener la máxima transferencia de potencia entre la salida del generador y la entrada al convertidor ante pequeñas variaciones de las variables tensión y corriente en cualquier nudo o malla del circuito. El correspondiente lazo de control, se encargará de

la estabilidad del sistema y mejorar el transitorio, modificando los tiempos de conducción y corte de los componentes que conmutan.

A continuación se describe el proceso general de modelado de un convertidor CC/CC, y se particulariza para obtener el sistema de ecuaciones que modelan los convertidores Híbrido Buck-Boost (HBB) y SEPIC.

En todos los métodos de modelado, el primer paso siempre será identificar los subcircuitos lineales que continuamente están variando en el tiempo. Existen dos casos:

- Modo de conducción continuo (CCM): dos subcircuitos.
- Modo de conducción discontinuo (DCM): tres subcircuitos.

Los convertidores presentados Híbrido Buck-Boost (HBB) y SEPIC, se modelarán solamente en modo de conducción continua (CCM), puesto que es en este modo en el que trabajarán.

Los pasos que se siguen para el modelado son:

- 1.- Obtención de las ecuaciones del proceso, figura 5.4 (a)
- 2.- Elección del punto de trabajo, figura 5.4 (b)
- 3.- Linealización respecto al “punto de trabajo”, figura 5.4 (c)

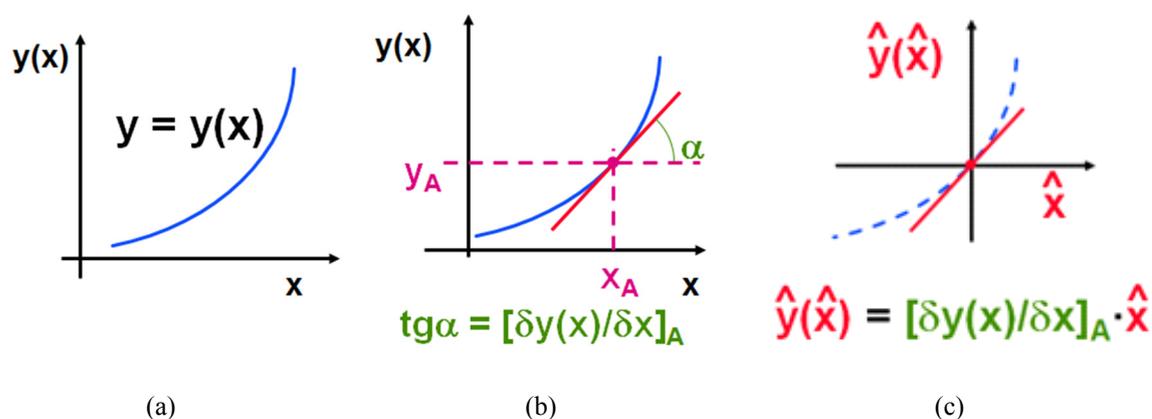


Figura 5.4. Pasos para el modelado de las funciones de transferencia

- 4.- Cálculo de transformadas de Laplace, y finalmente,
- 5.- Obtención de las funciones de transferencia

## 5.4 Introducción al control en modo deslizante

El principal motivo para emplear este método de control, radica en la sencillez de implementación, que redundará en una simplificación de la electrónica empleada en el control, para consumir la mínima energía posible. Además el control en modo deslizante reduce la dinámica del sistema un orden, y este tipo de control es robusto frente a perturbaciones y variaciones paramétricas.

En este apartado, las definiciones y conceptos se han extraído de la teoría de sistemas de estructura variable desarrollada en Rusia hace más de cuarenta años [35], [36], y que se empezó a emplear en convertidores conmutados hace algo más de treinta años [37], [38],[39],[40].

Los sistemas de control de estructuras variables son sistemas de control no lineales, en los que el sistema de control hace variar la estructura de tal forma que una variable presente siga una trayectoria definida en el espacio de estados.

Los sistemas de control en modo deslizante, son un tipo de control para sistemas de estructura variable, en los cuales, el estado de las dinámicas del sistema de estructura variable, es dirigido hacia una superficie en el espacio de estado, conocida como superficie de deslizamiento.

Cuando se satisfacen ciertas condiciones, la variable de estado se “desliza” sobre esa superficie, permaneciendo insensible a variaciones en los parámetros de la planta y a las perturbaciones externas, lo que constituye la característica fundamental para su aplicación en los sistemas de control [41].

### 5.4.1 Conceptos empleados de Control por deslizamiento (*Sliding*)

A continuación se indicarán los pasos que se siguen para implementar este modo de control. En [41], [42] y posteriormente en los apartados correspondientes al análisis dinámico de los convertidores propuestos, se muestra con más detalle cada uno de estos pasos:

- **Elección de la superficie de conmutación:** El objetivo, es elegir una función, tal que defina una superficie, conocida como superficie de deslizamiento, en el espacio de estados.
- **Alcanzabilidad de la superficie de desplazamiento:** Una de las propiedades más interesantes de los sistemas de estructura variable es la posible existencia de modos deslizantes en las superficies de discontinuidad de la estructura. Si la trayectoria del sistema alcanza las proximidades de una región (superficie de deslizamiento) en la que existe un modo deslizante, el movimiento ya no se alejará de la región excepto posiblemente en las fronteras de la región.

- Dinámica de deslizamiento ideal (condición de invarianza):** En la figura 5.5 se puede observar que la trayectoria en modo deslizante se puede hacer todo lo próxima que se quiera a  $S(x) = 0$ , escogiendo el valor umbral lo suficientemente pequeño ( $\Delta$ ). Se conoce como dinámica de deslizamiento ideal, cuando la dinámica del sistema en modo deslizante  $\Delta$  tiende a cero.

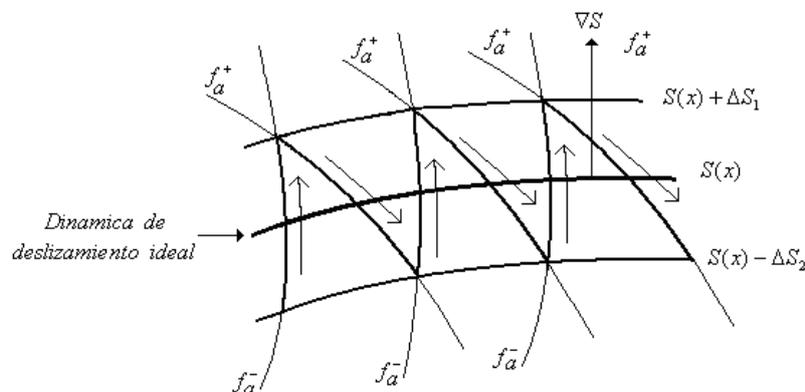


Figura 5.5. Trayectoria del sistema en las proximidades de una región deslizante

- Control Equivalente:** El control equivalente ( $U_{eq}$ ) es una ley de control que lleva al sistema a deslizarse sobre la superficie en forma ideal, y puede interpretarse como un valor continuo que representa un cierto valor promedio del control discontinuo, es decir, el control equivalente  $U_{eq}$  es el valor continuo que adapta  $u(t)$  para que la dinámica del sistema permanezca sobre la superficie de deslizamiento. Figura 5.6

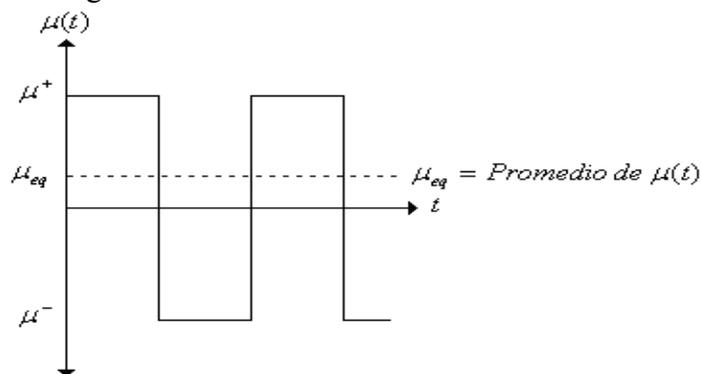


Figura 5.6. Control equivalente

El control equivalente resulta ser (5.5)

$$\mu_{eq} = - \frac{\langle \nabla S, f(x) \rangle}{\langle \nabla S, g(x) \rangle} \quad (5.5)$$

Cuando  $S(x,t)$  depende también del tiempo, la ley de control  $U_{eq}$  es (5.6):

$$\mu_{eq} = \frac{-\langle \nabla S, f(x) \rangle - \frac{\partial S}{\partial t}}{\langle \nabla S, g(x) \rangle} \quad (5.6)$$

En cualquier caso  $U_{eq}$  existe siempre que:

$$\langle \nabla S, g(x) \rangle \neq 0 \quad (5.7)$$

- **Condición de transversalidad:** El control equivalente debe cumplir la condición (5.7), lo que significa que  $g(x)$  no puede ser tangente a la superficie de conmutación (es decir, que debe ser transversal a la superficie), para garantizar que el sistema se encuentra dentro de la región de deslizamiento, así pues, se puede utilizar el control equivalente para encontrar las ecuaciones de la dinámica deslizante ideal. Esta es la denominada condición de transversalidad. Figura 5.7

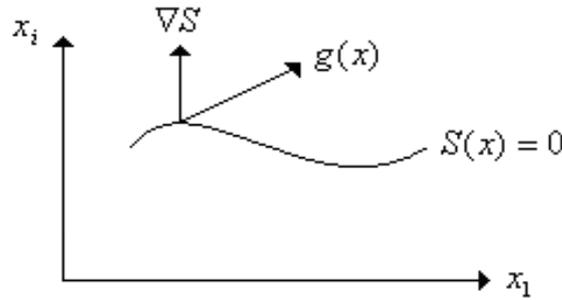


Figura 5.7. Condición de transversalidad

- **Regiones de deslizamiento:** Se definen  $\mathfrak{R}^+$  y  $\mathfrak{R}^-$  (5.8) como las regiones del espacio de estados donde puede crearse un modo de deslizamiento y por lo tanto en ellas se cumplen las condiciones dadas en la ecuación (5.9), cuando el control toma respectivamente los valores  $\mu^+$  y  $\mu^-$ . Figura 5.5.

$$\begin{cases} \mathfrak{R}^+ = \{x \in \mathfrak{R}^n : \langle \nabla S, f(x) + \mu^+ g(x) \rangle < 0\} \\ \mathfrak{R}^- = \{x \in \mathfrak{R}^n : \langle \nabla S, f(x) + \mu^- g(x) \rangle > 0\} \end{cases} \quad (5.8)$$

$$\begin{cases} \langle \nabla S, f_a^+ \rangle = \langle \nabla S, f(x) + \mu^+ g(x) \rangle < 0 \\ \langle \nabla S, f_a^- \rangle = \langle \nabla S, f(x) + \mu^- g(x) \rangle > 0 \end{cases} \quad (5.9)$$

Existirá un régimen de deslizamiento local en  $S(x)$ , si y solo si, la intersección entre las superficies  $\mathfrak{R}^+$ ,  $\mathfrak{R}^-$  y  $S$  no es un conjunto vacío y la unión entre  $\mathfrak{R}^+$  y  $\mathfrak{R}^-$  pertenece a los reales (5.10):

$$\mathfrak{R}^+ \cap \mathfrak{R}^- \cap S \neq \emptyset \wedge \mathfrak{R}^+ \cup \mathfrak{R}^- \in \mathfrak{R} \quad (5.10)$$

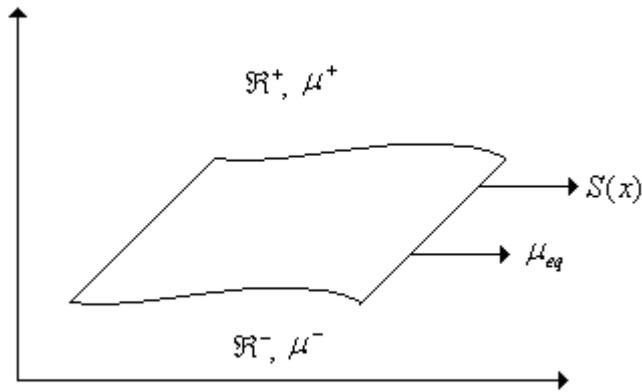


Figura 5.8. Regiones de deslizamiento

- **Punto de equilibrio y estabilidad asintótica:** Si el régimen de deslizamiento existe, la dinámica de deslizamiento ideal está dada por las condiciones de invarianza (5.11):

$$\left\{ \begin{array}{l} s(x) = 0 \\ f_a(t, x, \mu_{eq}) = \dot{x}(t) = f(x) + \mu_{eq} g(x) \end{array} \right\} \quad (5.11)$$

En régimen permanente, las derivadas de las variables de estado son nulas y  $x = x^*$  es un punto de equilibrio del sistema (5.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} s(x^*) = 0 \\ f(x^*, t, \mu_{eq}^*) = \dot{x}(t) = f^*(x) + \mu_{eq}^* g^*(x) = 0 \end{array} \right\} \quad (5.12)$$

La existencia de un punto de equilibrio no implica que la dinámica del sistema en dicho punto sea estable. Existen dos formas de probar la estabilidad del punto de equilibrio. Una, utilizando técnicas clásicas de análisis de estabilidad de sistemas lineales; y otra (más general) utilizando el teorema de Lyapunov.

En la primera, si la dinámica es no lineal, habrá que linealizarla en torno al punto de equilibrio y comprobar la estabilidad asintótica local del sistema. Un método habitual es aplicar la transformada de Laplace a las ecuaciones de dinámica de deslizamiento ideal del sistema ya linealizado en torno al punto de equilibrio y luego determinar la ecuación característica del mismo para comprobar la estabilidad local mediante Routh Hurwitz.

#### 5.4.2 Diseño del sistema de control en modo deslizante

A continuación se resume el proceso a seguir para el diseño de un controlador en modo deslizante:

1. Se escoge la superficie de deslizamiento, cuya dinámica se describe mediante ecuaciones de estado en función de una variable de control que toma dos únicos valores discretos:  $\mu^+$  y  $\mu^-$ .
2. Se comprueba que existe un modo de deslizamiento en torno a la superficie de conmutación. Para ello se analiza la condición de transversalidad, lo que además permite obtener el denominador del control equivalente.
3. Se obtiene control equivalente.
4. Se determinan las regiones en las que existe el modo de deslizamiento y el control equivalente está acotado por los valores discretos de la variable de control.
5. Se obtiene la dinámica de deslizamiento ideal del sistema en torno a la superficie de conmutación, a partir de las condiciones de invarianza ( $\dot{x} = f(x) + \mu_{eq}g(x)$ )
6. Se obtiene el punto de equilibrio de la dinámica de deslizamiento ideal, que deberá ser alcanzado.
7. Se comprueba la estabilidad de la dinámica.
8. Si en alguno de los puntos anteriores se obtiene algún resultado insatisfactorio, se escoge una nueva superficie y se vuelve a empezar.
9. Si el proceso es satisfactorio se procede a implementar el control.

El diagrama de bloques de un sistema de control en modo de deslizamiento se muestra en la figura 5.9 [44].

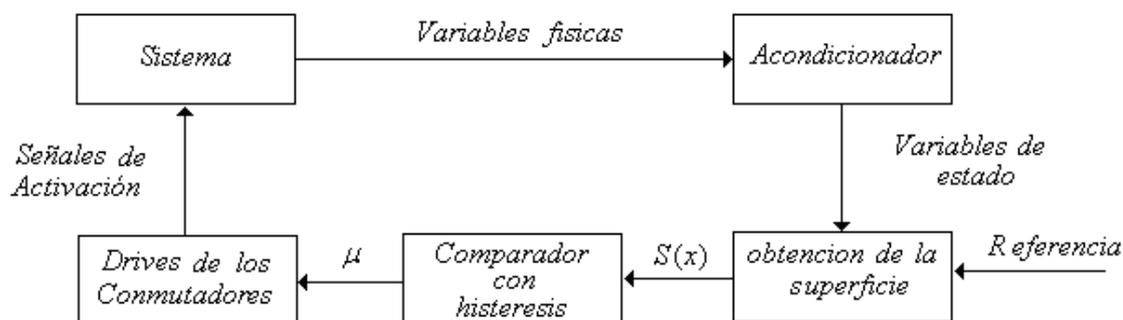


Figura 5.9. Diagrama de bloques sistema de control en modo deslizante



## 6 Adaptador Híbrido Buck-Boost (HBB), modo Boost

El convertidor híbrido es una combinación de dos convertidores, figura 6.1. Por lo tanto, tiene dos modos de operación, boost y buck. Se requieren dos superficies de control en modo deslizante diferentes para forzar a este circuito a comportarse como una resistencia sin pérdidas (LFR). La corriente de entrada del LFR es  $i_{LFR}(t)$  y se mide en  $Z_{in}$ , ver circuito de la figura 6.1

El inductor controlable es  $L_1$ . En el modo boost, la corriente del inductor  $i_{L1}(t)$  es la corriente de entrada del convertidor, por lo que  $i_{L1}(t) = i_{LFR}(t)$ . Por otro lado, en el modo buck,  $i_{L1}(t)$  es la corriente de salida del convertidor, es decir, la corriente que carga la batería y, por lo tanto,  $i_{LFR}(t) = i_{L1}(t) \cdot [V_{bat}(t) / v_{cf}(t)]$ .

Durante la operación en modo de boost, SBuck está permanentemente en estado ON, mientras que en el modo de operación buck, SBoost está permanentemente en estado OFF. Este convertidor tiene una corriente de salida conmutada en modo boost y una corriente de entrada conmutada en modo buck, por lo que habrá que reducir las interferencias electromagnéticas (EMI) que pueda generar.

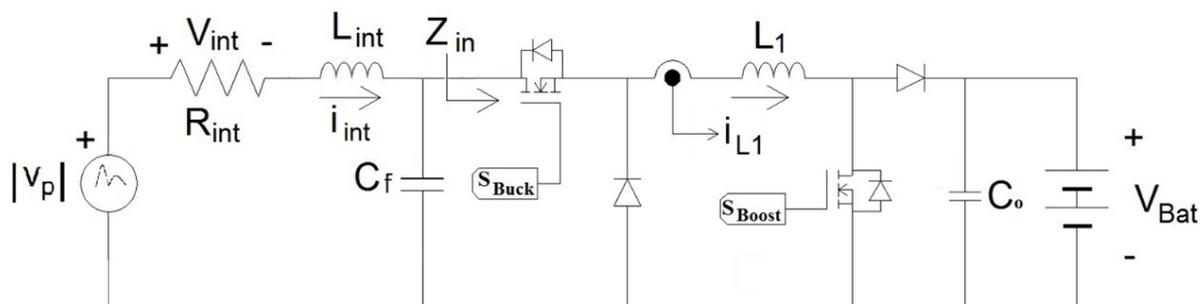


Figura 6.1. Convertidor HBB

## 6.1 Análisis estático y diseño del convertidor HBB-Boost

Cuando  $v_{cf}(t) < V_{bat}$ , el interruptor SBuck siempre está en estado ON (conduciendo), el inductor  $L_1$  rige la corriente de entrada e  $i_{L1}(t) = i_{int}(t)$ . El circuito resultante es un convertidor boost con un filtro de entrada.

### 6.1.1 Topologías ON y OFF del convertidor HBB-Boost (CCM)

En la figura 6.2 (a) se muestra el esquema de un convertidor elevador (Boost), la tensión de salida  $V_o$  es mayor que la tensión de entrada  $V_i$ . Si bien habitualmente se analiza el convertidor para una carga resistiva, en nuestro caso en la salida hay una batería.

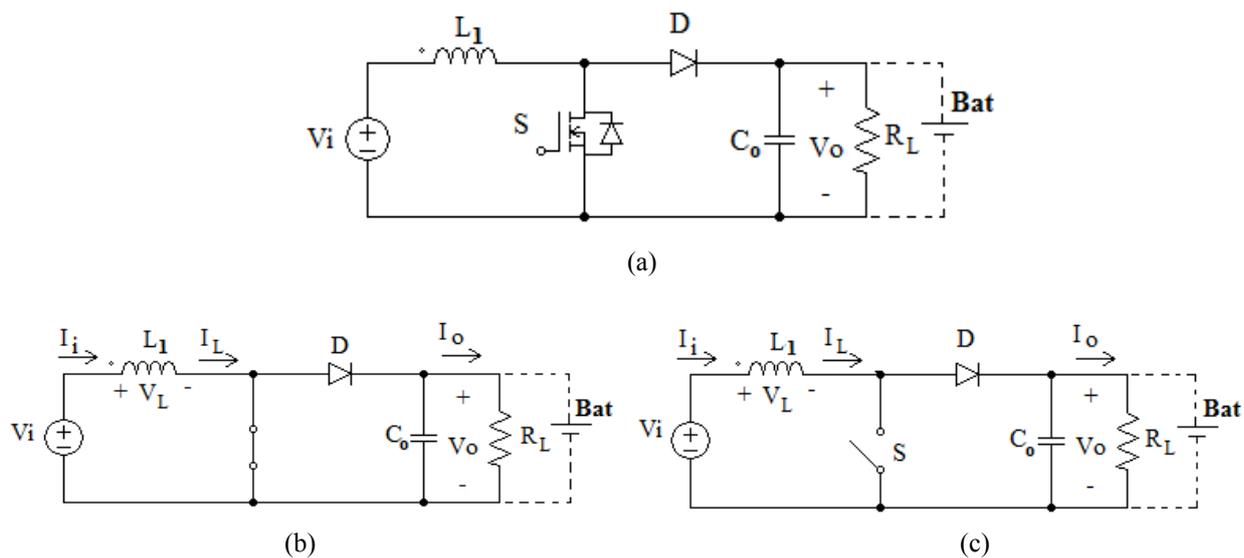


Figura 6.2. (a) Esquema del circuito convertidor Boost  
 (b) Topología ON. (c) Topología OFF

Cuando el conmutador está en ON, la tensión de entrada queda directamente en paralelo con los terminales de la inductancia  $L$ , el diodo  $D$  queda polarizado en inversa con la tensión de salida  $V_o$ . Durante este intervalo de tiempo ( $t_c$ ) la corriente a la carga  $I_o$  la suministra el condensador  $C$ . La corriente en la inductancia  $I_L(t)$  suponiendo que inicialmente es  $I_{Lmin}$ , será la mostrada en (6.1) y representada en la figura 6.3.

$$0 < t < T_{ON} \quad ; \quad i_L(t) = \frac{V_i}{L_1}t + i_{L_{min}} \quad (6.1)$$

La corriente crece linealmente, y cuando finaliza el intervalo  $t_c$  en  $DT$ , la corriente alcanza un valor igual a (6.2).

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_i}{L_1}DT_s \quad (6.2)$$

Al abrirse el conmutador en DT, topología OFF figura 6.2 (c), durante el intervalo de tiempo  $T-t_c$ , la inductancia descarga su energía a través del diodo, y la variación de corriente se ve en (6.3).

$$T_{ON} < t < T \quad ; \quad i_L(t) = i_{L_{\max}} - \frac{V_i - V_o}{L_1}(t - T_{ON}) \quad (6.3)$$

La corriente decrece linealmente, y cuando finaliza el intervalo  $t-t_c$  en  $T$ , la corriente decrece un valor igual a (6.4).

$$\Delta I_L = \frac{V_i - V_o}{L_1}(1-D)T_s \quad (6.4)$$

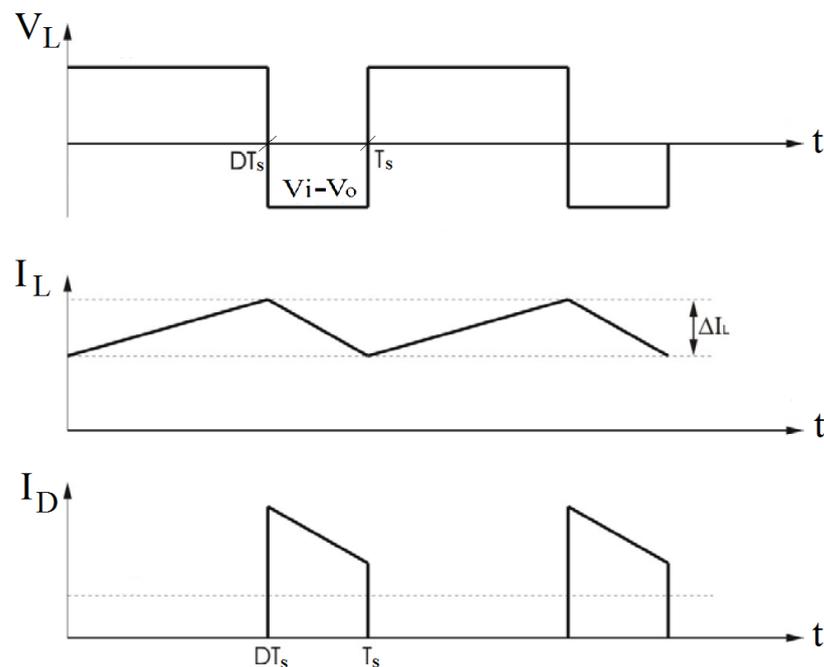


Figura 6.3. Formas de onda de  $V_L$  e  $I_L$  en la inductancia y corriente por el diodo  $I_D$

En régimen permanente, el incremento de la corriente  $i_L$  dado en (6.2) es igual al decremento (6.4). Igualando las dos expresiones, se obtiene la relación de conversión del boost entre la tensión de salida y la de entrada (6.5).

$$\frac{V_i}{L_1}DT_s = \frac{V_i - V_o}{L_1}(1-D)T_s \quad (6.5)$$

Manipulando la expresión, se llega a (6.6).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (6.6)$$

La figura 6.4 muestra la relación de conversión  $V_o/V_i$  en función del ciclo de trabajo  $D$ .

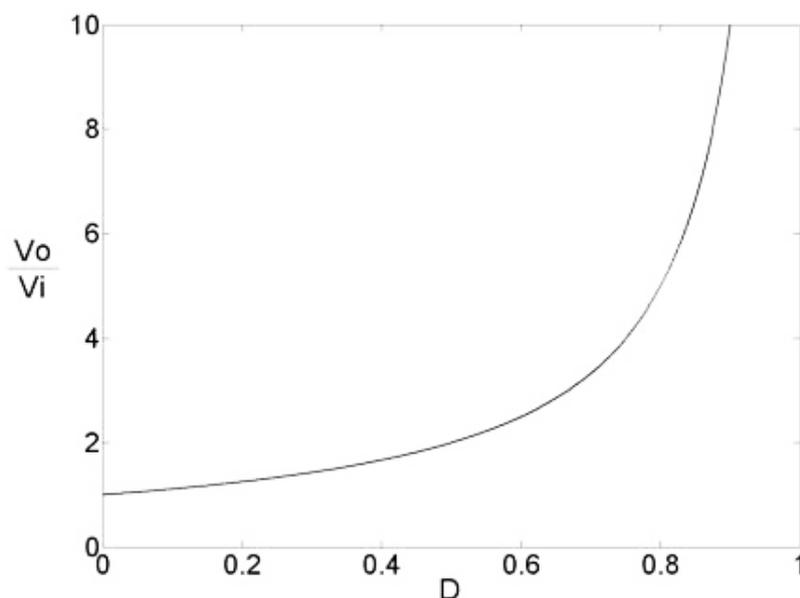


Figura 6.4. Relación de conversión  $V_o/V_i$  en función del ciclo de trabajo  $D$

La relación de conversión de corriente de salida y entrada, se obtiene igualando la potencia de entrada y salida (6.7).

$$\frac{I_o}{I_i} = (1 - D) \quad (6.7)$$

### 6.1.2 Diseño de los componentes del convertidor HBB-Boost

Para diseñar los componentes necesarios del convertidor Híbrido Buck/Boost se deben concretar las especificaciones en las que debe trabajar, así pues, el convertidor HBB trabajando en modo Boost debe satisfacer las siguientes:

- 1.- Tensión de entrada entre 0 y 12 V.
- 2.- Tensión de salida 12 V.
- 3.- Rizado de la corriente  $i_L$ ,  $\Delta i_L = 0,2$  A (histéresis  $\Delta=0,1$ )
- 4.- Frecuencia máxima 100 kHz

Teniendo en cuenta estas especificaciones y considerando las expresiones (6.2) y (6.4), se obtiene (6.8).

$$T_S = T_{ON} + T_{OFF}$$

$$T_{ON} = DT_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_i}$$

$$T_{OFF} = (1-D)T_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_o - V_i} \quad (6.8)$$

$$T_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_i} + \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_o - V_i} = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1 \cdot V_o}{V_i(V_o - V_i)}$$

Así pues, la frecuencia de conmutación será (6.9).

$$f_s = \frac{1}{T_S} = \frac{V_i(V_o - V_i)}{\Delta I_{L_1} \cdot L_1 \cdot V_o} \quad (6.9)$$

Despejando  $L_1$  de (6.9), teniendo en cuenta que la frecuencia máxima no debe sobrepasar los 100 kHz, y conociendo que la máxima frecuencia se tiene para  $D = 0.5$ , correspondiente a  $V_i = 6$  V, la inductancia mínima es de 150  $\mu$ H (6.10):

$$L_1 \geq \frac{V_i(V_o - V_i)}{\Delta I_{L_1} \cdot f_s \cdot V_o} = \frac{6 \cdot (12 - 6)}{0.2 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 12} = 150 \mu H \quad (6.10)$$

Para minimizar más las pérdidas por conmutación, se decide disminuir más la frecuencia y se selecciona una inductancia de 220  $\mu$ H, que como se ve en el apartado 7.1.2, también es compatible con el funcionamiento del HBB en modo Buck.

En la figura 6.5, se puede ver como varía la frecuencia de funcionamiento en función de la tensión de entrada al convertidor con una inductancia de 220  $\mu$ H.

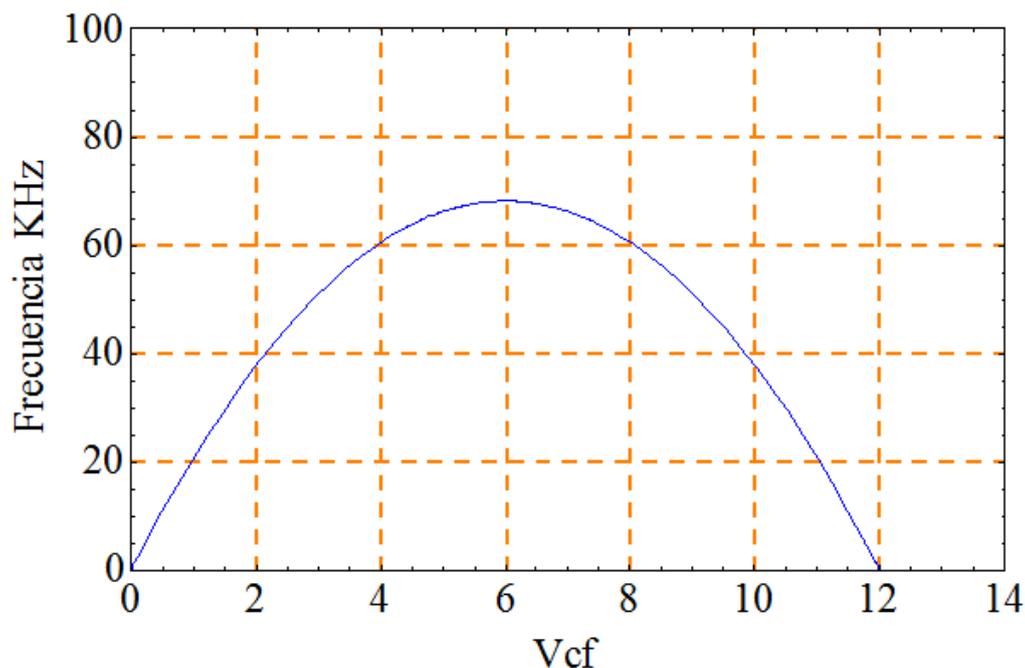


Figura 6.5. Frecuencia de funcionamiento del HBB

$$\left. \begin{array}{l} V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o \\ I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{V_{in}}{26} \end{array} \right\} \Rightarrow V_{in} \frac{V_{in}}{26} = V_o \frac{V_o}{R} \Rightarrow R = \frac{V_o^2 \cdot 26}{V_{in}^2} \quad (6.11)$$

Para el diseño del condensador C, como se encuentra en paralelo con la batería, la capacidad no es muy crítica para el rizado de la tensión de salida, ya que la batería impondrá su tensión. No obstante se colocará un condensador de 10  $\mu$ F, para reducir el efecto del rizado de alta frecuencia en la batería y se calculará el rizado teórico (6.12) que tendría el convertidor con una carga resistiva equivalente, siendo el resultado una cota superior del rizado real que se tendrá en el sistema, al tener una batería como carga.

$$\Delta V_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{R_{eq} C} \quad (6.12)$$

Como se supone que  $P_i = P_o$ , (6.11).

Despejando la D de (6.6), y sustituyendo (6.11) en (6.12), se obtiene (6.13).

$$\Delta V_o = \frac{(V_o - V_i) \cdot V_{in}^2}{C_o \cdot f_s \cdot V_o^2 \cdot 26} \quad (6.13)$$

Si se calcula el valor del rizado para cada  $V_i$ , se observa que para una frecuencia de 100 KHz, el valor máximo de rizado se obtiene para  $V_i = 8$ v, cuya solución se da en (6.14).

$$\Delta V_o = \frac{(V_o - V_i) \cdot V_{in}^2}{C_o \cdot f_s \cdot V_o^2 \cdot 26} = \frac{(12 - 8) \cdot 8^2}{10 \mu F \cdot 100 \text{ KHz} \cdot 12^2 \cdot 26} = 0.0683 \text{ v} \quad (6.14)$$

### 6.1.3 Estudio preliminar de pérdidas

Para el estudio preliminar teórico de las pérdidas por conducción se consideran los valores medios de las tensiones y corrientes nominales de funcionamiento, así pues, para el caso del Híbrido Buck/Boost en modo boost, el rango medio de tensiones de entrada se considera que varía entre 3 y 12 V. A su vez, se considera que el incremento de la corriente de entrada  $\Delta i_L(t) = 0.2 \text{ A}$ , una resistencia en la inductancia  $r_L = 0.017 \Omega$ , una resistencia en el condensador  $r_C = 0.05 \Omega$ , una resistencia drenador-surtidor en conducción  $r_{SW} = 0.078 \Omega$  y una caída de tensión en el diodo de 0.3 V.

Primero se calcula la potencia de entrada considerando que la impedancia de entrada es de 26  $\Omega$ , dado que es el valor que se pretende regular (6.15).

$$\begin{aligned} V_i &= \frac{3+12}{2} = 7.5 \text{ V} \\ P_i &= V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{26} = 2.16 \text{ W} \\ I_{in} &= \frac{2.16}{7.5} = 0.288 \text{ A} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Una vez calculados estos datos de partida, se procede a aplicar la expresión (6.16) de pérdidas por conducción a los valores calculados (6.21),

$$\sum P_{Pérdidas} = r_L \cdot i_{L(rms)}^2 + V_d \cdot \overline{i_d} + r_C \cdot i_{C(rms)}^2 + r_{MOS} \cdot i_{MOS(rms)}^2 \quad (6.16)$$

Seguidamente se calcula la  $i_{L(rms)}$ , (6.17)

$$\begin{aligned} \overline{i_L^2} &= \overline{i_{in}^2} \\ i_{ac(rms)} &= \frac{i_{ac}}{\sqrt{3}} = \frac{0.1}{\sqrt{3}} = 0.057 \text{ A} \\ i_{ac} &= \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0.2}{2} = 0.1 \text{ A} \\ i_{L(rms)}^2 &= \overline{i_L^2} + i_{ac(rms)}^2 \\ i_{L(rms)}^2 &= 0.288^2 + 0.057^2 = 0.08619 \text{ A}^2 \\ i_{L(rms)} &= \sqrt{0.08619} = 0.29358 \text{ A} \end{aligned} \quad (6.17)$$

Se puede ver que:  $i_{L(rms)} \approx \overline{i_L}$

A continuación se calcula  $i_{d(rms)}$ .

$$\begin{aligned} i_{d(rms)} &\approx \bar{i}_L \cdot \sqrt{1-D} \approx 0.288 \cdot \sqrt{1-0.375} = 0.2276 A \\ \bar{i}_d &= \bar{i}_o \\ \bar{i}_d &= \bar{i}_L (1-D) = 0.288 \cdot (1-0.375) = 0.18 A \end{aligned} \quad (6.18)$$

Seguidamente se obtiene el valor de  $i_{c(rms)}^2$  (6.19)

$$\begin{aligned} i_{d(rms)}^2 &= \bar{i}_d^2 + i_{c(rms)}^2 \\ (0.2276)^2 &= (0.18)^2 + i_{c(rms)}^2 \\ i_{c(rms)}^2 &= 0.2276^2 - 0.18^2 = 0.0194 A^2 \\ i_{c(rms)} &= \sqrt{0.0194 A^2} = 0.13929 A \end{aligned} \quad (6.19)$$

Solo queda ahora calcular la corriente del MOSFET  $i_{MOS(rms)}$  (6.20)

$$\begin{aligned} \bar{i}_{MOS} &= \bar{i}_L \cdot D = 0.288 \cdot 0.375 = 0.108 A \\ i_{MOS(rms)} &\approx \bar{i}_L \cdot \sqrt{D} \\ i_{MOS(rms)} &= 0.288 \cdot \sqrt{0.375} = 0.1763 A \end{aligned} \quad (6.20)$$

Una vez calculados los datos de la expresión de pérdidas por conducción, se sustituyen en (6.16) y se obtiene (6.21).

$$\sum P_{Pérdidas} = 0.062 \cdot 0.08619 + 0.3 \cdot 0.18 + 0.05 \cdot 0.1392 + 0.078 \cdot 0.1763^2 = 0.068 W \quad (6.21)$$

Seguidamente se calcula la potencia de salida  $P_o$  (6.22)

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_o + P_{Pérdidas} \\ P_o &= P_{in} - P_{Pérdidas} = 2.16 - 0.068 = 2.092 W \end{aligned} \quad (6.22)$$

y el rendimiento teórico con las pérdidas de conducción (6.23)

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{2.092}{2.16} \cdot 100 = 96,85 \% \quad (6.23)$$

A continuación se calculan las pérdidas de conmutación, al conmutar una fuente de corriente, se considera la conmutación dura (hardswitching), que se caracteriza por un decremento casi total en la caída de voltaje (Voltaje en interruptor), sobre la corriente que circula en el interruptor en un tiempo de conmutación que causa pérdida de potencia considerable dentro del semiconductor de potencia. Es decir, cuando el interruptor se activa, la corriente empieza a crecer y solo cuando alcanza el valor final empieza a descender la tensión gradualmente hasta cero

Teniendo en cuenta el apartado 5.6 y las expresiones (5.12), (5.13) y (5.14), considerando los datos del fabricante del transistor que se emplea, aunque la duración de los transitorios de conmutación medidos en el laboratorio resultan ser bastante más grandes que los proporcionados por el fabricante en condiciones ideales, ver tabla 6.1, se considera  $V_{off} = 12 \text{ V}$ ,  $I_{on} = 6 \text{ V}/26 \Omega$ ,  $f_s = 68,18 \text{ kHz}$ ,  $(t_1+t_2) = 110 \text{ ns}$ ,  $(t_3+t_4) = 120 \text{ ns}$ . Así pues, la potencia perdida durante  $t_{off}/t_{on}$  y  $t_{on}/t_{off}$ , se muestra en (6.24) y (6.25), respectivamente:

$$P_{t_{off}/t_{on}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_1 + t_2) = \frac{12 \cdot 6 \cdot 68,18 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (110 \cdot 10^{-9}) = 10,38 \text{ mW} \quad (6.24)$$

$$P_{t_{on}/t_{off}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_3 + t_4) = \frac{12 \cdot 6 \cdot 68,18 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (120 \cdot 10^{-9}) = 11,33 \text{ mW} \quad (6.25)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto (6.26):

$$P_{TOT(AVG)} = P_{t_{off}/t_{on}} + P_{t_{on}/t_{off}} = 10,38 \text{ mW} + 11,33 \text{ mW} = 21,71 \text{ mW} \quad (6.26)$$



**IPB79CN10N G IPD78CN10N G**  
**IPI80CN10N G IPP80CN10N G**

Parameter	Symbol	Conditions	Values			Unit
			min.	typ.	max.	
<b>Dynamic characteristics</b>						
Input capacitance	$C_{iss}$	$V_{GS}=0 \text{ V}, V_{DS}=50 \text{ V}, f=1 \text{ MHz}$	-	538	716	pF
Output capacitance	$C_{oss}$		-	76	101	
Reverse transfer capacitance	$C_{rss}$		-	8	12	
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{DD}=50 \text{ V}, V_{GS}=10 \text{ V}, I_D=13 \text{ A}, R_G=2.4 \Omega$	-	9	13	ns
Rise time	$t_r$		-	4	6	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$		-	13	18	
Fall time	$t_f$		-	3	4	
<b>Reverse Diode</b>						
Diode continuous forward current	$I_S$	$T_C=25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	-	13	A
Diode pulse current	$I_{S,pulse}$		-	-	52	
Diode forward voltage	$V_{SD}$	$V_{GS}=0 \text{ V}, I_F=13 \text{ A}, T_J=25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	1	1.2	V
Reverse recovery time	$t_{rr}$	$V_R=50 \text{ V}, I_F=I_S, di_F/dt=100 \text{ A}/\mu\text{s}$	-	67	-	ns
Reverse recovery charge	$Q_{rr}$		-	114	-	nC

Tabla 6.1. Datos del fabricante sobre el MOSFET utilizado

A continuación, se calcula el rendimiento teórico (6.28) con las pérdidas de conducción y de conmutación (6.27),

$$P_{in} = P_o + P_{Pérdidas}$$

$$P_o = P_{in} - (P_{Cond.} + P_{Comm.}) = 2.16 - (0.068 + 0.021) = 2.071 \text{ W} \quad (6.27)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100 = \frac{2.071}{2.16} 100 = 95,87 \% \quad (6.28)$$

## 6.2 Análisis dinámico y control del convertidor HBB-Boost

### 6.2.1 Modelo único en el espacio de estado

En las ecuaciones del análisis dinámico, por simplicidad se usa  $v_p(t)$  en lugar de  $|v_p(t)|$ . El condensador de salida  $C_o$  no está incluido porque está en paralelo con la batería y no tiene dinámica. La Figura 6.6 muestra las dos topologías de circuito, ON y OFF.

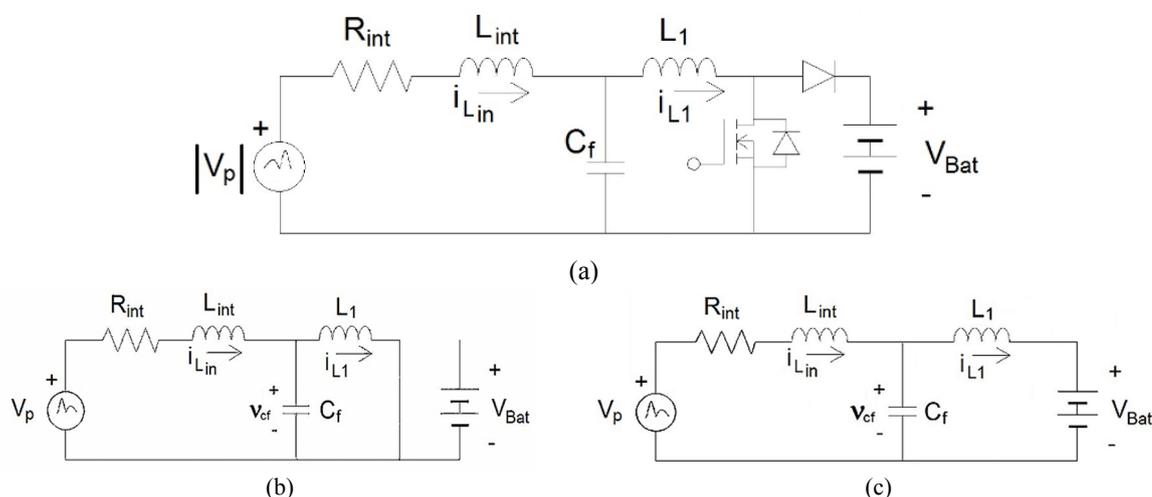


Figura 6.6. (a) Modo Boost, topologías de convertidor HBB: (b) ON, (c) OFF

Mediante la variable de conmutación  $u(t) = \{0, 1\}$ , se puede describir con un único conjunto de ecuaciones diferenciales, la dinámica del convertidor en cualquier instante de tiempo (6.29).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{int} \\ i_{L1} \\ v_{cf} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} L_{int} \frac{di_{int}}{dt} = v_p - R_{int} i_{int} - v_{cf} \\ L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{cf} - V_{Bat} (1-u) \\ C_f \frac{dv_{cf}}{dt} = i_{int} - i_{L1} \end{cases} \quad (6.29)$$

### 6.2.2 Superficie de control HBB-Boost

La superficie deslizante (6.30) impuesta a la corriente de entrada del convertidor  $i_{L1}(t)$  asegura la adaptación de impedancia. Del conjunto de ecuaciones (6.29), considerando la superficie  $S(X)$  y su condición de existencia, se obtiene el control equivalente (6.31).

$$S(X) = i_{L1} - \frac{v_{cf}}{R_{int}} = 0 \quad S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (6.30)$$

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_{cf}}{V_{Bat}} + \frac{L_1}{R_{int} V_{Bat}} \cdot \frac{dv_{cf}}{dt} \quad (6.31)$$

Forzando a cero la dinámica mostrada en (6.29), y sustituyendo el control equivalente (6.31), pueden deducirse el punto de equilibrio (6.32) y la dinámica de deslizamiento ideal (6.33), lo que resulta ser lineal. Téngase en cuenta que el voltaje del condensador en el punto de equilibrio es la mitad de la tensión del pulso ( $V_{cf}^* = V_p^*/2$ ), como corresponde a una situación de adaptación de impedancia.

$$X^* = [I_{int}^*, V_{cf}^*, I_{L1}^*]^T = \left[ \frac{V_p^*}{2R_{int}}, \frac{V_p^*}{2}, \frac{V_p^*}{2R_{int}} \right]^T \quad (6.32)$$

$$\begin{cases} g_1(x) = \frac{di_{int}}{dt} = \frac{1}{L_{int}} v_p - \frac{R_{int}}{L_{int}} i_{int} - \frac{1}{L_{int}} v_{cf} \\ g_2(x) = \frac{dv_{cf}}{dt} = \frac{1}{C_f} i_{int} - \frac{v_{cf}}{R_{int} C_f} \end{cases} \quad (6.33)$$

Como la dinámica de deslizamiento ideal (6.33) es lineal, se puede aplicar directamente la transformada de Laplace en la dinámica ideal sin requerir un modelo de pequeña señal. No obstante, a continuación, se desarrolla la comprobación de la linealidad con el modelo de pequeña señal de las funciones  $g_1(x)$  y  $g_2(x)$ .

