



**Universidad Autónoma de San Luis Potosí**  
**Facultad de Ingeniería**  
**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado**

## **Sistema de Almacenamiento de Energía con Enlace en Media Frecuencia Basado en el Convertidor de Doble Puente Activo**

### **T E S I S**

Que para obtener el grado de:

Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta:

Ing. Juan Carlos Coronado Vázquez

Asesor:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo







FACULTAD DE  
INGENIERÍA

20 de septiembre de 2018

**ING. JUAN CARLOS CORONADO VÁZQUEZ  
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la Sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 20 de septiembre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**“Sistema de Almacenamiento de Energía con Enlace en Media Frecuencia Basado en el Convertidor de Doble Puente Activo”**

Introducción.

1. Análisis del convertidor de Doble Puente Activo para almacenamiento de energía en supercondensador.
  2. Diseño y construcción del convertidor de Doble Puente Activo.
  3. Resultados.
- Conclusión.  
Referencias.

**“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”**

**ATENTAMENTE**

**M. I. JORGE ALBERTO PÉREZ GONZÁLEZ  
DIRECTOR.**



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA  
DE SAN LUIS POTOSÍ  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DIRECCIÓN



[www.uaslp.mx](http://www.uaslp.mx)

Copia. Archivo.  
\*etn.

Av. Manuel Nava 8  
Zona Universitaria • CP 78290  
San Luis Potosí, S.L.P.  
tel. (444) 826 2330 al39  
fax (444) 826 2336



# Índice

Índice de Figuras .....	V
Índice de tablas .....	IX
Resumen .....	XI
Lista de símbolos y acrónimos .....	XIII
Introducción.....	1
1. Sistemas para almacenamiento de energía.....	4
2. Convertidor <i>Dual-Active-Bridge</i> .....	5
3. Aplicaciones del convertidor <i>DAB</i> .....	7
3.1 Aplicaciones en esquemas de transformador de estado sólido .....	7
3.2 Aplicación en celdas combustibles .....	9
3.3 Aplicaciones multipuerto de integración de fuentes de energía renovable .....	9
4. Objetivo general.....	11
5. Alcances y objetivos particulares.....	11
6. Organización general del trabajo de tesis .....	12
Capítulo 1 .....	13
Análisis del convertidor de Doble Puente Activo para almacenamiento de energía en supercondensador .....	13
1.1 Principio de operación del convertidor <i>DAB</i> .....	13
1.2 Transferencia de potencia en estado estable .....	15
1.3 Análisis de la corriente de salida $I_{CD}$ .....	20
1.4 Comportamiento de la corriente en el inductor de enlace $L$ .....	24
1.5 Análisis del convertidor <i>DAB</i> para almacenamiento de energía en supercondensador .....	25
1.6 Etapa de precarga del supercondensador.....	28
Capítulo 2 .....	31

---

Diseño y construcción del convertidor de Doble Puente Activo .....	31
2.1 Estimación del tiempo de carga y descarga.....	31
2.2 Dimensionamiento del inductor de enlace $L$ .....	37
2.3 Condensadores de entrada y salida $C_i$ y $C_o$ .....	40
2.4 Operación del convertidor $DAB$ .....	41
2.5 Diseño de los elementos magnéticos del convertidor $DAB$ .....	47
2.5.1 Transformador de media frecuencia .....	48
2.5.2 Inductor de enlace $L$ .....	50
2.6 Selección de dispositivos de conmutación .....	52
Capítulo 3.....	63
Resultados .....	63
3.1 Resultados de simulación .....	63
3.1.1 Validación de tiempos de carga y descarga.....	64
3.1.2 Transferencia de potencia .....	68
3.1.3 Resultados de simulación del Convertidor $DAB$ .....	69
a) Proceso de arranque suave.....	71
b) Proceso de carga.....	73
c) Proceso de descarga.....	77
d) Ciclo de carga-descarga.....	81
3.2 Resultados experimentales .....	83
3.2.1 Arranque suave del convertidor con ciclo útil variable .....	87
3.2.2 Operación del convertidor $DAB$ en estado estable .....	92
3.2.3 Carga y descarga de supercondensador .....	96
Conclusiones .....	105
Trabajo futuro.....	106
Publicaciones generadas.....	107
Anexo A.1 .....	109
Diseño magnético del transformador de media frecuencia e inductores externos .....	109
A.1.1 Transformador de media frecuencia.....	109
A.1.1.1 Embobinado del transformador .....	114
A.1.1.2 Eficiencia del transformador de media frecuencia .....	118
A.1.2 Diseño del Inductor externo $L$ .....	120

---

A.1.2.1 Embobinado del inductor .....	124
Anexo A.2.....	127
Caracterización del supercondensador .....	127
A.2.1 Análisis de resultados de simulación y experimentales del modelo RC.....	130
Anexo A.3.....	137
Dimensionamiento del condensador de salida $C_o$ .....	137
Referencias .....	145



---

## Índice de Figuras

---

Figura 1. Interconexión de los sistemas eléctricos mediante convertidores.....	2
Figura 2. Topología del convertidor <i>DAB</i> . .....	6
Figura 3. Esquema general del transformador de estado sólido. ....	7
Figura 4. Implementación del SST basado en las dos configuraciones del convertidor <i>DAB</i> [16]; a) Configuración CD/CD y b) Configuración CA/CA. ....	8
Figura 5. Convertidor TAB para una aplicación de celda combustible y supercondensador [18]. .	9
Figura 6. Convertidor MAB para una aplicación de <i>SST</i> [19].....	10
Figura 1. 1 Topología del convertidor <i>DAB</i> para una aplicación de almacenamiento de energía en supercondensador. ....	14
Figura 1. 2. Formas de onda del convertidor <i>DAB</i> ; a) Transferencia de potencia de $VSC_1$ a $VSC_2$ y b) Transferencia de potencia de $VSC_2$ a $VSC_1$ . ....	15
Figura 1. 3. Circuito equivalente del convertidor <i>DAB</i> . ....	15
Figura 1. 4. Curva normalizada para transferencia de potencia promedio. ....	19
Figura 1. 5. Curva normalizada de la corriente máxima en función del desfaseamiento.....	20
Figura 1. 6. Formas de onda características de corriente a través del inductor, dispositivos de conmutación y corriente de salida $I_{CD}$ . ....	21
Figura 1. 7. Trayectorias de corriente a través de los dispositivos de conmutación durante los seis intervalos de tiempo en un ciclo de conmutación.....	22
Figura 1. 8. Curva normalizada para de corriente de salida $I_{CD}$ . ....	23
Figura 1. 9. Evolución de la corriente $i_L(t)$ en función del desfaseamiento $\phi$ .....	25
Figura 1. 10. Variación del nivel de energía en el supercondensador; a) Proceso de carga; b)	

---

Proceso de descarga. ....	26
Figura 1. 11. Circuito equivalente y formas de onda en condiciones iniciales cero. ....	28
Figura 1. 12. Esquema del circuito para la etapa de precarga. ....	29
Figura 1. 13. Formas de onda durante el proceso de precarga. ....	30
Figura 2. 1. Evolución de tensión en el condensador $v_2(t)$ durante la descarga. ....	34
Figura 2. 2. Evolución de tensión en el condensador $v_2(t)$ durante la carga. ....	35
Figura 2. 3. Curva normalizada de energía almacenada en función del nivel de tensión de operación. ....	36
Figura 2. 4. Rango del inductor $L$ respecto al desfaseamiento $\phi$ ....	39
Figura 2. 5. Rango de $\phi$ para un inductor seleccionado a 500 W. ....	40
Figura 2. 6. Circuito de simulación del convertidor <i>DAB</i> . ....	41
Figura 2. 7. Rango de desfaseamiento para un inductor de 45 $\mu$ H. ....	42
Figura 2. 8. Resultados de simulación para el caso I. ....	44
Figura 2. 9. Resultados de simulación para el caso II. ....	45
Figura 2. 10. Resultados de simulación para el caso III. ....	46
Figura 2. 11. Dimensiones de la ferrita RM 14 para el núcleo magnético [29]. ....	49
Figura 2. 12. Dimensiones de la ferrita RM 12 empleada para los inductores. ....	51
Figura 2. 13. Corriente a través de los dispositivos de conmutación; puente primario trazo rojo y puente secundario trazo azul [21]. ....	53
Figura 2. 14. Esfuerzos de corriente en los interruptores para los tres casos de operación. ....	55
Figura 3. 1. Evolución de tensión en el supercondensador en los procesos de carga y descarga. .	65
Figura 3. 2. Evolución del ángulo $\phi$ en función de la tensión $v_2(t)$ . ....	66
Figura 3. 3. Evolución del ángulo $\phi$ durante los procesos de carga y descarga. ....	67
Figura 3. 4. Transferencia de potencia promedio en el convertidor <i>DAB</i> ; a) Proceso de carga y b) Proceso de descarga. ....	68
Figura 3. 5. Potencia máxima; a) Proceso de carga y b) Proceso de descarga. ....	69
Figura 3. 6. Circuito de prueba del convertidor <i>DAB</i> para las simulaciones. ....	70
Figura 3. 7. Resultados de simulación del procedimiento de arranque suave. ....	72
Figura 3. 8. Evolución de las tensiones de los circuitos de puente completo $v_{ca1}$ y $v_{ca2}$ y tensión del supercondensador $v_2$ durante el proceso de carga. ....	74

---

Figura 3. 9. Corriente $i_L(t)$ a través del inductor durante el proceso de carga.....	75
Figura 3. 10. Transferencia de potencia en el convertidor <i>DAB</i> y evolución de tensión y corriente en el supercondensador.....	76
Figura 3. 11. Evolución de las tensiones de los circuitos de puente completo $v_{ca1}$ y $v_{ca2}$ y tensión del supercondensador $v_2$ durante el proceso de descarga. ....	78
Figura 3. 12. Corriente $i_L(t)$ a través del inductor durante el proceso de descarga.....	79
Figura 3. 13. Transferencia de potencia en el convertidor <i>DAB</i> y evolución de tensión y corriente en el supercondensador durante la descarga. ....	80
Figura 3. 14. Simulación de los proceso de carga y descarga del supercondensador. ....	82
Figura 3. 15. Esquema general del banco de pruebas experimentales. ....	83
Figura 3. 16. Enrutado de la tarjeta PCB del prototipo experimental. ....	84
Figura 3. 17. Prototipo experimental del convertidor <i>DAB</i> .....	85
Figura 3. 18. Banco de pruebas experimentales. ....	86
Figura 3. 19. Resultados etapa de arranque suave para un ciclo útil de 10 % y 20 % y 50 V en la tensión de entrada $V_1$ . ....	88
Figura 3. 20. Resultados etapa de arranque suave para un ciclo útil de 25 % y 50 % y 50 V en la tensión de entrada $V_1$ . ....	89
Figura 3. 21. Resultados etapa de arranque con un ciclo útil del 50 %, y una tensión de operación de 80 V y 120 V a la entrada. ....	90
Figura 3. 22. Transferencia de potencia en el convertidor con una eficiencia del 91.5 %. ....	91
Figura 3. 23. Resultados experimentales del convertidor <i>DAB</i> en estado estable; mediciones de tensión y corriente en el lado primario del transformador; a) Lectura de valores máximos y b) Lectura de valores eficaces. ....	93
Figura 3. 24. Resultados experimentales del convertidor <i>DAB</i> en estado estable; mediciones de tensión y corriente en el lado secundario del transformador; a) Lectura de valores máximos y b) Lectura de valores eficaces. ....	94
Figura 3. 25. Transferencia de potencia en estado estable del convertidor <i>DAB</i> ; a) Puerto de entrada $P_{(a,b)}$ y b) Puerto de salida $P_{(c,d)}$ .....	95
Figura 3. 26. Resultados experimentales en la etapa de arranque suave para la carga del supercondensador. ....	97
Figura 3. 27. Resultados experimentales durante el proceso de carga del supercondensador a	

---

potencia constante. ....	98
Figura 3. 28. Resultados durante el proceso de carga del supercondensador con una tasa de transferencia de potencia constante de 100 W. ....	99
Figura 3. 29. Resultados experimentales durante el proceso de descarga del supercondensador a potencia constante. ....	100
Figura 3. 30. Resultados durante el proceso de descarga del supercondensador con una tasa de transferencia de potencia constante de 75 W. ....	101
Figura 3. 31. Resultados experimentales del proceso de carga y descarga del supercondensador. ....	102
Figura A.1. 1. Medidas físicas del núcleo magnético RM 14. ....	114
Figura A.1. 2. Acomodo de los arreglos de Litz en el área disponible. ....	115
Figura A.1. 3. Acomodo de los conductores propuesto para el embobinado del transformador. ....	115
Figura A.1. 4. Curva de densidad de pérdidas del material N97. ....	119
Figura A.1. 5. Medidas físicas del núcleo magnético RM 12. ....	122
Figura A.1. 6. Acomodo de los arreglos de Litz para el embobinado del inductor. ....	125
Figura A.2. 1. Distintos modelos de circuitos eléctricos del supercondensador [28]. ....	128
Figura A.2. 2. Circuito equivalente del arreglo de supercondensadores. ....	130
Figura A.2. 3. Circuito empleado para simulación del supercondensador. ....	131
Figura A.2. 4. Resultados de tensión en el proceso de carga. ....	133
Figura A.2. 5. Resultados de tensión en el proceso de descarga. ....	133
Figura A.2. 6. Resultados de corriente en el proceso de descarga. ....	134
Figura A.2. 7. Estimación de la resistencia serie real del sistema de la caracterización del supercondensador. ....	135
Figura A.2. 8. Estimación de la resistencia serie equivalente real del supercondensador. ....	135
Figura A.3. 1. Formas de onda de corriente características del convertidor <i>DAB</i> . ....	138
Figura A.3. 2. Resultados de simulación para verificar el rizo de tensión. ....	142
Figura A.3. 3. Rizo de tensión para el caso de media carga. ....	144
Figura A.3. 4. Rizo de tensión para el caso de carga completa. ....	144

---

## Índice de tablas

---

Tabla 1. 1. Parámetros de operación.....	24
Tabla 2. 1. Parámetros de operación del convertidor. ....	33
Tabla 2. 2. Casos particulares de evaluación.....	43
Tabla 2. 3. Resultados de corriente para cada caso de operación.....	47
Tabla 2. 4. Rangos de operación para diseño magnético del convertidor. ....	48
Tabla 2. 5. Parámetros de potencia para diseño del transformador de media frecuencia.....	48
Tabla 2. 6. Datos técnicos de la ferrita RM 14. ....	49
Tabla 2. 7. Parámetros del transformador de media frecuencia. ....	50
Tabla 2. 8. Parámetros de diseño para los inductores externos. ....	50
Tabla 2. 9. Datos técnicos de la ferrita RM 12. ....	51
Tabla 2. 10. Parámetros resultantes de los inductores.....	52
Tabla 2. 11. Magnitudes de tensión y corriente en dispositivos de conmutación. ....	57
Tabla 2. 12. Dispositivos preseleccionados para estimación de pérdidas. ....	58
Tabla 2. 13. . Pérdidas por conducción en transistores (W). ....	59
Tabla 2. 14. Pérdidas por conducción en diodos (W).....	59
Tabla 2. 15. Pérdidas por conmutación en transistores (W).....	60
Tabla 2. 16. Pérdidas por conmutación en diodos (W). ....	60
Tabla 2. 17. Pérdidas totales (conducción + conmutación) para los cuatro dispositivos (W).....	60
Tabla 2. 18. Eficiencia en el convertidor DAB para las configuraciones I y II. ....	61
Tabla 3. 1. Parámetros del sistema. ....	64

---

Tabla 3. 2. Parámetros de simulación del circuito de la Figura 3.6. ....	70
Tabla A.1. 1. Parámetros de potencia para diseño magnético del transformador de media frecuencia. ....	110
Tabla A.1. 2. Parámetros técnicos RM 14. ....	111
Tabla A.1. 3. Parámetros de potencia de diseño del inductor. ....	120
Tabla A.1. 4. Especificaciones técnicas del núcleo RM 12. ....	121
Tabla A.2. 1. Parámetros técnicos del supercondensador B49410B2605Q000.....	129
Tabla A.2. 2. Parámetros de simulación del supercondensador.....	131
Tabla A.3. 1. Parámetros de diseño del condensador de salida $C_o$ . ....	141

---

## Resumen

---

En los últimos años con el desarrollo tecnológico para satisfacer la necesidad de demanda de energía eléctrica, las tecnologías de generación renovable se han convertido en la alternativa de solución para diversificar la matriz energética. Sin embargo, debido a su naturaleza intermitente de generación, el almacenamiento de energía es una necesidad cada vez más importante en estos nuevos esquemas. La interfaz que permite acoplar estos sistemas de almacenamiento con las fuentes de generación renovable es un aspecto fundamental en las técnicas modernas de interconexión de energías renovables a la red eléctrica.

Con el desarrollo y proliferación de los nuevos esquemas de generación, el convertidor de Doble Puente Activo (*DAB*) se ha convertido en una estructura de electrónica de potencia viable para el soporte y desarrollo de los nuevos esquemas de generación, en aplicaciones como las redes eléctricas inteligentes (*Smart Grids*) y transformadores de estado sólido (*SST*), debido a las ventajas que ofrece entre las que se resaltan: flujo bidireccional de energía, integración de sistemas de generación renovable, almacenamiento de energía, compensación de potencia reactiva, reducción de tamaño y peso de los elementos pasivos, entre otros.

El objetivo principal en este trabajo de tesis es el estudio del convertidor *DAB* para una aplicación de almacenamiento y transferencia de energía en un supercondensador, con una tasa de transferencia de potencia constante.

El estudio contempla el análisis en estado estacionario del convertidor DAB para transferencia de potencia y almacenamiento de energía en el supercondensador, el análisis de operación para el dimensionamiento del sistema, el diseño y selección de los pasivos del convertidor, la selección de dispositivos y la construcción de un prototipo experimental para validar los resultados de simulación de la aplicación desarrollada.

En el capítulo 1 se analiza el convertidor *DAB* para la transferencia de potencia en estado estacionario, con base en su modelo eléctrico equivalente como fuentes de tensión, así como la transferencia de potencia para almacenamiento de energía en el supercondensador. También se analiza la estrategia para energizar el convertidor cuando el supercondensador está totalmente descargado.

En el capítulo 2 se realiza el diseño de los elementos pasivos del convertidor *DAB* para la aplicación de carga y descarga del supercondensador; se presenta un análisis para la estimación de pérdidas y eficiencia en los dispositivos de conmutación, y se emplea como criterio de selección para dichos dispositivos.

En el capítulo 3 se presenta una discusión de los resultados de simulación para los distintos casos de operación del sistema, así como los resultados de la evaluación del prototipo experimental. La potencia nominal del prototipo diseñado y construido es de 500 W, con un supercondensador de 30 F.

En la última sección se presentan las principales conclusiones de este trabajo de investigación, los anexos y la bibliografía consultada.

---

## Lista de símbolos y acrónimos

---

CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
<i>DAB</i>	Convertidor de Doble Puente Activo
<i>TAB</i>	Convertidor <i>Triple-Active-Bridge</i>
<i>MAB</i>	Convertidor <i>Multi-Active-Bridge</i>
<i>SST</i>	Transformador de estado sólido
EV	Vehículo eléctrico
<i>VSC</i>	Convertidor fuente de tensión
$V_1$	Tensión de entrada
$V_2$	Tensión de salida
$v_{ca1}$	Tensión conmutada del puente de entrada
$v_{ca2}$	Tensión conmutada del puente de salida
$V_{c1}$	Tensión mínima del supercondensador durante el proceso de carga
$V_{c2}$	Tensión máxima del supercondensador durante el proceso de carga
$V_{d1}$	Tensión máxima del supercondensador durante el proceso de descarga
$V_{d2}$	Tensión mínima del supercondensador durante el proceso de descarga
$V_L$	Tensión del inductor
$L$	Inductor auxiliar externo

---

$L_{leak}$	Inductancia de dispersión
$L_m$	Inductancia de magnetización
$L_1$	Inductor 1
$L_2$	Inductor 2
$X_L$	Reactancia inductiva
$C_i$	Condensador de entrada
$C_o$	Condensador de salida
$C$	Capacitancia del supercondensador
$VA$	Volts-Amperes
$P$	Potencia promedio
$P_{1,2}$	Potencia promedio transferida en los puertos del convertidor <i>DAB</i>
$p_{1,2}$	Potencia instantánea en los puertos del convertidor <i>DAB</i>
$P_{Max}$	Potencia máxima transferida en el convertidor <i>DAB</i>
$P_{Qsw}$	Pérdidas por conmutación en el transistor
$P_{Dsw}$	Pérdidas por conmutación en el diodo
$P_{Qcond}$	Pérdidas por conducción en el transistor
$P_{Dcond}$	Pérdidas por conducción en el diodo
$P_{pri}$	Pérdidas en el cobre devanado primario
$P_{sec}$	Pérdidas en el cobre devanado secundario
$i_{ca1}$	Corriente en el devanado primario del transformador
$i_{ca2}$	Corriente en el devanado secundario del transformador
$I_{ca1RMS}$	Corriente eficaz en el devanado primario del transformador
$I_{ca2RMS}$	Corriente eficaz en el devanado secundario del transformador
$i_L$	Corriente en el inductor
$I_{Lmax}$	Valor de corriente instantánea máxima en el inductor
$I_{LRMS}$	Valor de corriente eficaz en el inductor
$I_{L0}$	Valor de corriente instantánea mínima en el inductor
$I_{L\phi}$	Valor de corriente instantánea en el $t_\phi$
$I_o$	Corriente del supercondensador
$i_{CD}$	Corriente instantánea de salida del puente secundario
$I_{CD}$	Corriente promedio de salida del puente secundario
$I_{CDmax}$	Corriente máxima de salida del puente secundario

---

$I_{QRMS}$	Corriente eficaz en el transistor
$I_{DRMS}$	Corriente eficaz en el diodo
$I_{QAVG}$	Corriente promedio en el transistor
$I_{DAVG}$	Corriente promedio en el diodo
$\phi$	Ángulo de desfase
$f_s$	Frecuencia de conmutación
$T_s$	Periodo de conmutación
$T_{on}$	Tiempo de encendido
$T_c$	Tiempo de carga
$T_d$	Tiempo de descarga
$D$	Ciclo útil
$\omega_s$	Frecuencia angular del sistema
$t_\phi$	Instante de tiempo del ángulo de desfase
$t_b$	instante de tiempo de cruce por cero de la corriente en el inductor
$n$	Relación de transformación
$S_{1,2,3,4}$	Dispositivos de conmutación del puente de entrada
$S_{11,22,33,44}$	Dispositivos de conmutación del puente de salida
$R_{se}$	Resistencia serie equivalente del supercondensador
$R_{PT}$	Resistencia en paralelo equivalente del supercondensador
$R_{se1}$	Resistencia serie del inductor 1
$R_{se2}$	Resistencia serie del inductor 2
$R_p$	Resistencia serie del devanado primario
$R_{sm}$	Resistencia serie de magnetización
$R_{sepri}$	Resistencia del conductor del devanado primario
$R_{sesec}$	Resistencia del conductor del devanado secundario
$E_{c1}$	Energía inicial durante el proceso de carga
$E_{c2}$	Energía final durante el proceso de carga
$E_{d1}$	Energía inicial durante el proceso de descarga
$E_{d2}$	Energía final durante el proceso de descarga
$\Delta E_c$	Cambio del nivel de energía en el supercondensador durante el proceso de carga
$\Delta E_d$	Cambio del nivel de energía en el supercondensador durante el proceso de descarga
$\Delta V_{Co}$	Rizo de tensión del condensador de salida

$a_d$	Proporción de descarga
$a_c$	Proporción de carga
$B$	Densidad de flujo
$B_{max}$	Densidad de flujo máxima
$A_p$	Producto de áreas
$N_p$	Número de espiras devanado primario
$N_s$	Número de espiras devanado secundario
$N_T$	Número de espiras totales
$N_P$	Número de espiras propuesto
$N_F$	Número de espiras finales
$l_g$	Entrehierro
$l_{greal}$	Entrehierro real
$m$	Factor de ajuste del inductor
$\eta$	Eficiencia propuesta
$\eta_T$	Eficiencia teórica
AWG	Calibre de conductor
$MLT$	Vuelta media efectiva

---

# Introducción

---

Las fuentes convencionales basadas en combustibles fósiles como: petróleo, carbón y gas natural han sido parte importante del progreso económico global. Sin embargo, debido a su impacto ambiental y a la creciente demanda de energía a nivel mundial, se ha impulsado la búsqueda de alternativas energéticas basadas en fuentes renovables. En los últimos años con el desarrollo de nuevas tecnologías se han obtenido técnicas y métodos que tienen como objetivo la generación de energía eléctrica teniendo en cuenta el compromiso de la sustentabilidad ecológica que esto requiere.

Las tecnologías de generación de energía basadas en sistemas eólicos y solar fotovoltaicos se han desarrollado de manera significativa para poder competir contra los esquemas convencionales de generación de energía en relación a los costos de generación e instalación, es por esto que se han convertido en una solución viable para la diversificación de la matriz energética. Se prevé que la generación mundial de electricidad a partir de fuentes de energía renovable crezca 2.7 veces entre 2010 y 2035 [1]; la capacidad instalada de energía solar fotovoltaica ha experimentado un crecimiento anual del 45% [2]. Con base en el informe de la REN21 del año 2015 se tiene que la capacidad global instalada de energía solar fotovoltaica es de 177 GW, mientras que en materia de generación eólica se tiene una capacidad instalada de 370 GW.

De acuerdo al reporte de avance de energías limpias en México por la secretaria de energía (SENER), del año 2004 al cierre del primer semestre del año 2017 se ha obtenido un incremento anual del 3.2% en materia de generación de energía a partir de fuentes renovables.

La capacidad total instalada para generación de energía eléctrica en México es de 74.05 MW, con una capacidad instalada para generación de energía a partir de fuentes renovables de 21.54 MW, lo cual representa el 29% de la capacidad total instalada. Donde la energía solar fotovoltaica representa el 0.62%, mientras que la energía eólica representa el 5.32% de la capacidad instalada y de acuerdo al informe, la energía solar fotovoltaica ha presentado el crecimiento más dinámico entre las distintas tecnologías, pues del año 2004 al cierre del primer semestre del 2017 ha presentado un incremento del 30.5%.

La incorporación de nuevos esquemas de generación de energía conlleva un reto importante en la interacción de estos sistemas con la red de suministro. La electrónica de potencia es una parte esencial de la tecnología moderna para el uso de fuentes de energía renovables, proporcionando las herramientas necesarias para poder aprovechar los diferentes esquemas de generación de energía eléctrica. En el desarrollo de estos esquemas es necesario emplear convertidores de electrónica de potencia que fungen como sistemas encargados de procesar la energía generada, teniendo como objetivo principal garantizar las condiciones necesarias que permitan acoplar sistemas de corriente directa a sistemas de corriente alterna (convertidores CD/CA) y viceversa (convertidores CA/CD) [3]. La Figura 1 muestra ejemplos de diferentes acoplamientos de sistemas eléctricos a través de convertidores de electrónica de potencia.

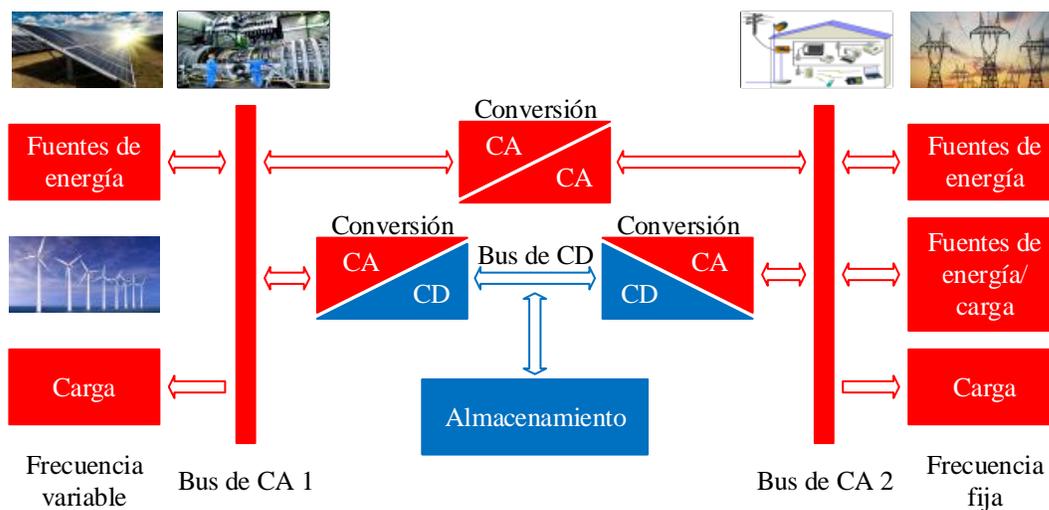


Figura 1. Interconexión de los sistemas eléctricos mediante convertidores.

---

Los convertidores de electrónica de potencia deben ser capaces de operar ante diferentes condiciones fuera de sus parámetros ideales, tales como tensión, corriente, frecuencia. Además de que se pueden formar estructuras más complejas de procesamiento de energía, como los convertidores CA/CD/CA y CD/CA/CD. Estos sistemas serán capaces de integrar funciones como alimentación ininterrumpida, almacenamiento de energía, flujo bidireccional de potencia, compensación de potencia reactiva, entre otras, convirtiéndose así en un elemento esencial de los nuevos esquemas para gestión de energía eléctrica, como las redes eléctricas inteligentes (*Smart Grids*).

Las redes eléctricas inteligentes en esencia son sistemas integrados por los elementos del sistema eléctrico tradicional (generación, transmisión y distribución) más un sistema de comunicaciones y gestión. Su objetivo se enfoca en ser una alternativa de desarrollo para la evolución de la red eléctrica convencional, permitiendo la proliferación de tecnologías de generación de energías renovables (como la solar fotovoltaica y la eólica), lo cual es posible mediante convertidores de electrónica de potencia y sistemas de control para integrar la gestión de operación. Lo anterior debido a las limitantes y desventajas operativas que presentan las redes actuales; algunos ejemplos puntuales de esto son: naturaleza unidireccional de energía, pérdidas a lo largo de sus líneas de transmisión de casi el 8%, el 20% de la capacidad de generación es para satisfacer la demanda máxima (es decir, está en uso sólo el 5% del tiempo), así como a la baja eficiencia de conversión de energía por parte de las plantas de generación debido a que sólo un tercio de la energía del combustible se transforma en electricidad [4].

Uno de los convertidores de electrónica de potencia que se ha perfilado como una solución para la implementación de los nuevos esquemas de generación y procesamiento de energía eléctrica ha sido el convertidor de Doble Puente Activo (conocido también como convertidor *DAB*, *Dual-Active-Bridge* por sus siglas en inglés), debido a sus características específicas [5].

El convertidor *DAB* presenta las variantes CA/CA y CD/CD permitiéndole así tener un impacto significativo en el desarrollo de sistemas como transformadores de estado sólido (*SST*), fuentes de alimentación ininterrumpida (*UPS*), vehículos eléctricos (*EV*) y sistemas de energía renovable (*RES*), donde en este nicho de aplicaciones el almacenamiento de energía eléctrica se ha vuelto un aspecto importante.

En este capítulo se presenta una revisión bibliográfica para contextualizar los principales objetivos del desarrollo e investigación de este trabajo de tesis que comprende a los sistemas de almacenamiento de energía, aplicaciones del convertidor *DAB*, así como el objetivo principal y los alcances de la tesis.

## **1. Sistemas para almacenamiento de energía**

Debido a la naturaleza intermitente de las fuentes de energía renovable así como a la variación de la carga, los sistemas de almacenamiento de energía se ha convertido en un tópico central de investigación actual con un nicho de oportunidad para el desarrollo y operación de microrredes eléctricas basadas en fuentes de generación distribuidas, en su mayoría por fuentes renovables y sistemas para almacenamiento de energía [6]. También son una alternativa para poder dar soporte de operación a la red eléctrica [7].

Se han propuesto numerosas soluciones, tanto con almacenamiento en otras formas de energía, como soluciones de almacenamiento directo. Algunos de los principales sistemas de almacenamiento de energía en convertidores de electrónica de potencia son las baterías y ultrancondensadores (conocidos también como supercondensadores [8]). Algunas aplicaciones donde destacan estos sistemas son: vehículos eléctricos, vehículos híbridos y actualmente con una proliferación importante, en sistemas de generación distribuida y microrredes [9], [10] y [11].

Los sistemas de almacenamiento de energía aplicados a fuentes de energía renovable consideran dos factores importantes en la selección de la capacidad y elementos de almacenamiento de energía: la capacidad de generación renovable y el perfil de carga. Las características más importantes consideradas en baterías y supercondensadores son la densidad de energía, densidad de potencia, vida útil, costo y mantenimiento [8].

Las baterías generalmente presentan altas densidades de energía, lo cual es necesario para minimizar las oscilaciones de baja frecuencia y compensar la intermitencia de las fuentes de generación renovable; sin embargo puede que el sistema basado en baterías deba ser demasiado grande para poder satisfacer la demanda máxima de carga. Por su parte los supercondensadores presentan altas

densidades de potencia, lo cual les permite suministrar o absorber transitorios de alta potencia, además presentan un ciclo de vida largo con alta eficiencia y una respuesta rápida para carga o descarga; pero entonces el supercondensador tiene que ser lo suficientemente grande en capacitancia para almacenar una gran cantidad de energía y soportar la intermitencia de las fuentes generación renovable y las cargas [7] - [9].

La aplicación de supercondensadores como sistema de almacenamiento de energía se debe principalmente a dos de sus características: a la alta densidad de potencia y alta eficiencia debido a su baja resistencia interna. Esta última característica permite al supercondensador suministrar un pico de corriente alto durante la descarga, pero también puede generar un transitorio de corriente durante el proceso de carga inicial, puesto que este fenómeno se refleja como un corto circuito. Otra característica a resaltar en estos sistemas es que la tensión del supercondensador es directamente proporcional al estado de carga, y en conjunto con una interfaz de electrónica de potencia permite que el supercondensador funcione en un amplio rango de tensión [7] - [9].

Una alternativa de solución para la interfaz de electrónica en la implementación de sistemas para almacenamiento de energía ha sido el convertidor de Doble Puente Activo (*Dual-Active-Bridge*, *DAB*) el cual ha tenido un nicho de desarrollo considerable en los nuevos esquemas de generación de energía eléctrica donde se requiera una gestión de potencia entre la fuente y la carga, esto debido a su característica de bidireccionalidad de potencia, la cual se han vuelto necesarias en el desarrollo de estos nuevos esquemas de generación.

## **2. Convertidor *Dual-Active-Bridge***

La topología del convertidor *DAB* fue presentada en [5] como una solución en el proceso de conmutación para aplicaciones aeroespaciales, donde se requería altas densidades de potencia en los convertidores, pero con el compromiso de reducir características físicas del sistema como volumen y peso de los elementos pasivos.

La topología del convertidor *DAB* se muestra en la Figura 2 la cual consiste en dos convertidores fuente de tensión (*VSC*) puente completo conectados a través de un inductor de enlace  $L$  en serie

con un transformador de enlace en media o alta frecuencia, donde la fuente de alimentación de entrada  $V_1$  puede ser cualquier fuente de CD (batería, panel fotovoltaico, rectificador en línea, celda combustible etc.); la tensión de salida  $V_2$  puede ser un elemento modelado como una fuente de CD que consume o suministre potencia desde o hacia  $V_1$ .

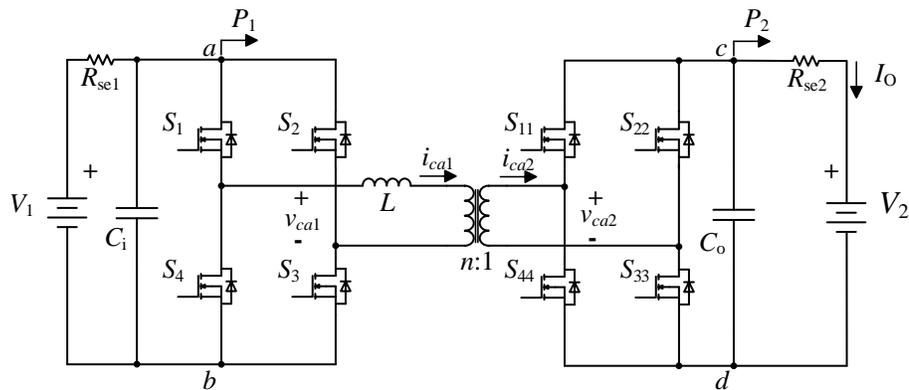


Figura 2. Topología del convertidor *DAB*.

La inductancia de enlace tiene dos funciones principales: como elemento para limitar la cantidad de energía transferida y para lograr las condiciones que permitan la conmutación suave. Los condensadores de entrada y salida  $C_i$  y  $C_o$  son los encargados de mantener el rizo de tensión y filtrar componentes de alta frecuencia, la transferencia de potencia en este convertidor puede lograrse a través de la técnica de desplazamiento de fase (*Phase-Shift*) entre las tensiones generadas por los puentes del convertidor y que son aplicadas a los devanados del transformador.

Las ventajas que ofrece esta topología son: altas densidades de potencia, transferencia bidireccional de potencia, aislamiento galvánico, número reducido de componentes pasivos, posibilidad de operación de conmutación suave e integración de sistemas para almacenamiento energía y/o generación renovable con diferentes niveles de tensión de operación, donde dichos niveles de tensión se logran a través de la relación de vueltas de los devanados del transformador [11 - 15].

### 3. Aplicaciones del convertidor *DAB*

#### 3.1 Aplicaciones en esquemas de transformador de estado sólido

La implementación del convertidor *DAB* en los nuevos esquemas para procesamiento de energía basados en fuentes de generación renovable ha tenido un nicho de oportunidad; un ejemplo de lo anterior es el *SST* [16], el cual se ha considerado como un sistema que presenta una alternativa complementaria de operación a los transformadores de potencia convencionales a frecuencia de línea debido a que ofrece ventajas operativas como flujo bidireccional de potencia, compensación de tensión, compensación de potencia reactiva entre otras más.

La idea básica del *SST* es transformar la tensión con un aislamiento galvánico de media a alta frecuencia, lo cual reduce el volumen y el peso del *SST* en comparación con el transformador a frecuencia de línea convencional. En la Figura 3 se muestra el esquema general de un *SST* con tres etapas de procesamiento de energía. En la primera etapa la tensión de CA a frecuencia de la red eléctrica (50/60 Hz) se transforma en tensión de media frecuencia (en el orden de los kHz y decenas de kHz), para después seguir con una etapa de escalamiento en tensión (elevación/reducción) por el transformador de alta frecuencia. Finalmente en la tercera etapa de procesamiento se obtiene una tensión de magnitud deseada y frecuencia de red para así poder alimentar una carga [17].

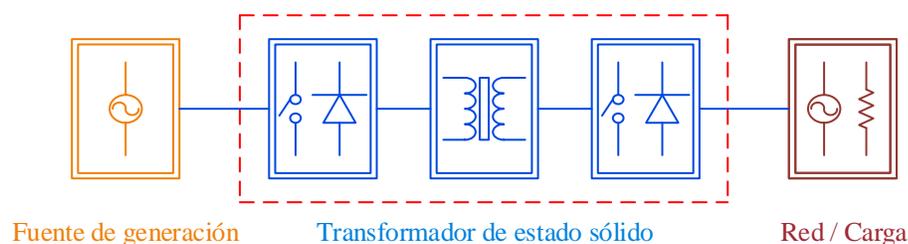


Figura 3. Esquema general del transformador de estado sólido.

En [16] se presenta la implementación del *SST* para una aplicación de transformadores monofásicos de distribución con tensiones de operación de 7.2kV / 120 V a 60 Hz; esta aplicación toma como

base la topología del convertidor *DAB* en sus variantes *CD/CD* y *CA/CA* para la etapa de procesamiento de energía.

La Figura 4 a) muestra una configuración de tres etapas, la primera consta de tres rectificadores que convierten un tercio de la tensión de entrada; la segunda etapa consta de tres convertidores *DAB* en configuración *CD/CD* que transfieren potencia al bus de *CD* de baja tensión; la tercera etapa consta de un inversor monofásico, el cual proporciona tensión de *CA* a frecuencia de red.

La configuración mostrada en la Figura 4 b) emplea el convertidor *DAB* en su variante de *CA*, teniéndose una única etapa de conversión de energía; el inconveniente de esta configuración es que solo controla la potencia activa y carece de un bus de *CD* para poder integrar sistemas de generación renovable en *CD* o almacenamiento de energía.

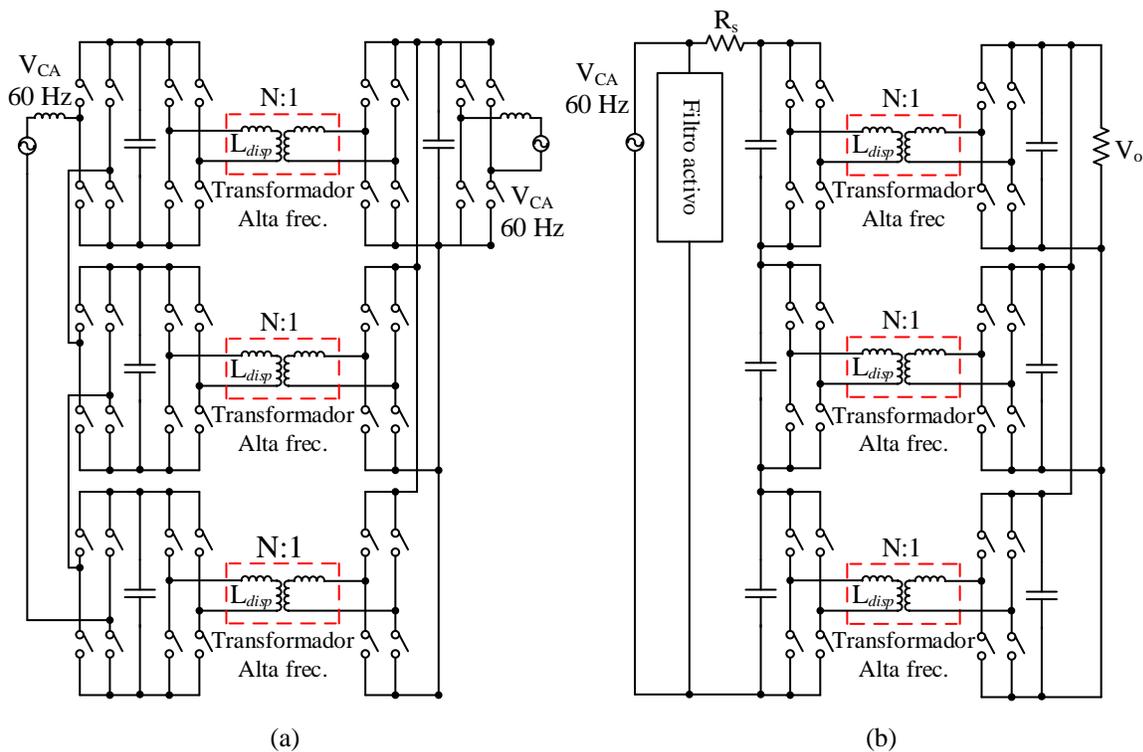


Figura 4. Implementación del SST basado en las dos configuraciones del convertidor *DAB* [16]; a) Configuración *CD/CD* y b) Configuración *CA/CA*.

### 3.2 Aplicación en celdas combustibles

En [18] se presenta el convertidor *TAB* (*Triple-Active-Bridge*) basado en la topología *DAB*, donde se agrega un devanado extra al transformador de media frecuencia, para una aplicación de celdas combustibles y almacenamiento de energía en supercondensador (Figura 5). La idea esencial en esta aplicación es transferir energía desde el puerto de alimentación (celda combustible) hacia los puertos de la carga y almacenamiento (supercondensador), este último capaz de almacenar o gestionar energía hacia la carga. El flujo de potencia se controla mediante el desplazamiento de fase de los tres puertos del sistema y la variación del ciclo útil en el puerto de almacenamiento.

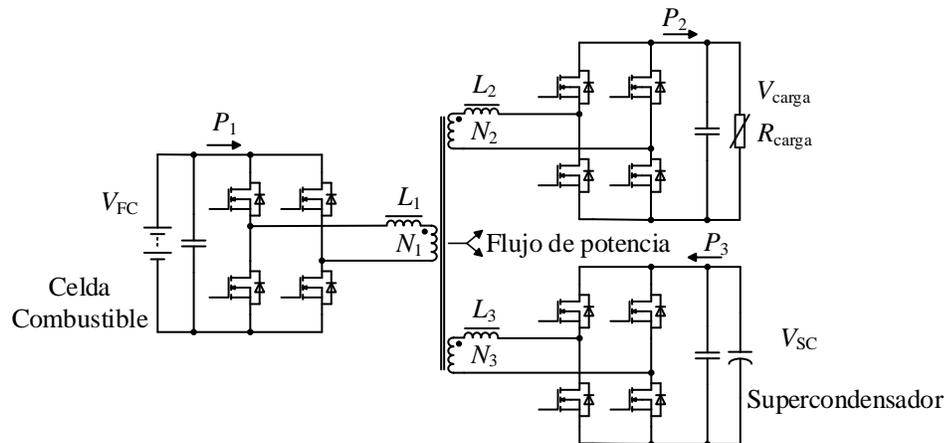


Figura 5. Convertidor TAB para una aplicación de celda combustible y supercondensador [18].

### 3.3 Aplicaciones multipuerto de integración de fuentes de energía renovable

En [19] se discute el convertidor *Multi-Active-Bridge* (*MAB*), donde se incluyen 2 puertos derivados con acoplamiento magnético para integrar sistemas de generación renovable y/o sistemas para almacenamiento de energía. La Figura 6 muestra esta variante del convertidor *DAB*, empleado para una aplicación de *SST* con funciones de acoplamiento a la red eléctrica, sistemas de generación renovable y almacenamiento de energía.

