



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

TESIS DOCTORAL

Programa de Doctorado en Ingeniería Electrónica

**Control de puentes activos duales (DABs) en
sistemas bidireccionales de alimentación con alta
densidad de potencia**

Director: Doctor D. Gabriel Garcerá Sanfeliú
Codirector: Doctor D. Emilio Figueres Amorós

Autor:

Javier Antonio Guacaneme Moreno

Valencia, Diciembre 2015

Agradecimientos

Doy gracias a **Dios** por permitirme la vida y las oportunidades para hacerme un lugar en el mundo.

A mis padres **Ana Elvia** y **Julio Antonio** quienes con todo su esfuerzo y cariño, me han apoyado en todas las etapas de mi vida.

A mi amada **Mabel Rocío** quien me ha acompañado desde el inicio de esta travesía y me ha soportado con cariño, firmeza y abnegación hasta alcanzar la meta

A mi amado **Cristian Arturo** que llegó en medio de este viaje, con su mirada y sonrisa que me han alentado en medio de los obstáculos e imprevistos.

A mis compañeros del Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales quienes desde que llegue a Valencia me brindaron no sólo su apoyo técnico y académico, sino también su invaluable amistad. **Raúl, Iván, Jesús, Robert, Rubén, Oscar, David.**

A mis compañeros de la Universidad Distrital, especialmente **César** que inició antes esta travesía y me acompañó un año también en el GSEI, por su apoyo incondicional y el aliento en los momentos difíciles.

A mis directores **Gabriel** y **Emilio** que con paciencia me han permitido esta experiencia en el GSEI con acceso a recursos y laboratorio, brindándome sus conocimientos y valiosa experiencia.

A la **Universidad Distrital** Francisco José de Caldas, que me permitió llevar a cabo este proyecto con los recursos de la ciudad de **Bogotá-Colombia.**

A mis amigos de siempre y en Valencia que abrieron sus puertas desde el primer día **Waldimar, Laura, Guillermo, Javier, Jaime, Eliana, Yahani** y **Leo**, con quienes "arreglando" el mundo he guardado memoriales de vida.

Y por supuesto a la ciudad de **Valencia-España**, que con su hermosa gente e incomparables paisajes fueron el mejor puerto en este viaje.

Resumen

Los convertidores DC-DC bidireccionales se están utilizando con mayor frecuencia en los sistemas de potencia eléctrica. Sus características permiten la incorporación de fuentes de energías alternativas y renovables de diferentes niveles de tensión, así como la propuesta de nuevas arquitecturas ahora distribuidas y no sólo centralizadas en los sistemas de potencia.

El control de estos convertidores se realiza según su función dentro del sistema, en especial cuando hay grandes diferencias en los niveles de tensión. Es deseable que el convertidor ofrezca aislamiento galvánico, pueda tener funciones de control de corriente y/o de tensión en uno o en ambos puertos de conexión, y otros incluso tener más de dos puertos de intercambio de potencia eléctrica.

Una de las topologías que ofrece la mejor densidad de potencia es la versión monofásica del puente activo dual DAB, de sus siglas del inglés "*Dual Active Bridge*". Se estudia en esta tesis doctoral un DAB monofásico con control por desplazamiento de fase para satisfacer los requerimientos de un convertidor DC-DC bidireccional con fines de almacenamiento, capacidad de operación en paralelo, alta densidad de potencia y rápida respuesta dinámica.

La modularidad del DAB para operación en paralelo se plantea desde la concepción de un lazo de control de la corriente promedio ACC (*Average Current Control*), un lazo doble que controla la tensión y la corriente del lado de alta tensión ó controla la corriente y la tensión del lado de baja tensión.

Para mejorar la dinámica del DAB se incluyó el análisis de una técnica de prealimentación basada en la inyección de la corriente de carga, *load current feedforward*. Esta mejora brinda una respuesta rápida ante variaciones de la carga.

Un inconveniente que presenta el DAB por desplazamiento de fase es el alto rizado en las corrientes en los puertos de entrada y salida, especialmente en el lado de baja tensión. Se estudia para reducir este rizado el *interleaving* (entrelazado) con control de corriente media, basado en la conexión de dos o más módulos DAB en paralelo con disparos desfasados, logrando reducir el tamaño de los filtros.

El diseño se ha validado mediante la construcción y experimentación en dos prototipos de potencia nominal de 1 kW con una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

Abstract

The bidirectional DC-DC converters are being used more frequently in electric power systems. Bidirectional converters allows the incorporation of alternative and renewable energy sources at different voltage levels, by means of new power systems architectures now distributed not only centralized.

The converters control is defined by function within the system, especially when there are large differences in voltage levels. It is desirable that the converter provide galvanic isolation, control current and / or voltage at one or both buses, and in some cases provide multi-port bidirectional conversion.

One of the topologies with high power density is the single phase *Dual Active Bridge* (DAB). This thesis presents a study of a single phase DAB phase shifting controlled to meet the requirements of a bidirectional DC-DC converter for storage, parallel operation capability, high power density and fast dynamic response.

The modularity of the DAB and the parallel operation arises from the conception of a control loop of Average Current Control (ACC), a double loop that controls the voltage and current of the high voltage side or controls the current and voltage at low voltage side.

The dynamic response of a DAB to load steps are improved by means of a feedforward technique based on load current, an additional load-current feedforward control loop. An analytical study of the load-current feedforward on DAB is presented and validated by means of both simulations and experimental results.

The DAB topology exhibits a high input and output AC current ripple, especially at low voltage side. This thesis studies parallel connection by interleaving an average current control, based on two or more modules DAB operated synchronously but shifted in phase, in order to reduce the AC current and the capacitors size.

The design has been validated by means of the implementation and testing on a 1 kW DAB converter at a switching frequency of 100 kHz.

Resum

Els convertidors DC/DC bidireccionals s'estan emprant amb major freqüència en els sistemes de potencia elèctrica. Les seues característiques permeten la incorporació de fonts d'energia alternatives i renovables de diferents nivells de tensió. També es permet la implementació en els sistemes de potència de les noves arquitectures distribuïdes i no només arquitectures centralitzades.

El control d'aquests convertidors es realitza segons la seua funció dins del sistema, especialment quan hi ha grans diferències en els nivells de tensió. Es desitja que el convertidor oferisca aïllament galvànic. A més pot tindre funcions de control de corrent i/o de tensió en un o ambdós ports de connexió. Altres convertidors poden tindre més de dos ports d'intercanvi de potència.

Una de les topologies que proporciona la millor densitat de potència es la versió monofàsica del pont actiu dual DAB, de les seues sigles en anglès *Dual Active Bridge*. S'estudia en esta tesi doctoral un DAB monofàsic amb control per desplaçament de la fase per satisfer els requeriments d'un convertidor DC-DC bidireccional amb fins de emmagatzemament, capacitat d'operació en paral·lel, alta densitat de potència i ràpida resposta dinàmica.

La modularitat del DAB per l'operació en paral·lel es planteja des de la concepció d'un llaç de control de la corrent mitjana ACC (*Average Current Control*), un llaç doble que controla la tensió i la corrent del costat d'alta tensió o controla la corrent i la tensió del costat de baixa tensió.

Per millorar la dinàmica del DAB es va incloure l'anàlisi d'una tècnica de prealimentació basada en la injecció de la corrent de càrrega, LCFF (*Load Current FeedForward*). Esta millora brinda una resposta ràpida davant de variacions de la càrrega.

Un inconvenient que presenta el DAB amb control per desplaçament de fase es l'alt arriestat de les corrents en els ports d'entrada i eixida, especialment al costat de baixa tensió. S'estudia per a reduir este arriestat l'entrellaçat (interleaving) de les corrents d'eixida amb la connexió dos o més modules DAB en paral·lel, aconseguint reduir la mida dels filtres.

El disseny s'ha validat mitjançant la construcció i l'experimentació en dos prototips de potència nominal de 1 kW amb una freqüència de commutació de 100 kHz.

Listado de abreviaturas y símbolos

A	Corriente en amperios
AC	Corriente Alterna
ACC	<i>Average Current Control</i> . Control de corriente promedio
AC-DC	Convertidor de corriente alterna a corriente directa
CIC	<i>Current Injected control</i> . Control de corriente pico
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> . Puente Activo Dual
DC	Corriente Directa
DC-AC	Convertidor de corriente directa a corriente alterna
d_{ef}	Radio de conversión DC efectivo
DG	Generación Distribuida
DPS	<i>Double phase shifting</i> . Desplazamiento de fase doble
EV	<i>Electric Vehicle</i> . Vehículo eléctrico
$\hat{\phi}$	Variable de control de desfase en pequeña señal
ϕ	Angulo de desfase entre la entrada y la salida
ϕ_{nom}	Angulo nominal de desfase entre la entrada y la salida
f	Frecuencia
f_{ci}	Frecuencia de cruce del lazo de corriente
f_{ci_Pnom}	Frecuencia de cruce del lazo de corriente a la potencia nominal
f_{cv}	Frecuencia de cruce del lazo de tensión
f_s	Frecuencia de conmutación

FB	<i>Full Bridge</i> . Puente completo
FF	<i>Feed Forward</i> . Realimentación
FP	Factor de potencia
$GV_{O\phi}$	Función de transferencia de control de la tensión de salida en lazo abierto
$G_i(s)$	Función de transferencia del regulador de corriente
$G_v(s)$	Función de transferencia del regulador de tensión
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i> . Vehículo eléctrico híbrido
HV	<i>High Voltage</i> . Alta tensión
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> . DC en alta tensión
$\hat{i}_g(s)$	Función que representa las perturbaciones de la corriente de carga
\hat{i}_o	Expresión de pequeña señal de la corriente de salida
$I_{o_LC}(s)$	Función de transferencia del lazo cerrado de corriente
i_L	Corriente en el primario del transformador
i_{LF}	Corriente en el inductor
I_{pk}	Corriente pico
kW	Kilovatios
L	Inductancia
L_E	Inductancia del inductor externo
L_F	Inductancia equivalente referida al primario
L_{FT}	Inductancia de dispersión de transformador
LV	<i>Low Voltage</i> . Baja tensión

LCFF	<i>Load Current Feed Forward</i> . Inyección de corriente de carga
MF _i	Margen de estabilidad en frecuencia del lazo de corriente
MF _v	Margen de estabilidad en frecuencia del lazo de tensión
MG _i	Margen de ganancia del lazo de corriente
MG _v	Margen de ganancia del lazo de tensión
ms	milisegundos
N ₁	Número de espiras del primario
N ₂	Número de espiras del secundario
N ₂₁	Relación de espiras de secundario a primario
P _{base}	Potencia de base
P ₀	Potencia de salida
P _{nom}	Potencia nominal
pu	Potencia normalizada en por unidad
R _{BAT}	Resistencia serie equivalente de la batería
R _{EQ}	Resistencia de carga equivalente
RMS, rms	<i>Root mean square</i> . Valor eficaz
SW	Interruptor estático
SC	Supercondensador
S _n	Potencia aparente nominal
S _{max}	Potencia aparente máxima
SPS	<i>Single phase shifting</i> . Desplazamiento de fase simple
T _i	Periodo de entrada en segundos

T_o	Periodo de salida en segundos
$T_i(s)$	Función de transferencia del lazo de corriente
$T_v(s)$	Función de transferencia del lazo de tensión
TPS	<i>Triple phase Shifting</i> . Desplazamiento de fase triple.
\hat{v}_i	Expresión de pequeña señal de la tensión de entrada
\hat{v}_o	Expresión de pequeña señal de la tensión de salida
V	Tensión en voltios
VA	Potencia aparente en Voltio amperios
V_i	Tensión de entrada
V_o	Tensión de salida
V_o'	Tensión de salida referida al lado de la tensión de entrada
Vpk	Tensión pico
ω_{iV}	Parámetro del regulador de tensión, ganancia
ω_{pV}	Parámetro del regulador de tensión, polo
ω_{zV}	Parámetro del regulador de tensión, cero
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> . Conmutación a corriente cero
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> . Conmutación a tensión cero
$Z_{oLC}(s)$	Función de transferencia de la impedancia de salida en lazo cerrado

Tabla de Contenido

LISTADO DE ABREVIATURAS Y SÍMBOLOS	I
TABLA DE CONTENIDO	V
LISTADO DE FIGURAS	IX
1. ESTADO DE LA TÉCNICA	3
1.1 ACTUALIDAD DE LAS REDES DE POTENCIA ELÉCTRICA	3
1.2 FUNCIÓN DE LOS CONVERTIDORES EN ESQUEMAS DE GD	4
1.3 EL PUENTE ACTIVO DUAL, DAB	10
1.3.1 CONTROL DEL FLUJO BIDIRECCIONAL DE POTENCIA EN EL DAB	13
1.3.2 MODOS DE OPERACIÓN DEL DAB	15
1.4 CARACTERIZACIÓN DE LA TRANSMISIÓN DE POTENCIA DEL DAB	18
1.5 ANÁLISIS DEL DAB EN ESTADO PERMANENTE	20
1.6 ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN	25
1.6.1 DESPLAZAMIENTO DE FASE SIMPLE. <i>SPS (SINGLE PHASE SHIFT CONTROL)</i>	25
1.6.2 DESPLAZAMIENTO DE FASE EXTENDIDO, <i>EPS (EXTENDED PHASE SHIFT)</i>	25
1.6.3 DESPLAZAMIENTO DE FASE DUAL, <i>DPS (DUAL PHASE SHIFT CONTROL)</i>	26
1.7 APLICACIONES DEL PUENTE ACTIVO DUAL. DAB	27
1.7.1 SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE BATERÍAS O CONDENSADORES	28
1.7.2 INTERFAZ EN CONEXIONES BACK TO BACK	28
1.7.3 SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN ININTERRUMPIDA. UPS	29
1.7.4 EN SISTEMAS AERONÁUTICOS	29
1.7.5 SISTEMAS DE TRANSFORMACIÓN DE ESTADO SÓLIDO SST	29
1.7.6 APLICACIONES EN VEHÍCULOS, ELÉCTRICOS (VE) E HÍBRIDOS (HEV)	30
2. OBJETIVOS	33
2.1 OBJETIVOS PARTICULARES	33
2.2 METODOLOGÍA Y ESTRUCTURA DE LA TESIS	33

<u>3. MODELADO Y DISEÑO DEL PUENTE ACTIVO DUAL DUAL ACTIVE BRIDGE, DAB</u>	39
3.1 DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA DE UN DAB DE 1 kW	39
3.2 MODELO EQUIVALENTE DE PEQUEÑA SEÑAL	44
3.2.1 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE CONTROL DE LA TENSIÓN DE SALIDA EN LAZO ABIERTO, $GV_{O\phi}$	47
3.2.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE LA AUDIOSUSCEPTIBILIDAD EN LAZO ABIERTO	48
3.2.3 IMPEDANCIA DE SALIDA Z_O EN LAZO ABIERTO	50
3.3 ESQUEMAS DE SIMULACIÓN DEL PROTOTIPO DE 1 kW	52
3.3.1 ETAPA DE POTENCIA DEL DAB	53
3.3.2 SUBCIRCUITO DEL MODULADOR DE FASE	54
3.3.3 REGULADORES	54
<u>4. CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA AVERAGE CURRENT CONTROL (ACC), DEL DAB</u>	59
4.1 DISEÑO DE LOS REGULADORES EN UN DAB CON ACC	60
4.1.1 REGULADOR DE CORRIENTE, $G_i(s)$	63
4.1.2 REGULADOR DE TENSIÓN, $G_v(s)$	67
4.1.3 SENSIBILIDAD DE LA TENSIÓN DE SALIDA EN LAZO CERRADO. AUDIOSUSCEPTIBILIDAD E IMPEDANCIA DE SALIDA	69
4.1.4 RESUMEN DE LOS CONTROLADORES	71
4.2 ESQUEMAS DE SIMULACIÓN DEL DAB CON ACC	71
4.3 RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL DAB CON ACC	72
4.3.1 RESPUESTA EN RÉGIMEN PERMANENTE CON CARGA NOMINAL	72
4.3.2 RESPUESTA DEL DAB ANTE EL ESCALÓN DE CARGA	74
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES	74
4.4.1 PROTOTIPO EXPERIMENTAL	74
4.4.2 RESPUESTA ANTE EL ESCALÓN DE CARGA	76
<u>5. PREALIMENTACIÓN DE LA CORRIENTE DE CARGA LOAD CURRENT FEED-FORWARD LCFF</u>	81
5.1 ESTABILIDAD DINÁMICA EN PEQUEÑA SEÑAL	82