Se procede a escribir las ecuaciones en función de las variables incrementales o en pequeña señal, obteniendo (6.34):

$$\begin{cases} g_1(x) \approx \mathbf{a} \cdot \hat{v}_p(t) + \mathbf{b} \cdot \hat{i}_{\text{int}}(t) + \mathbf{c} \cdot \hat{v}_{cf}(t) \\ g_2(x) \approx \mathbf{d} \cdot \hat{i}_{\text{int}}(t) + \mathbf{e} \cdot \hat{v}_{cf}(t) \end{cases} \quad (6.34)$$

Calculando los coeficientes (6.35):

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_p} \right|_{x^*} = \frac{1}{L_{\text{int}}} & \mathbf{b} &= \left. \frac{\partial g_1}{\partial i_{\text{int}}} \right|_{x^*} = -\frac{R_{\text{int}}}{L_{\text{int}}} \\ \mathbf{c} &= \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_{cf}} \right|_{x^*} = -\frac{1}{L_{\text{int}}} & \mathbf{d} &= \left. \frac{\partial g_2}{\partial i_{\text{int}}} \right|_{x^*} = \frac{1}{C_f} \\ \mathbf{e} &= \left. \frac{\partial g_2}{\partial v_{cf}} \right|_{x^*} = -\frac{1}{R_{\text{int}} C_f} \end{aligned} \quad (6.35)$$

Se observa que los coeficientes son los mismos, ya que se conocía la linealidad de las ecuaciones, a continuación se resuelven las ecuaciones mediante Laplace, cuya transformada se muestra en (6.36) y (6.37).

$$s \cdot \hat{I}_{\text{int}}(s) = \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_p(s) - \frac{R_{\text{int}}}{L_{\text{int}}} \hat{I}_{\text{int}}(s) - \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_{cf}(s) \quad (6.36)$$

$$s \cdot \hat{V}_{cf}(s) = \frac{1}{C_f} \hat{I}_{\text{int}}(s) - \frac{1}{R_{\text{int}} C_f} \hat{V}_{cf}(s) \quad (6.37)$$

Manipulando las expresiones (6.36) y (6.37), se obtiene:

De (6.37):

$$\left( s + \frac{1}{R_{\text{int}} C_f} \right) \hat{V}_{cf}(s) = \frac{1}{C_f} \hat{I}_{\text{int}}(s) \rightarrow \hat{I}_{\text{int}}(s) = C_f \left( s + \frac{1}{R_{\text{int}} C_f} \right) \hat{V}_{cf}(s) \quad (6.38)$$

De (6.36):

$$\left( s + \frac{R_{\text{int}}}{L_{\text{int}}} \right) \hat{I}_{\text{int}}(s) = \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_p(s) - \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_{cf}(s) \quad (6.39)$$

$$C_f \left( s + \frac{R_{\text{int}}}{L_{\text{int}}} \right) \left( s + \frac{1}{R_{\text{int}} C_f} \right) \hat{V}_{cf}(s) + \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_{cf}(s) = \frac{1}{L_{\text{int}}} \hat{V}_p(s) \quad (6.40)$$

Finalmente, ordenando la expresión (6.40), se obtiene la función de transferencia  $V_{cf}(s) / V_p(s)$  (6.43)

$$\left\{ \left( s^2 + \left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) s + \frac{1}{L_{int}C_f} \right) + \frac{1}{L_{int}C_f} \right\} \hat{V}_{cf}(s) = \frac{1}{L_{int}C_f} \hat{V}_p(s) \quad (6.41)$$

$$\hat{V}_{cf}(s) \left[ s^2 + \left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) s + \frac{2}{L_{int}C_f} \right] = \frac{1}{L_{int}C_f} \hat{V}_p(s) \quad (6.42)$$

$$\frac{V_{cf}(s)}{V_p(s)} = \frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_p(s)} = \frac{K}{P(s)} = \frac{\frac{1}{L_{int}C_f}}{s^2 + \left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) s + \frac{2}{L_{int}C_f}} \quad (6.43)$$

Esta función de transferencia evidencia la adaptación de impedancias a bajas frecuencias, ya que en continua (DC) (6.44):

$$s = 0 \Rightarrow \frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_p(s)} = \frac{1}{2} \quad (6.44)$$

El seguimiento de pulso  $v_p(t)$  se rige por un filtro de paso bajo de segundo orden, cuyo polinomio  $P(s)$  característico es incondicionalmente estable, ya que todos sus coeficientes existen y son positivos (6.45).

$$s^2 + \left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) s + \frac{2}{L_{int}C_f} = P(s) \quad (6.45)$$

$$s = \frac{-\left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) \pm \sqrt{\left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right)^2 - \frac{8}{L_{int}C_f}}}{2} \quad (6.46)$$

Como  $C_f = 10 \mu\text{F}$ , la frecuencia natural es  $\omega_n \approx 1900 \text{ rad/s}$  ( $\omega_n = 1845 \text{ rad/s}$ ) (6.43), y el ancho de banda es aproximadamente  $\text{BW}_{-3\text{dB}} \sim 310 \text{ Hz}$ .

Haciendo un cambio de variables (6.47) y manipulando las expresiones (6.48) con (6.43), se encuentra la función de transferencia  $\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_{int}(s)}$  (6.50)

Donde se puede observar cómo afecta el tamaño del condensador  $C_f$  en el desfase entre  $V_{cf}(t)$  y  $V_{int}(t)$ . Para bajas frecuencias, se observa que la tensión en el condensador sigue la tensión de entrada (6.51).

$$\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_{int}(s)} = \frac{\hat{V}_{cf}(s)}{R_{int}\hat{I}_{int}(s)} = \frac{1}{R_{int}} \frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_P(s)} \frac{\hat{V}_P(s)}{\hat{I}_{int}(s)} \quad (6.47)$$

$$\hat{I}_{int}(s) = C_f \left( s + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) \hat{V}_{cf}(s) \quad (6.48)$$

$$\frac{\hat{I}_{int}(s)}{\hat{V}_P(s)} = \frac{\frac{1}{L_{int}C_f} C_f \left( s + \frac{1}{R_{int}C_f} \right)}{s^2 + \left( \frac{R_{int}}{L_{int}} + \frac{1}{R_{int}C_f} \right) s + \frac{2}{L_{int}C_f}} \quad (6.49)$$

$$\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_{int}(s)} = \frac{1}{R_{int}} \frac{\frac{1}{L_{int}C_f}}{\frac{1}{L_{int}} \left( s + \frac{1}{R_{int}C_f} \right)} = \frac{\frac{1}{R_{int}C_f}}{s + \frac{1}{R_{int}C_f}} \quad (6.50)$$

$$\text{Si, } s = 0 \quad \Rightarrow \quad \hat{V}_{cf} = \hat{V}_{in} \quad (6.51)$$

Véase en (6.51) que en bajas frecuencias, la tensión de la entrada del adaptador ( $v_{cf}$ ) y la caída de tensión ( $v_{int}$ ) en la resistencia interna ( $R_{int}$ ) del generador coinciden, evidenciando la adaptación de impedancias.

## 7 Adaptador Híbrido Buck-Boost (HBB), modo Buck

Se recuerda que en el modo buck,  $i_{L1}(t)$  es la corriente de salida del convertidor, es decir, la corriente que carga la batería y, por lo tanto,  $i_{LFR}(t) = i_{L1}(t) \cdot [V_{bat}(t) / v_{cf}(t)]$ .  
 Figura 6.1.

### 7.1 Análisis estático y diseño del convertidor HBB-Buck

Cuando  $v_{cf}(t) > V_{bat}$ , el interruptor  $S_{Boost}$  siempre está en estado OFF (cortado), el inductor  $L_1$  rige la corriente de salida e  $i_{L1}(t) = i_{bat}(t)$ . El circuito resultante es un convertidor buck con un filtro de entrada

#### 7.1.1 Topologías ON y OFF del convertidor HBB-Buck

En la figura 7.1 (a) se muestra el esquema de un convertidor reductor (Buck), la tensión de salida  $V_o$  es menor que la tensión de entrada  $V_i$ .

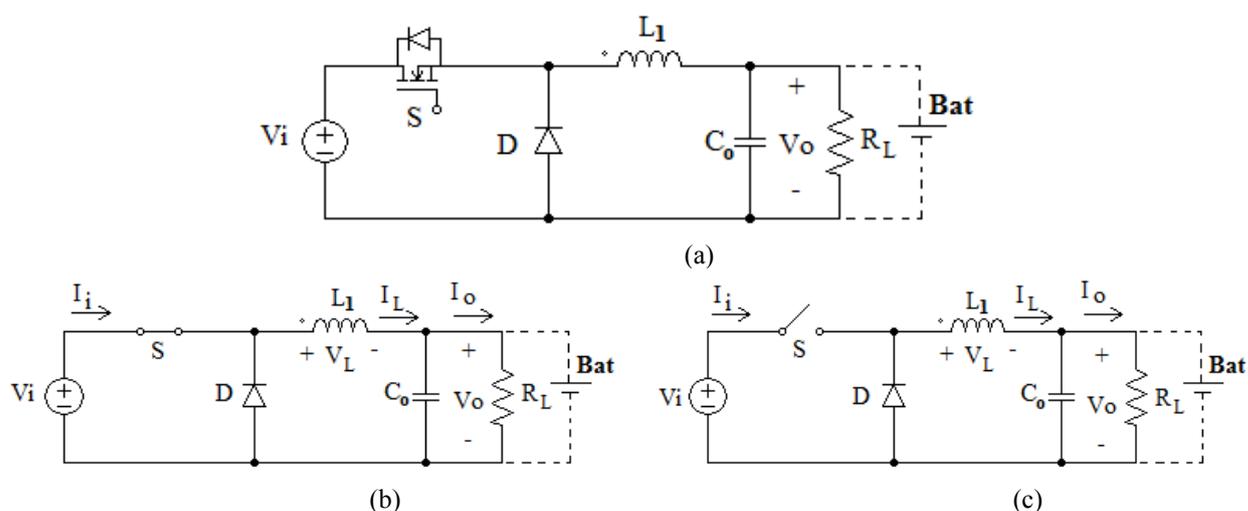


Figura 7.1. (a) Esquema Circuito convertidor Buck (b) Topología ON. (c) Topología OFF

Cuando el conmutador está en ON, la tensión de entrada queda conectada directamente en serie con el terminal de la inductancia  $L_1$ , el diodo D queda polarizado en inversa con la tensión de entrada  $V_i$ . Durante este intervalo de tiempo ( $T_{ON}$ ) la corriente suministrada por el generador  $I_i$ , es la misma que la que circula por la inductancia  $L_1$ . (7.1) y representada en la figura 7.2

$$0 < t < T_{ON} \quad ; \quad i_L(t) = \frac{(V_i - V_o)}{L_1}t + i_{L_{\min}} \quad (7.1)$$

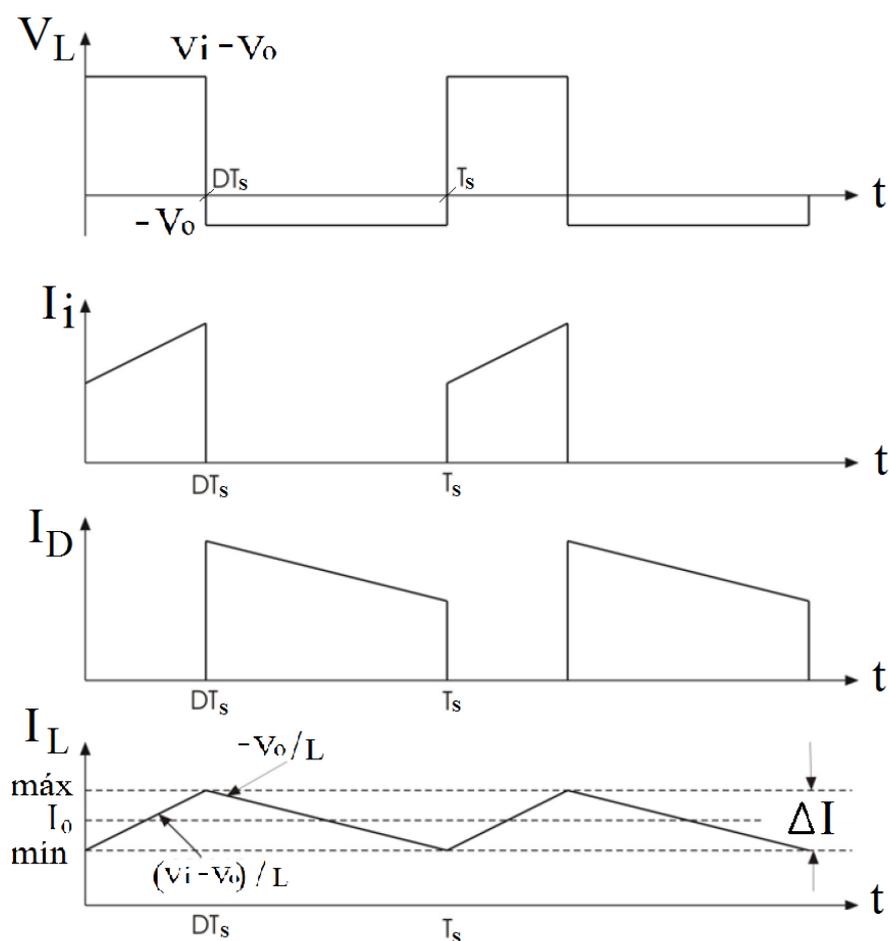


Figura 7.2. Formas de onda de  $V_L$ ,  $I_i$ ,  $I_D$  e  $I_L$

La corriente  $I_L(t)$  crece linealmente, y cuando finaliza el intervalo  $T_{ON}$  en  $DT_s$ , la corriente se incrementa desde su valor inicial  $i_{L_{\min}}$  en un valor igual a (7.2).

$$\Delta I_{L_1} = \frac{(V_i - V_o)}{L_1} DT_s \quad (7.2)$$

Al abrirse el conmutador en  $DT_s$ , topología OFF figura 7.1 (c), durante el intervalo de tiempo  $T - T_{ON}$ , la inductancia descarga su energía a través del diodo induciendo una tensión en  $L_1$  para mantener dicha corriente, y su valor corresponde con el de la tensión de salida  $V_o$  impuesta por el condensador  $C_o$ , la variación de corriente se ve en (7.3)

$$T_{ON} < t < T \quad ; \quad i_L(t) = i_{L_{\max}} - \frac{V_o}{L_1}(t - T_{ON}) \quad (7.3)$$

Se aprecia que la corriente decrece linealmente, y cuando finaliza el intervalo  $t - T_{ON}$  en  $T_s$ , la corriente ha decrecido un valor igual a (7.4).

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_o}{L_1}(1 - D)T_s \quad (7.4)$$

Así pues, en régimen permanente, se ve que toda la energía almacenada en la inductancia  $L_1$  durante  $T_{ON}$ , se entrega en el intervalo  $T - T_{ON}$ . Igualando las dos expresiones, se obtiene la relación de conversión del buck entre la tensión de salida y la de entrada (7.5).

$$\frac{V_i - V_o}{L_1}DT_s = \frac{V_o}{L_1}(1 - D)T_s \quad (7.5)$$

Manipulando la expresión, se llega a (7.6).

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (7.6)$$

La figura 7.3 muestra la relación de conversión  $V_o/V_i$  en función del ciclo de trabajo  $D$ .

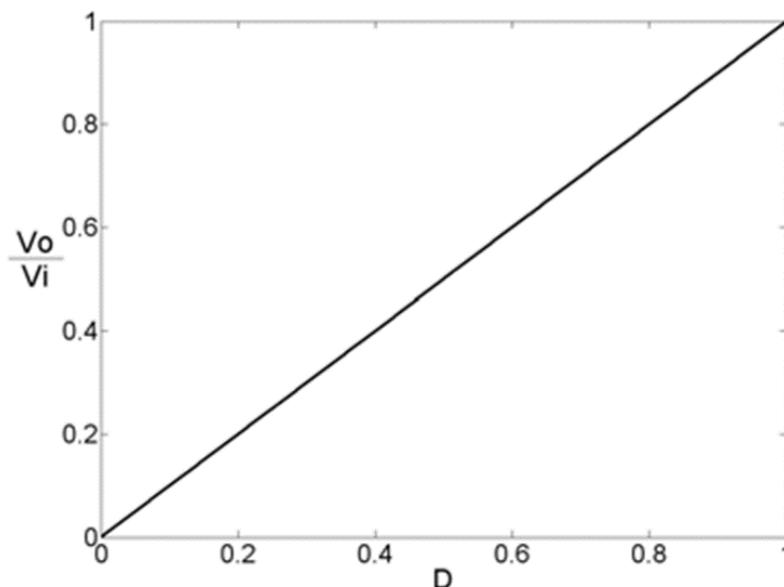


Figura 7.3. Relación de conversión  $V_o/V_i$  en función del ciclo de trabajo  $D$

La relación de conversión de corriente de salida y entrada, se obtiene igualando la potencia de entrada y salida (7.7).

$$\frac{I_i}{I_o} = D \quad (7.7)$$

Como se puede observar en (7.6) y (7.7), el convertidor reductor (Buck) actúa como un “transformador” de corriente continua cuya relación de transformación es el ciclo de trabajo D.

### 7.1.2 Diseño de los componentes del convertidor HBB- Buck

El convertidor HBB trabajando en modo Buck debe satisfacer las siguientes condiciones:

- 1.- Tensión de entrada entre 12 y 40 V.
- 2.- Tensión de salida 12 V.
- 3.- Rizado de la corriente  $i_{L1}$ ,  $\Delta i_L = 0,2$  A (histéresis  $\Delta=0,1$ )
- 4.- Frecuencia máxima de conmutación 200 kHz

Teniendo en cuenta estas especificaciones y considerando las expresiones (7.2) y (7.4), se obtiene (7.8).

$$T_S = T_{ON} + T_{OFF}$$

$$T_{ON} = DT_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_i - V_o}$$

$$T_{OFF} = (1 - D)T_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_o}$$

$$T_S = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_i - V_o} + \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1}{V_o} = \frac{\Delta I_{L_1} \cdot L_1 \cdot V_i}{V_o(V_i - V_o)}$$
(7.8)

Por tanto, la frecuencia de conmutación será (7.9).

$$f_s = \frac{1}{T_S} = \frac{V_o(V_i - V_o)}{\Delta I_{L_1} \cdot L_1 \cdot V_i}$$
(7.9)

Despejando  $L_1$  de (7.9), teniendo en cuenta que la frecuencia máxima no debe sobrepasar los 200 kHz, y conociendo que la máxima frecuencia se tiene para  $V_i = 40$  V, la inductancia mínima es de 210  $\mu$ H (7.10):

$$L_1 \geq \frac{V_o(V_i - V_o)}{\Delta I_{L_1} \cdot f_s \cdot V_i} = \frac{12(40 - 12)}{0.2 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 40} = 210 \mu H$$
(7.10)

Para minimizar más las pérdidas por conmutación, se decide disminuir más la frecuencia y se selecciona una inductancia de 220  $\mu\text{H}$ . Valor normalizado que se encuentra comercialmente.

En la figura 7.4, se puede ver como varía la frecuencia de funcionamiento en función de la tensión de entrada al convertidor con una inductancia de 220  $\mu\text{H}$ .

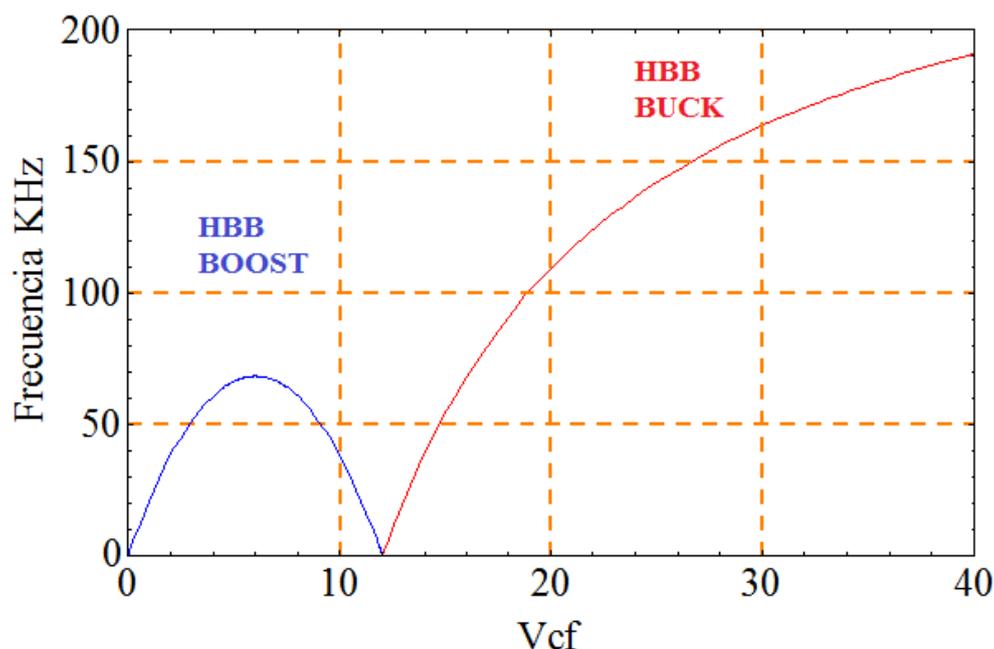


Figura 7.4. Frecuencia de conmutación del HBB

Para el diseño del condensador C, al igual que sucede con el HBB en modo Boost, al estar en paralelo con la batería, la capacidad no es muy crítica para el rizado de la tensión de salida, ya que la batería impondrá su tensión. No obstante se colocará un condensador de 10  $\mu\text{F}$  y se calcula su rizado teórico (7.11), con carga resistiva. El resultado obtenido será una cota superior del rizado real existente.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_{L_1}}{8 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (7.11)$$

Se puede ver que la amplitud del rizado es directamente proporcional al rizado de la corriente en la bobina, e inversamente proporcional a la capacidad y a la frecuencia de conmutación.

Si se calcula el valor del rizado máximo, este se tiene para una  $V_i$  próxima a 12 V, si se considera el rizado para  $V_i = 12.5$  V, teóricamente conmutará a una frecuencia de 10.9 kHz, y el rizado es (7.14).

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_{L_1}}{8 \cdot f_s \cdot C_o} = \frac{0.2}{8 \cdot 10,9 \cdot \text{kHz} \cdot 10 \mu\text{F}} = 229,35 \text{ mv} \quad (7.14)$$

### 7.1.3 Estudio preliminar de pérdidas

De la misma manera que se hizo en el convertidor HBB en modo boost, para el estudio preliminar teórico de las pérdidas por conducción se consideran los valores medios de las tensiones y corrientes nominales de funcionamiento, así pues, para el caso del Híbrido Buck/Boost en modo buck, el rango medio de tensiones de entrada se considera que varía entre 12 y 40 V. A su vez, se considera que el rizado de la corriente de entrada  $\Delta i_L(t) = 0.2$  A, una resistencia en la inductancia  $r_L = 0.062 \Omega$ , una resistencia en el condensador  $r_C = 0.05 \Omega$ , una resistencia drenador-surtidor en conducción  $r_{SW} = 0.078 \Omega$  y una caída de tensión en el diodo de 0.3 V.

Se calcula la potencia de entrada considerando una impedancia de  $26 \Omega$  (7.15), ya que es la que se pretende regular.

$$\begin{aligned} V_i &= \frac{12 + 40}{2} = 26 \text{ V} \\ P_i &= V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{26} = 26 \text{ W} \\ I_{in} &= \frac{26}{26} = 1 \text{ A} \end{aligned} \quad (7.15)$$

Una vez calculados estos datos de partida, se procede a aplicar la expresión (7.16) de pérdidas por conducción a los valores calculados seguidamente,

$$\sum P_{Pérdidas} = r_L \cdot i_{L(rms)}^2 + V_d \cdot \bar{i}_d + r_C \cdot i_{C(rms)}^2 + r_{MOS} \cdot i_{MOS(rms)}^2 \quad (7.16)$$

Seguidamente se calcula la  $i_{L(rms)}$ , (7.17)

$$\begin{aligned} \bar{i}_L^2 &= \bar{i}_o^2 \\ i_{ac(rms)} &= \frac{i_{ac}}{\sqrt{3}} = \frac{0,1}{\sqrt{3}} = 0,057 \text{ A} \\ i_{ac} &= \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0,2}{2} = 0,1 \text{ A} \\ i_{L(rms)}^2 &= \bar{i}_o^2 + i_{ac(rms)}^2 \\ i_{L(rms)}^2 &= \frac{i_{in}^2}{D^2} + 0,057^2 = \frac{1^2}{0,461^2} + 0,057^2 = 4,7 \text{ A} \\ i_{L(rms)} &= \sqrt{4,7} = 2,16 \text{ A} \end{aligned} \quad (7.17)$$

A continuación se calcula  $i_{d(rms)}$ .

$$\begin{aligned} i_{d(rms)} &\approx \bar{i}_L \cdot \sqrt{1-D} \approx 1 \cdot \sqrt{1-0,461} = 0.7341 \text{ A} \\ \bar{i}_d &= \bar{i}_L (1-D) = 1 \cdot (1-0.461) = 0.539 \text{ A} \end{aligned} \quad (7.18)$$

Seguidamente se obtiene el valor de  $i_{C(rms)}^2$  (7.19)

$$\begin{aligned}\Delta i_{C(rms)}^2 &= \Delta i_{L(rms)}^2 \\ i_{ac(rms)} &= \frac{i_{ac}}{\sqrt{3}} = \frac{0.1}{\sqrt{3}} = 0.057 \text{ A} \\ i_{ac} &= \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0.2}{2} = 0.1 \text{ A} \\ i_{C(rms)}^2 &= \overline{i_C^2} + i_{ac(rms)}^2 = 0 + (0.057)^2 = 3.24 \text{ mA}^2 \\ i_{C(rms)} &= \sqrt{0.0032 \text{ A}^2} = 0.057 \text{ A}\end{aligned}\tag{7.19}$$

Se procede a calcular la corriente del MOSFET  $i_{MOS(rms)}$  (7.20)

$$\begin{aligned}\overline{i_{MOS}} &= \overline{i_L} \cdot D = 1 \cdot 0,461 = 0.461 \text{ A} \\ i_{MOS(rms)} &\approx \overline{i_L} \cdot \sqrt{D} \\ i_{MOS(rms)} &= 1 \cdot \sqrt{0.461} = 0.6789 \text{ A}\end{aligned}\tag{7.20}$$

Una vez calculados los datos de la expresión de pérdidas por conducción, se sustituyen en (7.16) y se obtiene (7.21).

$$\sum P_{Pérdidas} = 0.062 \cdot 4.7 + 0.3 \cdot 0.539 + 0.05 \cdot 0.0032 + 0.078 \cdot 0.678^2 = 0.4891 \text{ W}\tag{7.21}$$

Seguidamente se calcula la potencia de salida  $P_o$  (7.22)

$$\begin{aligned}P_{in} &= P_o + P_{Pérdidas} \\ P_o &= P_{in} - P_{Pérdidas} = 26 - 0.489 = 25,51 \text{ W}\end{aligned}\tag{7.22}$$

y el rendimiento teórico con las pérdidas de conducción (7.23)

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100 = \frac{25,51}{26} \cdot 100 = 98,11 \%\tag{7.23}$$

Teniendo en cuenta el apartado 5.6 y las expresiones (5.12), (5.13) y (5.14), considerando los datos del fabricante del transistor que se emplea, aunque la duración de los transitorios de conmutación medidos en el laboratorio resultan ser bastante más grandes que los proporcionados por el fabricante en condiciones ideales, ver tabla 6.1, se considera  $V_{off} = 12 \text{ V}$ ,  $I_{on} = 26 \text{ V}/26 \text{ } \Omega$ ,  $f_s = 146,84 \text{ kHz}$ ,  $(t_1+t_2) = 110 \text{ ns}$ ,  $(t_3+t_4) = 120 \text{ ns}$ .

Así pues, la potencia perdida durante  $t_{off}/t_{on}$  y  $t_{on}/t_{off}$ , se muestra en (7.24) y (7.25), respectivamente:

$$P_{t_{off}/on} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_s} (t_1 + t_2) = \frac{26 \cdot 26 \cdot 146,84 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (110 \cdot 10^{-9}) = 0,209 \text{ W} \quad (7.24)$$

$$P_{t_{on}/off} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_s} (t_3 + t_4) = \frac{26 \cdot 26 \cdot 146,84 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (120 \cdot 10^{-9}) = 0,228 \text{ W} \quad (7.25)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto (7.26):

$$P_{TOT(AVG)} = P_{t_{off}/on} + P_{t_{on}/off} = 209 \text{ mW} + 228 \text{ mW} = 437 \text{ mW} \quad (7.26)$$

A continuación, se calcula el rendimiento teórico (7.28) con las pérdidas de conducción y de conmutación (7.27),

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_o + P_{Pérdidas} \\ P_o &= P_{in} - (P_{Cond.} + P_{Comm.}) = 26 - (0,489 + 0,437) = 25,074 \text{ W} \end{aligned} \quad (7.27)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100 = \frac{25,074}{26} 100 = 96,43 \% \quad (7.28)$$

## 7.2 Análisis dinámico y control del convertidor HBB- Buck

### 7.2.1 Modelo único en el espacio de estado

Cuando  $v_{cf}(t) < V_{bat}$ , el interruptor SBoost estará permanentemente en estado OFF, y el convertidor HBB funcionará en modo Buck. Igual que en caso anterior, en las ecuaciones del análisis dinámico, por simplicidad se usa  $v_p(t)$  en lugar de  $|v_p(t)|$ . El condensador de salida  $C_o$  no se incluye en las ecuaciones porque está en paralelo con la batería y no tiene dinámica. Las topologías ON y OFF, se pueden ver respectivamente en la Figura 7.5 a y 7.5 b.

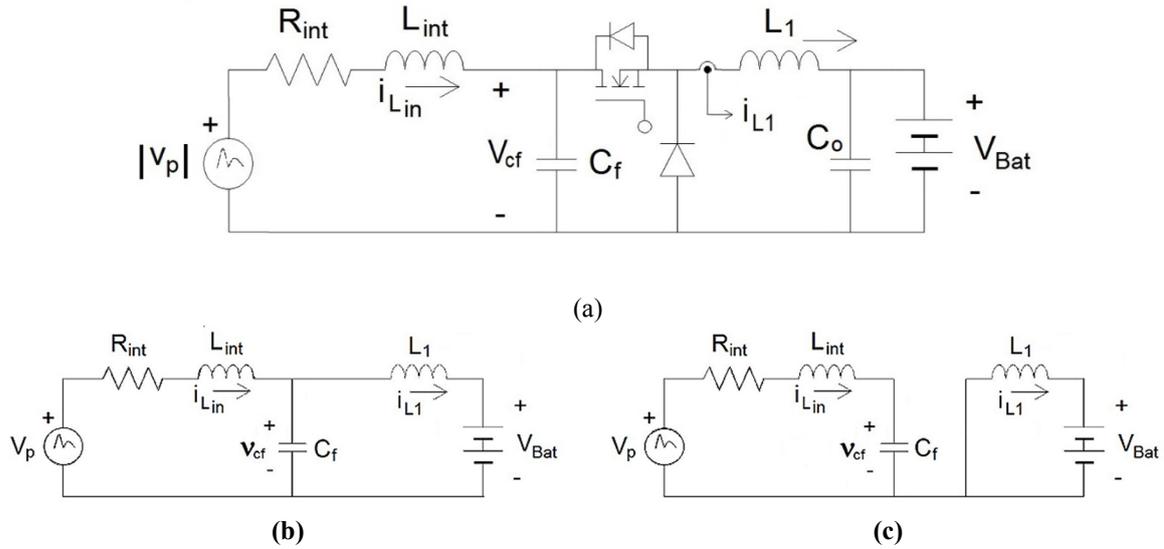


Figura 7.5. (a) Modo Buck, topologías de convertidor HBB: (b) ON, (c) OFF

Repitiendo el proceso descrito para el modo boost, un solo conjunto de ecuaciones diferenciales (7.29) describe, en cualquier instante, la dinámica del convertidor.

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{int} \\ i_{L_1} \\ v_{cf} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} L_{int} \frac{di_{int}}{dt} = v_p - R_{int} i_{int} - v_{cf} \\ L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{cf} u - V_{Bat} \\ C_f \frac{dv_{cf}}{dt} = i_{int} - i_{L_1} u \end{cases} \quad (7.29)$$

## 7.2.2 Superficie de control HBB- Buck

Para la adaptación de impedancias, la corriente de entrada del convertidor debe ser forzada a ser proporcional a la tensión de entrada  $v_{cf}(t)$ . Sin embargo, la única variable de estado que conduce a una superficie de control estable es la corriente de salida  $i_{L_1}(t)$ . Como resultado, la superficie deslizante propuesta (7.30) regula la corriente de salida  $i_{L_1}(t)$  a un valor dado, que considerando la ganancia de tensión del convertidor, implica la corriente de entrada deseada.

Del conjunto de ecuaciones (7.29), considerando la superficie  $S(X)$  y sus condiciones de existencia, se obtiene el control equivalente (7.31).

$$S(X) = i_{L_1} - \frac{v_{cf}}{R_{int}} \cdot \frac{v_{cf}}{V_{Bat}} = i_{L_1} - \frac{v_{cf}^2}{R_{int} V_{Bat}} = 0 \quad S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (7.30)$$

$$u_{eq} = \frac{V_{Bat}}{v_{cf}} + \frac{2L_1}{R_{int} V_{Bat}} \frac{dv_{cf}}{dt} \quad (7.31)$$

En equilibrio todas las derivadas son cero (7.32):

$$\frac{dv_{cf}}{dt} = 0, \quad \frac{di_{int}}{dt} = 0, \quad \frac{di_{L1}}{dt} = 0, \quad (7.32)$$

Así pues, forzando a cero la dinámica en (7.29), y sustituyendo el control equivalente (7.31), se puede deducir el punto de equilibrio (7.33) y la dinámica de deslizamiento ideal (7.34), lo que resulta ser no lineal. Como en el modo boost, la tensión del condensador en el punto de equilibrio es la mitad de la tensión del pulso ( $V_{cf}^* = V_p^*/2$ ), por tanto, se ve que corresponde a una situación de adaptación de impedancia.

$$X^* = [I_{in}^*, V_{cf}^*, I_{L1}^*]^T = \left[ \frac{V_p^*}{2R_{int}}, \frac{V_p^*}{2}, \frac{V_{cf}^{*2}}{4R_{int}V_{Bat}} \right]^T \quad (7.33)$$

$$\begin{cases} g_1(X) = \frac{di_{int}}{dt} = \frac{1}{L_{int}}v_p - \frac{R_{int}}{L_{int}}i_{int} - \frac{1}{L_{int}}v_{cf} \\ g_2(X) = \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{2v_{cf}}{R_{int}V_{Bat}} \cdot \frac{dv_{cf}}{dt} \\ g_3(X) = \frac{dv_{cf}}{dt} = \frac{1}{C_f}i_{int} - \frac{2}{C_f} \frac{L_1}{R_{int}V_{Bat}} \frac{dv_{cf}}{dt} i_{L1} - \frac{V_{Bat}}{v_{cf}} \frac{i_{L1}}{C_f} \end{cases} \quad (7.34)$$

Para evaluar la estabilidad de la superficie propuesta, la dinámica ideal (7.34) debe linealizarse alrededor del punto de equilibrio  $X^*$  utilizando un modelo de perturbación de señal pequeña (7.35-7.36).

$$X(t) = X^* + \hat{X}(t) \quad (7.35)$$

$$\begin{cases} g_1(X) \approx \mathbf{a} \cdot \hat{v}_p(t) + \mathbf{b} \cdot \hat{i}_{int}(t) + \mathbf{c} \cdot \hat{v}_{cf}(t) \\ g_2(X) \approx \mathbf{d} \cdot \hat{v}_{cf}(t) + \mathbf{e} \cdot \hat{w}(t) \quad \text{donde, } w = \frac{dv_{cf}}{dt}, \quad W^* = 0 \\ g_3(X) \approx \mathbf{f} \cdot \hat{i}_{int}(t) + \mathbf{g} \cdot \hat{i}_{L1}(t) + \mathbf{h} \cdot \hat{v}_{cf}(t) + \mathbf{k} \cdot \hat{w}(t) \end{cases} \quad (7.36)$$

Los coeficientes del modelo de señal pequeña se dan en (7.37).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{a} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_1}{\partial v_p} \right|_{x^*} = \frac{1}{L_{in}} & \mathbf{b} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_1}{\partial i_{int}} \right|_{x^*} = -\frac{R_{int}}{L_{in}} & \mathbf{c} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_1}{\partial v_{cf}} \right|_{x^*} = -\frac{1}{L_{in}} \\
 \mathbf{d} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_2}{\partial v_{cf}} \right|_{x^*} = 0 & \mathbf{e} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_2}{\partial w} \right|_{x^*} = \frac{V_p^*}{R_{int} V_{Bat}} & \mathbf{f} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_3}{\partial i_{int}} \right|_{x^*} = \frac{1}{C_f} \\
 \mathbf{g} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_3}{\partial i_{L1}} \right|_{x^*} = \frac{-2V_{Bat}}{V_p^* C_f} & \mathbf{h} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_3}{\partial v_{cf}} \right|_{x^*} = \frac{1}{R_{int} C_f} & \mathbf{k} &= \left. \frac{\partial \mathbf{g}_3}{\partial w} \right|_{x^*} = \frac{-L_1}{2C_f} \left( \frac{V_p^*}{R_{int} V_{Bat}} \right)^2
 \end{aligned} \tag{7.37}$$

Aplicando la transformada de Laplace al modelo linealizado (7.36) con los coeficientes de (7.37), queda (7.38):

$$\begin{aligned}
 s\hat{I}_{in}(s) &= a\hat{V}_p(s) + b\hat{I}_{in}(s) + c\hat{V}_{cf}(s) \\
 s\hat{I}_{L1}(s) &= d\hat{V}_{cf}(s) + e\hat{I}_{in}(s) \\
 s\hat{V}_{cf}(s) &= f\hat{I}_{in}(s) + g\hat{I}_{L1}(s) + h\hat{V}_{cf}(s) + k\hat{V}_{cf}(s)
 \end{aligned} \tag{7.38}$$

Manipulando las expresiones (7.38), se obtiene (7.39):

$$\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_p(s)} = \frac{a \cdot f \cdot s}{s^3(1-k) - s^2\{ge + h + b(1-k)\} - s\{gd - b(ge + h) + fc\} + bgd} \tag{7.39}$$

Da una expresión de tercer grado, pero como el coeficiente  $d = 0$ , al sustituirlo quedará de segundo grado, se sustituyen todos los coeficientes por su valor, y la función de transferencia buscada se muestra en (7.40).

$$\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_p(s)} = \frac{\frac{1}{L_{int} C_f}}{s^2 \left[ 1 + \frac{L_1}{2C_f} \left( \frac{V_p^*}{R_{int} V_{Bat}} \right)^2 \right] + s \left\{ \frac{1}{R_{int} C_f} \left[ 1 + \frac{L_1}{2L_{int}} \left( \frac{V_p^*}{V_{Bat}} \right)^2 \right] + \frac{R_{int}}{L_{int}} \right\} + \frac{2}{L_{int} C_f}} \tag{7.40}$$

Esta función evidencia la adaptación de impedancias en DC (7.41) porque  $V_{cf} / V_p = 1/2$ . Como en el caso anterior, el seguimiento de  $v_p(t)$  viene dado por un filtro de paso bajo de segundo orden. La estabilidad del sistema se verifica porque todos los coeficientes de  $P(s)$  existen y son positivos, por tanto es incondicionalmente estable.

$$\frac{\hat{V}_{cf}(0)}{\hat{V}_p(0)} = \frac{\frac{1}{L_{int} C_f}}{\frac{2}{L_{int} C_f}} = \frac{1}{2} \Rightarrow \text{Adaptación de impedancias} \quad (7.41)$$

Como se esperaba de la dinámica de deslizamiento no lineal (7.34), en el modo buck, la frecuencia natural (7.42) y el ancho de banda B-3dB no son constantes, dependen del pulso  $V_P$  del generador y la ganancia del convertidor. Esto no sucede operando en modo boost (6.43) donde la frecuencia natural es constante.

$$\omega_n^2 = \frac{2}{L_{int} C_f} \cdot \left[ 1 + \frac{L_1}{2C_f} \left( \frac{V_P^*}{R_{int} V_{Bat}} \right)^2 \right]^{-1} \quad (7.42)$$

Al igual que en el modo boost  $v_p(t)$  no es observable a nivel experimental, y por tanto usamos  $V_{int} = R_{int} \cdot i_{int}$  para fines de verificación experimental y simulación dado que  $i_{int}(t)$  sí que es observable. Esto lleva a la función de transferencia (7.43)  $V_{cf}(s) / V_{int}(s)$ . Donde se puede observar cómo afecta el tamaño del condensador  $C_f$  en el desfase entre  $V_{cf}(t)$  y  $V_{int}(t)$ . Como en la función de transferencia anterior (7.40), la frecuencia de corte y el ancho de banda BW-3dB dependen de la tensión  $V_P$

$$\frac{\hat{V}_{cf}(s)}{\hat{V}_{int}(s)} = \frac{\hat{V}_{cf}(s)}{R_{int} \hat{I}_{int}(s)} = \frac{\frac{1}{R_{int} C_f}}{s \cdot \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{L_1}{C_f} \left( \frac{V_P}{R_{int} V_{Bat}} \right)^2 \right] + \frac{1}{R_{int} C_f}} \quad (7.43)$$

Para bajas frecuencias, se observa que la tensión en el condensador sigue la tensión de entrada (7.44), como era de esperar.

$$\text{Si, } s = 0, \quad \hat{V}_{cf} = \hat{V}_{int} \quad (7.44)$$

## 8 Funcionamiento conjunto del Adaptador HBB

### 8.1 Simulación del Sistema

El funcionamiento del convertidor híbrido propuesto se ha simulado con dos señales de entrada diferentes:

- la primera señal  $v_p(t)$  es una forma de onda de pulso generada por el dispositivo de recolección que se muestra en la figura 3.9 (e), que reproducimos en la figura 8.1.