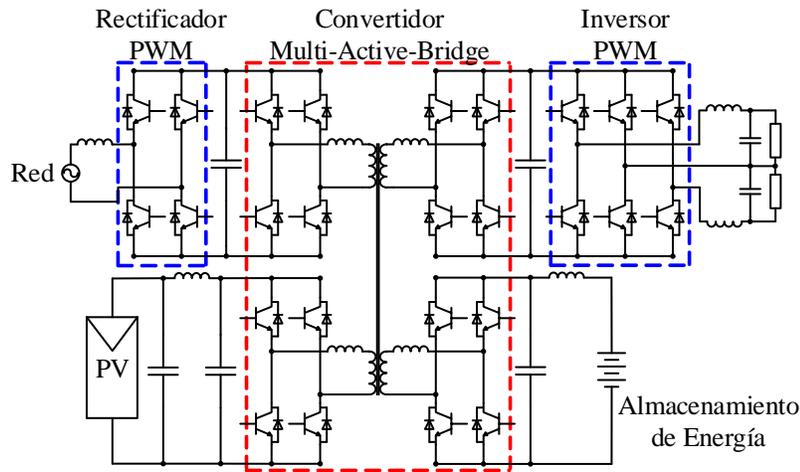


Figura 6. Convertidor MAB para una aplicación de SST [19].

Los trabajos que emplean el convertidor *DAB* lo postulan como una alternativa a la problemática que conlleva la integración de sistemas de generación de energía a partir de fuentes renovables; así como los sistemas de almacenamiento de energía, empleando acoplamiento magnético para los puertos de gestión y almacenamiento en el convertidor. Las aplicaciones más destacadas se presentan en [16], [17] y [19] para la implementación de *SST*, pero sólo en [19] se incorpora un puerto al *SST* con la premisa de almacenar energía y después gestionarla a la carga si ésta lo requiere; para el análisis de transferencia de potencia en el convertidor, el sistema de almacenamiento se considera como una fuente de tensión constante.

En [18] se presenta una topología extendida de tres puertos del convertidor *DAB*, el análisis de la interacción de los tres puertos se realiza enfatizando el hecho de que el flujo de energía es desde el puerto de alimentación (celda combustible) hacia los puertos de carga y almacenamiento. Para la función de almacenamiento de energía en el supercondensador se emplea la técnica de modulación por desplazamiento de fase y de ciclo útil variable.

El almacenamiento de energía en los nuevos esquemas de generación es un aspecto necesario que se ha tratado de solventar de distintas formas mediante baterías, supercondensadores y combinaciones de estas dos tecnologías; sin embargo el análisis de transferencia de potencia en estos sistemas se hace considerando al sistema de almacenamiento como una fuente de tensión constante, y

no se presenta un análisis detallado referente a cómo evoluciona la tensión durante los procesos de carga y descarga, lo cual es un aspecto crítico si se requiere que la gestión de energía sea para una aplicación de respaldo, donde una gestión de energía a potencia constante es un objetivo primordial de operación.

## 4. Objetivo general

El objetivo general de este trabajo de investigación es analizar y desarrollar un sistema de almacenamiento de energía en corriente directa con enlace en media frecuencia basado en el convertidor de doble puente activo *DAB*.

## 5. Alcances y objetivos particulares

- Analizar la estructura CD/CD en media frecuencia del convertidor *DAB* para transferencia de potencia promedio constante.
- Analizar y caracterizar el convertidor para una aplicación de almacenamiento de energía en un supercondensador con un perfil de carga y descarga a potencia promedio constante.
- Construcción de un prototipo experimental.
- Validación de resultados de forma experimental.

El dimensionamiento del prototipo experimental del convertidor *DAB* para la aplicación propuesta en esta investigación contempla una potencia nominal de 500 W y un rango de operación en tensión de 20 V - 55 V del supercondensador para los procesos de almacenamiento y gestión de potencia, este rango de tensión se escoge con base en los parámetros del supercondensador que tiene una tensión máxima de operación de 60 V.

## 6. Organización general del trabajo de tesis

En el Capítulo 1 se analiza la estructura del convertidor *DAB* para transferencia de potencia en estado estable mediante la estrategia de modulación por desplazamiento de fase. Después se analiza la transferencia de potencia para almacenamiento de energía en supercondensador relacionando el nivel de tensión en el puerto del supercondensador con su nivel de energía. Por último, se analiza la estrategia para la etapa de precarga del supercondensador, la cual tiene como objetivo limitar el pico de corriente a través del inductor de enlace y el transformador en función del ciclo de trabajo del puerto de entrada.

En el Capítulo 2 se presenta el diseño del convertidor *DAB* para la aplicación de carga y descarga de un banco de supercondensadores con un valor de capacitancia equivalente de 30 F a una potencia constante de 500 W con una tensión de entrada de 120 V y un rango de tensión de operación del supercondensador de 20 V – 55 V; se describe el dimensionamiento del inductor externo, el cual está en función de la potencia promedio transferida en el convertidor, los niveles de tensión del supercondensador, el tiempo de carga y descarga. Por último, se presenta un análisis para la estimación de pérdidas y eficiencia considerando tres puntos de operación del convertidor en función del nivel de energía almacenada en el supercondensador.

En el capítulo III se presenta una discusión de manera detallada de los resultados de simulación para los distintos casos de operación del sistema, así como los resultados de la evaluación del prototipo experimental del convertidor para la carga y descarga del supercondensador.

En la última sección de este trabajo se presentan las principales conclusiones del desarrollo de este trabajo de investigación, sugerencias para el desarrollo de trabajos futuros bajo el enfoque de la aplicación presentada, la aportación de la investigación y publicaciones derivadas. Se incluyen los distintos anexos para lograr el desarrollo de este trabajo, así como la bibliografía consultada.

# Capítulo 1

---

## Análisis del convertidor de Doble Puente Activo para almacenamiento de energía en supercondensador

---

La topología del convertidor *DAB* utilizada para esta aplicación es la variante CD/CD, cuya estructura presenta un proceso de conversión CD/CD que consta de dos etapas de procesamiento de energía y una etapa de escalamiento en tensión: la primera etapa se presenta en el convertidor de entrada de puente completo el cual se denota como  $VSC_1$ , donde se tiene una etapa de inversión en tensión de media frecuencia; el escalamiento en tensión y aislamiento galvánico mediante el transformador de media frecuencia. Finalmente la segunda etapa es de rectificación activa a través del convertidor de salida  $VSC_2$ .

### 1.1 Principio de operación del convertidor DAB

La Figura 1.1 muestra la topología empleada del convertidor *DAB* para la aplicación de carga y descarga de supercondensador, con una estructura de dos convertidores fuente de tensión de puente completo conformados por cuatro interruptores de potencia cada uno, en este caso MOSFETs.

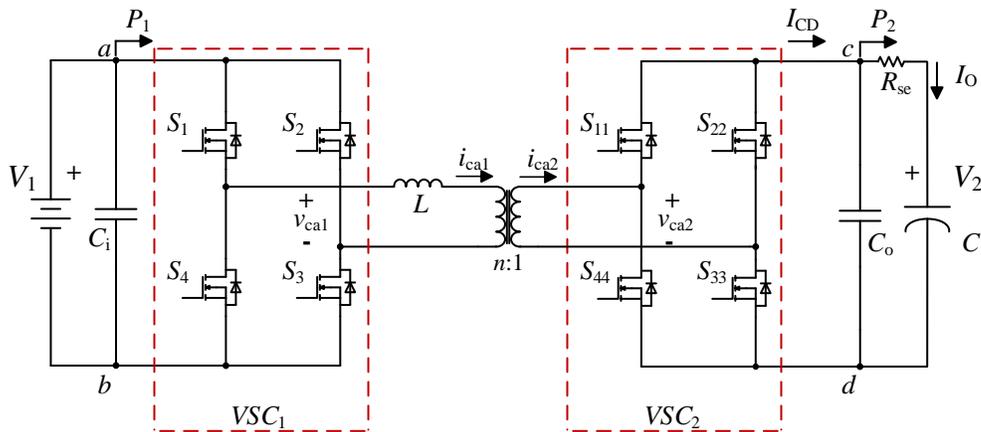


Figura 1. 1 Topología del convertidor *DAB* para una aplicación de almacenamiento de energía en supercondensador.

Los convertidores de puente completo se interconectan a través de un inductor de enlace  $L$  y un transformador de media frecuencia; los condensadores  $C_i$  y  $C_o$  tienen el objetivo de mantener un rizo de tensión reducido y filtrar componentes de alta frecuencia en los puertos de entrada y salida del convertidor. En las terminales de salida del puente del lado secundario del transformador se conecta el supercondensador  $C$ , donde la resistencia  $R_{se}$  representa la resistencia serie equivalente del supercondensador.

Cada puente se controla para generar una señal de tensión cuadrada que en conjunto con la inductancia de enlace y un control de fase entre las señales cuadradas, regula la transferencia de potencia entre los puentes del convertidor. El control de fase mencionado es el esquema de modulación por desplazamiento de fase (*Phase-Shift*), y es el más común para lograr la transferencia de potencia en este convertidor [5]. El esquema de modulación por desplazamiento de fase consta de dos señales cuadradas, trabajando a una frecuencia de conmutación constante y un ciclo de trabajo fijo al 50 %. El desplazamiento entre las tensiones aplicadas a los devanados del transformador de enlace controla directamente la cantidad de corriente que circula a través de  $L$ , regulando así la dirección y cantidad de potencia transferida, donde el flujo de potencia toma la dirección del puente que esté adelantado en fase. La Figura 1.2 muestra las formas de onda características del convertidor *DAB* bajo este esquema de modulación.

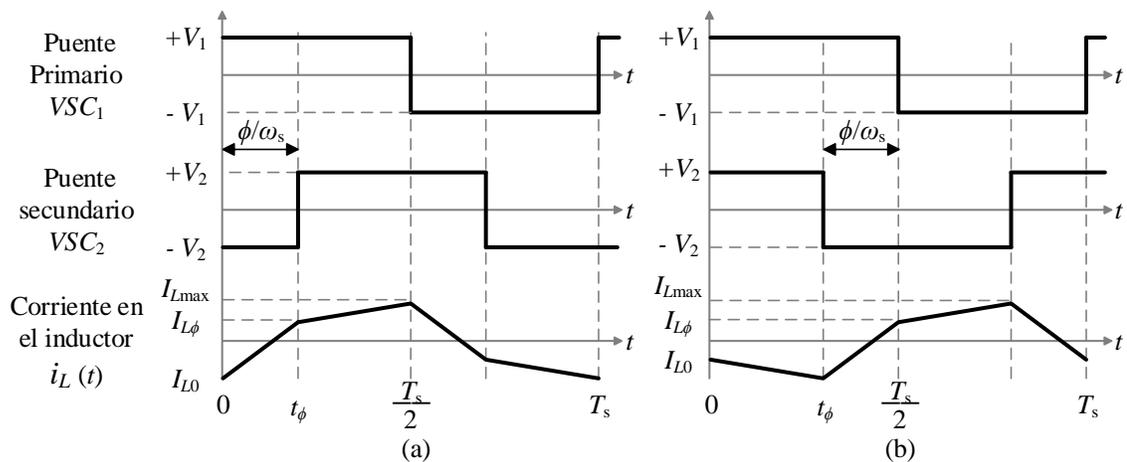


Figura 1. 2. Formas de onda del convertidor *DAB*; a) Transferencia de potencia de *VSC*<sub>1</sub> a *VSC*<sub>2</sub> y b) Transferencia de potencia de *VSC*<sub>2</sub> a *VSC*<sub>1</sub>.

## 1.2 Transferencia de potencia en estado estable

Para plantear el análisis en estado estable del convertidor, los circuitos de puente completo del lado primario y secundario del transformador pueden reemplazarse por el circuito equivalente como fuentes de tensión variantes en el tiempo  $v_{ca1}(t)$  y  $v_{ca2}(t)$  respectivamente. La Figura 1.3 muestra el circuito equivalente donde las fuentes de tensión están interconectadas a través del inductor  $L$ , que representa el arreglo serie equivalente entre la inductancia de enlace y la inductancia de dispersión ( $L_{leak}$ ) propia del transformador; se considera que el valor del inductor externo es significativamente mayor que el valor de la inductancia de dispersión.

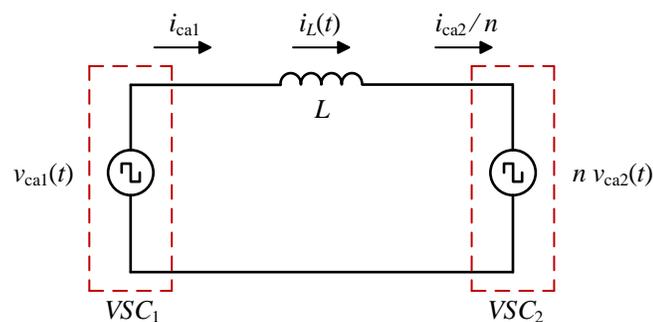


Figura 1. 3. Circuito equivalente del convertidor *DAB*.

Para el análisis del circuito eléctrico equivalente se toman las siguientes consideraciones: la tensión de alimentación  $V_1$  es de valor constante; el supercondensador es lo suficientemente grande en valor, por lo que durante varios periodos de conmutación se considera como una fuente de tensión constante  $V_2$ ; las pérdidas en el circuito al igual que las capacitancias parásitas se desprecian; la inductancia de magnetización equivalente en paralelo se considera mucho mayor que la inductancia de enlace  $L$  por lo que se desprecia su efecto en el análisis; se considera la relación de transformación  $n$  con el objetivo de referir el circuito a uno de los lados del transformador, en este caso se refiere el circuito hacia el lado primario del transformador ( $v_{ca1}$ ).

Las formas de onda características del convertidor en estado estable se muestran en la Figura 1.2 a) y 1.2 b), las cuales representan la transferencia de potencia desde  $v_{ca1}(t)$  hacia  $v_{ca2}(t)$  y desde  $v_{ca2}(t)$  hacia  $v_{ca1}(t)$  respectivamente para la operación en estado estable. Estas fuentes de tensión equivalente alternan valores entre  $\pm V_1$  para  $v_{ca1}(t)$ , y  $\pm V_2$  para  $v_{ca2}(t)$ . La corriente en el inductor  $L$  y los valores de tensión de los puentes del convertidor se repiten cada medio ciclo de conmutación [10-14] [17-20].

$$v_{ca1}(t + T_s / 2) = -v_{ca1}(t) \quad (1.1)$$

$$v_{ca2}(t + T_s / 2) = -v_{ca2}(t) \quad (1.2)$$

$$i_L(t + T_s / 2) = -i_L(t) \quad (1.3)$$

La expresión matemática para transferencia de potencia se deriva de las expresiones de corriente a través del inductor  $L$ . La corriente en el primer semiciclo de conmutación está dada por (1.4) y (1.5); la tensión  $V_2'$  es la tensión del puente del lado secundario del transformador reflejada hacia el lado primario ( $V_2' = nV_2$ ).

$$i_L(t) = I_{L0} + \frac{(V_1 + V_2')}{L}t \quad \forall \quad 0 \leq t \leq t_\phi \quad (1.4)$$

$$i_L(t) = I_{L\phi} + \frac{(V_1 - V_2')}{L}(t - t_1) \quad \forall \quad t_\phi \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (1.5)$$

Dada la simetría de la corriente a través del inductor y considerando  $t_\phi = \phi / \omega_s$  y  $\omega_s = 2\pi f_s$ , donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación de los interruptores del convertidor, se obtienen las expresiones (1.6) y (1.7) que representan en el valor de corriente en los instantes  $t_0$  y  $t_\phi$  respectivamente. El valor de corriente en el instante  $T_s / 2$  es de signo contrario al del instante inicial  $t_0$ ; dicha expresión corresponde al valor máximo de la corriente y se muestra en (1.8), por lo que se aprecia que el desfase entre las fuentes de tensión influye directamente en la magnitud de la corriente a través del inductor.

$$I_{L0} = i_L(t_0) = \frac{(V_2' - V_1)\pi - 2\phi V_2'}{4\pi f_s L} \quad (1.6)$$

$$I_{L\phi} = i_L(t_\phi) = \frac{(V_2' - V_1)\pi + 2\phi V_1}{4\pi f_s L} \quad (1.7)$$

$$I_{L\max} = i_L\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{(V_1 - V_2')\pi + 2\phi V_2'}{4\pi f_s L} \quad (1.8)$$

Las fuentes de tensión  $v_{ca1}(t)$  y la tensión equivalente en el puente secundario  $v_{ca2}(t)$ , son las que suministran o absorben potencia instantánea, la cual se puede calcular mediante las expresiones (1.9) y (1.10);  $i_L'(t) = ni_L(t)$  es la expresión de corriente referida hacia el lado secundario del transformador.

$$p_1(t) = v_{ca1}(t) i_L(t) \quad (1.9)$$

$$p_2(t) = v_{ca2}(t) i_L'(t) \quad (1.10)$$

Con base en la simetría de la forma de onda de la corriente en las terminales de conexión (a,b) y (c,d) del convertidor *DAB* de la Figura 1.1 la potencia activa se calcula mediante (1.11) y (1.12).

$$P_1 = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{\frac{T_s}{2} + t_0} [v_{ca1}(t) \cdot i_L(t)] dt \quad (1.11)$$

$$P_2 = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{\frac{T_s}{2} + t_0} [v_{ca2}(t) \cdot i_L'(t)] dt \quad (1.12)$$

Dado que el análisis del convertidor se realiza despreciando las pérdidas, se observa que idealmente  $P_1 = P_2$ , este resultado se obtiene para un desplazamiento de fase positivo  $0 < \phi < \pi$ , y de manera similar se obtiene para un desplazamiento negativo  $-\pi < \phi < 0$ . Por lo tanto la potencia promedio transferida hacia y desde las terminales  $(a,b)$  y  $(c,d)$  en el rango de  $-\pi < \phi < \pi$  se expresa por:

$$P(\phi) = P_1(\phi) = P_2(\phi) = \frac{V_1 V_2' \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_s L} \quad (1.13)$$

La máxima transferencia de potencia se puede derivar en términos de los parámetros de diseño del convertidor, donde las tensiones  $V_1$  y  $V_2'$ , el inductor  $L$  y la frecuencia de conmutación  $f_s$  son valores constantes, y la potencia máxima transferida en el convertidor es función del desfase  $\phi$ .

Considerando la constante  $K = V_1 V_2' / \pi \omega_s L$ , se obtiene la relación:

$$\frac{P}{K} = \phi (\pi - |\phi|) \quad (1.14)$$

Al evaluar la expresión (1.14) en su máximo se obtiene que la máxima transferencia de potencia promedio se presenta con un desfase  $\phi = \pm\pi/2$ ; evaluando la expresión (1.13) en el punto mencionado se obtiene la condición de potencia máxima para el convertidor *DAB*.

$$P_{Max} = \frac{V_1 V_2'}{8 f_s L} \quad (1.15)$$

Normalizando las expresiones para transferencia de potencia y máxima transferencia se obtiene la expresión (1.16), y a partir de ésta se puede obtener el comportamiento de la transferencia de potencia respecto al desfase, el cual se muestra en la Figura I.4.

$$\frac{P}{P_{Max}} = \frac{4}{\pi^2} \phi (\pi - |\phi|) \quad (1.16)$$

La expresión (1.16) describe el comportamiento de la transferencia de potencia promedio en el convertidor en función del desfase  $\phi$  y presenta un comportamiento cuadrático, lo cual se observa de forma gráfica en la Figura 1.4. Para dos valores distintos de  $\phi$  se tiene el mismo valor de transferencia de potencia, esto aplica para los dos casos de operación de transferencia de potencia promedio: de  $VSC_1$  a  $VSC_2$  y de  $VSC_2$  a  $VSC_1$ .

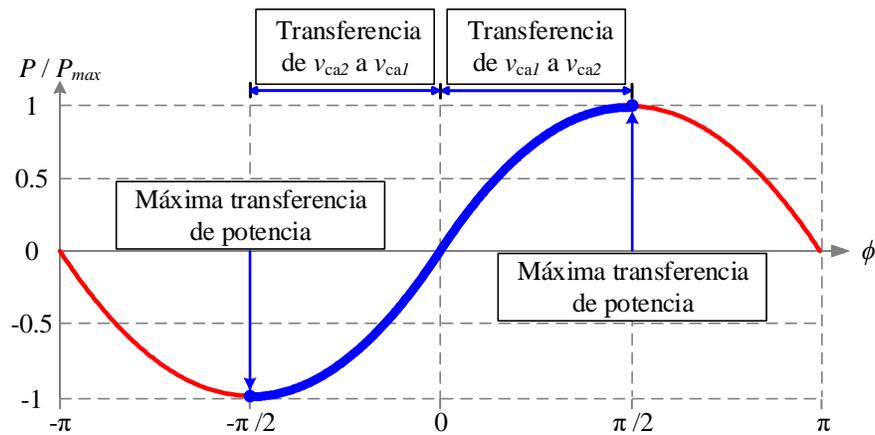


Figura 1. 4. Curva normalizada para transferencia de potencia promedio.

Es conveniente que el rango de transferencia quede limitado por el segmento de color azul con un rango de operación de  $-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2$ ; valores de  $\phi$  fuera de ese rango (segmento rojo, Figura 1.4) se reflejan como un incremento en la corriente a través del inductor de enlace, esto se observa en la Figura 1.5, donde se muestra la corriente pico  $I_{Lmax}$  normalizada, para esto se evalúa (1.8) en su máximo, es decir con un valor de desfase  $\phi = \pi$  y se obtiene:

$$I_{Lmax} |^{\pi} = \frac{V_1}{f_s L} \quad (1.17)$$

Normalizando la  $I_{Lmax}$  respecto a su valor máximo:

$$I_{Lmax}(\phi) = \frac{I_{Lmax}}{I_{Lmax} |^{\pi}} = \frac{\phi}{2\pi} \quad (1.18)$$

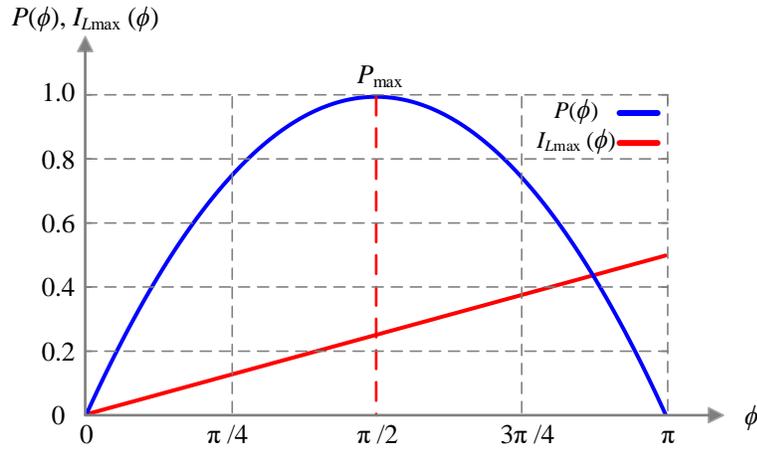


Figura 1. 5. Curva normalizada de la corriente máxima en función del desfaseamiento.

La Figura 1.5 muestra el comportamiento de la corriente  $I_{L\max}$  en función del desfaseamiento  $\phi$  donde se observa que para valores de desfaseamiento mayor a  $\phi = \pi/2$  la corriente empieza a crecer en magnitud pero la transferencia de potencia empieza a disminuir, por esto se enfatiza en acotar el desfaseamiento en el punto de máxima transferencia de potencia promedio en el convertidor.

### 1.3 Análisis de la corriente de salida $I_{CD}$

Como se mencionó, la cantidad de potencia transferida depende directamente de las magnitudes de tensión aplicadas a los devanados del transformador y su desfaseamiento, pero es importante conocer la evolución de la corriente respecto a este parámetro en todo su rango de desfaseamiento. Este comportamiento se describe de manera analítica a través de la corriente de salida del puente secundario  $I_{CD}$  en el convertidor.

Para el análisis de la corriente de salida del puente secundario  $I_{CD}$  se consideran las formas de onda mostradas la Figura 1.6 donde se muestran las corrientes a través del inductor de enlace, los dispositivos de conmutación y la forma de onda característica de la corriente  $I_{CD}$ .

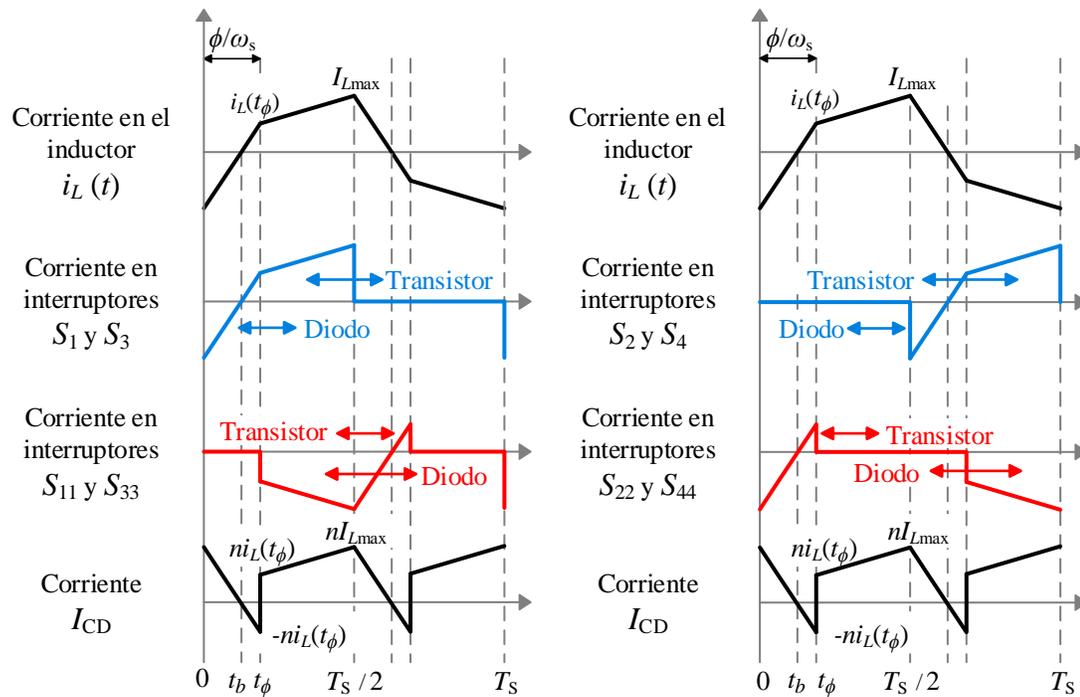


Figura 1. 6. Formas de onda características de corriente a través del inductor, dispositivos de conmutación y corriente de salida  $I_{CD}$ .

Las formas de onda en la Figura 1.6 muestran la corriente que circula a través de los elementos que conforman los dispositivos de conmutación (transistor y diodo), las cuales provienen del análisis de los circuitos equivalentes formados durante los distintos instantes de tiempo durante un ciclo de conmutación; estos circuitos equivalentes se muestran en la Figura 1.7 y se indica la dirección del flujo de corriente enfatizando la trayectoria de ésta a través del diodo y del transistor para cada uno de los interruptores, durante los seis intervalos de tiempo en un periodo de conmutación.

La expresión matemática de la corriente de salida del puente secundario  $i_{CD}(t)$  en el primer semiciclo de conmutación se expresa mediante (1.19) y (1.20).

$$i_{CD}(t) = n \left[ \frac{(V_1 - V'_2)\pi + 2\phi V'_2}{4\pi f_s L} - \frac{(V_1 + V'_2)}{L} t \right] \quad \forall \quad 0 \leq t \leq t_\phi \quad (1.19)$$

$$i_{CD}(t) = n \left[ \frac{(V'_2 - V_1)\pi + 2\phi V'_2}{4\pi f_s L} + \frac{(V_1 - V'_2)}{L} t \right] \quad \forall \quad t_\phi \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (1.20)$$

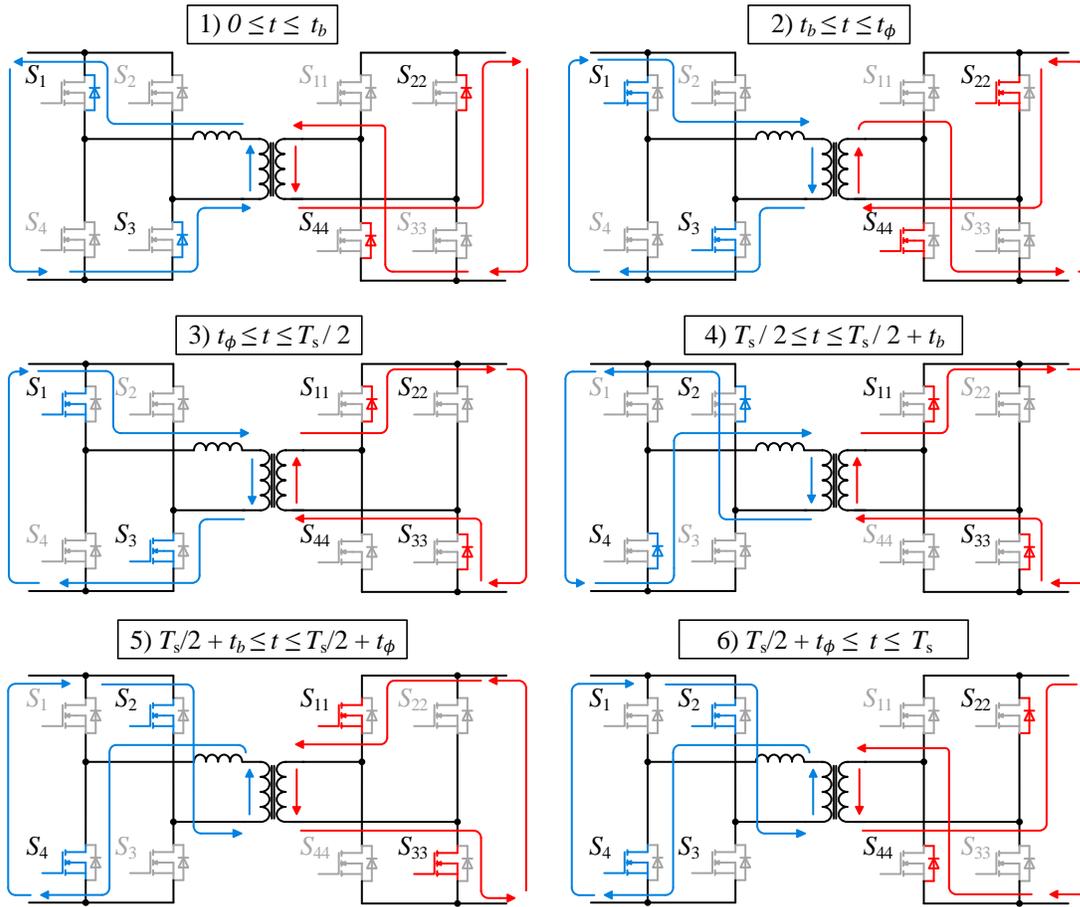


Figura 1. 7. Trayectorias de corriente a través de los dispositivos de conmutación durante los seis intervalos de tiempo en un ciclo de conmutación.

De igual forma la corriente  $i_{CD}$  es simétrica por lo que su valor promedio se obtiene de (1.21).

$$I_{CD} = \frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{T_s+t_0} [i_{CD}(t)] dt \quad (1.21)$$

De un análisis similar para la transferencia de potencia en el rango de desfase  $-\pi < \phi < \pi$

la corriente promedio a la salida del puente secundario se expresa en (1.22).

$$I_{CD} = \frac{nV_1 \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_s L} \quad (1.22)$$

Evaluando (1.22) en su máximo valor respecto al ángulo de desfaseamiento  $\phi$  se obtiene que la corriente máxima de transferencia de potencia en el convertidor se presenta en  $\pi/2$ .

$$I_{CDmax} = \frac{nV_1}{8f_s L} \quad (1.23)$$

Normalizando la expresión de corriente promedio  $I_{CD}$  respecto a la corriente máxima  $I_{CDmax}$  y dado que los parámetros del convertidor  $V_1$ ,  $L$  y  $f_s$  son constantes se obtiene el comportamiento de cómo evoluciona la corriente en función del comando de desfaseamiento  $\phi$ .

$$\frac{I_{CD}}{I_{CDmax}} = \frac{4}{\pi^2} \phi (\pi - |\phi|) \quad (1.24)$$

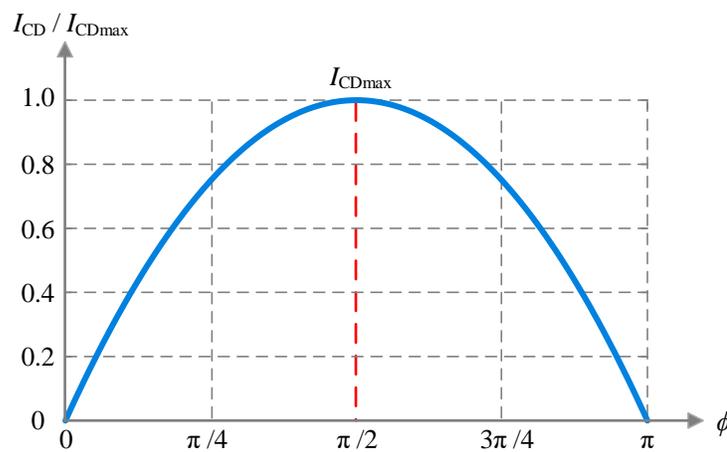


Figura 1. 8. Curva normalizada para de corriente de salida  $I_{CD}$ .

La Figura I.8 describe el comportamiento de la corriente de salida en función de  $\phi$ ; presenta un comportamiento similar a la curva de transferencia de potencia, donde para dos valores distintos

del comando de fase  $\phi$  se obtiene un mismo valor de corriente de salida pero un aumento en la corriente del inductor de enlace como se observa en la Figura 1.5.

## 1.4 Comportamiento de la corriente en el inductor de enlace $L$

La magnitud de la corriente a través del inductor está en función de los parámetros de operación del convertidor  $DAB$ , y dado que las tensiones  $V_1$  y  $V_2$ , el valor del inductor de enlace  $L$  y la frecuencia de conmutación  $f_s$  son parámetros constantes, los valores instantáneos de corriente en  $t_0$ ,  $t_\phi$  y  $T_s/2$  varían en función del desfaseamiento; esto se aprecia en las pendientes de la forma de onda de corriente. Para ejemplificar lo anterior se consideran los siguientes parámetros de operación mostrados en la Tabla 1.1, y se realiza una variación de  $\phi$  para comprobar el incremento en la magnitud de la corriente en el inductor.

Tabla 1. 1. Parámetros de operación.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada, $V_1$	120 V
Tensión de salida, $V_2$	30 V
Inductor, $L$	45 $\mu\text{H}$
Frecuencia de conmutación, $f_s$	25 kHz

La Figura 1.8 muestra las formas de onda características de la corriente  $i_L(t)$  durante medio ciclo de conmutación. Al variar el comando de fase en el convertidor se observa el instante  $t_\phi$  donde la pendiente cambia su valor y presenta una mayor magnitud, por lo que se enfatiza en acotar el desfaseamiento a un valor máximo de  $\phi = \pi/2$ , puesto que para un valor de  $\phi = \pi/3$  y  $\phi = 2\pi/3$  se tiene una corriente mayor  $i_L(t)$  pero con base en las Figuras 1.5 y 1.8 se observa que la potencia transferida y la corriente de salida  $I_{CD}$  es la misma.

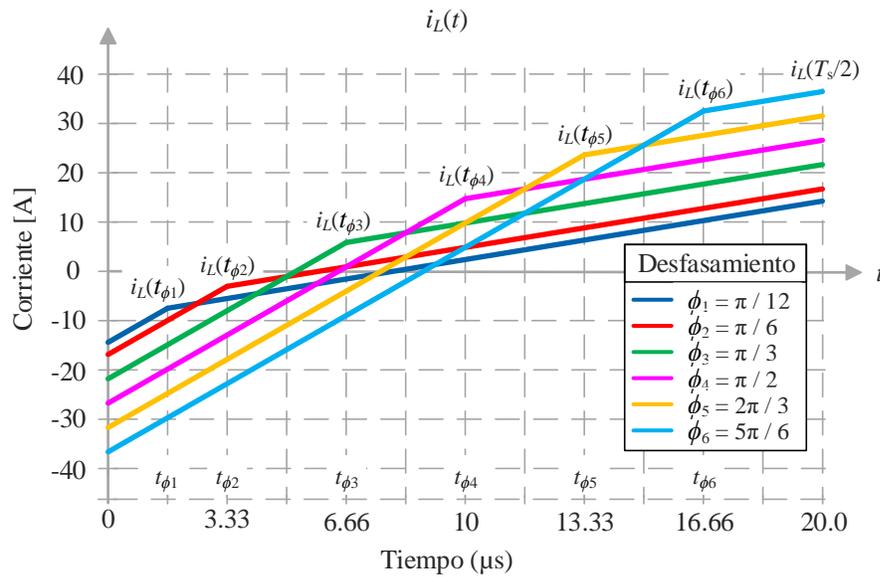


Figura 1. 9. Evolución de la corriente  $i_L(t)$  en función del desfaseamiento  $\phi$ .

Una vez analizado la transferencia de potencia y el comportamiento de la corriente en el convertidor *DAB*, como siguiente punto se debe analizar la transferencia de potencia hacia el supercondensador para almacenamiento de energía con una tasa de transferencia a potencia constante, dicho análisis se discute en la siguiente sección.

## 1.5 Análisis del convertidor *DAB* para almacenamiento de energía en supercondensador

En esta investigación el análisis para carga y descarga del supercondensador está enfocado a inyectar/extraer energía a este elemento a través del convertidor *DAB* basado en un perfil de carga y descarga a potencia constante, en un rango determinado de tensión de operación del supercondensador.

Desde el punto de vista de energía almacenada en el supercondensador, las expresiones en (1.25), muestran la energía almacenada respecto a las tensiones  $V_{c1}$  y  $V_{d1}$ ; las cuales son las tensiones iniciales en los procesos de carga y descarga del supercondensador mientras que las expresiones

en (1.26) describen el nivel de energía respecto a las tensiones finales  $V_{c2}$  y  $V_{d2}$  durante la carga y descarga del supercondensador respectivamente.

$$E_{c1} = \frac{1}{2} C (V_{c1})^2 \quad ; \quad E_{d1} = \frac{1}{2} C (V_{d1})^2 \quad (1.25)$$

$$E_{c2} = \frac{1}{2} C (V_{c2})^2 \quad ; \quad E_{d2} = \frac{1}{2} C (V_{d2})^2 \quad (1.26)$$

El cambio del nivel de energía almacenada en el supercondensador se muestra en la Figura 1.10 y se expresa mediante (1.27) y (1.28) para los procesos de carga y descarga respectivamente.

$$\Delta E_c = \frac{1}{2} C [(V_{c2})^2 - (V_{c1})^2] \quad (1.27)$$

$$\Delta E_d = \frac{1}{2} C [(V_{d1})^2 - (V_{d2})^2] \quad (1.28)$$

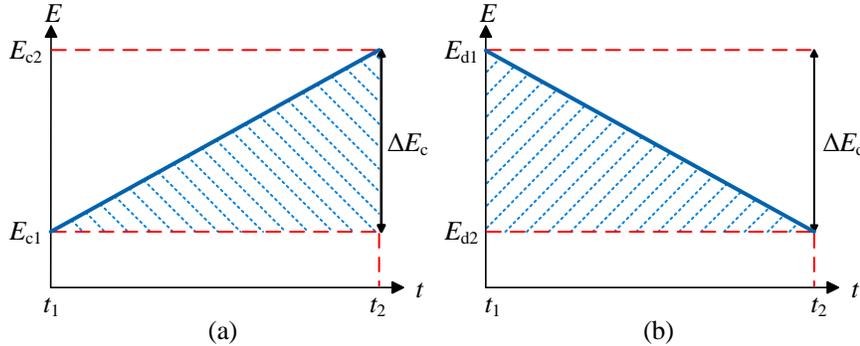


Figura 1. 10. Variación del nivel de energía en el supercondensador; a) Proceso de carga; b) Proceso de descarga.

En la Figura I.9, los perfiles de carga y descarga propuestos corresponden a la variación de energía almacenada descrita por las ecuaciones (1.27) y (1.28) durante el intervalo de descarga  $t$ ; estos perfiles representan las rectas (1.29) y (1.30) con una tasa de transferencia a potencia  $P$  constante durante los procesos de carga ( $Pt$ ) y descarga ( $-Pt$ ).

$$Pt = \Delta E_c = \frac{1}{2} C \left[ (V_{c2})^2 - (V_{c1})^2 \right] \quad (1.29)$$

$$-Pt = \Delta E_d = \frac{1}{2} C \left[ (V_{d1})^2 - (V_{d2})^2 \right] \quad (1.30)$$

De (1.29) se desea que los parámetros de potencia en el convertidor como la tensión de entrada y el valor del supercondensador sean constantes, por lo que la tensión de salida evolucionará de acuerdo al nivel de energía almacenada en el supercondensador.

$$(V_{c2})^2 = \frac{2Pt}{C} + (V_{c1})^2 \quad (1.31)$$

Considerando la tensión nominal  $V_{c1} = V_{sc}$  y  $V_{c2} = v_2(t)$  se obtiene la expresión (1.32) que muestra el comportamiento de la tensión en el supercondensador durante el proceso de carga, donde  $V_{sc}$  es la tensión inicial mínima del supercondensador,  $P$  es la potencia a transferir y  $C$  es la capacitancia del supercondensador.

$$v_2(t) = \sqrt{(V_{sc})^2 + \frac{2Pt}{C}} \quad (1.32)$$

De un análisis similar se deriva la expresión (1.33) que describe el comportamiento para el proceso de descarga y ahora  $V_{scd}$  es la tensión mínima nominal del supercondensador para la inyección de energía hacia el convertidor.

$$v_2(t) = \sqrt{(V_{scd})^2 - \frac{2Pt}{C}} \quad (1.33)$$

La tensión en el supercondensador es la tensión de salida del convertidor *DAB*, y para lograr transferir una cantidad de potencia se debe variar el ángulo  $\phi$ . De la expresión (1.13) e introduciendo la variación de la tensión de salida se puede calcular el ángulo para controlar el proceso de carga y descarga con los perfiles propuestos para una transferencia de potencia constante a través de (1.34), donde un signo positivo indica inyección de potencia hacia el supercondensador y un signo negativo indica extracción de potencia en el supercondensador.

$$\phi(t) = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_s LP}{n v_2(t) V_1}} \right] \quad (1.34)$$

De la expresión (1.34) se observa el valor de desfase  $\phi$  debe actualizarse conforme el nivel de tensión en el supercondensador vaya incrementando o disminuyendo para lograr el objetivo de una transferencia de potencia constante en el rango de tensión de operación del supercondensador.

## I.6 Etapa de precarga del supercondensador

Debido a la dinámica propia del supercondensador y como se planteó el análisis para la transferencia de potencia promedio de forma constante en el convertidor hacia y desde este elemento, debe de considerarse una estrategia adecuada para alcanzar el nivel de tensión mínimo en el cual se inicia la operación del sistema e iniciar el proceso de carga a potencia constante en el supercondensador.

El punto crítico a considerar es el pico de corriente que se presenta en el convertidor en condiciones de carga nula en el supercondensador, debido a que este se refleja como un corto circuito, siendo el inductor de enlace  $L$  el único elemento para limitar la magnitud de dicho transitorio de corriente.

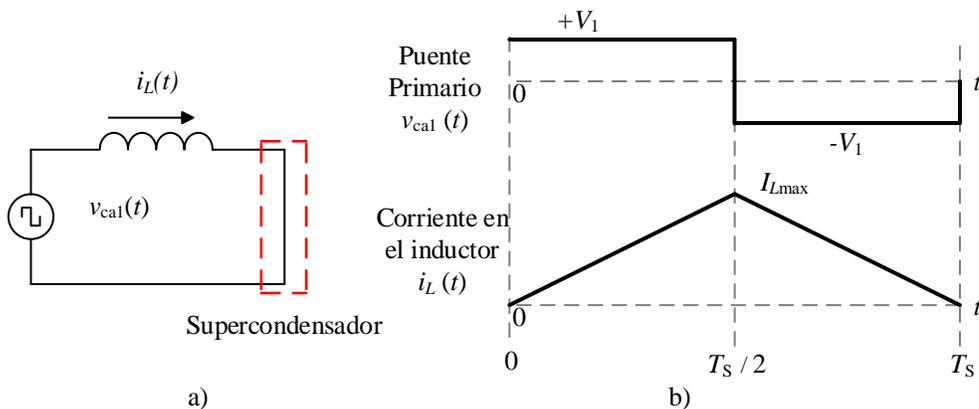


Figura 1. 11. Circuito equivalente y formas de onda en condiciones iniciales cero.

La Figura 1.11 muestra en a) el circuito equivalente y en b) las formas de onda del transitorio durante un periodo de conmutación en condiciones iniciales con descarga completa en el supercondensador. De las formas de onda es posible determinar el valor máximo de dicho transitorio mediante la expresión (1.35), el cual se presenta en el primer ciclo de conmutación.

$$I_{L_{\max}} = \frac{T_s}{2L} V_1 \quad (1.35)$$

Una estrategia adecuada para limitar el pico de corriente durante el encendido del convertidor es realizar un proceso de precarga [22], el cual consiste en variar el ciclo de trabajo del puente de entrada mientras los interruptores del circuito de puente completo del lado secundario del transformador se apagan, dejando operar en forma libre los diodos de libre circulación trabajando como un puente rectificador convencional. El proceso de precarga se conoce como procedimiento de *arranque suave* y la Figura 1.11 muestra el circuito equivalente durante la etapa de precarga, que consta de un circuito de puente completo en lado primario del transformador y un puente rectificador en el lado secundario del transformador.

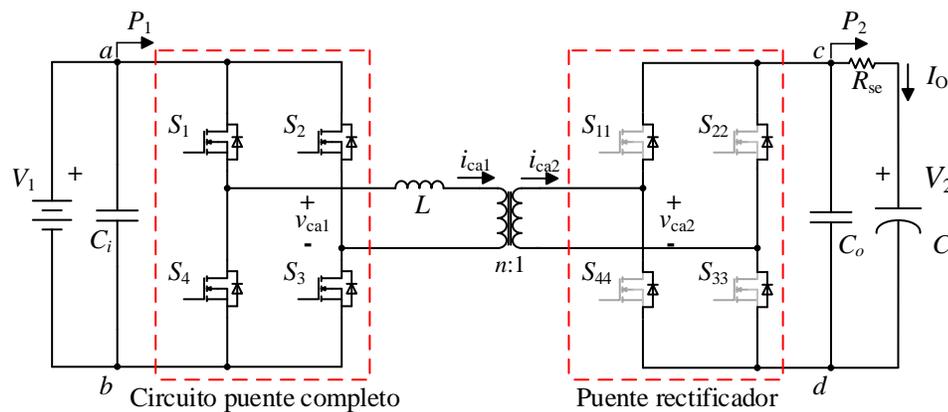


Figura 1. 12. Esquema del circuito para la etapa de precarga.