5.2 MODIFICACIÓN DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA EN EL LAZO CERRADO CON LCFE	86
5.3 ESQUEMAS DE SIMULACIÓN	89
5.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES	92
5.4.1 RESPUESTA ANTE ESCALONES DE CARGA	92
6. ENTRELAZADO DE LA CORRIENTE DE CARGA INTERLEAVING	95
6.1 CONEXIÓN DE DAB EN PARALELO SIN INTERLEAVING	96
6.2 CONEXIÓN DE DAB EN PARALELO CON INTERLEAVING	98
6.3 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN DE MÓDULOS DAB EN PARALELO	105
6.3.1 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN DE DOS MÓDULOS DAB EN PARALELO CON CONTROL ACC Y SIN INTERLEAVING	105
6.3.2 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN DE DOS MÓDULOS DAB EN PARALELO CON CONTROL ACC+LCFF SIN INTERLEAVING	108
6.3.3 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN DE DOS MÓDULOS DAB EN PARALELO CON CONTROL ACC E INTERLEAVING	112
6.3.4 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN DE DOS MÓDULOS DAB EN PARALELO CON CONTROL ACC+LCFF E INTERLEAVING	116
6.3.5 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB CON CONTROL ACC SIN INTERLEAVING	123
6.3.6 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB ACC+ LCFF SIN INTERLEAVING	127
6.3.7 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB ACC CON INTERLEAVING	130
6.3.8 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB ACC+LCFF CON INTERLEAVING	134
6.4 EFECTO DE LA DISPERSIÓN EN LOS PARÁMETROS DEL DAB	142
6.4.1 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB CON INTERLEAVING CONSIDERANDO UNA DISPERSIÓN DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA SERIE L_F DE -20% EN UNO DE LOS TRES MÓDULOS.	144
6.4.2 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB CON INTERLEAVING CONSIDERANDO UNA DISPERSIÓN DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA SERIE L_F DE +20% EN UNO DE LOS TRES MÓDULOS.	147
6.4.3 SIMULACIÓN DE LA CONEXIÓN EN PARALELO DE TRES MÓDULOS DAB CON INTERLEAVING CONSIDERANDO UNA DISPERSIÓN DEL VALOR DE LA INDUCTANCIA SERIE L_F DE $\pm 20\%$ EN DOS DE LOS TRES MÓDULOS.	151

7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	157
7.1 CONCLUSIONES GENERALES	157
7.2 TRABAJOS FUTUROS	158
PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS	163
PUBLICACIONES EN REVISTAS INTERNACIONALES	163
CONFERENCIAS	163
OTRAS COLABORACIONES	163
REFERENCIAS	167

Listado de Figuras

Figura 1. Configuración básica de un sistema de potencia con generación DC.....	5
Figura 2. Sistema de generación con soporte de almacenamiento.....	5
Figura 3. Sistema de generación con gestión de almacenamiento de energía.....	6
Figura 4. Sistema de potencia con bus DC para gestión de almacenamiento.....	7
Figura 5. Ejemplo de arquitectura de red en un Vehículo Eléctrico.....	8
Figura 6. Posible arquitectura de una microrred.....	9
Figura 7. Arquitectura de una microrred con sistema mixto de almacenamiento.....	11
Figura 8. Topología del puente activo dual monofásico. <i>DAB</i>	13
Figura 9. Principio básico de control de potencia.....	14
Figura 10. Dirección del flujo de potencia según el ángulo de desfase ϕ	15
Figura 11. Modelo simplificado del DAB con transformador de alta frecuencia.....	16
Figura 12. Modelo simplificado del DAB monofásico.....	16
Figura 13. Señales de tensión y corriente en un DAB elevador $V_{AC1} < V_{AC2}$	16
Figura 14. Señales de tensión y de corriente en un DAB reductor $V_{AC1} > V_{AC2}$	17
Figura 15. Señales de tensión y de corriente en un DAB con $V_{AC1} = V_{AC2}$	17
Figura 16. Forma de onda de la corriente en la inductancia de un DAB.....	18
Figura 17. Potencia de salida normalizada ($W_{p.u.}$) vs ϕ (grados).....	20
Figura 18. Esquema del DAB con L_F visto desde el lado de baja tensión.....	21
Figura 19. Formas de onda ideales de un DAB elevador con flujo de potencia directo. El puente de entrada adelanta al puente de salida.....	22
Figura 20. Formas de onda ideales de un DAB con flujo inverso de potencia.....	23
Figura 21. Tensiones en los terminales de entrada (en azul) y salida (en negro) del transformador en un DAB monofásico con control EPS.....	26
Figura 22. Tensiones en los terminales de entrada (en azul) y salida (en negro) del transformador de un DAB monofásico con control DPS.....	27
Figura 23. DAB como interfaz en un sistema <i>Back to Back</i> , como <i>drive</i> de un motor de 3,3 kV, [36].....	28
Figura 24. DAB en un sistema alimentación ininterrumpida del tipo <i>UPS online</i>	29
Figura 25. Convertidor AC-AC de estado sólido utilizando el DAB.....	30
Figura 26. DAB utilizado como interface entre puertos de diferente nivel de tensión (240 V-450 V / 11 V-16 V), en aplicaciones de <i>HVE</i>	30
Figura 27. Etapa de potencia de un circuito de puente activo dual. <i>DAB</i> : Los dos puertos se han identificado como fuente o carga según se requiera.....	39
Figura 28. Límites de la conmutación ZVS en función de ϕ y el valor de la potencia ..	41
Figura 29. Corriente en la inductancia serie (L_F) vista en el primario del transformador.....	42
Figura 30. Modelo simplificado de un DAB monofásico con control por desplazamiento de fase ϕ	44
Figura 31. Circuito equivalente de pequeña señal de un DAB.....	46

Figura 32. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando la perturbación $v_i=0$	47
Figura 33. Diagrama de Bode de la función de transferencia $GV_{O\phi}$	48
Figura 34. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando $\phi=0$	49
Figura 35. Diagrama de Bode de la función de transferencia $A(s)$	50
Figura 36. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando las perturbaciones $v_i = \phi = 0$	51
Figura 37. Impedancia de salida del canal de salida del DAB (Z_o) en lazo abierto	51
Figura 38. Diagrama de Bode de la Z_o , incluyendo la ESR de C_o	52
Figura 39. Modelo esquemático de simulación en PSIM® del convertidor DAB	52
Figura 40. Modelo del subcircuito Potencia, a) Símbolo del subcircuito,.....	53
Figura 41. Modelo del modulador de fase, a) Símbolo del subcircuito, b) Contenido interno del subcircuito	54
Figura 42. Modelos de los subcircuitos de regulación de corriente y tensión G_I y G_V , a. Símbolos de los subcircuitos, b. Contenido interno de los subcircuitos	55
Figura 43. Esquema de un convertidor DAB con control ACC.....	60
Figura 44. Modelo de pequeña señal de un DAB con ACC. En este caso se controlan la tensión y la corriente de salida (V_o, I_o)	61
Figura 45. Diagrama de bloques del lazo de tensión de un DAB con regulación de la tensión de salida	62
Figura 46. Curvas de Bode de la ganancia de corriente en lazo abierto $T_i(s)$ para $P \in [210 \text{ W } 500 \text{ W } 800 \text{ W } 1 \text{ kW } 1010 \text{ W}]$, con $V_i=24 \text{ V}$, $V_o=400 \text{ V}$	66
Figura 47. Curvas de Bode del lazo cerrado de corriente $I_{o_LC}(s)$, con $V_i=24 \text{ V}$, $V_o=400 \text{ V}$ <i>Arriba</i> : Módulo en dB. <i>Abajo</i> : Fase en Grados.....	66
Figura 48. Curvas de Bode de $T_v(s)$ para $P \in [210, 500, 800, 1000, 1010 \text{ W}]$, $V_i=24\text{V}$, $V_o=400 \text{ V}$. <i>Arriba</i> : Módulo en dB. <i>Abajo</i> : Fase en grados.....	68
Figura 49. Curvas de Bode de $V_{o_LC}(s)$ para $P \in [210, 500, 800, 1000, 1010\text{W}]$	69
Figura 50. Curvas de Bode de la magnitud de $Z_{OLC}(s)$ para $P \in [0, 500, 1_kW]$	70
Figura 51. Curvas de Bode de la magnitud en dB de la Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $V_{O_V_{I_LC}}(s)$	70
Figura 52. Modelo esquemático de simulación de un DAB con ACC y control de las variables de salida (V_o, I_o)	71
Figura 53. Principales formas de onda del DAB de 1 kW con ACC en estado permanente con carga nominal, controlando $V_o=400 \text{ V}$ e $I_o=2.5 \text{ A}$	73
Figura 54. Respuesta de la simulación en PSIM®, de la tensión de salida del DAB de 1 kW con control ACC ante escalones de carga de	74
Figura 55. Fotografía del prototipo DAB de 1 kW, vista desde el lado de 24 V	75
Figura 56. Fotografía descriptiva del prototipo construido, se señala la ubicación de los bancos de condensador de entrada C_i , de salida C_o , las tarjetas de disparo (<i>Drivers</i>), y la tarjeta integrada de control.....	76

Figura 57. Respuesta de la tensión de salida del prototipo DAB de 1 kW con control ACC ante escalones de carga de 200 W a 800 W y de 800W a 200W. Escalas: V_o (5 V/div), I_o (500 mA/div), Tiempo (50 ms/div).....	76
Figura 58. Esquema de un DAB monofásico con prealimentación de la corriente de carga. <i>LCFF</i>	81
Figura 59. Modelo de pequeña señal para el análisis de <i>LCFF</i> de un DAB.....	83
Figura 60. Diagrama de bloques del lazo de tensión del <i>DAB+LCFF</i>	84
Figura 61. Diagrama de bloques del <i>DAB</i> para análisis del lazo de tensión sin perturbaciones de carga.....	84
Figura 62. Diagrama de bloques para analizar la impedancia de salida de un DAB con <i>LCFF</i>	87
Figura 63. Diagrama de bloques del lazo de tensión con <i>LCFF</i> para el cálculo de Z_{OFF}	88
Figura 64. Magnitud de la Impedancia de salida Z_o en lazo cerrado en dB.....	89
Figura 65. Modelo de simulación en PSIM®, del módulo de prealimentación de corriente de carga <i>LCFF</i> a. Símbolo del subcircuito b. Contenido del subcircuito.....	90
Figura 66. Modelo esquemático de simulación de un DAB con <i>ACC</i> y <i>LCFF</i> controlando las variables de salida (V_o , I_o).....	90
Figura 67. Respuesta en tensión ante un escalón de carga desde 200 W hasta 1 kW. Variación del valor de R_{FF} desde 100 m Ω hasta 300m Ω en pasos de 50 m Ω	91
Figura 68. Respuesta en tensión del DAB con <i>ACC</i> y <i>LCFF</i> ante escalones de carga desde 200 W a 1 kW y vuelta de 1 kW a 200 W. <i>Arriba</i> : Comparación de la respuesta del DAB con la implementación de <i>LCFF</i> con $R_{FF}=298$ m Ω (en azul) y sin ella (en negro); <i>Abajo</i> : Corriente de carga en escalón de 500 mA a 2.5 A.....	91
Figura 69. Respuesta de la tensión de salida del prototipo DAB de 1 kW controlado por <i>ACC</i> + <i>LCFF</i> , ante escalones de carga de 200 W a 800 W y de 800W a 200W. Escalas: V_o (5 V/div), I_o (500 mA/div), Tiempo (50 ms/div).....	92
Figura 70. Esquema de conexión en paralelo de DAB. Los módulos comparten los condensadores de entrada y de salida.....	96
Figura 71. Rizado de la corriente de entrada del DAB, en una conexión de dos módulos en paralelo.....	97
Figura 72. Esquema circuital de módulos DAB conectados en paralelo con la técnica de <i>interleaving</i> de la corriente de salida.....	98
Figura 73. Esquema de conexión de dos módulos DAB con control de corriente <i>ACC</i> e <i>interleaving</i>	99
Figura 74. En trazo grueso: Corriente total de salida de dos módulos DAB conectados en paralelo con <i>interleaving</i> . Los otros dos trazos corresponden a las corrientes de salida de cada módulo.....	100

Figura 75. Esquema de conexión de tres módulos DAB con control de corriente ACC, LCFF e <i>interleaving</i>	101
Figura 76. Corrientes de salida de tres módulos DAB, con desfases de πN para paralelizar con <i>interleaving</i> . Arriba: Corriente en la entrada del transformador, Abajo: Corriente de salida de cada uno de los 3 módulos DAB.....	102
Figura 77. Corriente de salida de un sistema de conversión de 3 kW construido con tres módulos DAB con <i>interleaving</i>	103
Figura 78. Rizado de la tensión de salida de un sistema de tres (3) módulos DAB paralelizados con <i>interleaving</i> . Escalas: Tensión: 20 mV/div; Tiempo: 10 μ seg/div.....	103
Figura 79. Curva de corriente AC_{rms} del condensador de entrada de un sistema de conversión construido con DABs sin aplicar la técnica de <i>interleaving</i> , en función de la potencia en W por módulo. Valor eficaz de la corriente en un sistema de $N \in [1; 2 \text{ y } 3 \text{ módulos}]$ para $P_o \in [1 \text{ kW}; 2 \text{ kW y } 3 \text{ kW}]$ respectivamente.....	104
Figura 80. Esquema de simulación en PSIM®, de la conexión en paralelo de dos módulos DAB con control ACC sin <i>interleaving</i>	105
Figura 81. Rizado tensión de salida de 2 DAB ACC conectados en paralelo.....	106
Figura 82. Corriente de salida del arreglo de DABs en paralelo SIN INTERLEAVING (2 kW). Arriba: Corriente de salida del DAB_1 Centro: Corriente de salida del DAB_2. Abajo: Corriente total de salida del grupo.....	106
Figura 83. Corriente de entrada del arreglo de 2 DABs en paralelo SIN <i>interleaving</i> para una carga de 2 kW. Arriba: Corriente total de salida del grupo Centro: Corriente de salida del DAB_1. Abajo: Corriente de salida del DAB_2.....	107
Figura 84. Corrientes en los inductores internos de cada DAB. Arriba: IL_F del DAB_1. Abajo: IL_F del DAB_2.....	108
Figura 85. Potencia de cada módulo DAB con ACC, conectados en paralelo SIN <i>interleaving</i> , alimentando una carga total de 2 kW.....	108
Figura 86. Esquema de la conexión en paralelo sin <i>interleaving</i> , de dos módulos DAB con ACC + LCFF, para simulación en PSIM®.....	109
Figura 87. Corrientes de salida del arreglo de DABs ACC+LCFF en paralelo SIN <i>interleaving</i> (carga de 2 kW). Corriente total de salida del grupo (Negro); Corriente de salida del DAB_1 (Azul); Corriente de salida del DAB_2 (Verde).....	110
Figura 88. Corrientes de entrada del arreglo de DABs ACC+LCFF en paralelo SIN <i>interleaving</i> (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Azul); Corriente de entrada del DAB_2 (Verde).....	110
Figura 89. Respuesta de la tensión de salida del sistema de conversión con $N=2$ DABs ACC+LCFF en paralelo SIN <i>interleaving</i> , ante escalones de carga	

desde 400 W a 2 kW y vuelta de 2 kW a 400 W. Arriba: Comparación de la respuesta del DAB con la implementación de LCFF con $R_{FF}=149\text{ m}\Omega$ (en azul) y sin ella (en negro); Abajo: Corriente de carga en escalón de 1 A hasta 5 A.	111
Figura 90. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 kW de 2 DABs ACC+LCFF en paralelo SIN <i>interleaving</i> , ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -2 kW hasta 2 kW. Arriba: Tensiones de salida (Azul con LCFF, Negro Sin LCFF); Abajo: Corriente de salida del sistema	112
Figura 91. Esquema de simulación en PSIM®, de la conexión en paralelo de dos módulos DAB con control ACC e <i>interleaving</i>	113
Figura 92. Rizado de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 DAB con control ACC conectados en paralelo con <i>interleaving</i>	114
Figura 93. Corrientes de salida del arreglo de DABs con control ACC en paralelo con <i>interleaving</i> (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Rojo); Corriente de entrada del DAB_2 (Azul).....	114
Figura 94. Corrientes de entrada del arreglo de DABs con control ACC en paralelo con <i>interleaving</i> (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Rojo); Corriente de entrada del DAB_2 (Azul).....	115
Figura 95. Esquema de la conexión en paralelo con <i>interleaving</i> , de dos módulos DAB con ACC + LCFF, para simulación en PSIM®.....	116
Figura 96. Rizado de tensión de salida del arreglo de dos DAB en paralelo con <i>interleaving</i> con una carga de 2 kW. El control es ACC+LCFF.....	117
Figura 97. Corrientes de salida antes del condensador de filtrado de dos módulos DAB con ACC + LCFF e <i>Interleaving</i>	118
Figura 98. Corrientes de entrada del sistema de 2 DAB con ACC + LCFF e <i>Interleaving</i> con una carga de 2 kW Arriba: corriente en el DAB_1; Centro: Corriente en el DAB_2; Abajo: Corriente total de entrada	119
Figura 99. Potencia de salida de los módulos DAB con ACC+LCFF e <i>Interleaving</i> . Derecha: Potencia de salida total en la carga (2 kW);.....	119
Figura 100. Respuesta de la tensión de salida a un escalón de carga desde 400 W hasta 2 kW, del grupo de 2 DABs conectados en paralelo CON <i>interleaving</i> y ACC+LCFF. Arriba: Tensión de salida; Abajo: Corriente de salida del sistema.....	120
Figura 101. Corrientes de salida de cada módulo DAB con <i>interleaving</i> y ACC+LCFF. Corriente total sin filtrar	121
Figura 102. Respuesta de tensión y corriente de un grupo de DABs con <i>Interleaving</i> y ACC+LCFF ante cambios de la potencia de carga de 2 kW a 400 W y 400 W a 2 kW.....	121
Figura 103. Formas de onda de las corrientes de salida de cada DAB en una conexión de 2 módulos con <i>interleaving</i> y ACC+LCFF. Corriente total	