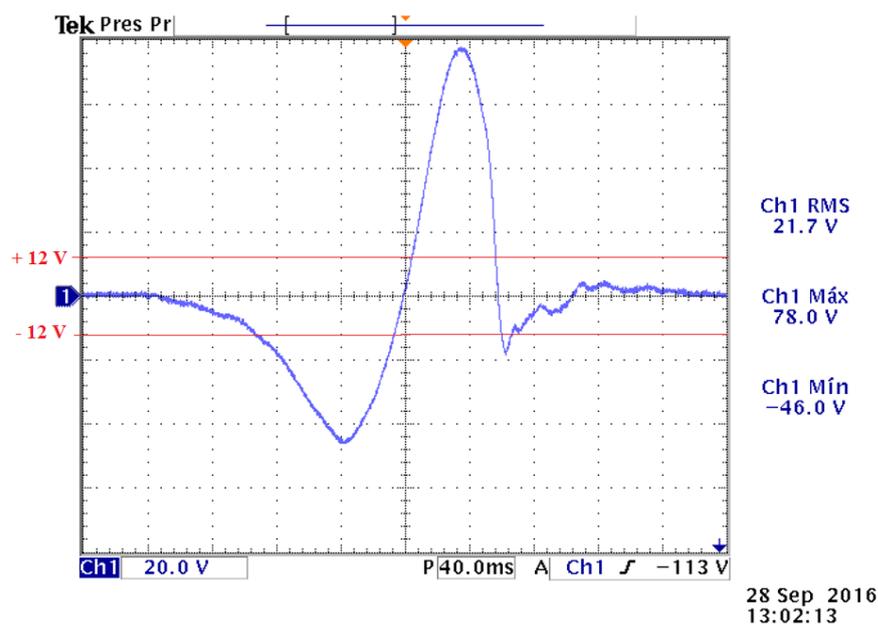


Figura 8.1. Captador final de la figura 1 combinando serie/paralelo 3 transductores, en vacío

- la segunda  $v_p(t)$  es una forma de onda sinusoidal. La fuente de alimentación de CA del laboratorio proporciona este tipo de señal para verificar el prototipo experimental y comparar los resultados experimentales y simulados.

En este apartado se muestra la simulación conjunta (ambos modos) para las dos señales propuestas. En la simulación PSIM se estudian cuatro casos diferentes, tal y como se observa en las figura 8.2-8.5. En todos ellos la batería que se debe cargar es de 12 Voltios.

Los casos considerados son los siguientes:

- a) el adaptador funciona únicamente en modo boost con la superficie (6.30) y que reproducimos en (8.1).

$$S(X) = i_{L1} - \frac{v_{cf}}{R_{int}} = 0 \quad (8.1)$$

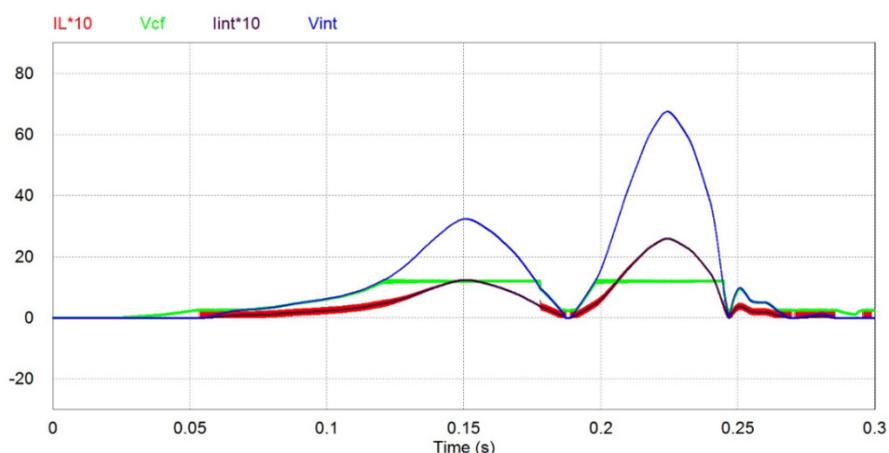


Figura 8.2. Simulación HBB Modo Boost, con el pulso  $v_p(t)$  de la figura 8.1 rectificado

- b) el adaptador funciona únicamente en modo buck con la superficie (7.30) y que reproducimos en (8.2)

$$S(X) = i_{L1} - \frac{v_{cf}}{R_{int}} \cdot \frac{v_{cf}}{V_{Bat}} = i_{L1} - \frac{v_{cf}^2}{R_{int} V_{Bat}} = 0 \quad (8.2)$$

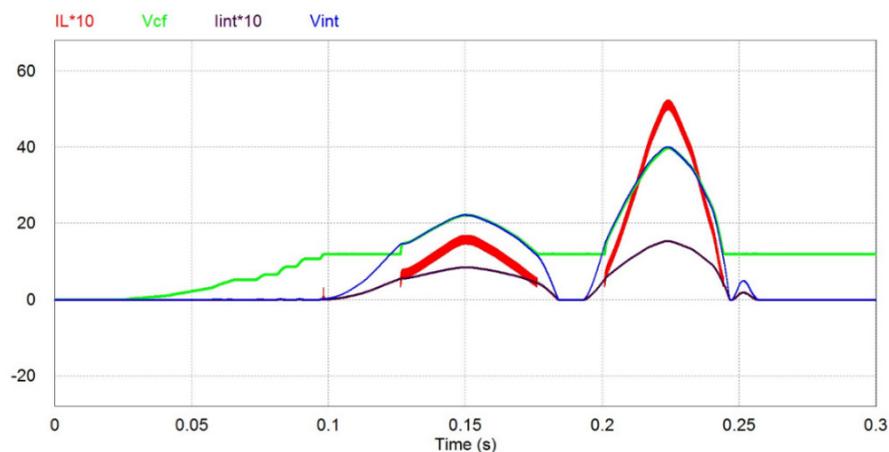


Figura 8.3. Simulación HBB Modo Buck, con el pulso  $v_p(t)$  de la figura 8.1 rectificado

- c) el adaptador utiliza ambos modos de funcionamiento del convertidor HBB y las superficies (8.1) y (8.2) en sus respectivas zonas de influencia y  $C_f=10 \mu\text{F}$ , elegido en el apartado 4.3.

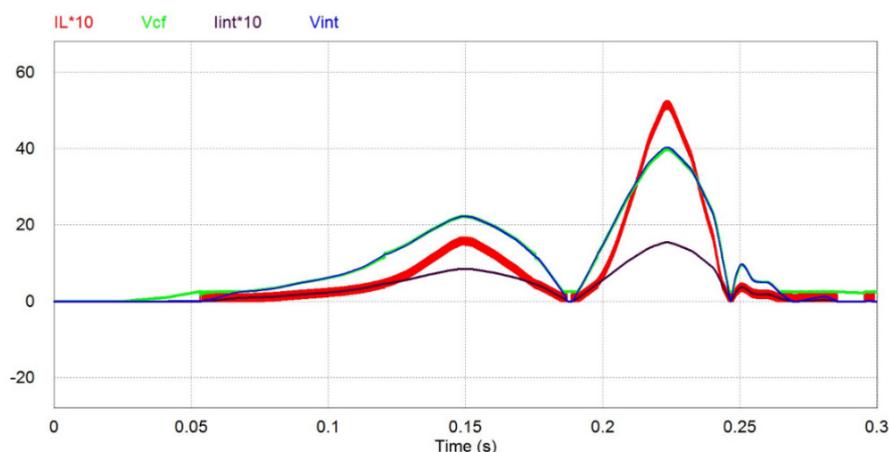


Figura 8.4. Simulación HBB funcionando en las zonas Boost y Buck, con el pulso  $v_p(t)$  de la figura 8.1 rectificado

- d) se usa el mismo adaptador híbrido con idénticas superficies, pero  $C_f$  cambia de  $10 \mu\text{F}$  a  $200 \mu\text{F}$ .

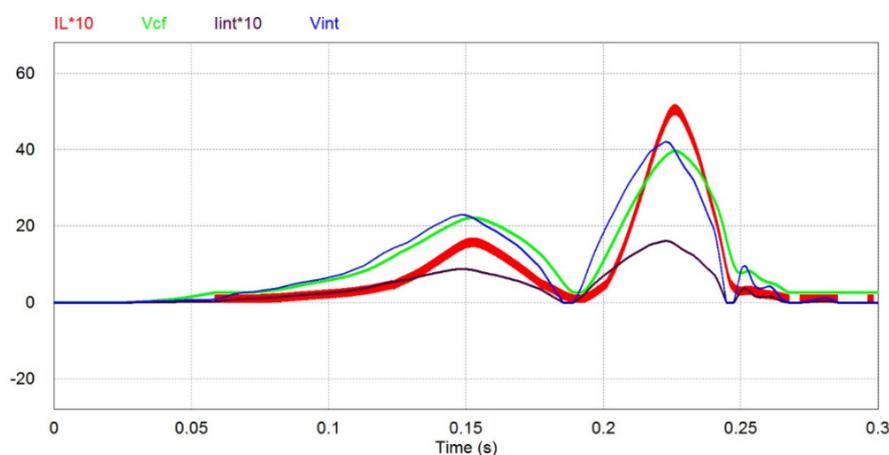


Figura 8.5. Simulación HBB con desfase producido por el condensador  $C_f$  del filtro de entrada

Las señales representadas son  $i_{L1}(t)$  en rojo,  $v_{cf}(t)$  en verde,  $i_{int}(t)$  en negro, y finalmente  $v_{int}(t)$  en azul. Para una mejor visualización las corrientes están amplificadas por 10.

Se observa en las figura 8.2- 8.5, como el adaptador HBB con un solo modo de funcionamiento (Boost o Buck), no garantizan la adaptación de impedancias para toda la excursión de tensión del pulso  $v_p(t)$ . En cambio, el funcionamiento en ambos modos si que logra esa adaptación, sea cual sea la tensión del pulso  $v_p(t)$ . Asimismo, se concluye que la elección del condensador de filtro/desacoplo  $C_f$ , es crítica, ya que si es demasiado grande, se desfasan las tensiones  $v_{int}(t)$  y  $v_{cf}(t)$ , que en el fondo implica un desfase entre

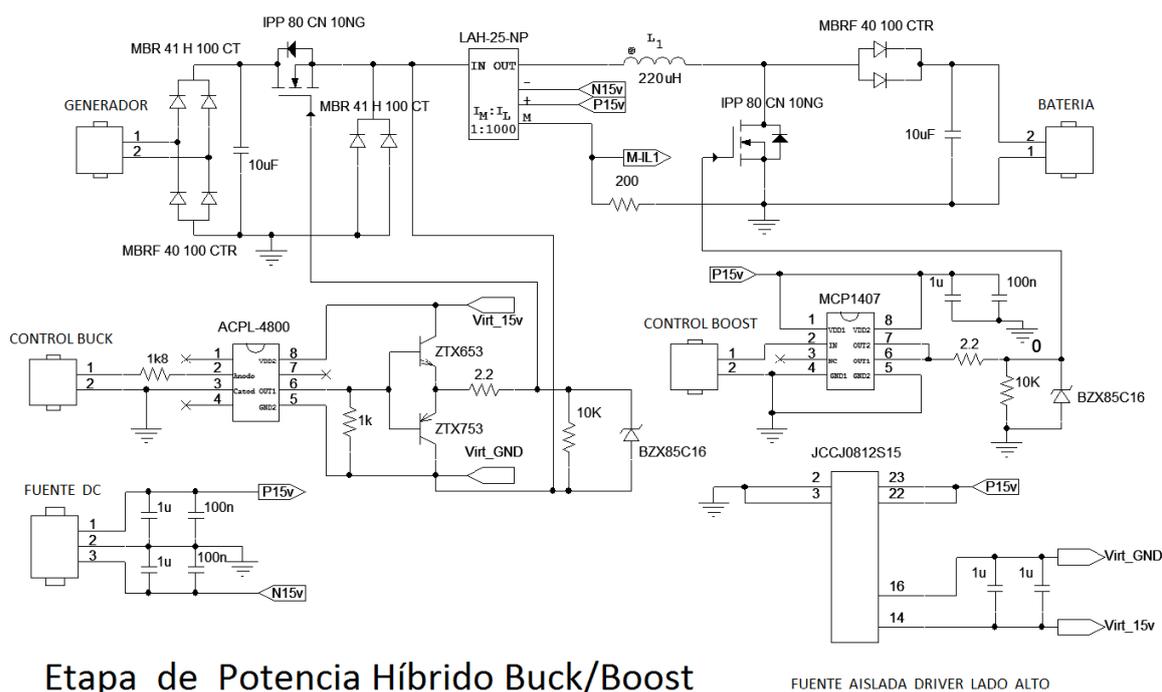
$i_{int}(t)$  y  $v_{cf}(t)$ , y por lo tanto un deterioro en la adaptación de impedancias. De la elección de este condensador se hizo referencia en la figura 4.2 del apartado 4: Estudio del condensador de Filtro del Adaptador.

La simulación sinusoidal se muestra en la figura 8.10 del apartado 8.3.2 Verificación del funcionamiento.

## 8.2 Resultados experimentales

### 8.3.1 Realización práctica del circuito Híbrido Buck/Boost como adaptador de impedancias

Las figuras 8.6 y 8.7 muestran la etapa de potencia y el circuito de control del convertidor Híbrido Buck/Boost. En el apéndice 13.3 se muestran los esquemas ampliados.



Etapa de Potencia Híbrido Buck/Boost

FUENTE AISLADA DRIVER LADO ALTO

Figura 8.6. Etapa de potencia del convertidor HBB

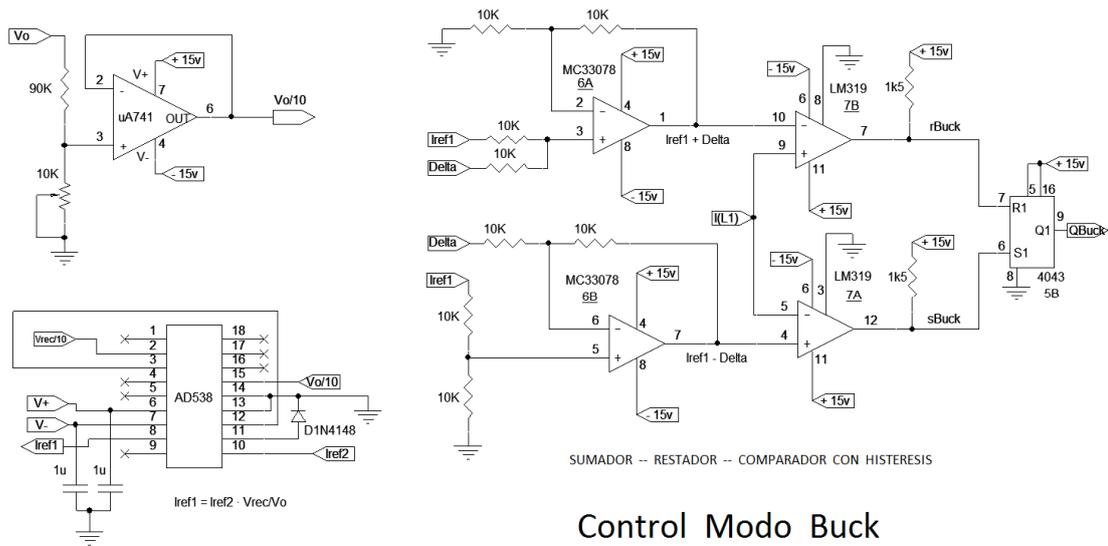
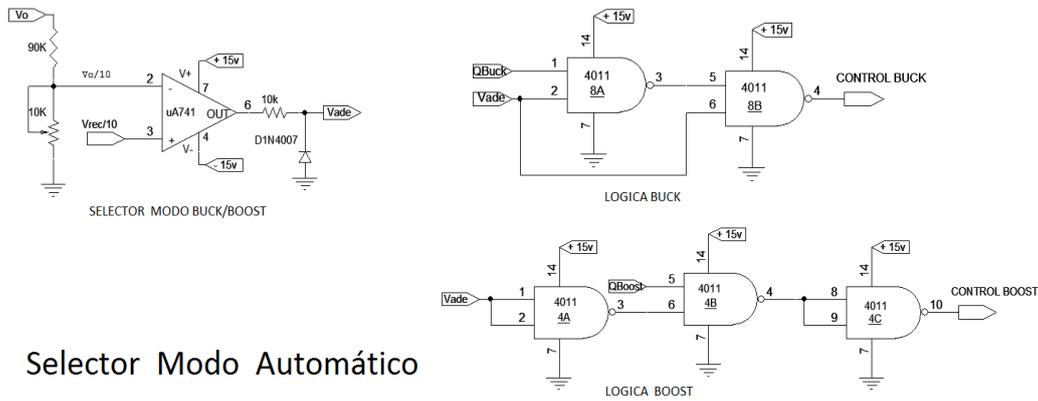
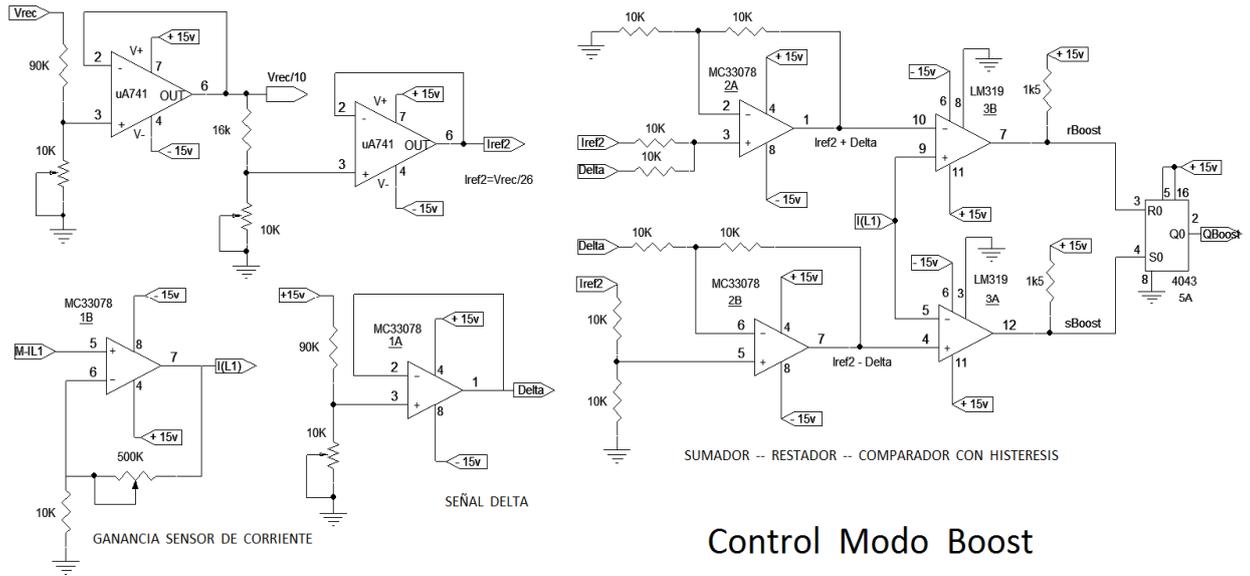


Figura 8.7. Circuito de control del HBB

### 8.3.2 Verificación del funcionamiento

La figura 8.8, nos muestra el prototipo construido según el esquema de las figuras 8.6 y 8.7.

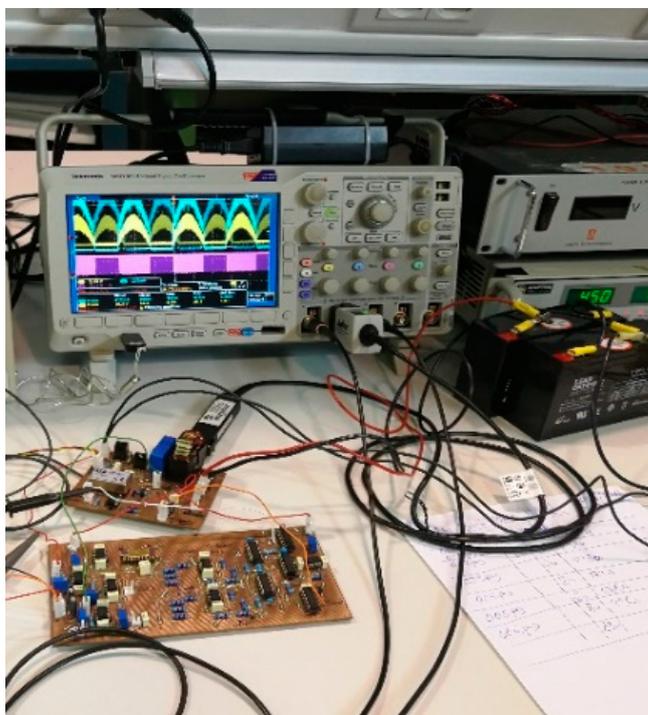


Figura 8.8. Prototipo del convertidor Híbrido Buck/Boost

Como, el laboratorio utilizado carece de instalaciones mecánicas y es difícil desarrollar un sistema para impulsar periódicamente nuestro dispositivo recolector, imitando un tren de olas marinas. De hecho, el dispositivo de recolección se colocó en un aparato articulado de madera hecho a mano, que se muestra en la figura 3.11. La fotografía mostrada en la figura 1.4 aparece una persona que está accionando el dispositivo mecánico, para generar el pulso de tensión. Si el dispositivo de recolección se activa manualmente, es imposible obtener señales repetitivas y poder obtener medidas iguales en el osciloscopio.

Así pues, ante la imposibilidad de generar automáticamente el pulso con parámetros idénticos y repetitivos con el transductor construido, y poder sacar oscilogramas, se utilizan dos fuentes programables del laboratorio con la intención de realizar dos experimentos diferentes:

- a) En primer lugar, se escoge un generador de tensión alterna con una impedancia de salida despreciable, y se le conecta una resistencia  $R=26\ \Omega$  en serie para simular el dispositivo recolector. Se ajusta el voltaje de la fuente para que en bornes del condensador  $v_{cf}(t)$  exista una tensión entre 0 V y 40 Vrms, con frecuencias ajustables entre 50 Hz y 200 Hz, donde la frecuencia de 50 Hz es la más baja que proporcionaba la fuente. Téngase en cuenta que, incluso para el caso de 50 Hz, el periodo de la señal (20 ms) es mucho más rápido que un periodo típico de un tren de olas marinas (10 a 30 segundos), donde una ola puede durar de 1 a 3 segundos, y tal y como se verá en los resultados, el adaptador funciona correctamente.

- b) Con el fin de tener valores experimentales más realistas, en una segunda fase se compró una fuente programable de DC capaz de sintetizar un pulso de tensión como el de la figura 8.1, pero rectificado. A causa del rango de funcionamiento de la fuente programable, la única diferencia entre el pulso real y el producido por la fuente es la escala temporal. La fuente produce un tren de impulsos, donde cada ola dura 200ms (en lugar de 1 a 3 segundos) y dos olas consecutivas están separadas 1,4 segundos (en lugar de 10-30 segundos), es decir, el tren de “olas” sintético es unas 10 veces más rápido que el real. Como en el caso anterior se conecta una resistencia  $R=26\ \Omega$  entre la fuente y el adaptador para emular el dispositivo recolector.

En estas condiciones se ofrecerá en primer lugar los resultados para la tensión senoidal y luego para el tren de olas sintético.

En los oscilogramas de la figura 8.9, se pueden apreciar las siguientes señales: **a)** en azul oscuro se observa la tensión suministrada por el generador, después de ser rectificada por el puente, en bornes del condensador  $C_f$ , es decir  $v_{cf}(t)$ ; **b)** en azul celeste, la corriente del inductor  $i_L(t)$ ; **c)** en rosa la señal de puerta del MOSFET correspondiente al modo Boost en el Híbrido; **d)** en rojo, se observa la impedancia media de entrada del adaptador registrada por el osciloscopio, y finalmente **e)** en verde claro, la señal de la puerta del MOSFET correspondiente al modo Buck.

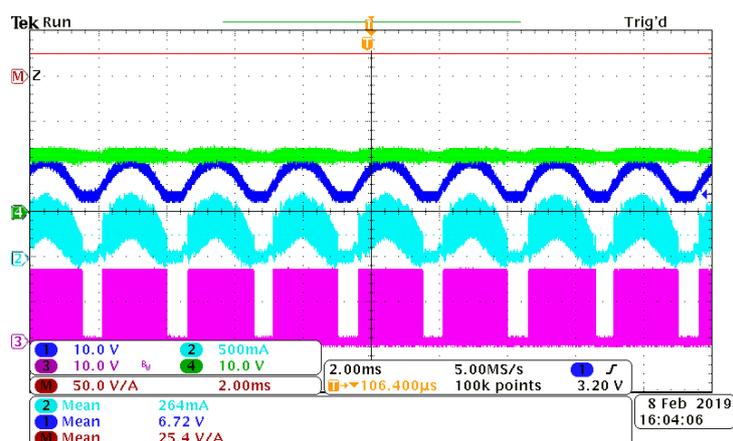


Figura 8.9 a. HBB,  $V_p=11\ V_{pico}$ ,  $f=200\ Hz$

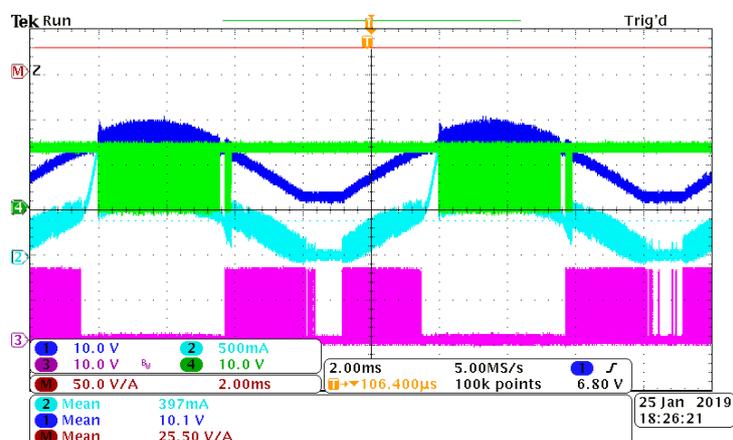


Figura 8.9 b. HBB,  $V_p=21\ V_{pico}$ ,  $f=50\ Hz$

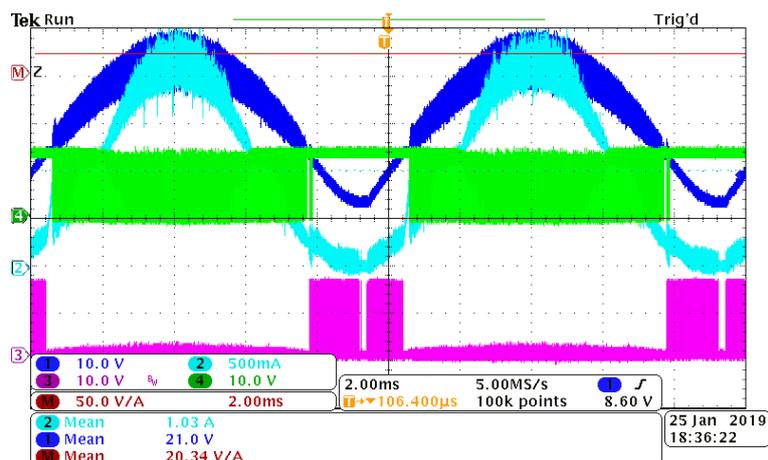


Figura 8.9 c. HBB,  $V_p=34 V_{pico}$ ,  $f=50 Hz$

Figura 8.9. Resultados del montaje experimental del Híbrido Buck/Boost (HBB)

La figura 8.10 muestra los resultados de la simulación dados por una señal de entrada de CA de  $24 V_{RMS}$  pico y 50 Hz. La Figura 8.9 (c) muestra los resultados experimentales reales en las mismas condiciones de la Figura 8.10. Como se puede observar, existe gran coincidencia entre los resultados simulados y los experimentales.

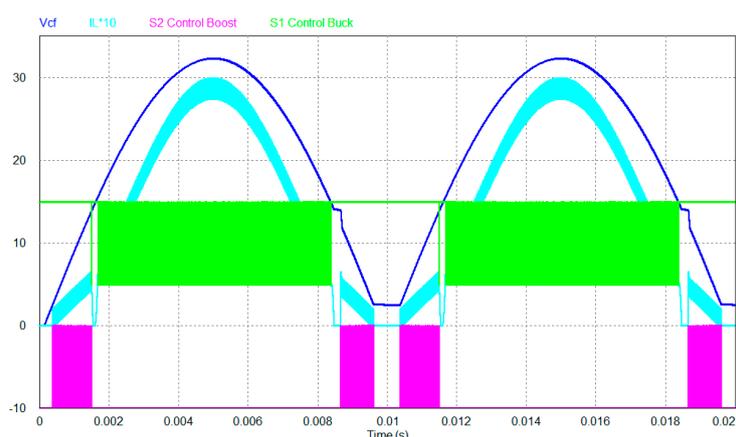


Figura 8.10. Simulación con  $V_{cf}=24 V_{RMS}$ , 50 Hz

A continuación se ofrecen los resultados para el tren de “olas” sintético. Cada pulso de tensión reproduce el pulso rectificado del dispositivo de cosecha dado en la figura 8.1 a una escala 10 veces más rápida. Esta fuente de alimentación se conecta al circuito de adaptación de impedancia a través de una resistencia en serie de  $26 \Omega$  que simula la impedancia de salida del dispositivo recolector.

Las figuras 8.11, 8.12 y 8.13, muestra los resultados experimentales utilizando el generador programable. La caída de tensión en la resistencia  $v_{int}(t)$  de  $26 \Omega$  se muestra en color rosa, mientras que la tensión de entrada del circuito adaptador de impedancia  $v_{cf}(t)$  se muestra en color azul oscuro.

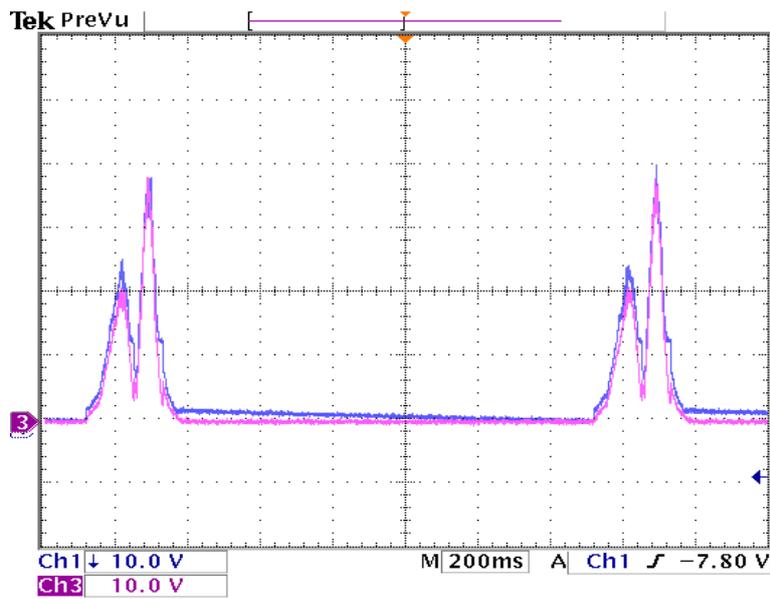


Figura 8.11. Ensayo experimental con el tren de pulsos programados en el HBB

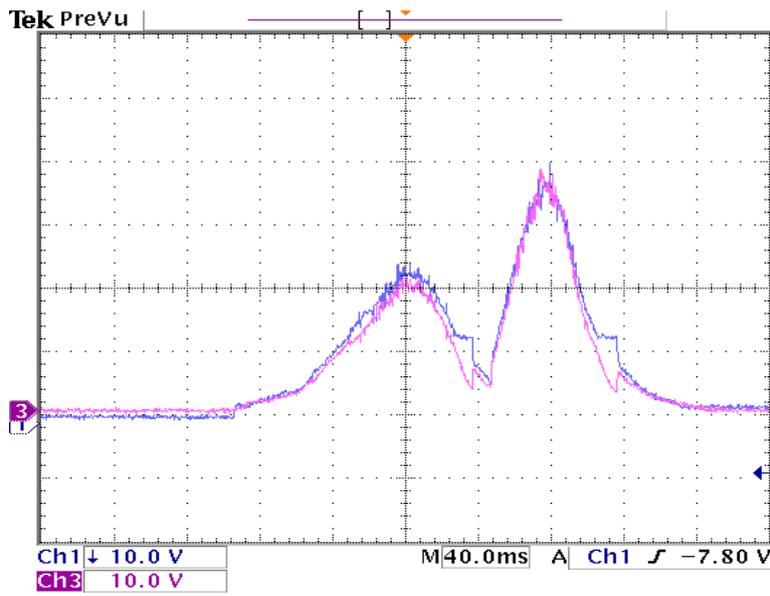


Figura 8.12. Detalle del tren de pulsos programados en el HBB

La figura 8.13 muestra  $v_{int}(t)$  en color cian,  $v_{Cr}(t)$  en azul oscuro,  $S_{boost}(t)$  en color rosa, y finalmente  $S_{buck}(t)$  en verde.

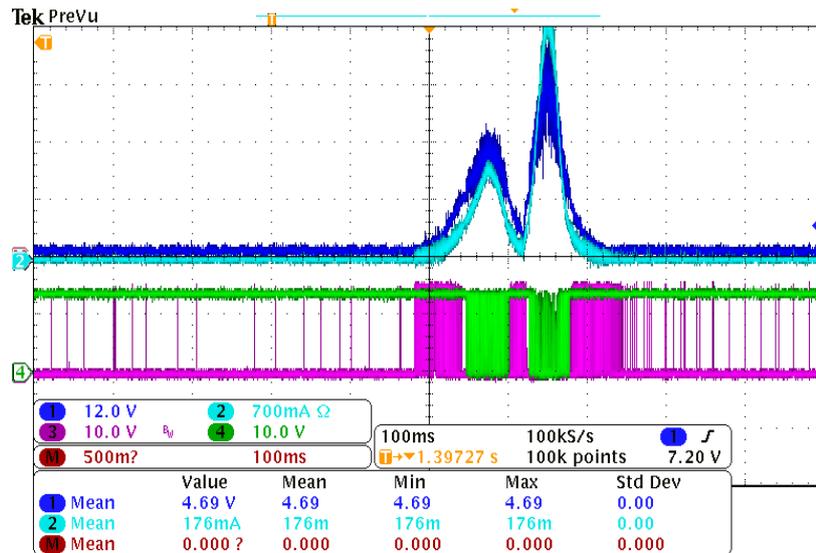


Figura 8.13. Ensayo experimental del HBB con las señales de control

La figura 8.14 muestra el banco de trabajo experimental de ensayos con el convertidor HBB.

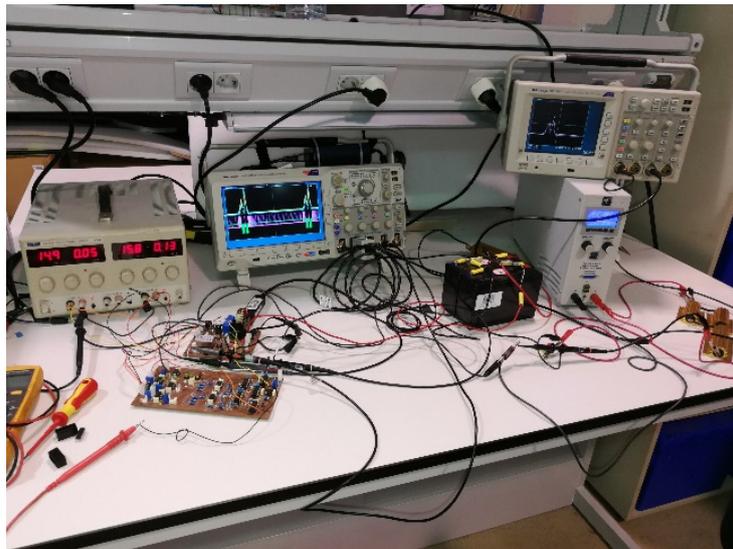


Figura 8.14. Banco de trabajo experimental ensayo con el HBB

### 8.3.3 Eficiencia en la adaptación de impedancias

La gráfica de la figura 8.15 muestra el resultado experimental de la impedancia de entrada del convertidor en función de la tensión de entrada  $V_{cf}(t)$ .

Los datos que se muestran en este gráfico se han obtenido junto con los resultados experimentales de las señales sinusoidales de las figuras 8.9. Se utilizan tres frecuencias diferentes: 50 Hz (rojo), 100 Hz (azul) y 200 Hz (verde).

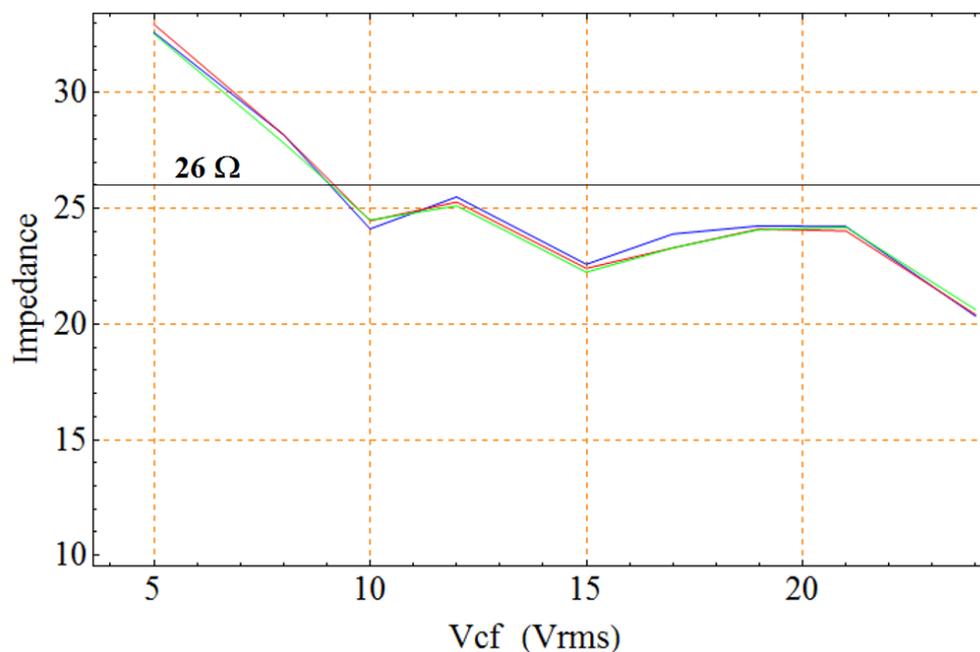


Figura 8.15. Impedancia de entrada del adaptador HBB (valor ideal  $R_{int}=26 \Omega$ )

La expresión (8.3) nos define la eficiencia de la adaptación de impedancia como la relación entre la potencia real absorbida por el convertidor y la potencia que sería absorbida en el caso de adaptación perfecta de impedancia, cuando  $Z_{in} = R_{int} = 26 \Omega$ .

$$\eta_M = \frac{Z_{in} \cdot V_P^2}{(26 + Z_{in})^2} \cdot \frac{(26 + 26)^2}{26 \cdot V_P^2} = 104 \cdot \frac{Z_{in}}{(26 + Z_{in})^2} \quad (8.3)$$

Como se puede ver en la figura 8.16, la eficiencia de la adaptación de impedancia es bastante alta, siempre superior al 98%, aunque experimenta una leve caída alrededor de 14-15 V, que es el voltaje correspondiente a una batería cargada por completo, y coincidente con el límite real entre los modos boost y buck, donde por unos instantes se pierde el deslizamiento al pasar de una región operativa a la otra (zona muerta). Se representan los datos para tres frecuencias diferentes: 50 Hz (rojo), 100 Hz (azul) y 200 Hz (verde).

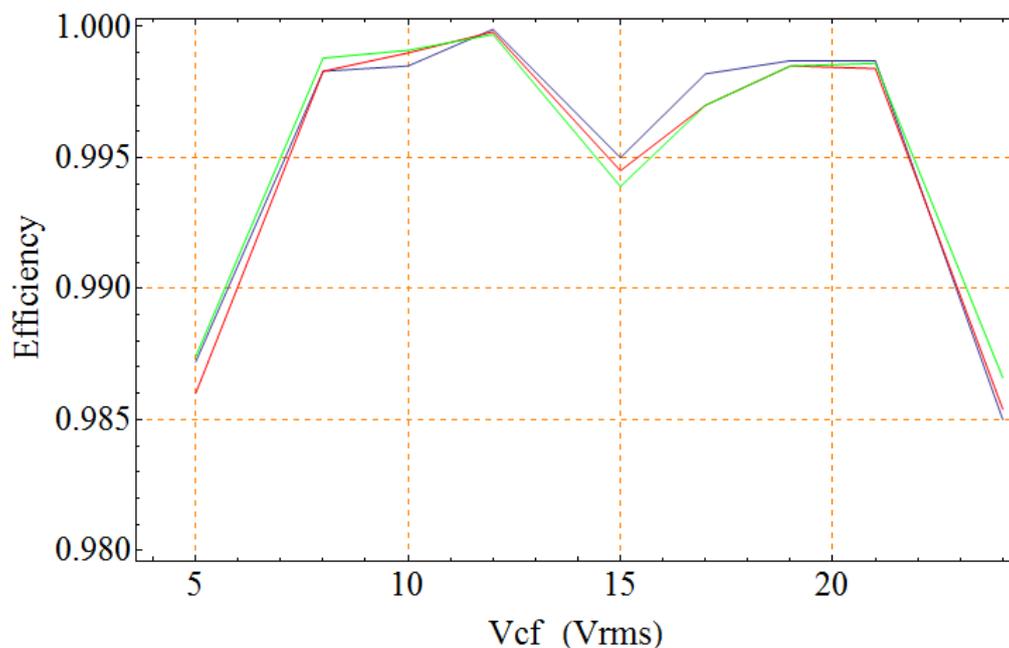


Figura 8.16. Eficiencia de la adaptación de impedancia (batería cargada)

El valle de la figura 8.16 en torno a 15 voltios se corresponde con la tensión de la batería cuando se hizo el experimento, batería cargada. Nótese que la tensión de transición de un modo a otro (zona muerta), es variable, dado que depende de la tensión de la batería.

### 8.3.4 Rendimiento

Una especificación importante de cualquier adaptador de energía, es su rendimiento en términos de potencia. En la figura 8.17 se muestran los valores medidos de tensión y corriente tanto en la entrada como en la salida directamente en los multímetros digitales correspondientes al adaptador HBB.



Figura 8.17. Medidas de la potencia de entrada y salida del adaptador HBB

La figura 8.18 es una fotografía del convertidor HBB en los ensayos experimentales de medida.

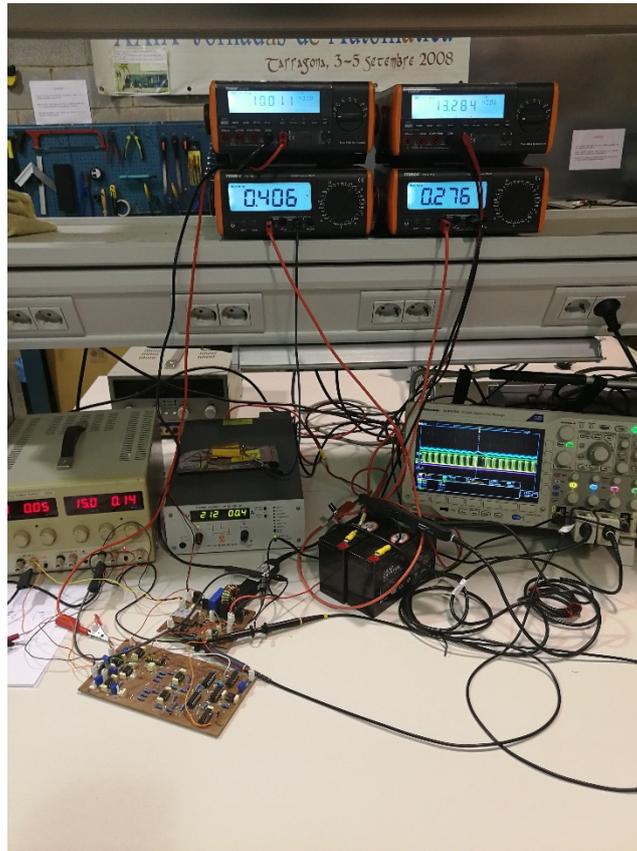


Figura 8.18. Ensayo con el prototipo HBB en la mesa de medidas del laboratorio.

Los valores de tensión y corriente obtenidos de los multímetros se procesan en un programa de cálculo, y se obtienen los valores de rendimiento del adaptador HBB que aparecen en la tabla 8.1.

V <sub>f</sub> (v)	I <sub>LF</sub> (A)	P <sub>in</sub>	V <sub>bat</sub>	I <sub>bat</sub> (A)	P <sub>bat</sub>	η (%)
3,02	0,092	0,277	13,02	0,019	0,247	89,04
6,05	0,203	1,228	13,04	0,084	1,095	89,19
10,01	0,406	4,064	13,28	0,276	3,665	90,19
11,03	0,459	5,062	13,44	0,340	4,569	90,26
13,02	0,558	7,265	13,81	0,475	6,559	90,29
16,92	0,505	8,544	13,79	0,548	7,556	88,44
20,18	0,590	11,906	14,04	0,720	10,111	84,93
25,22	0,862	21,739	14,80	1,225	18,130	83,40
30,57	1,264	38,640	15,16	1,726	26,166	67,72
34,85	1,422	49,556	16,41	1,983	32,541	65,67
38,81	1,606	62,328	16,04	2,430	38,989	62,56

Tabla 8.1. Valores de rendimiento del HBB obtenidos en el banco de Medidas, sin considerar el consumo del control.