La expresión que describe la magnitud del pico máximo de corriente en función del ciclo de trabajo durante dicho proceso se muestra en (1.36), que se deriva de las formas de onda características

durante el transitorio de corriente mostradas en la Figura 1.12.

$$I'_{Lmax} = \frac{DT_s}{2L} V_1 \quad (1.36)$$

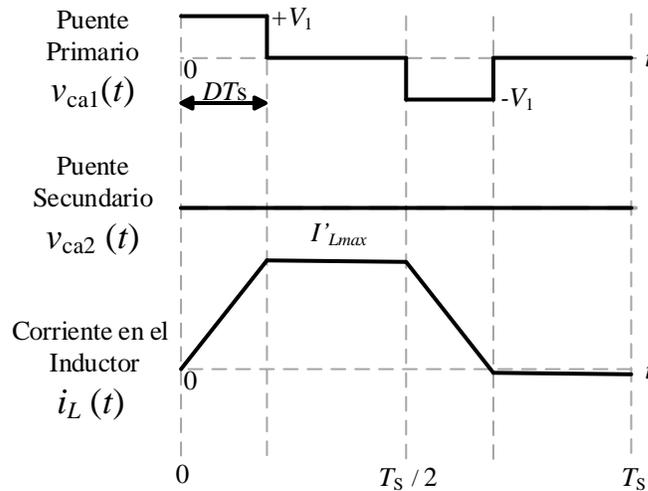


Figura 1. 13. Formas de onda durante el proceso de precarga.

El transitorio de corriente mostrado en la Figura 1.12 contempla sólo el primer ciclo de conmutación para visualizar su efecto, donde se presenta una componente de CD en la corriente a través del inductor que irá desapareciendo (su valor promedio sea cero) hasta que se estabilice conforme vaya cargándose el supercondensador debido a la respuesta natural del sistema  $RLC$  que se forma durante este modo de operación, donde la inductancia dominante de este sistema será la equivalente entre la inductancia de dispersión del transformador y el inductor externo.

## Capítulo 2

---

### Diseño y construcción del convertidor de Doble Puente Activo

---

En el diseño del convertidor *DAB* se deben de considerar dos aspectos fundamentales para la correcta operación del convertidor: el tiempo de operación para los procesos de carga y descarga del supercondensador  $C$  y el dimensionamiento del inductor de enlace  $L$ . En particular éste último es de gran relevancia puesto que de los análisis previos se deriva que la transferencia de potencia en el convertidor depende del valor de  $L$ , la frecuencia de conmutación, de las tensiones del convertidor y el ángulo de desfase entre los puentes del convertidor, así como el rango de operación de éste.

#### **2.1 Estimación del tiempo de carga y descarga**

Partiendo de los perfiles de carga y descarga mostrados en el Capítulo 1 en la Figura 1.9 con una tasa de transferencia a potencia constante, se puede derivar una expresión para determinar el tiempo de inyección y extracción de potencia en el supercondensador dentro del rango de tensión de operación. Este lapso determina el tiempo en alcanzar el nivel máximo de tensión durante la carga y el tiempo de extracción de potencia antes de alcanzar la tensión mínima durante la descarga.

Tomando como base la expresión (I.28) referente al nivel de energía almacenada en el supercondensador para su proceso de descarga y considerando el valor absoluto de la recta  $-Pt$ , se obtienen las expresiones (2.1) y (2.2), donde  $a_d = V_{d1} / V_{d2}$  es la proporción de descarga del supercondensador referente a su tensión máxima nominal para transferir potencia desde este elemento hacia el convertidor, y  $T_d$  es el tiempo que dura el proceso.

$$|\Delta E_d| = Pt|_{t=T_d} = \frac{1}{2}C \left[ V_{d1}^2 - \left( \frac{V_{d1}}{a_d} \right)^2 \right] \quad (2.1)$$

$$PT_d = \frac{1}{2}CV_{d1}^2 \left( 1 - \frac{1}{a_d^2} \right) \quad (2.2)$$

De (2.2) se puede derivar la relación de descarga  $a_d$  en función de los parámetros de diseño del convertidor como la potencia nominal del sistema  $P$ , tensión nominal del puente secundario  $V_{d1}$  y de la capacitancia  $C$  del supercondensador.

$$a_d = \sqrt{\frac{CV_{d1}^2}{CV_{d1}^2 - 2PT_d}} \quad (2.3)$$

La relación de descarga  $a_d$  queda acotada por la restricción (2.4).

$$CV_{d1}^2 > 2PT_d \quad (2.4)$$

El tiempo de operación del convertidor para gestionar energía desde el supercondensador hacia el convertidor con una transferencia a potencia constante queda acotado por (2.5).

$$T_d < \frac{CV_{d1}^2}{2P} \quad (2.5)$$

Para estimar ahora el tiempo de carga  $T_c$  desde una tensión inicial  $V_{c1}$  se sigue de un análisis similar tomando como base la expresión (I.28) y la relación  $a_c = V_{c1} / V_{c2}$ , donde  $a_c$  es la proporción de tensión del supercondensador. El nivel de energía durante este proceso se reescribe como:

$$PT_c = \frac{1}{2}CV_{c1}^2(a_c^2 - 1) \quad (2.6)$$

La proporción de carga  $a_c$  en términos de los parámetros de operación se expresa como (2.7).

$$a_c = \sqrt{\frac{CV_{c1}^2 + 2PT_c}{CV_{c1}^2}} \quad (2.7)$$

La expresión que describe a la proporción de carga  $a_c$  a diferencia de  $a_d$ , no presenta una restricción en su denominador para su solución real impuesta por los parámetros de operación, en este caso la tensión y la potencia de operación. Por lo tanto el tiempo de carga quedará limitado específicamente por la expresión (2.8), donde  $\Delta V_c^2 = V_{c2}^2 - V_{c1}^2$  y se observa que el lapso de carga depende únicamente de las tensiones máxima y mínima de operación del supercondensador.

$$T_c = \frac{C\Delta V_c^2}{2P} \quad (2.8)$$

Para verificar y visualizar la evolución de tensión en el supercondensador con un perfil de gestión de energía a potencia constante, se realizan las siguientes estimaciones de tiempo de gestión de potencia considerando los parámetros de operación de la Tabla 2.1.

Tabla 2. 1. Parámetros de operación del convertidor.

Parámetro	Valor
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión de entrada, $V_1$	120 V
Tensión máxima de operación del supercondensador, $V_{d1}$	55 V
Tensión mínima de operación del supercondensador, $V_{c1}$	20 V
Relación de transformación, $n$	2.18
Frecuencia de conmutación, $f_s$	25 kHz
Supercondensador, $C$	30 F

Los tiempos máximos de descarga  $T_d$  donde la tensión del supercondensador es cero para una potencia de 100 W, 300 W, 500 W y 750 W se obtienen de (2.5).

$$T_{d1} = \frac{CV_{d1}^2}{2P_1} = \frac{(30)(55)^2}{2(100)} = 453.75 \text{ s} \quad (2.9)$$

$$T_{d2} = \frac{CV_{d1}^2}{2P_2} = \frac{(30)(55)^2}{2(300)} = 151.25 \text{ s} \quad (2.10)$$

$$T_{d3} = \frac{CV_{d1}^2}{2P_3} = \frac{(30)(55)^2}{2(500)} = 90.75 \text{ s} \quad (2.11)$$

$$T_{d4} = \frac{CV_{d1}^2}{2P_4} = \frac{(30)(55)^2}{2(750)} = 60.50 \text{ s} \quad (2.12)$$

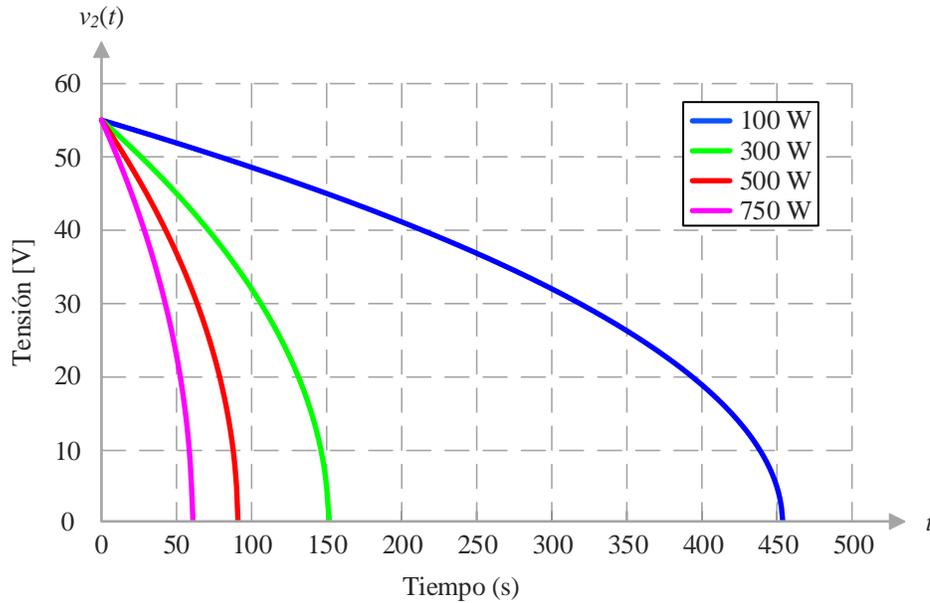


Figura 2. 1. Evolución de tensión en el condensador  $v_2(t)$  durante la descarga.

Los tiempos de carga  $T_c$  donde la tensión del supercondensador alcanza su valor máximo nominal para una potencia de 100 W, 300 W, 500 W y 750 W, se obtienen de (2.8) considerando una tensión inicial  $V_{c1} = 20 \text{ V}$ .

$$T_{c1} = \frac{C \Delta V_c^2}{2P_1} = \frac{(30) [(55)^2 - (20)^2]}{2(100)} = 393.75 \text{ s} \quad (2.13)$$

$$T_{c2} = \frac{C \Delta V_c^2}{2P_2} = \frac{(30) [(55)^2 - (20)^2]}{2(300)} = 131.25 \text{ s} \quad (2.14)$$

$$T_{c3} = \frac{C \Delta V_c^2}{2P_3} = \frac{(30 \text{ F}) [(55)^2 - (20)^2]}{2(500)} = 78.75 \text{ s} \quad (2.15)$$

$$T_{c4} = \frac{C \Delta V_c^2}{2P_4} = \frac{(30) [(55)^2 - (20)^2]}{2(750)} = 52.50 \text{ s} \quad (2.16)$$

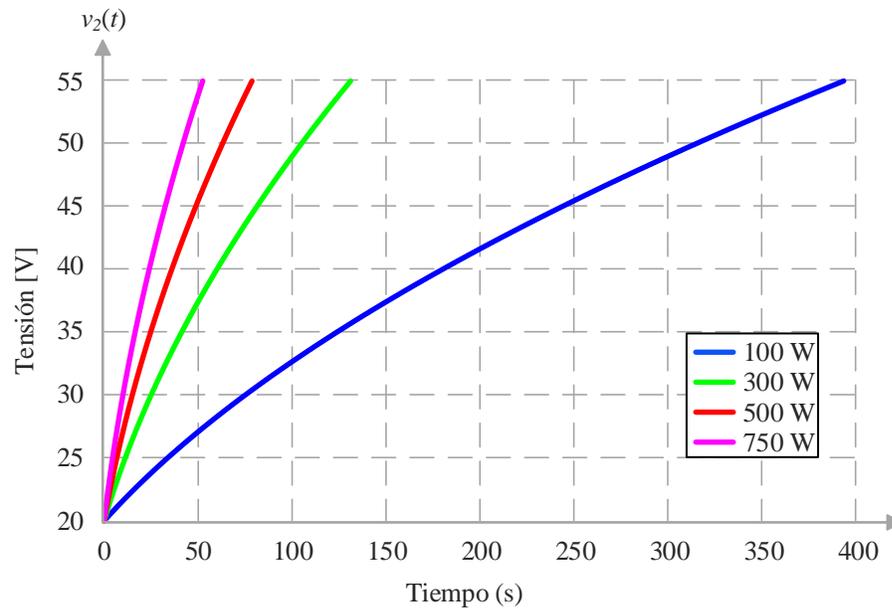


Figura 2. 2. Evolución de tensión en el condensador  $v_2(t)$  durante la carga.

Las Figuras 2.1 y 2.2 muestran la evolución de la tensión para los procesos de descarga y carga respectivamente, donde se valida analíticamente el tiempo máximo de descarga así como el tiempo en que tarda en alcanzar su tensión nominal, esto con base en las ecuaciones que describen los modos de operación a potencia constante.

De los resultados presentados en las Figuras 2.1 y 2.2 se debe considerar la tensión mínima de operación, la cual es un aspecto crítico durante los modos de operación para la gestión de energía, dado que conforme la tensión en el supercondensador sea menor, la corriente que se extrae será mayor para poder mantener el perfil de potencia constante; lo anterior puede ser un problema para los niveles de corriente que deben ser capaces de soportar los elementos del convertidor. Por lo tanto es necesario acotar la tensión mínima de operación.

Por otro lado la mayor cantidad de energía está almacenada en los mayores niveles de tensión, por lo que el remanente de energía es mínimo en tensiones menores a la tensión mínima nominal. Lo anterior se observa en la Figura 2.3 donde se muestran los niveles de energía en función de la tensión de operación, así como la variación de energía almacenada para el rango de tensión de operación. Cabe mencionar que para la tensión mínima de operación se tiene el 13 % de la energía almacenada por lo cual a menores tensiones la energía almacenada en el supercondensador disminuye de forma cuadrática debido a la relación que presenta con la tensión.

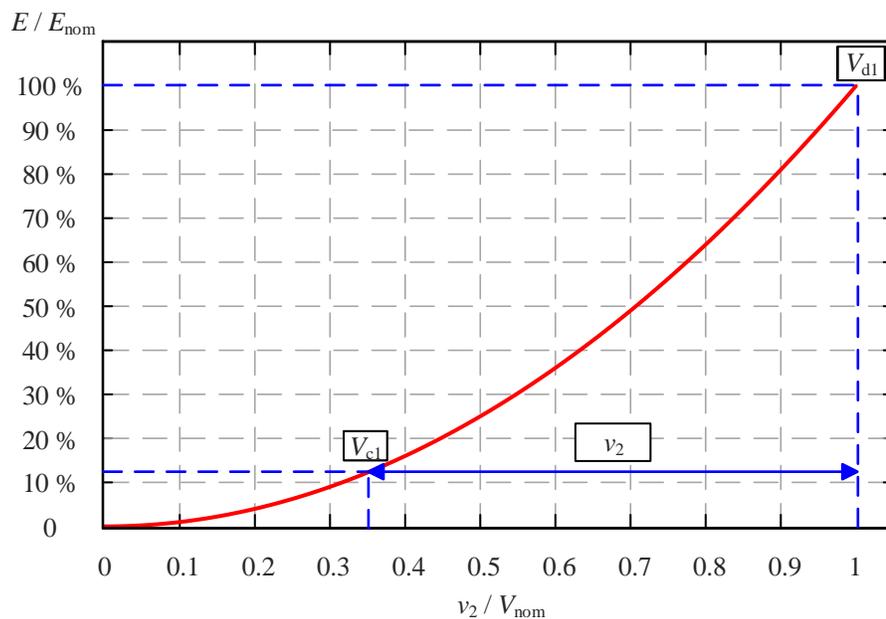


Figura 2. 3. Curva normalizada de energía almacenada en función del nivel de tensión de operación.

## 2.2 Dimensionamiento del inductor de enlace $L$

El inductor de enlace  $L$  en términos de diseño del convertidor es un parámetro crítico para la correcta operación del sistemas, puesto que a través de este elemento en conjunto con el comando de fase  $\phi$  entre las tensiones generadas por los puentes del convertidor se establecen las condiciones para la transferencia de potencia de forma bidireccional en el convertidor  $DAB$ . Para la aplicación de gestión de energía desde y hacia el supercondensador, el valor del inductor debe ser capaz de transferir el valor de potencia nominal  $P$  mientras la tensión del supercondensador evoluciona en el proceso. Como se mencionó en la sección 1.5, para mantener el flujo de potencia promedio constante  $P$  es necesario que el valor de desfaseamiento  $\phi$  modifique su valor conforme el supercondensador se carga o descarga de acuerdo a la relación que presentan la tensión y el desfaseamiento  $\phi$  en la expresión (1.32).

$$\phi(t) = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_s LP}{n v_2(t) V_1}} \right] \quad (1.32)$$

Considerando (1.32) la relación que existe entre las variables involucradas para la gestión de potencia, existe una restricción para satisfacer la solución real de (1.32) teniendo como cota máxima un valor de  $\phi = \pi / 2$ , y el valor del inductor está acotado por la desigualdad (2.17).

$$1 \geq \frac{8f_s LP}{n v_2(t) V_1} \quad (2.17)$$

La tensión  $v_2(t)$  es la tensión del puente secundario en el convertidor  $DAB$ , recordando que su evolución a lo largo de los procesos de carga y descarga será impuesta por la dinámica de evolución de tensión en el supercondensador. Dado que la potencia transferida  $P$ , la frecuencia de conmutación  $f_s$ , la tensión de entrada  $V_1$  y la relación de transformación  $n$  del transformador son parámetros constantes, el valor del inductor se obtiene de (2.18).

$$L \leq \frac{n v_2(t) V_1}{8f_s P} \quad (2.18)$$

Este resultado garantiza la transferencia de potencia en el caso crítico de operación, esto es cuando la tensión en el supercondensador ha alcanzado el valor mínimo del rango de operación y el desfaseamiento es máximo ( $\pi / 2$ ) para lograr transferir la potencia nominal  $P$  en el convertidor. El valor máximo del inductor se obtiene a partir de (2.18) evaluada en el nivel mínimo de tensión en el supercondensador  $v_2(t) = V_{c1} = V_{d2}$ .

$$L_{\max} \leq \frac{nV_{c1}V_1}{8f_s P} \quad (2.19)$$

Este resultado garantiza la solución real de la expresión (1.32), por lo que el ángulo de desfaseamiento necesario para transferir la potencia nominal  $P$  en términos de  $L_{\max}$  cuando la tensión en supercondensador alcanza su nivel máximo nominal  $v_2(t) = V_{d1} = V_{c2}$ , se expresa como:

$$\phi_{\min} = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8f_s L_{\max} P}{nV_{d1} V_1}} \right] \quad (2.20)$$

Para verificar el comportamiento del ángulo de fase respecto al valor del inductor, se consideran los parámetros de la Tabla 2.1 para dimensionar los valores máximos del inductor de enlace  $L$  y los valores mínimos de desfaseamiento, con diferentes valores de potencia en el convertidor.

Los valores máximos de inductancia para distintos perfiles de potencia:  $P_1 = 300$  W,  $P_2 = 500$  W y  $P_3 = 750$  W, se calculan a partir de (2.19).

$$L_{\max 1} = \frac{nV_{c1}V_1}{8f_s P_1} = \frac{(2.18)(20)(120)}{8(25 \times 10^3)(300)} = 87.20 \mu\text{H} \quad (2.21)$$

$$L_{\max 2} = \frac{nV_{c1}V_1}{8f_s P_2} = \frac{(2.18)(20)(120)}{8(25 \times 10^3)(500)} = 52.32 \mu\text{H} \quad (2.22)$$

$$L_{\max 3} = \frac{nV_{c1}V_1}{8f_s P_3} = \frac{(2.18)(20)(120)}{8(25 \times 10^3)(750)} = 34.88 \mu\text{H} \quad (2.23)$$

Los valores mínimos de desfaseamiento para estos valores de  $L$  cuando la tensión en el supercondensador es máxima, para distintos perfiles de potencia, se calculan con base en (2.20).

$$\phi_{\min 1} = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8(25 \times 10^3)(87.20 \times 10^{-6})(300)}{(2.18)(55)(120)}} \right] = \pm 0.3177 \text{ rad} = \pm 18.2042^\circ \quad (2.24)$$

$$\phi_{\min 2} = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8(25 \times 10^3)(52.32 \times 10^{-6})(500)}{(2.18)(55)(120)}} \right] = \pm 0.3177 \text{ rad} = \pm 18.2042^\circ \quad (2.25)$$

$$\phi_{\min 3} = \pm \left( \frac{\pi}{2} \right) \left[ 1 - \sqrt{1 - \frac{8(25 \times 10^3)(34.88 \times 10^{-6})(750)}{(2.18)(55)(120)}} \right] = \pm 0.3177 \text{ rad} = \pm 18.2042^\circ \quad (2.26)$$

El desfaseamiento para cuando se trabaja bajo las condiciones nominales del convertidor convergen al mismo valor de  $\phi$ , por lo que los parámetros de dimensionamiento críticos serán la potencia a transferir y el nivel mínimo de tensión.

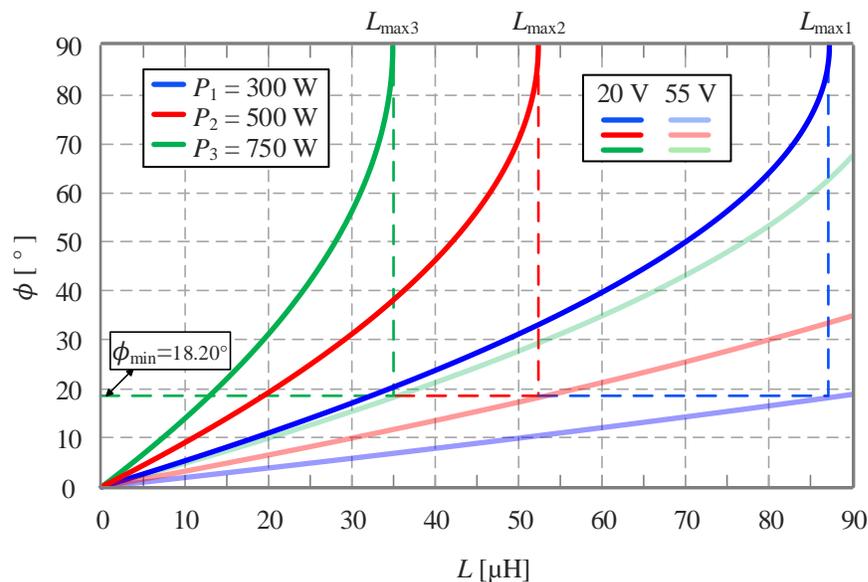


Figura 2. 4. Rango del inductor  $L$  respecto al desfaseamiento  $\phi$ .

En la Figura 2.4 se muestra el valor del inductor necesario en función de las tensiones mínimas y máximas nominales de operación ( $V_{1c}$  y  $V_{1d}$ , respectivamente) proponiendo un rango de desfaseamiento para los procesos de gestión de potencia promedio en el convertidor.

De los análisis de transferencia de potencia promedio y del comportamiento de la corriente en el convertidor es conveniente proponer un ángulo de desfase menor a  $\pi/2$  cuando se trabaje en el caso crítico de tensión, esto debido a la relación que existe entre  $\phi$  y  $L$ .

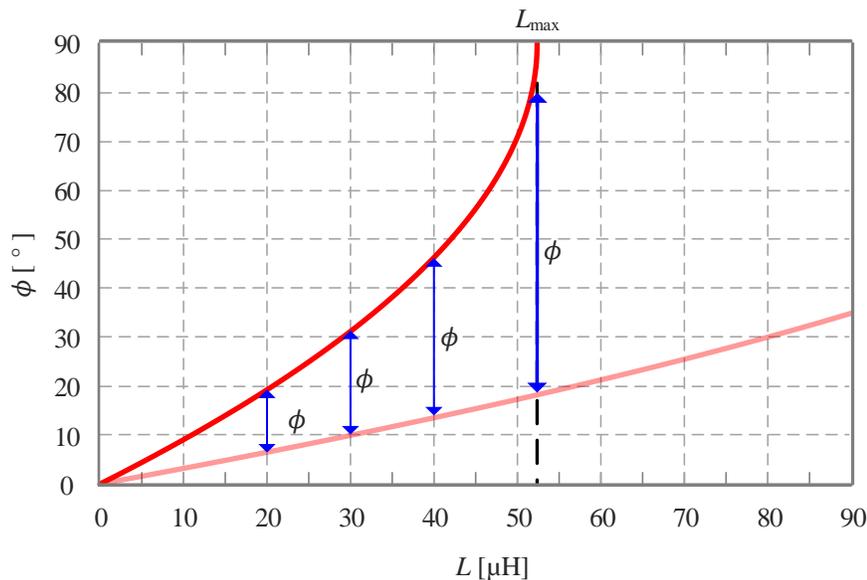


Figura 2. 5. Rango de  $\phi$  para un inductor seleccionado a 500 W.

En la Figura 2.5 se observa la variación de rango de desfase respecto a  $L$ . Al elegir un inductor de valor reducido se tiene como consecuencia un menor rango de operación de  $\phi$ , lo cual repercute en una capacidad menor de potencia transferida en el convertidor *DAB*.

## 2.3 Condensadores de entrada y salida $C_i$ y $C_o$

Los condensadores  $C_i$  y  $C_o$  tienen el objetivo de mantener un rizo de tensión reducido y filtrar componentes de alta frecuencia en los puertos de entrada y salida del convertidor, además el supercondensador no necesariamente tiene un desempeño adecuado ante componentes de alta frecuencia debido a la inductancia del cableado que pueda insertarse. Dado que el convertidor trabaja como reductor durante la carga y como elevador durante la descarga el condensador de salida  $C_o$  se vuelve crítico ya que éste deberá ser capaz de mantener el rizo de tensión cuando la corriente en

el puerto de entrada sea máxima.

El cálculo numérico de estos elementos del convertidor se detalla en el Anexo 3, donde para mantener un rizo de tensión del 1% en el caso crítico de operación se requiere de un condensador de 528  $\mu\text{F}$  para el nivel crítico de operación. En la práctica los condensadores de entrada y salida pueden obtenerse de un arreglo de distintas tecnologías de condensadores (Electrolíticos, películas MKP entre otros), así como de valores. En esta ocasión se selecciona un valor de condensadores de entrada y salida  $C_i$  y  $C_o$  de 1200  $\mu\text{F}$  para minimizar las componentes de alta frecuencia en la fuente de entrada y en el supercondensador.

## 2.4 Operación del convertidor *DAB*

Una vez estudiados los elementos críticos del convertidor *DAB* se procede a verificar de manera analítica el comportamiento de la corriente en el inductor con base en la expresión (1.8) para después corroborar mediante una simulación del convertidor *DAB* en los casos de operación de carga y descarga, con el objetivo de verificar los esfuerzos máximos de corriente y tensión que se requieren para la selección de semiconductores y el diseño magnético del inductor de enlace  $L$  y el transformador de media frecuencia; se consideran los parámetros de la Tabla 2.1, los valores de condensadores de entrada y salida seleccionados en la sección anterior y el circuito de la Figura 2.6.

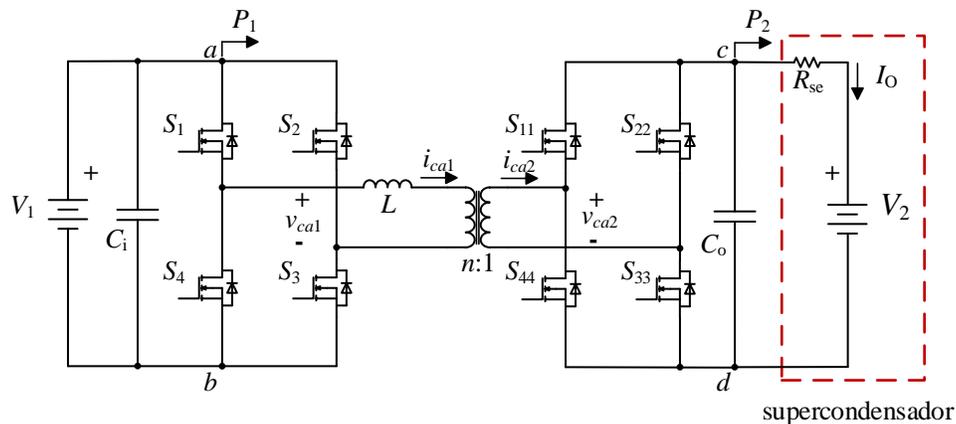


Figura 2. 6. Circuito de simulación del convertidor *DAB*.

El valor del inductor se selecciona con base en la metodología que se estudió previamente, proponiendo un rango de desfase de  $\pi/12 \leq \phi \leq \pi/3$  para la operación del convertidor; evaluando este rango en la expresión (1.13) en el caso crítico de operación se tiene un valor máximo de  $L$  de:

$$L_{\max} = \frac{V_1 n V_2 \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_s P} = \frac{(120)(2.18)(20)(\pi/12)(\pi - |\pi/12|)}{2\pi^2 (25 \times 10^3)(500)} = 46.45 \mu\text{H} \quad (2.27)$$

Y para el caso de tensión nominal se obtiene un valor mínimo de inductor de:

$$L_{\min} = \frac{V_1 n V_2 \phi (\pi - |\phi|)}{2\pi^2 f_s P} = \frac{(120)(2.18)(55)(\pi/3)(\pi - |\pi/3|)}{2\pi^2 (25 \times 10^3)(500)} = 44 \mu\text{H} \quad (2.28)$$

Con base en estos resultados se elige un inductor de  $45 \mu\text{H}$  dentro de este rango de operación propuesto, con un valor de desfase  $\phi_{\max} = \pm 0.9817 \text{ rad}$  para un nivel de tensión mínimo de  $20 \text{ V}$  y para el caso de tensión nominal de  $55 \text{ V}$  se tiene un valor de  $\phi_{\min} = \pm 0.2682 \text{ rad}$ . La Figura 2.7 muestra el rango de desfase completo para este valor de inductor.

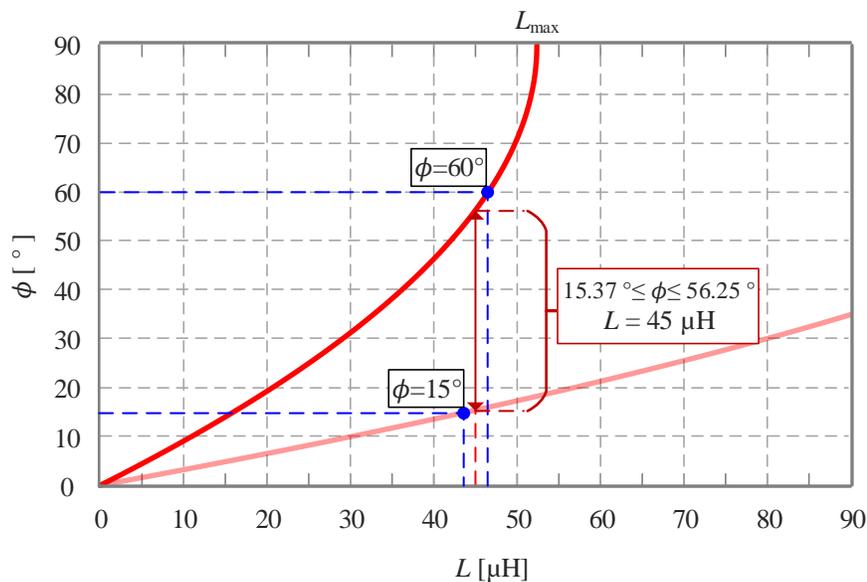


Figura 2. 7. Rango de desfase para un inductor de  $45 \mu\text{H}$ .

Los casos particulares de operación para evaluar la transferencia de potencia se muestran en la Tabla 2.2; los niveles de tensión corresponden a un nivel de energía para los niveles de carga mínima, media carga y carga completa en el supercondensador respectivamente, bajo la hipótesis de que el supercondensador  $C$  es lo suficientemente grande en el valor de capacitancia, por lo que se puede aproximar como una fuente de tensión constante. La corriente máxima en cada caso se puede determinar con (1.8).

Tabla 2. 2. Casos particulares de evaluación.

Operación	$V_2$	$\phi$
Caso I (carga mínima)	20 V	$\pm 0.9817$ rad
Caso II (media carga)	38.39 V	$\pm 0.3972$ rad
Caso III (carga completa)	55 V	$\pm 0.2682$ rad

- Corriente máxima para el Caso I

$$I_{L_{\max I}} = \frac{[120 - (2.18)(20)]\pi + 2(0.9817)(2.18)(20)}{4\pi(25 \times 10^3)(45 \times 10^{-6})} = 23.03 \text{ A} \quad (2.29)$$

- Corriente máxima para el Caso II

$$I_{L_{\max II}} = \frac{[120 - (2.18)(38.39)]\pi + 2(0.3972)(2.18)(38.39)}{4\pi(25 \times 10^3)(45 \times 10^{-6})} = 12.78 \text{ A} \quad (2.30)$$

- Corriente máxima para el Caso III

$$I_{L_{\max III}} = \frac{[120 - (2.18)(55)]\pi + 2(0.2682)(2.18)(55)}{4\pi(25 \times 10^3)(45 \times 10^{-6})} = 4.55 \text{ A} \quad (2.31)$$

La Figura 2.8 muestra las tensiones generadas por los puentes de convertidor  $VSC_1$  (trazo rojo) y  $VSC_2$  (trazo azul) en 2.8 a), corriente en el inductor de enlace en 2.8 b) y potencia instantánea transferida de  $VSC_1$  a  $VSC_2$  en 2.8 c). En 2.8 d), 2.8 e) y 2.8 f) se muestran las mismas señales para una transferencia de potencia en sentido contrario. En los resultados se observa un valor máximo de corriente de 23.04 A en el inductor; las formas de onda resultantes corresponden a las formas de onda características del convertidor *DAB*.

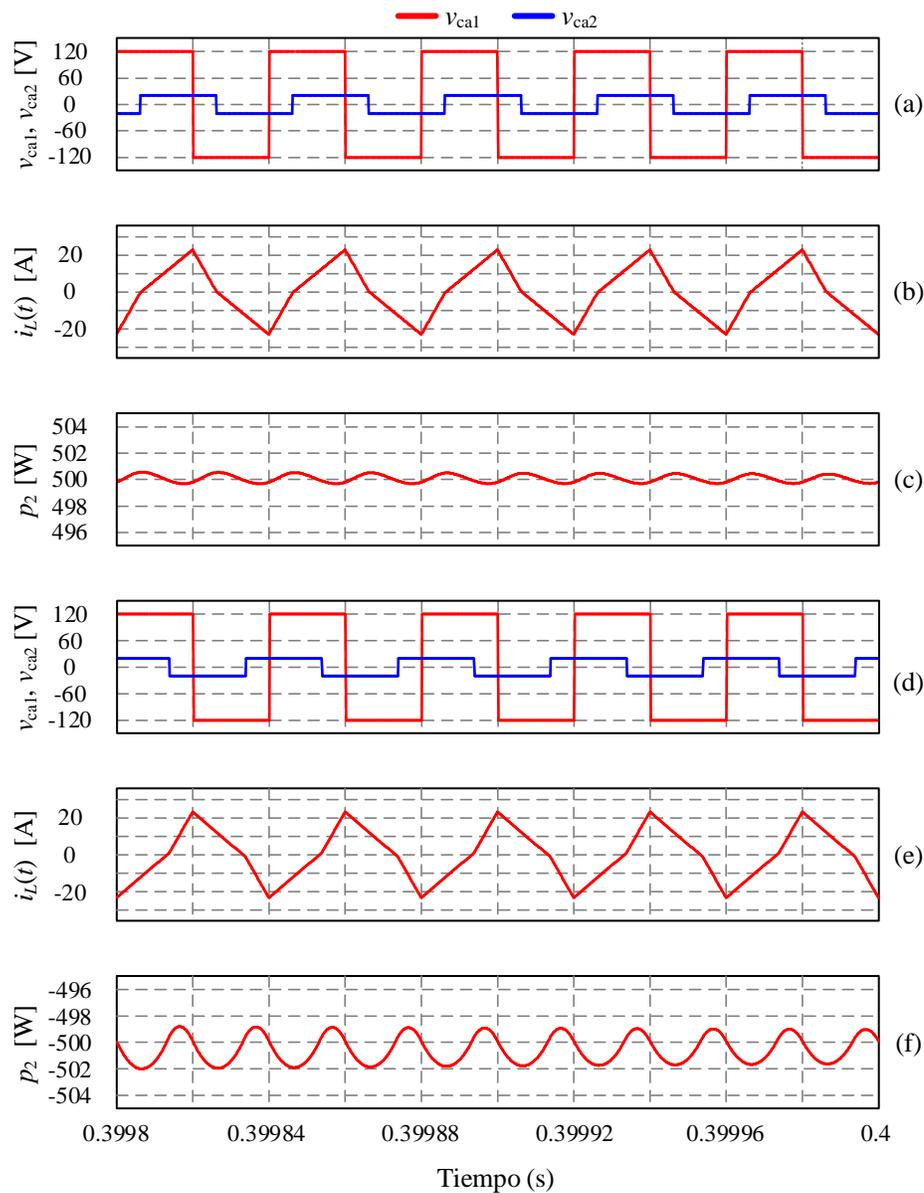


Figura 2. 8. Resultados de simulación para el caso I.

La Figura 2.9 muestra los resultados para las mismas señales y modos de operación en el convertidor *DAB* que la Figura 2.8; los resultados son referentes para cuando el supercondensador ha alcanzado la mitad de su nivel de energía almacenada, donde el valor máximo de corriente en el inductor mediante simulación es de 12.83 A.

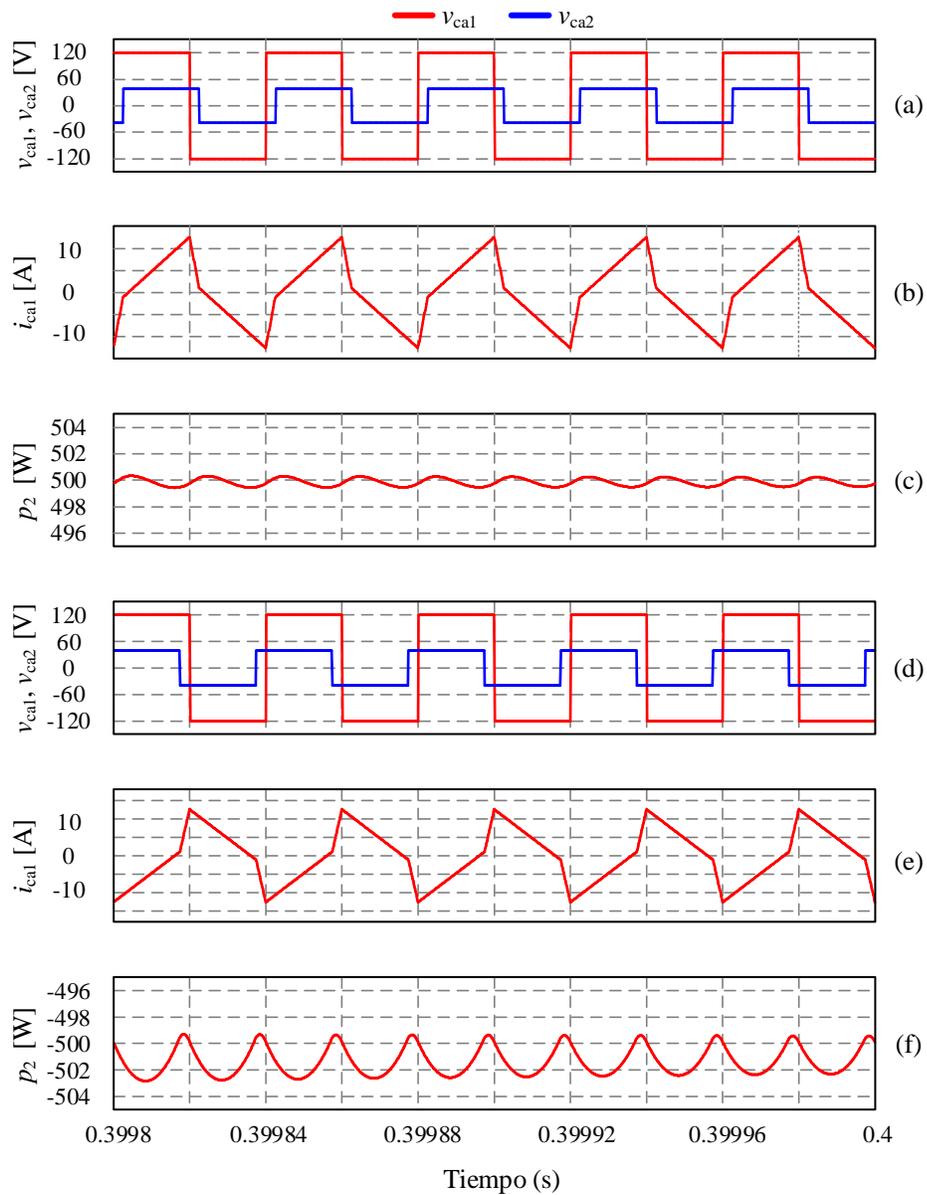


Figura 2. 9. Resultados de simulación para el caso II.

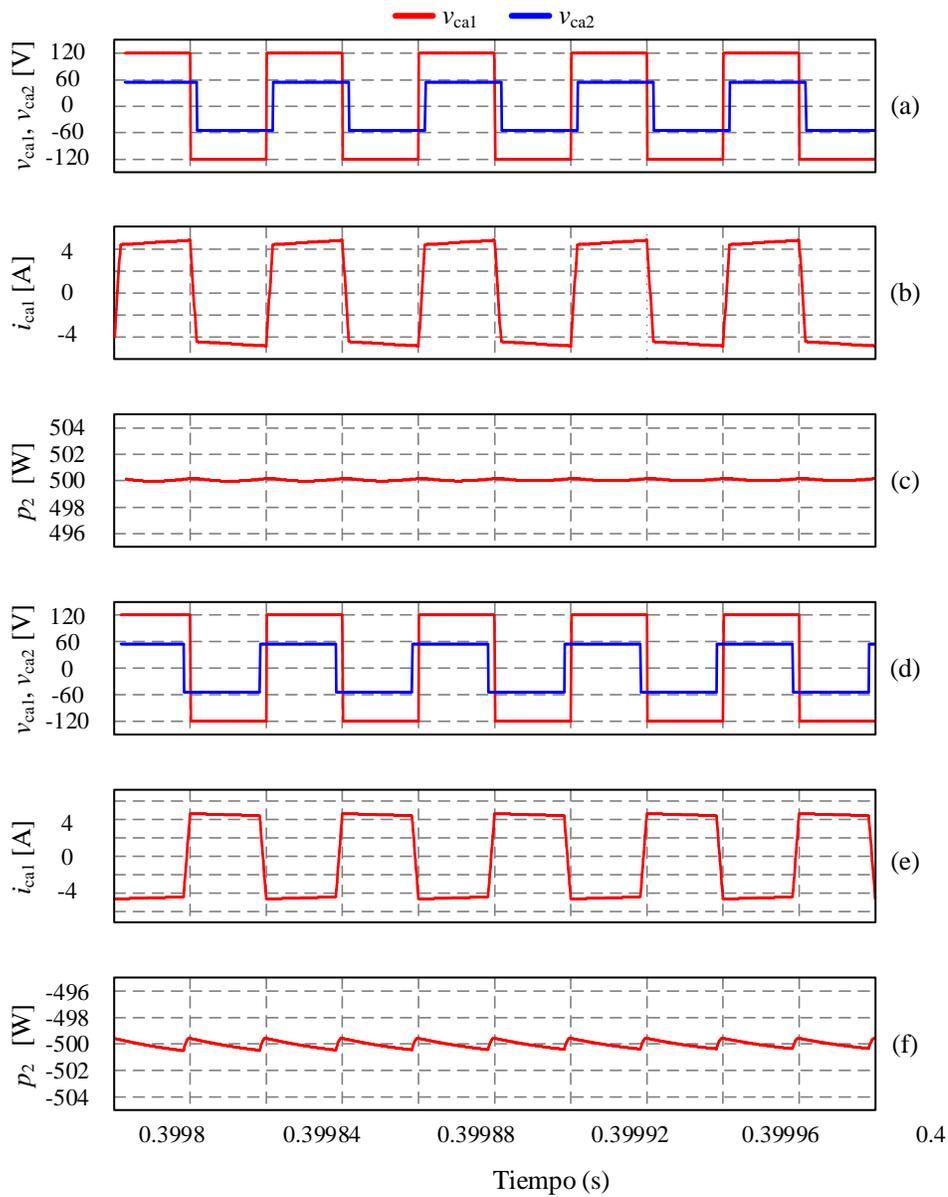


Figura 2. 10. Resultados de simulación para el caso III.

En los resultados obtenidos en las Figuras 2.8, 2.9 y 2.10, se observa que para poder mantener el flujo de potencia en el convertidor de manera constante es necesario modificar el valor del desfase  $\phi$  para el proceso de carga y descarga del supercondensador, ya que el nivel de tensión varía conforme pasa el tiempo debido a la gestión de energía del convertidor hacia este elemento.

Los resultados obtenidos validan la capacidad de operación del convertidor *DAB* con el inductor de enlace *L* seleccionado, siendo capaz de transferir la potencia nominal del sistema en el rango de desfase propuesto con base en el dimensionamiento que considera las restricciones impuestas por el sistema, pudiendo así definir los parámetros de construcción de los elementos magnéticos.

En el caso crítico de operación se presentan las mayores magnitudes de corriente a través de los elementos del convertidor *DAB*, siendo el devanado secundario quien deberá ser capaz de soportar la corriente mayor. En el caso nominal de operación, los niveles de corriente disminuyen mientras que los niveles de tensión son los máximos para los interruptores del puente secundario. La Tabla 2.3 muestra un resumen de los valores obtenidos de la caracterización para los valores de corriente en el inductor.

Tabla 2. 3. Resultados de corriente para cada caso de operación.