sin filtrar ante el cambio del 100% a 20 % de la carga nominal (2 kW a 400 W)	122
Figura 104. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 kW de 2 DABs ACC+LCFF en paralelo CON <i>interleaving</i> , ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -2 kW hasta 2 kW. <i>Arriba</i> : Tensión de salida; <i>Abajo</i> : Corriente de salida del sistema desde -5 A hasta 5 A.	123
Figura 105. Esquema de la conexión en paralelo, de tres módulos DAB con control ACC, para simulación en PSIM®	124
Figura 106. Rizado de la tensión de salida de un grupo de conversión conformado por tres módulos DAB con control ACC conectados en paralelo, con una carga nominal del grupo de 3 kW.....	125
Figura 107. Corrientes de salida antes del condensador de filtrado de tres módulos DAB con control ACC sin desfase entre ellos, conectados en paralelo con una carga de 3 kW <i>Arriba</i> : DAB_1; <i>Centro</i> : DAB_2; <i>Abajo</i> : Corriente Total	125
Figura 108. Corrientes de entrada de un sistema de conversión a partir de N=3 módulos DAB con ACC conectados en paralelo con un carga de 3 kW. Corrientes de entrada de cada uno de los módulos y corriente total de grupo.....	126
Figura 109. Esquema de simulación en PSIM® de un sistema de 3 módulos DAB con ACC+LCFF, conectados en paralelo sin desfase entre módulos.	127
Figura 110. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con control ACC+LCFF conectado en paralelo sin <i>interleaving</i> , ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW y de vuelta de 3 kW a 600W. Respuesta del sistema sin LCFF, Respuesta del sistema con LCFF, $R_{FF}=99\text{ m}\Omega$	128
Figura 111. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 kW de 3 DABs ACC+LCFF en paralelo sin <i>interleaving</i> , ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -3 kW hasta 3 kW. <i>Arriba</i> : Tensión de salida; <i>Abajo</i> : Corriente de salida del sistema desde -7.5 A hasta 7.5 A.	129
Figura 112. Esquema de simulación en PSIM®, de un sistema de N=3 módulos DAB con control ACC conectado CON <i>interleaving</i>	131
Figura 113. Tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con <i>Interleaving</i> con carga de 3 kW. Se observa un rizado de la tensión de 6.22 mV en el punto de trabajo $V_o=400\text{ V}$	132
Figura 114. Formas de onda de las corrientes en un sistema de conversión de 3 módulos DAB conectados en paralelo con <i>interleaving</i> . <i>Arriba</i> : Corrientes de entrada en cada módulo DAB y corriente total del grupo; <i>Medio</i> : Desfase de las corrientes en los inductores serie L_F de cada DAB; <i>Abajo</i> : Corrientes de salida en cada módulo DAB y corriente total del grupo	132

Figura 115. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con control ACC conectado en paralelo con <i>interleaving</i> , ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW y de vuelta de 3 kW a 600W. .	133
Figura 116. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 kW de 3 DABs con control ACC en paralelo CON <i>interleaving</i> , ante un cambio de dirección del flujo de potencia nominal. <i>Arriba</i> : Tensión de salida; <i>Abajo</i> : Corriente de salida del sistema desde -7.5 A hasta 7.5 A.....	134
Figura 117. Esquema de simulación en PSIM® de la conexión en paralelo con <i>interleaving</i> , de tres módulos DAB con control ACC+LCFF.....	135
Figura 118. Rizado de la tensión de salida de paralelización de tres módulos DAB con control ACC + LCFF conectados en paralelo CON <i>interleaving</i>	136
Figura 119. Corrientes de salida de tres DAB con ACC+LCFF, conectados con <i>interleaving</i> . <i>Arriba</i> : Corrientes en ejes independientes y corriente total;..	137
Figura 120. Corrientes de entrada de tres DAB con ACC+LCFF conectados con <i>interleaving</i> . <i>Arriba</i> : Corrientes en ejes independientes y corriente total;...	137
Figura 121. Corrientes de las inductancias de fuga equivalentes de cada DAB desde el lado de alta tensión	138
Figura 122. Respuesta de tensión y potencia de un grupo de tres módulos DAB con control ACC+LCFF conectados con <i>interleaving</i> ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW	138
Figura 123. Detalle del reparto de la corriente de carga. Formas de onda de las corrientes de salida de cada DAB y corriente de salida de la paralelización de tres DABs con <i>interleaving</i> de $\pi/3$. El control es ACC+LCFF.....	139
Figura 124. Formas de onda de las corrientes en los inductores de cada DAB. En una conexión en paralelo con <i>Interleaving</i> . Control ACC+LCFF	140
Figura 125. Respuesta de tensión, y potencia entregada por cada DAB con ACC+LCFF, ante escalones de carga de 3 kW a 600 W y 600 W a 3 kW. En una conexión de tres módulos DAB en paralelo CON <i>interleaving</i> y $R_{FF}=99\text{ m}\Omega$	140
Figura 126. Forma de onda de las corrientes de salida de cada DAB con control ACC+LCFF y corriente total del grupo ante escalones de carga.....	141
Figura 127. Potencia inyectada en función de ϕ , para tres módulos DAB, con valores de L_F nominal, $L_F-20\%$ y $L_F+20\%$	142
Figura 128. Corriente en la inductancia serie vista desde la entrada de un módulo DAB con L_F un 20% mayor al valor nominal. La potencia máxima se alcanza con un desfase $\phi=90^\circ$ presentando picos de corriente de $\pm 75.67\text{ A}$	143
Figura 129. Corriente del inductor serie visto desde la entrada de un módulo DAB con un valor de L_F un 20% menor al nominal. Corrientes para diferentes valores de ϕ : ($43^\circ, 64^\circ$ y 90°), que corresponden a los desfases para obtener la potencia nominal (1 kW), el desfase nominal con 1228 W y el máximo posible 1364 W, respectivamente	144

Figura 130. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. Sistema de N=3 DABs con ACC (en rojo) y ACC+LCFF, $R_{FF}=99 \text{ m}\Omega$ (en azul) en <i>interleaving</i> . L_F DAB_2 modificado en -20%.....	145
Figura 131. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. Sistema de N=3 DABs con ACC (en rojo) y ACC+LCFF, $R_{FF}=80 \text{ m}\Omega$ (en azul) en <i>interleaving</i> . L_F DAB_2 modificado en -20%.....	145
Figura 132. Corrientes de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con ACC, el valor de L_F en el DAB_2 es $L_F-20\%$. Carga nominal de 3 kW.....	146
Figura 133. Rizado de la tensión de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con control ACC+LCFF, con una dispersión de -20% de L_F en el DAB_2. La carga es de 3 kW	147
Figura 134. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. De un sistema de N=3 DABs con ACC y ACC+LCFF en <i>interleaving</i> con con un valor del 120% de L_F en uno de los DAB.....	148
Figura 135. Potencia de salida de cada uno de los DAB con control ACC en un sistema de conversión de N=3 DABs paralelizados con <i>interleaving</i> . $L_F+20\%$ en el DAB_2 y L_F nominal en los otros dos módulos DAB.....	149
Figura 136. Corrientes de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con ACC+LCFF, el valor de L_F en el DAB_2 es $L_F+20\%$. Carga nominal de 3 kW	149
Figura 137. Rizado de la tensión de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con control ACC+LCFF, con una dispersión de 20% de L_F en el DAB_2. La carga es de 3 kW	150
Figura 138. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. De un sistema de N=3 DABs con ACC (Rojo) y ACC+LCFF (en Azul) en <i>interleaving</i> . DAB_1 con un valor del 120% de L_F y el DAB_2 con un valor del 80% de L_F	151
Figura 139. Potencia de salida de cada uno de los DAB con control ACC en un sistema de conversión de N=3 DABs paralelizados con <i>interleaving</i>	152
Figura 140. Corrientes de salida de cada uno de los DABs en un sistema de conversión N=3 de DABs con ACC+LCFF e <i>interleaving</i>	152
Figura 141. Rizado de la tensión de salida, de un sistema de conversión de N=3 DABs con control ACC+LCFF en <i>interleaving</i> , en el cual dos de los DABs presentan dispersión en el valor de L_F : el DAB_2 disminuye en 20% los valores de L_F y R_i mientras que en el DAB_3 se aumentan en 20%	153

ESTADO DE LA TÉCNICA

1. ESTADO DE LA TÉCNICA

RESUMEN – En este capítulo se presenta el estado de los sistemas de conversión de potencia eléctrica y la necesidad de utilizar convertidores con funciones especiales. En particular el puente activo dual DAB (de sus siglas del inglés “Dual Active Bridge”), se presentan sus características básicas, estrategias de control, conmutación suave y variaciones posibles. Finalmente, se presenta una breve descripción de las aplicaciones que emplean el DAB.

1.1 Actualidad de las redes de potencia eléctrica

El aprovechamiento de la energía eléctrica está presentando cambios desde el maduro y establecido planteamiento centralizado de redes de generación, transmisión y distribución, hasta los planteamientos de cogeneración y generación distribuida (GD), llegando a los planteamientos actuales de microrredes y redes inteligentes (*smartgrids*) [1].

El desarrollo de la distribución de energía eléctrica se presenta desde dos enfoques principales. Un primer enfoque y el más desarrollado es el centralizado, donde los grandes sistemas de energía eléctrica han sido implementados en función de economías de escala. De esta manera se instalaron grandes centros de generación con gran disponibilidad de energía primaria, sistemas de transporte de energía eléctrica de alta potencia y centros de distribución ubicados en centros de alta concentración de consumidores.

Un segundo enfoque es el descentralizado, donde la energía eléctrica se obtiene de la energía primaria disponible en el centro de consumo. La disminución en los costes de transporte, el uso racional de la energía eléctrica y la cada vez mayor capacidad de acumulación de forma eficiente ofrecen una alternativa cada vez más viable en la integración de energías renovables y la explotación de pequeñas cantidades de energía primaria [2].

En este sentido, los conceptos de GD, redes inteligentes o microrredes se plantean como sistemas de potencia que con base en los estándares de distribución de la red centralizada, integran diferentes fuentes de generación de energía: las convencionales y las alternativas renovables en corriente alterna AC o en corriente directa DC. Los sistemas distribuidos pueden

interactuar con el sistema centralizado o ser totalmente aislados, conformando sistemas independientes con capacidad de interconexión.

Con el desarrollo de los sistemas de GD y el avance de los sistemas de almacenamiento de energía (ESS, *Energy Storage Systems*), las energías alternativas y renovables se han venido integrando poco a poco dentro de los sistemas de potencia [3]. Sin embargo, la capacidad limitada y la intermitencia de la energía que se puede obtener de dichas fuentes hacen compleja su integración a los sistemas de generación centralizados existentes.

La solución que se propone desde la electrónica de potencia es el uso de convertidores con funciones especiales, según se requiera, dentro de las arquitecturas de interconexión de potencia. La coexistencia de los dos enfoques el centralizado y el descentralizado se hace viable en la medida que se incluyan estrategias de gestión, de manera que la incorporación de los sistemas más pequeños, en vez de perturbar el sistema eléctrico, contribuya a mejorar la calidad de la potencia eléctrica presente en sistemas más grandes.

En el planteamiento de redes inteligentes y microrredes se incorporan sistemas de almacenamiento en baterías, supercondensadores, volantes de inercia y otros medios de almacenamiento de energía, en su mayoría DC [4]. La función del almacenamiento es la de compensar las variaciones de disponibilidad de las fuentes de energía o compensar la capacidad según la oferta y demanda en el sistema. Sin embargo su incorporación puede tener efectos contrarios, como en el caso de la incorporación de los vehículos eléctricos a la red bien sea como sistemas DC en carga o como sistemas de almacenamiento DC en reserva.

Una gestión inteligente de la generación y el almacenamiento de energía así como la gestión de la demanda de los usuarios, hacen posible la concepción de sistemas de microrredes en DC o AC, monofásicas o trifásicas híbridas con capacidades en media y/o baja tensión.

1.2 Función de los convertidores en esquemas de GD

Si la fuente de generación es DC, como es el caso de varias fuentes alternativas, se requiere como mínimo un convertidor DC-AC que puede utilizarse de dos formas. Una forma es el modo aislado, en el cual puede suministrar energía directamente a la carga y contar o no con algún sistema

de compensación de transitorios para mejorar su comportamiento. El otro caso es en modo de interconexión a la red pública, en cuyo caso se pueden presentar varias configuraciones según la aplicación, la carga puede compartirse o no con la red y dependerá de las necesidades del sistema.

El caso más sencillo de aprovechamiento de energía DC se observa en la Figura 1. Se tiene un convertidor DC-AC con el fin de entregar la energía eléctrica en corriente alterna en los niveles de tensión normalizados de usuario. En este caso la fuente de energía DC puede ser un panel fotovoltaico o una celda de combustible. Las fluctuaciones del panel o de la celda se ven reflejadas en la calidad de la potencia suministrada a la carga.

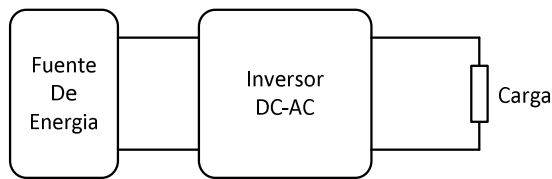


Figura 1. Configuración básica de un sistema de potencia con generación DC

Para reducir el impacto de la intermitencia y las variaciones de la fuente de energía se puede utilizar un sistema de almacenamiento de respaldo, por ejemplo un banco de baterías. En la Figura 2 se incluye un banco de baterías como almacenamiento que permite mejorar la disponibilidad de energía en el sistema, con el requerimiento adicional de un convertidor DC-DC. Esta configuración se puede presentar con celdas de combustible o paneles fotovoltaicos.

En general la electrónica de potencia para los sistemas de generación de energía utiliza al menos una etapa inversora DC-AC y si lo requiere por su naturaleza o por el soporte de almacenamiento una etapa de conversión DC-DC.

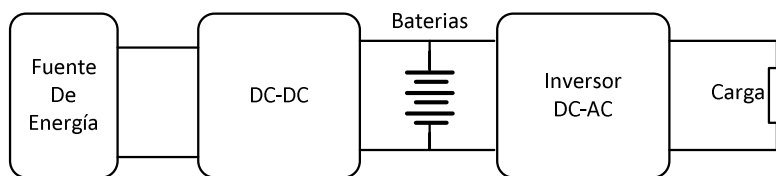


Figura 2. Sistema de generación con soporte de almacenamiento

En cualquier caso se desea obtener el máximo rendimiento de la fuente de energía. Si el sistema es de paneles fotovoltaicos se requiere hacer un seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, *Maximum Power Point Tracking*) de manera que el convertidor DC-DC debe controlar la tensión del panel, haciendo complejo controlar al mismo tiempo la carga de las baterías garantizando un suministro con calidad. En la Figura 3, se utiliza un convertidor DC-DC bidireccional con la función de administrar la carga del banco de baterías. El convertidor DC-DC unidireccional se encarga de realizar el MPPT, mientras que el convertidor bidireccional se encarga de controlar la corriente de carga de las baterías o entregar la potencia que requiera la carga.

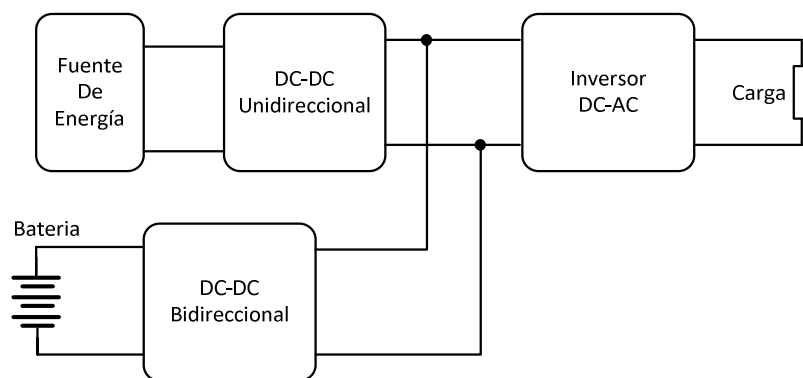


Figura 3. Sistema de generación con gestión de almacenamiento de energía

Cuando en el sistema se involucra más de una fuente de energía, el sistema de gestión se hace más complejo y puede configurarse como microrred. Requiere incluir características como la capacidad de funcionamiento aislado o en conexión a red y la gestión de las cargas locales.