En la figura 8.19, se puede ver la evolución del rendimiento del adaptador HBB.

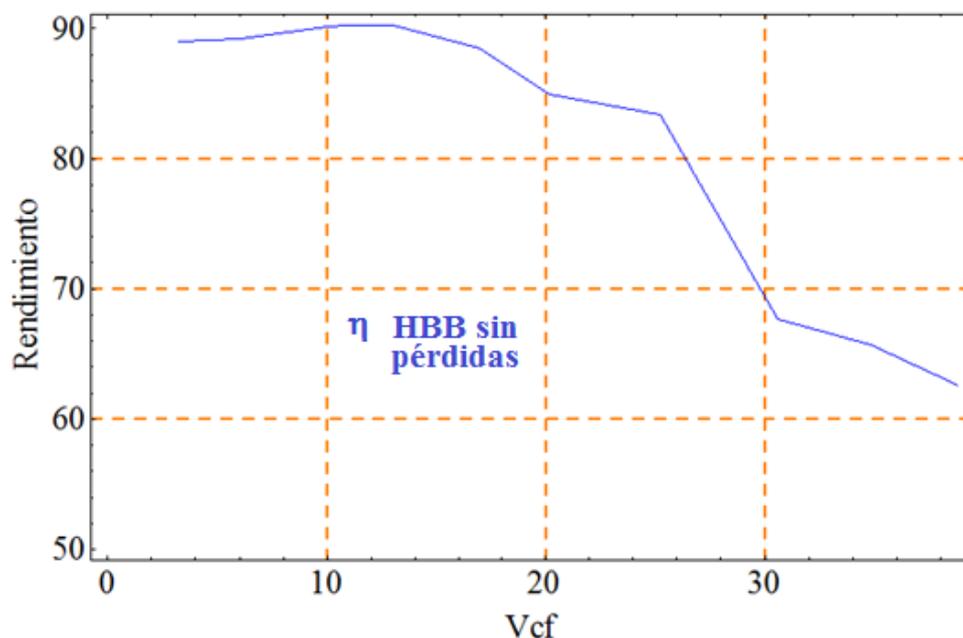


Figura 8.19. Rendimiento del adaptador HBB, sin considerar el consumo de la placa de control.

En la figura 8.20, se puede apreciar como la frecuencia de conmutación aumenta con la tensión de entrada, este aumento de la frecuencia de conmutación es responsable de un considerable aumento de las pérdidas por conmutación, no tan solo por las propias del MOSFET al conmutar, sino de toda la electrónica de control para poder seguir la superficie de deslizamiento.

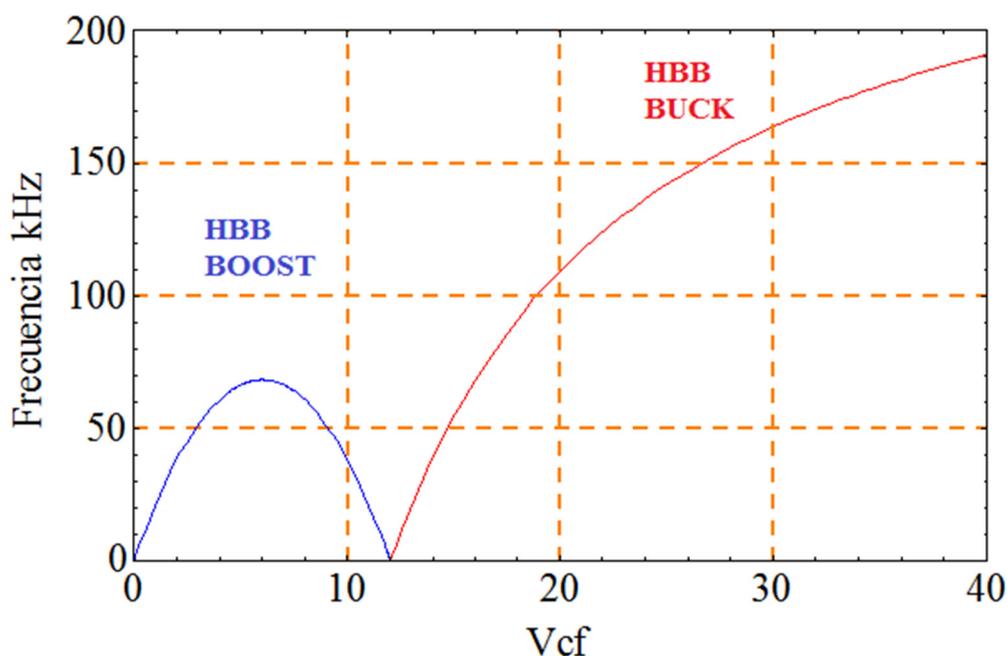


Figura 8.20. Frecuencia de conmutación HBB

Además, como la superficie de control pretende forzar que la corriente media de entrada del adaptador  $i_{in} = v_{cf} / R_{int}$ , con  $R_{int} = 26 \Omega$ , y el rango de tensiones de  $V_{cf}$  es muy amplio,

$$I_{in} = 3 \text{ V} / 26 = 0.115 \text{ A}$$

$$I_{in} = 40 \text{ V} / 26 = 1.53 \text{ A}$$

la histéresis del controlador ( $\Delta$ ) debe elegirse adecuadamente para que pueda funcionar en todo el rango de tensiones. En el modo Boost, la corriente de entrada coincide con la del inductor, y la tensión de entrada es pequeña. La corriente del inductor en valor medio sigue  $V_{cf} / R_{int}$ , pero el valor instantáneo se mueve dentro del margen establecido por la histéresis, de forma que  $V_{cf} / R_{int} - \Delta < I_L(t) < V_{cf} / R_{int} + \Delta$ . Así, por ejemplo se escogió  $\Delta = 0.1$ , pues una histéresis mayor no permitiría funcionar el sistema a bajas tensiones de entrada, en modo boost la frecuencia de conmutación está entre 0 y 70 kHz, como se ve en la figura 8.20.

Para ahorrar componentes y consumo en la placa de control, se optó por hacer que la histéresis fuese la misma en ambos modos (boost y buck) y además constante  $\Delta = 0.1$ , a tensiones de entrada altas, en modo Buck, cuando la corriente de entrada y la de salida (inductor) son mucho mayores, y por tanto, las tensiones a bloquear (estado OFF) y las corrientes circulantes por el interruptor (estado ON) son mayores, se producen muchas más pérdidas de conmutación bajando el rendimiento del adaptador como se ve en la figura 8.19.

Se podría trabajar con histéresis más grandes, por ejemplo  $\Delta = 0.5$  adaptativa, en lugar de mantener constante la  $\Delta = 0.1$  en todo el rango de funcionamiento, bajando así la frecuencia de conmutación y aumentando el rendimiento del convertidor en modo Buck, figura 8.21. Algo parecido ocurre en el caso SEPIC.

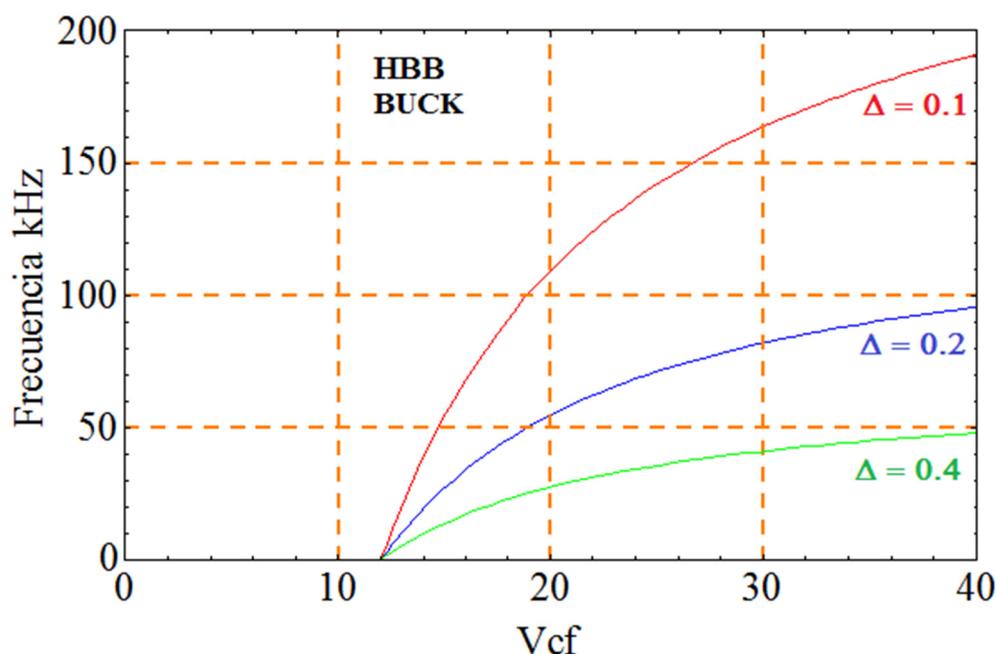


Figura 8.21. Frecuencias de conmutación para distintos valores de  $\Delta$  en HBB modo Buck

Si ahora consideramos el consumo de la placa de control, unos 2,85 W, el rendimiento total del sistema (adaptador + control) se muestran en la tabla 8.2.

Vcf (v)	I <sub>LFR</sub> (A)	P <sub>in</sub>	Vbat	I <sub>bat</sub> (A)	P <sub>bat</sub>	η (%)
3,02	0,092	0,277	13,02	0,019	0,247	7,90
6,05	0,203	1,228	13,04	0,084	1,095	26,85
10,01	0,406	4,064	13,28	0,276	3,665	53,01
11,03	0,459	5,062	13,44	0,340	4,569	57,74
13,02	0,558	7,265	13,81	0,475	6,559	64,85
16,92	0,505	8,544	13,79	0,548	7,556	66,32
20,18	0,590	11,906	14,04	0,720	10,111	68,52
25,22	0,862	21,739	14,80	1,225	18,130	73,73
30,57	1,264	38,640	15,16	1,726	26,166	63,06
34,85	1,422	49,556	16,41	1,983	32,541	62,09
38,81	1,606	62,328	16,04	2,430	38,989	59,81

Tabla 8.2. Valores de rendimiento incluyendo las pérdidas del control

La figura 8.22, muestran los rendimientos reales teniendo en cuenta los consumos del control en modo deslizante (8.4).

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in} + P_{Cont}} \quad (8.4)$$

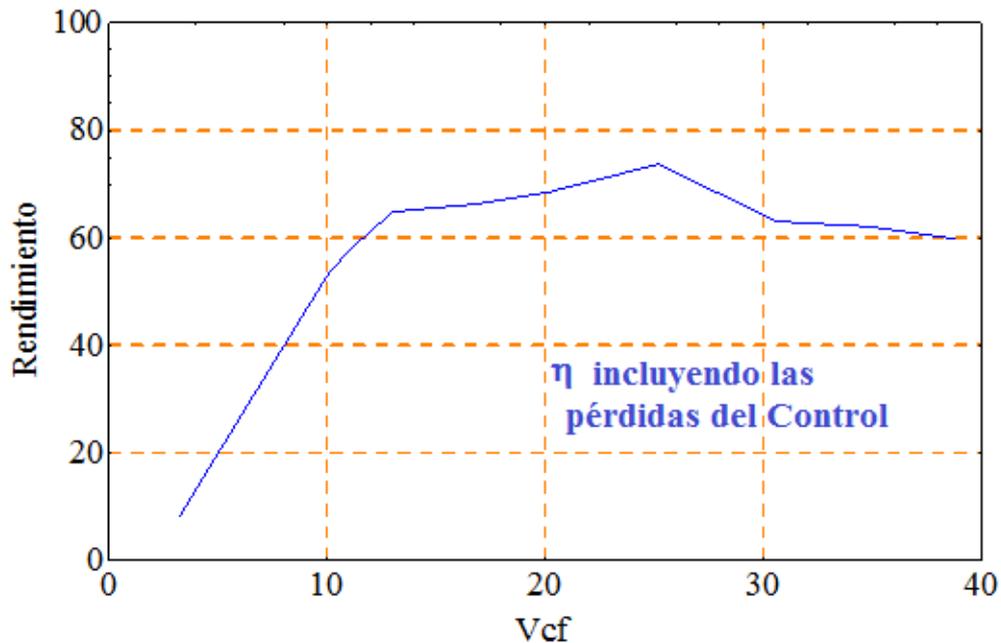


Figura 8.22. Rendimiento del adaptador HBB incluyendo las pérdidas del control en modo deslizante

Dado que el consumo del control es significativo, con el fin de aumentar las prestaciones del sistema se propone que el control funcione en modo “burst” o ráfaga, únicamente cuando llega una ola.

Se define el concepto de ciclo de funcionamiento del control en un pulso  $D_c$ , al cociente entre la duración del pulso y el periodo de ola, es decir, se asume que cuando no hay pulso (ola) el control está parado. Por ejemplo, de acuerdo con el pulso de la figura 8.1,  $D_c = 200 \text{ ms} / 1,4 \text{ seg} = 1/7$ . El pulso de la figura 8.1 es un orden de magnitud más breve que una ola real, pero para compensar, el intervalo temporal entre pulsos sigue la misma proporción. Si se sabe que el control consume  $2.85 \text{ W}$ , si solo se activase el control en presencia del pulso, solo consumiría una parte de esa potencia, concretamente  $D_c * P_{\text{control}}$ . Así pues, en verde, la figura 8.23 representa las pérdidas reales asumiendo un modo de funcionamiento con el control apagado cuando no hay pulso, es decir con un ciclo de funcionamiento de control  $D_c = 1/6$ .

El generador programable utilizado no permitía generar pulsos de tensión con la escala temporal real de una ola. El ciclo más largo entre pulsos que permitía el generador era de unos 2 segundos, y por lo tanto hubo que redimensionar la duración de las olas y su espaciado de forma proporcional. En el mar las olas duran entre 1 y 2 segundos, y el tiempo entre ellas está alrededor 10 segundos, lo cual supone un  $1/5 < D_c < 1/10$ .

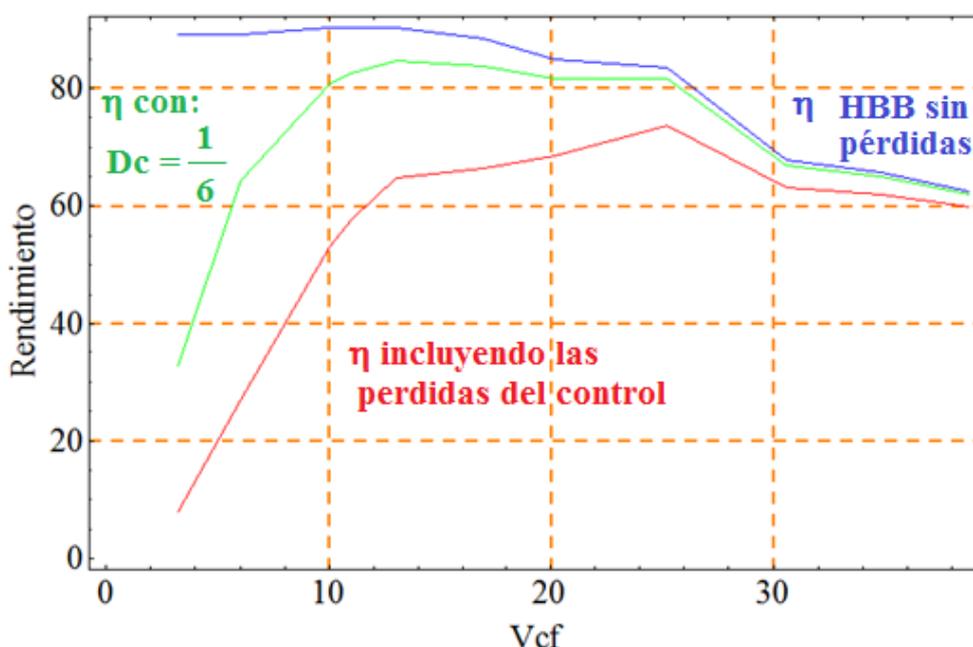


Figura 8.23. Comparativa del rendimiento del adaptador HBB considerando las pérdidas del control en modo deslizante, sin ellas y parcialmente

Como se puede apreciar en la figura 8.24, hasta que la tensión de entrada no alcanza aproximadamente los 8.5 voltios, la electrónica de control consume más que lo que recolectan los transductores, a partir de esa tensión la batería empieza a almacenar energía. Obsérvese que la potencia que entra en el convertidor es  $V_{cf}^2 / R_{int}$ , y cuando la

potencia de entrada es muy pequeña, el consumo del control, que es fijo, se nota considerablemente. Esto se puede ver en la figura 8.22. Sin embargo, teniendo en cuenta que el control puede estar apagado mientras haya pulso/ola, y usando  $D_c=1/6$ , se tiene una mejora, y la tensión a la que se empieza a almacenar energía es 4.5 V.

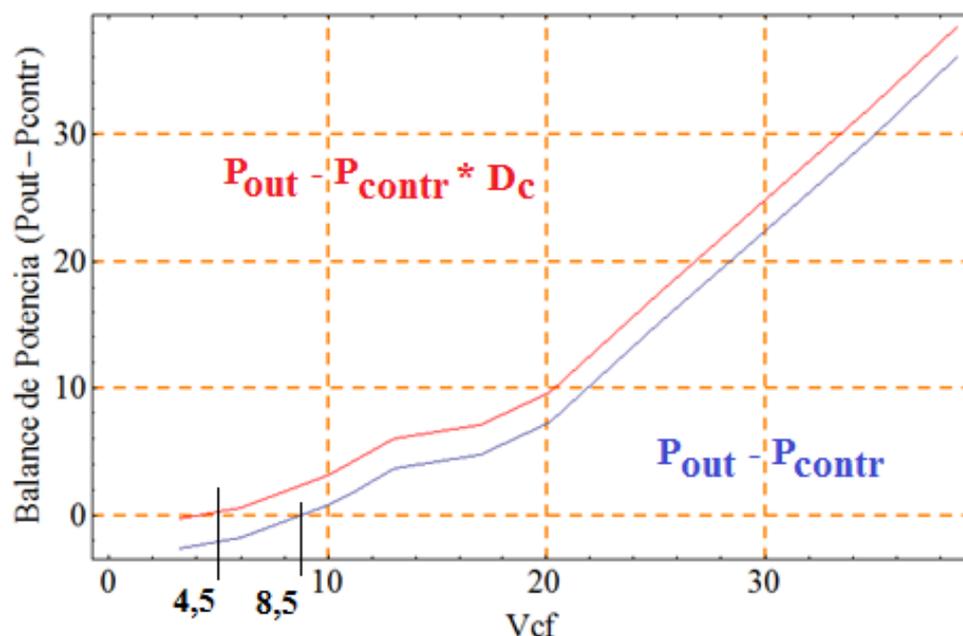


Figura 8.24. Balance de potencia  $P_{out}-P_{contr}$  en función de la Tensión de entrada

### 8.3 Conclusiones del adaptador HBB

La primera conclusión que se puede observar es que el adaptador una vez superada la tensión umbral de arranque, entre 2 y 3V, funciona razonablemente bien a una frecuencia de la tensión de entrada muy superior a la de diseño.

Se puede observar como el convertidor híbrido cambia el modo de funcionamiento en función de la tensión de la batería, que en el momento de las pruebas, ronda los 14 V, donde durante un pequeño período de transición, se pierde el régimen de deslizamiento figura 8.9 (c).

Las dos superficies de control del modo deslizante utilizadas, una para el modo de operación boost, donde la superficie controla la corriente de entrada y la otra para el modo de operación buck donde la superficie controla la corriente de salida han funcionado correctamente para la adaptación de las impedancias. Estas superficies han obligado al convertidor a comportarse como una resistencia libre de pérdidas (LFR).

La impedancia de entrada media calculada con el osciloscopio, muestra buenos resultados de adaptación de impedancia entre la entrada del convertidor y la salida del generador, se mueve en torno a los 20-33 ohmios. Figura 8.15.

Se observa un mayor alejamiento entre la impedancia prevista y la real en dos situaciones:

- a) En modo boost, a bajas tensiones de entrada, la corriente de entrada es muy débil y la imprecisión del sensor de corriente en estas condiciones, el ruido, y los retardos de propagación (delay) de los dispositivos lógicos y los drivers, provocan un error/imprecisión en el seguimiento de la superficie que impone la corriente de entrada, y con ello la impedancia.
- b) En modo buck, con alta tensión de entrada, el principal problema viene de los retardos de propagación en los dispositivos lógicos y drivers, que dado que son prácticamente constantes, tienen una influencia mayor, como más grande sea la frecuencia de conmutación, esto provoca como antes un error/imprecisión en el seguimiento de la superficie que impone la corriente de entrada, y con ello la impedancia.

En consecuencia, la eficiencia de adaptación de impedancia no es constante a lo largo del rango de tensiones de entrada, y por tanto, la impedancia de entrada del convertidor no siempre es de  $26 \Omega$ , como se muestra en la figura 8.15. De todos modos, sea cual sea la tensión de entrada, la eficiencia de adaptación siempre es superior al 98%, como se puede ver en la figura 8.16.

En la figura 8.19, se puede apreciar que el rendimiento del adaptador HBB en modo Boost es superior al 85%, mientras que en modo Buck hasta 28 V se mantiene superior al 75 % y a partir de 36 voltios desciende del 65 %, aunque el funcionamiento como LFR lo mantiene bastante bien. Este bajo rendimiento se puede deber al incremento de la frecuencia de conmutación del boost a medida que se incrementa la tensión de entrada. Si se consideran las pérdidas del sistema de control, el rendimiento baja para niveles de tensión de entrada inferiores a 9 V. A partir de esta tensión el adaptador HBB ya es capaz de recolectar energía, por tanto el mantenimiento de un buen rendimiento, pasa por minimizar los consumos de la etapa de control utilizando circuitos integrados de muy bajo consumo o que el control se active solo al detectar la presencia del pulso, manteniendo la etapa de control parcialmente inactiva con un mínimo consumo. Aplicando la tecnología “Burst” al control, se consigue almacenar energía en la batería a partir de 4,5 V, en lugar de 9 V.

Finalmente, se puede mejorar el rendimiento global utilizando una histéresis adaptativa para el controlador como ya se ha sugerido anteriormente, nótese, sin embargo que esta opción requiere un hardware de control más complicado, y habría que estudiar como añadir esa funcionalidad sin incrementar el consumo del control. Esto mejoraría especialmente el rendimiento en modo reductor (buck).



## 9 Adaptador basado en el convertidor SEPIC

### 9.1 Introducción al convertidor SEPIC

Un convertidor SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) es un convertidor DC a DC perteneciente a la familia de convertidores de cuarto orden. Un convertidor de este tipo, es un dispositivo que puede suministrar una tensión mayor o menor que la tensión de entrada. El esquema básico de un convertidor SEPIC es como el que se observa en la figura 9.1.

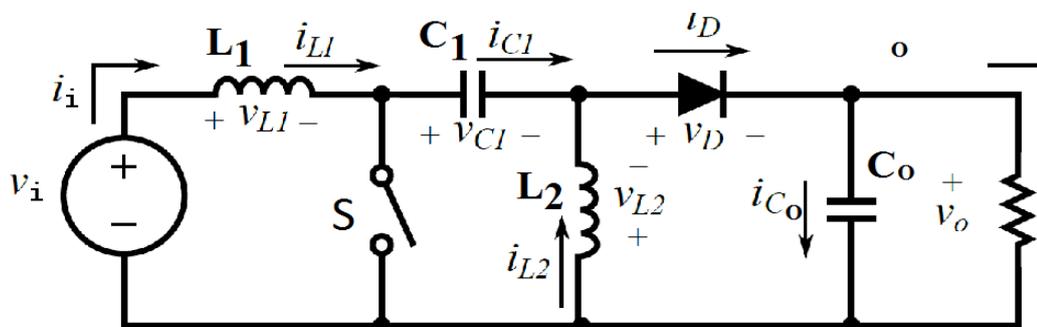


Figura 9.1. Esquema del circuito del SEPIC

### 9.2 Análisis estático y diseño del convertidor SEPIC

#### 9.2.1 Topologías ON y OFF del convertidor SEPIC

El principio básico del convertidor SEPIC se basa en los dos estados distintos en los que puede estar el conmutador Figura 9.1:

- Cuando el interruptor S está cerrado, estado ON, la fuente de entrada  $V_i$  se conecta a la bobina L1, al mismo tiempo que el diodo D queda polarizado inversamente. Como consecuencia de esto, la intensidad que circula por la inductancia L1 crece linealmente, almacenando energía. En esta situación el condensador C1 alimenta al inductor L2 y la tensión de C2 es entregada a la carga.
- Cuando el interruptor S se encuentra abierto, estado OFF, la energía almacenada previamente en la bobina L1 junto con la de entrada se transfiere al condensador de entrada C1 y la energía almacenada en el inductor L2 se transfiere a C2 y la carga.

A continuación se obtendrán las ecuaciones de análisis para determinar la función de transferencia  $V_o/V_i$  y en el apartado 9.2.2 se calcularán los valores reales de los componentes. Los valores instantáneos de corrientes y voltajes se indicarán por letras minúsculas,  $i$  y  $v$  respectivamente. Se usan letras mayúsculas para indicar valores promedio de corriente y voltaje como  $I$  y  $V$ .

Inicialmente, la relación de tensiones del convertidor se determina utilizando el balance de tensión-tiempo en los inductores. El balance de tensión-tiempo indica que para el convertidor operando en régimen permanente indica que el valor medio de la tensión durante un ciclo de conmutación del inductor, debe ser cero. Para L1, cuando el interruptor, T, está en ON, el voltaje es  $v_{L1} = V_i$ , mientras que  $v_{L1} = V_i - V_o - V_{C1}$  cuando el interruptor está en OFF, como se muestra en la Figura 9.2.

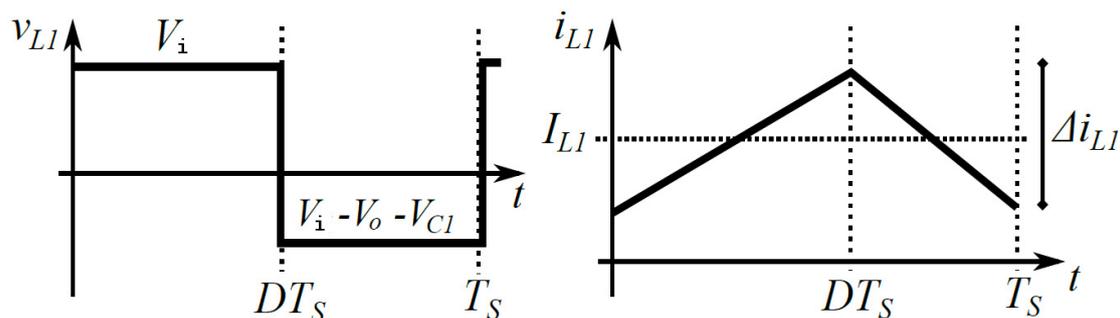


Figura 9.2. Formas de onda de voltaje y corriente del inductor L1

Por lo tanto, al tomar el voltaje promedio e igualarlo a cero, se obtiene (9.1)

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L_1} dt = \frac{1}{T_S} \left( \int_0^{DT_S} v_{L_1} dt + \int_{DT_S}^{T_S} v_{L_1} dt \right) = 0$$

$$\frac{1}{T_S} (V_i DT_S + (V_i - V_o - V_{C1})(1-D)T_S) = 0$$

$$V_i D + V_i - V_i D - V_o + V_o D - V_{C1} + V_{C1} D = 0 \tag{9.1}$$

$$V_i = (V_o + V_{C1})(1-D)$$

$$V_o + V_{C1} = \frac{V_i}{1-D}$$

Las formas de onda de corriente y tensión para el inductor,  $L_2$ , se muestran en la figura 9.3. De manera similar, utilizando el balance de tensión-tiempo de  $L_2$  se obtiene (9.2).

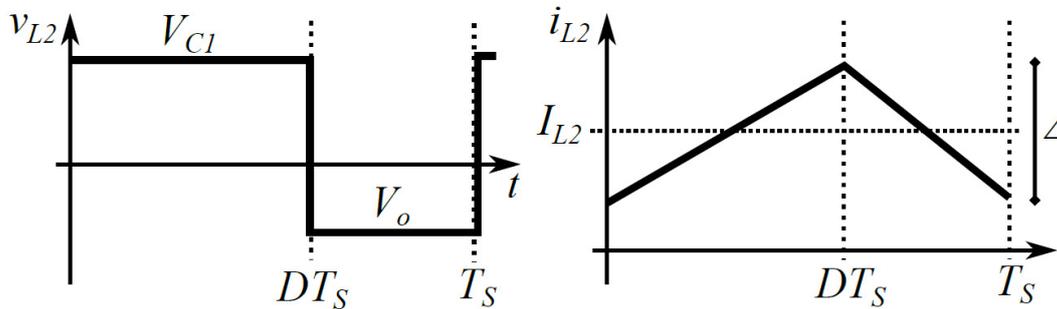


Figura 9.3. Formas de onda de voltaje y corriente del inductor  $L_2$

$$\frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{L_2} dt = \frac{1}{T_S} \left( \int_0^{DT_S} v_{L_2} dt + \int_{DT_S}^{T_S} v_{L_2} dt \right) = 0$$

$$V_{C1} D - V_o (1-D) = 0 \tag{9.2}$$

$$V_{C1} D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_o + V_{C1} = \frac{V_o}{D}$$

Al combinar (9.1) y (9.2) se obtiene la ganancia de tensión (9.3).

$$\frac{V_o}{D} = \frac{V_i}{1-D}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (9.3)$$

### 9.2.2 Diseño de los componentes del convertidor SEPIC

Para diseñar los componentes necesarios del convertidor SEPIC se deben concretar las especificaciones en las que debe trabajar, así pues, el convertidor SEPIC debe satisfacer las siguientes:

- 1.- Tensión de entrada entre 0 y 40 V.
- 2.- Tensión de salida 12 v.
- 3.- Rizado de la corriente  $i_L$ ,  $\Delta i_L = 0,2$  A (histéresis  $\Delta=0,1$ )
- 4.- Frecuencia máxima 500 kHz

A continuación se procede a encontrar el valor medio de las corrientes y el rizado de las dos inductancias, para ello, se utiliza el equilibrio de potencia entre la entrada y la salida (9.4).

$$V_i I_i = V_o I_o \quad (9.4)$$

En la figura 9.1 se observa que  $I_{L1} = I_i$ , por lo tanto, combinando (9.4) y (9.3), se obtiene (9.5).

$$I_{L1} = I_i = \frac{V_o I_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} I_o \quad (9.5)$$

Para encontrar  $I_{L2}$ , se considera que el valor medio de la corriente en los condensadores es cero en régimen permanente. Así en la figura 9.1, se ve que el valor medio de la corriente de salida debe ser suministrada a través del diodo. El diodo conduce durante el intervalo de tiempo de  $t = DT_s$  a  $t = T_s$ , como se muestra en figura 9.4, de donde se puede obtener (9.6)

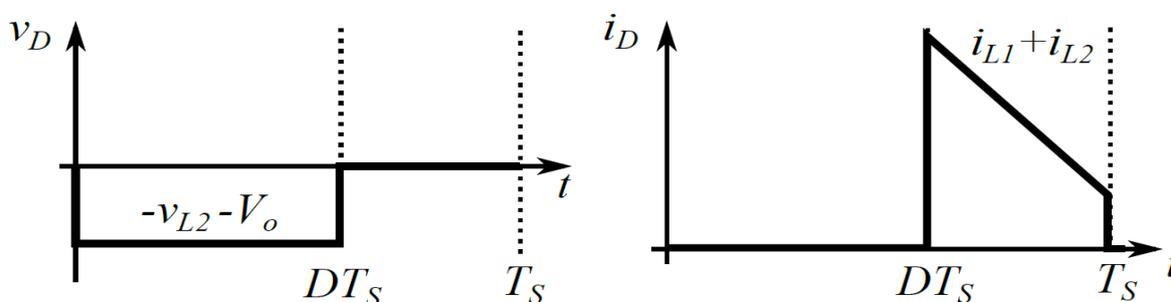


Figura 9.4. formas de onda de tensión y corriente del diodo

$$I_o = I_D = \frac{1}{T_S} \int_{DT_S}^{T_S} i_D dt = \frac{1}{T_S} (I_{L_1} + I_{L_2})(1-D)T_S = 0 \quad (9.6)$$

Al insertar (9.5) en (9.6) se obtiene (9.7)

$$I_o = \frac{D}{1-D} I_o (1-D) + I_{L_2} (1-D) \quad (9.7)$$

$$I_o (1-D) = I_{L_2} (1-D)$$

$$I_{L_2} = I_o$$

El rizado de la corriente  $\Delta i_L$  se determina observando la tensión aplicada durante el período ON y OFF, utilizando  $v_L = L di/dt$ . Asumiendo la tensión constante, la corriente se incrementa linealmente. Durante el tiempo ON, la tensión aplicada a  $L_1$  es  $v_{L1} = V_i$ . Por tanto, el rizado en la inductancia  $L_1$  se muestra en (9.8).

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_i D T_S}{L_1} \quad (9.8)$$

De la misma manera se obtiene el rizado durante el tiempo OFF (9.9)

$$\Delta i_{L_1} = -(1-D)T_S \frac{v_{L_1}}{L_1} \quad (9.9)$$

De (9.2) y considerando (9.10)

$$v_{L_1} = V_i - \bar{V}_{C_1} - V_o \quad (9.10)$$

$$v_{L_1} = V_i - \frac{1-D}{D} V_o - V_o$$

Se obtiene (9.11)

$$\Delta i_{L_1} = -(1-D)T_S \frac{V_i - \frac{V_o}{D}}{L_1} \quad (9.11)$$

Haciendo lo mismo para  $L_2$ , el rizado durante el tiempo ON, la tensión aplicada a  $L_2$  es  $v_{L2} = V_{C1}$  (figura 9.3). Por tanto, teniendo en cuenta (9.2), el rizado en la inductancia  $L_2$  se muestra en (9.12).

$$\Delta i_{L2} = \frac{v_{C1}}{L_2} DT_s = \frac{V_i}{L_2} DT_s \quad (9.12)$$

La tensión aplicada durante el estado OFF es  $v_{L2} = V_o$ , en (9.13) se muestra el incremento de  $i_{L2}$ .

$$\Delta i_{L2} = -(1-D)T_s \frac{V_o}{L_2} \quad (9.13)$$

Teniendo en cuenta las especificaciones y considerando de la figura 9.2 las expresiones (9.8) y (9.11), se obtiene (9.14).

$$T_s = T_{ON} + T_{OFF}$$

$$T_{ON} = DT = \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i}$$

$$T_{OFF} = (1-D)T_s = -\frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_{L1}} = -\frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i - \frac{V_o}{D}} \quad (9.14)$$

$$T_s = \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i} - \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i - \frac{V_o}{D}} = \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i} - \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1}{V_i - \frac{V_o \cdot T_s}{T_{ON}}}$$

Manipulando algebraicamente (9.14), se obtiene (9.15)

$$T_s = \frac{\Delta I_{L1} \cdot L_1 (V_i + V_o)}{V_i \cdot V_o} \quad (9.15)$$

Así pues, la frecuencia de conmutación será (9.16).

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{V_i \cdot V_o}{\Delta I_{L1} \cdot L_1 \cdot (V_i + V_o)} \quad (9.16)$$

Despejando  $L$  de (9.16), teniendo en cuenta que la frecuencia máxima no debe sobrepasar los 500 kHz, y conociendo que la máxima frecuencia se tiene para  $V_i = 40$  V, la inductancia mínima es de 92.3  $\mu$ H (9.17):

$$L_1 \geq \frac{V_i \cdot V_o}{\Delta I_{L_1} \cdot f_s \cdot (V_i + V_o)} = \frac{40 \cdot 12}{0.2 \cdot 500 \text{ kHz} \cdot (40 + 12)} = 92.3 \mu\text{H} \quad (9.17)$$

Se selecciona una inductancia de 100  $\mu\text{H}$ , es un valor comercial y minimizara un poco más las pérdidas por conmutación.

En la figura 9.5, se puede ver como varía la frecuencia de funcionamiento en función de la tensión de entrada al convertidor con una inductancia de 100  $\mu\text{H}$ .

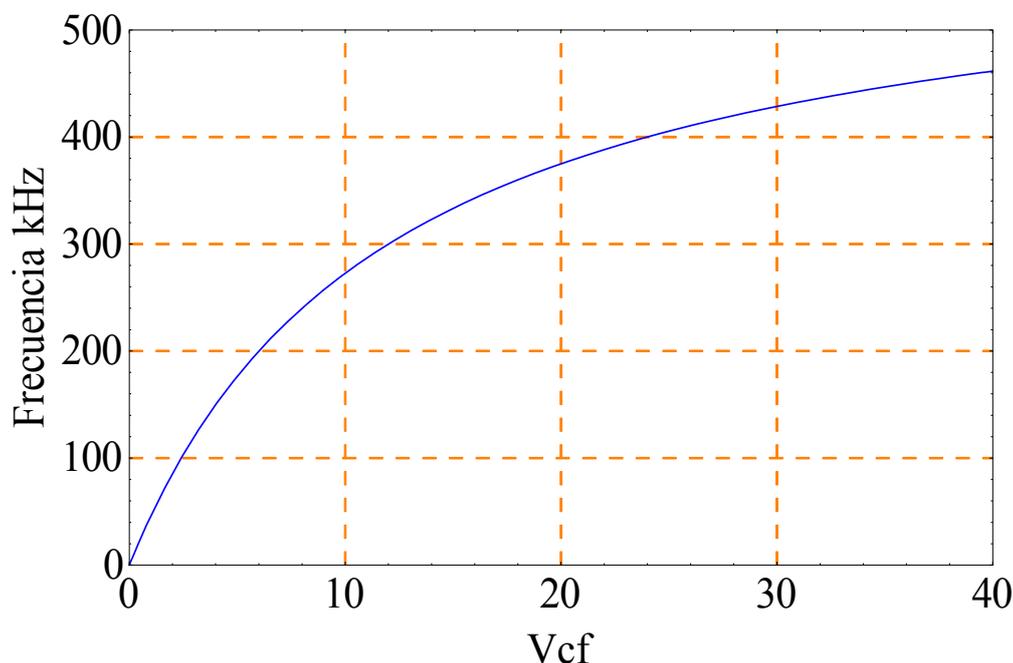


Figura 9.5. Frecuencia de conmutación del SEPIC

Se procede de la misma manera para  $L_2$ , y se obtiene (9.18)

$$L_2 \geq \frac{V_i \cdot V_o}{\Delta I_{L_2} \cdot f_s \cdot (V_i + V_o)} = \frac{40 \cdot 12}{0.2 \cdot 500 \text{ kHz} \cdot (40 + 12)} = 92.3 \mu\text{H} \quad (9.18)$$

La tensión media de los condensadores,  $V_{C1}$  y  $V_{C2}$  se puede determinar (9.19). Se obtiene combinando (9.1) y (9.3)

$$V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} - V_o$$

$$V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} - \frac{DV_i}{1-D} \quad (9.19)$$

$$V_{C_1} = \frac{(1-D)V_i}{1-D} = V_i$$

El valor medio de  $C_o$  se obtiene directamente de la figura 9.1, suponiendo que el condensador es lo suficientemente grande para mantener un voltaje de salida constante (9.20)

$$V_{C_o} = V_o \quad (9.20)$$

Un requisito para el diseño de los condensadores es que el rizado de tensión  $\Delta V$  de los condensadores  $C_1$  y  $C_o$  no sea muy grande (100 mV), donde además  $C_o$  está en paralelo con la batería y no interviene a efectos dinámicos. Para determinar el tamaño de los condensadores,  $C_1$  y  $C_o$ , se usa la expresión de la capacidad,  $C = dQ/dV$ . Reescribiéndola en forma incremental  $\Delta V = \Delta Q/C$ , se ve que la variación de tensión es proporcional a la variación de carga sobre su capacidad. Se determina la variación de la carga por (9.21). Despreciando el rizado de la corriente,  $C_1$  se carga por  $I_{L2} = I_o$  durante el tiempo ON, como se muestra en la figura 9.6.

$$\Delta Q = \int i(t) dt \quad (9.21)$$

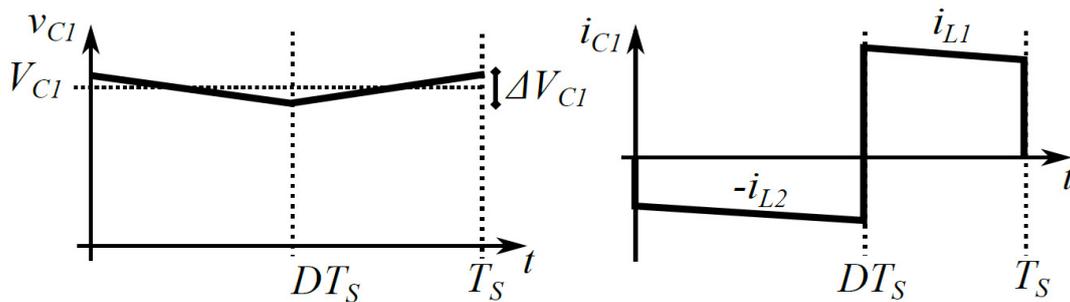


Figura 9.6. Formas de onda de tensión y corriente en el condensador  $C_1$

Por tanto, se obtiene (9.22)

$$\Delta V_1 = \frac{\int_0^{DT_S} I_o dt}{C_1} \quad (9.22)$$

Que se puede expresar como (9.23)

$$\Delta V_1 = \frac{I_o D T_s}{C_1} \quad (9.23)$$

Manipulando la ecuación (9.23), se obtiene el valor del condensador  $C_1$  (9.24).

$$C_1 \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_1} \quad (9.24)$$

La expresión (9.23) nos da el rizado de la tensión para un valor dado de  $C_1$ . Para asegurar que el rizado de tensión sea inferior al límite, el signo de igualdad es reemplazado por una desigualdad.

Del mismo modo se encontrará la capacidad de  $C_o$ , que debe suministrar la corriente de salida  $I_o$  a la carga durante el tiempo ON, como se muestra en la figura 9.7. De forma similar se obtiene (9.25)

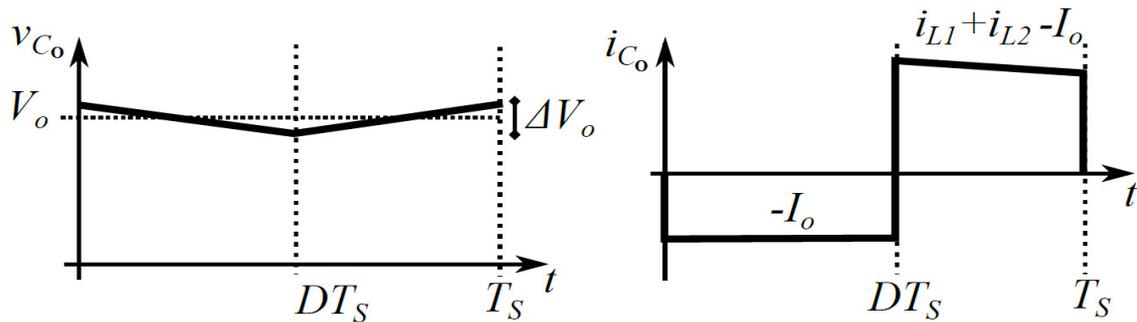


Figura 9.7. Formas de onda de tensión y corriente en el condensador  $C_2$

$$\Delta V_o = \frac{\int_0^{DT_s} I_o dt}{C_o}$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o D T_s}{C_o} \quad (9.25)$$

$$C_o \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o}$$

Tras este análisis promediado de las tensiones ya se pueden determinar los tamaños de los condensadores  $C_1$  y  $C_o$ .

Sustituyendo en las formulas (9.24) y (9.25), se obtienen los siguientes valores.

$$C_1 \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_1}$$

$$C_o \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_o}$$
(9.27)

Si se considera un rizado máximo de 100 mV, el peor caso se tendrá a una tensión de entrada máxima, si se supone  $V_i = 40 \text{ V}$ , lo que implica un ciclo de trabajo de 0,23 y por consiguiente según (9.17) una frecuencia de 462 kHz, se obtiene un valor del condensador  $C_1 = 25 \mu\text{F}$  (9.27).

$$C_1 \geq \frac{I_o D}{f_s \Delta V_1} = \frac{5.12 \cdot 0.23}{462 \text{ kHz} \cdot 100 \text{ mv}} = 25 \mu\text{F}$$
(9.27)

Para el diseño del condensador  $C_o$ , como se encuentra en paralelo con la batería, la capacidad no es muy crítica para el rizado de la tensión de salida, ya que la batería impondrá su tensión. No obstante se colocará un condensador de 25  $\mu\text{F}$ , para reducir el efecto del rizado de alta frecuencia en la batería.