Caso de operación	Tensión $V_2$	$\phi$	$I_{Lmax}$
I	20 V	0.9817 rad	23.03 A
II	38.39 V	0.3972 rad	12.58 A
III	55 V	0.2682 rad	4.52 A

## 2.5 Diseño de los elementos magnéticos del convertidor *DAB*

Un aspecto importante para el diseño del convertidor *DAB* recae en el diseño magnético de los elementos de media frecuencia del convertidor (transformador e inductor auxiliar externo), pues ya que es a través de estos dos elementos como se logra la transferencia de potencia del sistema.

A partir de los rangos de operación definidos en la Tabla 2.4 se procede al diseño magnético del transformador y al inductor externo. El diseño magnético se sigue de la metodología propuestas en [23] y [24] enfocado a producto de áreas para transformador e inductor de enlace; el procedimiento

de diseño de los elementos se describe de forma detallada en el Anexo A.1.

Tabla 2. 4. Rangos de operación para diseño magnético del convertidor.

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Potencia máxima, $P_{\max}$	500 W
Rango de tensión de salida, $V_2$	$20 \text{ V} \leq V_2 \leq 55 \text{ V}$
Rango de desfase, $\phi$	$0.2682 \text{ rad} \leq \phi \leq 0.9817 \text{ rad}$
Inductor, $L$	45 $\mu\text{H}$

### 2.5.1 Transformador de media frecuencia

Para el diseño se presentan los requerimientos de potencia en función de las tensiones y corrientes tanto de entrada como de salida del transformador, así como una eficiencia propuesta; los parámetros de diseño magnético se presentan en la Tabla 2.5.

Tabla 2. 5. Parámetros de potencia para diseño del transformador de media frecuencia.

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión nominal de entrada, $V_1$	120 V
Tensión nominal de salida, $V_2$	55 V
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz
$\phi_{\max}$	0.9817 rad
densidad de flujo de operación, B	0.32 T
Eficiencia, $\eta$	0.9
Corriente máxima nominal devanado primario, $I_{ca1 \text{ RMS}}$	13.20 A
Corriente máxima nominal devanado secundario, $I_{ca2 \text{ RMS}}$	28.78 A

Con los datos de la Tabla 2.5 y aplicando la metodología para el diseño de elementos magnéticos se obtiene el producto de áreas  $A_p$ , el cual arroja un valor necesario de  $A_p = 1.4647 \text{ cm}^4$ . A partir del valor necesario de  $A_p$  se optó por un núcleo magnético del transformador de media frecuencia con ferrita RM 14; la Figura 2.11 muestra las dimensiones físicas del núcleo magnético y la Tabla 2.6 muestra los datos técnicos de la ferrita de composición N97.

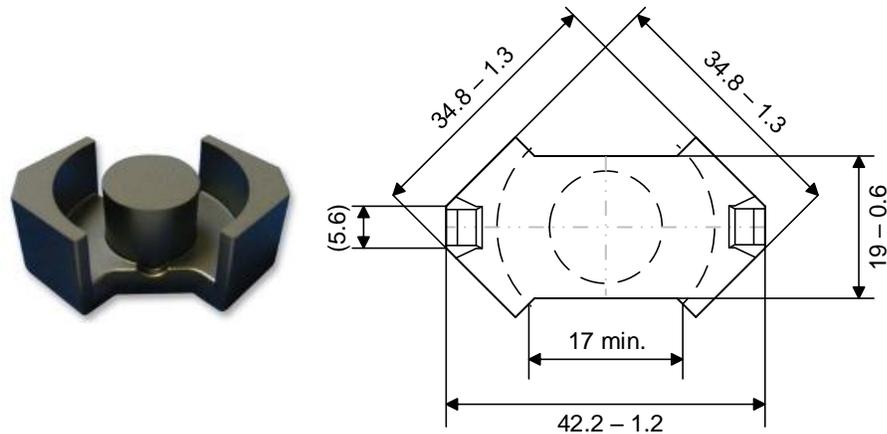


Figura 2. 11. Dimensiones de la ferrita RM 14 para el núcleo magnético [29].

Tabla 2. 6. Datos técnicos de la ferrita RM 14.

Parámetro	Valor
Densidad de flujo $B_{\max}$	0.41 T
Producto de áreas, $A_p$	2.7790 $\text{cm}^4$
Material de composición	N97
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

La Tabla 2.7 muestra los parámetros físicos de la construcción del transformador. La medición de parámetros se realizó desde el lado primario del transformador; debido al efecto piel los conductores empleados para los devanados del transformador son arreglos de Litz de ocho conductores, donde el calibre base es un AWG 27.

Tabla 2. 7. Parámetros del transformador de media frecuencia.

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Número de espiras devanado primario, $N_p$	20
Número de espiras devanado secundario, $N_s$	9
Relación de transformación, $n$	2.22
Inductancia de magnetización, $L_m$	2.22 mH
Resistencia serie de magnetización, $R_{sm}$	1.9 $\Omega$
Inductancia de dispersión, $L_{leak}$	4.62 $\mu$ H
Resistencia serie, $R_p$	890 m $\Omega$
Eficiencia teórica, $\eta_T$	0.98
Número de arreglos de Litz primario	2
Número de arreglos de Litz secundario	4

### 2.5.2 Inductor de enlace $L$

El parámetro crítico para el diseño y construcción del inductor de enlace  $L$  es la corriente del Caso I de operación mostrado en la Tabla 2.3, donde su valor es máximo es de 23.03 A. El valor del inductor  $L$  necesario se dividió en dos inductores equivalentes con un valor de inductancia de 22.5  $\mu$ H como dato de diseño. Los inductores se conectan a cada una de las terminales del transformador del lado primario con el objetivo de equilibrar la tensión diferencial y en modo común, además de reducir dimensiones y la cantidad de cobre a utilizar, mejorando así la eficiencia.

Tabla 2. 8. Parámetros de diseño para los inductores externos.

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Inductancia, $L$	22.5 $\mu$ H
Corriente nominal, $I_{LRMS}$	13.20 A
Corriente máxima, $I_{Lp}$	23.03 A
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

Con base en la metodología de diseño y construcción empleando los datos de operación presentados en la Tabla 2.8, el valor de producto de áreas necesario para los inductores es  $A_p = 1.05 \text{ cm}^4$ , considerando una densidad de flujo máxima de  $B = 0.25 \text{ T}$ . El núcleo magnético empleado para los inductores es una ferrita RM 12 de material N97.

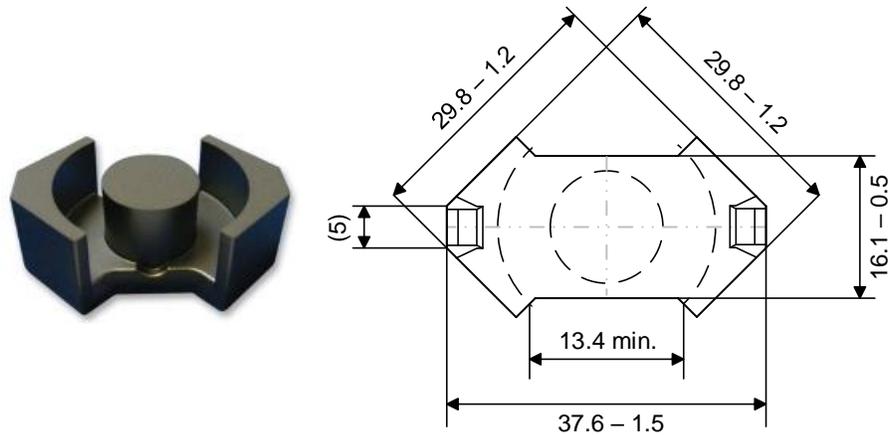


Figura 2. 12. Dimensiones de la ferrita RM 12 empleada para los inductores.

Las Tablas 2.9 y 2.10 muestran los datos técnicos del núcleo magnético de la ferrita RM 12 y los parámetros propios de los inductores externos. Los conductores empleados para los inductores, al igual que en los devanados del transformador son arreglos de Litz; en esta ocasión los arreglos constan de doce conductores, empleando un calibre base AWG 27.

Tabla 2. 9. Datos técnicos de la ferrita RM 12.

Parámetro	Valor
Densidad de flujo $B_{\max}$	0.41 T
Producto de áreas, $A_p$	1.5440 $\text{cm}^4$
Material de composición	N97
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

Tabla 2. 10. Parámetros resultantes de los inductores.

Parámetro	Valor
Número de espiras	11
Inductancia, $L_1$	21.82 $\mu\text{H}$
Resistencia serie, $R_{s1}$	51.73 $\text{m}\Omega$
Inductancia, $L_2$	21.83 $\mu\text{H}$
Resistencia serie, $R_{s2}$	59.63 $\text{m}\Omega$
Número de arreglos de Litz	2
Entrehierro	0.056 cm (22 mil)

## 2.6 Selección de dispositivos de conmutación

La selección de los interruptores para los circuitos de puente completo  $VSC_1$  y  $VSC_2$  del convertidor  $DAB$  está principalmente en función de los esfuerzos máximos de tensión y corriente que deben soportar durante la operación del convertidor, con el objetivo de tener una perspectiva desde el punto de vista del desempeño del convertidor se deben considerar también las pérdidas que puedan presentar estos dispositivos durante la operación, y así emplear aquellos que presenten mejor desempeño con base a un análisis de estimación de pérdidas. Esto con base en las especificaciones técnicas de los dispositivos disponibles en el mercado.

Para realizar una estimación de pérdidas es necesario conocer los valores RMS y promedio de corriente a través de los elementos que conforman los dispositivos de conmutación, es decir, la corriente a través del transistor y del diodo de libre circulación (*free wheeling*). La Figura 2.13 muestra en las formas de onda el rango de operación de cada elemento de los interruptores  $S_1$  y  $S_3$  del puente de entrada y  $S_{11}$  y  $S_{33}$  del puente de salida; los interruptores complementarios muestran el mismo comportamiento de operación sólo que deslizados medio ciclo de conmutación, esto se observa en la Figura 1.5 donde se muestra la operación para cada uno de los interruptores del convertidor  $DAB$  [21].

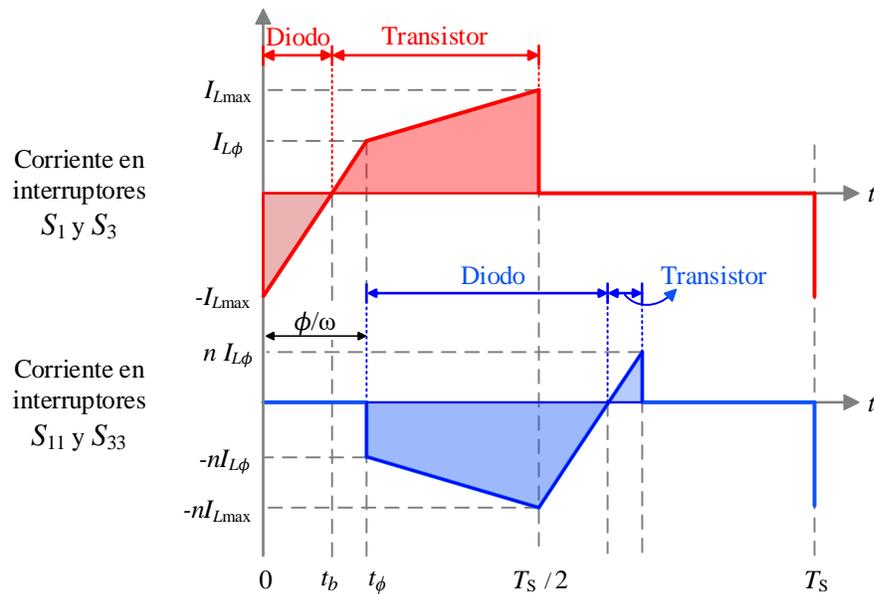


Figura 2. 13. Corriente a través de los dispositivos de conmutación; puente primario trazo rojo y puente secundario trazo azul [21].

A partir de la Figura 2.13 se derivan las expresiones de corriente (2.32) – (2.39) necesarias para la estimación de pérdidas en los dispositivos de conmutación, donde las magnitudes de corriente  $I_{Lmax}$  e  $I_{L\phi}$  son la que se definieron en los análisis de transferencia de potencia y corriente máxima en el Capítulo 1.

La nomenclatura  $I_{Q1RMS}$  e  $I_{D1RMS}$  representan la corriente eficaz en el transistor y diodo del puente primario, mientras que  $I_{Q1AVG}$  e  $I_{D1AVG}$  son la corriente promedio a través del transistor y diodo; la nomenclatura para corriente eficaz del puente secundario es  $I_{Q11RMS}$  e  $I_{D11RMS}$  para transistor y diodo, mientras  $I_{Q11AVG}$  e  $I_{D11AVG}$  son para la corriente promedio [21].

- Expresiones para la corriente eficaz a través del diodo y transistor.

$$I_{Q1RMS} = \sqrt{f_s \left\{ \frac{I_{L\phi}^2}{3} \left( \frac{\phi}{\omega_s} - t_b \right) + \left( \frac{\pi - \phi}{\omega_s} \right) \left[ I_{L\phi}^2 + \frac{I_r^2}{3} + (I_{L\phi} I_r) \right] \right\}} \quad (2.32)$$

$$I_{D1RMS} = \sqrt{f_s \left[ \frac{I_{Lmax}^2}{3} t_b \right]} \quad (2.33)$$

$$I_{Q11RMS} = \sqrt{f_s \left\{ \frac{(nI_{L\phi})^2}{3} \left( \frac{\phi}{\omega_s} - t_b \right) \right\}} \quad (2.34)$$

$$I_{D11RMS} = \sqrt{f_s \left\{ \frac{(nI_{Lmax})^2}{3} t_b + \left( \frac{\pi - \phi}{\omega_s} \right) \left[ (nI_{L\phi})^2 + \frac{(nI_r)^2}{3} + (n^2 I_{L\phi} I_r) \right] \right\}} \quad (2.35)$$

- Expresiones para corriente promedio a través del diodo y transistor.

$$I_{Q1AVG} = \left( \frac{f_s}{1 - 2f_s t_b} \right) \left[ I_{L\phi} \left( \frac{\phi}{\omega_s} - t_b \right) + (I_{L\phi} + I_{Lmax}) \left( \frac{\pi - \phi}{\omega_s} \right) \right] \quad (2.36)$$

$$I_{D1AVG} = \frac{1}{2} I_{Lmax} \quad (2.37)$$

$$I_{Q11AVG} = \frac{n}{2} I_{L\phi} \quad (2.38)$$

$$I_{D11AVG} = \frac{n\omega_s}{2(\pi - \phi + \omega_s t_b)} \left[ (I_{Lmax} t_b) + (I_{L\phi} + I_{Lmax}) \left( \frac{\pi - \phi}{\omega_s} \right) \right] \quad (2.39)$$

Donde  $I_r$  y  $t_b$  guardan las siguientes relaciones con  $\omega_s = 2\pi f_s$ .

$$I_r = \frac{(V_1 - V_2')(\pi - \phi)}{\omega_s L}; \quad t_b = \frac{\pi(V_1 - V_2') + 2\phi V_2'}{2\omega_s (V_1 + V_2')} \quad (2.40)$$

La Figura 2.14 muestra los resultados de simulación para las corrientes a través de los dispositivos de conmutación, para los casos de operación: carga mínima a) y b) con un nivel de tensión  $V_2 = 20$  V equivalente al 13.22% de la energía del supercondensador, media carga 2.12 c) y 2.12 d) con un nivel de tensión de  $V_2 = 38.89$  V equivalente al 50 % de energía en el supercondensador y carga completa 2.12 e) y 2.12 f) un nivel de tensión de 55 V representando el 100% de energía almacenada.

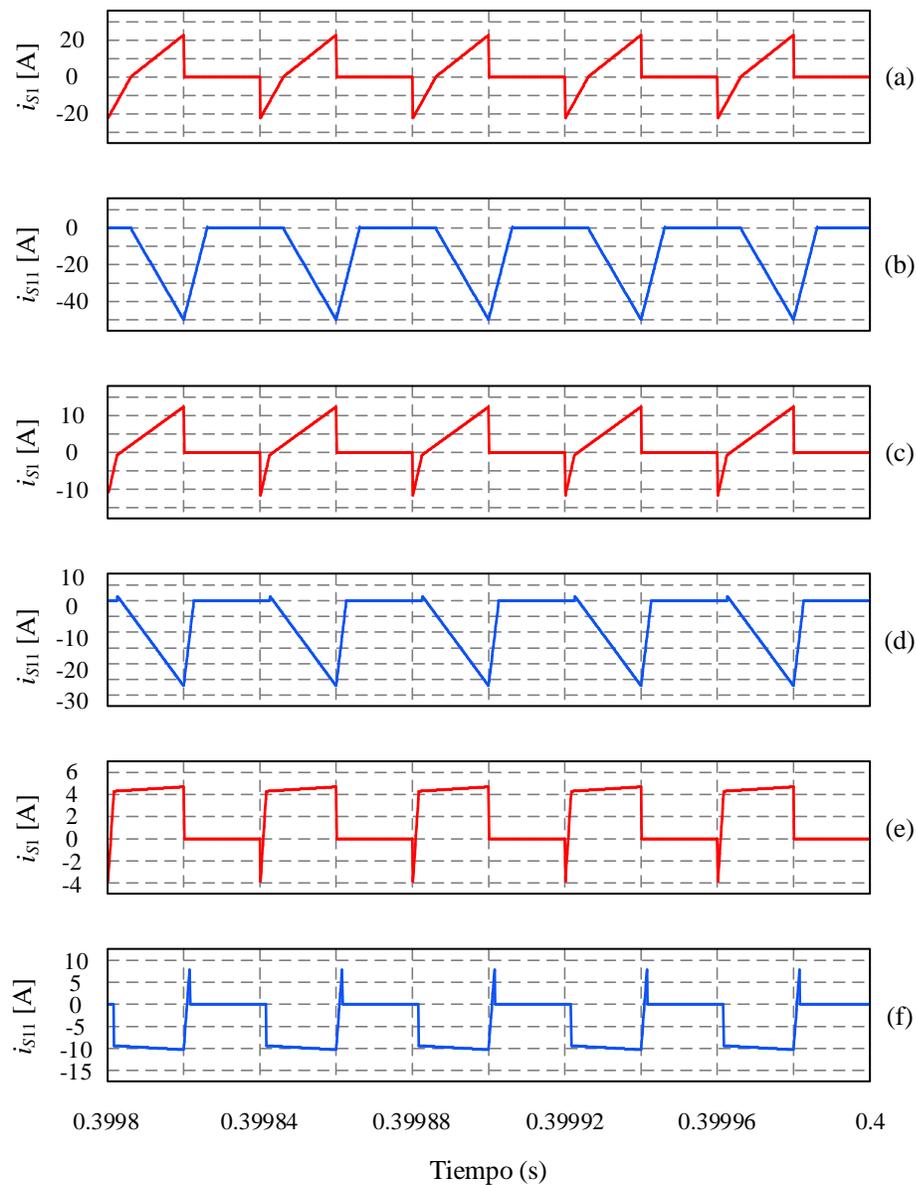


Figura 2. 14. Esfuerzos de corriente en los interruptores para los tres casos de operación.

Los resultados de la Figura 2.14 muestran mediante trazo rojo la corriente en los dispositivos del puente primario y en trazo azul para los dispositivos del puente secundario.

- a) y b) para una tensión de 20 V
- c) y d) para una tensión de 38.89 V
- e) y f) para una tensión de 55 V

El total de pérdidas en un dispositivo semiconductor corresponde a la suma de las pérdidas por conducción, que están asociadas a la corriente eficaz que fluye por el dispositivo, y las pérdidas por conmutación que están directamente relacionadas con la frecuencia de conmutación  $f_s$ . La estimación de pérdidas toma como base los métodos presentados en [25] y [26], donde a partir de los parámetros específicos de aplicación así como de hojas de datos del fabricante se consideran los tiempos de subida ( $t_r$ ) y de bajada ( $t_f$ ). Las ecuaciones generales para estimación de pérdidas en los dispositivos de conmutación (MOSFET) se muestran de (2.41) y (2.44).

- Pérdidas por conmutación en el transistor.

$$P_{Qsw} = \frac{1}{2} V_{DS} i_D (t_r + t_f) f_s \quad (2.41)$$

- Pérdidas por conducción en el transistor.

$$P_{Qcond} = \left[ R_{DSon} I_{QRMS}^2 \right] k_t \quad (2.42)$$

- Pérdidas por conmutación en el diodo.

$$P_{Dsw} = \frac{1}{4} Q_{RR} V_{DS} f_s \quad (2.43)$$

- Pérdidas por conducción en el diodo.

$$P_{Dcond} = V_{TO} I_{DAVG} + I_{DRMS}^2 R_{DT} \quad (2.44)$$

Donde:

- $i_D$  es la corriente instantánea máxima en el interruptor.
- $V_{DS}$  es la tensión máxima de bloqueo.
- $R_{Dson}$  es la resistencia de encendido.
- $k_t$  es el factor de incremento de temperatura.
- $Q_{RR}$  es la carga de recuperación inversa del dispositivo.
- $R_{DT}$  es la resistencia dinámica del diodo.
- $V_{TO}$  es la tensión de arranque “en frío” del diodo, definida en la hoja de datos.

La caracterización del convertidor sirve como referencia para poder estimar las magnitudes de corriente en los tres puntos de operación en la gestión de energía así como para verificar el nivel de corriente a través de los dispositivos de conmutación con base a las expresiones (2.32) – (2.39). La Tabla 2.11 muestra las magnitudes de corriente y tensión en los dispositivos de conmutación para los tres casos de operación.

Tabla 2. 11. Magnitudes de tensión y corriente en dispositivos de conmutación.

	<b>Carga mínima</b>	<b>Media carga</b>	<b>Carga Completa</b>
Tensión de entrada, $V_1$	120 V	120 V	120 V
Tensión de salida, $V_2$	20 V	38.89 V	55 V
Corriente máxima, $i_{D1}$	23.03 A	12.58 A	4.52 A
Corriente eficaz, $I_{Q1RMS}$	7.74 A	4.61 A	3.08 A
Corriente eficaz, $I_{D1RMS}$	5.29 A	1.91 A	0.38 A
Corriente promedio, $I_{Q1AVG}$	11.36 A	5.75 A	4.52 A
Corriente promedio, $I_{D1AVG}$	11.51 A	6.29 A	2.26 A
Corriente máxima, $i_{D11}$	50.25 A	27.44 A	9.87 A
Corriente eficaz, $I_{Q11RMS}$	0 A	0.07 A	0.56 A
Corriente eficaz, $I_{D11RMS}$	20.46 A	10.88 A	6.72 A
Corriente promedio, $I_{Q11AVG}$	0.33 A	1.16 A	4.93 A
Corriente promedio, $I_{D11AVG}$	24.89 A	12.72 A	9.64 A

Con base en los valores de tensión y corriente, así como parámetros de operación como la resistencia de encendido  $R_{DSon}$ , tiempos de conmutación ( $t_r$  y  $t_f$ ) y la carga de recuperación inversa ( $Q_{RR}$ ) en el diodo en anti-paralelo, se seleccionan tres dispositivos de conmutación viables para esta aplicación, uno para el puente primario y dos para el puente secundario.

Con el objetivo de realizar la estimación de pérdidas, la selección consideró también la disponibilidad de estos dispositivos en el mercado (Mayo del 2018). La Tabla 2.12 muestra un resumen de las características principales de los dispositivos preseleccionados para la implementación en el prototipo experimental.

Tabla 2. 12. Dispositivos preseleccionados para estimación de pérdidas.

	<b>STF40NF20</b> <b>STMicroelectronics</b> (VSC <sub>1</sub> )	<b>IPP147N12N3 G</b> <b>Infineon</b> (VSC <sub>2</sub> )	<b>IPP086N10N3 G</b> <b>Infineon</b> (VSC <sub>2</sub> )
Encapsulado	TO-220FP	TO-220	TO-220
V <sub>DSS</sub>	200 V	120 V	100 V
I <sub>D</sub>	40 A	56 A	58 A
R <sub>DSon</sub>	45 mΩ	14.7 mΩ	8.2 mΩ
t <sub>Don</sub>	20 ns	16 ns	18 ns
t <sub>Doff</sub>	74 ns	24 ns	31 ns
t <sub>r</sub>	44 ns	9 ns	42 ns
t <sub>f</sub>	22 ns	4 ns	8 ns
Q <sub>RR</sub>	922 nC	259 nC	123 nC

La estimación de pérdidas para los tres casos de operación se muestran en las Tablas 2.13 – 2.16 donde la nomenclatura P.P y P.S se refiere al puente primario y puente secundario respectivamente, y se asocia a la ubicación de un dispositivo específico; NA se empleó para señalar que en la hoja de datos no se especifica una curva de operación o dato numérico para la temperatura dada. La estimación se realizó empleando las expresiones (2.41) - (2.44) con los resultados de las magnitudes de corriente de la Tabla 2.11.

Tabla 2. 13. . Pérdidas por conducción en transistores (W).

<b>Carga mínima</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 50 °C</b>	<b>T = 100 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	2.70	3.24	4.59	6.34
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	4.46 $\mu$	4.93 $\mu$	6.83 $\mu$	9.11 $\mu$
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	2.49 $\mu$	2.88 $\mu$	3.79 $\mu$	5.46 $\mu$
<b>Media carga</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 50 °C</b>	<b>T = 100 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	1.08	1.29	1.84	2.54
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	4.10 $\mu$	4.53 $\mu$	6.28 $\mu$	8.37 $\mu$
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	2.28 $\mu$	2.65 $\mu$	3.49 $\mu$	5.02 $\mu$
<b>Carga completa</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 50 °C</b>	<b>T = 100 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	0.52	0.62	0.88	1.21
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	0.01	0.02	0.02	0.03
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	0.01	0.01	0.01	0.02

Tabla 2. 14. Pérdidas por conducción en diodos (W).

<b>Carga mínima</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>	<b>T = 175 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	8.41	3.24	NA
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	12.15	NA	15.98
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	16.89	NA	16.02
<b>Media carga</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>	<b>T = 175 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	4.69	3.0	NA
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	7.50	NA	8.39
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	9.92	NA	8.16
<b>Carga completa</b>	<b>T = 25 °C</b>	<b>T = 150 °C</b>	<b>T = 175 °C</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	1.72	1.23	NA
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	5.82	NA	5.85
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	7.29	NA	5.84

Tabla 2. 15. Pérdidas por conmutación en transistores (W).

	<b>Carga mínima</b>	<b>Media carga</b>	<b>Carga completa</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	2.28	1.29	0.49
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	0.002	0.004	0.097
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	0.008	16.8	0.374

Tabla 2. 16. Pérdidas por conmutación en diodos (W).

	<b>Carga mínima</b>	<b>Media carga</b>	<b>Carga completa</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	0.69	0.69	0.69
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	0.032	0.063	0.089
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	0.015	0.03	0.042

Para la estimación de pérdidas totales por circuito de puente completo en el convertidor solo es necesario multiplicar por cuatro la sumatoria de pérdidas por conducción y conmutación, debido a que todos los interruptores presentan los mismos esfuerzos en corriente y tensión. Esto se observa en la Figura 1.5 del Capítulo 1 donde se muestran las formas de onda para los cuatro dispositivos de conmutación de los puentes del convertidor.

Tabla 2. 17. Pérdidas totales (conducción + conmutación) para los cuatro dispositivos (W).

	<b>Carga mínima</b>	<b>Media carga</b>	<b>Carga completa</b>
<b>STF40NF20 (P.P)</b>	56.34, T = 25°C	31.03, T = 25°C	11.2, T = 25°C
	59.67, T = 150°C	30.15, T = 150°C	14.5, T = 150°C
<b>IPP147N12N3 G (P.S)</b>	48.75, T = 25°C	30.29, T = 25°C	24.09, T = 25°C
	64.10, T = 175°C	33.84, T = 175°C	24.25, T = 175°C
<b>IPP086N10N3 G (P.S)</b>	69.69, T = 25°C	39.88, T = 25°C	30.84, T = 25°C
	64.19, T = 175°C	15.98, T = 175°C	25.12, T = 175°C

Las configuraciones mostradas en la Tabla 2.18 emplean a STF40NF20 como dispositivo del puente primario y a IPP147N12N3 G como dispositivo del puente secundario en la configuración I, mientras que IPP086N10N3 G se emplea en el puente secundario para la configuración II. La Tabla 2.18 muestra las eficiencias para las configuraciones I y II de los puentes del convertidor con base en los resultados de la Tabla 2.17.

Tabla 2. 18. Eficiencia en el convertidor DAB para las configuraciones I y II.

	<b>Carga mínima</b>	<b>Media carga</b>	<b>Carga completa</b>
Configuración I, T = 25 °C	<b>79 %</b>	<b>88 %</b>	<b>93 %</b>
Configuración I, T = 175 °C	75 %	87 %	92%
Configuración II, T = 25 °C	75 %	87 %	92 %
Configuración II, T = 175 °C	75 %	86 %	92 %

Con base en los resultados obtenidos y mostrados en las Tablas 2.13 a 2.18 referentes a la estimación de pérdidas y eficiencia del convertidor *DAB* en tres casos específicos del convertidor *DAB*, se elige la configuración I, puesto que se obtienen mejores resultados de eficiencia en el convertidor. Cabe mencionar que las pérdidas disminuyen de una forma no lineal debido al comportamiento de la corriente que disminuye a razón de cómo se carga o descarga el supercondensador, lo cual se observa en la Tabla 2.13.

La diferencia que se obtiene en las pérdidas obtenidas en los transistores de los MOSFET de los puentes del convertidor radica en que la mayor cantidad de corriente fluye por el diodo en el puente secundario, mientras que en el puente primario la mayor cantidad de corriente fluye por el transistor. Es por eso que las pérdidas en los transistores del puente secundario son prácticamente cero. Esto se comprueba con los resultados obtenidos en la Figura 2.13 y las formas de onda características para los esfuerzos en corriente de los dispositivos mostrados en la Figura 1.5.

Los análisis referentes al dimensionamiento de los elementos magnéticos del convertidor y la estimación de pérdidas en los dispositivos de conmutación presentados a lo largo de esta sección, tienen el objetivo dar una perspectiva para poder trasladar el sistema analizado a un prototipo experimental, y en el caso de los análisis de transferencia de potencia poder validar los perfiles de carga y descarga a potencia constante en el supercondensador. Con base en esto, en el siguiente Capítulo se presentan los resultados de simulación y experimentales de convertidor *DAB* para la aplicación estudiada.

# Capítulo 3

---

## Resultados

---

Con el dimensionamiento del convertidor *DAB*, así como la caracterización de los casos de operación en función de la energía almacenada en el supercondensador, se procede a verificar mediante simulación los perfiles de carga y descarga, tomando como base la propuesta de diseño para el análisis de transferencia de potencia y los tiempos de gestión de energía a potencia constante desde y hacia el supercondensador. Para los resultados de simulación se ha empleado Matlab/Simulink para verificar de forma teórica la carga y descarga del supercondensador, y PSIM para la simulación del circuito de electrónica de potencia. Posteriormente se discuten resultados experimentales de un prototipo del convertidor *DAB* construido bajo el enfoque de la metodología presentada en esta investigación.

### **3.1 Resultados de simulación**

En esta sección se discuten los resultados de simulación para validar de manera teórica los tiempos de carga y descarga, variación del ángulo de desfase, transferencia de potencia, así como los perfiles de carga y descarga del supercondensador a través del convertidor *DAB* mediante una simulación del circuito de electrónica de potencia en PSIM.

### 3.1.1 Validación de tiempos de carga y descarga

Para validar los tiempos de carga  $T_c$  y descarga  $T_d$  de los perfiles de almacenamiento de energía con una transferencia de potencia promedio constante, se consideran los parámetros de la Tabla 3.1. El valor del supercondensador se ha escalado al 1% del valor del banco experimental. La razón de este ajuste es para validar en una escala de tiempo menor los procesos de carga y descarga, con un vector de datos a analizar que permita verificar el comportamiento del sistema sin comprometer una capacidad de gestión de datos extremadamente alta. De acuerdo a la frecuencia de conmutación y al intervalo de tiempo, los resultados obtenidos en (3.3) se traducen en un proceso de simulación de 19687.5 ciclos de conmutación; la resolución del paso de integración para cada ciclo de conmutación se selecciona de  $7.8125 \times 10^{-8}$  s.

Tabla 3. 1. Parámetros del sistema.

Parámetro	Valor
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión de entrada, $V_1$	120 V
Tensión máxima de salida, $V_2$	55 V
Tensión mínima de salida, $V_2$	20 V
Supercondensador, $C$	0.3 F
Inductor de enlace, $L$	45 $\mu$ H
Frecuencia de conmutación, $f_s$	25 kHz

Los tiempos de carga y descarga se obtienen al evaluar las expresiones (3.1) y (3.2), las cuales guardan similitud con la expresión (2.9) para la estimación de tiempo de carga en un rango de tensión.

$$T_c = \frac{C \left[ (V_{c2})^2 - (V_{c1})^2 \right]}{2P} \quad (3.1)$$

$$T_d = \frac{C \left[ (V_{d1})^2 - (V_{d2})^2 \right]}{2P} \quad (3.2)$$

$V_{c1}$  y  $V_{d1}$  representan el nivel de tensión al cual se inicia el proceso de carga y descarga respectivamente; de forma complementaria  $V_{c2}$  y  $V_{d2}$  indican el nivel de tensión en el cual el supercondensador deja de almacenar y gestionar energía. En un comportamiento cíclico, se tendría que  $V_{c1} = V_{d2}$  y  $V_{c2} = V_{d1}$ .

$$T_c = T_d = \frac{(0.3F) \left[ (55V)^2 - (20V)^2 \right]}{2(500W)} = 0.7875 \text{ s} \quad (3.3)$$

La Figura 3.1 muestra los resultados de simulación para la evolución de la tensión en el supercondensador con un perfil de gestión de energía a potencia promedio constante de 500 W; se observa el intervalo de tiempo que tarda en alcanzar los niveles de tensión propuestos para la aplicación. El trazo azul muestra el proceso de carga mientras que el trazo rojo representa el proceso de descarga.

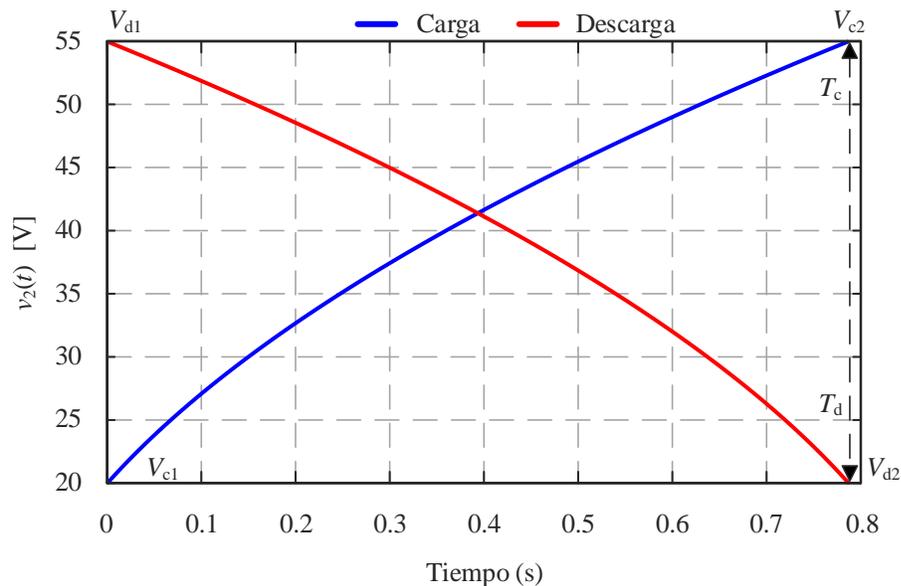


Figura 3. 1. Evolución de tensión en el supercondensador en los procesos de carga y descarga.

Como se mencionó en el análisis para transferencia de potencia en el supercondensador, es necesario ajustar el comando de fase  $\phi$  en función del nivel de tensión del supercondensador. A partir de la expresión (1.32) que muestra dicha relación, se puede obtener el comportamiento del desfaseamiento en función de la tensión del supercondensador durante los procesos de carga y descarga, donde la tensión  $v_2(t)$  para el proceso de carga y descarga se muestra en (3.4) y (3.5) respectivamente.

$$v_2(t) = \sqrt{(V_{c1})^2 + \frac{2Pt}{C}} \quad (3.4)$$

$$v_2(t) = \sqrt{(V_{d1})^2 - \frac{2Pt}{C}} \quad (3.5)$$

Los resultados en la Figura 3.2 muestran la evolución  $\phi$  para la transferencia de potencia promedio constante durante los procesos de carga y descarga dentro del rango de tensión propuesto.

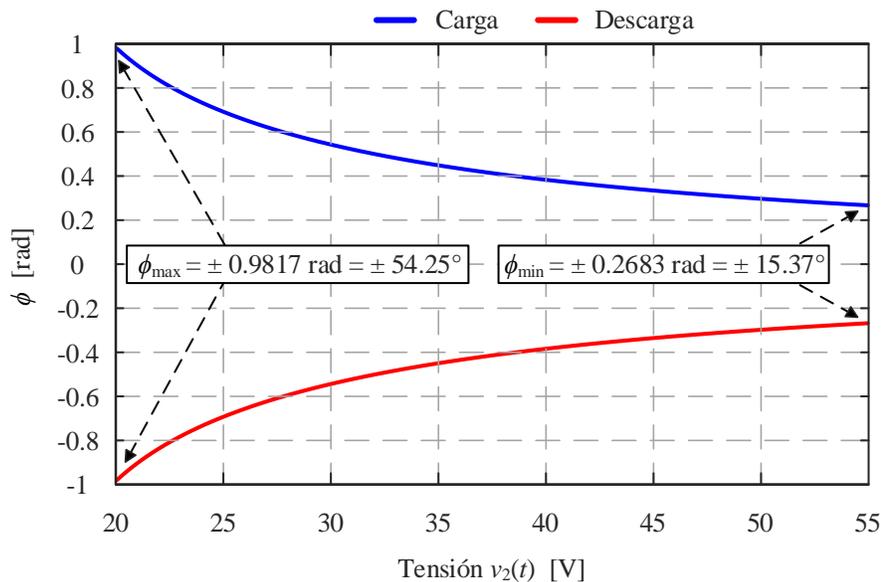


Figura 3. 2. Evolución del ángulo  $\phi$  en función de la tensión  $v_2(t)$ .

La Figura 3.3 muestra la evolución del ángulo  $\phi$  a lo largo del tiempo. En ambas figuras el trazo azul es para el proceso de carga mientras que el trazo rojo es para el proceso de descarga.

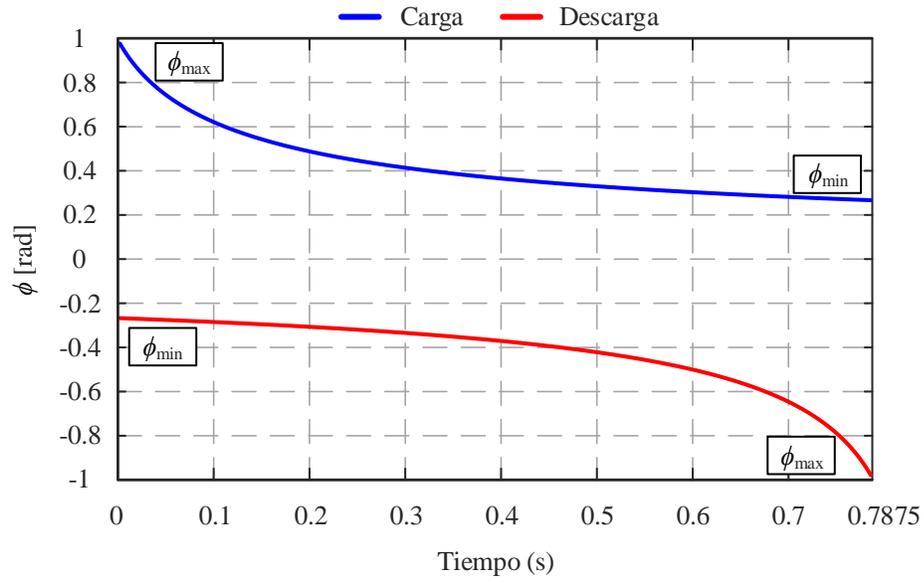


Figura 3. 3. Evolución del ángulo  $\phi$  durante los procesos de carga y descarga.

Cabe mencionar que la evolución del ángulo  $\phi$  para el proceso de descarga inicia en un valor negativo y evoluciona con una pendiente negativa, esto para la transferencia de potencia desde el supercondensador hacia el convertidor *DAB*.

Los valores de  $\phi$  para los casos en que la tensión es mínima y máxima para ambos procesos, coinciden con los valores propuestos en el Capítulo 2, donde se aproximó al supercondensador como una fuente de tensión constante al momento de evaluar los casos puntuales de operación.

### 3.1.2 Transferencia de potencia

Ahora se verifica que los perfiles de tensión y desfase cumplan con la transferencia de potencia promedio constante, y además que el convertidor sea capaz de transferir la potencia promedio nominal del sistema dentro del rango de variación del ángulo de fase  $\phi$  y el inductor auxiliar de enlace  $L$  dimensionados, esto a través de la potencia máxima que puede procesar el sistema.

Los resultados de la Figura 3.4 muestran los resultados para la transferencia de potencia en función de  $\phi$ ; se comprueba de forma analítica que la gestión de potencia constante en el supercondensador se cumple en todo el rango de desfase para ambos procesos.

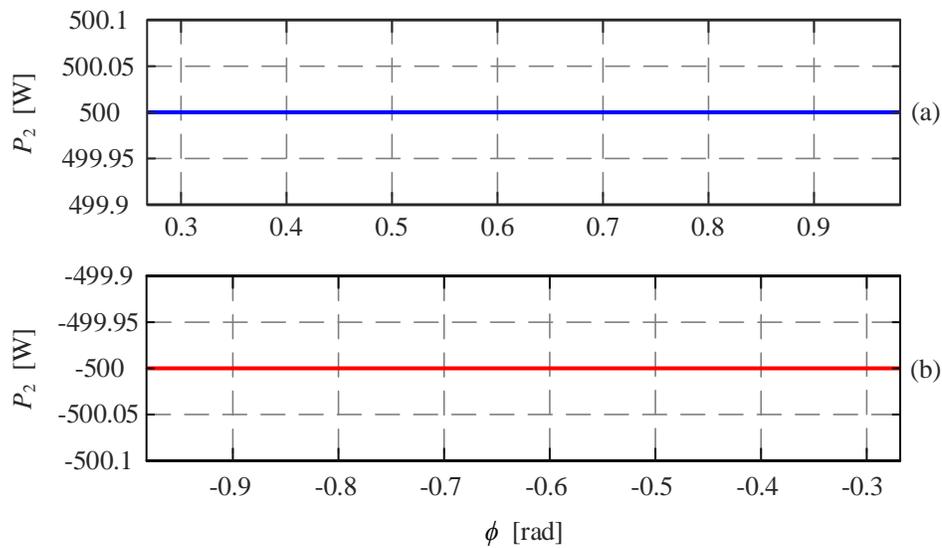


Figura 3. 4. Transferencia de potencia promedio en el convertidor *DAB*; a) Proceso de carga y b) Proceso de descarga.

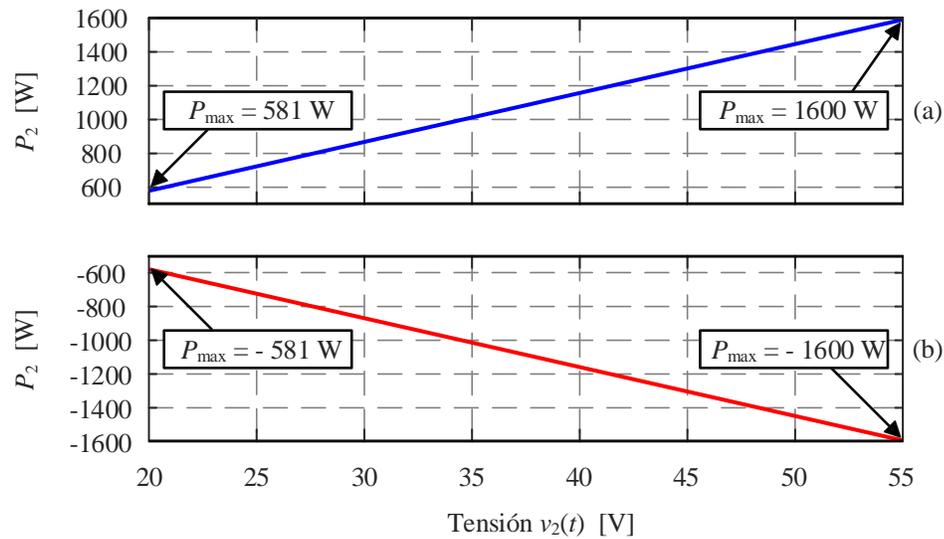


Figura 3. 5. Potencia máxima; a) Proceso de carga y b) Proceso de descarga.

Los resultados de la Figura 3.5 son en referencia a la máxima transferencia de potencia en el convertidor *DAB* en función de la tensión  $v_2(t)$ , esto para comprobar que con el valor del inductor  $L$  seleccionado el sistema es capaz de procesar la potencia nominal del sistema en el caso crítico de operación.

### 3.1.3 Resultados de simulación del Convertidor *DAB*

Una vez validados los perfiles de transferencia de potencia así como los tiempos de carga y descarga del supercondensador, se prosigue con la validación de las expresiones matemáticas, mediante la simulación del convertidor *DAB* como sistema para almacenar energía en un supercondensador, además de los resultados para el procedimiento de arranque suave.

Para la simulación se consideran cuatro casos de operación: arranque suave, proceso de carga, proceso de descarga y ciclo de carga-descarga. En todos los casos de simulación se contemplan los parámetros de la Tabla 3.2; el circuito de prueba se muestra en la Figura 3.6, donde  $R_{se}$  representa la resistencia serie equivalente del banco de supercondensadores con un valor de  $0.05 \Omega$ . Dicho

valor de resistencia se obtiene de la caracterización del supercondensador, la cual se detalla en el Anexo A.2. El valor de los condensadores  $C_i$  y  $C_o$  se calculan para mantener un rizo de tensión menor al 1% en el caso crítico de operación; el dimensionamiento de estos elementos se muestra en el Anexo A.3.