En el modo aislado la responsabilidad del sistema de almacenamiento es garantizar el balance de energía, y en el modo conexión a red prevenir la propagación de la intermitencia de las fuentes y las fluctuaciones de la carga a la red. En la Figura 4, se plantea un esquema de conexión en el cual se incluye un bus de corriente continua DC, un convertidor DC-DC bidireccional para la gestión de un banco de baterías, un inversor para las cargas locales y un inversor bidireccional con un interruptor (SW) para la conexión con la red AC.

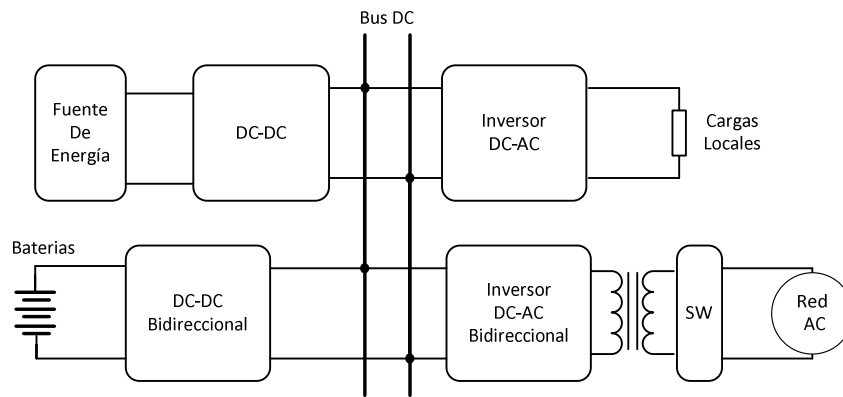


Figura 4. Sistema de potencia con bus DC para gestión de almacenamiento

Se requieren equipos bidireccionales cuando se desea hacer un intercambio de energía, bien sea inyectando o extrayendo potencia del sistema. En el caso del inversor que conecta con la red, la bidireccionalidad permite obtener energía para mantener la carga de las baterías o suministrar parte de la demanda de las cargas locales, así como inyectar potencia a la red cuando la demanda propia de la microrred es menor que la producción de energía disponible.

Un ejemplo de la combinación de sistemas AC y sistemas DC de diferente tensión, es el que se muestra en la Figura 5. Representa la arquitectura de red en un vehículo eléctrico, incluye dos buses uno en alta tensión (Bus DC_HV) y otro en baja tensión (Bus DC_LV). Los sistemas de tracción han sido tradicionalmente sistemas DC. El vehículo eléctrico (EV) y el vehículo híbrido (HEV) pueden utilizar baterías de alta tensión (HV, tensiones superiores a 60 V, hasta 800V), celdas de combustible y baterías de baja tensión (LV, tensiones inferiores a 60V). Se utilizan tensiones elevadas de hasta 800V [5] con el fin de reducir la magnitud de las corrientes que se pueden llegar a alcanzar. La tensión que se suele utilizar puede ser del orden de 200 a 650 V. En los HEV, el motor eléctrico se utiliza preferentemente, durante el arranque y el frenado con fines de regeneración, en cuyo caso la potencia demandada puede llegar a ser mayor a 100 kW en los considerados *Full hybrid*.

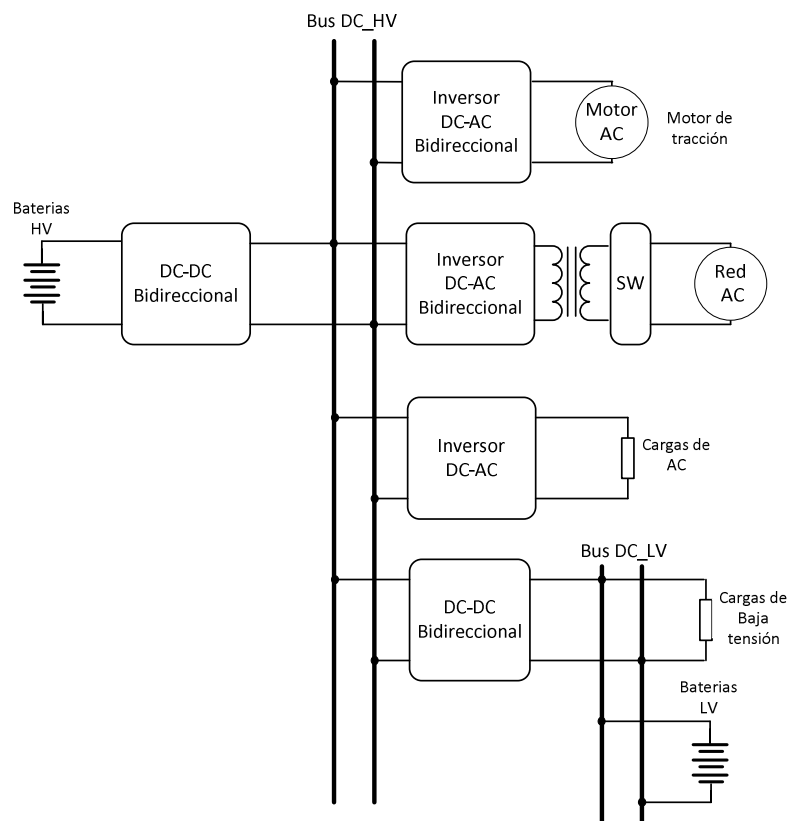


Figura 5. Ejemplo de arquitectura de red en un Vehículo Eléctrico

Desde el punto de vista técnico, es suficiente contar con un único bus de tensión en la arquitectura de potencia de los vehículos. Sin embargo debido a que las cargas de potencia en automóviles se han diseñado y construido sobre la base de estándares de tensión del orden de 14V [6], se plantea la coexistencia de dos buses de tensión hasta alcanzar la madurez en el desarrollo de esta tecnología. Cuando se cuenta con dos buses de tensión con diferencias de magnitud importante, se requiere un convertidor bidireccional con aislamiento y un sistema de gestión de la carga de las dos baterías (HV y LV). Adicionalmente, cuando el sistema se conecta con la red con fines de recarga se aumenta la complejidad de funcionamiento y gestión para cada elemento de generación, convertidor o carga en el sistema.

Debido a los posibles escenarios que se presentan en la red, los convertidores deben ser en su mayoría, bidireccionales con funciones particulares de control de tensión, corriente o potencia [7]-[17].

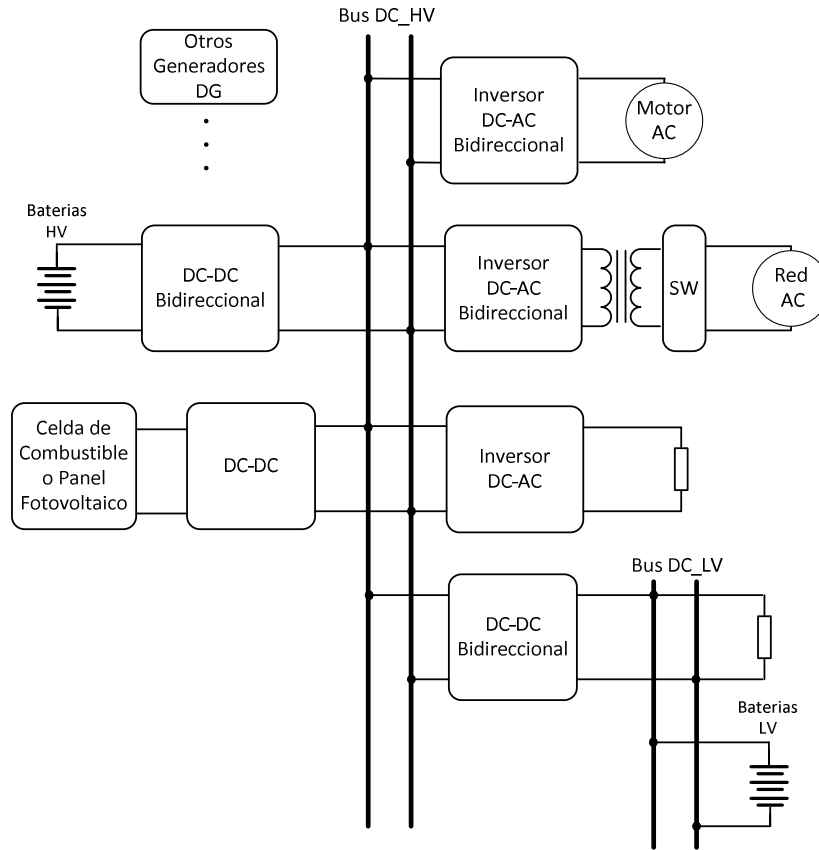


Figura 6. Posible arquitectura de una microrred

La función del convertidor DC-DC que conecta una fuente de energía, es la de acondicionar la tensión al valor de trabajo del sistema, elevando esta tensión si es necesario, asegurando la máxima transferencia de potencia según las condiciones de operación de la fuente. En el caso de celdas de combustible el convertidor DC-DC ajusta la tensión de polarización de la celda y la corriente que se le exige [8]. Algo similar ocurre en los sistemas fotovoltaicos. En estos casos el convertidor puede ser unidireccional porque el flujo de potencia solo se presenta en una dirección.

En los casos de funcionamiento aislado de microrredes los dispositivos de almacenamiento como bancos de baterías o supercondensadores se utilizan para acondicionar el flujo de potencia de manera suave, por lo que la función del convertidor es la de controlar la carga y descarga de la batería.

Como se muestra en la Figura 6, el acople de la fuente de energía con el bus DC, así como con múltiples generadores distribuidos (GD) y con uno o múltiples dispositivos de almacenamiento (ver la figura 7), requiere de diferentes clases de convertidores DC-DC, los de acondicionamiento de tensión y búsqueda de MPPT, y los de control o gestión de carga.

Los sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores otorgan al sistema capacidad de respuesta ante exigencias de alta velocidad [17]. Su combinación con sistemas más lentos, como los bancos de baterías, consigue flexibilidad y adaptabilidad. Estas son las características que deben tener los convertidores bidireccionales DC-DC que permiten la gestión de la energía almacenada dentro del sistema.

Es evidente que los convertidores utilizados como *interface* entre las fuentes, los dispositivos de almacenamiento y los buses DC son elementos clave en las arquitecturas de los sistemas de potencia descritos. Su comportamiento determina directamente la eficiencia de conversión y la confiabilidad de los sistemas de potencia.

Aunque el diseño y control de este tipo de convertidores se puedan considerar de alguna manera maduros por sus numerosas aplicaciones en fuentes de suministro de potencia, la coordinación y control entre los convertidores, fuentes y dispositivos de almacenamiento requieren tener en cuenta más aspectos para establecer la estabilidad y seguridad del sistema.

1.3 El puente Activo Dual, *DAB*

La naturaleza unidireccional o bidireccional del convertidor depende de su función dentro de la red. En el caso de un sistema de generación fotovoltaico la función del convertidor que interconecta los paneles con el sistema es la de extraer la mayor cantidad posible de potencia (MPPT), en cuyo caso el flujo de potencia es unidireccional, desde los paneles hacia al sistema.

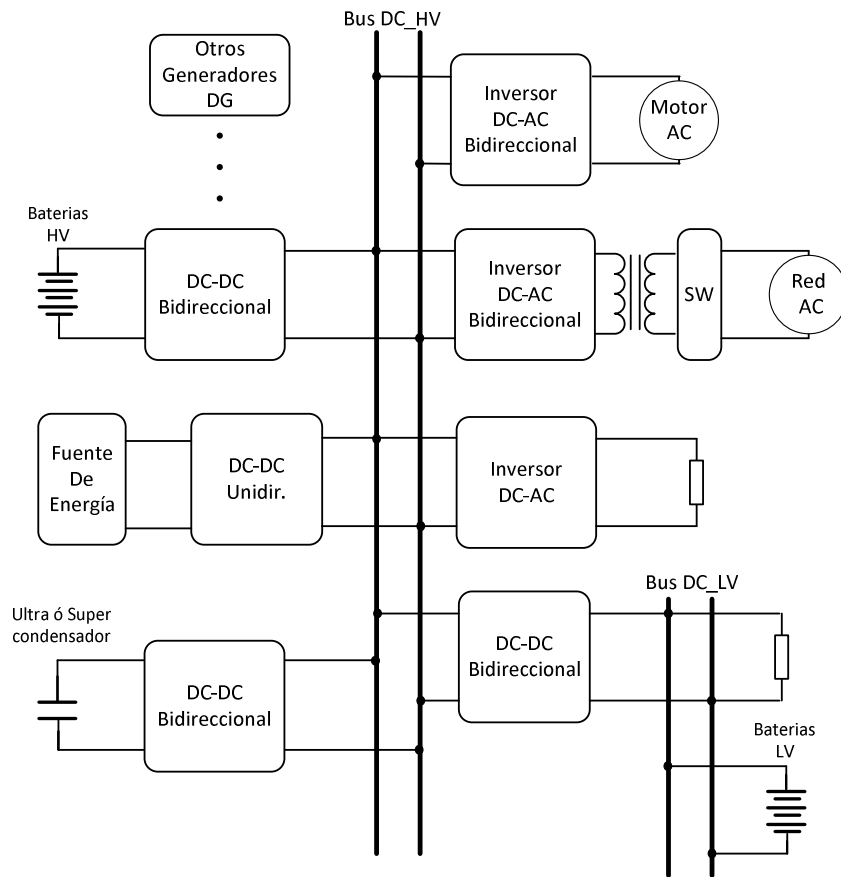


Figura 7. Arquitectura de una microrred con sistema mixto de almacenamiento

En el caso de un sistema de almacenamiento, el flujo de potencia requiere un convertidor bidireccional con funciones de control de corriente y tensión. Si la fuente es un banco de baterías, el sistema de gestión de la carga debe ajustar la corriente teniendo en cuenta los límites de tensión tanto en modo de carga como en modo de descarga. Adicionalmente, el aislamiento galvánico es deseable por seguridad y por operación del sistema.

La capacidad de manejo de potencia en un convertidor está en función de la topología y del número de dispositivos utilizados. Para media y alta potencia se proponen las estructuras de, medio puente (*half bridge*), puente completo (*fullbridge*) y *push-pull*, que pueden pasar de su versión unidireccional a la

versión bidireccional si todos los dispositivos de la topología son controlables.

Los convertidores aislados DC-DC bidireccionales son preferidos como el elemento fundamental en aplicaciones que incluyan sistemas de almacenamiento de energía o como interfaz entre fuentes de diferente nivel de tensión. El aumento de la densidad de potencia en los equipos de conversión DC-DC se puede lograr aumentando la frecuencia de trabajo. Una mayor frecuencia de conmutación posibilita la implementación de equipos con elementos pasivos (inductancias, transformadores y condensadores), de menor tamaño con excelentes prestaciones.

Sin embargo, aunque los dispositivos semiconductores actuales permiten mayores frecuencias de conmutación, se hacen más importantes las pérdidas debidas a la frecuencia de conmutación.

El funcionamiento de convertidores en alta frecuencia está limitado por las pérdidas de conmutación de los semiconductores. Una alternativa para reducir este tipo de pérdidas, es trabajar con topologías de conmutación suave, como la conmutación a tensión cero, (*ZVS* de sus siglas en inglés *Zero Voltage Switching*), o la conmutación a corriente cero, (*ZCS*, de sus siglas en inglés *Zero Current Switching*). Si adicionalmente el convertidor debe trabajar con características de bidireccionalidad, permitiendo el flujo de potencia desde o hacia la fuente, son pocas las opciones topológicas actuales.

El puente activo dual DAB (*Dual Active Bridge*), es un convertidor DC-DC aislado bidireccional, de alta densidad de potencia, modularidad, simetría y alta eficiencia a pesar de la cantidad de semiconductores involucrados (8 a 16 dispositivos), se ha demostrado su robustez y rendimiento en gran cantidad de trabajos [18]-[25].

Los puentes activos duales DABs fueron presentados por primera vez en 1988 [18],[19]. Sin embargo, su importancia académica e industrial ha crecido recientemente, debido al desarrollo de los semiconductores y materiales magnéticos que ofrecen una mejor eficiencia, así como por la demanda de convertidores bidireccionales que cumplan los requerimientos de los nuevos esquemas de red que involucran múltiples fuentes y sistemas de almacenamiento de energía.