### 9.2.3 Estudio preliminar de pérdidas

Al igual que se hizo que se hizo en el convertidor HBB, para el estudio preliminar teórico de las pérdidas por conducción se consideran los valores medios de las tensiones y corrientes nominales de funcionamiento, así pues, para el caso del SEPIC, el rango medio de tensiones de entrada se considera que varía entre 3 y 40 V. A su vez, se considera que el rizado de la corriente de entrada  $\Delta i_L(t) = 0,2 \text{ A}$ , una resistencia en la inductancia  $r_L = 0,028 \Omega$ , una resistencia en el condensador  $r_C = 0,05 \Omega$ , una resistencia drenador-surtidor en conducción  $r_{sw} = 0,078 \Omega$  y una caída de tensión en el diodo de 0,3 V.

Se calcula la potencia de entrada considerando una impedancia de 26  $\Omega$  (9.28), ya que es la que se pretende regular.

$$V_i = \frac{3 + 40}{2} = 21,5 \text{ V}$$

$$P_i = V_{in} \cdot I_{in} = \frac{V_{in}^2}{26} = 17,77 \text{ W}$$

$$I_{in} = \frac{17,77}{21,5} = 826,51 \text{ mA}$$
(9.28)

Una vez calculados estos datos de partida, se procede a aplicar la expresión (9.29) de pérdidas por conducción a los valores calculados seguidamente,

$$\sum P_{Pérdidas} = r_{L_1} \cdot i_{L_1(rms)}^2 + r_{L_2} \cdot i_{L_2(rms)}^2 + V_d \cdot \overline{i_d} + r_{C_1} \cdot i_{C_1(rms)}^2 + r_{C_2} \cdot i_{C_2(rms)}^2 + r_{MOS} \cdot i_{MOS(rms)}^2 \quad (9.29)$$

Seguidamente se calcula la  $i_{L1(rms)}$ , (9.30)

$$\begin{aligned} \overline{i_{L_1}^2} &= \overline{i_{in}^2} \\ i_{ac(rms)} &= \frac{i_{ac}}{\sqrt{3}} = \frac{0,1}{\sqrt{3}} = 0,057 A \\ i_{ac} &= \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0,2}{2} = 0,1 A \\ i_{L(rms)}^2 &= \overline{i_{in}^2} + i_{ac(rms)}^2 \\ i_{L_1(rms)}^2 &= (0,82651)^2 + 0,057^2 = 0.68636 A \\ i_{L_1(rms)} &= \sqrt{0.6863} = 0.8284 A \end{aligned} \quad (9.30)$$

A continuación se calcula la  $i_{L2(rms)}$ , (9.31)

$$\begin{aligned} \overline{i_{L_2}^2} &= \overline{i_o^2} \\ i_{ac(rms)} &= \frac{i_{ac}}{\sqrt{3}} = \frac{0,1}{\sqrt{3}} = 0,057 A \\ i_{ac} &= \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{0,2}{2} = 0,1 A \\ i_{L_2(rms)}^2 &= \overline{i_{L_2}^2} + i_{ac(rms)}^2 \\ i_{L_2(rms)}^2 &= \overline{i_o^2} + i_{ac(rms)}^2 = \left[ \overline{i_{in} \frac{(1-D)}{D}} \right]^2 + i_{ac(rms)}^2 \\ i_{L_2(rms)}^2 &= 1,482^2 + 0,057^2 = 2,1995 A \\ i_{L_2(rms)} &= \sqrt{2,1995} = 1.483 A \end{aligned} \quad (9.31)$$

A continuación se calcula  $\overline{i_d}$  (9.32).

$$\begin{aligned} \overline{i_d} &= \overline{i_o} \\ \overline{i_d} &= \overline{i_{in} \frac{(1-D)}{D}} (1-D) = 0.288 \cdot \frac{(1-0.358)^2}{0.358} = 0.9519 A \end{aligned} \quad (9.32)$$

Seguidamente se obtiene el valor de  $i_{C_o(rms)}^2$  (9.33)

$$\begin{aligned} i_{d(rms)}^2 &= \overline{i_d^2} + i_{C_o(rms)}^2 \\ (1.188)^2 &= (0.9519)^2 + i_{C_o(rms)}^2 \\ i_{C_o(rms)}^2 &= 1.188^2 - 0.9519^2 = 0.5052 A^2 \\ i_{C_o(rms)} &= \sqrt{0.5052 A^2} = 0.7107 A \end{aligned} \quad (9.33)$$

A continuación el valor de  $i_{C_1(rms)}^2$  (9.34)

$$\begin{aligned} i_{C_1(rms)} &= i_{L_1(rms)} \cdot D + i_{L_2(rms)} \cdot (1-D) \\ i_{C_1(rms)} &= 0.8284 \cdot 0.358 + 1.483 \cdot (1-0.358) \\ i_{C_1(rms)} &= 1.2486 A \end{aligned} \quad (9.34)$$

Solo queda ahora calcular la corriente del MOSFET  $i_{MOS(rms)}$  (9.35)

$$\begin{aligned} \overline{i_{MOS}} &= \overline{i_{L_1}} \cdot D = 0.82651 \cdot 0.358 = 0.2958 A \\ i_{MOS(rms)} &\approx \overline{i_{L_1}} \cdot \sqrt{D} \\ i_{MOS(rms)} &= 0.82651 \cdot \sqrt{0.358} = 0.4945 A \end{aligned} \quad (9.35)$$

Una vez calculados los datos de la expresión de pérdidas por conducción, se sustituyen en (9.29) y se obtiene (9.36).

$$\begin{aligned} \sum P_{Pérdidas} &= 0.028 \cdot 0.6863 + 0.028 \cdot 2.1995 + 0.3 \cdot 0.951 + \\ &+ 0.05 \cdot 1.248 + 0.05 \cdot 0.710 + 0.078 \cdot 0.4945 = 0.5025 W \end{aligned} \quad (9.36)$$

Seguidamente se calcula la potencia de salida  $P_o$  (9.37)

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_o + P_{Pérdidas} \\ P_o &= P_{in} - P_{Pérdidas} = 17.77 - 0.5025 = 17.2675 W \end{aligned} \quad (9.37)$$

y el rendimiento teórico con las pérdidas de conducción (9.38)

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100 = \frac{17.2675}{17.77} 100 = 97.17 \% \quad (9.38)$$

A continuación se calculan las pérdidas de conmutación, al conmutar una fuente de corriente, se considera la conmutación dura (hardswitching).

Teniendo en cuenta el apartado 5.6 y las expresiones (5.12), (5.13) y (5.14), considerando los datos del fabricante del transistor que se emplea, y se puede ver en la tabla 6.1, considerando  $V_{off} = 33.5 \text{ V}$ ,  $I_{on} = 21.5 \text{ V}/26 \ \Omega$ ,  $f_s = 384 \text{ kHz}$ ,  $(t_1+t_2) = 110 \text{ ns}$ ,  $(t_3+t_4) = 120 \text{ ns}$ , se obtiene:

La energía perdida durante  $t_{off}/t_{on}$  y  $t_{on}/t_{off}$ , se muestra en (9.39) y (9.40), respectivamente:

$$P_{t_{off/on}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_1 + t_2) = \frac{33.5 \cdot 21.5 \cdot 384 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (110 \cdot 10^{-9}) = 0.585 \text{ W} \quad (9.39)$$

$$P_{t_{on/off}} = \frac{V_{off} \cdot I_{on}}{2T_S} (t_3 + t_4) = \frac{33.5 \cdot 21.5 \cdot 384 \cdot 10^3}{2 \cdot 26} (120 \cdot 10^{-9}) = 0.638 \text{ W} \quad (9.40)$$

La potencia media de pérdidas durante la conmutación será por tanto (9.41):

$$P_{TOT(AVG)} = P_{t_{off/on}} + P_{t_{on/off}} = 0.585 \text{ W} + 0.638 \text{ W} = 1.223 \text{ W} \quad (9.41)$$

Seguidamente, se calcula el rendimiento teórico (9.44) con las pérdidas de conducción y de conmutación (9.42),

$$P_{in} = P_o + P_{Pérdidas} \quad (9.42)$$

$$P_o = P_{in} - (P_{Cond.} + P_{Comm.}) = 17.77 - (0.5025 + 1.223) = 16.04 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100 = \frac{16.04}{17.77} 100 = 90.26 \% \quad (9.43)$$

## 9.3 Análisis dinámico y control del convertidor SEPIC

### 9.3.1 Modelo único en el espacio de estado

La figura 9.8 muestra el esquema del convertidor SEPIC. Mientras la tensión generada por el array de transductores, una vez rectificadas, sea inferior a la tensión de la batería ( $v_p(t) > V_{bat}$ ) este circuito elevará la tensión, mientras que para tensiones generadas y rectificadas superiores a la de la batería ( $v_p(t) < V_{bat}$ ), disminuirá la tensión. Sin embargo, cuando  $v_p(t) \approx V_{bat}$  el convertidor no dejará de funcionar, como sucedía en el circuito Híbrido Buck-Boost, evitando la zona muerta. Eso tiene ventajas en cuanto a no perder el control, y por tanto, la adaptación de impedancias, pero también desventajas, pues cuando la tensión de entrada y salida son iguales, el SEPIC sigue conmutando, y para el rendimiento lo mejor es no conmutar.

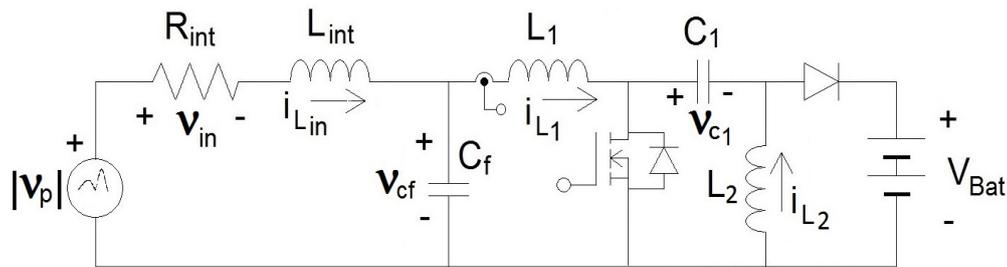


Figura 9.8. Convertidor SEPIC con filtro de entrada  $L_{int}$ - $C_f$

El circuito de la figura 9.8, es un convertidor convencional SEPIC con filtro de entrada. El condensador de salida  $C_o$  no se muestra porque está en paralelo con la batería. En el convertidor SEPIC, el inductor  $L_1$  rige la corriente de entrada, así pues, el inductor controlable es  $L_1$ . La Figura 9.9 muestra las dos topologías ON y OFF del convertidor.

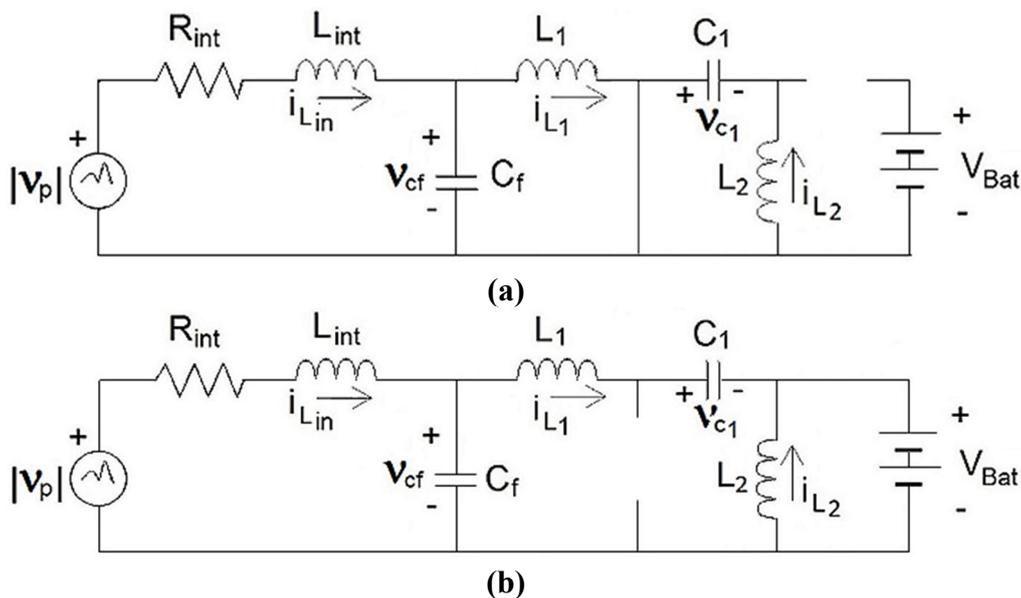


Figura 9.9. Topologías de convertidor SEPIC: (a) ON, (b) OFF

Nuevamente, en los casos anteriores mediante la variable de conmutación  $u(t) = \{0, 1\}$ , la dinámica del convertidor en cualquier instante puede describirse con un solo conjunto de ecuación diferencial (9.44).

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L_{int}} \\ i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_1} \\ v_{C_f} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} L_{int} \frac{di_{L_{int}}}{dt} = v_p - R_{int} i_{L_{int}} - v_{C_f} \\ L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{C_f} - (1-u)(v_{C_1} + V_{Bat}) \\ L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = -V_{Bat} + u(v_{C_1} + V_{Bat}) \\ C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = i_{L_{int}} - i_{L_1} \\ C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} - u(i_{L_1} + i_{L_2}) \end{cases} \quad (9.44)$$

### 9.3.2 Superficie de control SEPIC

Como en el modo boost del HBB, la corriente a través de este inductor  $i_{L1}(t)$  también corresponde a la corriente de entrada del convertidor. Esta circunstancia permite utilizar la misma superficie de control  $S(x)$  para forzar el comportamiento LFR que se propuso para el modo Boost HBB (6.30). Así pues, la superficie deslizante (9.45) impuesta a la corriente de entrada del convertidor SEPIC  $i_{L1}(t)$ , asegura la adaptación de la impedancia. Del conjunto de ecuaciones (9.44), con la superficie  $S(X)$  y su condición de existencia (9.45), se deduce el control equivalente (9.46).

$$S(X) = i_{L1} - \frac{v_{Cf}}{R_{int}} = 0 \quad S(X)\dot{S}(X) < 0 \quad (9.45)$$

$$u_{eq}(t) = 1 - \frac{v_{Cf}}{(v_{C1} + V_{Bat})} + \frac{L_1}{R_{int}(v_{C1} + V_{Bat})} \cdot \frac{dv_{Cf}}{dt} \quad (9.46)$$

Forzando a cero la dinámica mostrada en (9.44), y sustituyendo el control equivalente (9.46), se puede deducir el punto de equilibrio (9.47) y la dinámica de deslizamiento ideal (9.48), lo que resulta ser no lineal. Como en el modo boost, el voltaje del condensador en el punto de equilibrio es la mitad de la tensión del pulso ( $V_{cf}^* = V_p^*/2$ ), como corresponde a una situación de adaptación de impedancia.

$$X^* = [I_{int}^*, I_{L1}^*, I_{L2}^*, V_{C1}^*, V_{Cf}^*]^T = \left[ \frac{V_p^*}{2R_{int}}, \frac{V_p^*}{2R_{int}}, \frac{V_p^{*2}}{4R_{int}V_{Bat}}, \frac{V_p^*}{2}, \frac{V_p^*}{2} \right]^T \quad (9.47)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} g_1(X) = \frac{di_{int}}{dt} = \frac{1}{L_{int}} [v_p - R_{int}i_{int} - v_{cf}] \\ g_2(X) = \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{R_{int}} \frac{dv_{Cf}}{dt} \\ g_3(X) = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left[ v_{C1} - v_{Cf} + \frac{L_1}{R_{int}} \cdot \frac{dv_{Cf}}{dt} \right] \\ g_4(X) = \frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{1}{C_f} [i_{int} - i_{L1}] \\ g_5(X) = \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \left\{ \frac{i_{L1} + i_{L2}}{v_{C1} + V_{Bat}} \cdot \left[ v_{Cf} - \frac{L_1}{R_{int}} \cdot \frac{dv_{Cf}}{dt} \right] - i_{L2} \right\} \end{array} \right. \quad (9.48)$$

Para evaluar la estabilidad local de la superficie propuesta, la dinámica ideal (9.44) debe linealizarse alrededor del punto de equilibrio  $X^*$  utilizando un modelo de excitación de pequeña señal (Jacobiano) (9.49), (9.50). Los coeficientes del modelo de pequeña señal se dan en (9.51).

$$X(t) = X^* + \hat{X}(t) \quad (9.49)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} g_1(X) = \frac{di_{int}}{dt} = \mathbf{a} \cdot \hat{v}_p(t) + \mathbf{b} \cdot \hat{i}_{int}(t) + \mathbf{c} \cdot \hat{v}_{c_f}(t) \\ g_2(X) = \frac{di_{L_1}}{dt} = \mathbf{d} \cdot \hat{w}(t) \quad \text{donde, } w(t) = \frac{dv_{c_f}}{dt} \\ g_3(X) = \frac{di_{L_2}}{dt} = \mathbf{e} \cdot \hat{v}_{c_1}(t) + \mathbf{f} \cdot \hat{w}(t) + \mathbf{h} \cdot \hat{v}_{c_f}(t) \\ g_4(X) = \frac{dv_{c_f}}{dt} = \mathbf{j} \cdot \hat{i}_{int}(t) + \mathbf{k} \cdot \hat{i}_{L_1}(t) \\ g_5(X) = \frac{dv_{c_1}}{dt} \approx \mathbf{m} \cdot \hat{i}_{L_2}(t) + \mathbf{n} \cdot \hat{i}_{L_1}(t) + \mathbf{p} \cdot \hat{w}(t) + \mathbf{q} \cdot \hat{v}_{c_1}(t) + \mathbf{r} \cdot \hat{v}_{c_f}(t) \end{array} \right. \quad (9.50)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} \mathbf{a} = \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_p} \right|_{X^*} = \frac{1}{L_{int}} & \mathbf{j} = \left. \frac{\partial g_4}{\partial i_{int}} \right|_{X^*} = \frac{1}{C_f} \\ \mathbf{b} = \left. \frac{\partial g_1}{\partial i_{int}} \right|_{X^*} = \frac{-R_{int}}{L_{int}} & \mathbf{k} = \left. \frac{\partial g_4}{\partial i_{L_1}} \right|_{X^*} = \frac{-1}{C_f} \\ \mathbf{c} = \left. \frac{\partial g_1}{\partial v_{c_f}} \right|_{X^*} = \frac{-1}{L_{int}} & \mathbf{m} = \left. \frac{\partial g_5}{\partial i_{L_2}} \right|_{X^*} = \frac{-2V_{Bat}}{C_1(V_P^* + 2V_{Bat})} \\ \mathbf{d} = \left. \frac{\partial g_2}{\partial w} \right|_{X^*} = \frac{1}{R_{int}} & \mathbf{n} = \left. \frac{\partial g_5}{\partial i_{L_1}} \right|_{X^*} = \frac{V_P^*}{C_1(V_P^* + 2V_{Bat})} \\ \mathbf{e} = \left. \frac{\partial g_3}{\partial v_{c_1}} \right|_{X^*} = \frac{1}{L_2} & \mathbf{p} = \left. \frac{\partial g_5}{\partial w} \right|_{X^*} = \frac{-V_P^*}{2C_1 R_{int}^2 V_{Bat}} \\ \mathbf{f} = \left. \frac{\partial g_3}{\partial w} \right|_{X^*} = \frac{L_1}{L_2 R_{int}} & \mathbf{q} = \left. \frac{\partial g_5}{\partial v_{c_1}} \right|_{X^*} = \frac{-V_P^{*2}}{2R_{int} C_1 V_{Bat} (2V_{Bat} + V_P^*)} \\ \mathbf{h} = \left. \frac{\partial g_3}{\partial v_{c_f}} \right|_{X^*} = \frac{-1}{L_2} & \mathbf{r} = \left. \frac{\partial g_5}{\partial v_{c_f}} \right|_{X^*} = \frac{V_P^*}{2R_{int} C_1 V_{Bat}} \end{array} \right. \quad (9.51)$$

Después de linealizar la dinámica ideal, aplicando la transformada de Laplace en el modelo de pequeña señal (9.50), y mediante manipulaciones matemáticas (9.52), se obtienen las funciones de transferencia en pequeña señal de interés (9.53) para poder sacar conclusiones sobre la estabilidad del circuito.

$$\begin{aligned}
 g_1(X) &= \frac{di_{int}}{dt} = a \cdot \hat{v}_p(t) + b \cdot \hat{i}_{int}(t) + c \cdot \hat{v}_{cf}(t) \\
 g_1(S) &= s \cdot \hat{I}_{int}(s) = a \cdot \hat{V}_p(s) + b \cdot \hat{I}_{int}(s) + c \cdot \hat{V}_{cf}(s) \\
 g_2(X) &= \frac{di_{L_1}}{dt} = d \cdot \hat{w}(t) \quad \text{donde, } w(t) = \frac{dv_{C_f}}{dt} \\
 g_2(S) &= s \cdot \hat{I}_k(s) = d \cdot s \cdot \hat{V}_{C_f}(s) \\
 g_3(X) &= \frac{di_{L_2}}{dt} = e \cdot \hat{v}_{C_1}(t) + f \cdot \hat{w}(t) + h \cdot \hat{v}_{C_f}(t) \\
 g_3(S) &= s \cdot \hat{I}_k(s) = e \cdot \hat{V}_{C_1}(s) + f \cdot s \cdot \hat{V}_{C_f}(s) + h \cdot \hat{V}_{C_f}(s) \\
 g_4(X) &= \frac{dv_{C_f}}{dt} = j \cdot \hat{i}_{int}(t) + k \cdot \hat{i}_{L_1}(t) \\
 g_4(S) &= s \cdot \hat{V}_{C_f}(s) = j \cdot \hat{I}_{int}(s) + k \cdot \hat{I}_{L_1}(s) \\
 g_5(X) &= \frac{dv_{C_1}}{dt} \approx m \cdot \hat{i}_{L_2}(t) + n \cdot \hat{i}_{L_1}(t) + p \cdot \hat{w}(t) + q \cdot \hat{v}_{C_1}(t) + r \cdot \hat{v}_{C_f}(t) \\
 g_5(S) &= s \cdot \hat{V}_{C_1}(s) \approx m \cdot \hat{I}_{L_2}(s) + n \cdot \hat{I}_{L_1}(s) + p \cdot s \cdot \hat{V}_{C_f}(s) + q \cdot \hat{V}_{C_1}(s) + r \cdot \hat{V}_{C_f}(s)
 \end{aligned} \tag{9.52}$$

$$\begin{cases}
 H_{V_{C_f}V_p}(s) = \hat{V}_{C_f}(s) / \hat{V}_p(s) & H_{V_{C_1}V_p}(s) = \hat{V}_{C_1}(s) / \hat{V}_p(s) \\
 H_{V_{C_f}V_{int}}(s) = \hat{V}_{C_f}(s) / \hat{V}_{int}(s) & H_{V_{C_1}V_{int}}(s) = \hat{V}_{C_1}(s) / \hat{V}_{int}(s)
 \end{cases} \tag{9.53}$$

La función de transferencia  $H_{V_{cf}V_p}(s)$  demuestra en (9.54) la perfecta adaptación de impedancia en DC y buena a baja frecuencia como los trenes de olas marinas. Como se puede ver en (9.54), si,  $s = 0$  (DC),  $V_{Cf} = V_p / 2$ . Cuando la frecuencia aumenta, el módulo de  $H_{CfP}(s)$  disminuye desde su valor máximo en DC (1/2) así como también aumenta la fase entre  $V_{Cf}$  y  $V_p$ . Al igual que en el modo Boost HBB, la frecuencia natural viene dada por  $L_{int}$  y el capacitor  $C_f$ .

$$H_{C_fP}(s) = \frac{\hat{V}_{C_f}(s)}{\hat{V}_p(s)} = \frac{1/L_{int}C_f}{s^2 + s \left( \frac{L_{int} + C_f R_{int}^2}{C_f R_{int} L_{int}} \right) + \frac{2}{L_{int}C_f}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_{na}^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_{na} s + \omega_{na}^2} \tag{9.54}$$

El convertidor SEPIC es un sistema de quinto orden, y la dinámica ideal en deslizamiento del sistema es de cuarto orden, pero la expresión (9.54) denota un sistema de segundo orden. La dinámica de cuarto orden consiste en dos pares desacoplados de polos complejos conjugados que pueden factorizarse en dos funciones de segundo orden como se ve en (9.55).

$$P(s) = (s^2 + 2\zeta_a \omega_{na} s + \omega_{na}^2) \cdot (s^2 + 2\zeta_b \omega_{nb} s + \omega_{nb}^2) = D_a(s) \cdot D_b(s) \tag{9.55}$$

La adaptación de impedancias  $H_{CfP}(s)$  se rige según una función paso-bajo de segundo orden, con un polinomio característico  $P(s)$  incondicionalmente estable, ya que todos sus coeficientes de  $D_a(s)$  y  $D_b(s)$  existen y son positivos. Dado que  $C_f=10 \mu\text{F}$ , la frecuencia natural en (9.54) es  $\omega_n=1945 \text{ rad/s}$ , resulta tener un ancho de banda  $BW_{-3\text{dB}} \approx 310 \text{ Hz.}$ , como pasaba con el modo boost en el adaptador HBB.

En un claro contraste con  $H_{CfP}(s)$ , donde uno de los dos pares de polos complejos conjugados está oculto, en otras funciones de transferencia del sistema toda la dinámica es visible. Uno de estos casos es la función de transferencia  $H_{C1P}(s)$ , donde según las expresiones (9.57) y (9.58), sí que se observa la dinámica completa del condensador  $C_1$  del adaptador.

Observese que en condiciones de DC  $V_{Cf} = V_{C1}$ , como cabía esperar, dado que (9.56)

$$H_{C_1P}(0) = H_{C_fP}(0) = \frac{1}{2} \quad (9.56)$$

de acuerdo con (9.57) y (9.58)

$$H_{C_1P}(s) = \frac{\hat{V}_{C_1}(s)}{\hat{V}_P(s)} = \frac{\hat{V}_{C_1}(s)}{\hat{V}_{C_f}(s)} \cdot \frac{\hat{V}_{C_f}(s)}{\hat{V}_P(s)} = H_{C_1C_f}(s) \cdot H_{C_fP}(s) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{V}_{C_1}(s)}{\hat{V}_{C_f}(s)} \cdot \frac{\omega_{na}^2}{s^2 + 2\zeta_a \omega_{na} s + \omega_{na}^2} \quad (9.57)$$

$$\frac{\hat{V}_{C_1}(s)}{\hat{V}_{C_f}(s)} = \frac{-s^2 L_2 (V_P^* + 2V_{Bat}) + [4V_{Bat}^2 L_1 + 2V_P^* L_2 V_{Bat} + V_P^* L_2 (V_P^* + 2V_{Bat})] R_{int} \cdot s + 4R_{int}^2 V_{Bat}^2}{2s^2 [R_{int}^2 L_2 C_1 V_{Bat} (V_P^* + 2V_{Bat})] + s \cdot R_{int} L_2 V_P^{*2} + 4R_{int}^2 V_{Bat}^2} \quad (9.58)$$

Otra función de transferencia de interés se muestra en (9.59). Aunque  $v_p(t)$  y  $v_{int}(t)$  son variables internas del transductor, y por ello no son observables a nivel experimental, ver figura 9.8, la corriente  $i_{int}(t)$ , sí que es observable, y permite estimar la función de transferencia  $H_{V_{Cf}V_{int}}(s)$  (9.59), donde  $\hat{V}_{int}(s) = R_{int} \hat{I}_{int}(s)$ , y  $R_{int} = 26 \Omega$ . Sustituyendo los parámetros del circuito, la frecuencia de corte de  $H_{CfV_{int}}(s)$  es  $\omega_c=3846 \text{ rad/s}$ , mientras que el ancho de banda es  $BW_{-3\text{dB}} \approx 612 \text{ Hz}$ .

$$H_{V_{C_f}V_{int}}(s) = \frac{\hat{V}_{C_f}(s)}{\hat{V}_{int}(s)} = \frac{\hat{V}_{C_f}(s)}{R_{int} \cdot \hat{I}_{int}(s)} = \frac{1}{R_{int} C_f (s + \frac{1}{R_{int} C_f})} \quad (9.59)$$

Por último, al hablar de adaptación de impedancias, no se ha tenido en cuenta la parte imaginaria de la impedancia de salida del captador, dado que es muy baja, y su influencia despreciable (9.60). Por ejemplo, si las olas durasen un segundo, y estuvieran espaciadas un segundo, como  $L_{int} = 52.8 \text{ mH}$ , se tiene que  $X_{int} = \omega_p L_{int} \approx 0.3 \Omega$ , (de hecho, las olas están espaciadas normalmente entre 10 y 30 segundos).

$$Z_{int} \Big|_{de\ ola}^{pulso} = R_{int} + jX_{int} \approx 26 + 0.3j = 26.001_{0.66^\circ} \Omega \quad (9.60)$$

La impedancia de entrada del adaptador  $Z_{inAD}(s)$  en bornes del condensador  $C_f$  será (9.61), que en baja frecuencia equivale a  $R_{int}$  (parte resistiva de la impedancia interna del transductor).

$$Z_{inAD}(s) = \frac{\hat{V}_{C_f}(s)}{\hat{I}_{int}(s)} = \frac{\frac{1}{C_f}}{\left(s + \frac{1}{R_{int}C_f}\right)} \Rightarrow Z_{inAD}(0) = R_{int} \quad (9.61)$$

## 9.4 Simulación del Sistema

En la figura 9.10, se muestra el resultado de la simulación PSIM del adaptador SEPIC propuesto, figura 5.15. La simulación no incluye el efecto de incremento de la tensión de la batería conforme se va cargando, al igual que en el estudio del adaptador HBB.

Las variables visualizadas son: a) en azul, la corriente  $i_L(t)$  del inductor  $L_1$  controlado por la superficie de deslizamiento, b) en negro, la tensión del condensador  $v_{cf}(t)$  a la entrada del adaptador, c) en verde claro la corriente de salida del transductor (entrada del adaptador)  $i_{int}(t)$ , y finalmente, d) en rojo la tensión en  $v_{int}(t)$ .

De acuerdo con el análisis teórico, cuando se produce la adaptación de impedancias  $v_{cf}(t) = v_{int}(t)$ , sin embargo, pueden observarse pequeñas diferencias por el efecto de carga de las resistencias usadas para el sensado de  $v_{cf}(t)$ .

En este convertidor mientras exista desplazamiento, la corriente de entrada  $i_{int}(t)$  es el valor medio de la corriente del inductor  $i_L(t)$ , como se puede apreciar en la figura 9.10. Se ve también como por debajo de una cierta tensión umbral de entrada (2 V aproximadamente), el convertidor no funciona.

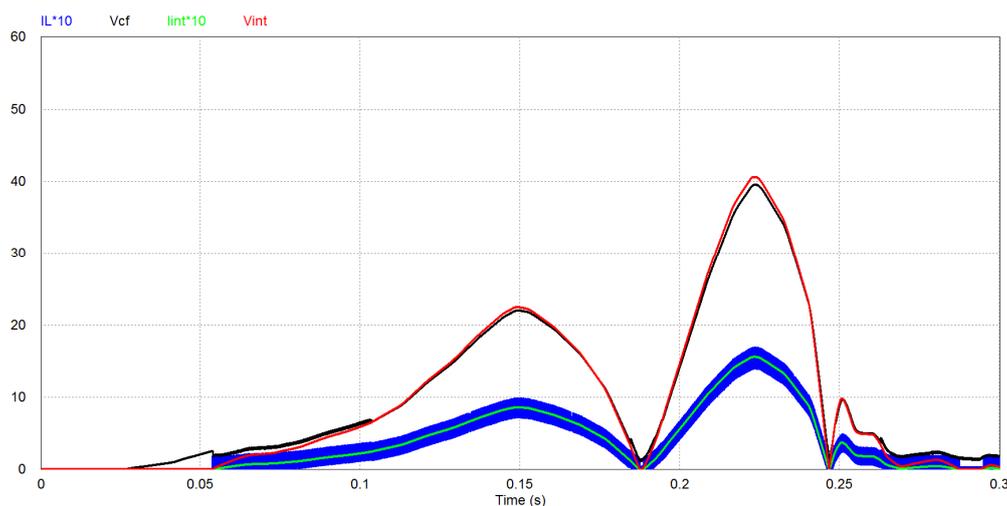


Figura 9.10. Resultados de simulación del Convertidor SEPIC con PSIM

## 9.5 Resultados experimentales

### 9.5.1 Realización práctica del circuito SEPIC como adaptador de impedancia

Las figuras 9.11 y 9.12 muestran la etapa de potencia y el circuito de control del convertidor Híbrido Buck/Boost. En el apéndice 13.4 se muestran los esquemas ampliados.

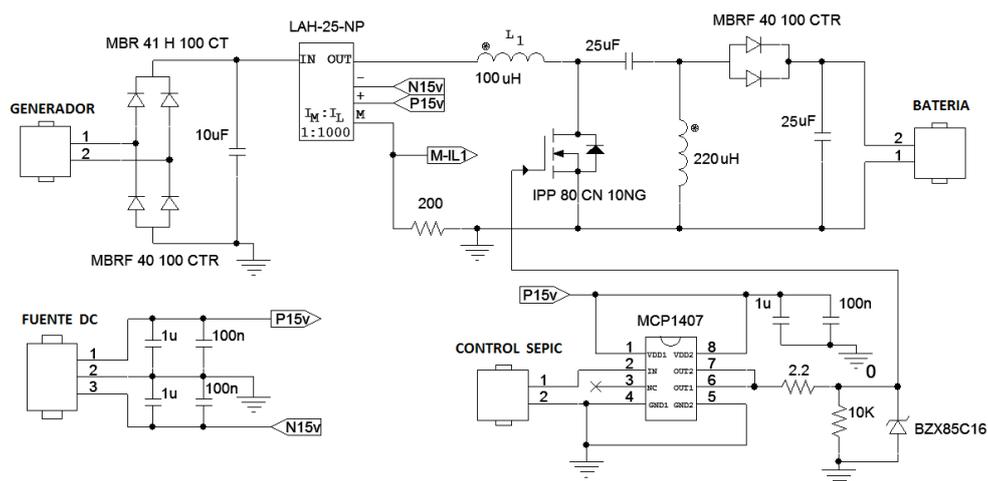


Figura 9.11. Etapa de potencia del convertidor SEPIC

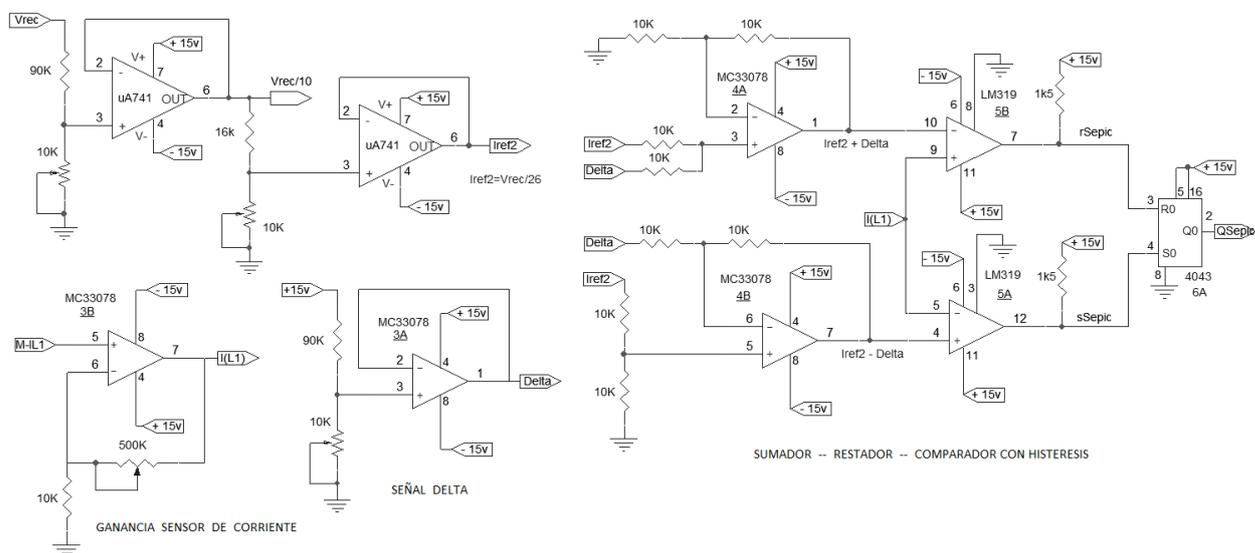


Figura 9.12. Circuito de control del SEPIC

El circuito de control del SEPIC y el circuito de control del modo Boost en el HBB son iguales, porque la superficie de control es la misma, ver (6.30) y (9.46).

## 9.5.2 Funcionamiento

Por el mismo motivo que en el caso del HBB de no poder generar automáticamente el pulso con parámetros idénticos repetitivos con el transductor construido, para poder sacar oscilogramas, se consideran las dos mismas señales de entrada que para el convertidor HBB, véase apartado 8.3.2, en resumen son:

- Una fuente de tensión senoidal de amplitud ajustable de 0 a 80  $V_{rms}$  y frecuencia variable de 50 a 200 Hz con una resistencia serie de 26  $\Omega$ .
- Una fuente programable de DC que da un tren de olas sintético cuyo periodo es de 1,4 segundos y donde la duración de la ola es de 200 ms. Como ya se dijo en el apartado 8.3.2 esa señal emula un tren de olas a una frecuencia 10 veces más rápido que la real. También se conecta en serie la resistencia de 26  $\Omega$ .

En primer lugar se ofrecen los resultados para la fuente senoidal. Así en los oscilogramas de la figura 9.13, se pueden apreciar las siguientes señales:

- en azul oscuro se observa la tensión suministrada por el generador, después de ser rectificificada por el puente, en bornes del condensador  $C_f$ , es decir  $v_{cf}(t)$ .
- en azul celeste, la corriente del inductor  $i_L(t)$ .
- en rosa la señal de puerta del MOSFET del SEPIC.
- en rojo, se observa la impedancia media de entrada del adaptador registrada por el osciloscopio, y finalmente,
- en verde claro, se muestra la tensión de la batería, que como está bastante cargada, tiene unos 14 V.

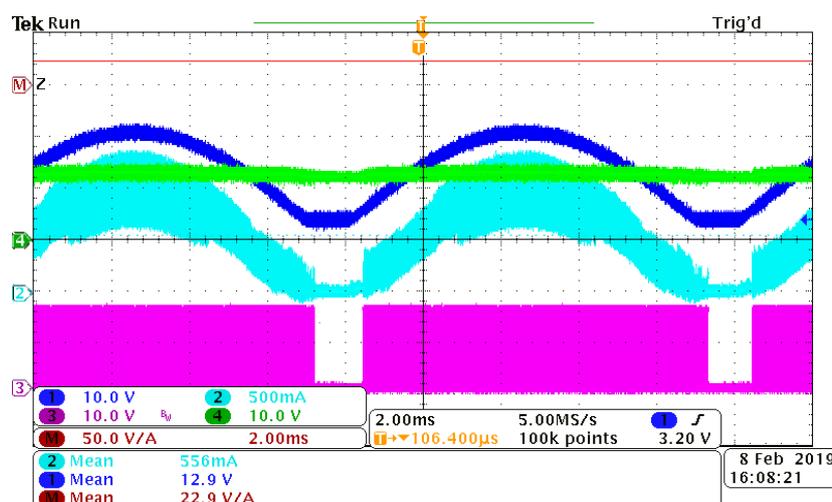


Figura 9.13.a. SEPIC,  $V_p=21 V_{pico}$ ,  $f=50$  Hz

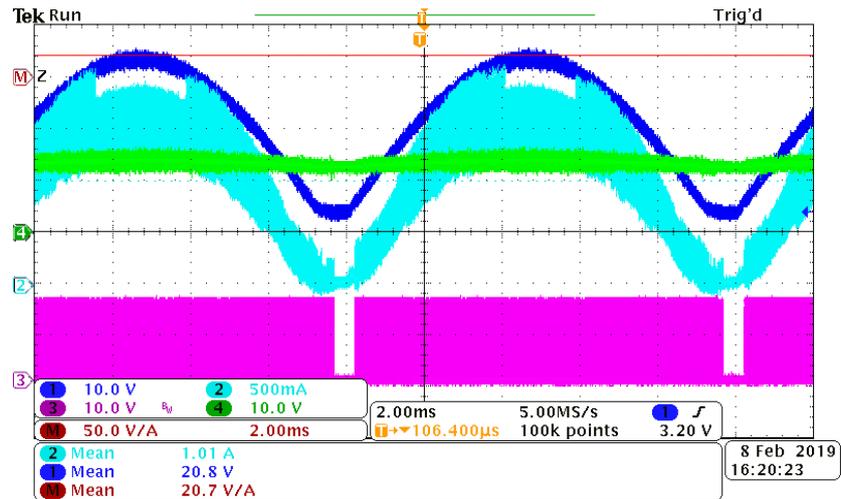


Figura 9.13.b. SEPIC,  $V_p=34 V_{pico}$ ,  $f=50$  Hz.

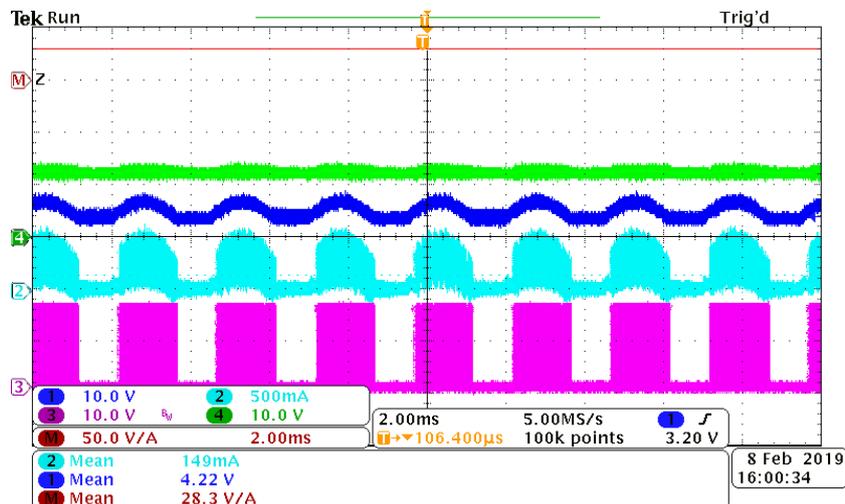


Figura 9.13.c. SEPIC,  $V_p=7 V_{pico}$ ,  $f=200$  Hz

Figura 9.13. Oscilogramas del funcionamiento del SEPIC a varias frecuencias de la tensión de entrada

Como se muestra en los oscilogramas de la figura 9.13, el adaptador SEPIC funciona razonablemente bien, a unas frecuencias para la tensión de entrada muy superiores a las de diseño. La impedancia de entrada media calculada por el osciloscopio, se mueve en torno a los 21-28 ohmios.

La placa de control del SEPIC es más sencilla y consume menos que la placa de control del HBB. Sin embargo, cuando la tensión  $v_{ef}(t)$  (entrada) y la de la batería coinciden, el adaptador SEPIC sigue conmutando, aspecto que en el caso del híbrido buck/boost saca ventaja; pues cuando la tensión de entrada es igual a la de la batería aparece una zona muerta en que no funciona ninguno de los dos modos y por tanto no conmuta, disminuyendo el consumo del control.

En el ensayo con la fuente de alimentación programable de laboratorio que emula pulsos de tensión similares a un tren de olas marinas, se obtienen los oscilogramas de las figuras 9.14 a, b y c. La caída de tensión en la resistencia  $v_{int}(t)$  de  $26 \Omega$  se muestra en color rosa, mientras que la tensión de entrada del circuito adaptador de impedancia  $v_{ef}(t)$  se muestra en color azul oscuro. Se recuerda que esta fuente de alimentación se conecta al circuito de adaptación de impedancia a través de una resistencia en serie de  $26 \Omega$  que simula la impedancia de salida del dispositivo recolector.