Tabla 3. 2. Parámetros de simulación del circuito de la Figura 3.6.

Parámetro	Valor
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión de entrada, $V_1$	120 V
Tensión máxima de salida, $V_2$	55 V
Tensión mínima de salida, $V_2$	20 V
Rango de variación de $\phi$	0.2683 rad - 0.9817 rad
Condensador de entrada y salida, $C_i$ y $C_o$	1200 $\mu\text{F}$
Resistencia serie equivalente, $R_{se}$	0.05 $\Omega$
Supercondensador, $C$	0.3 F
Inductor, $L$	45 $\mu\text{H}$
Frecuencia de conmutación, $f_s$	25 kHz

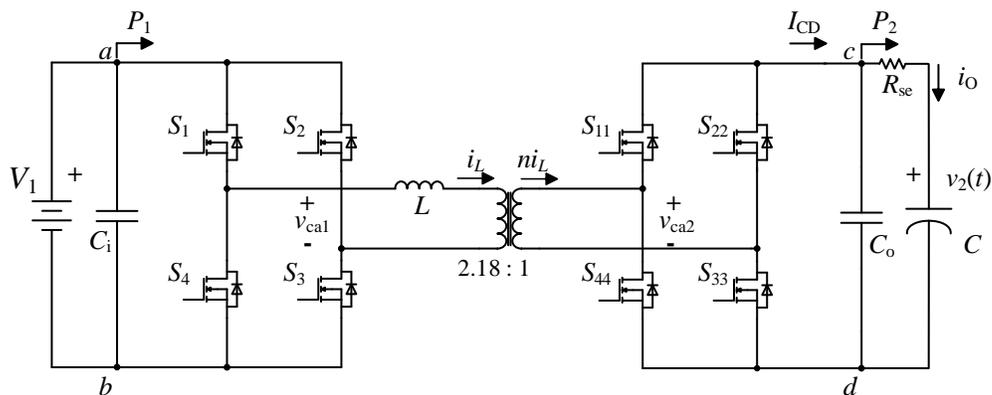


Figura 3. 6. Circuito de prueba del convertidor  $DAB$  para las simulaciones.

## a) Proceso de arranque suave

Como primer caso de simulación se verifica el comportamiento de la corriente en el inductor de enlace  $L$  cuando el supercondensador está totalmente descargado. Esto es un procedimiento crítico al momento de llevar el convertidor a una implementación experimental.

Con base en la ecuación (1.34) se obtiene un valor de ciclo de trabajo  $D$  en función del pico máximo de corriente, esto para garantizar que el transitorio de corriente no sobrepase el valor máximo nominal del sistema para el cual fue diseñado el convertidor. En este caso el valor máximo de corriente es  $I_{L\max} = I'_{L\max} = 23.03$  A, que corresponde a una tensión en el supercondensador de 20 V.

El tiempo  $T_{on}$  mostrado en (3.7) indica el tiempo en el cual estarán encendidos los dispositivos del puente primario durante el proceso de arranque suave.

$$D = \frac{2LI'_{L\max}}{2V_s T_s} = \frac{2(45 \times 10^{-6})(23.04)}{2(120)(40 \times 10^{-6})} = 0.216 \quad (3.6)$$

$$T_{on} = 8.64 \mu\text{s} \quad (3.7)$$

En la Figura 3.7 se muestran los resultados del proceso de arranque suave del convertidor  $DAB$ , donde se limita el pico de corriente al valor máximo de diseño durante el transitorio de encendido. En 3.14 a) se muestran las señales de tensión equivalente en los puertos del convertidor donde se observa que la tensión del puente secundario  $v_{ca2}$  es prácticamente nula; el ciclo de trabajo del puente de entrada está calculado para que el transitorio de encendido no sobrepase el pico máximo de corriente de diseño, el cual puede observarse en 3.14 b). Por último en 3.14 c) se muestra la tensión del supercondensador en los primeros ciclos de conmutación del sistema.

La componente promedio que se muestra en la corriente a través del inductor se debe a la respuesta natural del sistema  $RLC$  equivalente que se refleja en los devanados del transformador durante el transitorio, donde el supercondensador se refleja como un corto circuito y el único elemento que limita el transitorio es el inductor externo  $L$ ; la dinámica de este sistema es muy lenta y es impuesta por el supercondensador.

En la simulación solo se muestran los primeros cinco ciclos de conmutación con el objetivo de visualizar el efecto del transitorio de corriente en el encendido cuando el supercondensador está totalmente descargado.

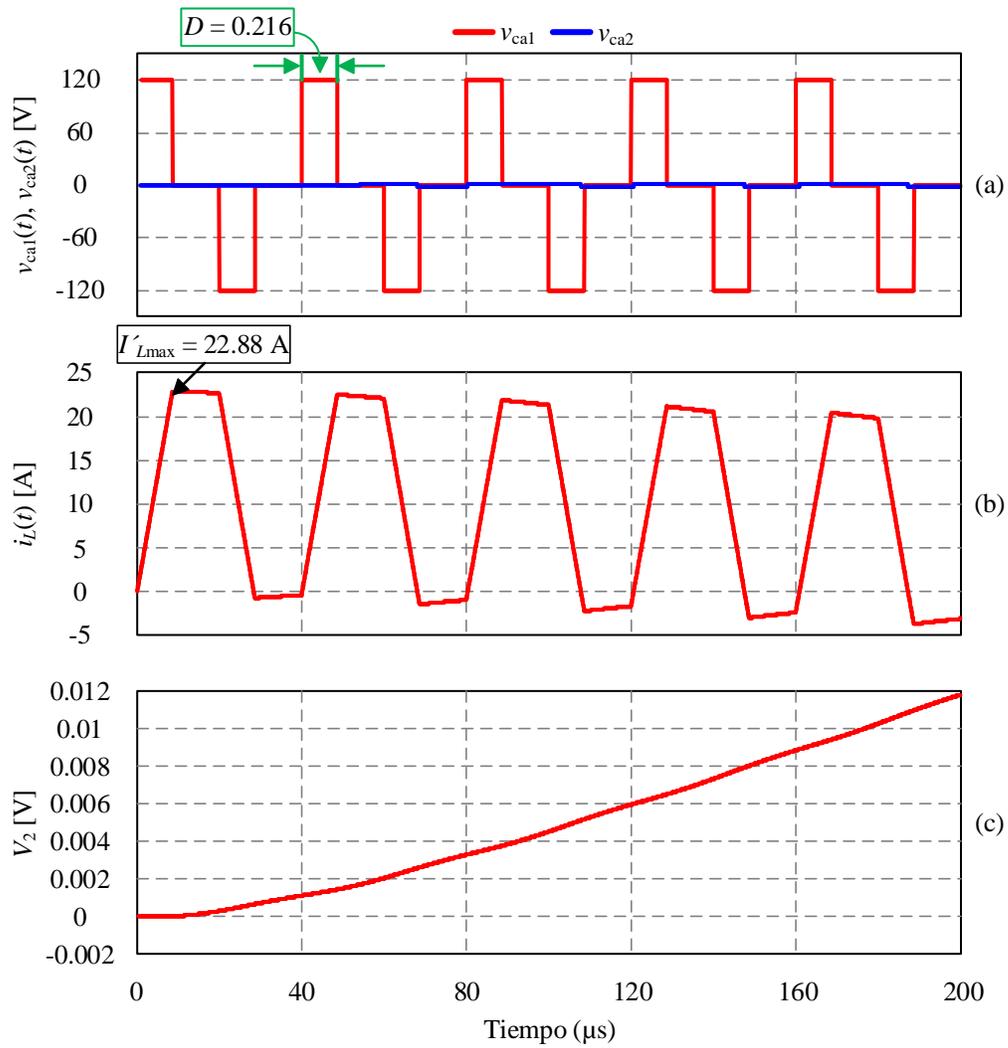


Figura 3. 7. Resultados de simulación del procedimiento de arranque suave.

## b) Proceso de carga

La Figura 3.8 muestra los resultados de la evolución de las tensiones  $v_{ca1}$  (rojo) y  $v_{ca2}$  (azul) generadas por los puentes del convertidor a lo largo de todo el lapso que dura el proceso de carga. Se observa que la evolución  $v_{ca2}$  está en función de la tensión del condensador.

En 3.8 b) y 3.8 c) se presenta un acercamiento de los intervalos iniciales y finales del proceso respectivamente, donde se tiene un desfase  $\phi$  máximo cuando la tensión  $v_{ca2}$  es mínima, y de forma complementaria cuando  $v_{ca2}$  es máxima el desfase  $\phi$  es mínimo.

La Figura 3.9 muestra el comportamiento de la corriente en el inductor durante el proceso de carga, la cual presenta una evolución decreciente debido a que el supercondensador  $C$  está incrementando su nivel de tensión, mientras que el desfase  $\phi$  está disminuyendo su valor con el objetivo de garantizar una transferencia de potencia promedio constante a lo largo del proceso de carga.

En 3.9 b) y 3.9 c) se realiza un acercamiento en los intervalos iniciales y finales del proceso respectivamente. El pico máximo de corriente se presenta cuando la tensión en el supercondensador es mínima y viceversa.

La Figura 3.10 muestra la transferencia de potencia en la terminales  $(a, b)$  y  $(c, d)$  del convertidor  $DAB$ . En 3.10 b) se muestra la evolución de tensión y corriente en el supercondensador durante el proceso de carga.

Se aprecia que la potencia en las terminales  $(a, b)$  es mayor en el inicio del proceso para después converger al valor nominal, esto debido a la demanda de energía inicial disipada en la resistencia serie equivalente del supercondensador  $C$ ; en el instante inicial del proceso se tiene una corriente nominal  $i_O = 25$  A, y la potencia que disipa este elemento está dada por:

$$P_{R_{se}} = i_O^2 R_{se} \quad (3.8)$$

$$P_{R_{se}} = (25)^2 (0.05) = 31.25 \text{ W} \quad (3.9)$$

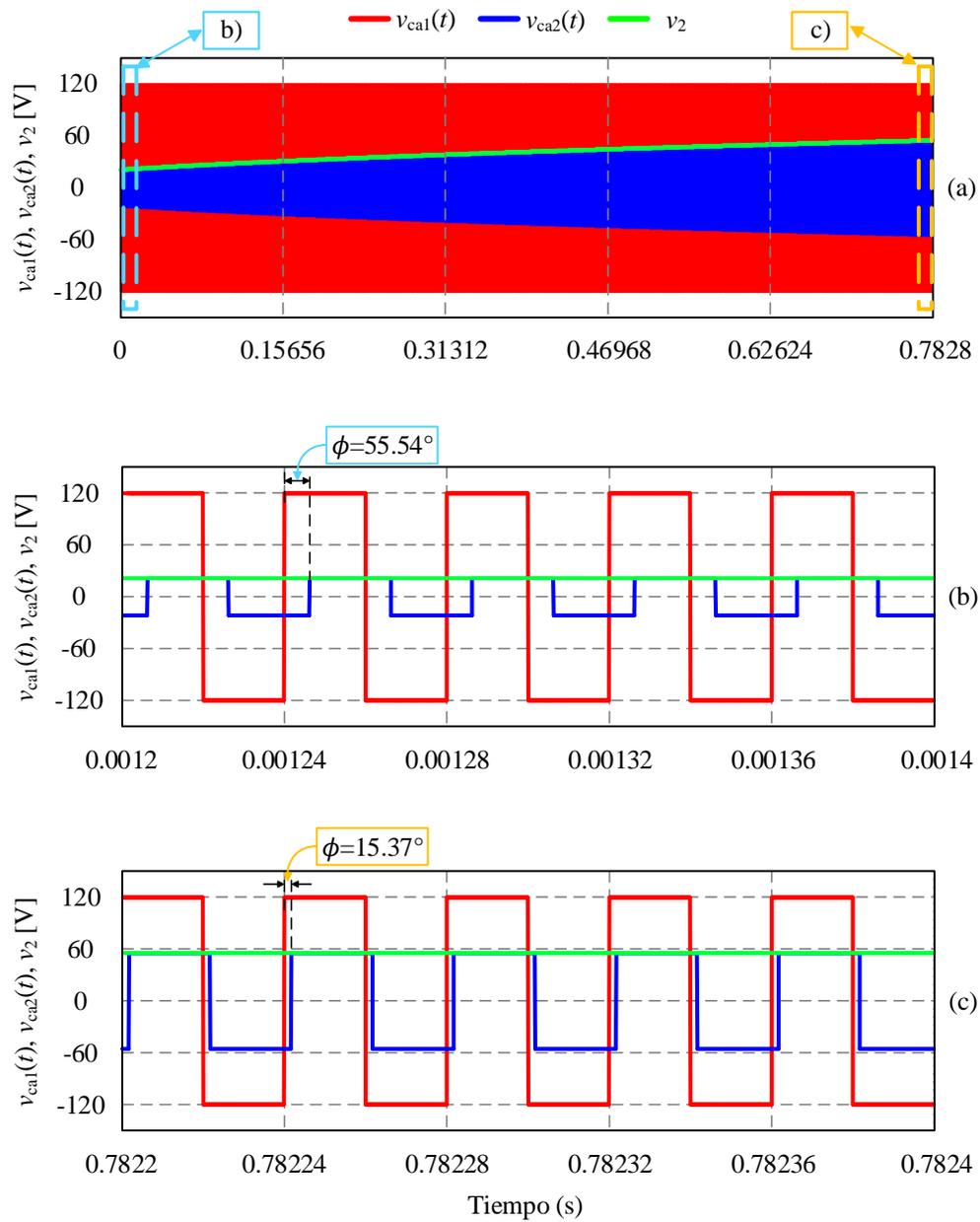


Figura 3. 8. Evolución de las tensiones de los circuitos de puente completo  $v_{cal}$  y  $v_{ca2}$  y tensión del supercondensador  $v_2$  durante el proceso de carga.

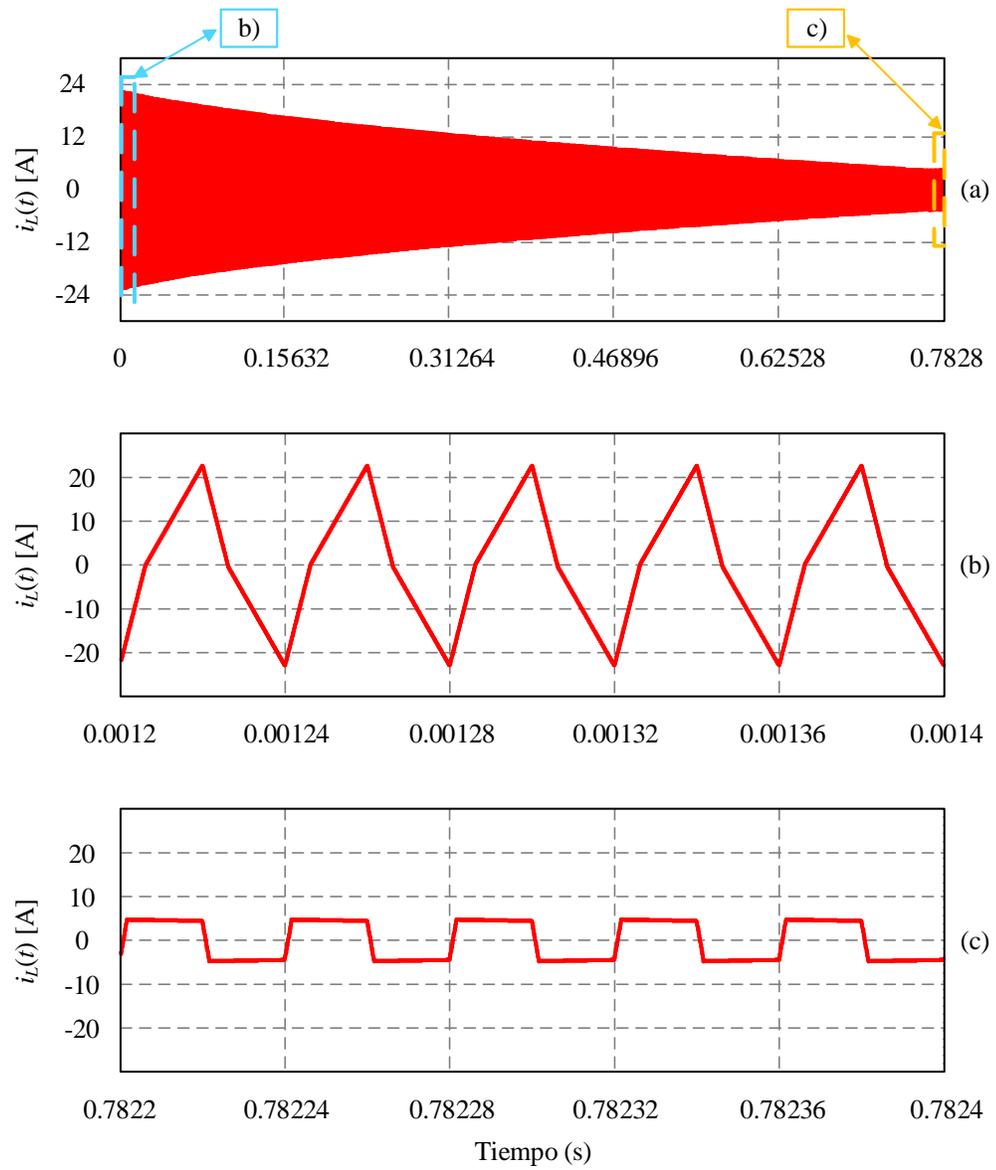


Figura 3. 9. Corriente  $i_L(t)$  a través del inductor durante el proceso de carga.

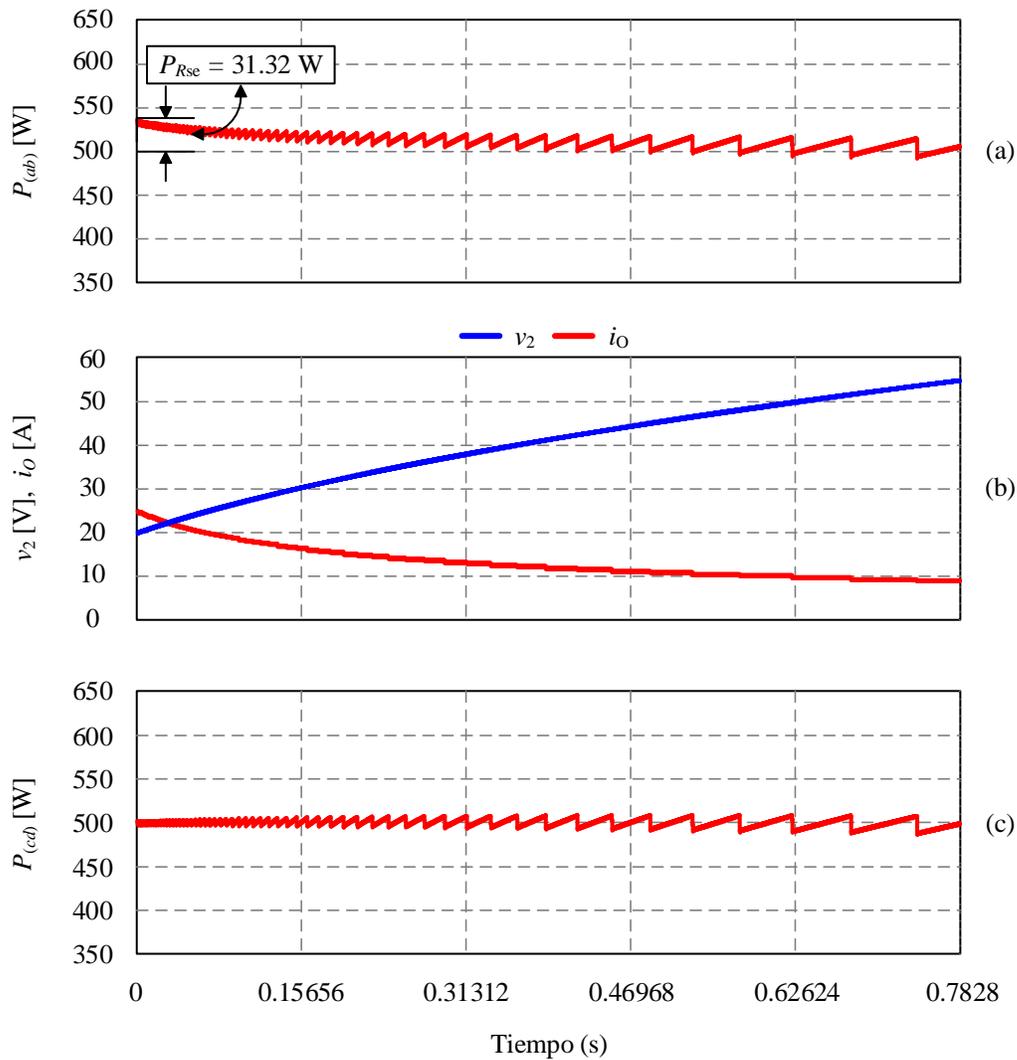


Figura 3. 10. Transferencia de potencia en el convertidor *DAB* y evolución de tensión y corriente en el supercondensador.

De los resultados mostrados en las Figuras 3.8, 3.9 y 3.10 se valida el perfil de carga del supercondensador con una gestión de potencia constante y el tiempo de carga en función de los parámetros de diseño del convertidor. Además se valida la hipótesis de considerar al supercondensador como una fuente de tensión constante en intervalos de tiempo acotados, esto con base en las formas de onda de corriente en el inductor en los instantes iniciales y finales durante el proceso de carga, ya que los resultados presentan similitud con los casos puntuales de caracterización del convertidor *DAB* utilizados en el Capítulo 2. El rizo de potencia que se aprecia en 3.10 a) y 3.10 c) es una

combinación de los efectos que se pueden presentar debido a los rizados de tensión y corriente en los condensadores  $C_i$  y  $C_o$ , así como al algoritmo para la actualización del ángulo de desfase, el cual está en función de la tensión en el supercondensador  $v_2$  y un contador ascendente, que después de alcanzar un punto de comparación con la tensión  $v_2$  se actualiza y vuelve al proceso de conteo; es por eso que se observa un comportamiento de diente de sierra. Conforme se vaya obteniendo un mayor nivel de tensión para hacer la comparación, las rampas que presenta el rizo son de mayor duración.

### c) Proceso de descarga

Las Figura 3.11 muestra los resultados de las tensiones  $v_{ca1}$  (rojo) y  $v_{ca2}$  (azul) generadas por los puentes del convertidor durante el proceso de descarga. De forma similar a los resultados para el proceso de carga, se observa que la evolución  $v_{ca2}$  está en función de la gestión de potencia desde el supercondensador hacia el convertidor *DAB*. En 3.11 b) y 3.11 c) se realiza un acercamiento en los instantes iniciales y finales del proceso respectivamente, donde se tiene un desfase mínimo cuando la tensión  $v_{ca2}$  es máxima, y caso contrario cuando  $v_{ca2}$  es mínima el desfase  $\phi$  es máximo. En este modo de operación el ángulo de desfase es de signo negativo ya que el puente secundario adelanta en fase al puente primario.

La Figura 3.12 muestra el comportamiento de la corriente en el inductor durante el proceso de descarga. De forma complementaria al proceso de carga, la evolución presenta una pendiente positiva debido a que el supercondensador  $C$  está disminuyendo su nivel de tensión mientras que el desfase  $\phi$  está aumentando el valor para garantizar una transferencia de potencia constante durante todo el proceso. En 3.12 b) y 3.12 c) se realiza un acercamiento en los intervalos iniciales y finales del proceso respectivamente.

La Figura 3.13 muestra la transferencia de potencia desde las terminales ( $c$ ,  $d$ ) hacia las terminales ( $a$ ,  $b$ ) del convertidor *DAB*. En 3.13 a) se muestra la potencia inyectada desde el convertidor y en 3.13 c) se muestra la potencia consumida por el puerto de entrada, mientras que en 3.13 b) se muestra la evolución de tensión y corriente en el supercondensador durante el proceso de descarga.

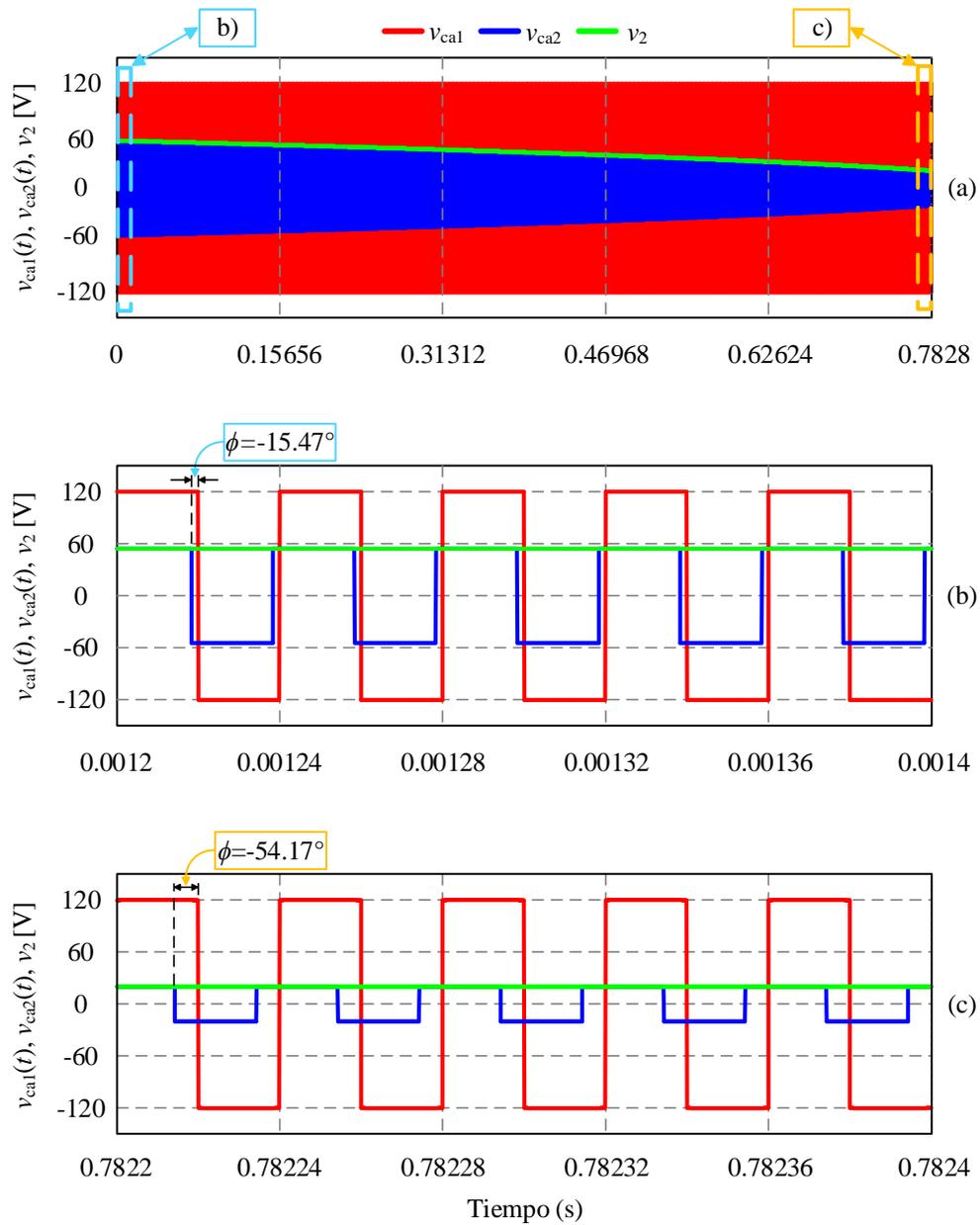


Figura 3. 11. Evolución de las tensiones de los circuitos de puente completo  $v_{ca1}$  y  $v_{ca2}$  y tensión del supercondensador  $v_2$  durante el proceso de descarga.

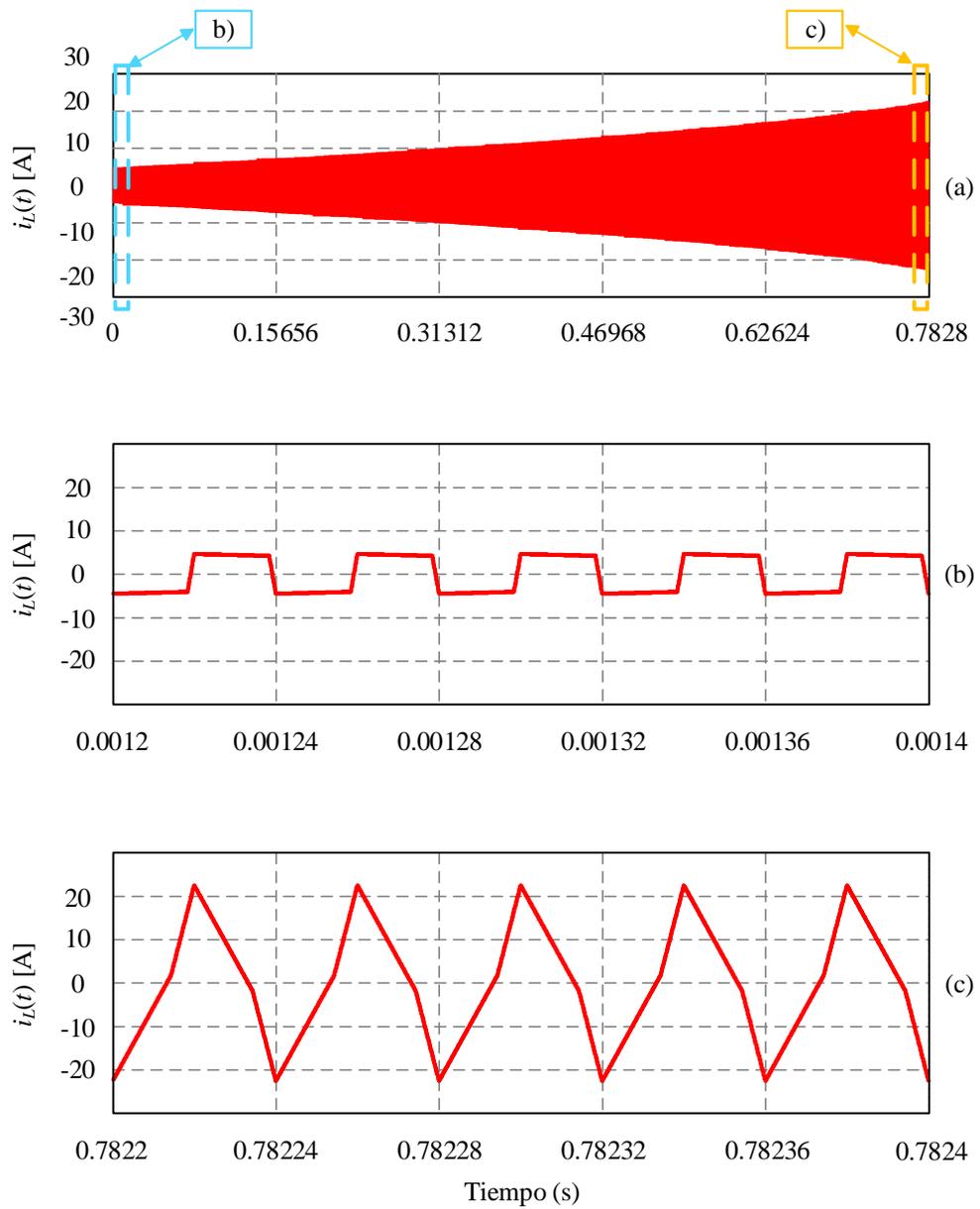


Figura 3. 12. Corriente  $i_L(t)$  a través del inductor durante el proceso de descarga.

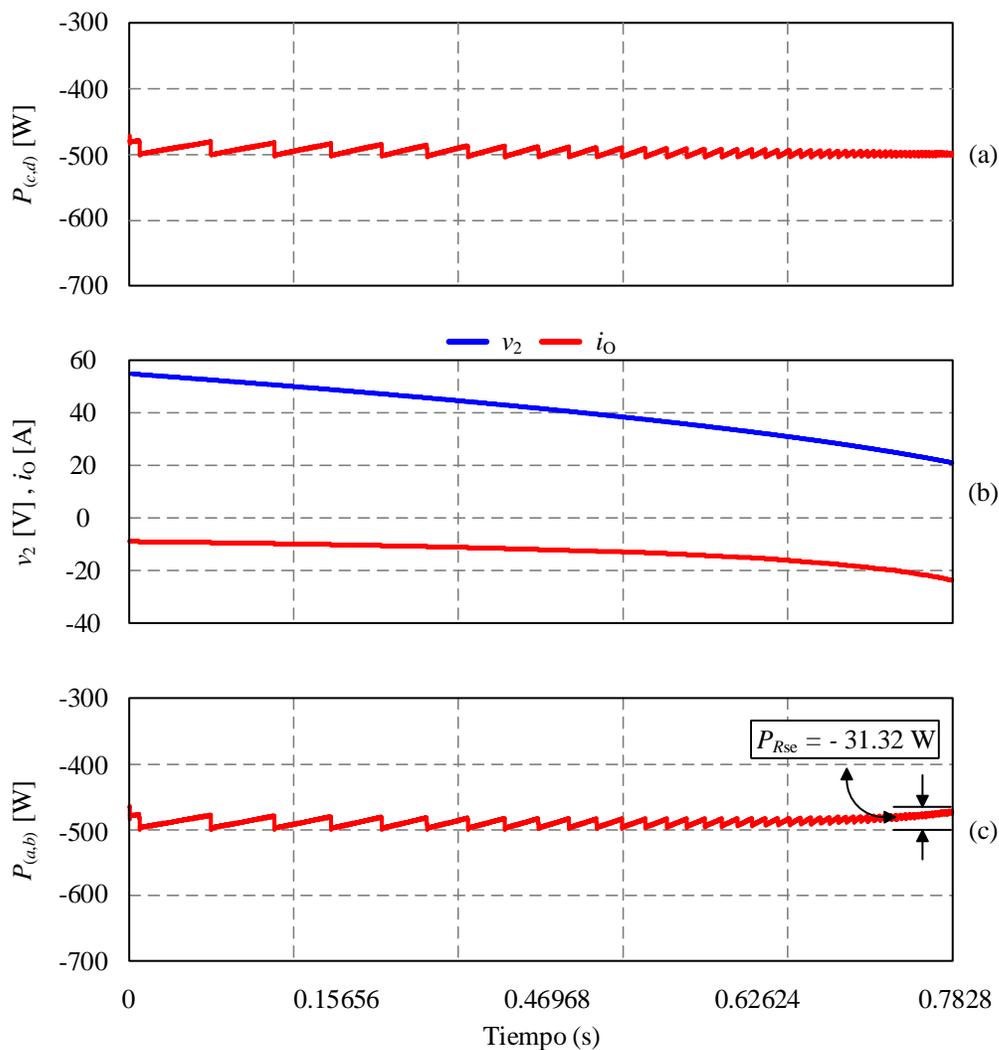


Figura 3. 13. Transferencia de potencia en el convertidor *DAB* y evolución de tensión y corriente en el supercondensador durante la descarga.

La Figura 3.13 muestra los resultados de transferencia de potencia desde el supercondensador hacia el convertidor para el proceso de descarga; 3.13 a) muestra la potencia que está inyectando el supercondensador; 3.13 b) muestra los niveles de tensión y corriente en el supercondensador a lo largo del proceso; 3.13 c) muestra la potencia consumida en la terminales del puerto de entrada del convertidor *DAB*, donde se observa un decremento en la potencia medida en las terminales (*a,b*) del convertidor debido a la potencia que disipa la resistencia serie equivalente de *C*, donde la corriente máxima es  $i_0 = 25$  A. El signo negativo la corriente indica el sentido de flujo.

#### **d) Ciclo de carga-descarga**

Los resultados de la Figura 3.14 muestran un proceso cíclico en la transferencia de potencia promedio hacia y desde el supercondensador; se observa que los perfiles propuestos para la gestión de energía con una tasa de transferencia a potencia promedio constante se cumplen en todo el rango de tensión.

En 3.14 a) se muestra la evolución de corriente a través del inductor donde se observa como la corriente en un inicio es máxima y decrece a medida que el supercondensador incrementa su nivel de tensión; a mitad de proceso la corriente se empieza incrementar a medida que el supercondensador disminuye su nivel de tensión.

Este comportamiento se debe a la variación del ángulo de desfase para mantener la transferencia de potencia constante en todo el lapso.

En 3.14 b) se muestran los niveles de tensión y corriente en el supercondensador, donde los perfiles de carga y descarga corresponden con los estimados en la sección anterior desde un enfoque de nivel energía almacenada.

En 3.14 c) se presentan los perfiles de transferencia de potencia constante en el supercondensador durante todo el ciclo.

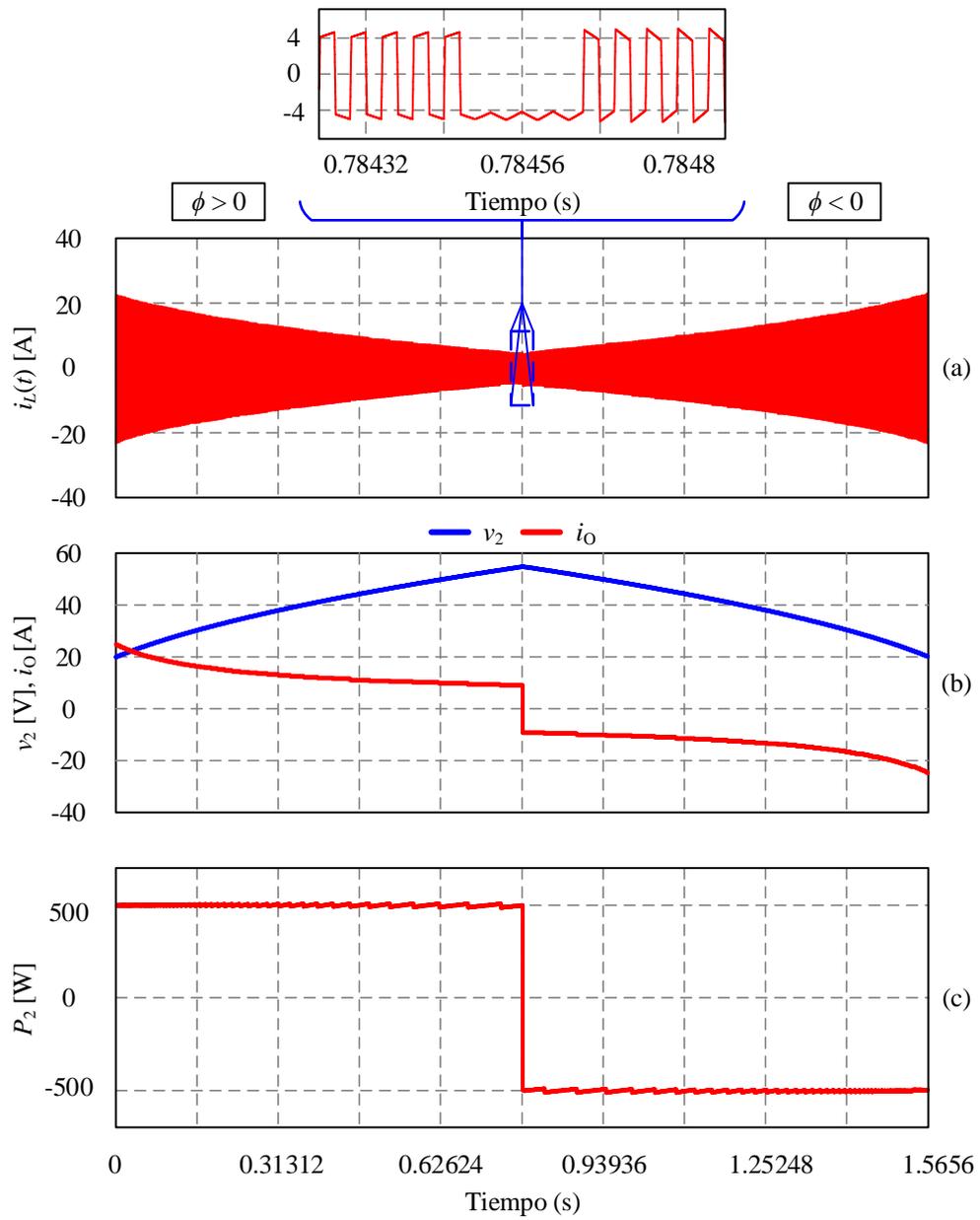


Figura 3. 14. Simulación de los proceso de carga y descarga del supercondensador.

### 3.2 Resultados experimentales

Con el objetivo de poder validar y complementar los resultados obtenidos para la aplicación propuesta de almacenamiento de energía en supercondensador mediante el convertidor *DAB*, se construyó un prototipo experimental con base en la metodología de diseño magnético y selección de dispositivos semiconductores discutida en el capítulo anterior.

Las pruebas experimentales consisten en la validación en estado estable del convertidor *DAB* operando con carga resistiva, así como la validación de la etapa de arranque suave y la validación de la bidireccionalidad del convertidor para gestión de energía en el supercondensador.

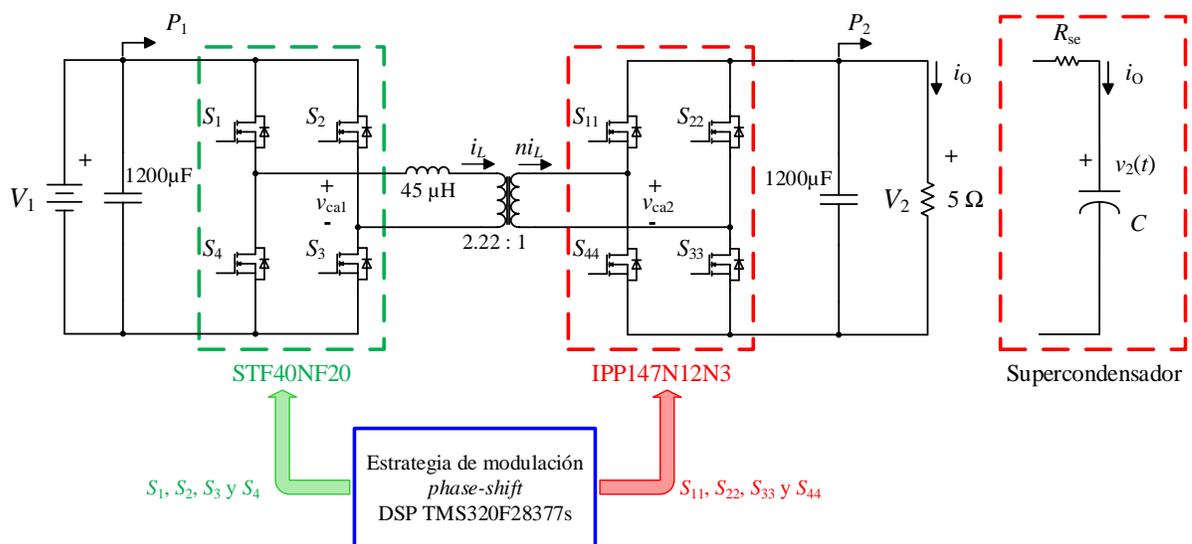


Figura 3. 15. Esquema general del banco de pruebas experimentales.

La Figuras 3.16 muestran el enrutado de la tarjeta PCB del convertidor *DAB*, en la Figura 3.17 se muestra el prototipo experimental y en la Figura 3.18 se muestra el banco de pruebas experimentales.

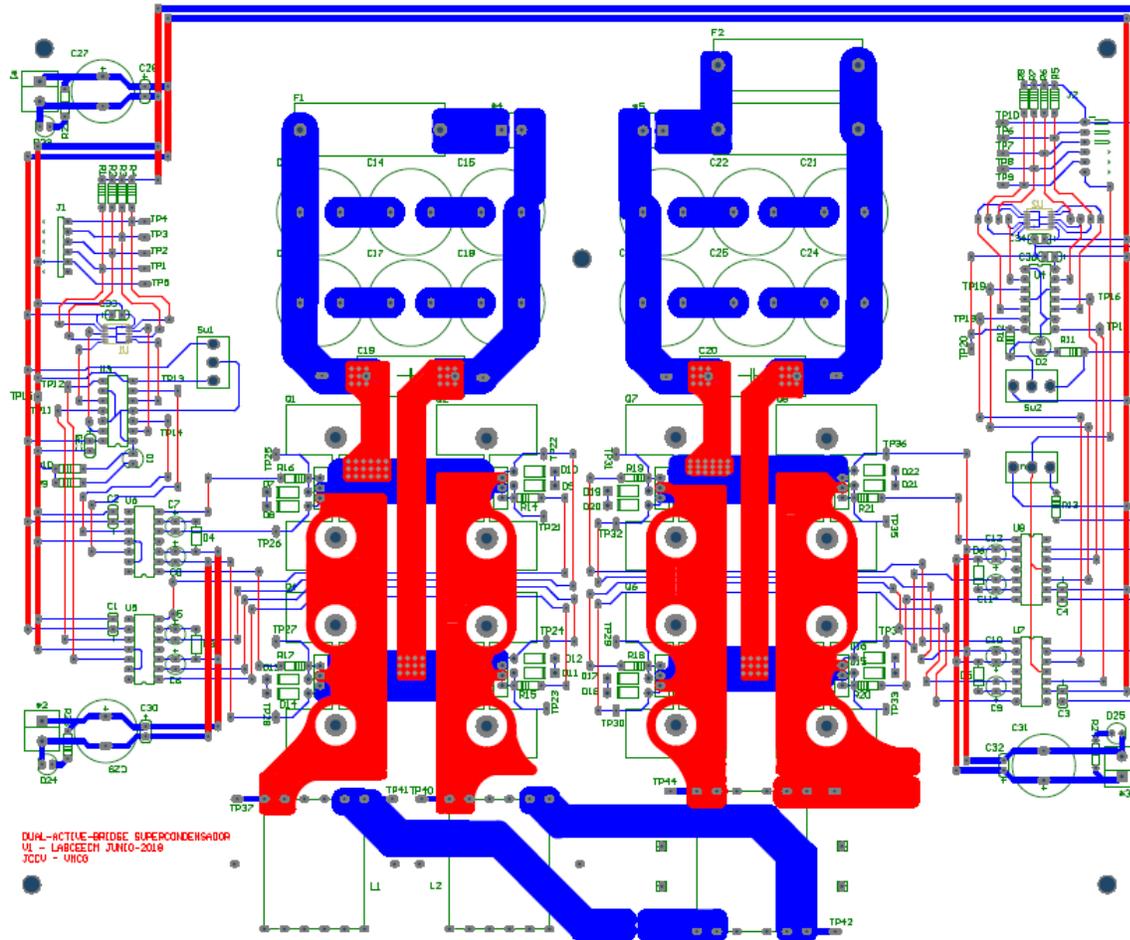


Figura 3. 16. Enrutado de la tarjeta PCB del prototipo experimental.