La Figura 8 es el esquema básico de la topología DAB monofásica. Se interconectan dos fuentes de tensión DC mediante dos puentes en H y un transformador de alta frecuencia. En serie con el transformador de alta frecuencia se puede utilizar un inductor auxiliar, cuya función es ajustar la inductancia de fugas “equivalente” del transformador. Cada puente H tiene en su terminal DC una DC-link de condensadores, cuyo objetivo es filtrar el rizado de corriente que consume el lado DC de los puentes en H, de manera que con una pequeña inductancia de conexión entre las fuentes DC (DC_1 y DC_2) y los condensadores, la corriente de alta frecuencia en estas fuentes sea muy reducida. El DAB es atractivo por su alta densidad de potencia, peso y tamaño reducidos. Se consigue un sistema de bajo ruido hacia los puertos DC sin afectar apreciablemente la eficiencia o el coste.

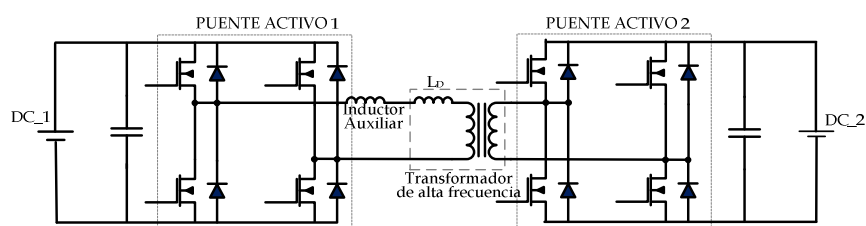


Figura 8. Topología del puente activo dual monofásico. DAB

El DAB es en esencia un convertidor DC-DC que utiliza dos circuitos de puente completo que generan tensiones con forma de onda cuadrada AC, habitualmente desfasadas entre sí, en los extremos de un transformador de alta frecuencia. El control de esta topología puede hacerse de manera que los dispositivos trabajen en conmutación dura o en conmutación suave según la estrategia utilizada.

1.3.1 Control del flujo bidireccional de potencia en el DAB

La estrategia de control del flujo de potencia bidireccional del DAB más extendida es el desplazamiento de fase. Se requiere de un elemento que soporte la diferencia de tensión entre la señal del primario y la señal del secundario del transformador. Este elemento puede ser un valor controlado de la inductancia de dispersión del transformador, la inductancia de dispersión más un inductor auxiliar o un inductor distribuido entre los terminales de primario y secundario del transformador.

En el control por desplazamiento de fase el puente completo de la entrada aplica una señal de tensión cuadrada en la entrada del transformador,

mientras que el puente activo de la salida se configura para una tensión también cuadrada con un desfase (ϕ) respecto al puente activo de la entrada.

El control del flujo de potencia por desplazamiento de fase presenta características similares al control de transmisión en sistemas de potencia tradicionales. La diferencia es la forma de onda de las tensiones en los bornes del inductor, que sustituye la línea de transmisión en el tradicional y es un elemento adicional en el DAB.

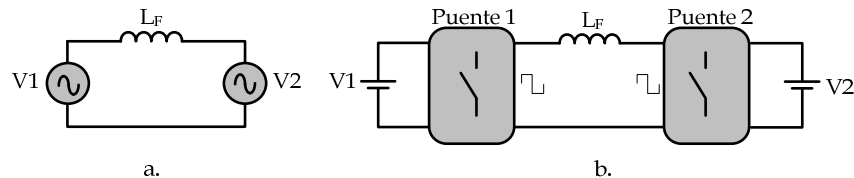


Figura 9. Principio básico de control de potencia
a) Sistema de potencia tradicional, b) Convertidor DAB

La eficiencia del convertidor depende de la reducción de las pérdidas de conmutación. En el DAB se puede lograr una conmutación suave a tensión cero ZVS. En este particular debe tenerse en cuenta la capacitancia parásita de salida (C_{DS} o C_{CE}) de los MOSFETs ó IGBTs utilizados como dispositivos controlables. Esta capacidad y el inductor L_F pueden producir una transición suave en la conmutación. En el caso básico de control por desplazamiento de fase, con las señales cuadradas con un ciclo de trabajo del 50%, se requiere un valor mínimo de corriente que permita esta transición suave. Esto reduce el rango de trabajo, debido a que con cargas bajas puede no alcanzarse el valor mínimo de corriente para obtener la conmutación ZVS.

Como el DAB es bidireccional, las fuentes DC_1 y DC_2 pueden considerarse fuente o carga según la dirección del flujo de potencia. Si el flujo es directo, hacia adelante se asume como fuente DC_1 y como carga en el punto de DC_2 . En el caso de flujo inverso, es DC_2 quien actúa como fuente. El flujo de potencia se presentará desde la fuente que se adelante en fase respecto de la otra.

Flujo Directo: El puente asociado a la fuente en DC_1 adelanta en fase al puente asociado a la carga en DC_2 . Si se considera DC_1 como referencia de fase (0°), DC_2 tendrá un ángulo negativo ($\phi < 0^\circ$). En este caso la potencia fluye del puerto 1 al puerto 2 ($P > 0$).

Flujo inverso: El puente asociado a la carga en DC_1 está atrasado en fase respecto del puente asociado a la fuente en DC_2 . Si se considera DC_1 como referencia de fase (0°), DC_2 tendrá un ángulo de desfase positivo ($\phi > 0$). En este caso la potencia fluye del puerto 2 al puerto 1 ($P < 0$).

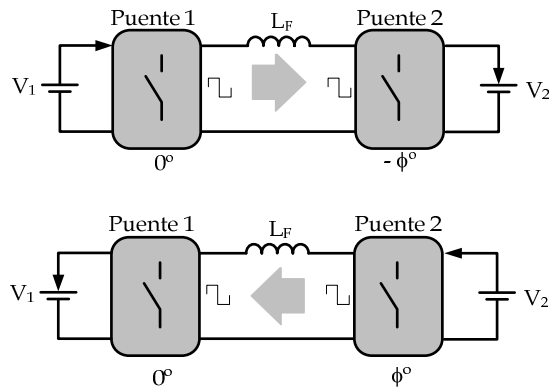


Figura 10. Dirección del flujo de potencia según el ángulo de desfase ϕ

1.3.2 Modos de Operación del DAB

La magnitud de tensión que debe soportar el inductor que se obtiene del modelo equivalente del transformador y su inductancia de dispersión o auxiliar, depende de la relación de espiras del transformador. La magnitud de tensión y la magnitud de la inductancia determinan el comportamiento de la corriente, presentándose tres posibles casos. En el primero la tensión de entrada es mayor que la tensión de salida, como en un convertidor reductor. En el segundo caso la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada, como en un convertidor elevador. En el tercer caso las tensiones de entrada y salida son iguales.

El transformador de alta frecuencia se puede modelar como un transformador ideal, una inductancia de magnetización muy grande y una inductancia de dispersión idealmente pequeña (ver Figura 11). Si se elimina el transformador ideal del modelo por reflexión de cargas y no se tiene en cuenta la inductancia de magnetización por considerarla una impedancia de valor idealmente infinito, se puede representar la inductancia de dispersión desde el lado de baja o alta tensión de manera que en este nuevo modelo la tensión en los extremos de la inductancia se define por los valores de tensión de entrada y tensión de salida según sea la referencia de análisis.

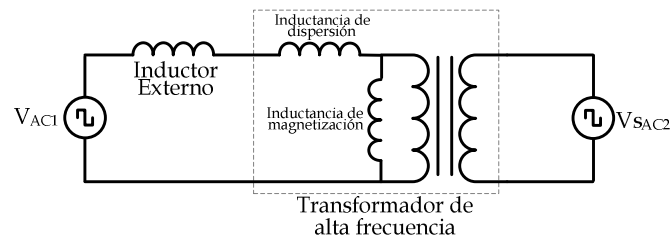


Figura 11. Modelo simplificado del DAB con transformador de alta frecuencia

Con el modelo de la Figura 12 se pueden analizar tres posibilidades de tensión en los bornes del inductor. Se utiliza un modelo en el cual se refieren los valores de tensión a la entrada del transformador (puerto 1 del DAB), reemplazando el inductor externo y la inductancia de dispersión del transformador de alta frecuencia, por una inductancia de valor equivalente.

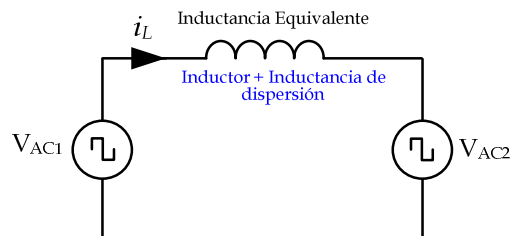


Figura 12. Modelo simplificado del DAB monofásico

1. MODO ELEVADOR: Entrada V_{AC1} , **menor que** la salida V_{AC2} .

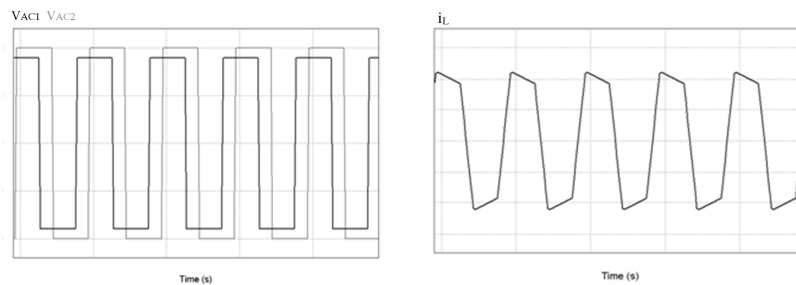


Figura 13. Señales de tensión y corriente en un DAB elevador $V_{AC1} < V_{AC2}$

2. MODO REDUCTOR: Entrada V_{AC1} , **mayor que** la salida V_{AC2} .

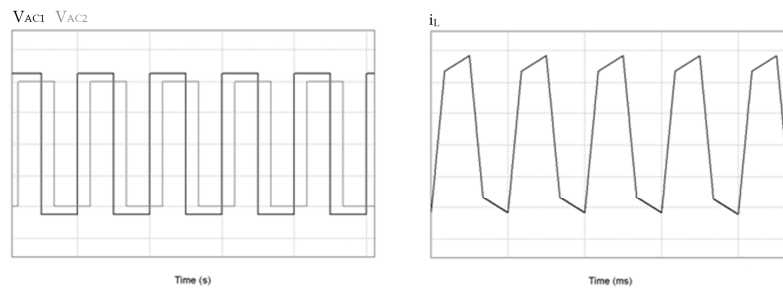


Figura 14. Señales de tensión y de corriente en un DAB reductor $V_{AC1} > V_{AC2}$

Los dos comportamientos definen las pendientes que se observan en la corriente en el inductor en la Figura 13 y la Figura 14, que finalmente es la corriente que atraviesa el primario del transformador.

3. MODO SEGUIDOR, Entrada V_{AC1} igual a la salida V_{AC2} .

Se puede considerar un tercer comportamiento en el caso en el que las tensiones en bornes de la inductancia equivalente sean iguales, en cuyo caso se obtiene una señal de corriente trapezoidal y conmutación suave en ambos puentes, para todo el rango de carga.

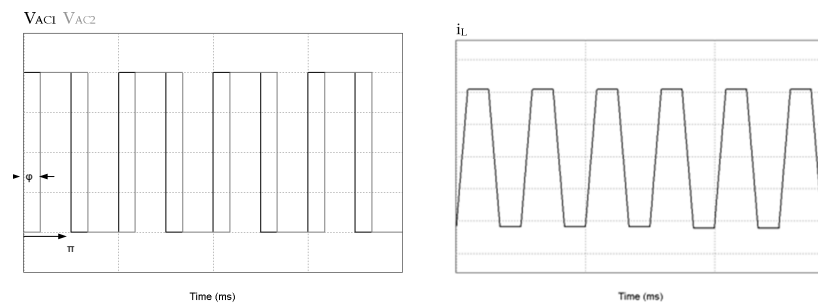


Figura 15. Señales de tensión y de corriente en un DAB con $V_{AC1} = V_{AC2}$

El flujo de potencia se presenta desde el puente que genera la señal de fase en adelanto hacia el puente en atraso. La máxima transferencia de potencia se obtiene con un desfase de 90 grados sin importar la configuración de

reductor o de elevador. Se puede lograr que los semiconductores operen en conmutación a tensión cero ZVS en un rango amplio de carga, obteniendo alta eficiencia. Se presenta mejor comportamiento con cargas fuertes, por lo que puede darse una reducción de eficiencia con cargas pequeñas. Se puede perder la conmutación suave, dependiendo del valor de la corriente, de la relación de espiras escogida en el transformador y la diferencia en las amplitudes de las tensiones AC de los puentes.

Una vez establecida la relación de espiras del transformador a utilizar y las tensiones de trabajo del DAB, es importante anotar las diferencias en las pendientes que se observan y que dependerán de la dirección del flujo de potencia o del modo de operación.

1.4 Caracterización de la transmisión de potencia del DAB

En la forma de onda de la corriente en el inductor se pueden identificar dos estados de trabajo, uno por cada semiciclo de la señal. Si se representa la forma de onda de la corriente del primario del transformador, i_L (Figura 16), en función de $\theta = 2\pi f_s t = \omega t$ para el primer semiciclo, donde f_s es la frecuencia de conmutación. Se obtiene la expresión (1), donde θ_i y θ_f son el inicio y el final de cada modo, respectivamente, e $i_L(\theta_i)$ es el valor inicial de la corriente en cada modo. ϕ es el ángulo de desfase entre ambos puentes en radianes y π el semiperiodo.

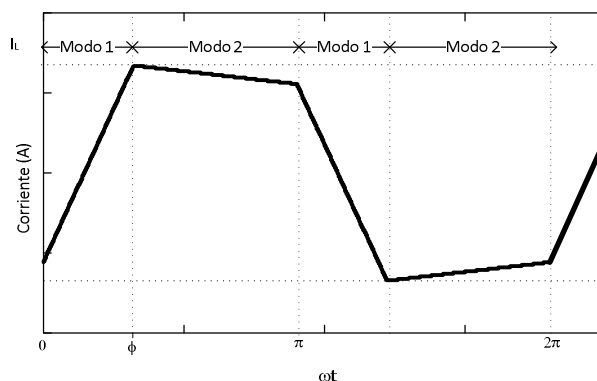


Figura 16. Forma de onda de la corriente en la inductancia de un DAB

$$i_L(\theta) = \frac{[v_{AC1}(\theta) - v_{AC2}(\theta)]}{\omega L} (\theta - \theta_i) + i_L(\theta_i) \quad \theta_i < \theta < \theta_f \quad (1)$$

Definiendo V_o' como la tensión de salida referida hacia el primario del transformador.

Modo 1: $0 \leq \theta < \phi$ $v_{AC1} = V_i$; $v_{AC2} = -V_o'$

$$i_L(\theta) = \frac{[V_i + V_o']}{\omega L}(\theta) + i_L(0) \quad (2)$$

Modo 2: $\phi \leq \theta < \pi$ $v_{AC1} = V_i$; $v_{AC2} = V_o'$

$$i_L(\theta) = \frac{[V_i - V_o']}{\omega L}(\theta - \phi) + i_L(\phi) \quad (3)$$

El inicio y el final de cada ciclo son iguales por condiciones de simetría, de donde: $i_L(\pi) = -i_L(0)$.

Si el transformador de alta frecuencia tiene una relación de transformación primario a secundario de $1:N_{21}$, se define el radio de conversión efectivo:

$$d_{ef} = \frac{V_o'}{V_i} = \frac{V_o}{N_{21} \cdot V_i} \quad (4)$$

Se resuelve:

$$\begin{aligned} i_L(0) &= \frac{V_i}{\omega L} \left[d_{ef} \left(\frac{\pi}{2} - \phi \right) + \frac{\pi}{2} \right] \\ i_L(\phi) &= \frac{V_i}{\omega L} \left[\phi + \frac{\pi}{2} (d_{ef} - 1) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

Conociendo la función de la corriente $i_L(\theta)$, se puede definir la expresión de la potencia que fluye desde el puerto 1 al puerto 2:

$$P_o = V_i I_i = V_o I_o = \left[\frac{V_i^2}{\omega L} \right] d_{ef} \cdot \phi \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \quad -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

Normalizando con respecto a la potencia de base, $P_{base} = [V_i^2 / \omega L]$, se obtendría la potencia normalizada en por unidad (pu):

$$P_{pu} = d_{ef} \cdot \phi \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \quad (7)$$

En la Figura 17 se observa que el flujo de potencia es directamente proporcional al ángulo de desfase y puede ser positivo o negativo, siendo simétrico respecto al origen alcanzando su valor máximo en 90° grados, ($\pi/2$)

en radianes). A partir de este punto decrece hasta hacerse nulo en 180° , (π radianes)

Se observa que hay conmutación ZVS para cualquier potencia en ambos puentes, el de entrada y el de salida, en todo el barrido de ϕ cuando el radio de conversión efectivo es unitario, $d_{ef} = 1$ ($V_i = V_o'$). En cualquier otro caso, elevador o reductor existe un ángulo de ϕ mínimo para garantizar ZVS en alguno de los puentes y se asocia a un valor mínimo de corriente.