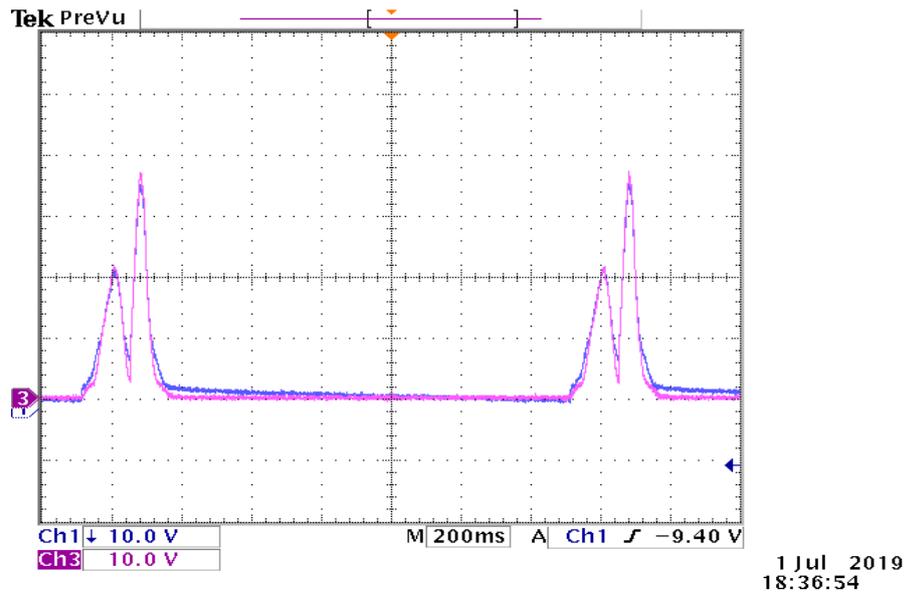


Figura 9.14.a. Ensayo experimental con el tren de pulsos programados en el SEPIC

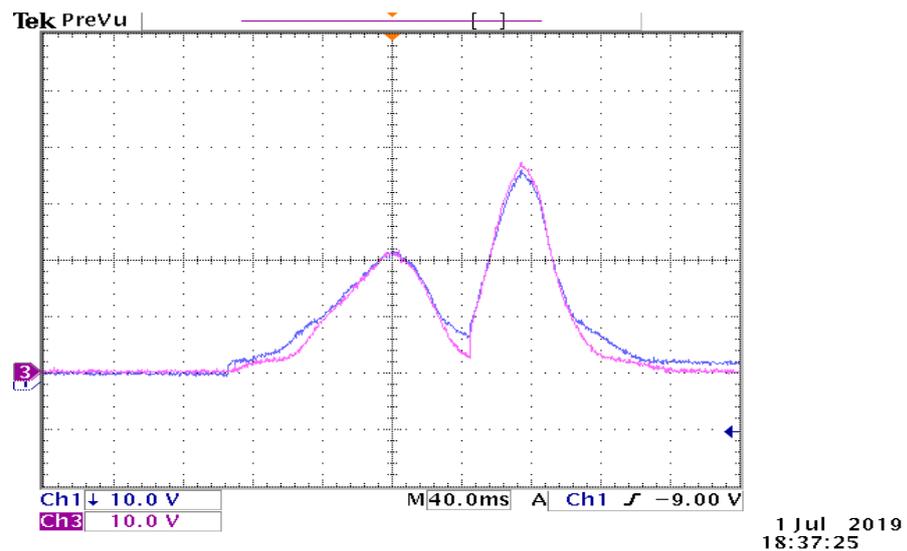


Figura 9.14.b. Detalle del tren de pulsos programados en el SEPIC

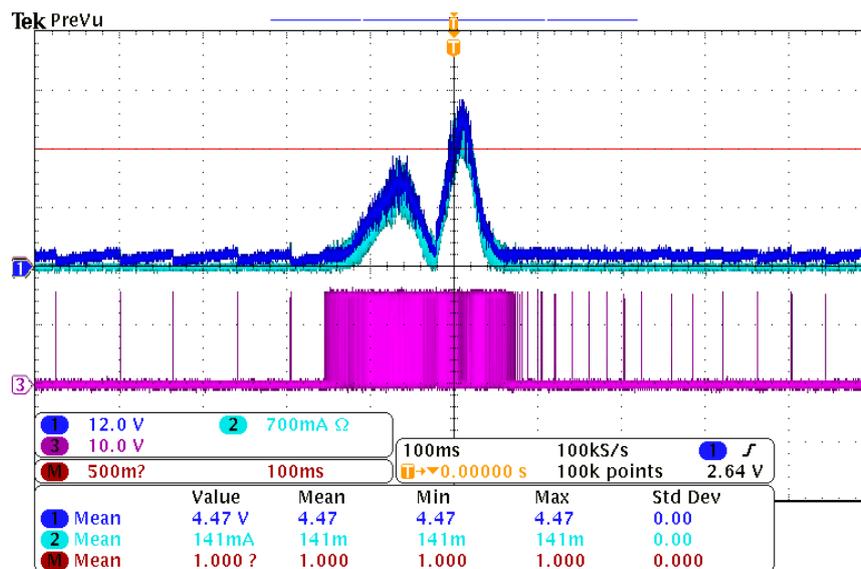


Figura 9.14.c. Ensayo experimental del SEPIC con la señal de control

La figura 9.14.c muestra  $v_{int}(t)$  en color cian,  $v_{cf}(t)$  en azul oscuro y  $S_{Sepic}(t)$  en color rosa

La figura 9.15 muestra el banco de trabajo experimental de ensayos con el convertidor SEPIC.

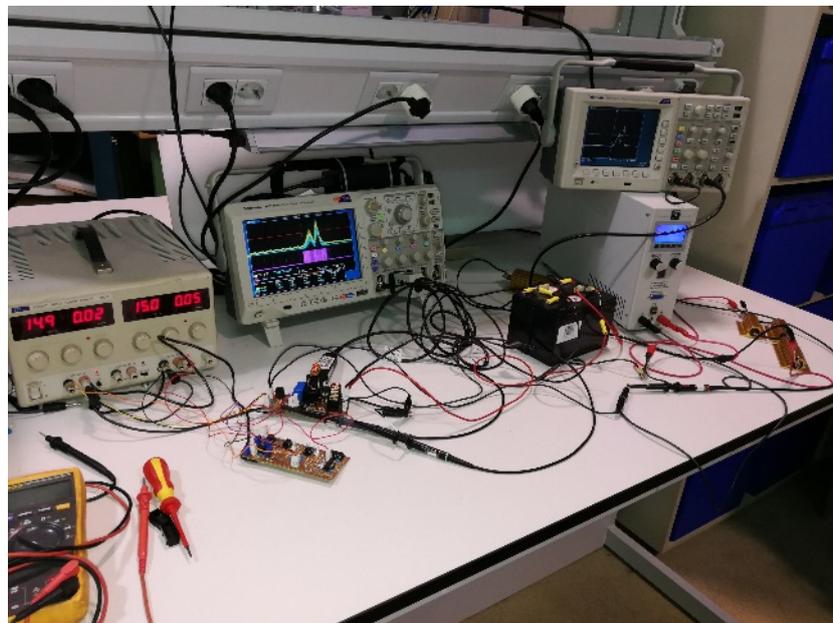


Figura 9.15. Banco de trabajo experimental ensayo con el SEPIC

### 9.5.3 Eficiencia en la adaptación de impedancias

La gráfica de la figura 9.16 muestra el resultado experimental de la impedancia de entrada del convertidor en función de la tensión de entrada  $V_{in}$ .

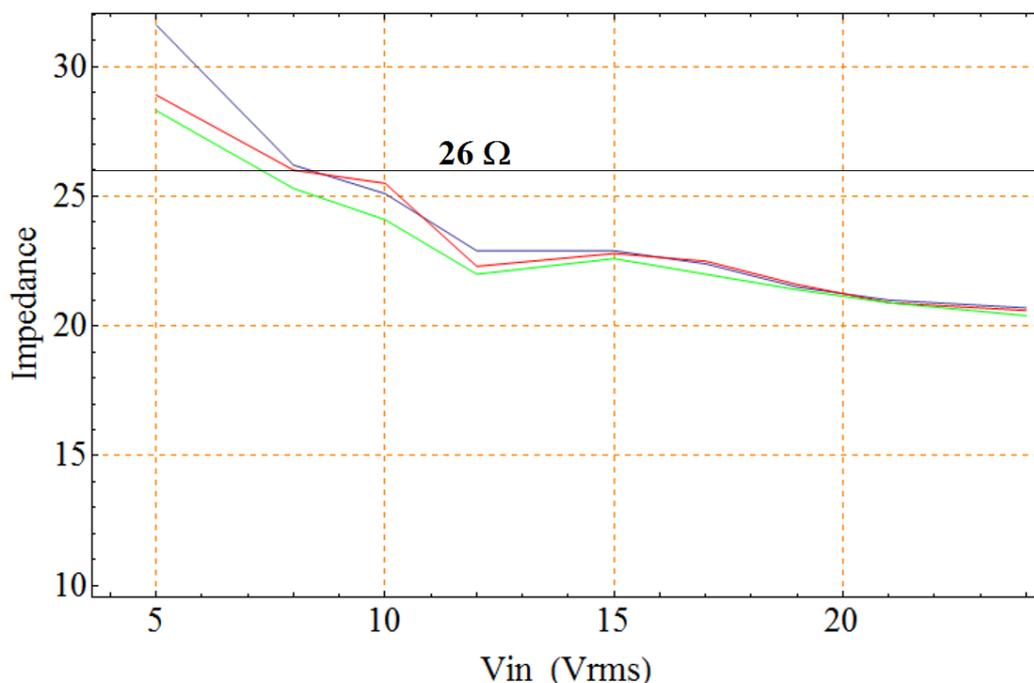


Figura 9.16. Impedancia de entrada del adaptador HBB (valor ideal  $R_{int} = 26 \Omega$ )

La expresión (9.62) nos define la eficiencia de la adaptación de impedancia como la relación entre la potencia real absorbida por el convertidor y la potencia absorbida en el caso de adaptación perfecta de impedancia.

$$\eta_M = \frac{Z_{in} \cdot V_P^2}{(26 + Z_{in})^2} \cdot \frac{(26 + 26)^2}{26 \cdot V_P^2} = 104 \cdot \frac{Z_{in}}{(26 + Z_{in})^2} \quad (9.62)$$

Como se puede ver en la figura 9.17, la eficiencia de la adaptación de impedancia es bastante alta, siempre superior al 98%, aunque experimenta una leve caída alrededor de 12-13 V, que es el voltaje de la batería, y coincide con el límite real entre el comportamiento elevador y reductor, aunque en este caso el convertidor no deja de conmutar, a diferencia del adaptador HBB.

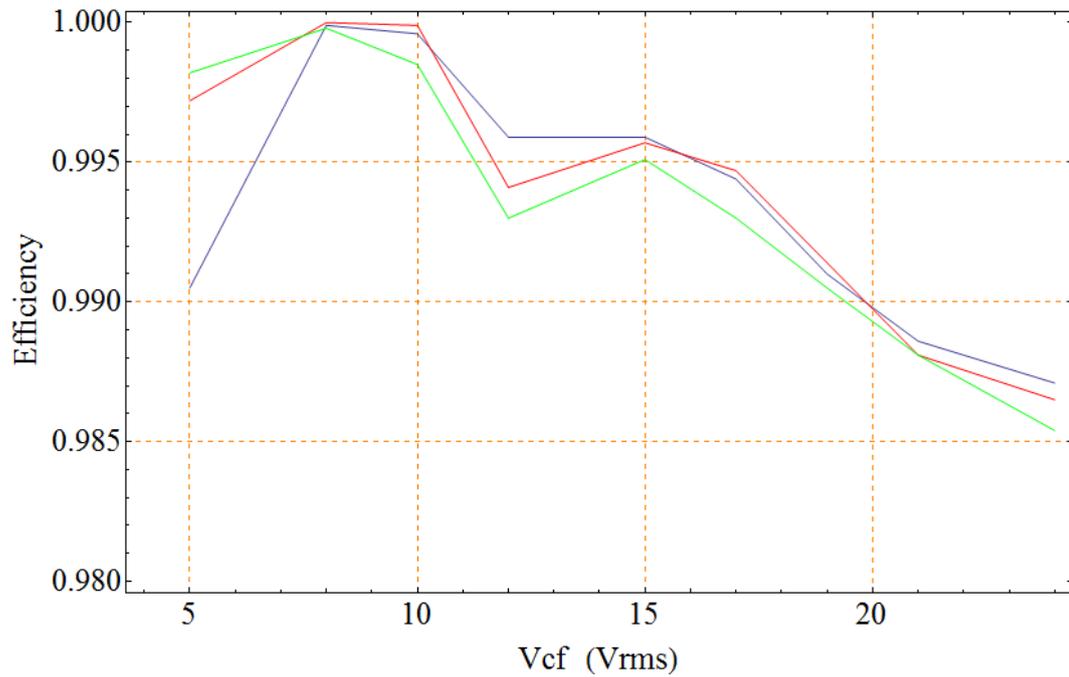


Figura 9.17. Eficiencia de adaptación SEPIC

### 9.5.4 Rendimiento

En la figura 9.18 se pueden ver los valores medios de tensión y corriente directamente en los multímetros digitales, correspondientes al adaptador SEPIC, tanto de la entrada como de la salida.



Figura 9.18. Medidas de la potencia de entrada y salida del adaptador SEPIC

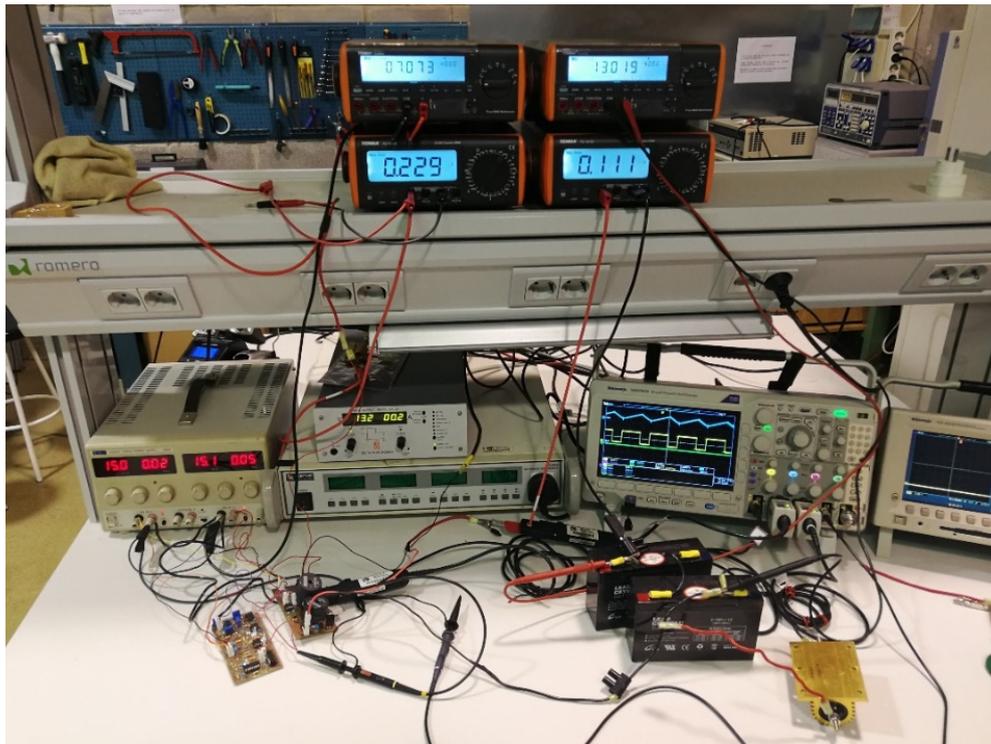


Figura 9.19. Adaptador SEPIC en la mesa de medidas

Los valores de tensión y corriente obtenidos de los multímetros se procesan en un programa de cálculo, y se obtienen los valores de rendimiento del adaptador SEPIC que aparecen en la tabla 9.1.

V <sub>cf</sub> (v)	I <sub>LFR</sub> (A)	P <sub>in</sub>	V <sub>bat</sub>	I <sub>bat</sub> (A)	P <sub>bat</sub>	η (%)
3,20	0,094	0,301	13,00	0,019	0,247	82,02
5,10	0,152	0,775	13,10	0,051	0,668	86,18
7,07	0,229	1,619	13,01	0,111	1,445	89,25
9,00	0,320	2,880	13,18	0,197	2,597	90,19
11,99	0,437	5,239	13,63	0,349	4,758	90,81
13,07	0,478	6,247	13,85	0,409	5,665	90,67
15,08	0,558	8,414	14,15	0,539	7,627	90,65
17,00	0,656	11,152	15,43	0,654	10,091	90,48
20,09	0,824	16,554	15,89	0,924	14,682	88,69
25,05	1,085	27,183	13,48	1,747	23,549	86,63
30,37	1,380	41,910	15,10	2,366	35,726	85,24
35,22	1,610	56,704	15,20	3,160	48,032	84,70
39,74	1,872	74,393	15,35	4,086	62,720	84,30

Tabla 9.1. Valores de rendimiento del SEPIC obtenidos en el banco de medidas

En la figura 9.20, se puede ver la evolución del rendimiento del adaptador SEPIC.

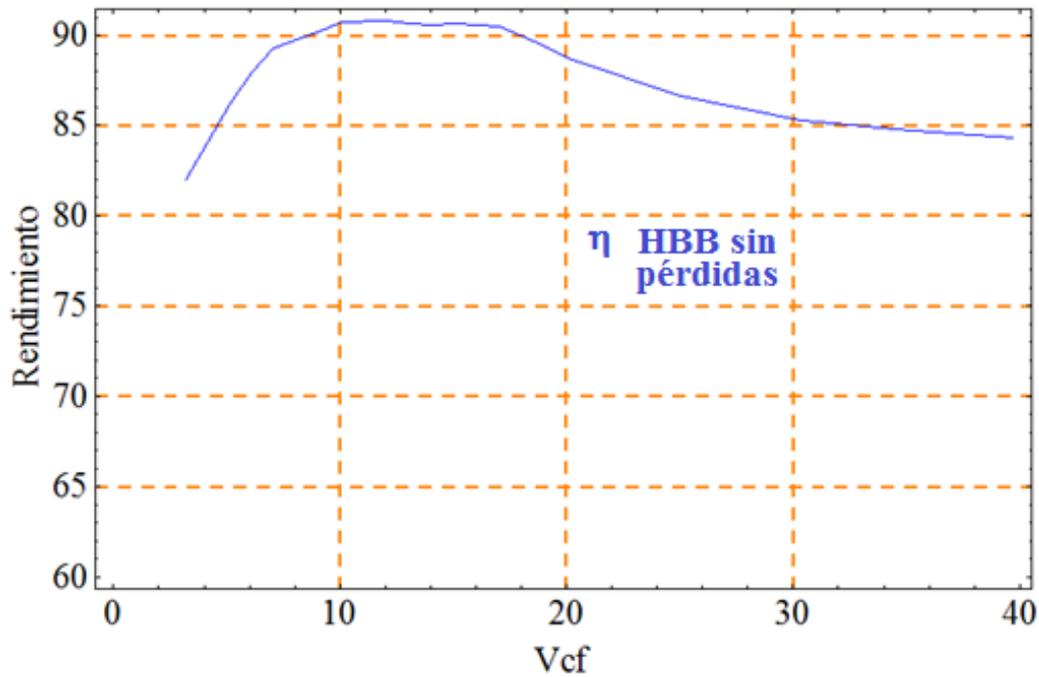


Figura 9.20. Gráfica del rendimiento del adaptador SEPIC sin incorporar el consumo de la placa de control

Si ahora consideramos el consumo de la placa de control, unos 1,35 W, el rendimiento total del sistema (adaptador + control) se muestran en la tabla 9.2.

Vcf (v)	I <sub>LFR</sub> (A)	P <sub>in</sub>	V <sub>bat</sub>	I <sub>bat</sub> (A)	P <sub>bat</sub>	η (%)
3,20	0,094	0,301	13,00	0,019	0,247	14,95
5,10	0,152	0,775	13,10	0,051	0,668	31,43
7,07	0,229	1,619	13,01	0,111	1,445	48,67
9,00	0,320	2,880	13,18	0,197	2,597	61,40
11,99	0,437	5,239	13,63	0,349	4,758	72,21
13,07	0,478	6,247	13,85	0,409	5,665	74,56
15,08	0,558	8,414	14,15	0,539	7,627	78,11
17,00	0,656	11,152	15,43	0,654	10,091	80,71
20,09	0,824	16,554	15,89	0,924	14,682	82,00
25,05	1,085	27,183	13,48	1,747	23,549	82,53
30,37	1,380	41,910	15,10	2,366	35,726	82,58
35,22	1,610	56,704	15,20	3,160	48,032	82,73
39,74	1,872	74,393	15,35	4,086	62,720	82,80

Tabla 9.2. Valores de rendimiento del SEPIC con pérdidas de control

La figura 9.21, muestran los rendimientos reales teniendo en cuenta los consumos del control en modo deslizante. La figura 9.22 representa una comparativa entre el adaptador con pérdidas de control y sin pérdidas, línea roja y azul, respectivamente.

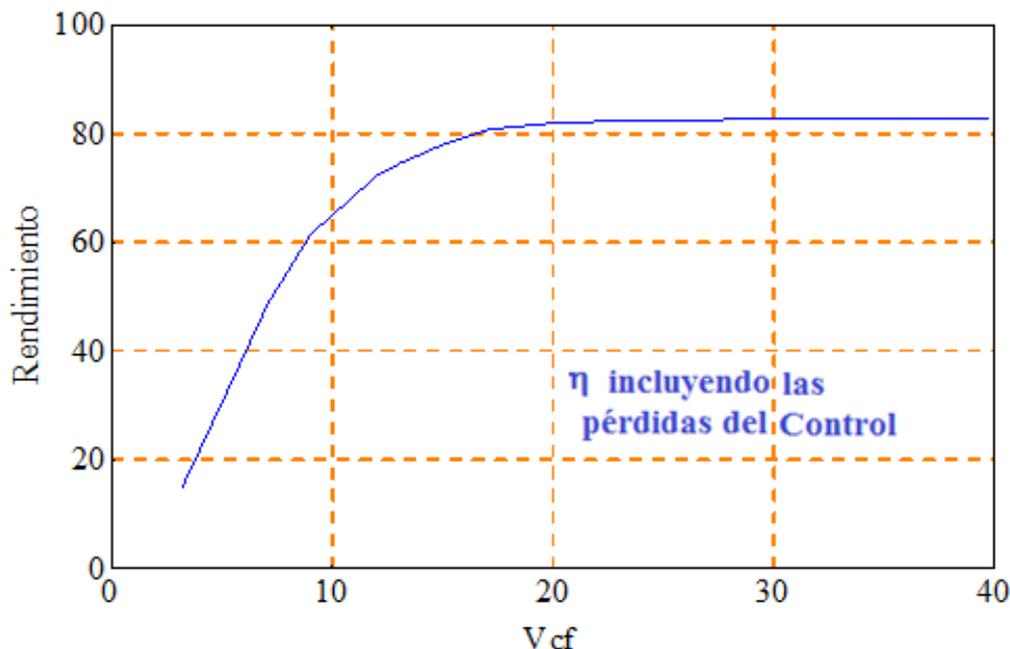


Figura 9.21. Rendimiento del adaptador HBB considerando las pérdidas del control en modo deslizante

Al igual que en el caso del HBB, se introducen en la gráfica de la figura 9.22, las pérdidas reales asumiendo un modo de funcionamiento del control en modo “burst”, es decir, con el control apagado cuando no hay pulso, con un ciclo de funcionamiento de control  $D_c = 1/6$ , el rendimiento global mejora, como se puede ver en la traza verde de la figura 9.22.

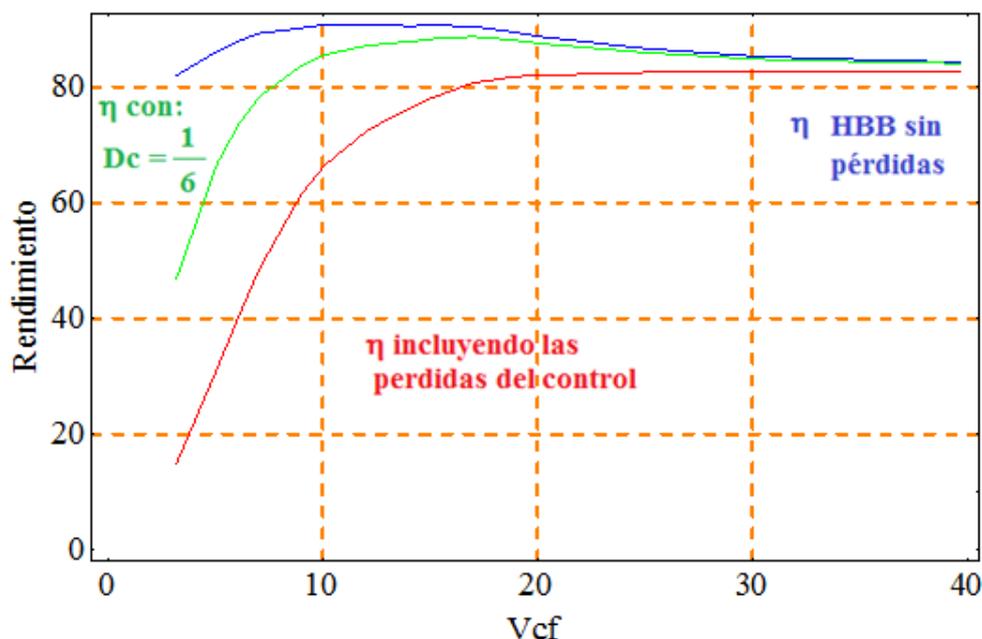


Figura 9.22. Comparativa del rendimiento del adaptador SEPIC considerando las pérdidas del control en modo deslizante y sin ellas

Como se puede apreciar en la figura 9.23, hasta que la tensión de entrada no alcanza aproximadamente los 6 voltios, la electrónica de control consume más que lo que recolectan los transductores, a partir de esa tensión la batería empieza a almacenar energía. Esto se puede ver en la figura 9.23. Se puede ver que el control podría estar apagado mientras no existan olas para generar el pulso, si se usa el ciclo de funcionamiento  $D_c=1/6$ , se tiene una ligera mejora, y en este caso la tensión a la que empieza a almacenar energía es de 3 V.

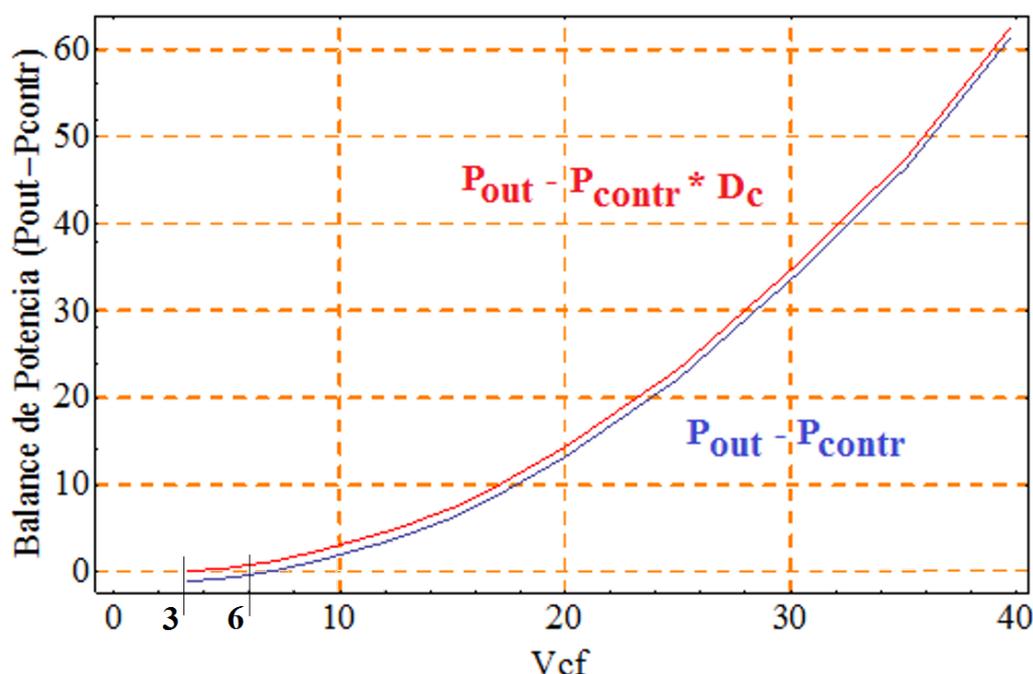


Figura 9.23. Balance de potencia en función de la Tensión de entrada

## 9.6 Conclusiones adaptador SEPIC

Al igual que sucede con el adaptador Híbrido Buck/Boost, la primera conclusión que se puede observar es que el adaptador una vez superada la tensión umbral de arranque, entre 2 y 3 V, funciona razonablemente bien a una frecuencia de la tensión de entrada muy superior a la de diseño.

Se puede observar como en el convertidor SEPIC al cambiar del modo elevador a reductor aparece un pico descendente de adaptación de impedancia en función de la tensión de la batería, que en el momento de las pruebas, ronda los 12v, aunque este caso en ningún momento se pierde el régimen de deslizamiento, figura 9.17.

La superficie de control del modo deslizante utilizada, donde la superficie controla la corriente de entrada ha funcionado correctamente para la adaptación de la impedancia. Esta superficie ha obligado al convertidor SEPIC a comportarse como una resistencia libre de pérdidas (LFR).

La impedancia de entrada media calculada por el osciloscopio, muestra buenos resultados de adaptación de impedancia entre la entrada del convertidor y la salida del generador, se mueve en torno a los 19-32 ohmios. Figura 9.16

Al igual que con el HBB, se observa una variación en la impedancia de entrada del convertidor debido a la imprecisión del sensor de corriente en un amplio rango de valores de corriente, el efecto del ruido de conmutación, y dado que la frecuencia de conmutación se incrementa con la tensión de entrada y los retardos de los dispositivos lógicos y drivers son constantes, el error en el seguimiento de la impedancia tiende a crecer ligeramente con la tensión.

Así, la eficiencia del convertidor no es constante a lo largo del rango de tensiones de entrada, como resultado, la impedancia de entrada del convertidor no siempre es de  $26 \Omega$ , como se muestra en la figura 9.16. De todos modos, sea cual sea la tensión de entrada, la eficiencia de adaptación siempre es superior al 98 %, como se puede ver en la figura 9.17.

En la figura 9.20, se puede apreciar que el rendimiento del adaptador SEPIC es superior al 80 %, en modo elevador hasta los 12 V llega a alcanzar el 90,81 %, momento en que empieza a descender hasta el 84 % para una tensión de entrada de 40 V, el funcionamiento como LFR lo mantiene aceptablemente bien. Este descenso de rendimiento se puede deber a la imprecisión del sensor de corriente en un amplio rango de valores de corriente.

Por último, si se consideran las pérdidas del sistema de control, el rendimiento baja excesivamente para niveles de tensión de entrada inferiores a 7 V, a partir de esta tensión el adaptador SEPIC ya es capaz de recolectar energía, y por tanto el mantenimiento de rendimientos mejores, pasa por minimizar los consumos de la etapa de control utilizando circuitos integrados de muy bajo consumo o que el control se active solo al detectar la presencia del pulso, manteniendo la etapa de control parcialmente inactiva con un mínimo consumo.



## 10 Comparativa y conclusiones generales

---

### 10.1 Comparativa

En la Figura 10.1 se ofrecen los resultados de la simulación PSIM del adaptador Híbrido buck/boost (HBB) propuesto, y se comparan en las mismas condiciones de simulación con el adaptador SEPIC Figura 10.2.

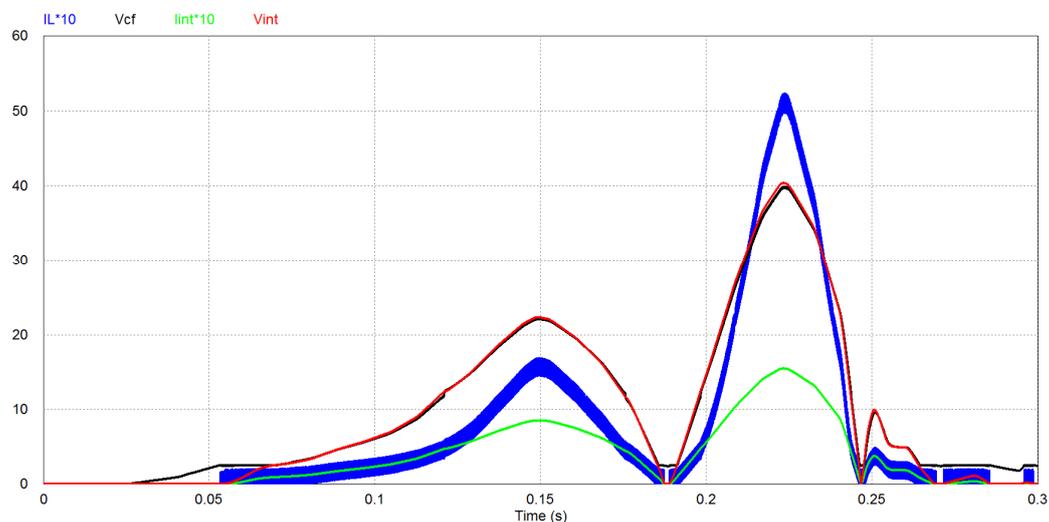


Figura 10.1. Simulación del Convertidor Híbrido Buck/Boost (HBB) con PSIM

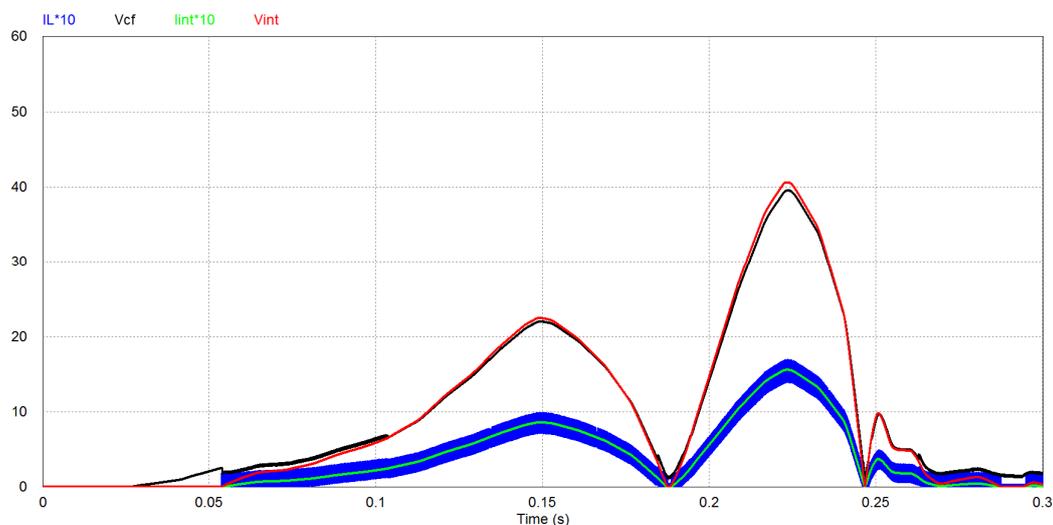


Figura 10.2. Simulación del Convertidor SEPIC con PSIM

Las variables visualizadas son iguales para ambos circuitos adaptadores:

- en azul, la corriente  $i_L(t)$  del inductor  $L_1$  controlado por la superficie de deslizamiento.
- en negro, la tensión del condensador  $v_{cf}(t)$  a la entrada del adaptador.
- en verde claro la corriente de salida del transductor (entrada del adaptador)  $i_{int}(t)$ .
- y en rojo la tensión en  $v_{int}(t)$ .

Tal y como se observa en las simulaciones de las figuras 10.1 y 10.2, que coinciden con los resultados teóricos, cuando se produce la adaptación de impedancias  $v_{cf}(t) = v_{int}(t)$ .

En el convertidor SEPIC, la corriente de entrada  $i_{int}(t)$  es igual al valor medio de la corriente del inductor  $i_L(t)$ , mientras existe deslizamiento, tal y como se aprecia en la figura 10.1. Sin embargo, en el Híbrido Buck/Boost, el inductor  $L_1$  queda conectado a la entrada del convertidor en modo Boost, mientras que en modo Buck se sitúa en la salida, y por ello en modo Buck, no coinciden las corrientes  $i_{int}(t)$  e  $i_L(t)$  como se aprecia en la figura 10.2. Obsérvese además una pequeña perturbación en  $v_{cf}(t)$  en torno a 12V, cuando se realiza el cambio de modo, y no conmuta.

En ambos convertidores, por debajo de una cierta tensión umbral de entrada (1V aproximadamente), el convertidor no funciona. En los prototipos experimentales esa tensión umbral es algo mayor, debido a la caída de tensión en el puente rectificador.

La figura 10.3 muestra la gráfica del rendimiento conjunto de los dos adaptadores, en ella se puede apreciar que el adaptador SEPIC (rojo) tiene un rendimiento más regular, se encuentra entre el 82 % y el 90.5 %. Sin embargo, el convertidor Híbrido Buck/Boost (azul) presenta un rendimiento superior hasta aproximadamente los 8 V, se encuentra entre el 89 % y el 90.2 % hasta los 8 v, a partir de esa tensión, el rendimiento del Adaptador Híbrido Buck/Boost disminuye hasta el 62 %.

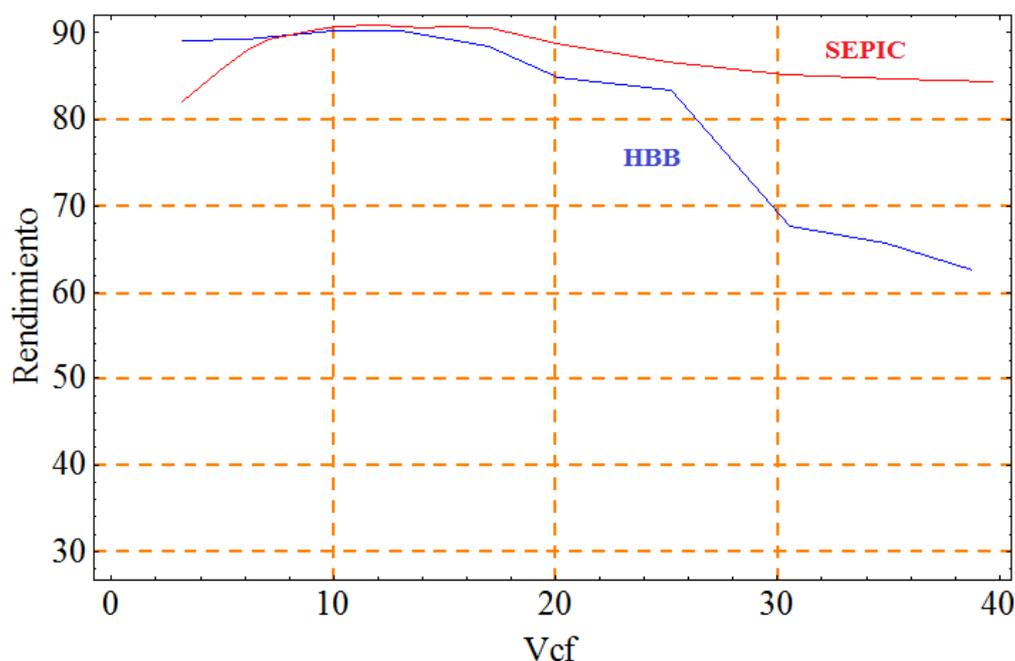


Figura 10.3. Gráfica comparativa del rendimiento de los dos adaptadores sin incluir el consumo del control

La figura 10.4 muestra la gráfica del rendimiento conjunto de los dos adaptadores teniendo en cuenta las pérdidas del circuito de control, en ella se puede apreciar que el adaptador SEPIC (rojo) tiene un rendimiento más regular e incremental, y empieza a recolectar energía a partir de los 7 V. Sin embargo, el convertidor Híbrido Buck/Boost (azul) presenta un rendimiento muy inferior, debido a que el circuito electrónico de control de la superficie deslizante del modo buck es más complejo y por tanto consume más, de hecho, el control del HBB consume el doble que el control del SEPIC. Se puede ver también que en el HBB en modo Buck el rendimiento desciende a partir de la zona muerta hasta alcanzar aproximadamente el 62 % en los 40 V. Nótese que el descenso del rendimiento coincide con el incremento de la frecuencia de conmutación, figura 10.5.

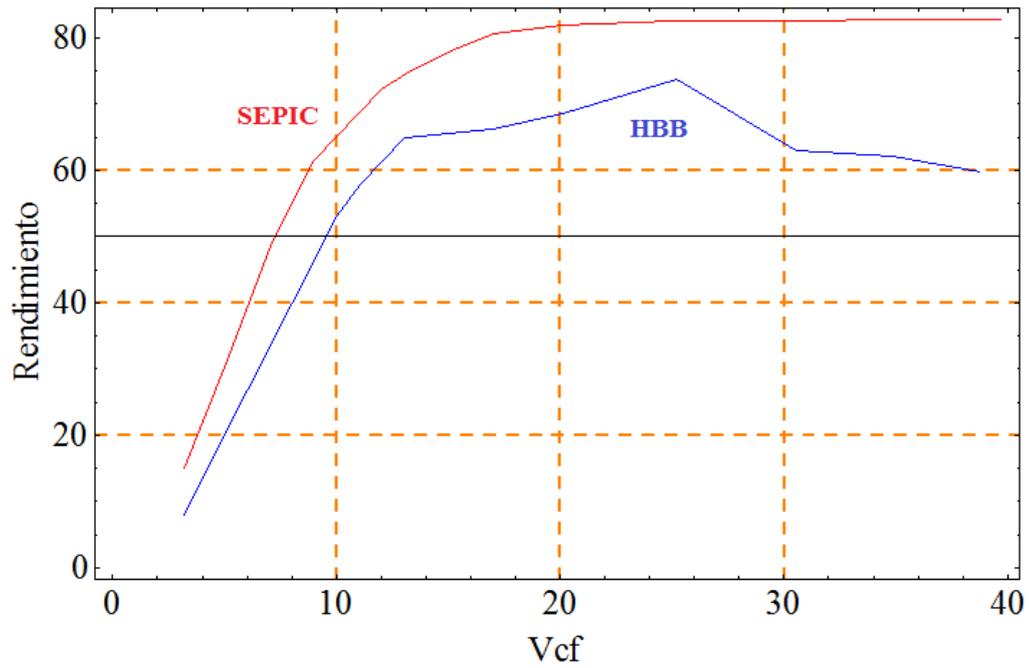


Figura 10.4. Gráfica comparativa de los dos adaptadores incluyendo el control

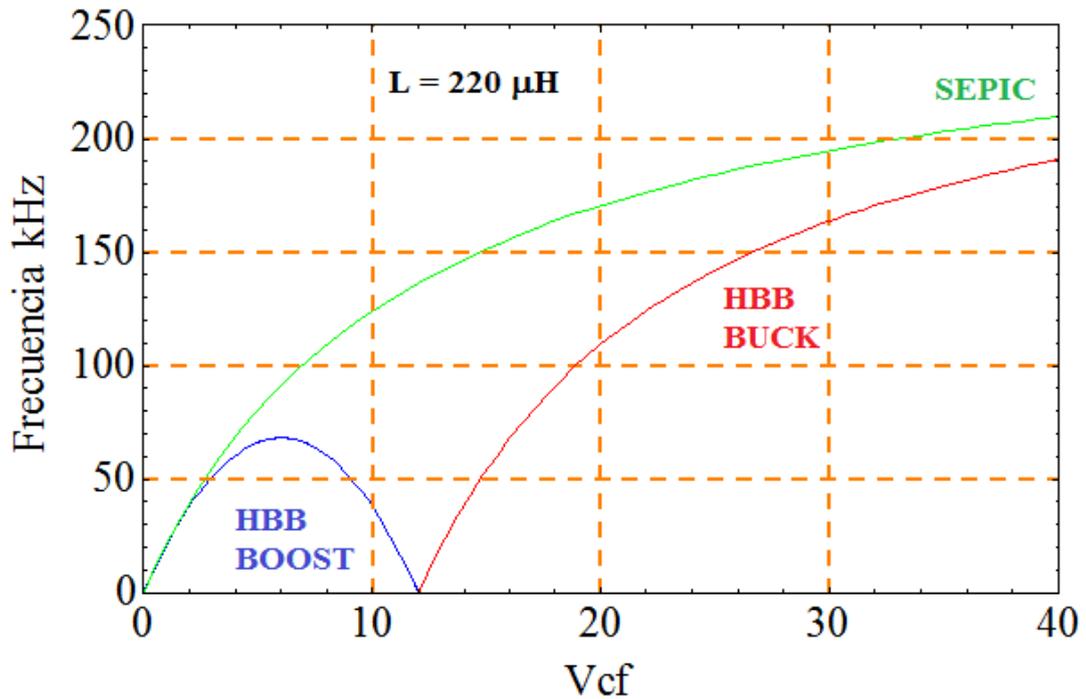


Figura 10.5. Gráfica comparativa de la frecuencia de conmutación de los dos adaptadores con  $L = 220 \mu H$

En la figura 10.6 ilustra la reducción del consumo de la etapa de control en ambos adaptadores usando la técnica “Burst”. Se utiliza el mismo parámetro  $D_c$  definido en el apartado 8.3.4 y que aparece representado en la figura 8.23 con el HBB y en la figura 9.22 con el SEPIC.