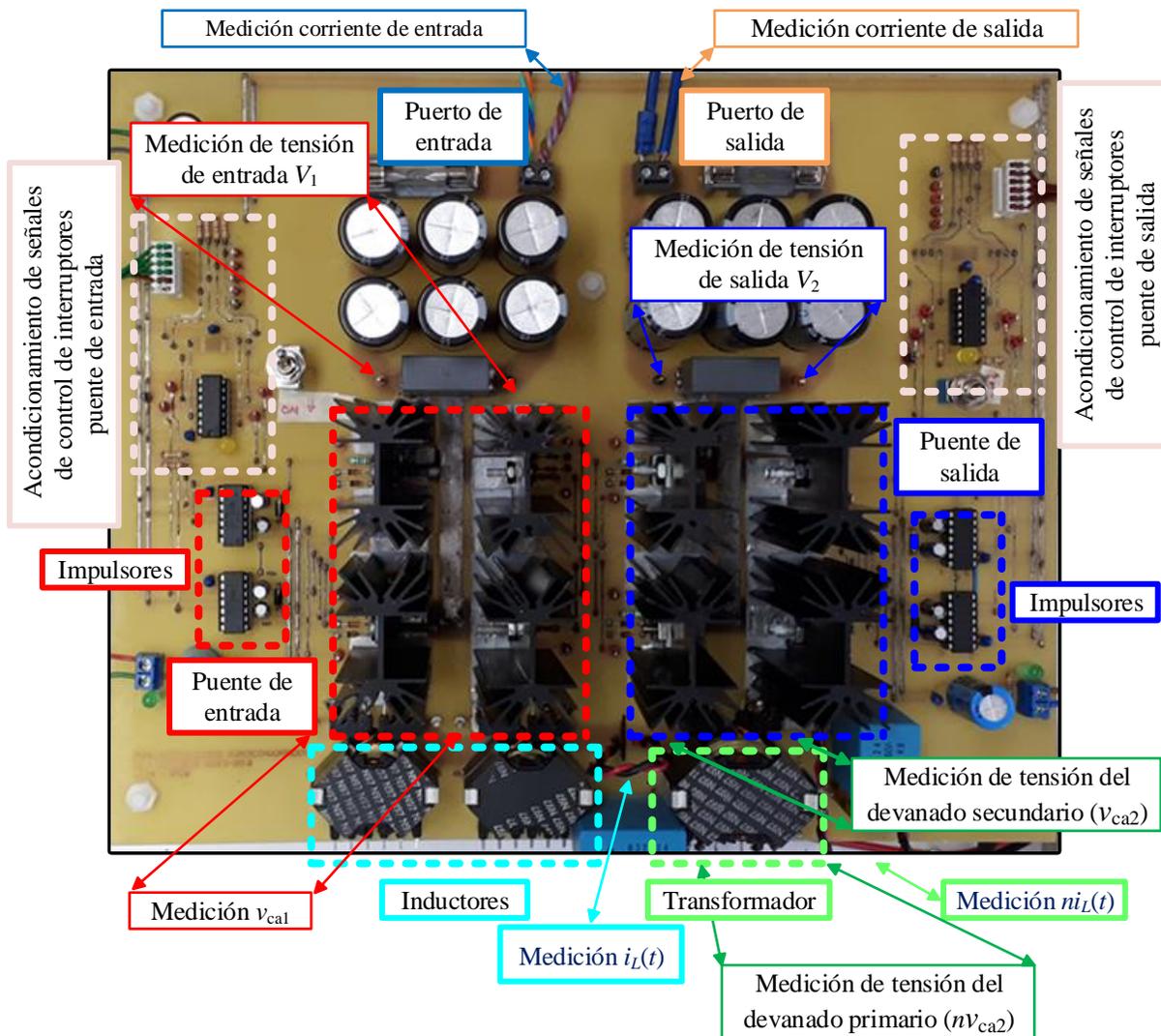


Figura 3. 17. Prototipo experimental del convertidor DAB.

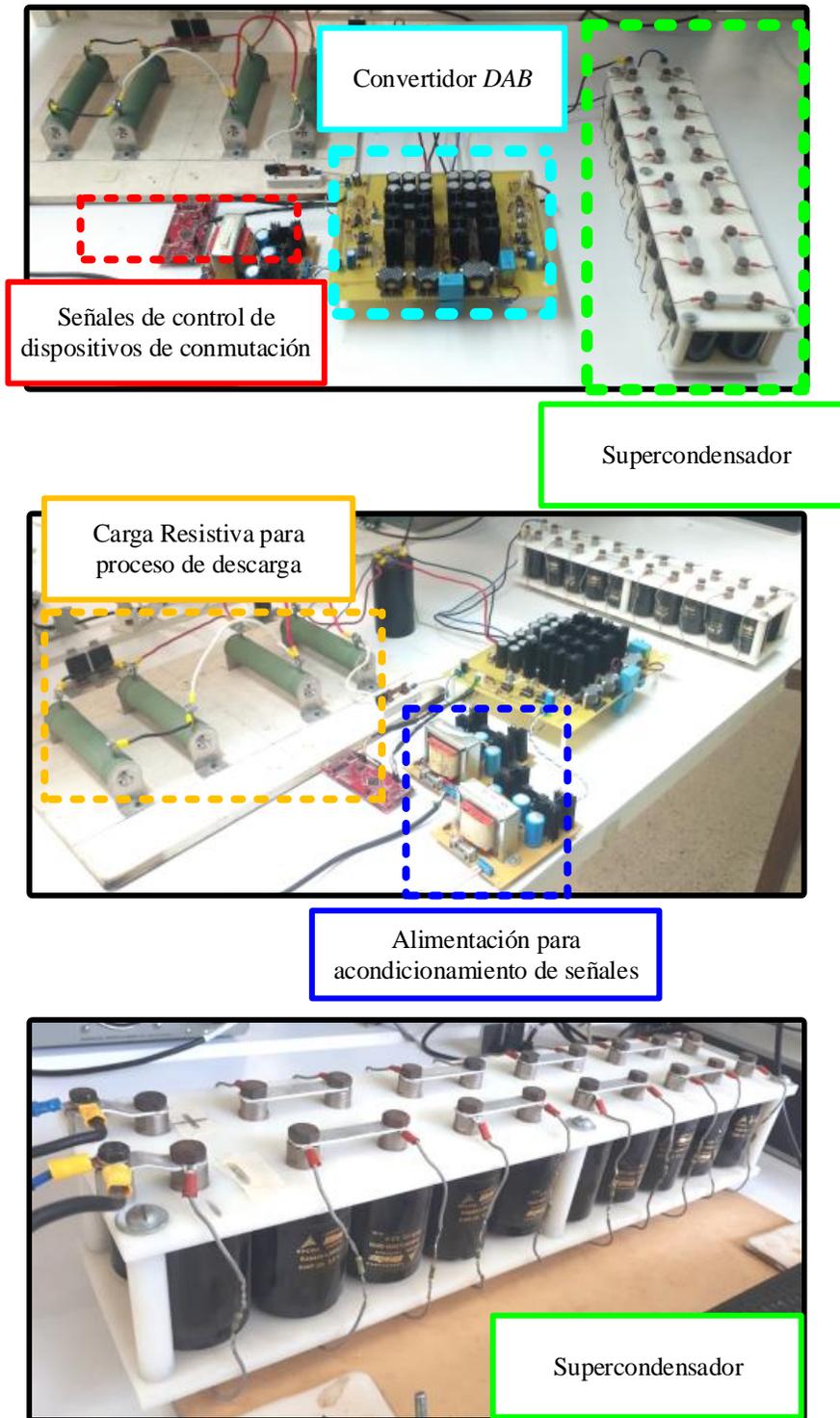


Figura 3. 18. Banco de pruebas experimentales.

### 3.2.1 Arranque suave del convertidor con ciclo útil variable

Las pruebas experimentales realizadas para este modo de operación contemplan una tensión controlada de 50 V a la entrada y una carga resistiva de 5  $\Omega$ , sin el supercondensador, con el objetivo de validar la metodología de diseño. Las Figuras 3.19 y 3.20 muestran los resultados del convertidor trabajando para la etapa de arranque.

En los resultados mostrados en la etapa de arranque suave se aprecian oscilaciones de alta frecuencia en las tensiones conmutadas, las cuales tienen su origen debido al efecto de las capacitancias parásitas asociadas a los diodos en antiparalelo en los dispositivos del puente secundario, ya que en este modo de operación el puente secundario trabaja como rectificador. Estas oscilaciones representan el comportamiento de un circuito equivalente *RLC* que se forma en el modo de operación, donde el valor de  $L$  es el equivalente del inductor de enlace y la inductancia de dispersión del transformador.

En los resultados mostrados en la Figura 3.21 se aprecia la operación del convertidor donde el puente de entrada trabaja con un ciclo útil máximo y el secundario trabaja como rectificador; las oscilaciones presentadas en los devanados del transformador desaparecen, debido a que cuando se trabaja bajo estas condiciones, la energía asociada a la corriente en el inductor de enlace  $L$  siempre tiene una trayectoria de circulación en el circuito; mientras que con valores de ciclo útil menores no se genera una trayectoria para la corriente en el inductor de enlace  $L$ .

La Figura 3.22 muestra los resultados del convertidor trabajando a los valores nominales de tensión y procesando un 80 % de la potencia nominal. A partir de las mediciones se estima la eficiencia resultando en:

$$\eta = \frac{P_{(c,d)}}{P_{(a,b)}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{377.2}{412.3} = 0.915 \rightarrow \eta = 91.5 \% \quad (3.10)$$

Se observa que el convertidor presentan una eficiencia mayor a la estimada, en el entendido de que se trabaja en condiciones nominales de tensión y de corriente, pero no trabajando como *DAB*; se valida esta etapa del convertidor ya que está procesando el 80 % de potencia a la cual se diseñó.

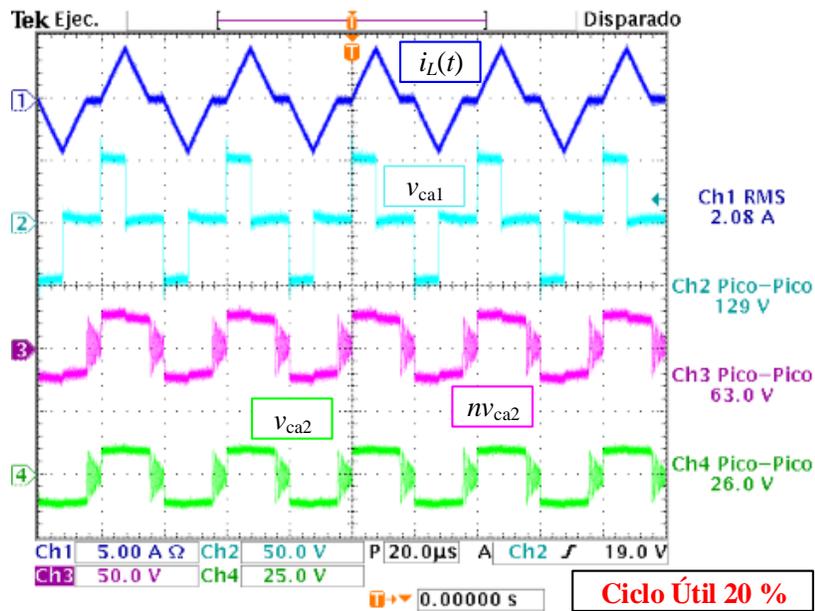
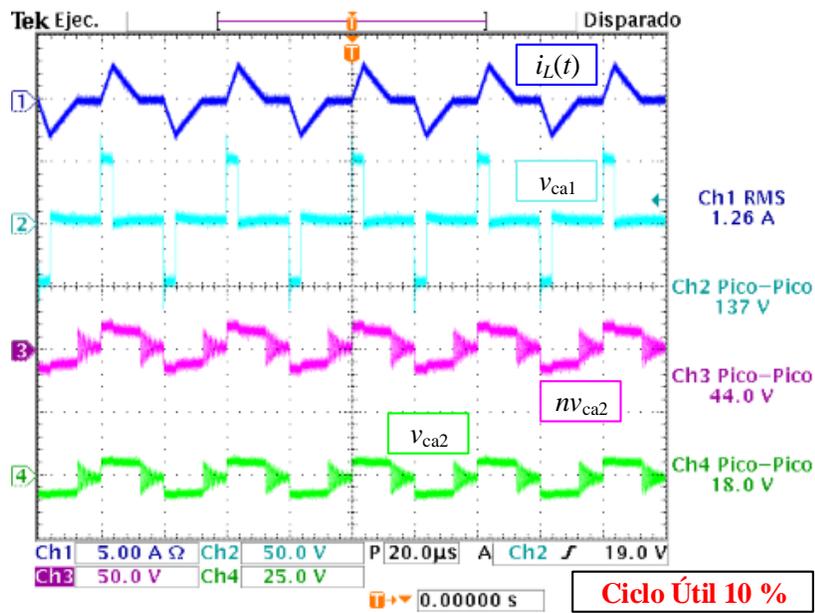


Figura 3. 19. Resultados etapa de arranque suave para un ciclo útil de 10 % y 20 % y 50 V en la tensión de entrada  $V_1$ .

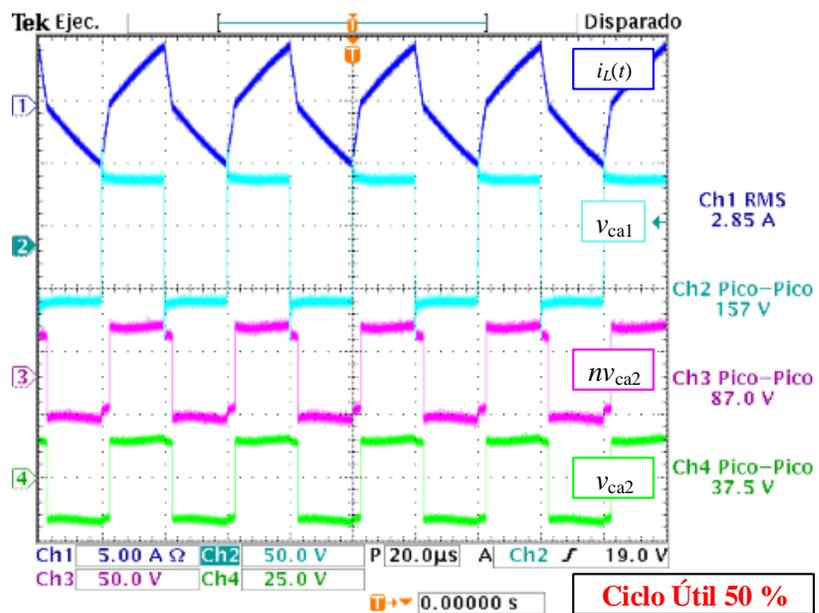
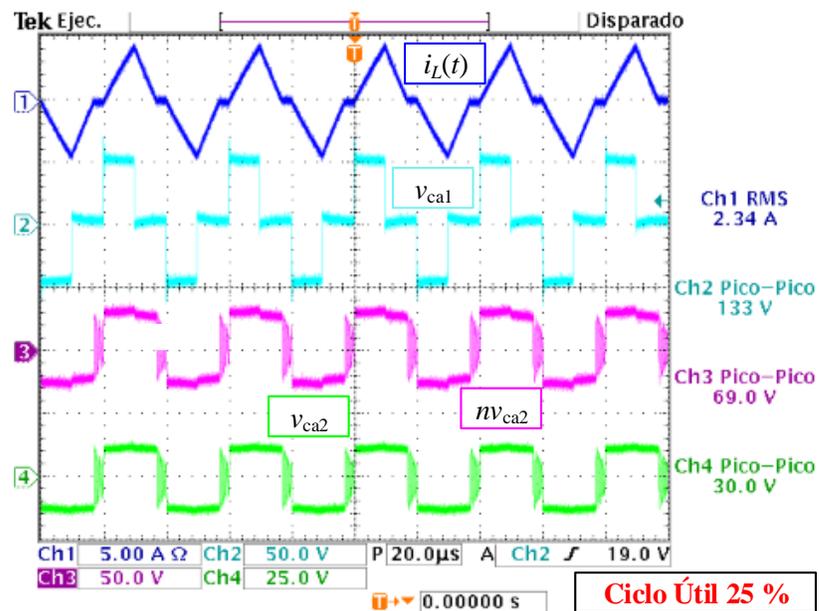


Figura 3. 20. Resultados etapa de arranque suave para un ciclo útil de 25 % y 50 % y 50 V en la tensión de entrada  $V_1$ .

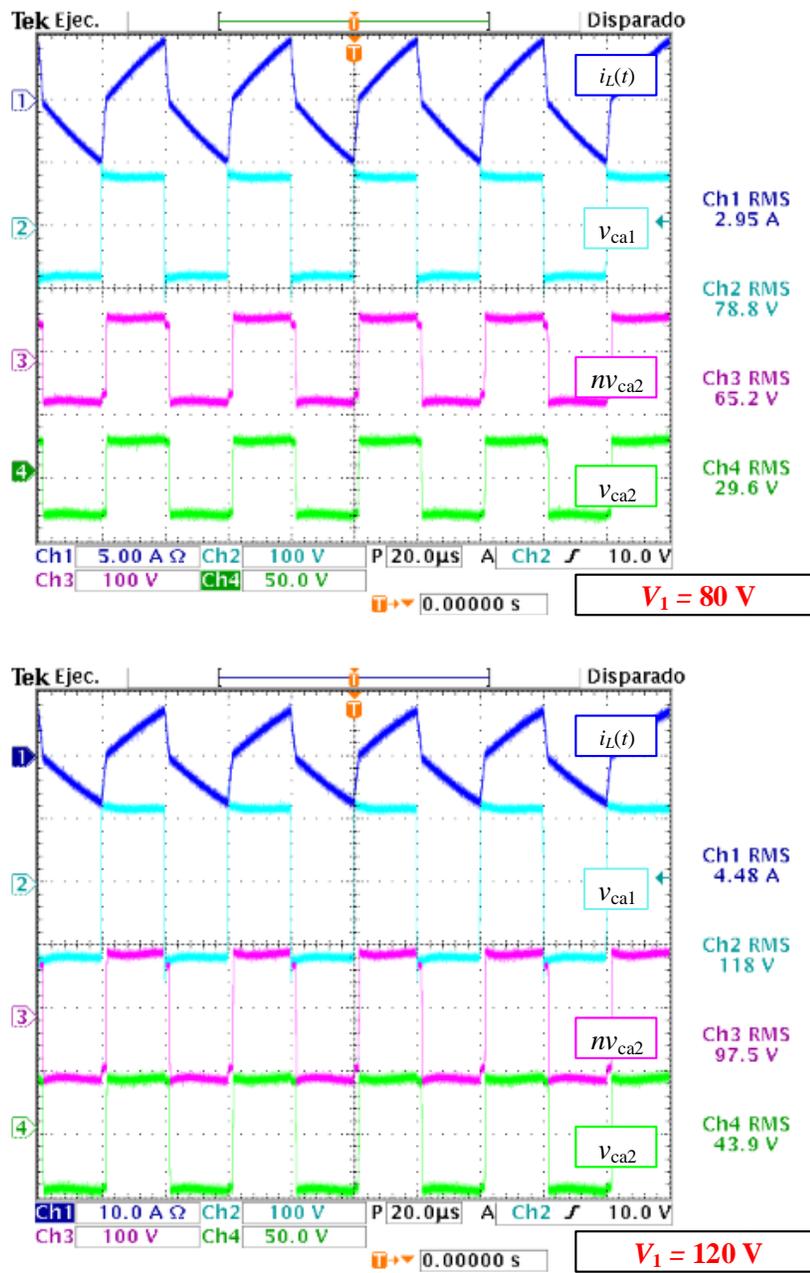


Figura 3. 21. Resultados etapa de arranque con un ciclo útil del 50 %, y una tensión de operación de 80 V y 120 V a la entrada.

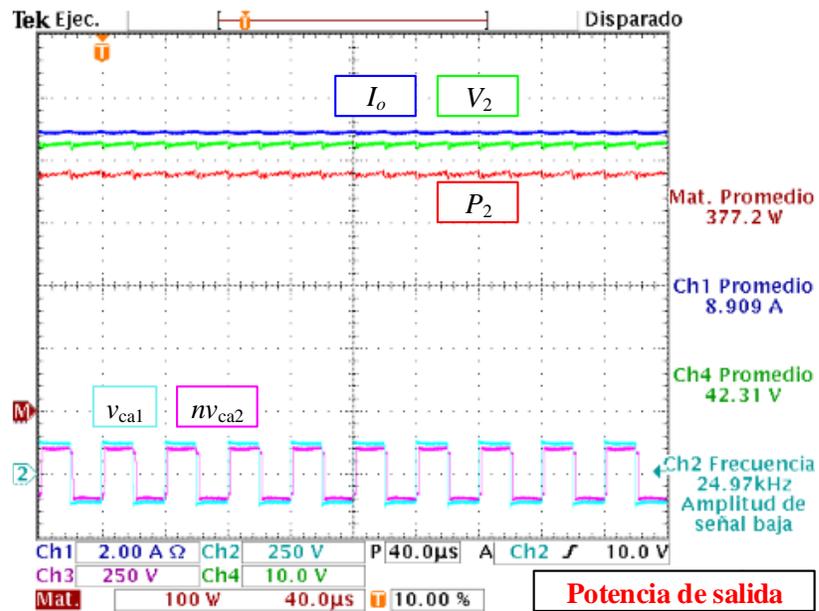
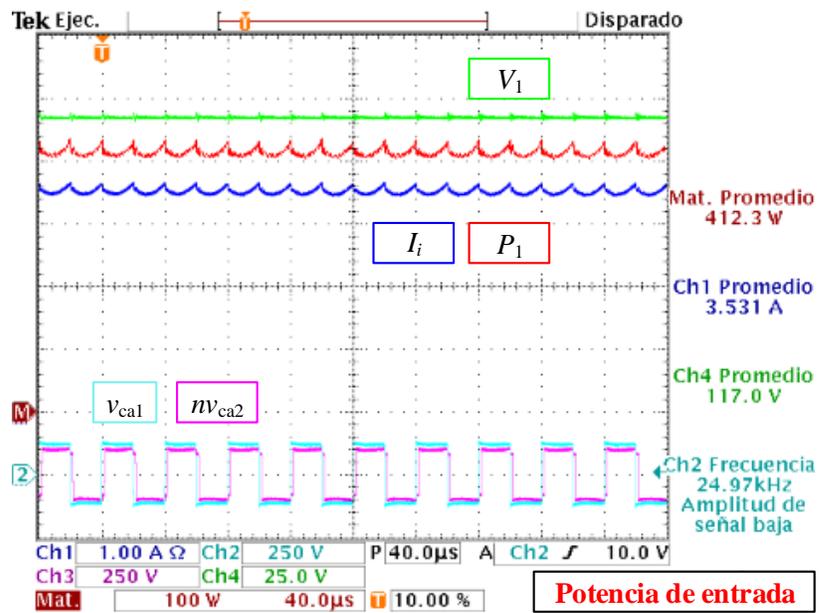


Figura 3. 22. Transferencia de potencia en el convertidor con una eficiencia del 91.5 %.

### 3.2.2 Operación del convertidor *DAB* en estado estable

Las pruebas experimentales que se presentan validan el comportamiento del convertidor *DAB* en esta estable, con una tensión controlada a la entrada de 90 V y un desfase máximo  $\phi = 0.3490$  rad; las pruebas se realizaron con una carga resistiva de 5  $\Omega$  y sin supercondensador.

Los resultados experimentales de las Figuras 3.23 a 3.25 muestran el comportamiento del convertidor *DAB* en estado estable presentando una eficiencia del 96 %, de igual forma que en los resultados de arranque suave la eficiencia del sistema bajo este modo de operación se estima como:

$$\eta = \frac{P_{(c,d)}}{P_{(a,b)}} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{285.2}{295.1} = 0.96 \rightarrow \eta = 96 \% \quad (3.11)$$

Estos resultados experimentales para la etapa de arranque suave están acotados en nivel de tensión de entrada de 50 V. A tensiones superiores las capacitancias parásitas de los MOSFET generan interferencia.

Las pruebas del convertidor *DAB* están acotadas hasta un valor de tensión de 90 V y un desfase máximo de 0.3490 rad, con un procesamiento de potencia del 60 % del valor de diseño del convertidor.

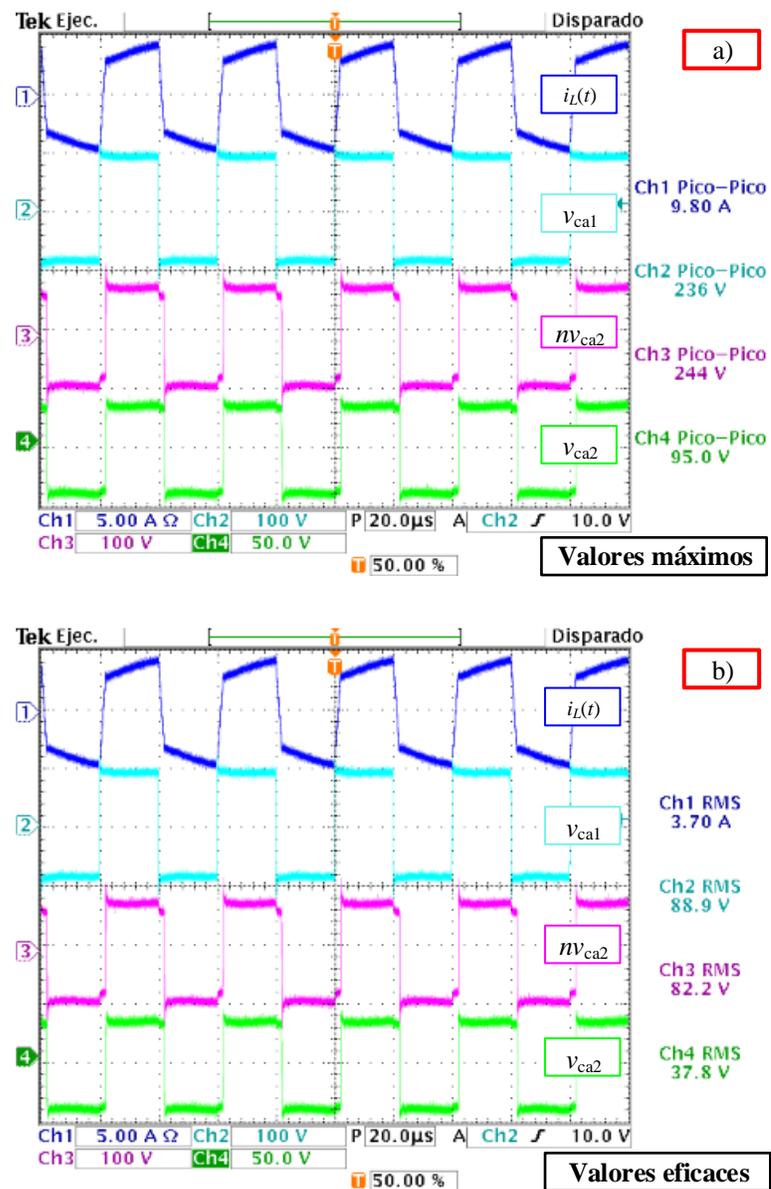


Figura 3. 23. Resultados experimentales del convertidor *DAB* en estado estable; mediciones de tensión y corriente en el lado primario del transformador; a) Lectura de valores máximos y b) Lectura de valores eficaces.

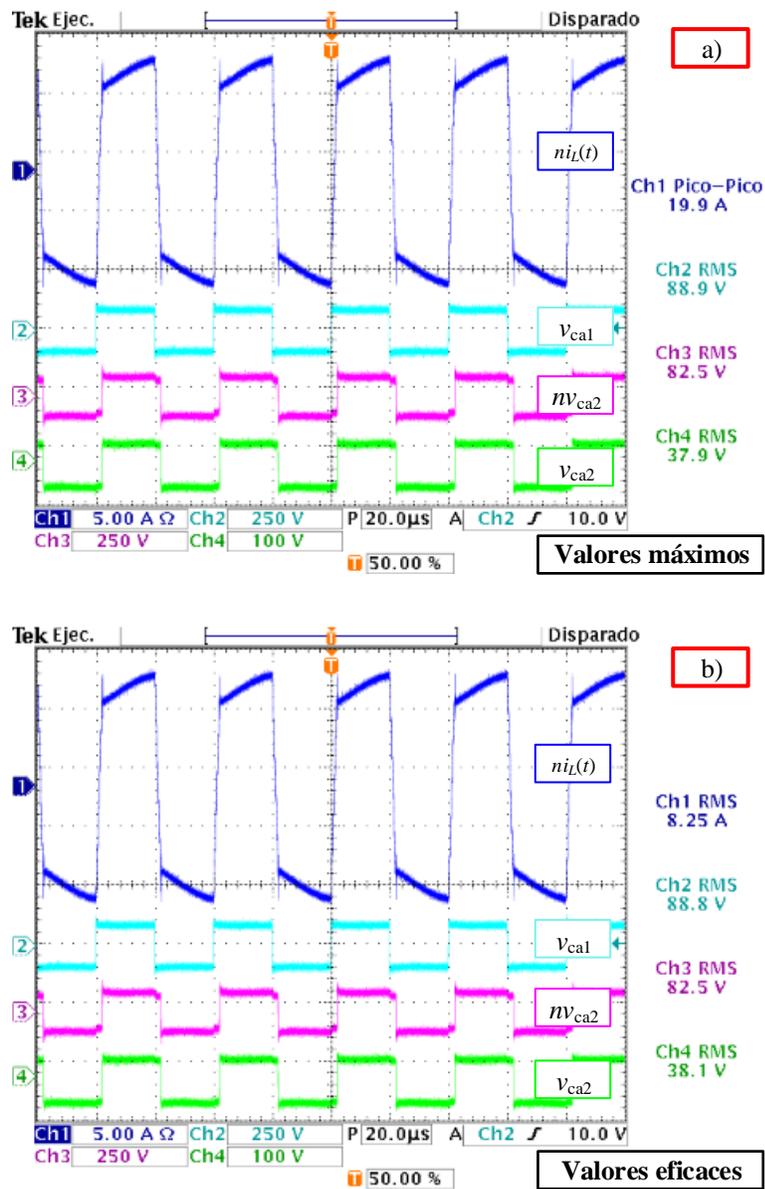


Figura 3. 24. Resultados experimentales del convertidor *DAB* en estado estable; mediciones de tensión y corriente en el lado secundario del transformador; a) Lectura de valores máximos y b) Lectura de valores eficaces.

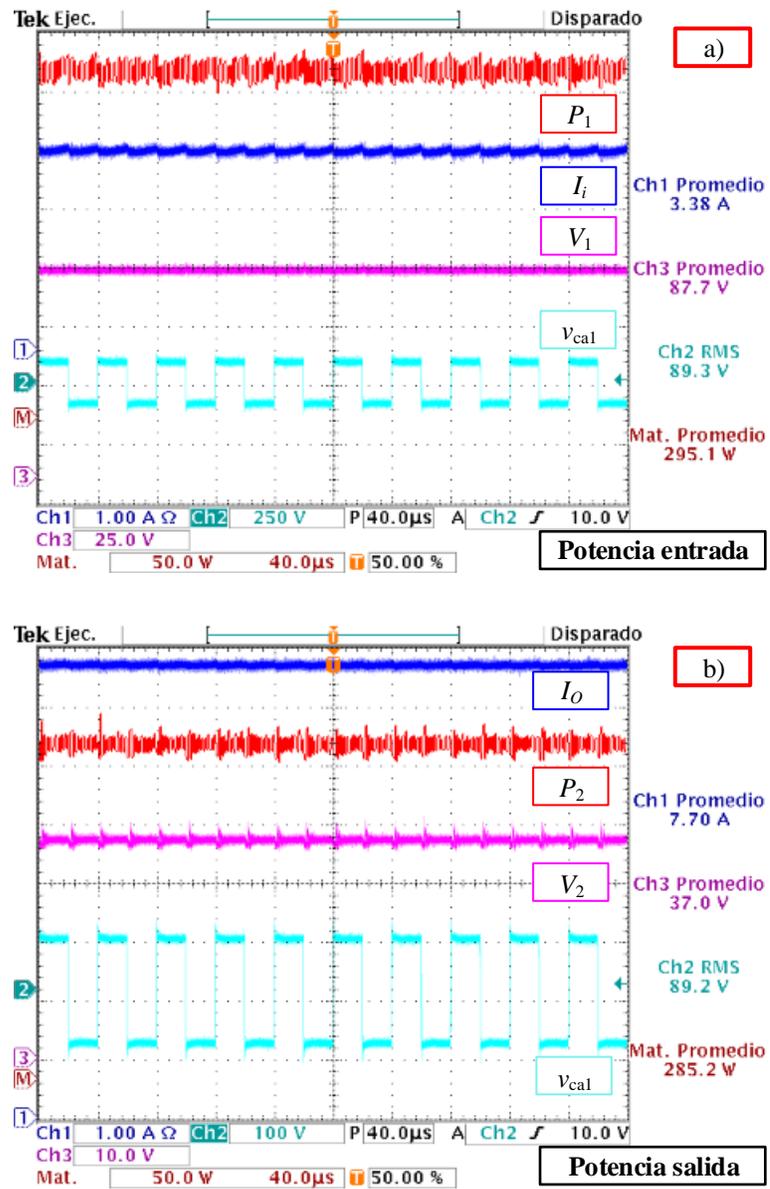


Figura 3. 25. Transferencia de potencia en estado estable del convertidor *DAB*;  
 a) Puerto de entrada  $P_{(a,b)}$  y b) Puerto de salida  $P_{(c,d)}$ .

### 3.2.3 Carga y descarga de supercondensador

Para complementar los resultados de la validación del convertidor *DAB* se realizaron diversas pruebas con el supercondensador, con una tensión controlada de entrada de 90 V para la carga y un desfase máximo de  $\phi = 0.3140$  rad y controlando la descarga con una carga resistiva.

En la Figura 3.26 se muestran los resultados del convertidor trabajando en la etapa de arranque suave para llevar el supercondensador a la tensión mínima de operación para la prueba de carga a una potencia constante de 100 W; se observa que el valor de tensión  $v_{ca2}$  empieza a crecer y la corriente en el inductor empieza a disminuir en magnitud.

En la Figura 3.27 se muestran los resultados del convertidor operando como *DAB* para la carga del supercondensador bajo las siguientes condiciones:

- a) Tensión de entrada de 80 V con un desfase máximo de  $0.3140$  rad =  $18^\circ$ .
- b) Tensión de entrada de 90 V con un desfase de  $0.0872$  rad =  $5^\circ$ .

En donde se observa que la corriente en el inductor de enlace  $L$  al inicio es máxima y al final del proceso la corriente es mínima. En la Figura 3.28 se muestran los resultados del proceso de carga con una ventana de tiempo de 40 segundos para la visualización del proceso, donde se observa el comportamiento de la corriente.

En la Figura 3.29 se muestra al convertidor *DAB* para la descarga del supercondensador donde en el puerto de entrada se conecta una carga resistiva de  $117.5 \Omega$ .

- a) Tensión del puerto de entrada  $V_1 = 85$  V y un desfase de  $-0.0873$  rad =  $-5^\circ$ .
- b) Tensión del puerto de entrada  $V_1 = 65$  V y un desfase de  $-0.1745$  rad =  $-10^\circ$ .

La corriente al inicio del proceso es mínima y conforme vaya descargándose el supercondensador e ir aumentando el desfase, aumenta en magnitud para poder mantener el flujo de potencia constante desde el supercondensador hacia la carga resistiva. En la Figura 3.30 se muestran el proceso de descarga a nivel macro en una ventana de tiempo de 40 segundos.

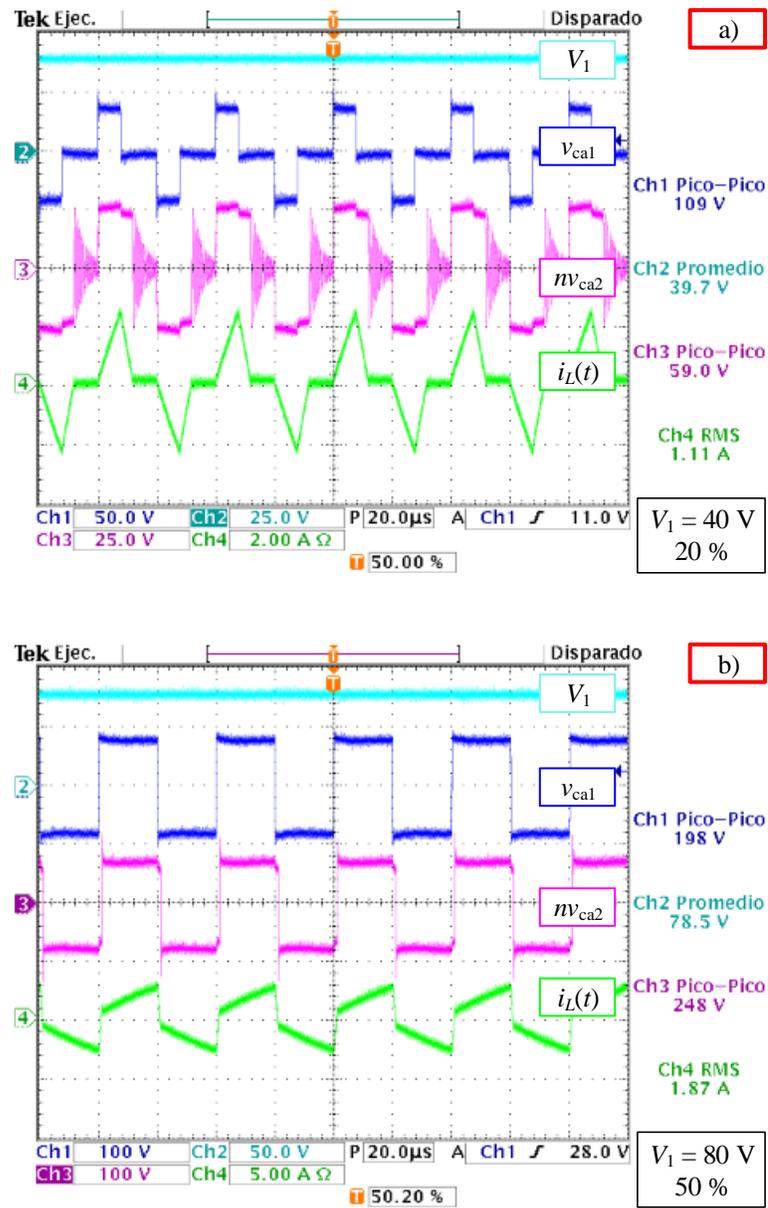


Figura 3. 26. Resultados experimentales en la etapa de arranque suave para la carga del supercondensador.

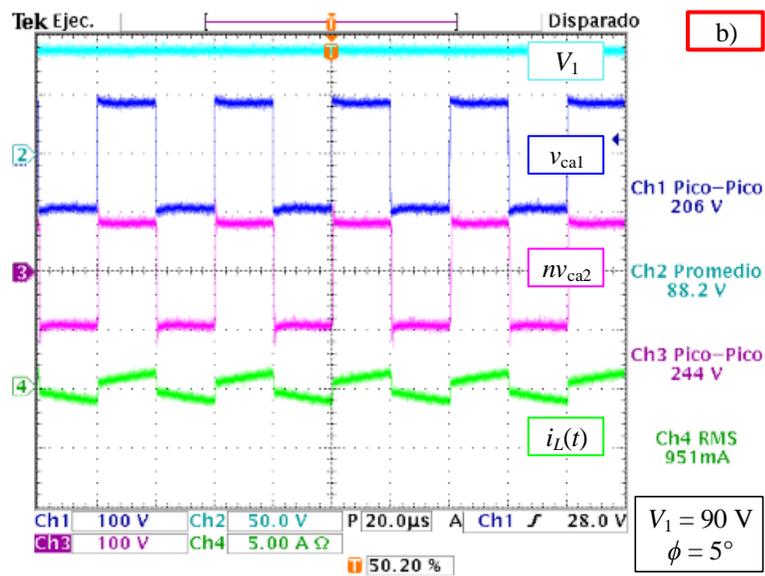
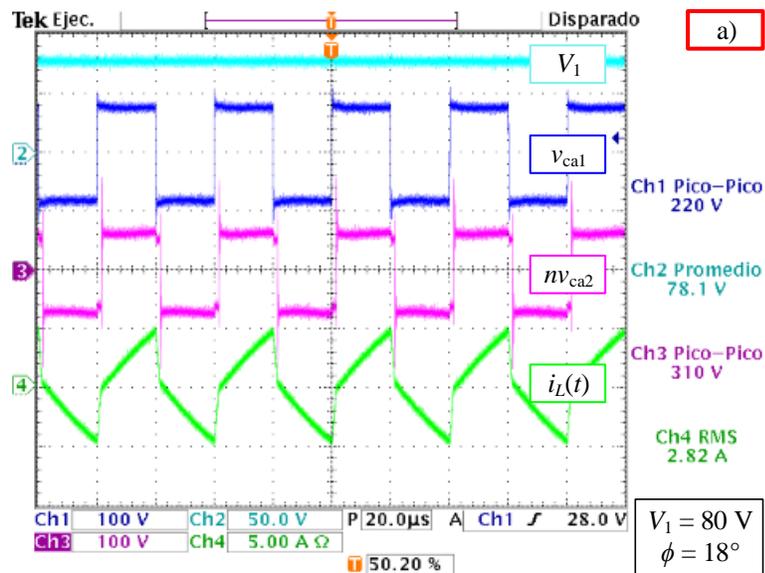


Figura 3. 27. Resultados experimentales durante el proceso de carga del supercondensador a potencia constante.

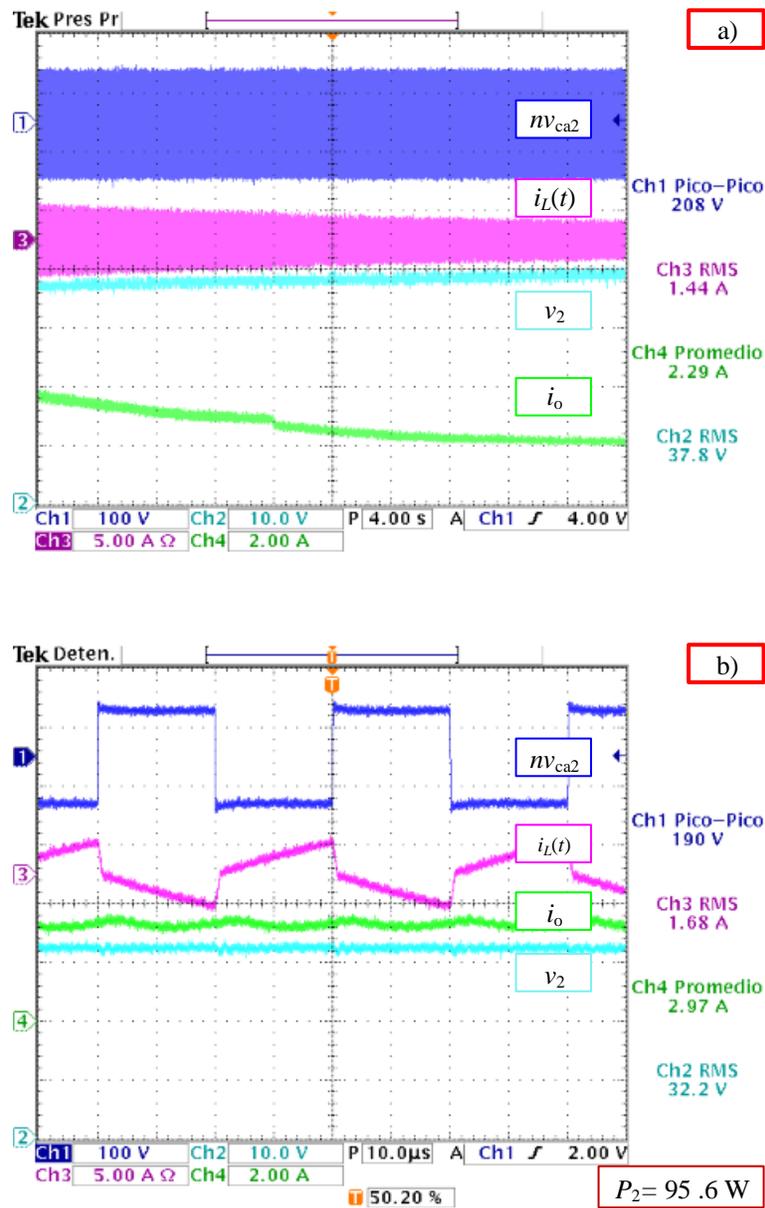


Figura 3. 28. Resultados durante el proceso de carga del supercondensador con una tasa de transferencia de potencia constante de 100 W.