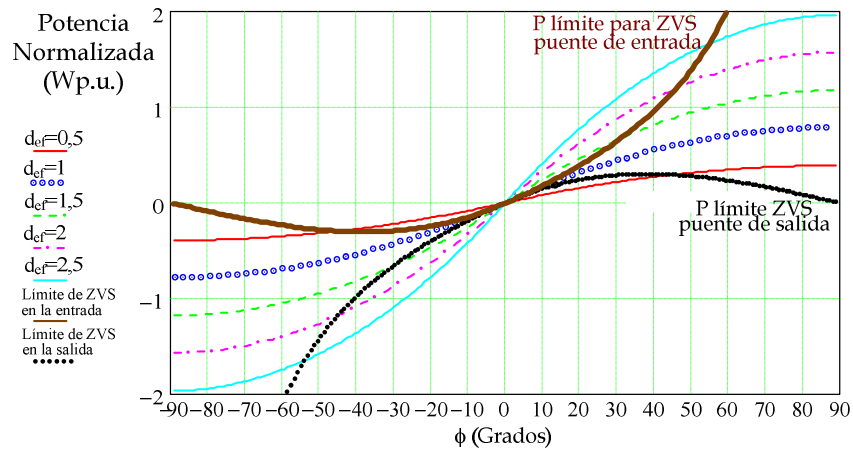


Figura 17. Potencia de salida normalizada (Wp.u.) vs ϕ (grados).

Excursión de la potencia para diferentes valores de d_{ef} (0.5, 1, 1.5, 2 y 2.5)

A partir de las ecuaciones se observa que el valor de la potencia del DAB es inversamente proporcional del valor de la inductancia intermedia. Por tanto, cuanto menor sea la inductancia, mayor potencia se puede transmitir. Es por esta razón que para valores importantes de potencia se utiliza solo la inductancia de fugas del transformador, aunque puede ser un factor limitante cuando su valor es mayor que el necesario.

1.5 Análisis del DAB en estado permanente

Si se asume una topología de DAB elevador, en la cual se modela el inductor intermedio (L_F) incluyendo el valor de la inductancia de dispersión del transformador (inductor externo + inductancia de dispersión del transformador), el flujo de potencia se puede controlar mediante el signo del desfase ϕ entre el puente de salida y el puente de entrada.

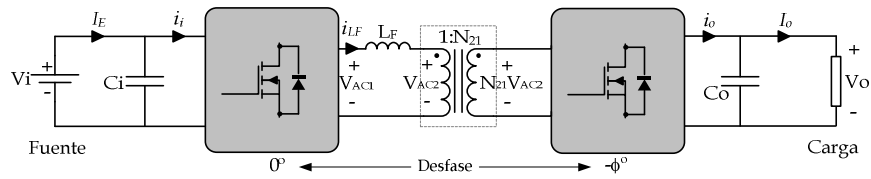


Figura 18. Esquema del DAB con L_F visto desde el lado de baja tensión

Para obtener un flujo de potencia desde la fuente de tensión V_i hacia la carga a una tensión V_o , el puente de entrada adelanta al de salida como lo indica el signo negativo del desfase de ϕ en la Figura 18. L_F representa el valor de la inductancia intermedia referida al primario. En este caso la forma de onda de las tensiones y corrientes es la que se muestra en la Figura 19.

Es importante notar la diferencia de la frecuencia de conmutación con la frecuencia de las corrientes obtenidas de entrada y salida. En las corrientes de entrada y salida la frecuencia es el doble de la frecuencia de conmutación de los puentes. Esta es una ventaja que presenta el convertidor DAB sobre otros convertidores bidireccionales.

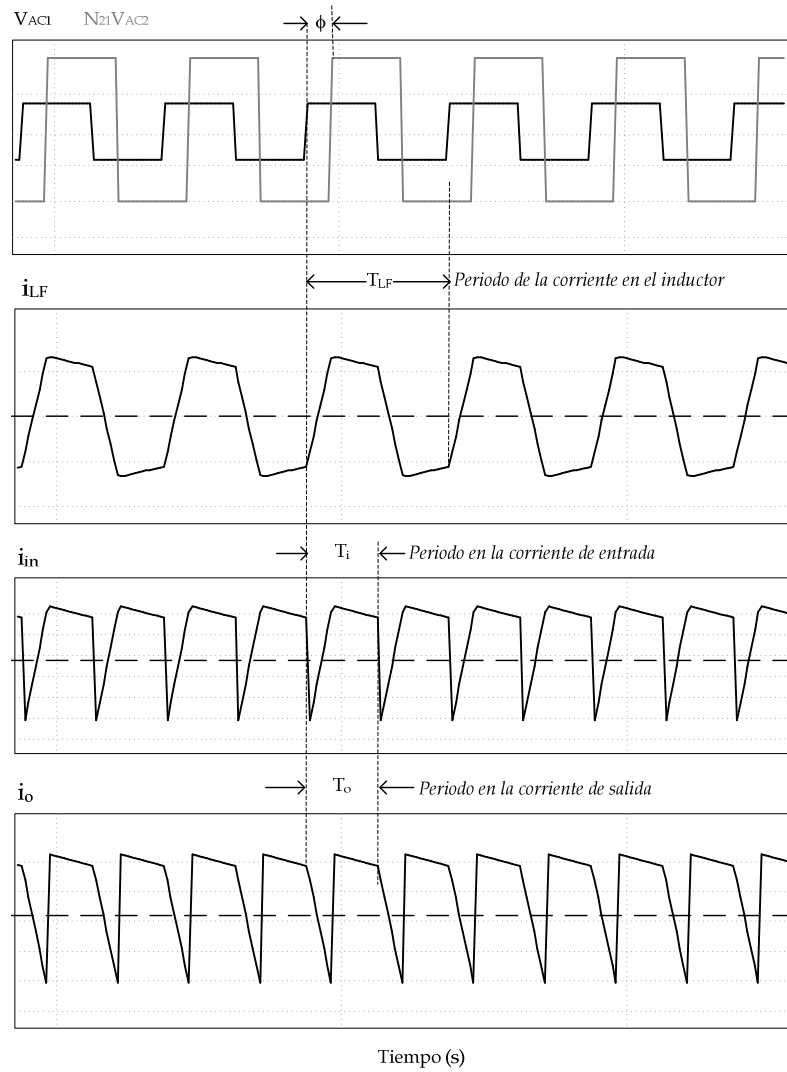
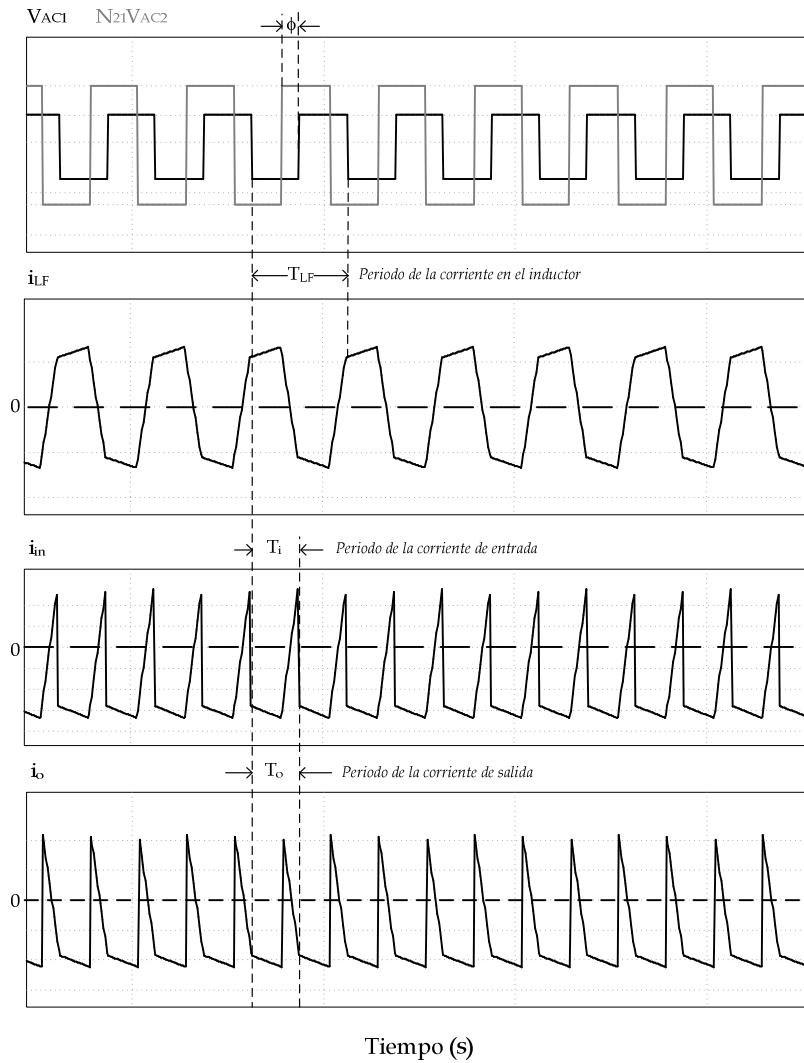


Figura 19. Formas de onda ideales de un DAB elevador con flujo de potencia directo. El puente de entrada adelanta al puente de salida



**Figura 20. Formas de onda ideales de un DAB con flujo inverso de potencia.
 El puente de salida adelanta al puente de entrada**

Según el modo de operación del DAB, cambia la pendiente en la forma de onda de la corriente en el inductor (i_{LF}), como se presentó en 1.3.2. Como i_{LF} no contiene componente de continua, se puede utilizar el valor medio de la corriente de entrada o el valor medio de la corriente de salida como variable de control para definir el flujo de potencia.

La frecuencia de conmutación de los interruptores electrónicos de ambos puentes coincide con la frecuencia de las tensiones a ambos lados del transformador, así como con la frecuencia de la corriente en el inductor L_F . La frecuencia de las corrientes de entrada y salida es el doble de la frecuencia de conmutación como es típico en un convertidor DC-DC de puente completo (*Full Bridge*).

La frecuencia de rizado que se obtiene en los terminales de continua es del doble de la frecuencia de conmutación. Con este valor de frecuencia se logra una reducción del tamaño de los condensadores de entrada y salida cuya función es manejar la importante componente alterna de corriente que se presenta en este tipo de control en el DAB.

En la Figura 20, se pueden ver las formas de onda de un DAB con flujo de potencia desde el lado de alta tensión (V_O). En este caso el signo del desfase ϕ hace que el puente de salida adelante al puente de entrada.

En la Figura 20, las corrientes de entrada (i_i) y de salida (i_o) contienen componente DC negativa, lo que indica la transferencia de potencia desde la fuente de tensión V_O hacia el lado de tensión V_i . Si se observa la forma de onda de la corriente en el inductor I_{L_F} , se notará la diferencia de la pendiente en el modo reductor de operación con relación a la observada en la Figura 19 del caso elevador anterior.

Esta característica del cambio de pendiente con el cambio en la dirección del flujo de potencia es la que hace compleja la implementación de un control en modo corriente pico (*CIC*) [26],[27] en el DAB. La característica del CIC es la de hacer un seguimiento del valor instantáneo de la corriente y limitarlo mediante una referencia. En el caso presentado en la Figura 19 se puede realizar una implementación del CIC con las características normales de ese modelo de control, mientras que en el caso de la Figura 20, se requiere una señal procesada de la corriente medida para realizar la misma función. Un control en modo corriente media es más factible debido a que se controla la corriente media de entrada o salida, lo que es más natural en el DAB.

En la Figura 20 se observa nuevamente que la frecuencia efectiva de las corrientes de entrada y salida del DAB es el doble de la frecuencia de conmutación. La componente de alterna que se presenta en las corrientes de entrada y salida, es más significativa en el lado de baja tensión, en este caso en el lado de tensión V_i .

1.6 Estrategias de Modulación

El control del DAB es uno de los temas de investigación de gran interés en la literatura reciente [28]-[41]. Existe una gran diversidad de métodos de modulación que se ajustan según la aplicación pero que en general se derivan de los siguientes.

1.6.1 Desplazamiento de fase simple. *SPS (Single phase shift control)*

Se trata del control por desplazamiento planteado anteriormente en los apartados 1.4 y 1.5, analizado en [18]-[22], [34]. Las tensiones aplicadas a los extremos del transformador son ondas cuadradas (ciclo de trabajo del 50%). En el control *SPS* sólo se puede controlar un ángulo de desfase ϕ , que corresponde al desfase entre las señales V_{AC1} y V_{AC2} , en los bornes del transformador. A través del ajuste del desfase se modifica la tensión sobre el inductor, de manera que se controla la magnitud y el flujo de potencia.

Las ventajas de esta estrategia de control son su simplicidad, buena dinámica, y la facilidad para lograr la conmutación suave. Sus desventajas principales son la pérdida de ZVS en corrientes bajas y los altos valores pico y eficaz de corriente alterna que se debe filtrar. Si se trabaja fuera del rango de ZVS la eficiencia se reduce notablemente.

1.6.2 Desplazamiento de fase extendido, *EPS (Extended Phase Shift)*

Consiste en una mejora del control por desplazamiento de fase simple. Además del desplazamiento de fase entre los puentes de entrada y salida, se añade un desfase entre los dispositivos del puente de entrada.

Esto es, en el puente de entrada conducen dos dispositivos a la vez y nunca los de la misma rama, en lugar de conmutarlos al 50% de manera complementaria como en el caso de *SPS*, se introduce un desfase entre éstos, consiguiendo un desfase interno del puente de entrada.

En lugar de obtener una señal cuadrada de dos niveles en los terminales de entrada del transformador, se obtiene una señal de tres niveles, el tercer nivel de valor cero. Durante los intervalos de valor cero la potencia instantánea inversa es nula. (En *SPS* se presentan picos negativos de potencia aunque el promedio sea positivo en el caso de flujo directo. Así mismo, picos positivos de potencia, con valor promedio negativo, con flujo inverso).

El principio de operación, la reducción de los picos de corriente y la conmutación suave con esta estrategia son analizados en [35]-[39].

Comparado con SPS, el control EPS mejora la eficiencia y expande el rango de conmutación suave ZVS reduciendo la componente de alterna.

A diferencia de SPS, se cuenta con dos variables de control, el ángulo de desfase entre puentes (ángulo externo) y el interno del puente de entrada. El externo sigue cumpliendo la función de controlar la magnitud y dirección del flujo de potencia, mientras que el interno reduce la potencia reactiva en el DAB y extiende el rango de ZVS a cargas menores a las alcanzadas en SPS.

La desventaja adicional a la complejidad añadida, se debe al hecho de la asimetría en la estrategia, ya que si se invierte el flujo de potencia, el control de desfase interno deberá localizarse en el puente de salida y no en el de entrada. Debe realizarse esta reconfiguración para obtener las mejoras expresadas.

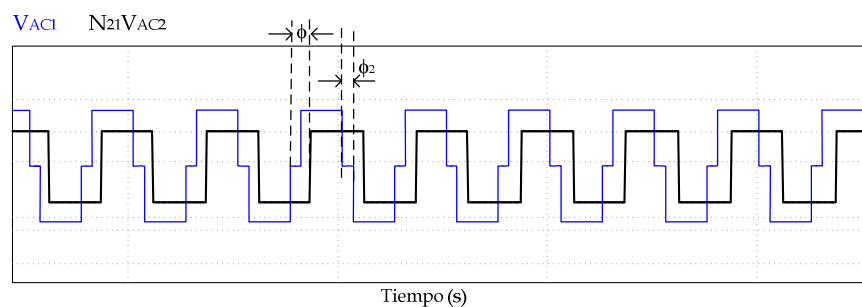


Figura 21. Tensiones en los terminales de entrada (en azul) y salida (en negro) del transformador en un DAB monofásico con control EPS

1.6.3 Desplazamiento de fase dual, DPS (*Dual phase shift control*)

La estrategia DPS es similar a la EPS, pero en este caso el desfase interno del puente para obtener tres niveles de tensión, se incluye en los dos puentes con el mismo grado de desfase. Las características del control, la reducción de los picos de corriente, condiciones de conmutación suave, transmisión de potencia se analizan en [27],[40],[41]. Comparado con SPS, DPS reduce el estrés de corriente, mejora la eficiencia, expande el rango de trabajo en ZVS. Comparado con EPS, se garantiza la operación en modo directo e inverso, es más sencillo de implementar y ofrece un mejor comportamiento dinámico.