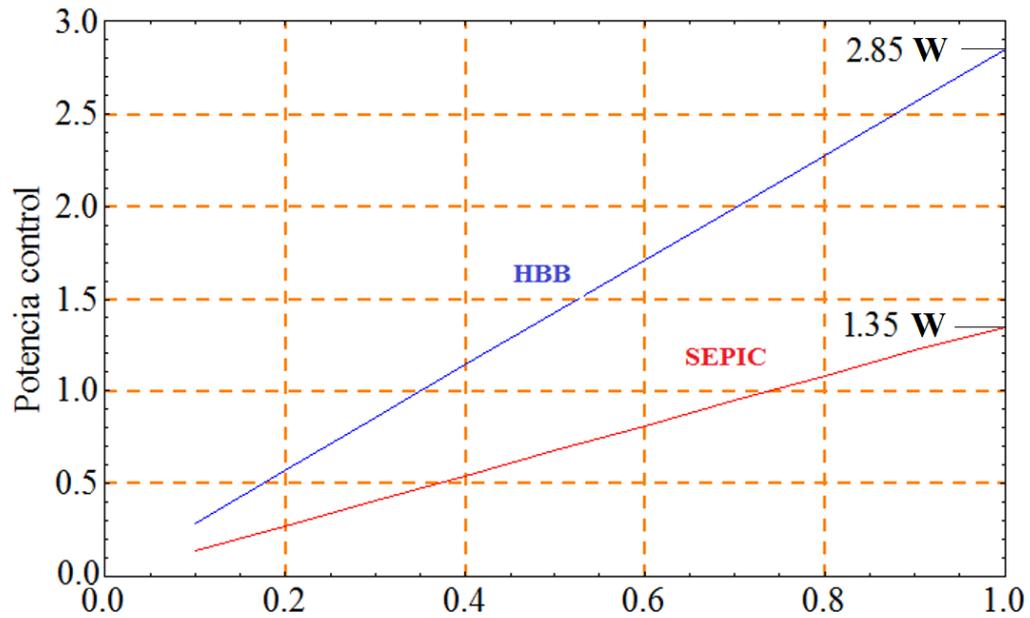


Figura 10.6. Pérdidas de control en función de Dc

La gráfica de la figura 10.7, muestra la gráfica conjunta de la impedancia de adaptación en función de la tensión de entrada de los dos adaptadores para distintas frecuencias, se ha superpuesto la figura 9.16 y la figura 8.14. Los colores Negro, azul turquesa y púrpura, pertenecen al adaptador SEPIC funcionando a 50, 100 y 200 Hz, respectivamente. En el HBB, los colores son azul, rojo y verde, funcionando a 50, 100 y 200 Hz, respectivamente

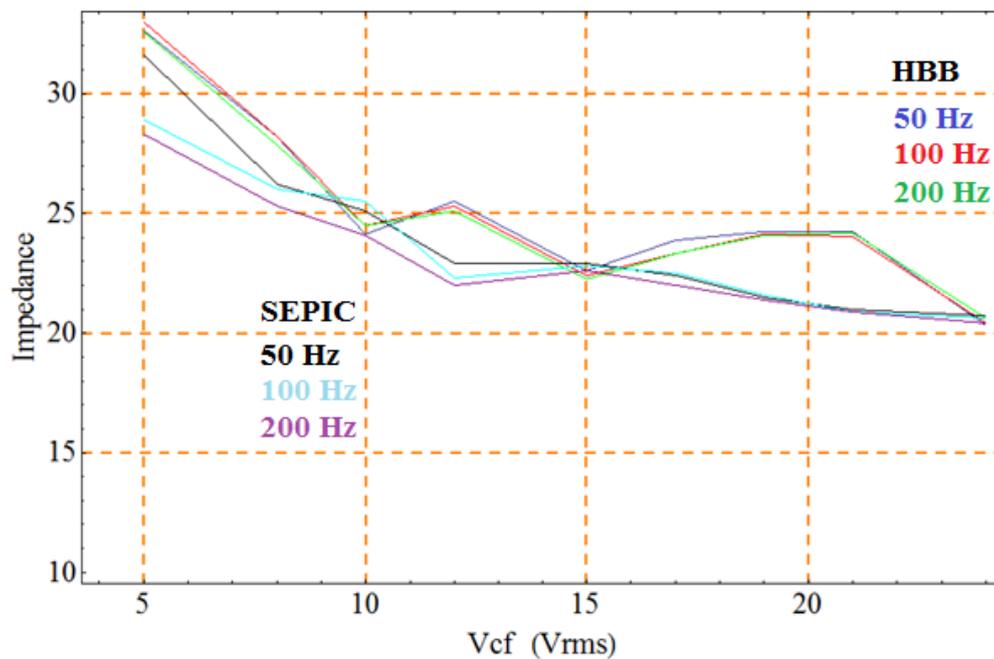


Figura 10.7. Comparativa impedancia HBB y SEPIC a distintas frecuencias

La gráfica de la figura 10.8, muestra la gráfica conjunta de la eficiencia de adaptación de impedancias de los dos adaptadores para distintas frecuencias de la tensión de entrada, se ha superpuesto la figura 9.17 y la figura 8.15. Los colores Negro, azul turquesa y púrpura, pertenecen al adaptador SEPIC funcionando a 50, 100 y 200 Hz, respectivamente. En el HBB, los colores son azul, rojo y verde, funcionando a 50, 100 y 200 Hz, respectivamente.

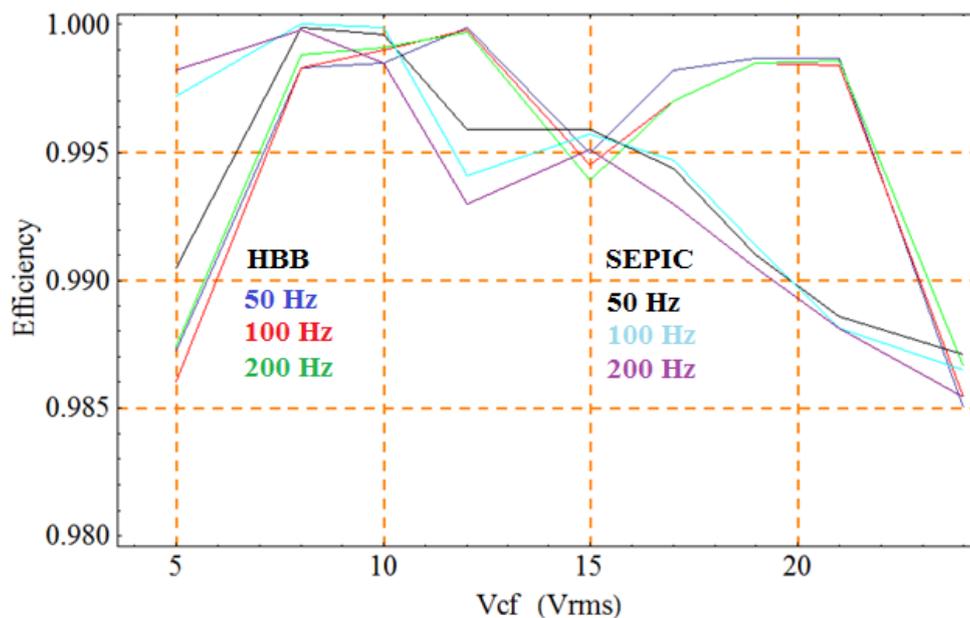


Figura 10.8. Comparativa eficiencia HBB y SEPIC a distintas frecuencias

## 10.2 Conclusiones generales

La extracción de energía eléctrica de las olas del mar a gran escala se está desarrollando en todo el mundo, pero la extracción de pequeñas cantidades de energía de las olas para almacenarla en una batería, puede ser una solución para alimentar pequeños equipos autónomos con picos de consumo energético ocasional y de corta duración, como estaciones meteorológicas, telemetría o equipos similares.

En primer lugar, se ha presentado el análisis, diseño, simulación, realización y verificación experimental de un generador inductivo harvesting de movimientos lineales, que aprovecha la posición diferencial de dos puntos de la superficie del mar. Este dispositivo supone una novedad en comparación con las boyas generadoras de energía de las olas del mar y dispositivos de recolección basados en la oscilación vertical de un único punto del mar. El generador recolector propuesto consiste en un array de 3 transductores formados por un inductor con un imán que se mueve linealmente en su interior. El funcionamiento del generador recolector se ha simulado y verificado experimentalmente.

Una vez verificado el captador de energía, en la presente tesis, se han propuesto dos circuitos procesadores de potencia, controlados en modo de deslizamiento, y que funcionan como un LFR, para realizar la adaptación de impedancias entre el generador y la batería. Ambos circuitos, el convertidor híbrido HBB, y el convertidor SEPIC, han sido analizados, diseñados, realizados, y verificados experimentalmente, comparando las prestaciones de ambos.

El primer procesador es un convertidor híbrido buck/boost (HBB) con dos superficies de control en modo deslizamiento, para garantizar la adaptación de impedancias entre el array de transductores y la batería que debe recoger la energía cosechada. Durante el modo boost, la superficie correspondiente controla la corriente de entrada, mientras que en el modo buck, la superficie controla la corriente de salida. Las leyes de control son (6.30) y (7.30).

El segundo procesador es un convertidor SEPIC con una superficie de control en modo deslizante, que garantiza la adaptación de impedancias entre el generador recolector y la batería. Este convertidor tiene un circuito de control más simple, ya que solo se necesita una sola superficie para el mismo propósito, porque en este caso la corriente de entrada del circuito adaptador es siempre la corriente del inductor controlable. De hecho, la ley de control del convertidor SEPIC es la misma que se ha utilizado para la operación en modo boost en el convertidor HBB, además, elimina el problema de la pérdida de control en la zona muerta alrededor de la tensión de la batería que presenta el prototipo Híbrido. La ley de control del SEPIC es la (9.46), que de hecho es igual a la (6.30).

Ambos convertidores logran la adaptación de impedancias con el array de transductores.

La principal diferencia entre ambos circuitos adaptadores es su comportamiento cuando el voltaje de entrada del adaptador  $v_{cr}(t)$  coincide con el voltaje de la batería. Si bien el convertidor híbrido debe cambiar su modo de operación, no sucede nada con el convertidor SEPIC. Así pues, en el caso del convertidor híbrido, hay una zona muerta de voltaje de entrada donde el convertidor no está conmutando. Aunque las pérdidas de conmutación desaparecen, durante esos instantes en que el control pierde el deslizamiento, la adaptación de impedancia se pierde.

Ambos convertidores se comportan razonablemente bien y existe una buena adaptación de impedancias entre la salida del generador y la impedancia de entrada del convertidor, como se muestra en los extensos resultados experimentales y de simulación. En ambos casos, como se puede ver en las figuras 8.15 y 9.16, existe una ligera variación de la resistencia de entrada del adaptador, debido a la falta de linealidad del sensor de corriente que funciona en un amplio rango de valores de corriente, la imprecisión en el sensado provocada por el ruido, el retraso causado por los circuitos lógicos y los drivers del MOSFET y finalmente debido a la eficiencia del convertidor, que obviamente no es constante a lo largo del rango de voltaje de entrada. De todos modos, la eficiencia de adaptación de impedancia siempre es superior al 98 %, sea cual sea el voltaje de entrada, como se puede ver en las figuras 8.16 y 9.17.

Para reducir la variación de la impedancia de entrada en función de la tensión de entrada, se debe reducir el ancho de histéresis utilizado por los comparadores para implementar las superficies deslizantes. Sin embargo, aunque esto aumentaría la precisión del seguimiento, lo que llevaría a un ligero incremento de la eficiencia de adaptación, aumentarían considerablemente las pérdidas de conmutación al aumentar la frecuencia de conmutación, lo que llevaría a una reducción global de la energía entregada a la batería de almacenamiento, y por tanto comprometería el rendimiento.

En vista de los resultados del rendimiento, se puede asegurar que el problema del adaptador Híbrido Buck/Boost es el excesivo consumo del circuito de control, sobre todo los circuitos para controlar la superficie del modo Buck, ya que se necesita un circuito integrado multiplicador y divisor de tensión con un consumo nada despreciable, además de requerir un driver de MOSFET de lado alto que consume algo más que el de activación de lado bajo.

Si se consigue minimizar las pérdidas del circuito de control del HBB a niveles del controlador del SEPIC, el circuito HBB propuesto presenta una buena alternativa como circuito procesador de energía harvesting.

Como se puede apreciar en la figura 10.8, la eficiencia de adaptación del HBB es superior a la del SEPIC, eso sí, salvando el hándicap del consumo excesivo de su control. Lo mismo sucede con la adaptación de impedancia, como se puede ver en la figura 10.6, la adaptación de impedancia en el HBB se aproxima más a los  $26 \Omega$  para los que se ha diseñado que el SEPIC.

En este trabajo se han estudiado dos convertidores conmutados que funcionan como circuitos de adaptación de impedancia. Para lograr esto, deben ser forzados a comportarse como una resistencia sin pérdidas (LFR), y aquí se introduce el control de modo deslizante como una técnica fácil para asegurar este comportamiento en una amplia gama de variaciones de voltaje de entrada y salida. Si bien una modulación PWM permitiría fácilmente trabajar a frecuencia constante, la implementación del control supondría cambiar un simple comparador PWM y añadir un generador-oscilador de portadora triangular/diente de sierra y un controlador PI (proporcional-integral) del error entre la referencia (superficie) y la corriente del inductor. Ello también supondría un aumento del consumo de la placa de control. Todo ello, además de perder la reducción del orden de la dinámica del sistema aportada por el control en modo deslizamiento.

En la literatura consultada, para aplicaciones de harvesting hay quien emplea convertidores Buck-boost y similares operando en DCM como solución propuesta, pero el rango de variación del voltaje de entrada es generalmente pequeño. La solución propuesta aquí permite la adaptación de impedancia y el comportamiento de resistencia sin pérdidas con generadores de cosecha con un amplio rango de variación de tensión de entrada.

Las principales ventajas de la técnica aquí propuesta son: la relativa simplicidad de la técnica de control en modo deslizante, su robustez inherente contra la variación paramétrica y las perturbaciones de entrada y salida.

# 11 Aportaciones y Líneas Futuras

---

## 11.1 Aportaciones a congresos y publicaciones

De esta tesis se han derivado cuatro artículos en congresos, dos nacionales y dos internacional además de un artículo en revista internacional.

### Congresos:

- J.A.Garriga-Castillo, H.Valderrama-Blavi, J.A.Barrado-Rodrigo, A.Cid-Pastor y L.Martinez-Salamero. “Adaptación de Impedancias para un Transductor Inductivo de Harvesting”. SAAEI17, Julio 2017, Valencia (España).
- D.García-Elvira, H.Valderrama-Blavi, J.M.Bosque-Moncusí, A. Cid-Pastor, J.A.Garriga and L.Martinez-Salamero. “Active Battery Balancing Via a Switched DC/DC Converter: Description and Performance Analysis”. XVI-th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems ELMA 2019, June 2019, Varna (Bulgaria).
- J.A.Garriga-Castillo, H.Valderrama-Blavi, D.García-Elvira, J.A.Barrado-Rodrigo and A. Cid-Pastor. “Impedance Matching for an Inductive Harvesting Transducer”. XVI-th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems ELMA 2019, June 2019, Varna (Bulgaria).
- J.A.Garriga-Castillo, H.Valderrama-Blavi, D.García-Elvira, J.A.Barrado-Rodrigo y A. Cid-Pastor, “Máxima Transferencia de Energía en Aplicaciones de Harvesting”, SAAEI19, Julio 2019, Córdoba (España).

### Publicaciones (revista):

- J.A.Garriga-Castillo, H.Valderrama-Blavi, D.García-Elvira, J.A.Barrado-Rodrigo and A. Cid-Pastor. “Analysis of Sliding-Mode Controlled Impedance Matching Circuits for Inductive Harvesting Devices”. MDPI, Octubre 2019. Energies 2019, 12, 3858; doi: 10.3390/en 12203858.

## 11.2 Líneas futuras

- **Evaluar configuraciones de conexión para las bobinas del dispositivo de recolección.** La opción de configuraciones con dobladores de tensión y conexión serie en la salida, es una buena línea de mejora del dispositivo captador, al igual que considerar una configuración dobladora de tensión con rectificación trifásica, dado que se utilizan 3 transductores.
- **Estudiar la viabilidad de usar almacenamiento intermedio en ultracapacitores.** En el capítulo 2, sección 2.5 se estudia como maximizar la energía recolectada por un dispositivo inductivo cargando un ultracapacitor pulso a pulso. En las condiciones de funcionamiento óptimas descritas en la sección 2.5, es decir descargando el condensador periódicamente se evita la saturación del mismo por voltaje, ver figura 2.7, así como el estancamiento de la energía almacenada en el mismo, ver figura 2.9. Lo que habría que analizar en esta línea es como realizar la descarga de ese ultracapacitor para que cargue una batería, dado que en el estudio de la sección 2.5 el reseteo o descarga del mismo se efectúa sobre masa, dado que lo único que se pretendía entonces, era evaluar el momento óptimo para la descarga. Una posible opción para ello podría consistir en aprovechar los convertidores propuestos trabajando en modo ráfaga asíncrono (burst), de modo que solo funcionarían durante la descarga. En este último caso si el ultracapacitor se carga durante mucho tiempo, y la descarga es rápida, además de perder poca energía en la placa de control, la potencia (W) procesada por el convertidor sería mucho más grande que en los casos estudiados en esta tesis y el peso relativo de las pérdidas en la placa de control sería mucho menor.
- **Estudiar la forma de optimizar el hardware de control de ambos convertidores, reduciendo su consumo para mejorar el rendimiento global.** Este punto de mejora es clave, ya que si se consiguiese un único circuito integrado con todas las funciones del control tanto del HBB como del SEPIC, ya se ha visto que el rendimiento se incrementaría considerablemente.
- **Considerar otros modos de control funcionando en modo burst (ráfaga), activando el control únicamente cuando haya olas.** Esta sería otra opción de mejorar mucho el rendimiento, ya que el controlador permanecería a la espera (stand by) de que viniese un pulso, y mientras tanto su consumo sería mínimo. Tal y como se ha podido observar en el apartado de comparativa de resultados, la activación del control, y por ello del convertidor, únicamente cuando existe una ola o pulso, mejora el rendimiento global, y baja el umbral crítico de tensión de entrada  $V_{cf}$ , a partir del cual el balance neto de potencia en la batería es positivo  $\Delta P > 0$ .

- **Analizar la mejora de rendimiento considerando una histéresis adaptativa.** El ancho de histéresis debería adaptarse a la tensión de entrada, ya que a elevadas tensiones de pulso se podría incrementar la histéresis y de esta manera disminuir la frecuencia de conmutación y consiguiente mejora del rendimiento global.
- **Investigar el compromiso (trade-off) entre la eficiencia en potencia (rendimiento) de los procesadores y la eficiencia de la adaptación de impedancias.** Esta última ligada a la precisión en la implementación de las leyes de control en deslizamiento, tanto mayor como menor sea el ancho de histéresis, pero como menor sea el ancho de histéresis, mayor será la frecuencia de conmutación, y por tanto, las pérdidas.



## 12 Bibliografía

---

- [1] Rincon-Mora, G.A. “Introduction to the special section on energy harvesting /scavenging circuits and systems”. Circuits and Systems II: express Briefs, IEEE transactions on, 58(12):785-786, Diciembre 2011.
- [2] Mujal Rosas, Ramón M<sup>a</sup>. “Plan de energías renovables en España (PER) 2005-2010”. Revista técnica Industrial. Ministerio de Industria, Turismo y Comercio. Madrid, Octubre 2006
- [3] Polinder, H.; Scuotto, M. (2005). “Wave energy converters and their impact on power systems”. Publisher: IEEE. 2005. International Conference on Future Power Systems. 62–70, Amsterdam
- [4] Falcão, Antonio F. de O. “Wave energy utilization: A review of the technologies,” Renewable and Sustainable Energy Reviews, Elsevier, vol. 14(3), pages 899-918, April 2010.
- [5] Titah-Benbouzid, Hosna; Benbouzid, Mohamed. “An Up-to-Date Technologies Review and Evaluation of Wave Energy Converters”. International review of electrical engineering-IREE, 2015, 10 (1), pp.52-61. 10.15866/iree.v10i1.5159. hal-01153767
- [6] Creus Sole, A. “ENERGÍAS RENOVABLES”. Publicado por CEYSA (2004). ISBN 10: 8486108543 ISBN 13: 9788486108540
- [7] Ramos, Raquel. “Energía undimotriz”. 24 de Octubre 2011. <http://ecomedioambiente.com/energias-renovables/energia-undimotriz>
- [8] Amundarain, M. “La energía renovable procedente de las olas”. Ikastorratza. e-Revista de Didáctica 8, Retrieved 2012/02/25 from [http://www.ehu.es/ikastorratza/8\\_alea/energia/energia.pdf](http://www.ehu.es/ikastorratza/8_alea/energia/energia.pdf) (ISSN: 1988-5911)

- [9] Arthouros Zervos, Christine Lins; Tesnière, Lucie. “Mapping Renewable Energy Pathways towards 2020”. European Renewable Energy Council (EREC). March 2011. [www.erec.org](http://www.erec.org)
- [10] <http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/res/diagram.pdf>. “Diagrama energía Harvesting”
- [11] Falcao, A.F. “Wave energy utilization: A review of the technologies”. *Renew. Sustain. Energy Rev.* **2010**, 14, 900–915
- [12] Faiz, J.; Nematsaberi, A. “Linear electrical generator topologies for direct-drive marine wave energy conversion”. An overview. *IET Renew. Power Gener.* **2017**, 11, 1163–1176
- [13] Phillips, O.M. “The Dynamics of the Upper Ocean”. Cambridge University Press: 1977; ISBN 0-521-29801-6
- [14] Herbich, J.B. “Handbook of Coastal Engineering”; McGraw-Hill: 2000; ISBN 978-0-07-134402-9
- [15] Bou-Mosleh, C.; Rahme, P.; Beaino, P.; Mattar, R.; Nassif, E.A. “Contribution to Clean Energy Production using a Novel Wave Energy Converter”. In Proceedings of the 2nd Renewable Energy for Developing Countries—REDEC 2014, Beirut, Lebanon, 26–27 November 2014; pp. 108–111
- [16] Karayaka, H.; Mahlke, H.; Bogucki, D.; Mehrubeoglu, M. “A Rotational Wave Energy Conversion System Development and Validation with Real Ocean Wave Data”. In Proceedings of the 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, Detroit, MI, USA, 24–28 July 2011
- [17] Liang, H.; Zhang, D.; Yang, J.; Tan, M.; Huang, C.; Wang, J.; Chen, Y.; Xu, C.; Sun, K. “Hydrodynamic research of a novel floating type pendulum wave energy converter based on simulations and experiments (OCEANS 2016)”, Shanghai, China, 10–13 April 2016
- [18] Tasneem, N.; Suri, S.; Mahbub, I. “A low-power CMOS voltage boosting rectifier for wireless power transfer applications”. In Proceedings of the 2018 Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS), Waco, TX, USA, 5–6 April 2018
- [19] Belal, E.; Mostafa, H.; Ismail, Y.; Said, M. “A Voltage Multiplying AC/DC Converter for Energy Harvesting Applications”. In Proceedings of the 2016 28th International Conference on Microelectronics (ICM), Giza, Egypt, 17–20 December 2016; pp. 229–232
- [20] Cheng, S.; Jin, Y.; Rao, Y.; Arnold, D. “An Active Voltage Doubling AC/DC Converter for Low-Voltage Energy Harvesting Applications”. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, 26, 2258–2265
- [21] Haoyu, W.; Yichao, T.; Khaligh, A. “A Bridgeless Boost Rectifier for Low-Voltage Energy Harvesting Applications”. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, 28, 5206–5214

- [22] Sun, Q.; Patil, S.; Stoute, S.; Sun, N.; Lehman, B. “Optimum design of magnetic inductive energy harvester and its AC-DC converter”. In Proceedings of the 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, USA, 15–20 September 2012; pp. 394–400
- [23] Lefeuvre, E.; Audigier, D.; Richard, C.; Guyomar, D. “Buck-Boost Converter for Sensorless Power Optimization of Piezoelectric Energy Harvester”. *IEEE Trans. Power Electron.* 2007, 22, 2018–2025
- [24] Guo, T.; Lerley, R.; Ha, D.S. “Development of a power conditioning circuit for railcar energy harvesting”. In Proceeding of the MWSCAS—The 56th international Midwest Symposium on Circuits and Systems, Columbus, OH, USA, 4–7 August 2013; pp. 513–516
- [25] Chen, N.; Wei, T.; Dong, H.; Jung, H.J.; Lee, S. “Alternating Resistive Impedance Matching for an Impact-Type Micro-Wind Piezoelectric Energy Harvester”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2018, 65, 7374–7382
- [26] Sun, Q.; Patil, S.; Sun, N.; Lehman, B. “Phase/RMS Maximum Power Point Tracking for Inductive Energy Harvesting System”. In Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015; pp. 408–413
- [27] Heo, S.; Yang, Y.; Lee, J.; Lee, S.; Kim, J. “Micro Energy Management for Energy Harvesting at Maximum Power Point”. In Proceedings of the 2011 International Symposium on Integrated Circuits, Singapore, 12–14 December 2011; pp. 136–139
- [28] Shousha, M.; Dinulovic, D.; Haug, M. “A universal topology based on buck-boost converter with optimal resistive impedance tracking for energy harvesters in battery powered applications”. In Proceedings of the 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 26–30 March 2017; pp. 2111
- [29] Cid-Pastor, A.; Martínez-Salamero, L.; El Aroudi, A.; Giral, R.; Calvente, L.; Leyva, R. “Synthesis of Loss-Free Resistors based on sliding-mode control and its applications in power processing”. *Control Eng. Pract.* **2013**, 21, 689–699
- [30] Faghihi, S.; Moallem, M. “Analysis and Design of a Low Power electronics Circuit for Energy Harvesting Applications”. 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. DOI: 10.1109/ISIE.2012.6237081. Hangzhou, China
- [31] Peñuñuri, F.; Zambrano, M; Acosta, C.; Zaragoza, N. “Ajuste de datos a modelos físicos usando Mathematica”. *Ingeniería, Revista Académica de la FI-UADY*, 14-1, pp 55-66, ISSN: 1665-529-X.
- [32] Griffith, D. *Introduction to Electrodynamics*, 3rd ed.; 2013; ISBN 13:978-0-321-85656-2.

- [33] <https://www.yumpu.com/user/Comunidad.eduambiental.org>. "Energia de las olas". Capitulo22. <https://www.yumpu.com/es/document/view/14270282/22-energia-del-oleaje-eduambiental>.
- [34] Singer, S.; Ozeri, S.; Shmilovitz, D. A Pure Realization of Loss-Free Resistor. IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap. 2004, 51, 1639–1647
- [35] Utkin, V.I. "Variable Structure Systems with Sliding Modes," IEEE Trans. On Automatic Control, Vol. 22, No 2, pp. 212-222, Apr. 1977.
- [36] Utkin, V.I. Sliding Modes in Control and Optimization. Springer-Verlag, 1992
- [37] Venkataramanan, R.; Sabanovic, A.; Cuk, S. "Sliding Mode Control of DC-to-DC Converters," in International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1985, pp. 251-258
- [38] Sira-Ramirez, H. "Sliding Motions in Bilinear Switched Networks," IEEE Trans. On Circuits and Systems, Vol. 34, No 8, pp. 919-932, Aug. 1987.
- [39] Sira-Ramirez, H.; Ilic, M. "A Geometric Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to-DC Power Supplies," IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. 35, No 10, pp. 1291-1298, Oct. 1988.
- [40] Martinez Salamero, L.; Cid-Pastor, A.; El Aroudi, A.; Giral, R.; Calvente, J. "Modelado y Control de Convertidores Conmutados Continua-Continua: Una perspectiva Tutorial". RIAI. ISSN: 1697-7912. Vol. 6, Núm. 4, Octubre 2009, pp. 5-20
- [41] Naranjo, Freddy. Sistemas de Control de Estructura Variable en Modo Deslizante. Monografía. Escuela Politécnica de Universidad de Sao Paulo. Brasil: 1991
- [42] Turmero, P. <https://www.monografias.com/trabajos102/sustentacion-control-modo-deslizante-velocidad-motor-induccion/sustentacion-control-modo-deslizante-velocidad-motor-induccion.shtml>
- [43] Venkataraman, R., "Sliding mode control of power converters". (1986), Tesis doctoral. California Institute of Technology
- [44] Giral-Castillón, Roberto. "Síntesis de estructuras multiplicadoras de tensión basadas en células convertidoras continua – continua de tipo conmutado (Tesis Doctoral)". Universidad Politécnica de Cataluña. (1999).
- [45] Xing, X.; Yang, G. M.; Liu, M.; Lou, J.; Obi, O.; Sun, N. X. "High power density vibration energy harvester with high permeability magnetic material," J. Appl. Physics, vol. 109, pp. 514-3, 2011.
- [46] PSIM, Software by Powersim Inc. disponible en [www.powersimtech.com](http://www.powersimtech.com)
- [47] Guinjoan, F.; Calvente, J.; Poveda, A.; Martínez, L. Large-Signal Modelling and Simulation of Switching DC-DC Converters". (1997), IEEE Trans. Power Electron., 12, pp 485-494.

- [48] Erickson, R.W.; Maksimovic, D. “Fundamentals of Power Electronics”, 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, USA, 2001
- [49] Faghihi, S. “Modeling and control of a low power electronics circuit for energy harvesting applications,” Master’s thesis, School of Engineering Science, Simon Fraser University, 2011. (<https://theses.lib.sfu.ca/thesis/etd6925>).
- [50] Valderrama-Blavi, H.; Rodríguez-Ramos, E.; Olalla, C.; Genaro-Muñoz, X.; “Sliding-Mode Approaches to Control a Microinverter Based on a Quadratic Boost Converter”, MDPI-Energies, DOI/ISBN:10.3390/en12193697, 2019
- [51] Valderrama-Blavi, H.; Leon-Masich, A.; Olalla, C.; Cid-Pastor, À.; “A Loss-Free Resistor-Based Versatile Ballast for Discharge Lamp”, MDPI-Energies, DOI:10.3390/en12071403, 2019.
- [52] Hren, A.; Milanovič, M. “Dynamic Analysis of SEPIC Converter”. *Automatika: journal for control, measurement, electronics, computing and communications*, Vol. 48 No. 3-4, 2007
- [53] Biel, D.; Guinjoan, F.; Fossas, E.; Chavarria, J. “Sliding-Mode Control Design of a Boost-Buck Switching Converter for AC Signal Generation” (2004), *IEEE Trans. Circuits Syst-I* 51, pp 1539-1551.
- [54] Calvente, Francisco Javier. “Control en modo deslizante aplicado en sistemas de acondicionamiento de potencia en satélites (Tesis Doctoral)”. Universidad Politécnica de Cataluña. Julio de 2001.
- [55] Moreno, Juan Manuel. “Aportaciones a la optimización de energía en accionamientos eléctricos de motores de inducción mediante lógica difusa (Tesis Doctoral)”. Universidad Politécnica de Cataluña. 1997.
- [56] Finchelstein, D.; Wentzloff, A.; Wang, S.; Cho, H.; Chandrakasan, A. P. “Design Considerations for Ultra-Low Energy”, *IEEE Transactions on computers*, vol. 54, nº 6, p.727, 2006
- [57] Utkin Vadim I. “Sliding Mode Control Design Principales and Applications to Electric Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol 40. No. 1. 1993.



## 13 Anexos

---

### 13.1 Programa para microcontrolador PIC generador de movimiento

```
List      p=16F84A          ;Tipo de procesador
          include "P16F84A.INC" ;Definiciones de registros internos
          #define Fosc 4000000 ;Velocidad de trabajo

Contador      equ      0x10 ;Variable para la temporización
MSE_Delay_V  equ      0x11 ;Variables (3) empleadas por las macros de temporización
repeticion    equ      0x19

          org      0x00
          goto     Inicio ;Vector de reset
          org      0x05

;Macro y rutina de temporización que se ajustan en función de la frecuencia de trabajo Fosc. En el programa
principal
;se debe definir:
;a)      La frecuencia de trabajo (en hz) mediante ... "#define Fosc xxxxxxxx"
;b)      Inicio de las variables de temporización " MSE_Delay_V  equ      0xXX "
;
;El usuario llama a la macro desde su programa principal mediante ... "Delay xxxx Milis"
;
;Se obtiene una precisión razonable con valores de temporización desde 1 hasta 2000 mS y a frecuencias Fosc
;que van desde 1MHz hasta 48MHz

          include   "MSE_Delay.inc" ;Incluir rutinas de temporización

Inicio      clrf      PORTB          ;Borra los latch de salida
          bsf      STATUS,RP0      ;Selecciona banco 1

          clrf      TRISB          ;RB7:RB0 se configuran como salida
          movlw    b'00001111'
          movwf    TRISA          ;RA5:RA0 se configuran como entrada
          bcf      STATUS,RP0      ;Selecciona banco 0

          bsf      STATUS,C          ;Activa el carry

Loop
```

```

;clrf    repeticion
;movlw  b'00110010'    ;pon 50 en repeticion aproximadamente 1s
;movlw  b'01100100'    ;pon 100 en repeticion aproximadamente 2s
movlw   b'11001000'    ;pon 200 en repeticion aproximadamente 4s

A_Izda  movwf   repeticion
movlw   b'11111111' ;Si, rotación a izquierda
movwf   PORTB        ;Salida de 00000001
;Delay  2 Milis      ;Temporiza 2mS
Delay   2200 Micros  ;Temporiza 2mS
movlw   b'00000000'
movwf   PORTB        ;Salida de 00000000
;Delay  18 Milis    ;Temporiza 18mS
Delay   17800 Micros ;Temporiza 18mS
decfsz  repeticion,1
goto   A_Izda

;btfsz  PORTA,0      ;Está a 0 RA0 ??
;goto   A_Izda
;goto   Loop

;clrf    repeticion

;movlw  b'00110010'    ;pon 50 en repeticion aproximadamente 1s
;movlw  b'01100100'    ;pon 100 en repeticion aproximadamente 2s
;movlw  b'11001000'    ;pon 200 en repeticion aproximadamente 4s
A_Dcha  movwf   repeticion
movlw   b'11111111' ;Si, rotación a derecha
movwf   PORTB        ;Salida de 00000001
;Delay  1 Milis      ;Temporiza 1mS
Delay   800 Micros   ;Temporiza 1mS
movlw   b'00000000'
movwf   PORTB        ;Salida de 00000000
;Delay  19 Milis    ;Temporiza 19mS
Delay   19200 Micros ;Temporiza 19mS
decfsz  repeticion,1
goto   A_Dcha
;movlw  b'00110010'    ;pon 50 en repeticion aproximadamente 1s
;movlw  b'01100100'    ;pon 100 en repeticion aproximadamente 2s
;movlw  b'11001000'    ;pon 200 en repeticion aproximadamente 4s
movwf   repeticion
goto   A_Izda
;btfsz  PORTA,0      ;Está a 0 RA0 ??
;goto   A_Dcha
;goto   Loop

end                                           ;Fin del programa fuente
    
```

## 13.2 Definición de puntos de los pulsos obtenidos empíricamente:

Transductores comerciales:

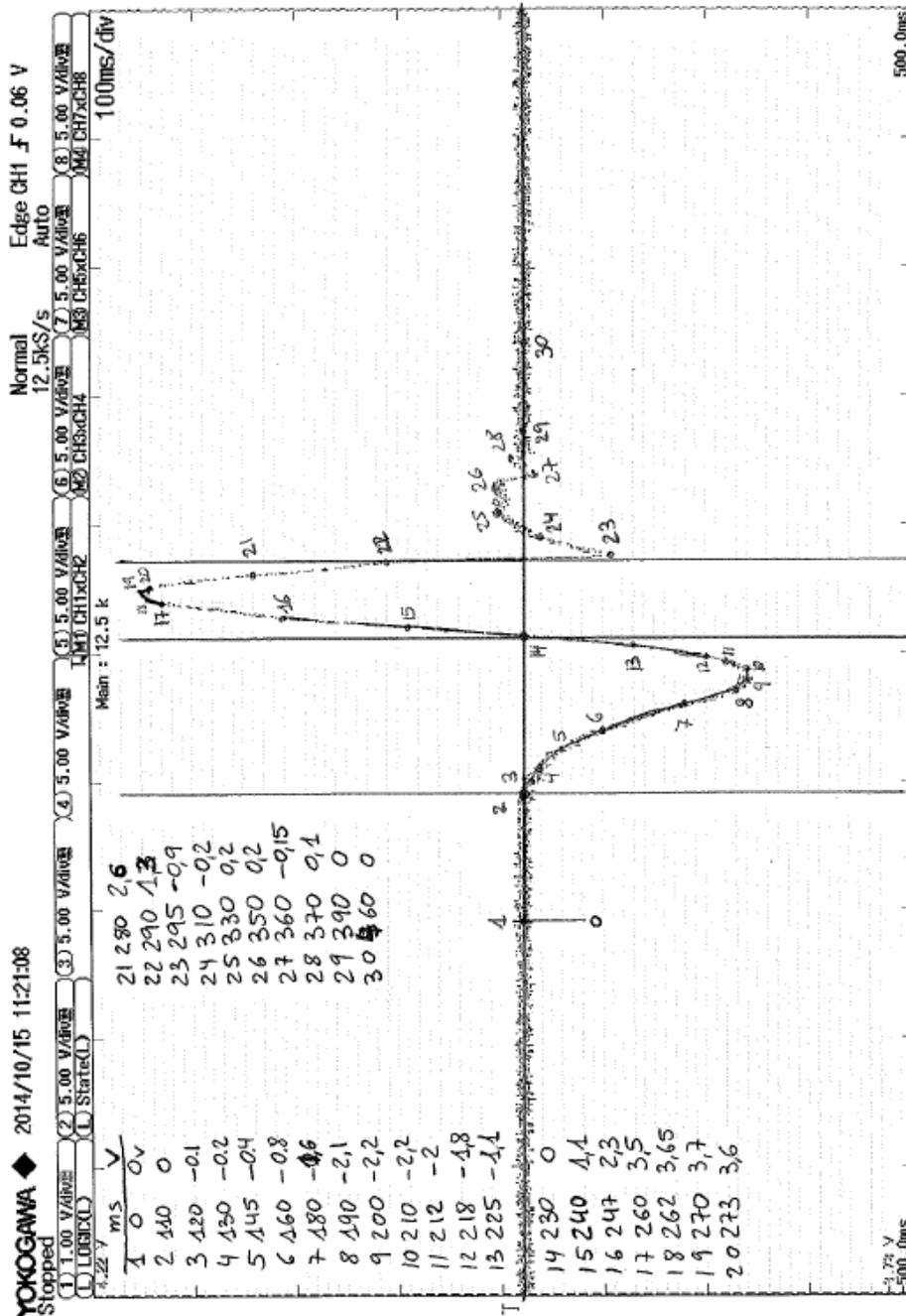


Figura 13.1. Definición de pulso del generador comercial

Transductor construido:

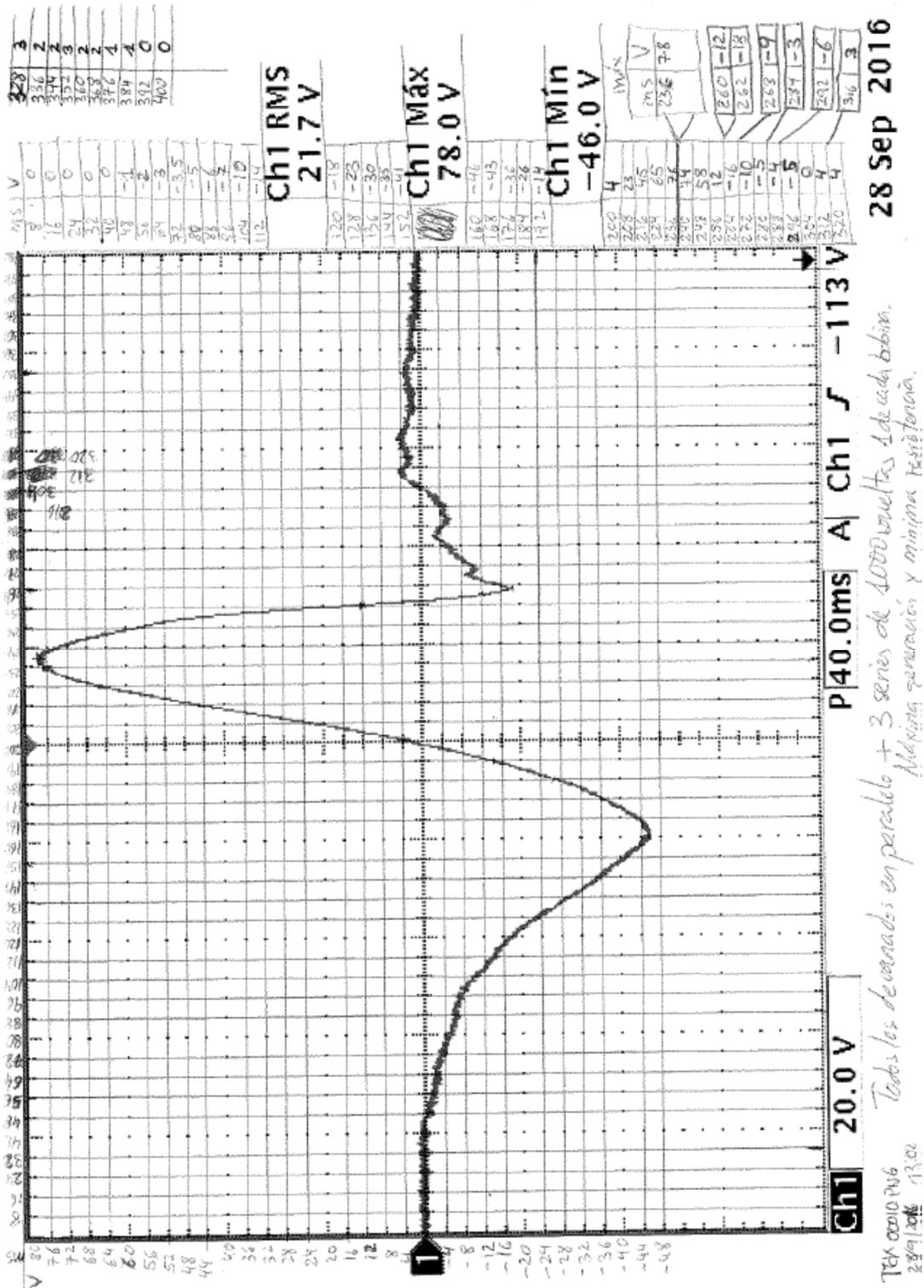


Figura 13.2. Definición de pulso del generador construido

## 13.3 ANEXOS ESQUEMAS SIMULACIÓN

### 13.5.1 Esquemas PSIM simulación Circuito Híbrido Buck/Boost.

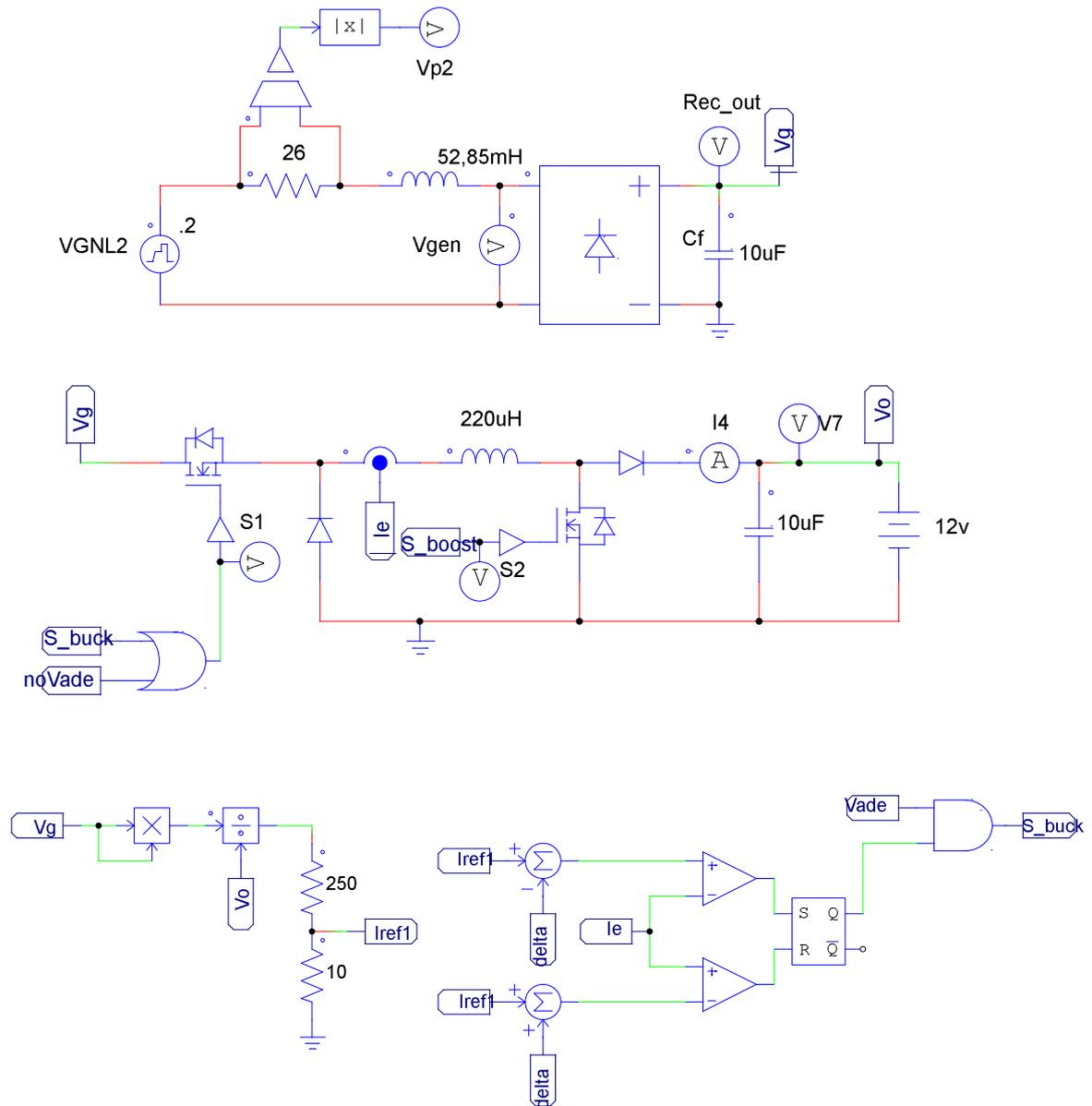
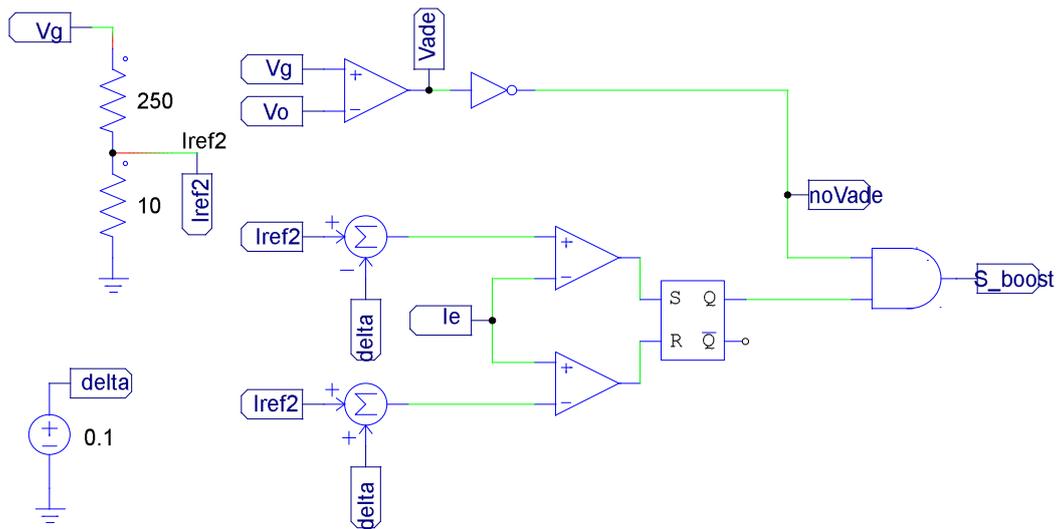