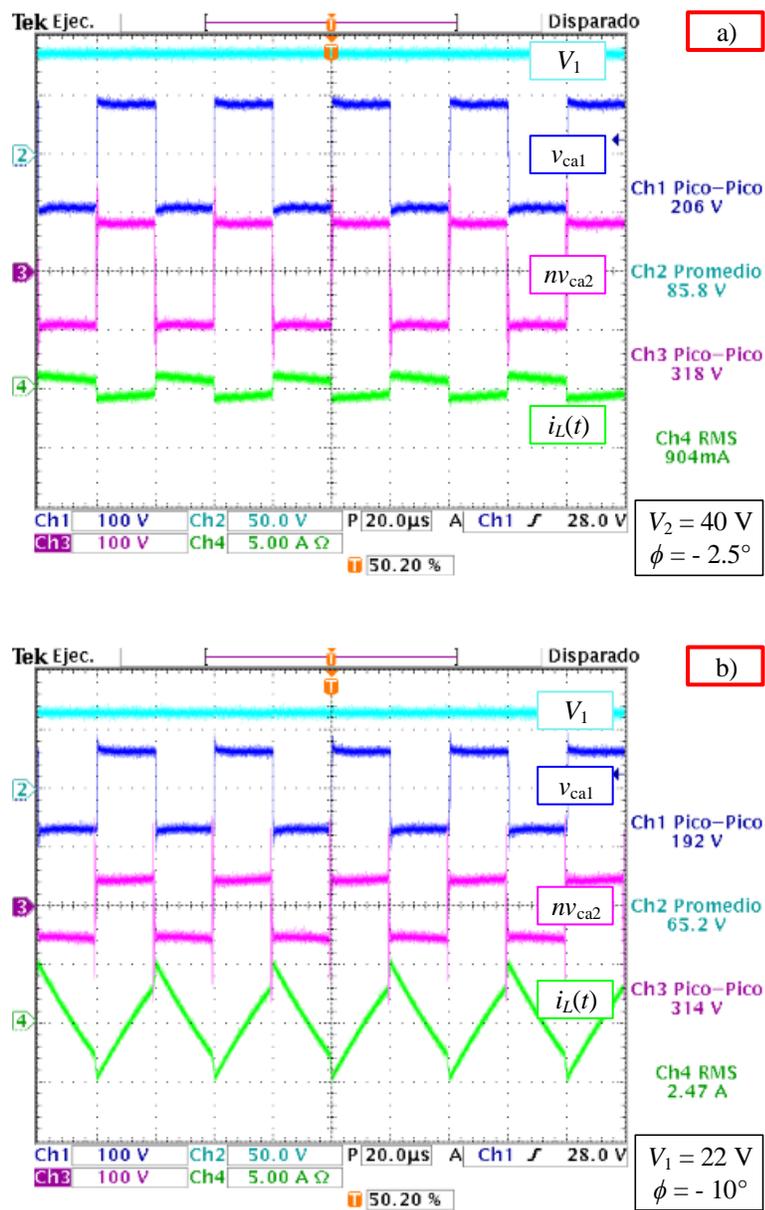


Figura 3. 29. Resultados experimentales durante el proceso de descarga del supercondensador a potencia constante.

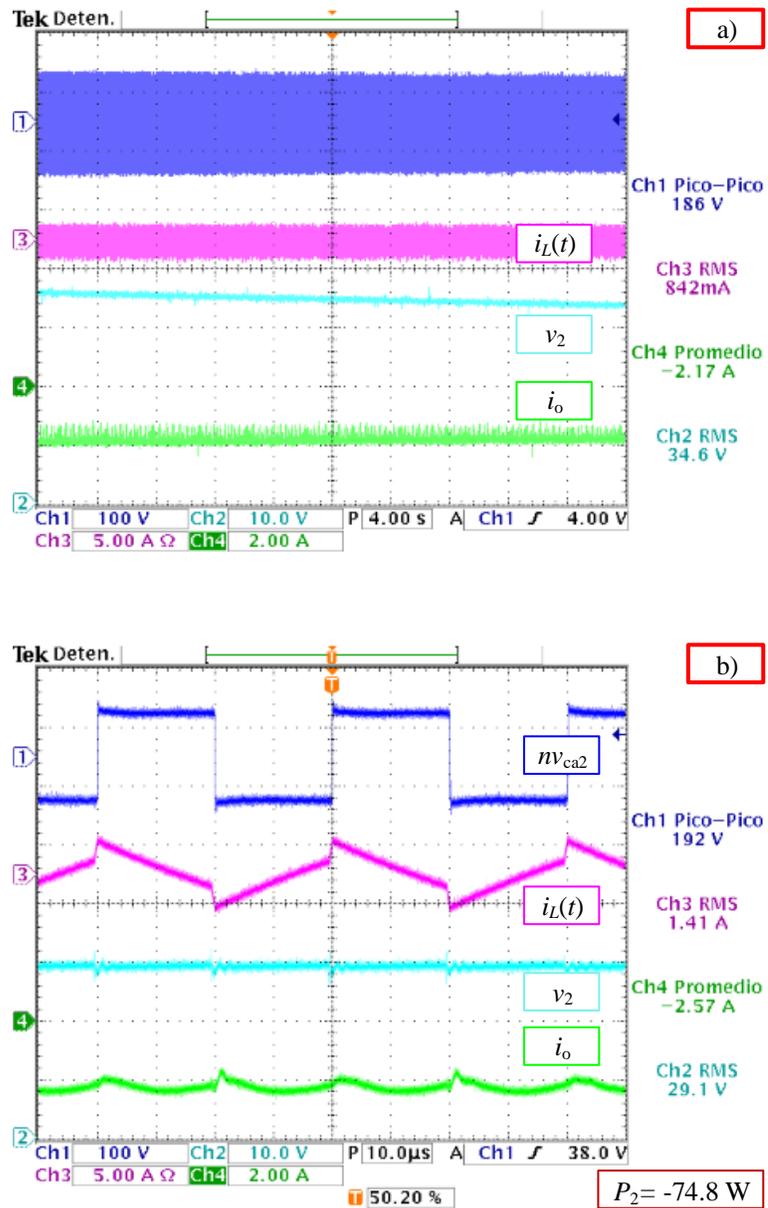


Figura 3. 30. Resultados durante el proceso de descarga del supercondensador con una tasa de transferencia de potencia constante de 75 W.

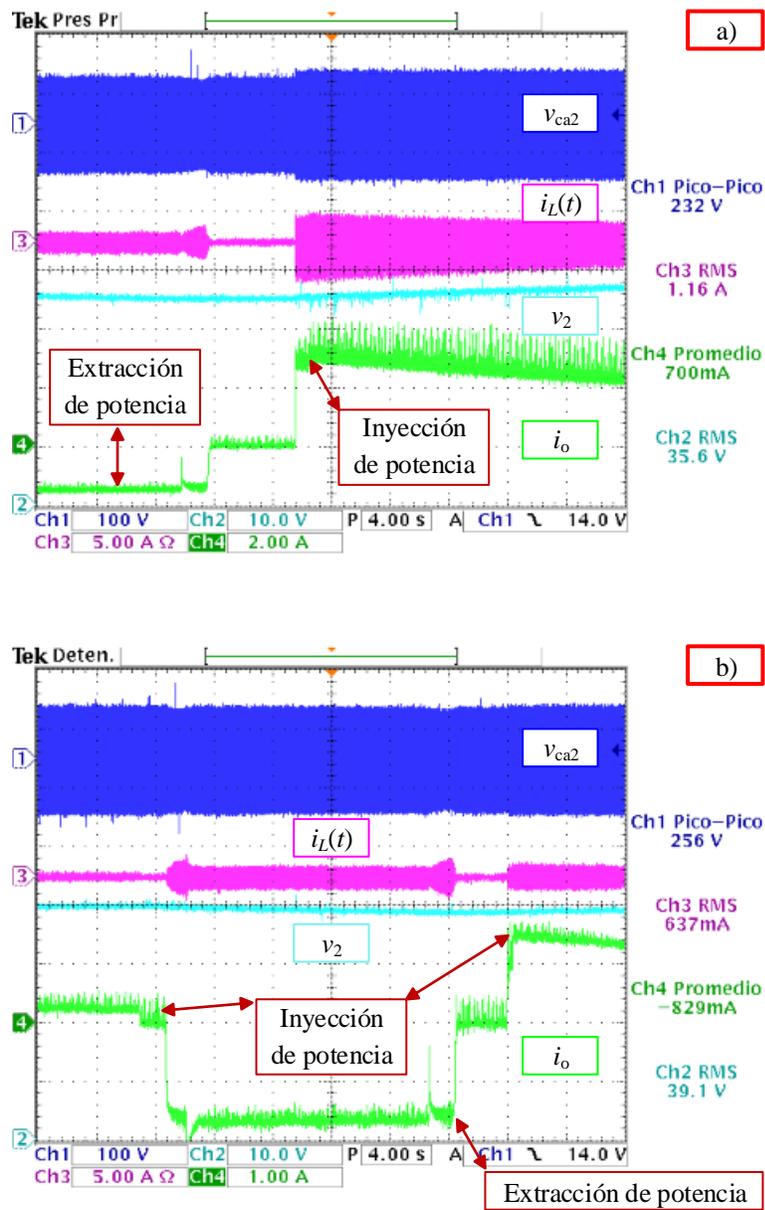


Figura 3. 31. Resultados experimentales del proceso de carga y descarga del supercondensador.

En los resultados presentados en los procesos de carga y descarga se observa que la corriente en el inductor decrece y crece respectivamente conforme se varía el ángulo de desfase en función del nivel de tensión en el supercondensador. Las pruebas de carga y descarga están acotadas por las limitantes del sistema mencionadas anteriormente, pero se valida el comportamiento del convertidor con base en la idea propuesta en esta investigación para la gestión de energía hacia y desde el supercondensador.

El comportamiento de la corriente puede compararse con los resultados de simulación de las Figuras 3.9 y 3.12 respectivamente, en el entendido de los casos puntuales como en el instante inicial y final de los procesos, esto para poder mantener un flujo de potencia constante hacia y desde el supercondensador.

Por último se muestran los resultados para un proceso de inyección y extracción de potencia en el supercondensador. Estos resultados se muestran en la Figura 3.31.

En la Figura 3.31 a) se muestra en un inicio la extracción de potencia en el supercondensador, para después inyectar potencia a este elemento, es por eso que el trazo de la tensión en el supercondensador presenta un comportamiento decreciente durante la extracción y la corriente aumenta, mientras que durante la carga presenta un comportamiento incremental y la corriente disminuye.

En la Figura 3.31 b) se muestran los resultados para comprobar la bidireccionalidad del convertidor *DAB* donde en el caso contrario a las pruebas mostradas en la Figura 3.31 a), al inicio del proceso se está inyectando potencia al supercondensador, enseguida se extrae potencia de este elemento y finalmente se vuelve inyectar potencia. En el trazo correspondiente a la corriente en el supercondensador se observa que los escalones correspondientes a la descarga y carga presentan la misma magnitud, es decir la potencia que se extrajo del supercondensador es la misma que se volvió a inyectar, con lo que se validan los análisis para transferencia de potencia en el supercondensador presentados en esta investigación.



---

## Conclusiones

---

En esta investigación se realizó un estudio detallado del convertidor *DAB* para una aplicación de almacenamiento de energía en un supercondensador, dentro del contexto de los nuevos sistemas de generación de energía basados en tecnologías de generación renovable.

A partir del trabajo desarrollado se tienen las siguientes conclusiones:

- La metodología propuesta establece condiciones bajo las cuales el perfil propuesto de carga y descarga que relaciona el nivel de energía con la tensión del supercondensador, cumple en todo el rango de operación con las condiciones del sistema en estado estable, para determinar la transferencia de potencia, los tiempos de carga y descarga así como del dimensionamiento del inductor externo
- A partir de la caracterización del supercondensador es válido emplear el modelo *RC* de primer orden, el cual emula de manera válida el comportamiento dinámico de la tensión y el nivel de energía almacenada.

- El proceso de operación de transferencia de potencia constante implica un ajuste continuo del ángulo de desfase, y tiene éste una relación no lineal con la tasa de transferencia de energía.
- La condición inicial de operación donde el supercondensador está descargado es un punto crítico, siendo necesario operar un ciclo de arranque suave que limite la corriente y evite la saturación magnética, así como fallas por sobrecarga en los semiconductores.

La metodología desarrollada se validó mediante simulación y evaluación experimental en un prototipo de laboratorio trabajando dentro del rango de tensión propuesto. Los resultados experimentales validan tanto el diseño de los elementos magnéticos como la selección de los dispositivos semiconductores. El convertidor implementado trabaja de acuerdo a los análisis; en el mejor de los casos presentó una eficiencia del 96 %.

Como aportaciones de este trabajo de tesis se resalta:

- Análisis de transferencia de energía en el convertidor con una gestión de potencia constante desde el enfoque de energía almacenada en el supercondensador.
- Dimensionamiento de los elementos magnéticos bajo la metodología planteada.
- Desarrollo de un prototipo experimental.

## **Trabajo futuro**

Con base en los estudios realizados en esta investigación y los resultados obtenidos se plantean las siguientes temáticas para dar continuidad y extender esta investigación.

- Automatizar los procesos de operación (arranque suave, carga y descarga controlada) a partir de un sistema digital.

- Ampliar los resultados experimentales para la potencia máxima del convertidor.
- Analizar el modelo equivalente  $RLC$  de tercer orden del sistema que se refleja en los devanados del transformador, formado por la inductancia equivalente del inductor de enlace, el condensador de salida  $C_o$  y el modelo  $RC$  serie del supercondensador, con el objetivo de poder estimar el tiempo en el cual se alcanza el nivel de tensión mínimo durante el proceso de arranque suave.
- Desarrollar un modelo dinámico del sistema y proponer un esquema de control en lazo cerrado a potencia constante y potencia variable.
- Extender los análisis de transferencia de potencia a una topología Multi-Active-Bridge ( $MAB$ ).

## Publicaciones generadas

Como producto de esta investigación se sometió y se presentó en el Congreso Nacional de Control Automático CNCA 2018 del AMCA el trabajo:

- J.C. Coronado-Vázquez, V. Cárdenas, A. Aganza-Torres, R. Alvarez-Salas, J. Alcalá, “Convertidor Dual-Active-Bridge Para Almacenamiento de Energía en un Supercondensador”, 2018 Congreso Nacional de Control Automático (AMCA 2018), San Luis Potosí, México, Octubre 2018.



# Anexo A.1

---

## Diseño magnético del transformador de media frecuencia e inductores externos

---

Como se mencionó en el Capítulo 2 un aspecto importante para el diseño del convertidor *DAB* es el diseño magnético del transformador de media frecuencia y la inductancia auxiliar externa, ya que es a través de estos elementos se logra la gestión de potencia en el convertidor. El diseño magnético se sigue de la metodología propuestas en [23] y [24] enfocado a producto de áreas.

### A.1.1 Transformador de media frecuencia

La Tabla A.1.1 muestra los parámetros de potencia para el diseño del transformador de media frecuencia, enseguida se muestran los pasos para su diseño.

El diseño es como sigue:

Se calcula la potencia construida  $P_T$ , a partir de la expresión (A.1.1).

$$P_T = P \left( 1 + \frac{1}{\eta} \right) \quad (\text{A.1.1})$$

$$P_T = 500 \left( 1 + \frac{1}{0.9} \right) = 1055.55 \text{ W} \quad (\text{A.1.2})$$

Tabla A.1. 1. Parámetros de potencia para diseño magnético del transformador de media frecuencia.

Parámetro	Valor
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión nominal de entrada, $V_1$	120 V
Tensión nominal de salida, $V_2$	55 V
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz
Eficiencia propuesta, $\eta$	0.9
Densidad de flujo de operación, $B_m$	320 mT
Corriente máxima nominal devanado primario, $I_{ca1 \text{ RMS}}$	13.20 A
Corriente máxima nominal devanado secundario, $I_{ca2 \text{ RMS}}$	28.78 A

Con la potencia construida, se obtiene el producto de áreas  $A_P$  necesario para el transformador de media frecuencia, esto con base en (A.1.3).

$$A_P = \left( \frac{P_T 10^4}{K_f B_m K_u K_j f_s} \right)^X \quad (\text{A.1.3})$$

De acuerdo a [23] los parámetros de la definición de (A.1.3) son los siguientes:

- $A_P$ , Producto de áreas requerido ( $\text{cm}^4$ )
- $K_f = 4$ , factor de forma de una señal cuadra
- $K_u = 0.4$ , factor de utilización de ventana
- $K_j = 590$ , factor de incremento de temperatura
- $B_m = 320 \text{ mT}$ , densidad de flujo nominal de operación (Tabla A.1.1)
- $X = 1.14$ , factor de geometría
- $f_s = 25 \text{ kHz}$ , frecuencia de operación

$$A_p = \left[ \frac{(1055.55)10^4}{(4)(320 \times 10^{-3})(0.4)(590)(25 \times 10^3)} \right]^{1.14} = 1.4647 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.1.4})$$

El núcleo seleccionado es una ferrita RM 14 de material N97, sus parámetros se muestran en la Tabla A.1.2.

Tabla A.1. 2. Parámetros técnicos RM 14.

Parámetro	Valor
Densidad de flujo $B_{\max}$	410 mT
Producto de áreas, $A_p$	2.7790 cm <sup>4</sup>
Área de sección transversal, $A_c$	1.880 cm <sup>2</sup>
Material de composición	N97
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

Con el núcleo seleccionado se procede a determinar el número de espiras en los devanados del transformador con base en las expresiones (A.1.5) y (A.1.6) para el devanado primario y secundario respectivamente.

$$N_p = \frac{V_1 10^4}{K_f B_m f_s A_c} \quad (\text{A.1.5})$$

$$N_s = \frac{N_p V_2}{V_1} \quad (\text{A.1.6})$$

Número de espiras del primario:

$$N_p = \frac{(120)10^4}{(4)(320 \times 10^{-3})(25 \times 10^3)(1.88)} = 19.95 \approx 20 \quad (\text{A.1.7})$$

Número de espiras del secundario:

$$N_s = \frac{(19.95)(55)}{120} = 9.14 \approx 9 \quad (\text{A.1.8})$$

Se determina la densidad de corriente máxima  $J$  con base en (A.1.9), para poder obtener los calibres de los conductores, considerando  $y = -0.125$  y  $A_p$  del núcleo seleccionado.

$$J = K_j A_p^y \quad (\text{A.1.9})$$

$$J = (590)(2.7790)^{-0.125} = 519.24 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (\text{A.1.10})$$

Con la densidad de flujo máxima se determinan los calibres de los conductores necesarios para los devanados primario ( $\text{AWG}_p$ ) y secundario ( $\text{AWG}_s$ ) del transformador, con base en (A.1.11) y (A.1.12) respectivamente.

$$\text{AWG}_p = \frac{I_{\text{ca1 RMS}}}{J} \quad (\text{A.1.11})$$

$$\text{AWG}_s = \frac{I_{\text{ca2 RMS}}}{J} \quad (\text{A.1.12})$$

Calibre del conductor del devanado primario:

$$\text{AWG}_p = \frac{13.20}{519.24} = 0.00254 \text{ cm}^2 = 25.4 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.1.13})$$

Calibre del conductor del devanado secundario:

$$\text{AWG}_s = \frac{28.78}{519.24} = 0.00554 \text{ cm}^2 = 55.4 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.1.14})$$

Los calibres que más se aproximan a estos valores son el AWG 13 con un área de  $26.23 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$  para el primario y AWG 9 con un área de  $56.33 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$  para el secundario.

Para la construcción del transformador se optó por utilizar arreglos Litz para evitar el efecto piel que se presenta en los conductores necesarios (AWG 13 y 9).

La capacidad de penetración de la corriente en los conductores está función de la frecuencia de operación y se obtiene de (A.1.15).

$$d = 5000 \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-6}}{f_s}} \quad (\text{A.1.15})$$

$$d = 5000 \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-6}}{25 \times 10^3}} = 0.04123 \text{ cm} = 0.4123 \text{ mm} \quad (\text{A.1.16})$$

Lo anterior representa un porcentaje de penetración 22.56 % del calibre AWG 13 y un 15.39 % para el calibre AWG 9, por lo cual es necesario el arreglo de Litz por la presencia del fenómeno de efecto piel. Para minimizar el efecto piel se debe seleccionar un conductor que aproveche toda su área de sección transversal y se tenga un porcentaje de penetración del 100 %.

Se considera como diámetro máximo dos veces la profundidad de penetración  $d$ . Por lo cual el área del calibre base para los arreglos de Litz se sigue de (A.1.17).

$$\text{AWG}_{base} = \frac{\pi(2d)^2}{4} \quad (\text{A.1.17})$$

El área del calibre base máximo será:

$$\text{AWG}_{base} = \frac{\pi(2 \times 0.04123)^2}{4} = 5.34 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.1.18})$$

Por lo que se selecciona un calibre base AWG 27 con un área de  $1.021 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$  y un diámetro  $d_{AWG} = 0.409 \text{ mm}$ ; con estos datos se determinan el número de filamentos para los devanados primario y secundario con los calibres obtenidos en (A.1.13) y (A.1.14), a través de (A.1.19) y (A.1.20) respectivamente.

$$N_{f\_primario} = \frac{\text{AWG}_p}{\text{AWG}_{27}} = 24.9 \quad (\text{A.1.19})$$

$$N_{f\_secundario} = \frac{AWG_s}{AWG_{27}} = 54 \quad (A.1.20)$$

Con el número de filamentos se optó por agrupar ocho conductores AWG 27 para así obtener tres grupos para el devanado primario y siete para el devanado secundario.

### A.1.1.1 Embobinado del transformador

Lo siguiente es verificar si el número de arreglos de Litz caben el área de ventana del núcleo magnético por lo cual se considera la Figura A.1.1 de las dimensiones del núcleo. Como cada arreglo de Litz se conforma de ocho conductores AWG 27, se tiene un diámetro equivalente de 1.227 mm. Con este dato y verificando de la hoja de datos para el *coil former* del núcleo para el área disponible se tiene que sólo caben catorce vueltas por capa y seis capas, sin embargo se necesitan cuatro capas de conductores para el devanado primario y cuatro capas y medio para el devanado secundario; la Figura A.1.2 muestra de manera gráfica este acomodo.

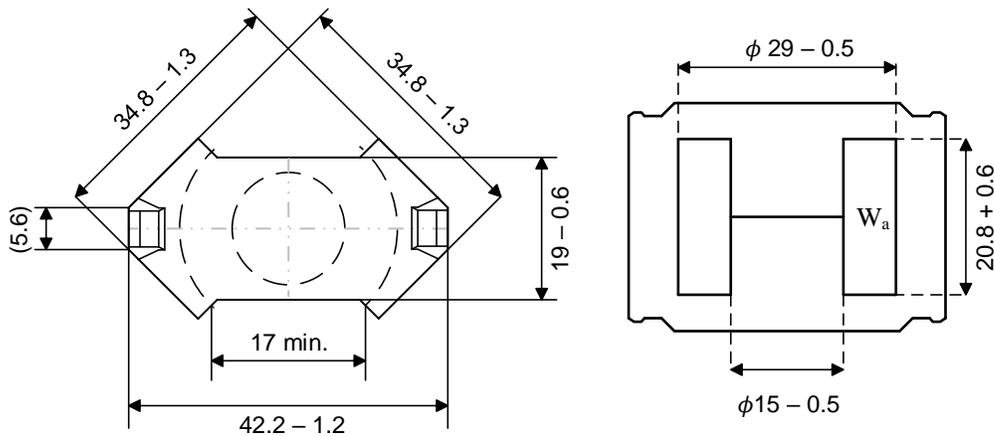


Figura A.1. 1. Medidas físicas del núcleo magnético RM 14.

Por lo que se propone emplear solo dos arreglos de Litz para el primario y cuatro para el secundario, la anterior consideración es tomando como base los modos operación del convertidor para la carga y descarga del supercondensador, ya que en éstos no se presenta un valor de corriente eficaz máxima constante a través de los devanados. Por lo anterior se considera que no habrá un impacto

determinante en las pérdidas del transformador. La Figura A.1.3 muestra el acomodo propuesto para el embobinado del transformador, donde los devanados se embobinan de forma simultánea con el objetivo de minimizar la inductancia de dispersión.

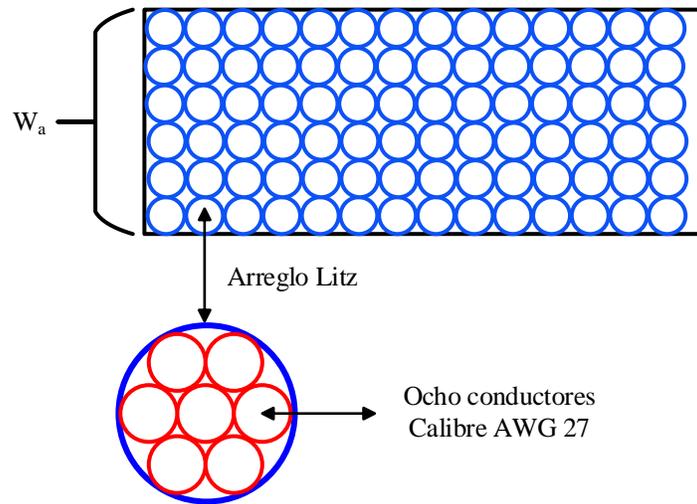


Figura A.1. 2. Acomodo de los arreglos de Litz en el área disponible.

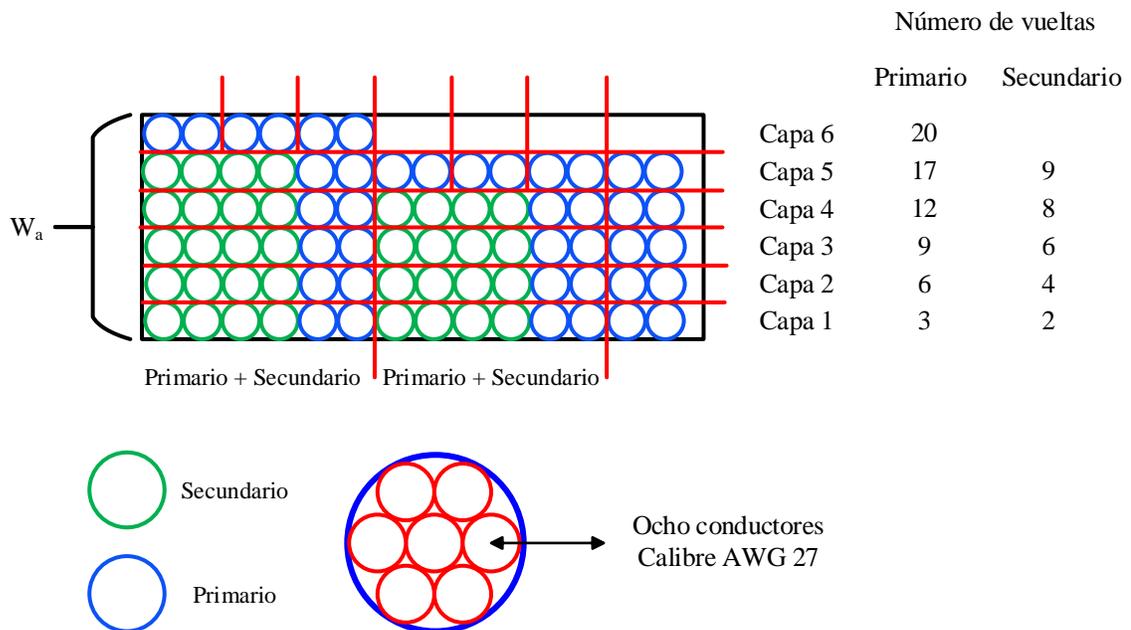


Figura A.1. 3. Acomodo de los conductores propuesto para el embobinado del transformador.

Las pérdidas en los devanados se realiza con base en la expresiones (A.1.21) y (A.1.22).

$$P_{pri} = I_{ca1RMS}^2 (R_{sepri}) \quad (A.1.21)$$

$$P_{sec} = I_{ca2RMS}^2 (R_{sesec}) \quad (A.1.22)$$

Las resistencias equivalentes de los devanados primario ( $R_{sepri}$ ) y secundario ( $R_{sesec}$ ) se obtienen del (A.1.23) y (A.1.24) respectivamente.

$$R_{sepri} = MLT (N_p) R_{pri} \quad (A.1.23)$$

$$R_{sesec} = MLT (N_s) R_{sec} \quad (A.1.24)$$

$MLT$  es la unidad de vuelta media efectiva y las resistencias de los conductores  $R_{pri}$  y  $R_{sec}$  se obtienen con base en la relación entre resistencia del conductor y el número de filamentos.

$$R_{pri} = \frac{R_{AWG27}}{N_{f\_primario}} \quad (A.1.25)$$

$$R_{sec} = \frac{R_{AWG27}}{N_{f\_secundario}} \quad (A.1.26)$$

De los parámetros del conductor AWG 27 se tiene una resistencia de  $1687.60 \mu\Omega$ , y de las hojas de datos del núcleo RM 14 se tiene un  $MLT = 7.2$  cm; se calculan las resistencias  $R_{pri}$  y  $R_{sec}$ .

- Estimación de pérdidas considerando todos los filamentos del primario.

$$R_{pri} = \frac{1687.60 \times 10^{-6}}{24} = 70.32 \times 10^{-6} \Omega \quad (A.1.27)$$

$$R_{sepri} = (7.2)(20)(70.32 \times 10^{-6}) = 10.27 \text{ m}\Omega \quad (A.1.28)$$

$$P_{pri} = (13.20)^2 (10.13 \text{ m}\Omega) = 1.76 \text{ W} \quad (A.1.29)$$

- Estimación de pérdidas considerando todos los filamentos en el secundario.

$$R_{\text{sec}} = \frac{1687.60 \times 10^{-6}}{56} = 30.13 \times 10^{-6} \Omega \quad (\text{A.1.30})$$

$$R_{\text{sesec}} = (7.2)(9)(30.13 \times 10^{-6}) = 1.95 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.1.31})$$

$$P_{\text{sec}} = (28.78)^2 (1.95 \text{ m}\Omega) = 1.61 \text{ W} \quad (\text{A.1.32})$$

- Pérdidas totales en los devanados considerando todos los filamentos.

$$P_{\text{cu}} = P_{\text{pri}} + P_{\text{sec}} = 3.38 \text{ W} \quad (\text{A.1.33})$$

- Estimación de pérdidas considerando los filamentos del diseño propuesto en el primario.

$$R'_{\text{pri}} = \frac{1687.60 \times 10^{-6}}{16} = 105.48 \times 10^{-6} \Omega \quad (\text{A.1.34})$$

$$R'_{\text{sepri}} = (7.2)(20)(105.48 \times 10^{-6}) = 15.19 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.1.35})$$

$$P_{\text{pri}} = (13.20)^2 (15.19 \text{ m}\Omega) = 2.65 \text{ W} \quad (\text{A.1.36})$$

- Estimación de pérdidas considerando los filamentos del diseño propuesto en el secundario.

$$R'_{\text{sec}} = \frac{1687.60 \times 10^{-6}}{32} = 52.73 \times 10^{-6} \Omega \quad (\text{A.1.37})$$

$$R'_{\text{sesec}} = (7.2)(9)(52.73 \times 10^{-6}) = 3.42 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.1.38})$$

$$P'_{\text{sec}} = (28.78)^2 (3.42 \text{ m}\Omega) = 2.83 \text{ W} \quad (\text{A.1.39})$$

- Pérdidas totales en los devanados considerando los filamentos del diseño propuesto.

$$P'_{cu} = P'_{pri} + P'_{sec} = 5.48 \text{ W} \quad (\text{A.1.40})$$

Considerando el diseño propuesto las pérdidas tienen un aumento de 2.1 W, por lo que se considera viable el acomodo de los devanados del transformador, esto debido a que las pérdidas serán menores cuando la corriente disminuya conforme vaya cargándose el supercondensador.

### A.1.1.2 Eficiencia del transformador de media frecuencia

Para poder estimar la eficiencia del transformador, se deben de considerar las pérdidas en el núcleo magnético y las pérdidas en los devanados. Las pérdidas en el núcleo magnético se generan por el cambio del campo de flujo magnético dentro de un material, esto debido a que no existe un material con propiedades magnéticas perfectas [27].

La densidad de pérdidas en el núcleo  $P_L$  se obtiene mediante (A.1.41) donde las unidades típicas son  $\text{mW}/\text{cm}^3$ .

$$P_L = a B_{pk}^b f^c \quad (\text{A.1.41})$$

La densidad de pérdidas es una función de la densidad de flujo magnético  $B_{pk}$  y se relaciona mediante la expresión (A.1.42).

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{AC\max} - B_{AC\min}}{2} \quad (\text{A.1.42})$$

Para estimar las pérdidas en el núcleo es necesario determinar la densidad de flujo  $B_{pk}$  a partir de los parámetros conocidos de diseño así como de la curva de magnetización en CD del núcleo, que es una función no lineal del campo magnético  $H$ . No todos los fabricantes proporcionan dicha curva así como los factores  $b$  y  $c$  no se describen de forma explícita, los cuales son necesarios para el cálculo numérico de (A.1.41), en lugar de esto proporcionan una curva de densidad de pérdidas en el núcleo y es a través de esta que se puede obtener de forma directa las pérdidas  $P_L$ .

La Figura A.1.4 muestra la curva de densidad de pérdidas para el núcleo RM 14 de material N97; se determina un valor de  $P_L = 150 \text{ mW} / \text{cm}^3$  mediante una aproximación con una frecuencia de operación de 25 kHz, una densidad de operación de 300 mT y una temperatura de 100 °C.

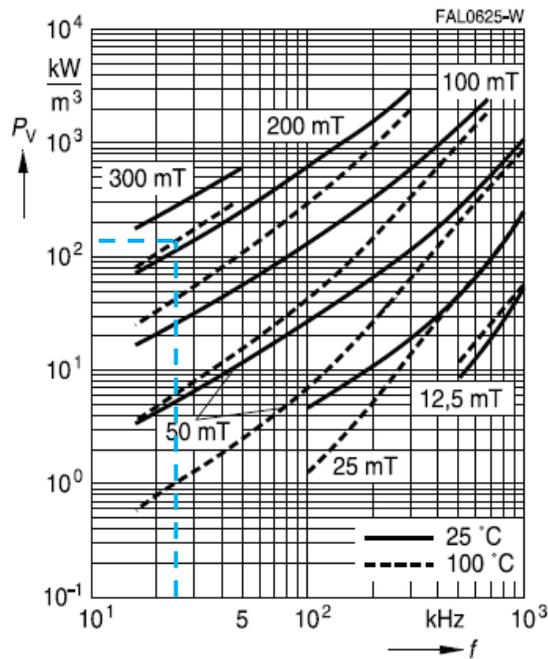


Figura A.1. 4. Curva de densidad de pérdidas del material N97.

Con este valor de  $P_L$  las pérdidas en el núcleo  $P_{fe}$  se obtienen mediante (A.1.43) donde  $l_e$  es la longitud efectiva de trayectoria magnética y  $A_e$  es el área de sección transversal efectiva, estos parámetros son propios del núcleo magnético a emplear.

$$P_{fe} = P_L l_e A_e \quad (\text{A.1.43})$$

$$P_{fe} = (150)(5.9)(2.01) = 1778.85 \text{ mW} = 1.78 \text{ W} \quad (\text{A.1.44})$$

Con los datos de pérdidas en el núcleo y de los devanados del transformador las pérdidas totales son la suma de estas dos cantidades, por lo que las pérdidas totales son:

$$P_{Trans} = P'_{cu} + P_{fe} = 5.48 + 1.78 = 7.26 \text{ W} \quad (\text{A.1.45})$$

Por lo que se presenta una eficiencia teórica  $\eta_T$  de:

$$\eta_T = \frac{P}{P + P_{Trans}} \times 100 = \frac{500}{500 + 7.26} \times 100 = 98.56\% \quad (\text{A.1.46})$$

### A.1.2 Diseño del Inductor externo $L$

Los parámetros de potencia para el diseño del inductor se muestran en la Tabla A.1.3; la metodología para el diseño se sigue de [23] y [24], específicamente en la variante de diseño de inductores trabajando con corriente sin componente de CD.

Tabla A.1. 3. Parámetros de potencia de diseño del inductor.

Parámetro	Valor
Inductancia, $L$	22.5 $\mu\text{H}$
Corriente nominal, $I_{LRMS}$	13.20 A
Corriente máxima, $I_{Lp}$	23.03 A
Densidad de flujo de operación, B	250 mT
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

Como primer paso se debe estimar un valor necesario de producto de áreas  $A_p$  para el núcleo del inductor, el cual está en función de la reactancia inductiva  $X_L$  y la potencia aparente  $VA$ . Estas variables se expresan de (A.1.47) - (A.1.49); el valor de  $A_p$  se obtiene mediante (A.1.50).

$$X_L = 2\pi f_s L \quad (\text{A.1.47})$$

$$V_L = X_L I_{LRMS} \quad (\text{A.1.48})$$

$$VA = V_L I_{LRMS} \quad (\text{A.1.49})$$

$$A_p = \left[ \frac{(VA)10^4}{K_f B_m K_u K_j f_s} \right]^X \quad (\text{A.1.50})$$

El valor de  $A_p$  requerido para el núcleo del inductor:

$$X_L = 2\pi(25 \times 10^3)(22.5 \times 10^{-6}) = 3.53 \Omega \quad (\text{A.1.51})$$

$$V_L = (3.53)(13.20) = 46.65 \text{ V} \quad (\text{A.1.52})$$

$$VA = (46.65)(13.20) = 615.85 \text{ VA} \quad (\text{A.1.53})$$

$$A_p = \left[ \frac{(615.85)10^4}{(4)(250 \times 10^{-3})(0.4)(590)(25 \times 10^3)_s} \right]^{1.14} = 1.05 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.1.54})$$

Con el valor  $A_p$  se selecciona un núcleo con un valor mayor al estimado en (A.1.54). En este caso se selecciona una ferrita RM 12 de material N97. La Figura A.1.5 muestra las dimensiones físicas del núcleo; las propiedades magnéticas y parámetros técnicos se muestran en la Tabla A.1.4.

Tabla A.1. 4. Especificaciones técnicas del núcleo RM 12.

Parámetro	Valor
Densidad de flujo $B_{\max}$	410 mT
Producto de áreas, $A_p$	1.5440 cm <sup>4</sup>
Área de ventana, $W_a$	1.103 cm <sup>2</sup>
Área de sección transversal, $A_c$	1.40 cm <sup>2</sup>
Material de composición	N97
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz

Con el núcleo seleccionado se procede a determinar la densidad corriente  $J$ . De forma similar que para el transformador se obtiene con base en (A.1.9).

$$J = (590)(1.5440)^{-0.125} = 558.82 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \quad (\text{A.1.55})$$

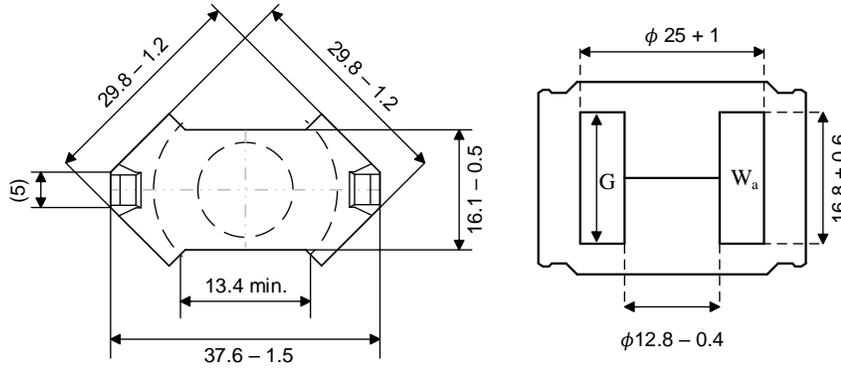


Figura A.1. 5. Medidas físicas del núcleo magnético RM 12.

Ahora se determina el calibre del conductor  $\text{AWG}_L$  para la densidad de corriente  $J$  como:

$$\text{AWG}_L = \frac{I_{LRMS}}{J} \quad (\text{A.1.56})$$

$$\text{AWG}_L = \frac{13.20}{558.82} = 0.024 \text{ cm}^2 = 2.4 \text{ mm}^2 \rightarrow \text{AWG 13} \quad (\text{A.1.57})$$

Una vez seleccionado el calibre del conductor se procede a calcular el número inicial de vueltas  $N_I$  para el inductor, con base en (A.1.58).

$$N_I = \frac{W_a}{2\text{AWG}_L} \quad (\text{A.1.58})$$

$$N_I = \frac{1.103}{2(26.23 \times 10^{-3})} = 21.03 \approx 21 \quad (\text{A.1.59})$$

Con el número de vueltas iniciales  $N_I$  se calcula el número de vueltas finales  $N_T$ , que está en función del número de vueltas por centímetro cuadrado ( $\text{Vcm}^2$ ) del conductor, en este caso se tiene un valor

$V_{cm}^2 = 21.15$  para el calibre AWG 13.

$$N_T = \frac{W_a V_{cm}^2}{2} \quad (A.1.60)$$

$$N_T = \frac{(26.23 \times 10^{-3})(21.15)}{2} = 11.66 \approx 12 \quad (A.1.61)$$

Se propone un valor de vuelta  $N_P$  con la restricción  $N_P \leq N_T$ , en este caso se considera  $N_P = 12$ .

Con el número de vueltas propuesto  $N_P$  se calcula el valor del entrehierro  $l_g$  mediante (A.1.62) y el valor del entrehierro real  $l_{greal}$  con (A.1.63).

$$l_g = \frac{0.4 \pi N_P^2 A_c 10^{-8}}{L} \quad (A.1.62)$$

$$l_{greal} = \frac{l_g}{2} \quad (A.1.63)$$

$$l_g = \frac{0.4 \pi (12)^2 (1.4) 10^{-8}}{22.5 \times 10^{-6}} = 0.1126 \text{ cm} = 1.126 \text{ mm} \quad (A.1.64)$$

$$l_{greal} = \frac{0.1126}{2} = 0.0563 \text{ cm} = 0.56 \text{ mm} \rightarrow 22 \text{ mil} \quad (A.1.65)$$

Por último se calcula el número de vueltas finales  $N_F$  con (A.1.66) e incluyendo el factor de ajuste  $m$  que se obtiene de (A.1.67).

$$N_F = \sqrt{\frac{L l_g}{0.4 \pi m A_c 10^{-8}}} \quad (A.1.66)$$

$$m = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) \quad (A.1.67)$$

El número de vueltas finales para el inductor es:

$$m = 1 + \frac{0.11}{\sqrt{1.4}} \ln\left(\frac{1.68}{0.11}\right) = 1.26 \quad (\text{A.1.68})$$

$$N_F = \sqrt{\frac{(22.5 \times 10^{-6})(0.11)}{0.4 \pi (1.26)(1.4) 10^{-8}}} = 10.7 \approx 11 \quad (\text{A.1.69})$$

Por último se determina la densidad de flujo máximo  $B_{\max}$  con el pico de corriente  $I_{Lp}$  en la operación nominal del inductor, esto a través de (A.1.70), con el objetivo de verificar que el inductor no presente problemas por saturación en el núcleo.

$$B_{\max} = \frac{L I_{Lp}}{N_F A_c 10^{-4}} \quad (\text{A.1.70})$$

$$B_{\max} = \frac{(22.5 \times 10^{-6})(23.03)}{(11)(1.4) 10^{-4}} = 0.34 \text{ T} \quad (\text{A.1.71})$$

Dado que la densidad de flujo máxima es menor que la densidad de flujo del material N97 para el núcleo magnético mostrado en la Tabla 1.4, por lo que el diseño es apropiado.

### A.1.2.1 Embobinado del inductor

Dado que se tiene una densidad de corriente  $J$  y un calibre AWG 13 similares que en el devanado primario del transformador, se optó por emplear un calibre base AWG 27 para los arreglos de Litz; se sigue de un procedimiento similar para obtener el número de filamentos para los arreglos Litz resultando emplear dos arreglos de doce conductores, cada arreglo tiene un diámetro equivalente de  $d_{\text{AWG}} = 1.636$  mm. La Figura A.1.6 muestra el acomodo para el embobinado del inductor.

Las pérdidas en el cobre para el inductor se realizan con base en la expresión (A.1.72).

$$P_L = I_{LRMS}^2 (R_{seL}) \quad (A.1.72)$$

Donde la resistencia equivalentes  $R_{seL}$  se obtiene de (A.1.73).

$$R_{seL} = MLT (N_p) R_L \quad (A.1.73)$$

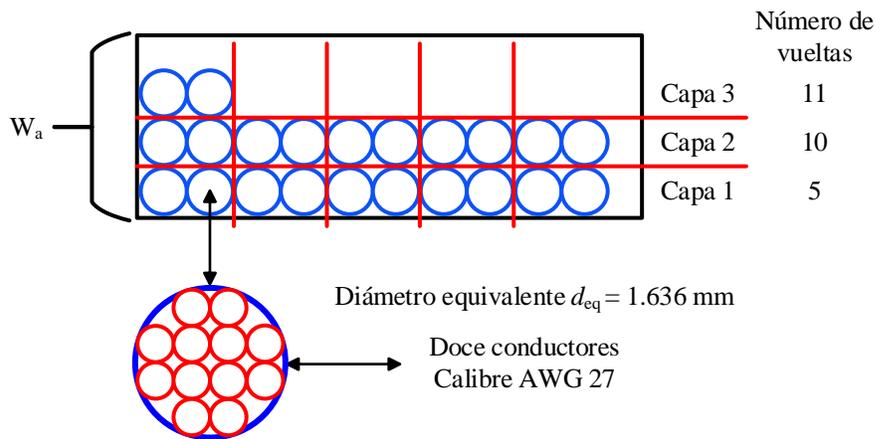


Figura A.1. 6. Acomodo de los arreglos de Litz para el embobinado del inductor.

Donde  $MLT$  es la unidad de vuelta media efectiva y  $R_L$  la resistencia del arreglo de Litz obtenida con base en la relación entre la resistencia del conductor base y el número de filamentos  $N_{fL}$  para los arreglos de Litz del inductor.

$$R_L = \frac{R_{AWG27}}{N_{fL}} \quad (A.1.74)$$

De los parámetros del conductor AWG 27 se tiene una resistencia de  $1687.60 \mu\Omega$  y de las hojas de datos del núcleo RM 12 se tiene un  $MLT = 6.2 \text{ cm}$ , se calcula la resistencias  $R_{seL}$ .

- Estimación de pérdidas en el cobre del inductor.

$$R_L = \frac{1687.60 \times 10^{-6}}{24} = 70.32 \times 10^{-6} \Omega \quad (A.1.75)$$

---

$$R_{seL} = (6.2)(20)(70.32 \times 10^{-6}) = 8.72 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.1.76})$$

$$P_L = (13.20)^2 (8.72 \times 10^{-3}) = 1.52 \text{ W} \quad (\text{A.1.77})$$

Dado el valor de inductancia necesario para el convertidor *DAB* es de 45  $\mu\text{H}$  las pérdidas en el cobre totales en los inductores externos será de 3.04 W.

- Estimación de pérdidas del núcleo magnético del inductor.