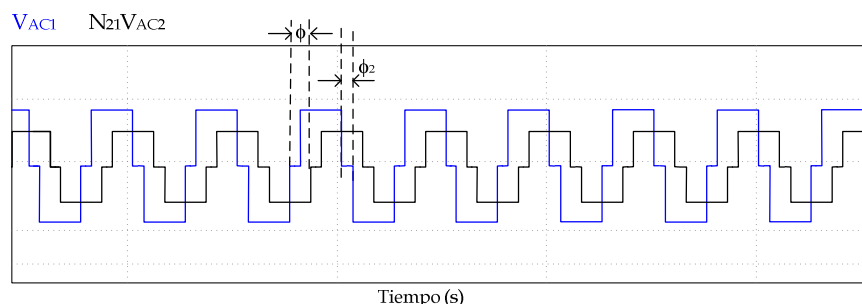


Figura 22. Tensiones en los terminales de entrada (en azul) y salida (en negro) del transformador de un DAB monofásico con control DPS

Existe una estrategia adicional denominada control de desplazamiento de fase triple (TPS), consiste en independizar los tres tipos de desfase. Uno interno por cada puente y otro externo entre puentes. Se considera una generalización de los casos anteriores en donde se puede reproducir cada uno de ellos, la complejidad es mayor aunque en algunos estudios ha demostrado reducciones importantes de las pérdidas y mejor utilización del transformador.

Desde el punto de vista de la implementación, SPS es el más sencillo, sólo requiere un grado de control, EPS y DPS, dos grados de control y TPS tres grados de control. De esa manera TPS es el más difícil de implementar. Para el control EPS, los estados de operación de los dos puentes deben ser reconfigurados cuando se invierte el flujo de potencia. De esta manera la estrategia de control DPS parece ser la más completa desde el punto de vista de implementación y rendimiento.

Desde el punto de vista del control de corriente media en el DAB, se ha seleccionado el control SPS porque se ajusta de una manera más natural a las implicaciones de un doble lazo de control como el de ACC. Presenta sólo dos niveles de tensión lo que reduce el ruido de conmutación producido por las variaciones de tensión (dv/dt). Se garantiza la bidireccionalidad del convertidor y una implementación flexible, sin aumentar la complejidad de la placa de control.

1.7 Aplicaciones del puente activo dual. DAB

Las características de aislamiento, modularidad, alta densidad de potencia, conmutación suave y bidireccionalidad del DAB le hacen un convertidor con posibilidades de aplicación en sistemas de conversión de potencia para diferentes aplicaciones. A continuación se mencionan algunos casos de

aplicación del DAB, sin ánimo de comentar todas las posibilidades, ya que a partir de las planteadas se pueden hacer combinaciones que resultarían en nuevas aplicaciones.

El DAB se planteó inicialmente para sistemas de media potencia (50 kW, 200_V/1600_V), por la reducción de coste que aportaba en materiales magnéticos. Sin embargo, gracias a su modularidad, el DAB se puede escalar a tensiones superiores, por lo que dependerá del desarrollo futuro de los dispositivos semiconductores de potencia alcanzar mayores tensiones. Por otro lado, el coste de estos materiales lo hacía poco viable en aplicaciones de baja potencia, pero el crecimiento del mercado ha permitido el planteamiento de soluciones en esos rangos de potencia.

1.7.1 Sistemas de almacenamiento de baterías o condensadores

En [34] se utiliza el DAB como convertidor que permite la interconexión entre la red trifásica rectificadora y un convertidor PWM a través de un banco de condensador de doble capa *EDLC* a 200 V y 2,6 kJ. El sistema permite trabajar hasta los límites de la descarga del condensador y facilita la carga sin necesidad de un sistema de precarga, con una eficiencia razonable dentro de un rango de tensión considerable. (Ver Figura 4 o Figura 7)

1.7.2 Interfaz en conexiones Back to Back

En [44],[45] se describe un DAB como el circuito básico de un sistema trifásico de conversión de energía de alta densidad de tensiones de línea 3.3-kV/6.6-kV. El convertidor está diseñado para utilizar dispositivos de semiconductores de carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN) de ese rango de tensión, que estarán disponibles en el mercado, en un futuro cercano. Se diseña un módulo DAB de 350 V, 10 kW y 20 kHz, para trabajar en cascada en un grupo de 9 módulos por fase (Figura 23). La eficiencia global llega a ser del 97% ($\eta=96.8\%$, $P_{\text{loss}}=335$ W: $P_o=10$ kW y $\eta=97.4\%$: $P_o=5.5$ kW), sin incluir las pérdidas del circuito de disparo y circuito de control.

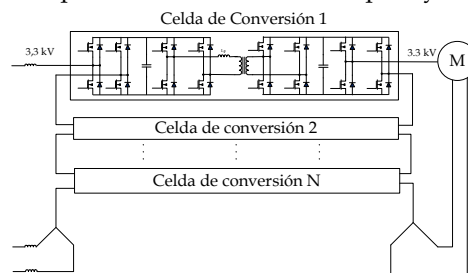


Figura 23. DAB como interfaz en un sistema *Back to Back*, como *drive* de un motor de 3,3 kV, [44]

1.7.3 Sistemas de alimentación ininterrumpida. UPS

En el artículo [47] se analiza el comportamiento de un DAB como base de un sistema de alimentación ininterrumpida del tipo, *UPS on line*. Las UPS o SAI son sistemas especialmente diseñados para mantener la energía para alimentar cargas críticas. En la Figura 24, el DAB permite la interfaz con un sistema de almacenamiento de baterías que en caso de fallo de la red, proporciona la energía a través del DAB y un inversor. En operación normal el DAB regula la carga de la batería. El sistema cuenta con interruptores estáticos para controlar el flujo de potencia en el banco de baterías.

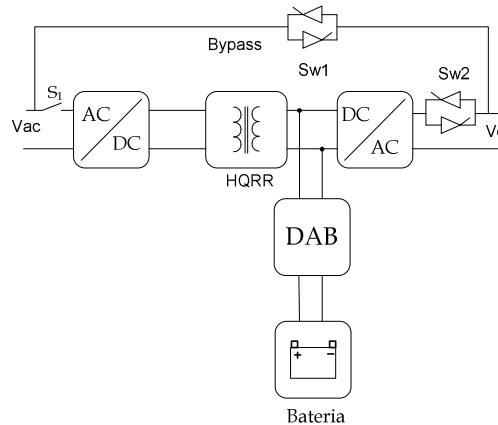


Figura 24. DAB en un sistema alimentación ininterrumpida del tipo *UPS online*

1.7.4 En sistemas aeronáuticos

Las prestaciones de reguladores de tensión en sistemas aeronáuticos son bastante exigentes ya que han estado reemplazando complejos sistemas hidráulicos por cargas electrónicas que presentan transitorios fuertes y rápidos que afectan la estabilidad de los buses AC y/o DC. En [48] se propone el DAB como soporte de este tipo de transitorios sirviendo de interfaz con un banco de ultra condensadores.

1.7.5 Sistemas de transformación de estado sólido SST

En [44],[46] los sistemas de distribución DC-DC combinados con inversores permiten la transformación AC-AC reduciendo el tamaño de los componentes reactivos por el aumento en la frecuencia utilizada. En [49] y [50] se presenta el DAB como parte de un sistema AC-AC implementando un transformador de distribución de estado sólido de 10 kVA con relación de tensiones 7.2 kV/120 V.

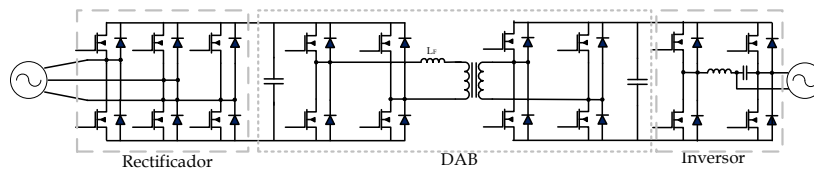


Figura 25. Convertidor AC-AC de estado sólido utilizando el DAB

1.7.6 Aplicaciones en Vehículos, Eléctricos (VE) e híbridos (HEV)

En [51] se propone un DAB como sistema de gestión de una batería de Li+Fe en un VE. En [52] Se estudia un DAB de 2 kW aplicado a un vehículo eléctrico con base en una celda de combustible, permite la transferencia de energía entre un bus de baja tensión (entre 11 a 16 V) y un bus de alta tensión (240 a 450 V).

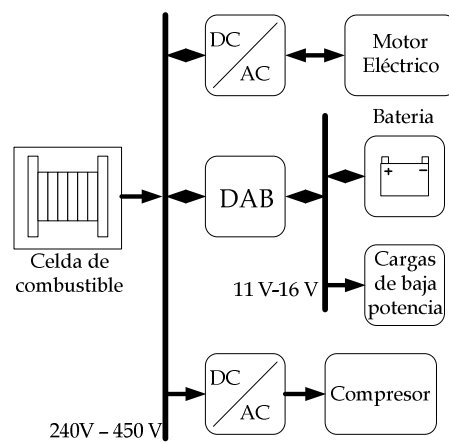


Figura 26. DAB utilizado como interface entre puertos de diferente nivel de tensión (240 V-450 V / 11 V-16 V), en aplicaciones de HVE

OBJETIVOS, METODOLOGÍA Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

2. OBJETIVOS

El DAB con control por desplazamiento de fase se propone en esta tesis doctoral para satisfacer los requerimientos de un convertidor DC-DC bidireccional con fines de almacenamiento, capacidad de operación en paralelo, alta densidad de potencia y rápida respuesta dinámica.

Por otro lado, se pretende reducir el tamaño de los filtros mediante reducción de los rizados de la corriente de entrada y de salida del DAB. Esto es particularmente ventajoso en el lado de baja tensión.

2.1 OBJETIVOS PARTICULARES

- Estudio, diseño e implementación de la etapa de potencia de un DAB de 1 kW con control por desplazamiento de fase.
- Desarrollo de modelos estáticos y dinámicos para el control por corriente media (ACC) e inyección de corriente de carga, LCFF (*Load Current Feedforward*).
- Concepción de estructuras de control de corriente y de control de tensión del DAB.
- Estudio de la técnica de inyección de corriente de carga para mejorar la respuesta dinámica del lazo de tensión ante variaciones bruscas de carga.
- Estudio e implementación de la puesta en paralelo de módulos DAB con entrelazado (*interleaving*) aplicando el control modo corriente media y el LCFF.

2.2 Metodología y estructura de la tesis

Esta tesis doctoral se inicia estableciendo el estado de la técnica como se presenta en el capítulo 1: *ESTADO DE LA TÉCNICA*. Se hace una revisión de la literatura dedicada a los convertidores DC-DC bidireccionales con

aislamiento galvánico y de alta densidad de potencia para su aplicación en microrredes de generación distribuida. Se analizan los requerimientos de un convertidor bidireccional que permitan flexibilidad de la operación de múltiples fuentes en microrredes, aportando fiabilidad y seguridad. Se exponen las diferentes funciones de los convertidores según su objetivo dentro de la red, MPPT, control de tensión, control de corriente o gestión de baterías, entre otros.

En el capítulo 2: **OBJETIVOS**, se enuncian los objetivos, tanto el general como los particulares de la Tesis. También se describe su metodología y estructura.

El capítulo 3: **Modelado y diseño del puente activo dual, Dual Active Bridge, DAB**. Describe la topología del convertidor DC-DC seleccionado, el DAB está diseñado para manejar dos buses uno de 24V y otro de 400V. El flujo de potencia puede manejarse en un sentido en modo elevador o al contrario en el modo reductor utilizando control por desplazamiento de fase. Se plantea la caracterización básica que permita analizar el comportamiento del convertidor y proponer una estrategia de diseño para un prototipo de 1 kW.

A continuación, en el capítulo 4: **CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA Average Current Control (ACC), del DAB**. Se plantea el modelo y la metodología de diseño de los reguladores de tensión y corriente para el DAB con control ACC en sus dos modos o direcciones de operación, el modo elevador y el modo reductor.

El capítulo 5: **Prealimentación de la Corriente de Carga. Load Current Feed-Forward, LCFF**, se propone la utilización de la técnica de inyección de la corriente de carga para mejorar la respuesta dinámica del DAB. Asimismo, se analiza el modelo del LCFF, su estabilidad en pequeña señal y su efecto sobre las características dinámicas del convertidor.

Para compensar el problema de fuerte rizado de corriente en el lado de baja tensión del DAB se estudia en el capítulo 6: **Entrelazado de la Corriente de Carga INTERLEAVING**. La técnica de entrelazado de la corriente en sistemas modulares que se conectan en paralelo es conocida. En el caso del DAB, la modularidad propuesta reduce la corriente AC eficaz de entrada y salida en un factor importante según el número de módulos interconectados. Como resultado se reducen los requerimientos de filtrado en el DAB. En el caso de módulos ya definidos, se mejora notablemente el rizado de tensión que entre

otras mejoras aumenta la vida útil de los filtros. Se estudia en este apartado cómo el control ACC y el LCFE se combinan con el entrelazado de convertidores.

En el capítulo 7: *Conclusiones y Trabajos Futuros*, se presentan los resultados más relevantes de la tesis haciendo un análisis de las ventajas y desventajas de las propuestas presentadas. Asimismo, se proponen posibles trabajos futuros en la misma línea del control del puente activo dual y su aplicación a sistemas de almacenamiento y microrredes.

Finalmente se presentan las publicaciones derivadas de la tesis, y colaboraciones durante el desarrollo de la misma. El capítulo *REFERENCIAS*, presenta la literatura revisada y seleccionada como soporte de la investigación realizada.

Como anexos, se incluyen los archivos de diseño del DAB, placas de circuito impreso, esquemáticos de las placas de potencia y de control del prototipo, así como un listado y hojas de características de los componentes utilizados y documentación asociada.

MODELADO Y DISEÑO DEL
PUENTE ACTIVO DUAL
DUAL ACTIVE BRIDGE, DAB

3. Modelado y Diseño del Puente Activo Dual *Dual Active Bridge, DAB*

RESUMEN – En este capítulo se plantean los criterios de diseño para un prototipo DAB de 1 kW, y se obtiene el modelo de pequeña señal, se incluyen los esquemas de simulación utilizados en la paquete de simulación de circuitos PSIM®. Se ha seleccionado el control SPS como estrategia de control y se orienta para diseñar un control de corriente media, que se particulariza en la corriente de salida en el lado de alta tensión.

3.1 Diseño de la etapa de potencia de un DAB de 1 kW

Para analizar el comportamiento del DAB (Figura 27) se propone el diseño de un prototipo de 1 kW con capacidad de paralelización, control de corriente media y protección de cortocircuito, manejo de potencia bidireccional y control de la tensión de salida. En la Tabla 1 se presentan las especificaciones de un DAB de 1 kW controlado por desplazamiento de fase, como base del estudio.

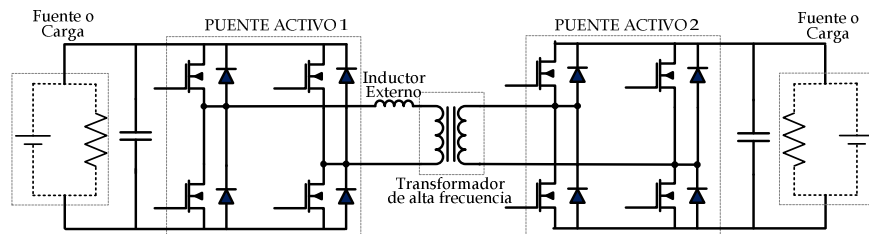


Figura 27. Etapa de potencia de un circuito de puente activo dual. DAB: Los dos puertos se han identificado como fuente o carga según se requiera.

Conviene utilizar una ganancia de tensión referida al primario ($d_{vf} = V_o' / V_i$) de valor cercano a la unidad con el fin de asegurar la conmutación ZVS en el rango de carga más amplio posible (ver Figura 17), así como para no aumentar en exceso la potencia reactiva del transformador [20],[28].

Para el diseño del prototipo se selecciona un transformador planar de baja inductancia de fugas (200 nH medida desde N_1) y una potencia aparente nominal de 1500 VA con una relación de espiras de $N_1=2$ y $N_2=30$. Se requiere un transformador planar para garantizar que la inductancia de fugas sea pequeña, pues si ésta inductancia supera el valor necesario de inductancia serie del transformador, se limitaría la potencia del DAB por debajo de la especificada.

Tabla 1. Especificaciones Generales del DAB

DAB MONOFASICO	
Parámetro	Valor
Tensión de Entrada	24 V
Tensión de Salida	400V
Frecuencia de Conmutación (f_s)	100 kHz
Potencia Nominal	1 kW

Definiendo la relación de transformación $N_{21}=N_2 / N_1=15$ y la inductancia serie (L_F) como la suma de la inductancia de fugas del transformador (L_{FT}) y la inductancia del inductor externo (L_E) vista desde el primario, es decir, $L_F=L_{FT}+L_E$, la potencia a transmitir se puede expresar con la expresión (8) de la siguiente manera:

$$P_o = \frac{V_i^2 \cdot d_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \quad (8)$$

Reemplazando por los valores correspondientes,

$$V_i=24V$$

$$d_{ef} = \frac{400 V}{15 \cdot 24 V} = 1,11$$

Obteniendo los valores necesarios con las especificaciones de la tabla 1, incluyendo ϕ_{nom} , que es el valor del desfase que se requiere para obtener la potencia nominal en condiciones normales de operación, se asume un valor de $\phi_{nom}=64^\circ$ para contar con un margen de operación que permita inyectar mayor potencia en casos transitorios. Se debe tener en cuenta que $|\phi_{nom}| \leq 90^\circ$.