Figura 13.3. Esquemas electrónicos de la Simulación PSIM HBB



### 13.5.2 Esquemas PSIM simulación Circuito SEPIC.

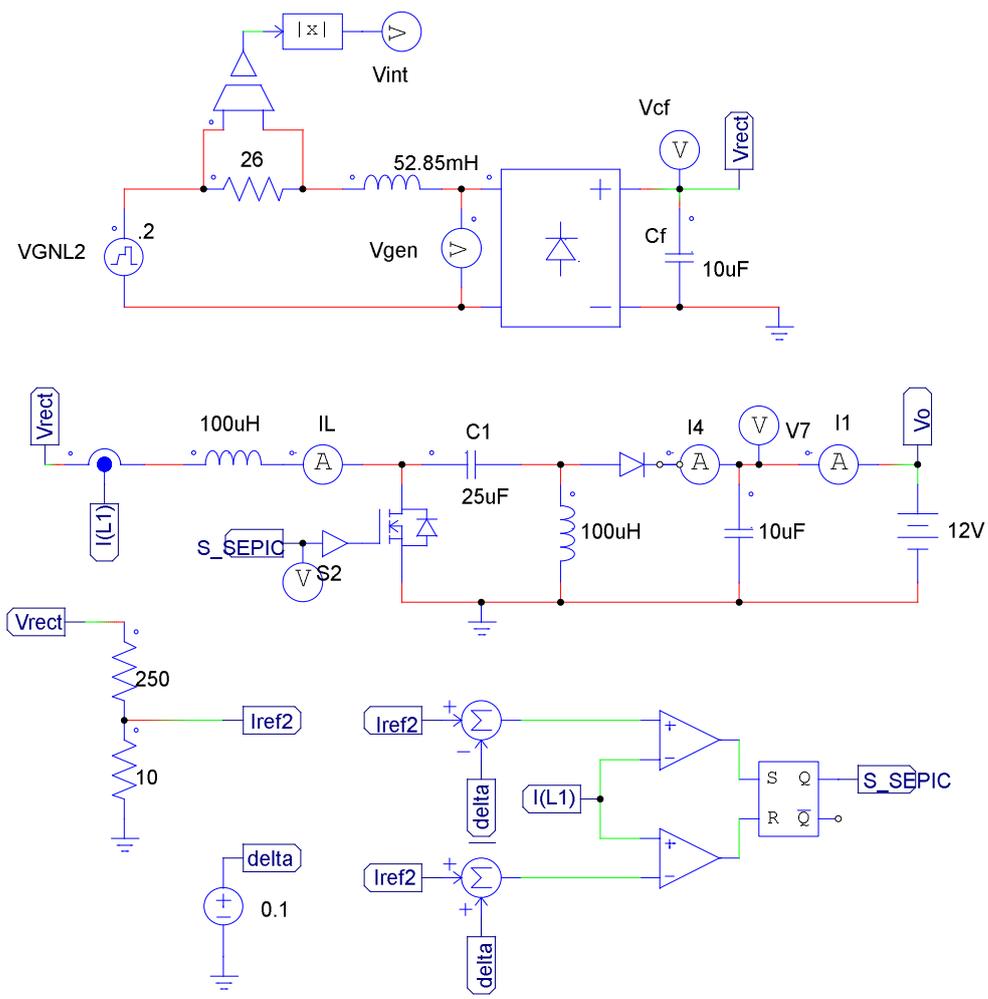
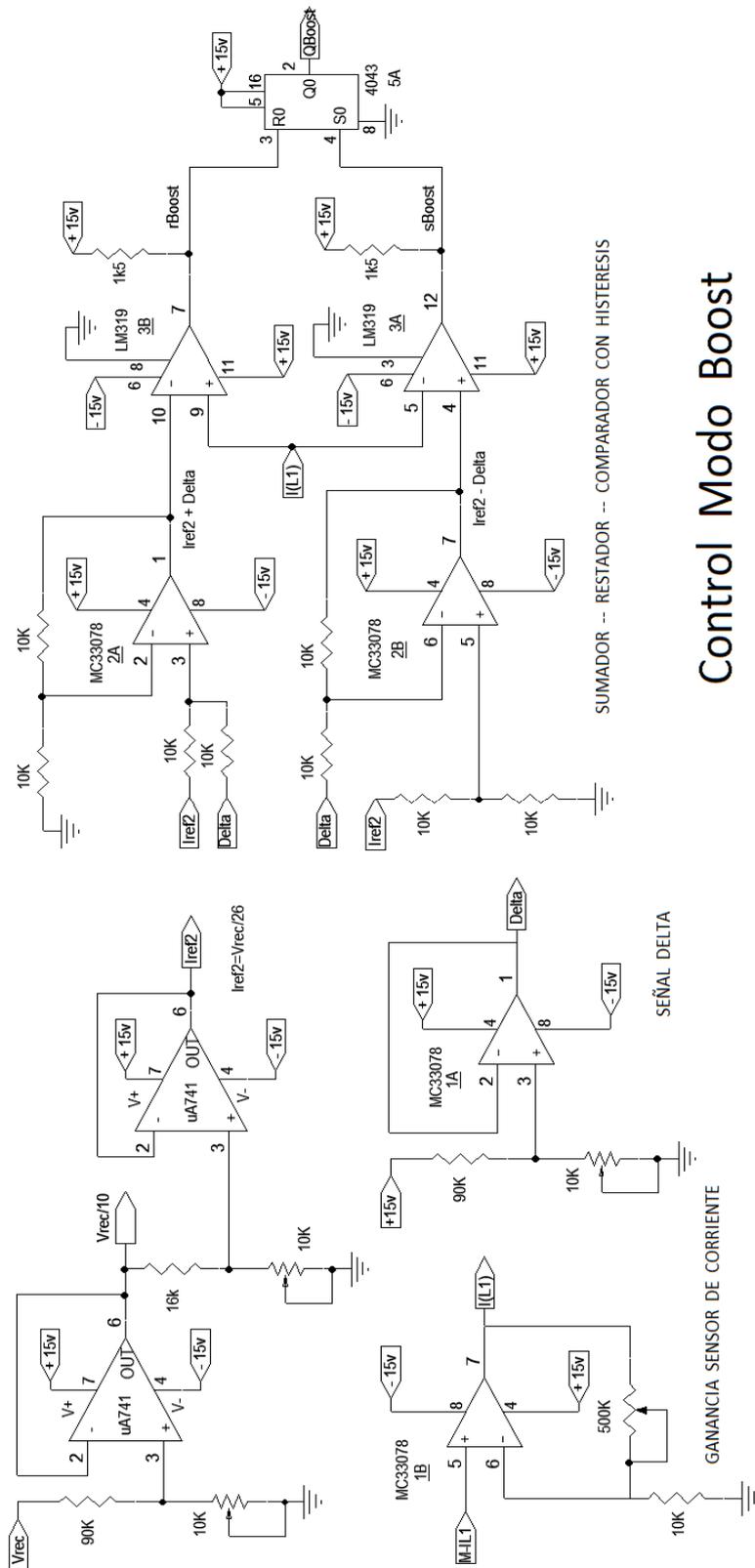


Figura 13.4. Esquemas electrónicos de la simulación PSIM SEPIC



### HIBRIDO BUCK/BOOST (Control Modo Boost)

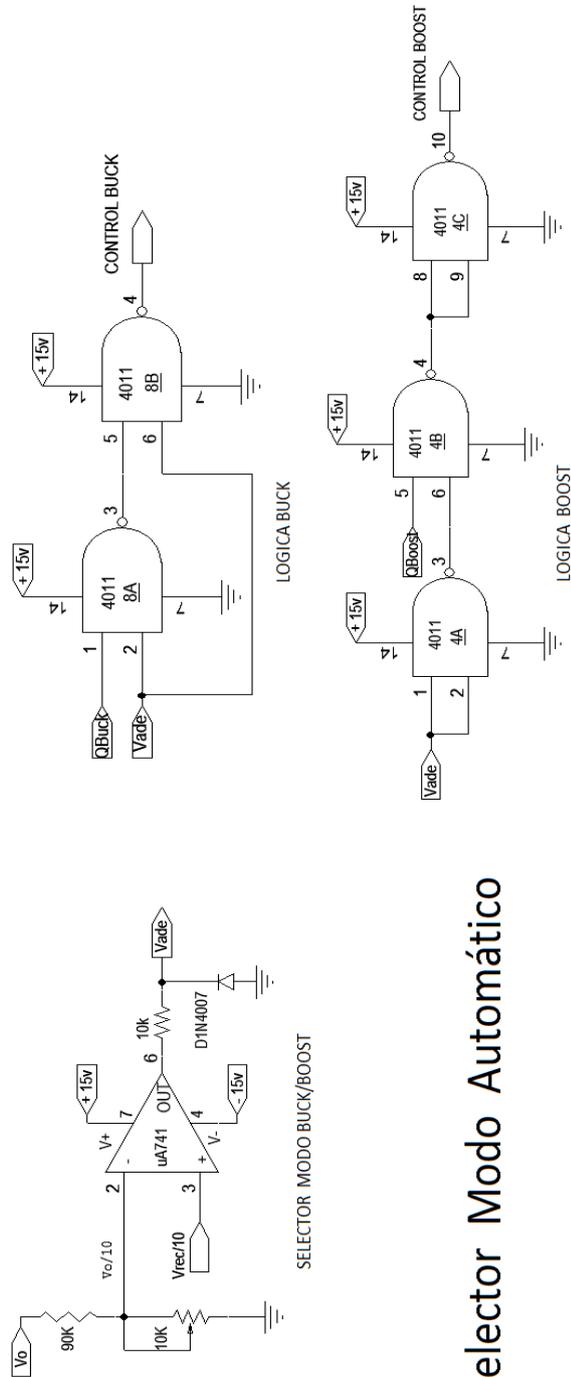


### Control Modo Boost

### Control Modo Boost

Figura 13.6. Esquema Electrónico Control Modo Boost

### HIBRIDO BUCK/BOOST (Selector Modo Automático)



### Selector Modo Automático

Selector Modo Automático

Figura 13.7. Esquema electrónico selector modo Automático

## HIBRIDO BUCK/BOOST (Control Modo Buck)

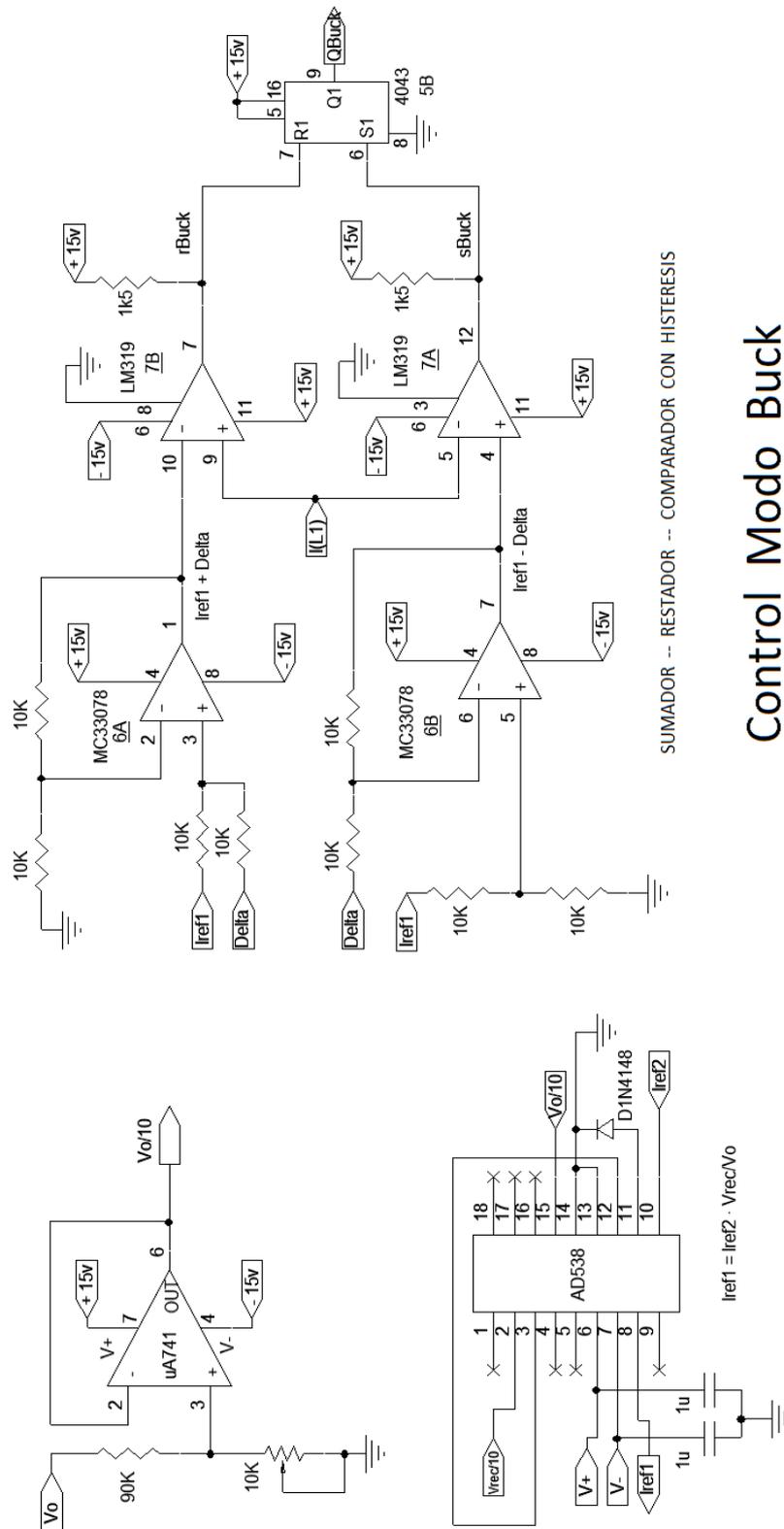
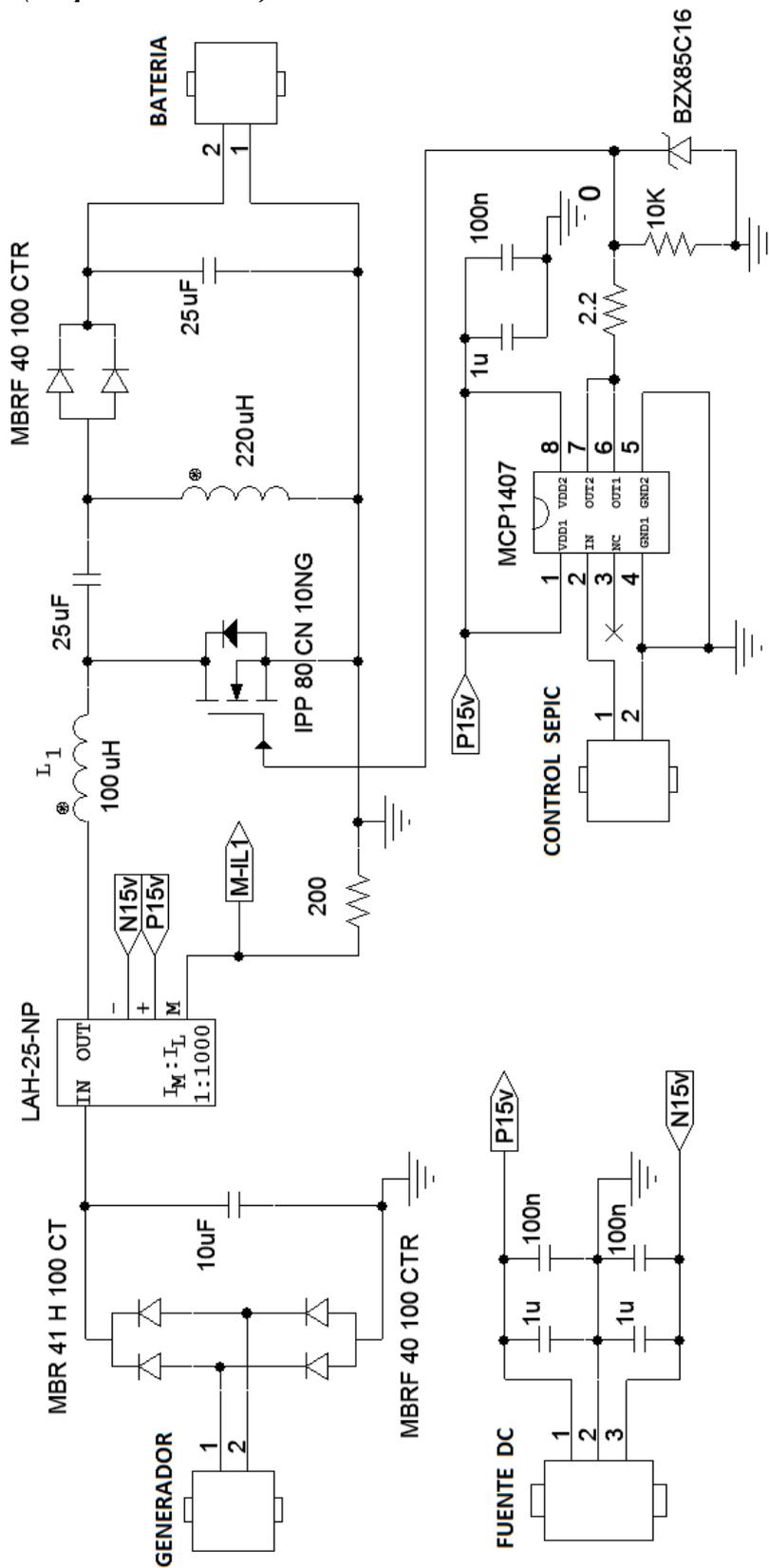


Figura 13.8. Esquema electrónico del Control Modo Buck

**SEPIC**  
**SEPIC (Etapa de Potencia)**



Etapa de Potencia SEPIC

Figura 13.9. Esquema Electrónico Etapa de Potencia SEPIC

### SEPIC (Etapa de Control)

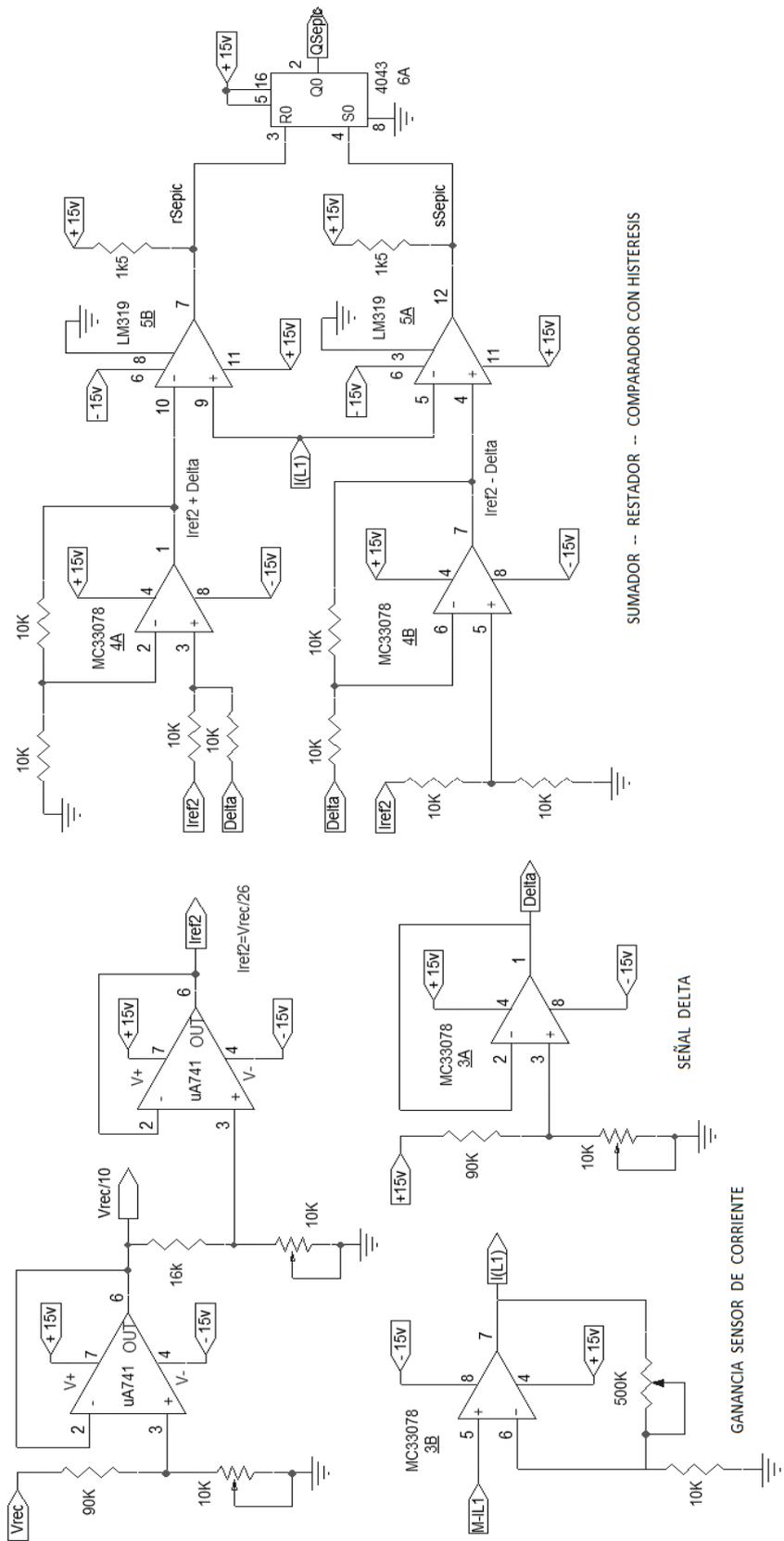


Figura 13.10. Esquema electrónico del Control del SEPIC

Control SEPIC

## 13.5 PCB de los convertidores

### 13.5.1 PCB HBB

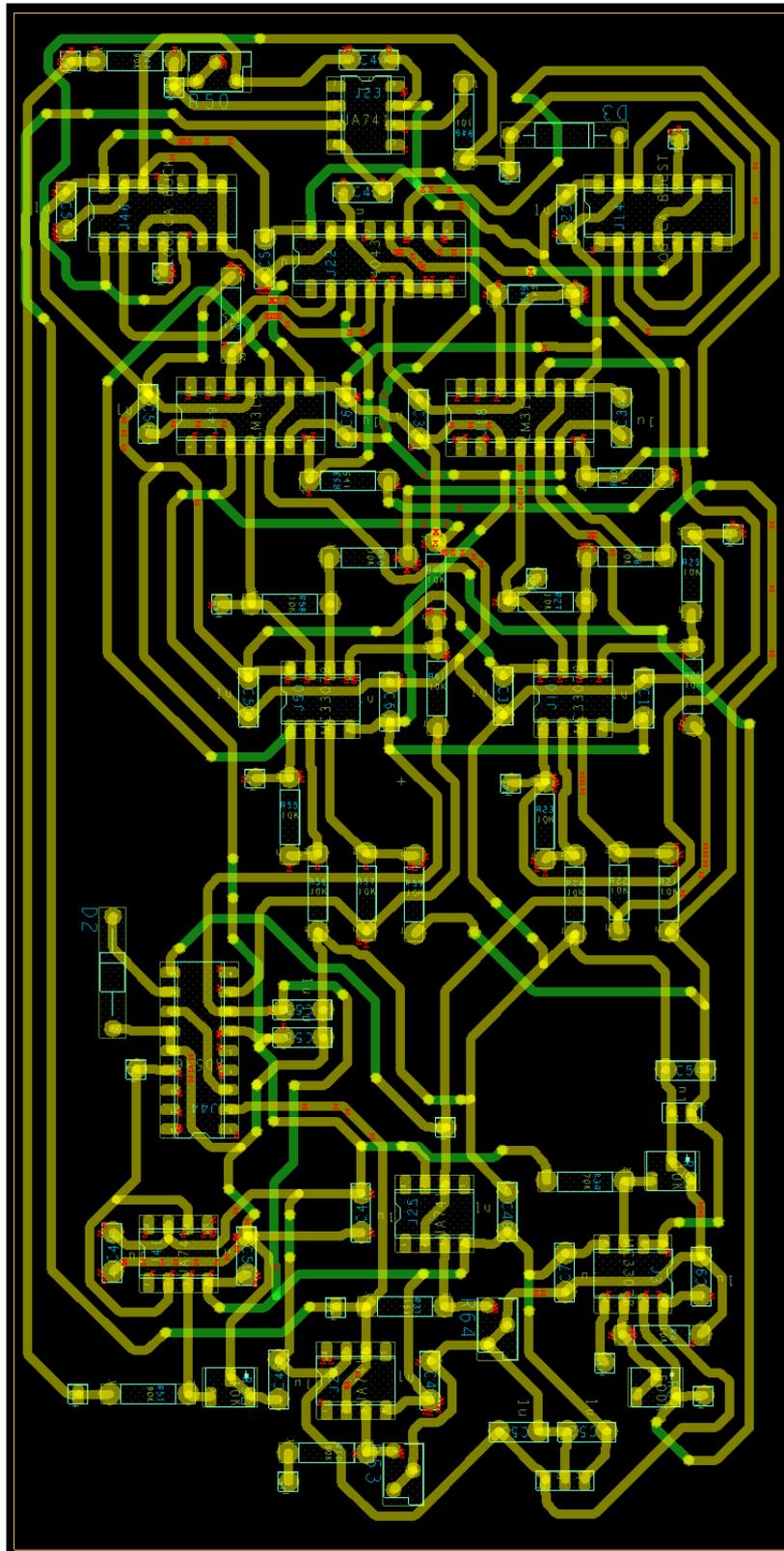
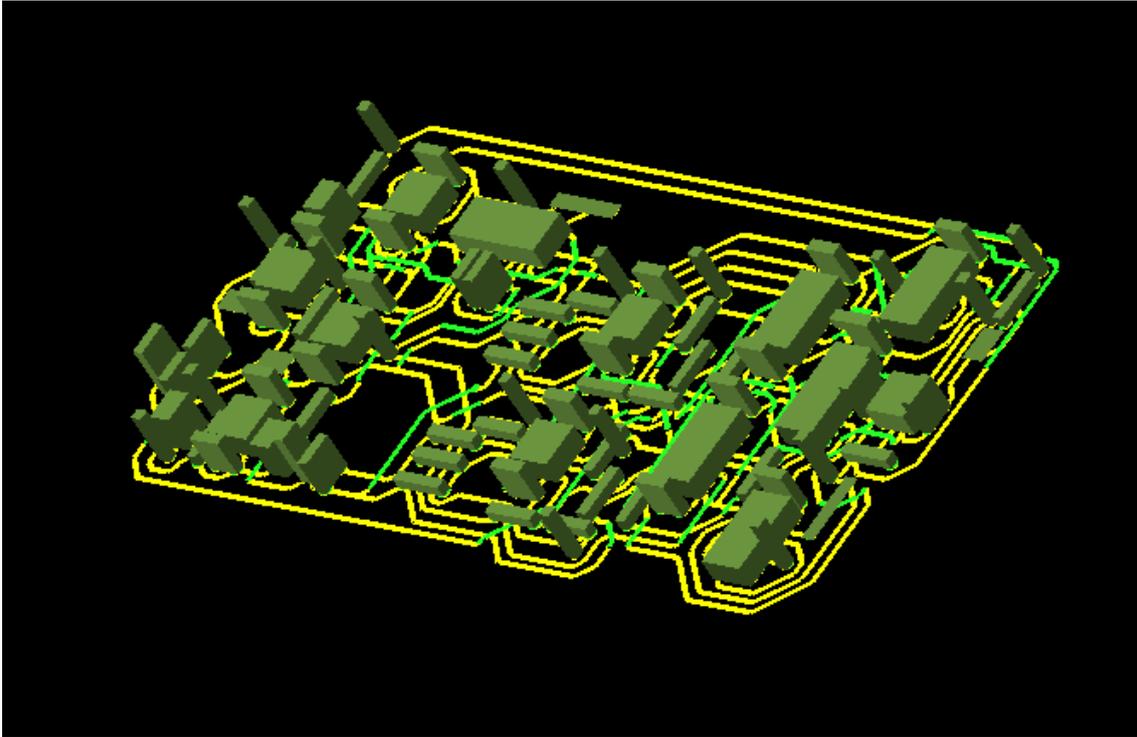
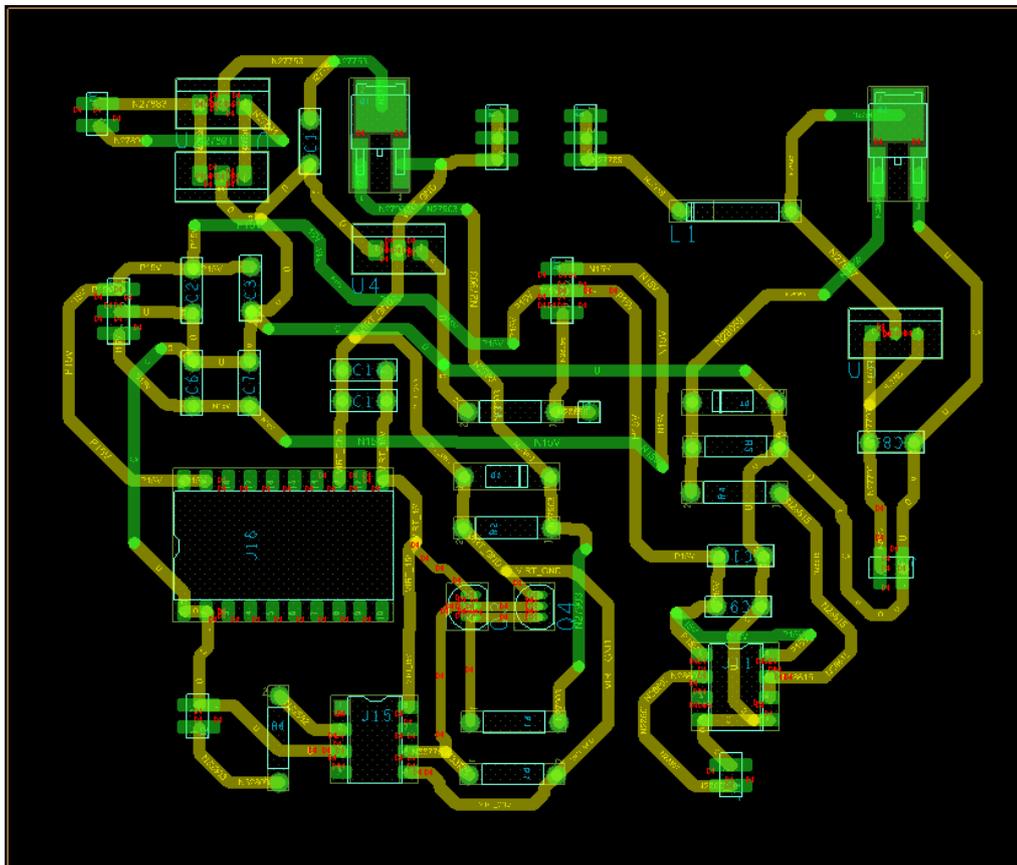


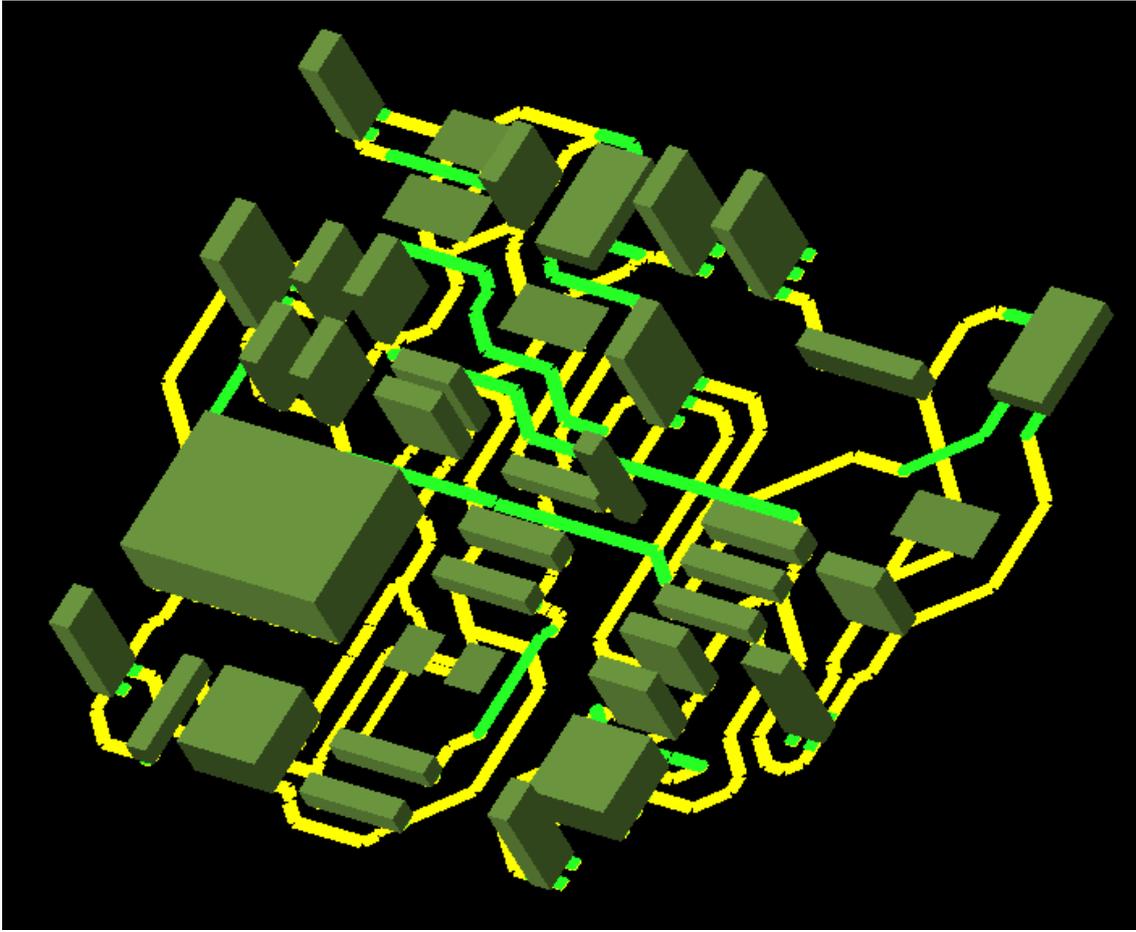
Figura 13.11. PCB Control del HBB



*Figura 13.12. PCB 3D Circuito de Control HBB*

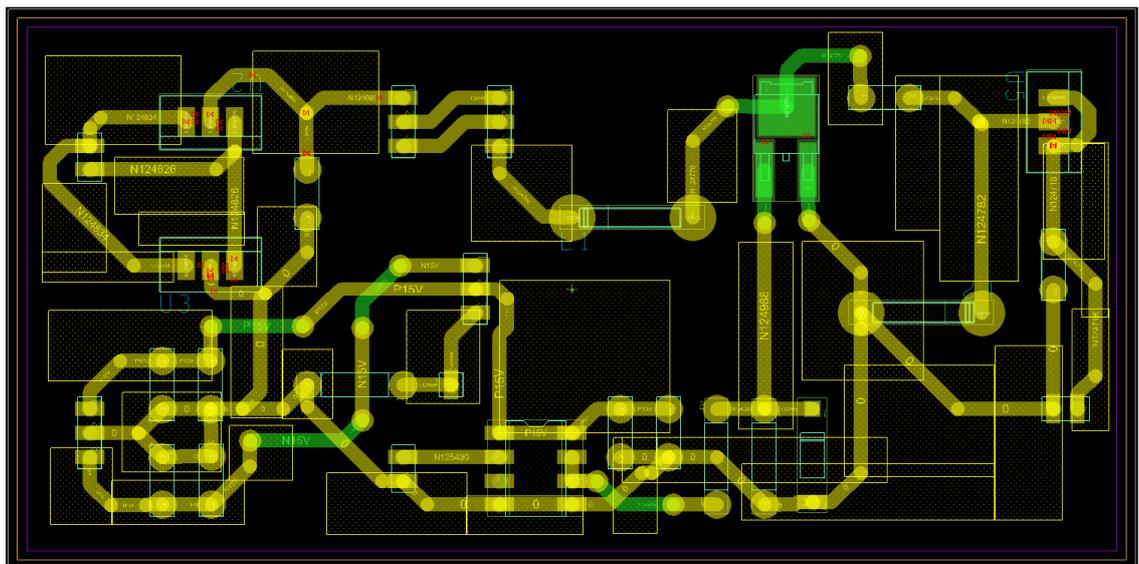


*Figura 13.13. PCB Etapa de Potencia HBB*



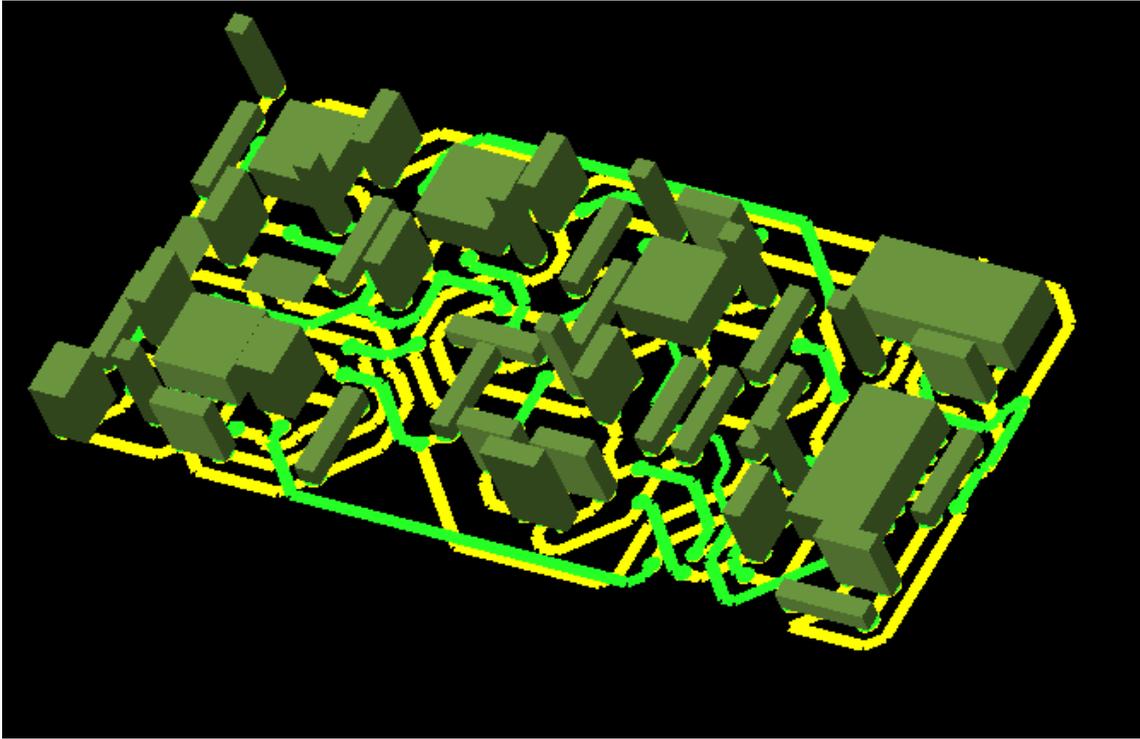
*Figura 13.14. PCB 3D Etapa de Potencia HBB*

### **13.5.2 PCB SEPIC**

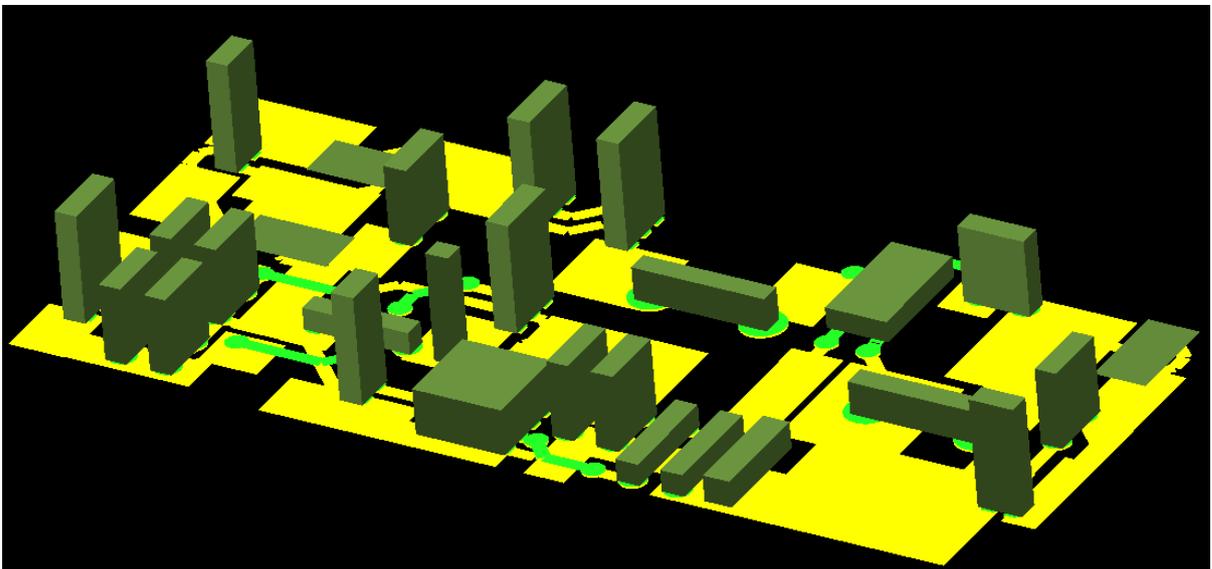


*Figura 13.15. PCB Etapa de Potencia del SEPIC*





*Figura 13.17. PCB 3D Circuito de Control del SEPIC*



*Figura 13.18. PCB 3D Etapa de Potencia SEPIC*