Para la estimación de pérdidas en el núcleo magnético se sigue de la misma metodología que en el transformador tomando como base la ecuación (A.1.43) y la gráfica mostrada en la Figura 1.4. Con base en lo anterior y con una densidad de flujo de operación de  $B = 0.25 \text{ T}$  se tiene un valor de densidad de pérdidas  $P_L = 200 \text{ mW} / \text{cm}^3$ .

De la hoja de datos del fabricante se tienen los valores de  $l_e = 5.7 \text{ cm}$  y  $A_e = 1.46 \text{ cm}^2$  las pérdidas en el núcleo para cada inductor será de:

$$P_{fe} = (200)(5.7)(1.46) = 1644.4 \text{ mW} = 1.64 \text{ W} \quad (\text{A.1.78})$$

Las pérdidas totales en el núcleo de los dos inductores serán de 3.33 W, de forma que en total las pérdidas equivalentes en los inductores serán la suma de las pérdidas en el cobre y en núcleo resultando en un total de 6.37 W, representando el 1.27 % de la potencia a la cual se ha diseñado el convertidor.

## Anexo A.2

---

### Caracterización del supercondensador

---

Existen distintos modelos para representar la dinámica del supercondensador debido a que estos son dispositivos electroquímicos. En [28] se discuten de manera detallada distintos modelos eléctricos para el supercondensador, algunos de los modelos mencionados son: el modelo más simple  $RC$  (Figura A.2.1a), modelo de un circuito paralelo  $RC$  de tres ramas (Figura A.2.1b), modelo  $RC$  serie paralelo (Figura A.2.1c) y por un último un circuito  $RLC$  de  $n$ -ésimo orden.

En el modelo  $RC$  serie más sencillo  $R$  representa la resistencia serie equivalente y  $C$  es la capacitancia del supercondensador. La principal ventaja es la simplicidad del modelo lo que se traduce en un proceso de simulación computacionalmente sencillo. La principal desventaja es que este modelo no es capaz de capturar todo el comportamiento no lineal de tensión del supercondensador.

El circuito mediante un arreglo de tres ramas  $RC$  (Figura A.2.1b), donde cada rama presenta distintas constantes de tiempo, tiene el objetivo de modelar un comportamiento más aproximado al comportamiento real durante la carga y la descarga. En la comparativa de resultados experimentales y de simulación este modelo tiene las ventajas de que logra representar de forma más aproximada el proceso de distribución de carga interna dentro del intervalo, los parámetros pueden ex-

traerse a través de prueba experimentales relativamente simples y la precisión es mejor que el modelo  $RC$  simple. Sin embargo, a tensiones inferiores de su valor nominal, el error entre el modelo y el comportamiento real puede alcanzar el 10% de la tensión nominal.

En el modelo  $RC$  serie paralelo  $RC$  consta de tres ramas serie-paralelo  $RC$ ,  $R_a$  representa la resistencia en serie equivalente,  $C_a$  y las otras ramas paralelas de  $RC$  representan la impedancia del supercondensador, donde los parámetros pueden depender de la temperatura, el voltaje y la frecuencia operativa del supercondensador.

El modelo  $RLC$  (Figura A.2.1d) tiene el objetivo de representar al supercondensador de forma más general, este modelo se describe a través de un circuito paralelo  $RC$  donde la resistencia  $R_p$  representa las pérdidas de corriente de fuga y el inductor en serie  $L$  proporciona el efecto de inductancia a altas frecuencias además del efecto de la corriente de fuga; el número de ramas de este circuito puede ser infinito. En este modelo se resalta que la inductancia en operación a frecuencias mayores a 1 kHz no debe ignorarse, inclusive cuando esté en el rango de los nH.

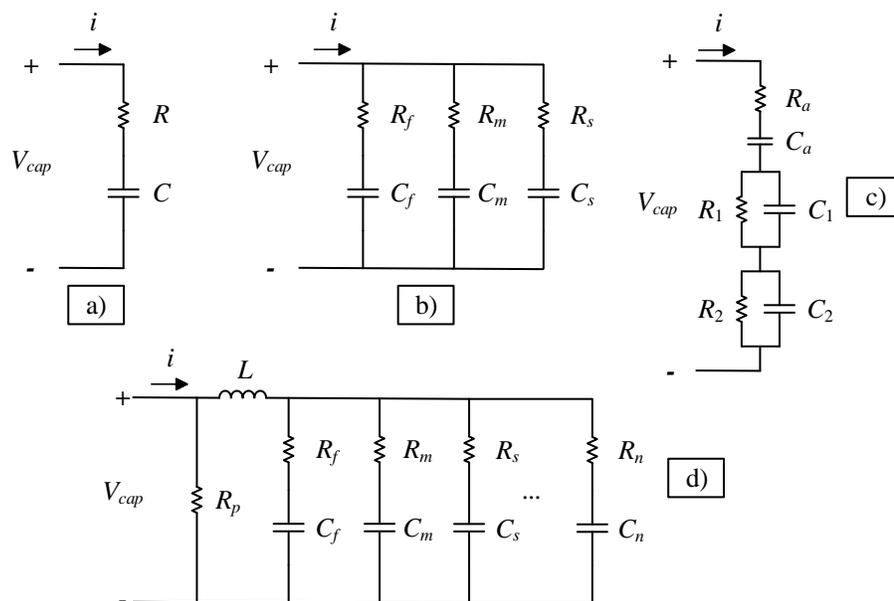


Figura A.2. 1. Distintos modelos de circuitos eléctricos del supercondensador [28].

- a) Modelo  $RC$  serie más sencillo
- b) Modelo  $RC$  paralelo de tres ramas
- c) Modelo  $RC$  serie-paralelo
- d) Modelo  $RLC$  de  $n$ -ésimo orden.

A través de la discusión de los distintos modelos de circuitos eléctricos reportados en la literatura, se optó por emplear el modelo  $RC$  a partir de los resultados de pruebas experimentales que se compararon con un modelo  $RC$  equivalente en simulación, esto debido a que el supercondensador empleado en esta investigación es un arreglo de veinte supercondensadores modelo B49410B2605Q000 de la marca EPCOS. En el arreglo serie a cada supercondensador se le conecta entre sus terminales una resistencia con un valor de  $100\text{ k}\Omega$  con el objetivo de equilibrar las tensiones, el nivel de energía y para que el arreglo presente una constante de tiempo muy grande y evitar su descarga cuando se haya quitado la alimentación del sistema. La Tabla A.2.1 muestra las principales especificaciones técnicas del supercondensador.

La Figura A.2.2 muestra el diagrama de conexión para el arreglo de los veinte supercondensadores con un valor de capacitancia de  $30\text{ F}$  donde:

- $R_p$  representa la resistencia de  $100\text{ k}\Omega$  para equilibrar los esfuerzos de tensión en cada supercondensador.
- $R_s$  es la resistencia serie equivalente del arreglo de supercondensadores.
- $C$  es el valor de capacitancia del supercondensador.

Tabla A.2. 1. Parámetros técnicos del supercondensador B49410B2605Q000.

Parámetro	Valor
Capacitancia, $C$	$600\text{ F}$
Tensión nominal, $V_c$	$2.5\text{ V}$
Energía almacenada, $E (V_c)$	$1875\text{ J}$
Resistencia serie máxima, $R_s (T = 25^\circ\text{C}; 50\text{ mHz})$	$1300\text{ }\mu\Omega$
Resistencia serie máxima, $R_s (T = 25^\circ\text{C}; 1\text{ kHz})$	$600\text{ }\mu\Omega$

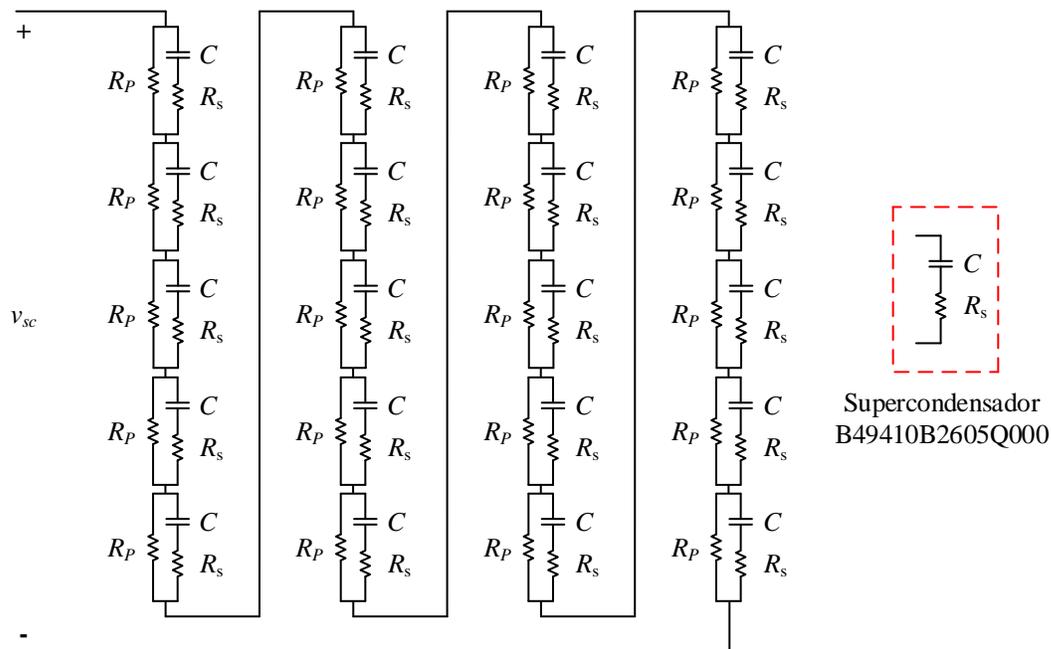


Figura A.2. 2. Circuito equivalente del arreglo de supercondensadores.

### A.2.1 Análisis de resultados de simulación y experimentales del modelo RC

Las pruebas experimentales se realizaron para comparar contra resultados obtenidos mediante la simulación del arreglo de supercondensadores, las cuales toman como base el circuito eléctrico de la Figura A.2.3 para la carga y descarga, donde el arreglo  $CR_{se}$  representa la conexión física equivalente del banco de supercondensadores tanto para las resistencias serie y paralelo como para la capacitancia equivalente del supercondensador.

Estas pruebas experimentales tienen el objetivo de comprobar que debido a la conexión en el arreglo de supercondensadores, es viable emplear el modelo  $RC$  más sencillo para el desarrollo de este trabajo de investigación, así como obtener un valor real de la resistencia serie equivalente  $R_{se}$  del supercondensador; para las pruebas experimentales y simulación se empleó una resistencia de carga de  $10 \Omega$  para poder estimar la resistencia serie equivalente real del banco de supercondensadores; la Tabla A.2.2 muestra los parámetros de simulación del sistema.

Tabla A.2. 2. Parámetros de simulación del supercondensador.

Parámetro	Valor
Capacitancia, $C$	30 F
Tensión de alimentación, $V_{in}$	40 V
Resistencia serie equivalente total, $R_{se}$	26 m $\Omega$
Resistencia paralelo equivalente total, $R_{PT}$	2 M $\Omega$
Resistencia de carga, $R_{carga}$	10 $\Omega$

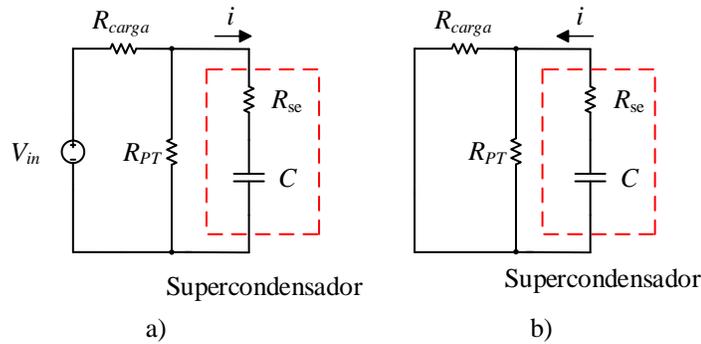


Figura A.2. 3. Circuito empleado para simulación del supercondensador.

De forma teórica la constante de tiempo del sistema se expresa mediante (A.2.1) donde la resistencia paralelo equivalente total es mucho mayor que la sumatoria de la resistencia de carga y la resistencia serie se desprecia en el análisis del circuito para carga y descarga.

$$\tau = (R_{se} + R_{carga})C \quad (\text{A.2.1})$$

La tensión del supercondensador durante la carga se expresa como:

$$v_{sc} = V_{in} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (\text{A.2.2})$$

La tensión del supercondensador durante la descarga se expresa como:

$$v_{sc} = V_{in} \left( e^{-t/\tau} \right) \quad (\text{A.2.3})$$

El sistema tiene una constante de tiempo de:

$$\tau = (0.026 + 10)(30) = 300.78 \text{ s} \quad (\text{A.2.4})$$

Se estima que el sistema debe de tener aproximadamente un 37% del valor de la tensión de entrada  $V_{in}$  durante la descarga y un valor del 63% durante la carga, mientras que en  $5\tau$  el sistema de prueba debe alcanzar el valor de la tensión de alimentación durante la carga y para el caso de la descarga se debe alcanzar un nivel de tensión cercano a cero.

Como se ha mencionado la resistencia en paralelo equivalente además de equilibrar las tensiones en cada supercondensador, tiene el objetivo de evitar las corrientes de fuga para la descarga del sistema cuando no se le esté demandando una gestión de energía; esto se observa de forma numérica a través de la expresión (A.2.5) que muestra la constante de tiempo  $\tau_{sc}$  propia del banco de supercondensadores.

$$\tau = (R_{se} + R_{PT})C \quad (\text{A.2.5})$$

$$\tau_{sc} = (0.026 + 2 \times 10^6)(30) = 60 \times 10^6 \text{ s} \quad (\text{A.2.6})$$

$$\tau_{sc} \rightarrow 1 \times 10^6 \text{ min} \rightarrow 16.67 \times 10^3 \text{ hrs} \rightarrow 694.44 \text{ días} \rightarrow 1.9 \text{ años} \quad (\text{A.2.7})$$

El monitoreo de tensión y corriente en el supercondensador en las pruebas experimentales de caracterización se realizó cada treinta segundos durante un periodo de veinticinco minutos, lo cual corresponde un valor de  $5\tau$  que es donde el sistema ha alcanzado el valor de estado estable.

La Figura A.2.4 muestra los resultados de tensión en el proceso de carga; el trazo azul representa la curva de simulación mientras que los trazos rojo y verde corresponden a los resultados de pruebas experimentales realizadas.

La Figura A.2.5 muestra los resultados de tensión en la descarga; el trazo azul representa la curva de simulación; los trazos rojo y verde corresponden a los resultados experimentales.

Los resultados de la Figura A.2.6 muestran la comparativa de los distintos casos experimentales contra la simulación para la corriente de descarga en el supercondensador.

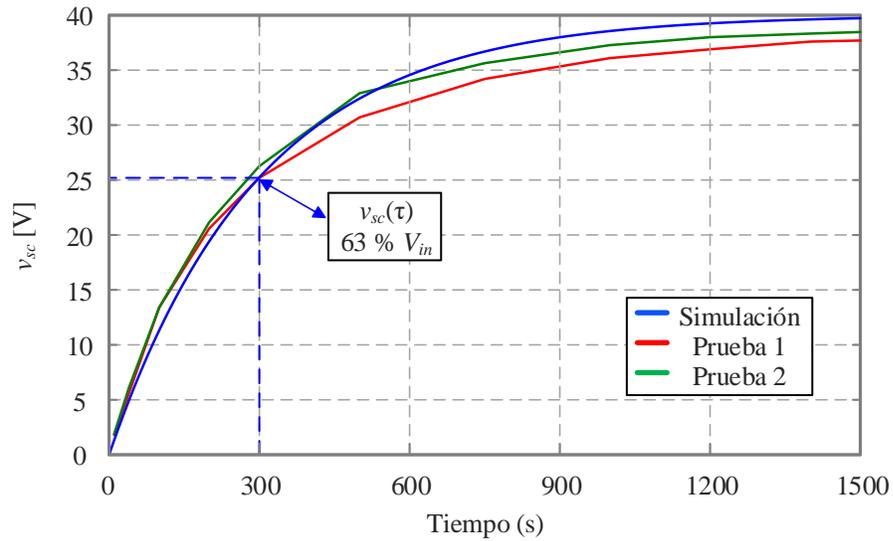


Figura A.2. 4. Resultados de tensión en el proceso de carga.

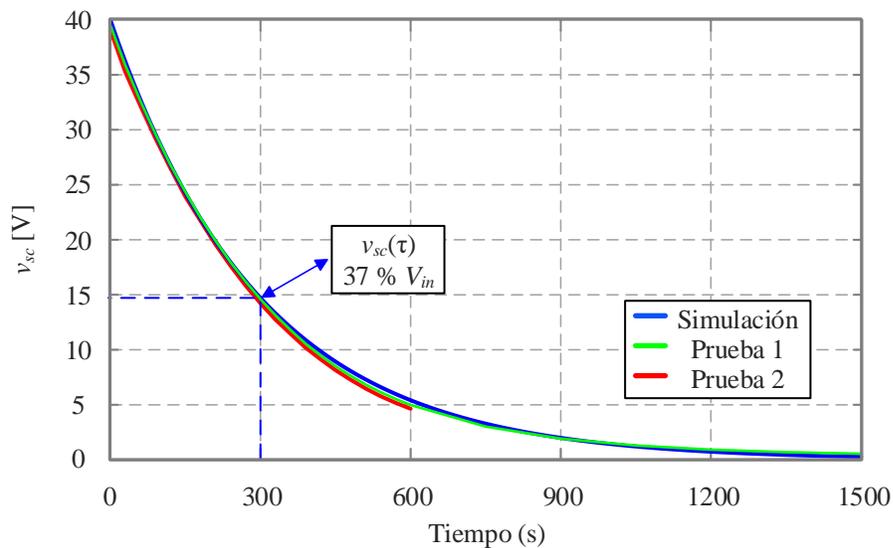


Figura A.2. 5. Resultados de tensión en el proceso de descarga.

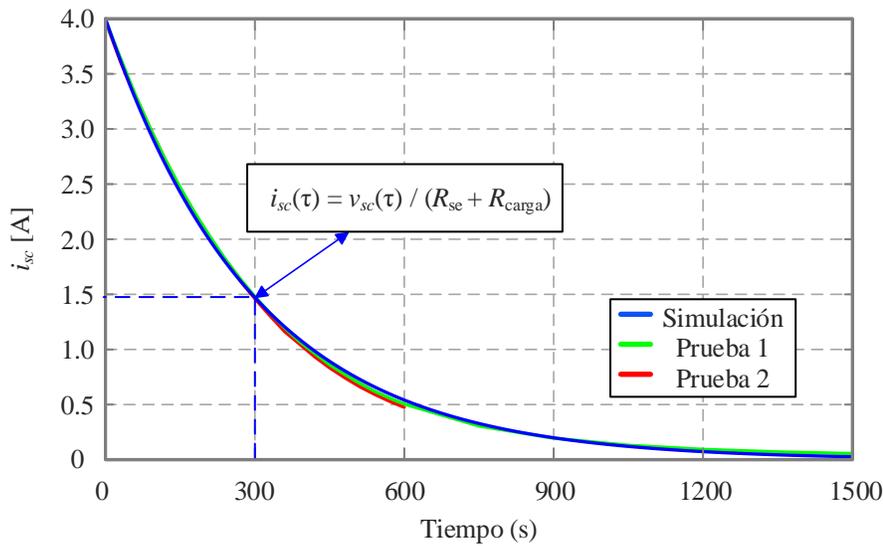


Figura A.2. 6. Resultados de corriente en el proceso de descarga.

De los resultados obtenidos se resalta que la diferencia marcada en el proceso de carga del supercondensador radica en que se consideró el valor teórico de la resistencia de carga de  $10 \Omega$ , por lo que se realizó una medición donde el valor real es de  $9.8 \Omega$ , considerando este valor para los procesos de descarga se observa que las curvas de corriente y descarga son prácticamente iguales por lo que las curvas en color rojo solo se realizaron con una medición de solo  $2\tau$ .

Con base en el proceso de descarga y considerando el valor de resistencia real, se realizó un barrido de las tensiones y corrientes obtenidas de forma experimental para obtener la resistencia real equivalente del sistema de prueba y la resistencia serie real equivalente del arreglo de los veinte supercondensadores; donde los resultados se muestran en la Figura A.2.7 y A.2.8 respectivamente, en color verde se tienen los resultados de la prueba 1 y en rojo los resultados de la prueba 2 donde solo se realizaron pruebas hasta un valor equivalente de  $2\tau$ .

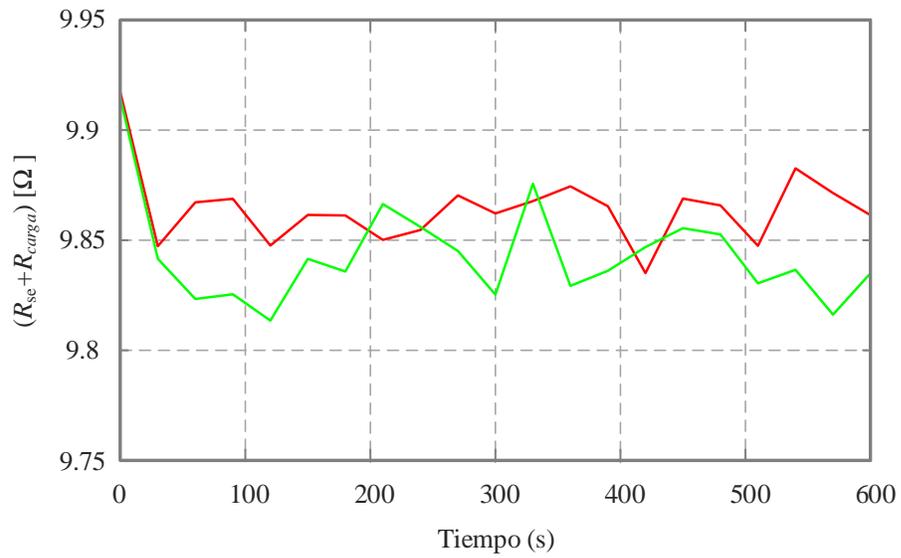


Figura A.2. 7. Estimación de la resistencia serie real del sistema de la caracterización del supercondensador.

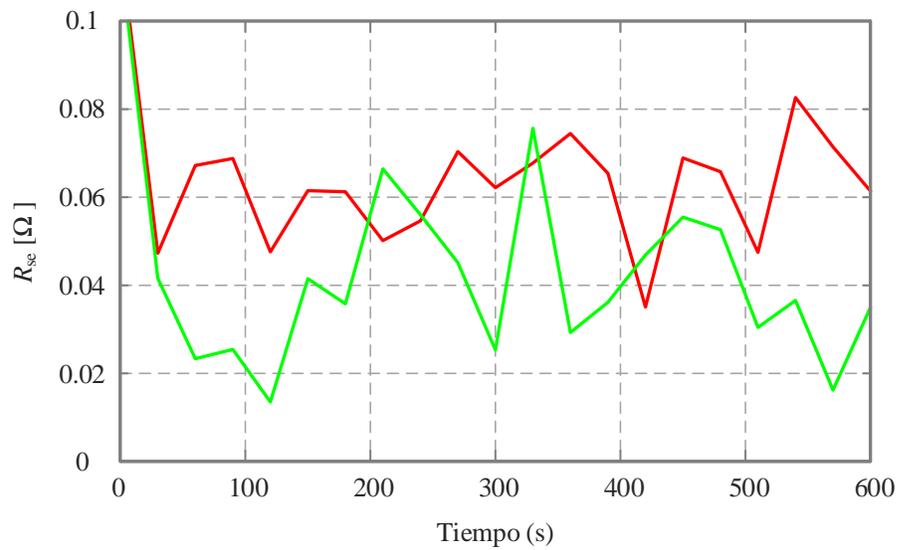


Figura A.2. 8. Estimación de la resistencia serie equivalente real del supercondensador.

Con base en los resultados obtenidos de la caracterización del supercondensador para la propuesta de emplear el modelo  $RC$  serie, se concluye que es válida la hipótesis por los resultados obtenidos en pruebas experimentales comparando contra una simulación del modelo a emplear en el desarrollo de esta investigación, también un procedimiento de promediado de los resultados obtenidos para la estimación de la resistencia real en serie equivalente del supercondensador se obtuvo un valor de  $R_{se} = 0.05 \Omega$ , el cual es el que se ha empleado para la validación de los procesos de carga y descarga del supercondensador mediante el convertidor  $DAB$ .

---

## Anexo A.3

---

### Dimensionamiento del condensador de salida $C_o$

---

Para poder determinar una expresión numérica en función de los parámetros de operación del convertidor *DAB* para seleccionar un valor adecuado del condensador de salida  $C_o$ , es necesario resolver las ecuaciones (A.3.1) - (A.3.2) que se obtiene aplicando ley de corrientes de *kirchhoff* en el nodo *c* del circuito del convertidor *DAB* de la Figura 1.1.

$$i_{CD}(t) + i_{C_o}(t) = I_o \quad (\text{A.3.1})$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = I_o - i_{CD}(t) \quad (\text{A.3.2})$$

Para la solución de la ecuación (A.3.2) se considera sólo la región sombreada de la Figura A.3.1 la cual muestra un rango de corriente en la forma de onda característica de corriente a través del condensador de salida.

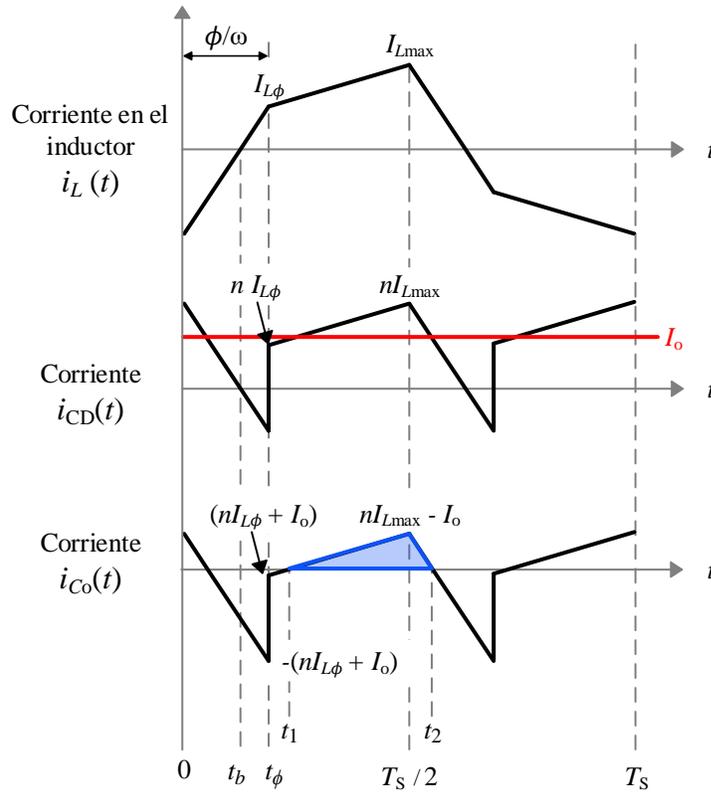


Figura A.3. 1. Formas de onda de corriente características del convertidor *DAB*.

Considerando la hipótesis que durante lapsos prolongados de tiempo (segundos) la tensión del supercondensador y la corriente de salida  $I_o$  permanecen constantes y analizando la región sombreada que comprende en los intervalos de tiempo  $t_1$  y  $t_2$  para la solución de (A.3.2), se obtiene la ecuación para el rizo de tensión (A.3.3) con  $\Delta t = t_2 - t_1$ .

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \left( \frac{nI_{Lmax} - I_o}{2} \right) \Delta t \quad (\text{A.3.3})$$

De los análisis presentados en el Capítulo 1 respecto al comportamiento de la corriente se tiene:

$$I_{Lmax} = \frac{(V_1 - V'_2)\pi + 2\phi V'_2}{4\pi f_s L} \quad (\text{A.3.4})$$

$$I_o = \frac{P(\phi)}{V_2} = \frac{nV_1\phi(\pi-\phi)}{2\pi^2 f_s L} \quad (\text{A.3.5})$$

Con estos valores de corriente se calculó el valor de los instantes de tiempo  $t_1$  y  $t_2$ , los cuales se obtienen con base en la ecuación (A.3.1) y la Figura A.3.1.

El instante de tiempo  $t_1$  se obtiene despejando el valor de  $t$  en la expresión (A.3.6), que es el instante de tiempo donde se intersectan las formas de onda de la corriente de salida  $I_o$  y la corriente de salida del puente secundario  $i_{CD}$  en la Figura 3.1.

$$I_o = i_{CD}(t) \Big|_{\phi}^{T_s/2} \quad (\text{A.3.6})$$

$$\frac{nV_1\phi(\pi-\phi)}{2\pi^2 f_s L} = n \left[ \frac{(V'_2 - V_1)\pi + 2\phi V'_2}{4\pi f_s L} + \frac{(V_1 - V'_2)}{L} t \right] \quad (\text{A.3.7})$$

$$t_1 = \frac{\pi + \phi}{4\pi f_s} - \frac{\phi^2 V_1}{2\pi^2 f_s (V_1 - V'_2)} \quad (\text{A.3.8})$$

Para  $t_2$  se obtiene de un procedimiento similar al de  $t_1$ , pero evaluando la expresión de corriente  $i_{CD}$  en el intervalo  $0 \leq t \leq t_\phi$ ; por la simetría de la forma de onda se tiene, el instante  $t$  donde se intersectan las formas de onda es el mismo pero desplazado medio ciclo de conmutación  $T_s/2$ , entonces el valor de  $t_2$  es:

$$I_o = i_{CD}(t) \Big|_0^{\phi} \quad (\text{A.3.9})$$

$$\frac{nV_1\phi(\pi-\phi)}{2\pi^2 f_s L} = n \left[ \frac{(V_1 - V'_2)\pi + 2\phi V'_2}{4\pi f_s L} - \frac{(V_1 + V'_2)}{L} t \right] \quad (\text{A.3.10})$$

$$t = \frac{\pi(V_1 - V'_2)(\pi - 2\phi) + 2\phi^2 V_1}{4\pi^2 f_s (V_1 + V'_2)} \quad (\text{A.3.11})$$

$$t_2 = \frac{\pi(V_1 - V'_2)(\pi - 2\phi) + 2\phi^2 V_1}{4\pi^2 f_s (V_1 + V'_2)} + \frac{1}{2f_s} \quad (\text{A.3.12})$$

Con los valores conocidos para los instantes de tiempo se tiene que el valor de  $\Delta t$  es:

$$\Delta t = \frac{1}{2f_s} + \frac{\pi(V_1 - V'_2)(\pi - 2\phi) + 2\phi^2 V_1}{4\pi^2 f_s (V_1 + V'_2)} - \left[ \frac{\pi + \phi}{4\pi f_s} - \frac{\phi^2 V_1}{2\pi^2 f_s (V_1 - V'_2)} \right] \quad (\text{A.3.13})$$

$$\Delta t = \frac{V_1 [\pi^2 - 2\phi(\pi - \phi)]}{2\pi^2 f_s (V_1 + V'_2)} \quad (\text{A.3.14})$$

Para encontrar el valor del rizo en función de los parámetros del convertidor solo falta resolver la expresión (A.3.15).

$$\frac{nI_{L\max} - I_O}{2} \quad (\text{A.3.15})$$

$$\frac{nI_{L\max} - I_O}{2} = n \left[ \frac{\pi(V_1 - V'_2)(\pi - 2\phi) + 2\phi^2 V_1}{8\pi^2 f_s L} \right] \quad (\text{A.3.16})$$

Después de tener todos los valores para resolver la expresión (A.3.3) se tiene que el valor del condensador de salida  $C_o$  en función del rizo de tensión es:

$$C_o = \frac{nV_1}{\Delta V_{C_o}} \left\{ \frac{[\pi(V_1 - V'_2)(\pi - 2\phi) + 2\phi^2 V_1][\pi^2 - 2\phi(\pi - \phi)]}{16\pi^4 f_s^2 L (V_1 + V'_2)} \right\} \quad (\text{A.3.17})$$

Para encontrar el valor del condensador de salida  $C_o$  adecuado para la aplicación de almacenamiento de energía en supercondensador se debe considerar el caso crítico de operación, donde se tiene el valor de tensión mínimo nominal  $V_2$  y un desfase máximo  $\phi$ . La Tabla A.3.1 muestra los datos para el cálculo del condensador de salida  $C_o$ ; posteriormente se comprueba a través de una simulación para el valor del rizo de tensión.

Tabla A.3. 1. Parámetros de diseño del condensador de salida  $C_o$ .

Parámetro	Valor
Potencia nominal, $P$	500 W
Tensión nominal de entrada, $V_1$	120 V
Tensión mínima nominal de salida, $V_2$	20 V
Rizo de tensión de salida, $\Delta V_{C_o}$	0.2 V
Frecuencia de operación, $f_s$	25 kHz
Desfasamiento, $\phi$	0.9817 rad
Inductor externo, $L$	45 $\mu$ H
Relación de transformación, $n$	2.18

Evaluando (A.3.17) con los parámetros de la Tabla 3.1 se tiene un valor de condensador  $C_o$  para un rizo de tensión del 1%.

$$C_o = \left[ \frac{(2.18)(120)}{(0.01 \times 20)} \right] \left\{ \frac{\left[ \pi(120 - (2.18)(20))(\pi - 2(0.9817)) + 2(0.9817)^2(120) \right]}{16\pi^4 (25 \times 10^3)^2 (45 \times 10^{-6})(120 + (2.18)(20))} \right\} \quad (\text{A.3.18})$$

$$\left[ \pi^2 - 2(0.9817)(\pi - 0.9817) \right] = 527.8 \mu\text{F}$$

Con el valor obtenido del condensador de salida se verificó mediante simulación el rizo de tensión para el cual se diseñó.

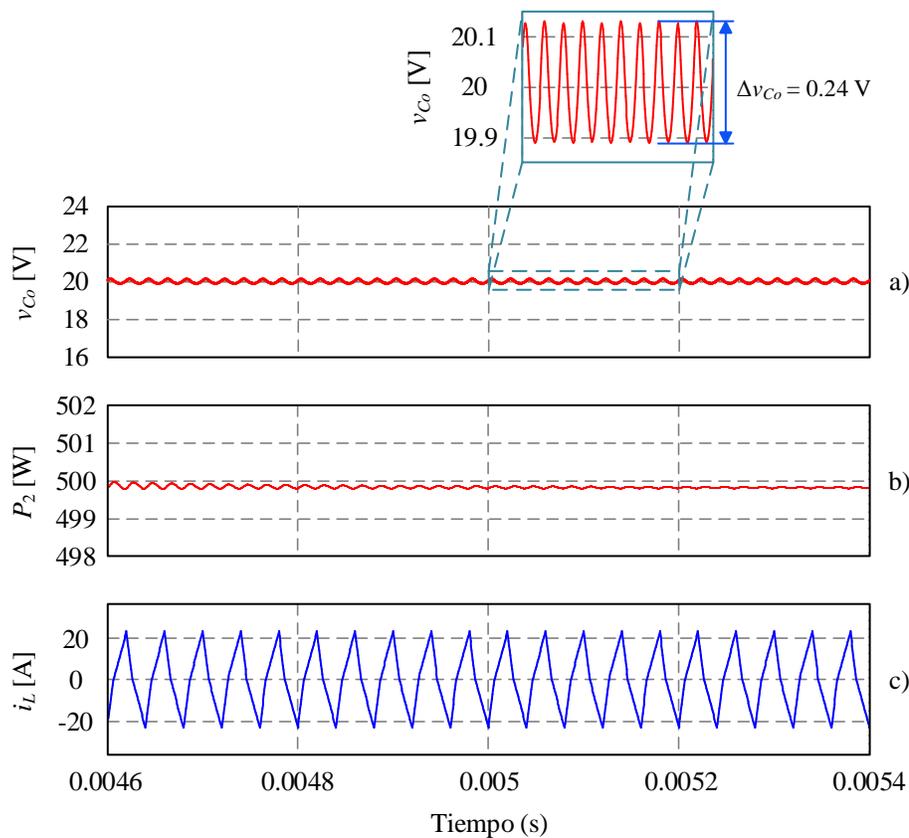


Figura A.3. 2. Resultados de simulación para verificar el rizo de tensión.

Los resultados de la Figura A.3.2 muestran en el trazo superior la tensión de salida donde se obtiene un rizo de tensión de 0.24 V, en A.3.2b la potencia promedio en el puerto de salida del convertidor *DAB* y en A.3.2c se muestra la corriente en el inductor. Con base en los resultados se comprueba que el valor del condensador de salida  $C_o$  es el correcto para un rizo de tensión propuesto. Para los casos de operación donde el supercondensador presenta un nivel mayor de tensión el rizo disminuirá debido a que el ángulo de desfase disminuye, y por consecuencia la corriente de salida también lo hará.

La disminución del rizo de tensión se puede observar de forma numérica en el denominador de la expresión (A.3.18), donde se la tensión de salida  $V_2$  que presenta un comportamiento inversamente proporcional en la ecuación. Esto se observa en los resultados de las Figuras A.3.3 y A.3.4 que muestran el rizo de tensión para los casos de operación de media carga (38.89 V) y carga completa

(55 V) respectivamente considerando el valor obtenido de  $C_o$  en (A.3.18); el rizo de tensión para estos casos de operación se obtienen despejando de (A.3.17).

- Rizo de tensión para el caso de media carga  $V_2 = 38.89$  V y  $C_o = 527.8$   $\mu$ F.

$$\Delta V_{C_o} = \left[ \frac{(2.18)(120)}{(527.8 \times 10^{-6})} \right]$$

$$\left\{ \frac{\left[ \pi(120 - (2.18)(38.89))(\pi - 2(0.3972)) + 2(0.3972)^2(120) \right]}{16\pi^4 (25 \times 10^3)^2 (45 \times 10^{-6})(120 + (2.18)(38.89))} \right\} \quad (\text{A.3.19})$$

$$\left[ \pi^2 - 2(0.3972)(\pi - 0.3972) \right] = 0.126 \text{ V}$$

- Rizo de tensión para el caso de media carga  $V_2 = 55$  V y  $C_o = 527.8$   $\mu$ F.

$$\Delta V_{C_o} = \left[ \frac{(2.18)(120)}{(527.8 \times 10^{-6})} \right]$$

$$\left\{ \frac{\left[ \pi(120 - (2.18)(55))(\pi - 2(0.2682)) + 2(0.2682)^2(120) \right]}{16\pi^4 (25 \times 10^3)^2 (45 \times 10^{-6})(120 + (2.18)(55))} \right\} \quad (\text{A.3.20})$$

$$\left[ \pi^2 - 2(0.2682)(\pi - 0.2682) \right] = 0.06 \text{ V}$$

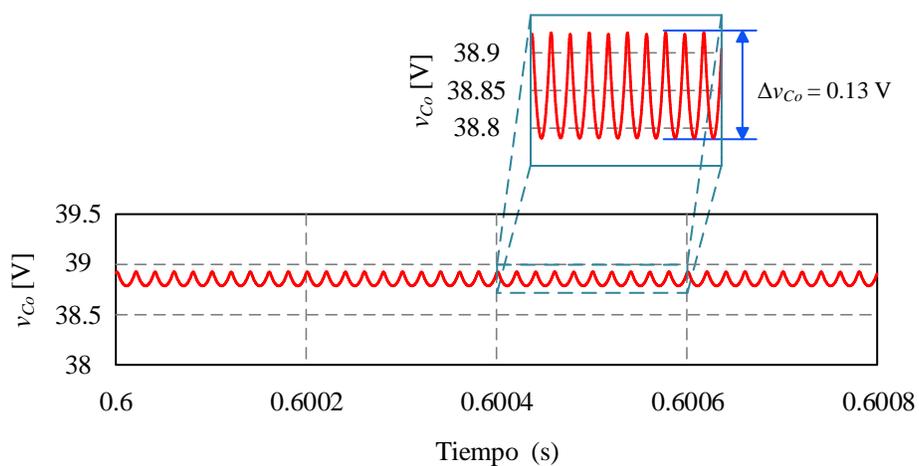


Figura A.3. 3. Rizo de tensión para el caso de media carga.

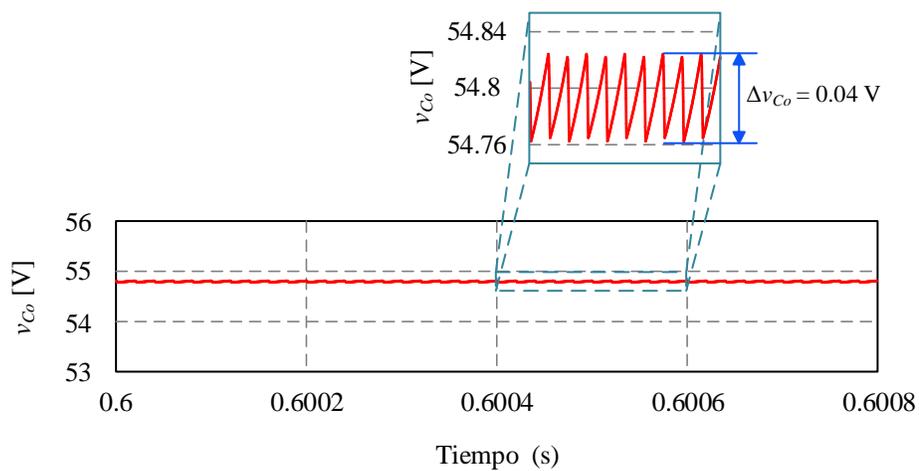


Figura A.3. 4. Rizo de tensión para el caso de carga completa.

---

# Referencias

- [1] O. Ellabban, H. Abu-Rub y F. Blaabjerg, «Renewable energy resources: Current status, future prospects and their enabling technology,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 39, pp. 748-764, 2014.
- [2] M. S. ElNozahy y M. M. A. Salama, «Technical impacts of grid-connected photovoltaic systems on electrical networks - A review,» *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 5, n° 3, 2013.
- [3] D. W. Hart, *Power electronics*, ata McGraw-Hill Education, 2011.
- [4] H. Farhangi, «The path of the smart grid,» *IEEE power and energy magazine*, vol. 8, n° 1, 2010.
- [5] R. W. De Doncker, D. M. Divan y M. H. Kheraluwala, «A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications,» *IEEE transactions on industry applications*, vol. 27, n° 1, pp. 63-73, 1991.
- [6] R. V. Sánchez, H. G. S. Uruchurtu, J. L. S. Farías, G. V. López y R. N. Gómez, «Introducción al concepto de microrredes,» *Boletín IIE Tendencias tecnológicas*, pp. 102-108, 2010.
- [7] H. Zhou, T. Bhattacharya, D. Tran, T. S. T. Siew y A. M. Khambadkone, «Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications,» *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, n° 3, pp. 923-930, 2011.
- [8] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy y Y. Liu, «Energy storage systems for advanced power,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, n° 12, pp. 1744-1756, 2001.
- [9] A. Khaligh y Z. Li, «Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art,» *IEEE*

*transactions on vehicular technology*, vol. 59, n° 6, pp. 2806-2814, 2010.

- [10] J. Cao y A. Emadi, «A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, n° 1, pp. 122-132, 2012.
- [11] S. Lu, K. Corzine y M. Ferdowsi, «A new battery/ultracapacitor energy storage system design and its motor drive integration for hybrid electric vehicles,» *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 56, n° 4, pp. 1516-1523, 2007.
- [12] F. Krismer, «Bidirectional and Isolation DC-DC converter topology,» *Doctoral Thesis*, pp. 19-53, 2010.
- [13] B. Zhao, Q. Song, W. Liu y Y. .. Sun, «Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, n° 8, pp. 4091-4106, 2014.
- [14] C. Mi, H. Bai, C. Wang y S. Gargies, «Operation, design and control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter,» *IET Power Electronics*, vol. 1, n° 4, pp. 507-517, 2008.
- [15] S. Inoue y H. Akagi, «A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 22, n° 6, pp. 2299-2306, 2007.
- [16] H. Qin, «Dual active bridge converters in solid state transformers,» *Doctoral Dissertations*, pp. 1-23, 2012.
- [17] X. She, A. Q. Huang y R. Burgos, «Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, n° 3, pp. 186-198, 2013.
- [18] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte y M. A. Hendrix, «Transformer-coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 23, n° 2, pp. 771-781, 2008.

- 
- [19] S. Falcones, R. Ayyanar y X. Mao, «A DC–DC multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, n° 5, pp. 2192-2203, 2013.
- [20] B. Zhao, Q. Song, W. Liu y Y. .. Sun, «Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 29, n° 8, pp. 4091-4106, 2014.
- [21] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth y R. Shuttleworth, «High-power bidirectional DC–DC converter for aerospace applications,» *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, n° 11, pp. 4366-4379, 2012.
- [22] S. Inoue y H. Akagi, «A bidirectional DC–DC converter for an energy storage system with galvanic isolation,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 6, pp. 2299-2306, 2007.
- [23] C. V., «Diseño de Elementos Magnéticos de Alta y Baja Frecuencia,» *Notas del curso Diseño de Convertidores de Electrónica de Potencia, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, CIEP - Facultad de Ingeniería , Posgrado en Ingeniería Eléctrica*, pp. 19-45, 2017.
- [24] C. W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, CRC press, 2016.
- [25] M. Barrios F, «Análisis de pérdidas en el convertidor CD/CA/CA,» de *Desarrollo de un Convertidor CD/CA/CA con Aislamiento en Media Frecuencia para Conexión de Sistemas Fotovoltáicos en Media Tensión*, San Luis Potosí, México, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Facultad de Ingeniería - CIEP, 2017, pp. 82-86.
- [26] Y. H. Abraham, H. Wen, W. Xiao y V. Khadkikar, «Estimating power losses in Dual Active Bridge DC-DC converter,» *Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, pp. 1-5, 2011.
- [27] MAGNETICS, «Core Loss Calculation,» MAG-INC, [En línea]. Available: <https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Powder-Core-Loss-Calculation>. [Último acceso: 17 12 2017].

[28] L. Shi y M. L. Crow, «Comparison of ultracapacitor electric circuit models,» *Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century* , pp. 1-6, 2008.

[29] TDK, «RM 14, RM 14 LP Cores and accessories,» *Ferrites and Accessories*, pp. 1-12, 2013.