Para el cálculo del valor de la inductancia necesaria para transmitir una potencia de un kilovatio para el punto nominal ϕ_{nom} , se puede despejar de la expresión (8), multiplicando numerador y denominador por π , obteniendo (9).

$$L_F = \frac{V_i^2 \cdot d_{ef}}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_s \cdot P_{nom}} \cdot \phi_{nom} \cdot (\pi - \phi_{nom}) \quad (9)$$

El valor de inductancia serie (L_F) que se obtiene para el DAB de 1 kW, visto desde el lado de baja tensión resulta de **733.2 nH**. Este valor es mayor que el de la inductancia de fugas del transformador planar ($L_{FT}=200$ nH) que se ha adquirido del fabricante Payton®, referencia P.N. 55699R01, en este caso deberá ubicarse un inductor externo adicional ($L_E= 533$ nH).

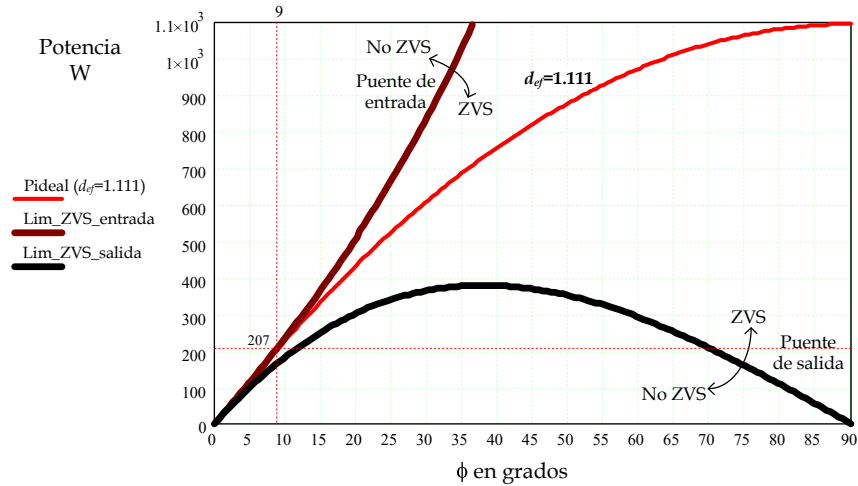


Figura 28. Límites de la conmutación ZVS en función de ϕ y el valor de la potencia

Con el valor de la relación de espiras N_{21} de 15, se obtiene un valor de relación de transformación efectiva $d_{ef}=1.11$, lo que significa que se tiene un DAB configurado en modo elevador. Como el radio de conversión efectivo es muy cercano a 1 se tiene un amplio rango de carga con la conmutación suave. En la Figura 28 se muestran los límites de conmutación suave del puente de entrada, y del puente de salida. Se observa que la potencia mínima para garantizar la conmutación suave en ambos puentes, es de 207 W que se obtienen con un ángulo de desfase $\phi = 9^\circ$. Por debajo de éste valor se pierde el ZVS del puente de entrada, que corresponde al lado de baja tensión que conmuta con corrientes altas.

La potencia máxima que se inyecta con $\phi = 90^\circ$ es $P= 1090W$, luego el rango de carga que permite conmutación suave (ZVS) en ambos puentes, es $207W \leq |P_o| \leq 1091W$.

La forma de onda de la corriente del transformador vista desde el lado de baja tensión se representa en la Figura 29. Se presentan las formas de onda para el ángulo de desfase nominal y para su valor máximo.

A la potencia nominal ($P = 1 \text{ kW}$ con $\phi = 64^\circ$) se alcanza una corriente de pico de 67.3 A . Para la potencia máxima inyectable ($P = 1091 \text{ W}$ y $\phi = 90^\circ$) el pico de la corriente es de 90.94 A .

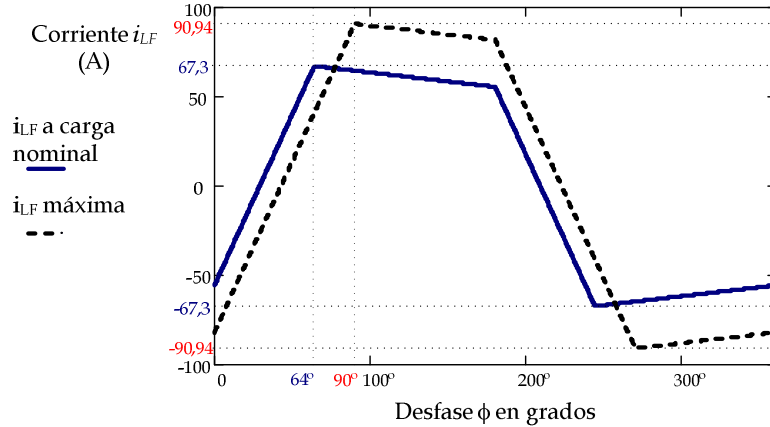


Figura 29. Corriente en la inductancia serie (L_F) vista en el primario del transformador

Al calcular el valor *rms* de esta corriente utilizando la definición:

$$i_{LF_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_p^2 d\theta} \quad (10)$$

Se obtiene un valor de la corriente de entrada de 53.85 A_{rms} para el caso de la potencia nominal ($\phi = 64^\circ$) y de 70.64 A_{rms} en el caso de máxima potencia de 1090 W ($\phi=90^\circ$). De esta manera, la potencia aparente nominal del transformador es del orden de 1296 VA ($S_n = 24 \text{ V} \cdot 53.85 \text{ A}$), con picos transitorios que pueden alcanzar los 1696 VA ($S_{max} = 24 \text{ V} \cdot 70.64 \text{ A}$).

Los dispositivos semiconductores a utilizar en el puente activo del primario requieren bloquear como mínimo una tensión de 24 V con una corriente aproximada de 50 A_{rms} , mientras que en el secundario se requiere bloquear una tensión de como mínimo 400 V y una corriente cercana a 3.5 A_{rms} .

El transformador de alta frecuencia seleccionado presenta una inductancia de dispersión (L_{FT}) de 200 nH medida desde el lado de 24 V y de 6 μ H si se mide desde el lado de 400 V. Se hace necesario el uso de un inductor externo que añada el valor de inductancia requerido, en este caso de 533.2 nH en el lado de baja tensión y de 158.9 μ H si se instala en el lado de 400 V. Se añadirá en el lado de 400 V porque permite utilizar un inductor con menor requerimiento de corriente.

En la Tabla 2, se resumen las características de tensión y corriente de los dispositivos que se requieren en el DAB de 1 kW. Se muestran los valores máximos para el caso de la potencia nominal con $\phi = 64^\circ$ y también para los casos transitorios que se pueden presentar en transitorios con el desfase máximo de 90° .

Tabla 2. Resumen de especificaciones de los componentes del prototipo DAB

<i>Po=1 kW; Vi=24 V; Vo=400 V; fs=100 kHz; L_F=733.2 nH; N₂₁=15</i>		
<i>Radio de conversión efectivo, d_{ef}</i>	1.111	
<i>Desfase ϕ (Grados)</i>	64	90
<i>Potencia inyectada</i>	1 kW	1090 W
Dispositivos del puente de entrada		
<i>Tensión pico, V_{pk} (V)</i>	26.67	
<i>Corriente pico, I_{pk} (A)</i>	67.3	90.94
<i>Potencia normalizada, V_{pk} · I_{pk} / Po</i>	1.79	2.42
Dispositivos del puente de salida		
<i>Tensión pico, V_{pk} (V)</i>	400	
<i>Corriente pico, I_{pk} (A)</i>	4.49	6,06
<i>Potencia normalizada, V_{pk} · I_{pk} / Po</i>	1.79	2.42
Transformador planar N1:N2 (2 : 30)		
<i>Tensión pico, V_{pk} primario (V)</i>	26.67	
<i>Corriente pico, I_{pk} primario (A)</i>	67,3	90.94
<i>Corriente Irms primario (A)</i>	53.85	70.64
<i>Tensión pico, V_{pk} secundario (V)</i>	400	
<i>Corriente pico, I_{pk} secundario (A)</i>	4.49	6,06
<i>Corriente Irms secundario (A)</i>	3.6	4.71
<i>Potencia aparente, (VA)</i>	360*3.6=1296	360*4.71=1696
<i>Factor de potencia, FP=Po/VA</i>	0.77	0.59
<i>Inductancia de dispersión, L_{leakage}(μH), L_{FT}</i>	0.2 (prim.)	6 (sec.)

Inductor externo	Primario	Secundario
Valor teórico de inductancia, $L(\mu\text{H})$	0.533	158.9
Corriente pico, $I_{pk} \text{ (A)}$	90.94	6
Corriente I_{rms}	70.64	4.7
Tensión pico en bornes $V_{pk} \text{ (V)}$	50.7	760
Condensador de entrada, C_i		
Capacidad de corriente en $I_{rms} \text{ (A)}$	34.65	46.2
Capacidad de potencia en VA	832	1106
Condensador de salida, C_o		
Capacidad de corriente en $I_{rms} \text{ (A)}$	2.57	3.4
Capacidad de potencia en VA	1028	1336

3.2 Modelo equivalente de pequeña señal

Para deducir la dinámica de pequeña señal del control de un DAB monofásico como el mostrado en la Figura 30, se parte de la expresión que define la corriente entregada a la carga en el punto de operación, i_o es función de ϕ y de v_i .

$$i_o(\phi, v_i) = \frac{v_i}{N_{21} 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right); \quad -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

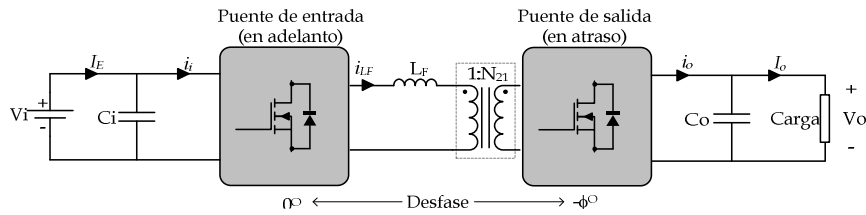


Figura 30. Modelo simplificado de un DAB monofásico con control por desplazamiento de fase ϕ

Si se representa el valor promediado de i_o como su valor medio en el punto de operación I_o , sumado a la variación dinámica de pequeña señal \hat{i}_o , se presenta:

$$\bar{i}_o = I_o + \hat{i}_o \quad (12)$$

La respuesta dinámica de la corriente se puede hallar mediante el cálculo de las derivadas parciales en el punto de operación Q,

$$\hat{i}_o = \left. \frac{\partial i_o}{\partial \phi} \right|_Q \cdot \hat{\phi} + \left. \frac{\partial i_o}{\partial v_i} \right|_Q \cdot \hat{v}_i \quad (13)$$

Derivando se obtiene la expresión de pequeña señal de la corriente de salida \hat{i}_o :

$$\hat{i}_o = \frac{V_i}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi}\right) \cdot \hat{\phi} + \frac{\phi}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \cdot \hat{v}_i \quad (14)$$

De la expresión de pequeña señal de la corriente de salida, se puede observar que depende de los valores del punto de operación V_i y ϕ , se definen las funciones de transferencia del canal de salida del DAB, $I_{o\phi}$ e $I_{o_{vi}}$, como se presentan en (15).

$$\begin{aligned} I_{o\phi} &= \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{\phi}(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} = \frac{V_i}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi}\right) \\ I_{o_{vi}} &= \left. \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{\phi}=0} = \frac{\phi}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

Se observa que ambas funciones de transferencia son ganancias estáticas de valor variable con el punto de operación. Simplificando la expresión queda:

$$\hat{i}_o = I_{o\phi} \cdot \hat{\phi} + I_{o_{vi}} \cdot \hat{v}_i \quad (16)$$

Si se calcula la corriente de entrada i_i , se parte de una expresión similar pero en función de la tensión de salida v_o y el desfase ϕ .

$$i_i(\phi, v_o) = \frac{v_o}{N_{21} 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \phi \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right); \quad -\frac{\pi}{2} \leq \phi \leq \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

Aplicando la misma metodología aplicada en las magnitudes de salida, derivando en torno del punto de operación Q:

$$\hat{i}_i = \frac{V_o}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi}\right) \cdot \hat{\phi} + \frac{\phi}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \cdot \hat{v}_o \quad (18)$$

Se definen las funciones de transferencia para el canal de entrada del DAB:

$$\begin{aligned}
 I_{i\phi} &= \left. \frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{\phi}(s)} \right|_{\hat{v}_o=0} = \frac{V_o}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi} \right) \\
 I_{i.v_o} &= \left. \frac{\hat{i}_i(s)}{\hat{v}_o(s)} \right|_{\hat{\phi}=0} = \frac{\phi}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right)
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

Finalmente se obtiene la expresión de la corriente de entrada en función de los valores de tensión de salida y desfase del punto de operación Q.

$$\hat{i}_i = I_{i\phi} \cdot \hat{\phi} + I_{i.v_o} \cdot \hat{v}_o
 \tag{20}$$

A partir de las expresiones de pequeña señal de las corrientes de entrada y salida del DAB, se obtiene el circuito equivalente de pequeña señal de la Figura 31, donde $\hat{\phi}$ es la variable de control en pequeña señal. Se presenta una configuración de dos canales en función de la dirección del flujo y del control deseado. Dependerá de qué tensión se desea controlar el que los términos \hat{v}_i y \hat{v}_o sean variables controladas o perturbaciones. En el caso de control de la tensión de salida, \hat{v}_i es una perturbación sobre \hat{v}_o . Si se controla la tensión de entrada, \hat{v}_o actúa como una perturbación sobre \hat{v}_i .

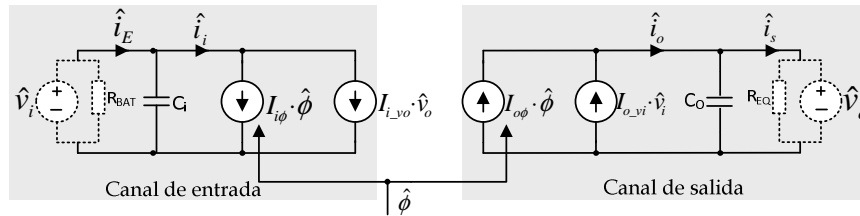


Figura 31. Circuito equivalente de pequeña señal de un DAB

En el circuito equivalente de pequeña señal se modelan la entrada y la salida como resistencias equivalentes, R_{BAT} y R_{EQ} , respectivamente. Si se considera la salida como una carga resistiva, el valor de R_{EQ} se puede dar en función de la potencia de salida, P_o , como, $R_{EQ}=V_o^2/P_o$. Si la salida se considera una carga a potencia constante, el valor de la resistencia dinámica es negativo, resultando en $R_{EQ}=-V_o^2/P_o$. En el caso de controlar la corriente o la tensión de entrada, el valor de la resistencia en función de la potencia de carga de la batería P_i , sería $R_{BAT}= V_i^2/P_i$. En este caso la corriente de entrada I_E , es negativa.

A continuación se obtienen las funciones de transferencia del prototipo, por lo tanto se utilizan los valores del diseño.

3.2.1 Función de Transferencia de Control de la tensión de salida en lazo abierto, $GV_{O\phi}$

Si se desea controlar la tensión de salida V_O la función de transferencia de control se deduce manteniendo constantes la tensión de entrada V_i y la frecuencia f , permitiendo una variación de pequeña señal de la acción de control $\hat{\phi}$, de donde se obtiene $\hat{v}_i = 0$. Se produce una perturbación de \hat{i}_o , alrededor de I_o y en consecuencia una perturbación \hat{v}_o alrededor de V_o .

A partir de la ecuación (16) se obtiene la relación:

$$\hat{i}_o = I_{o\phi} \cdot \hat{\phi} + I_{o_{vi}} \cdot 0$$

De donde:

$$\hat{i}_o = I_{o\phi} \cdot \hat{\phi} \quad (21)$$

La Figura 32 representa el circuito equivalente con el que se puede calcular la función de transferencia. La perturbación de la tensión de salida se puede escribir como:

$$\hat{v}_o(s) = I_{o\phi} \cdot \hat{\phi}(s) \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (22)$$

En la ecuación (23) se demuestra que la función de transferencia de control de la tensión $G_{v\phi}$ es de primer orden, y sus características están determinadas por el valor del condensador de salida y la resistencia de carga.

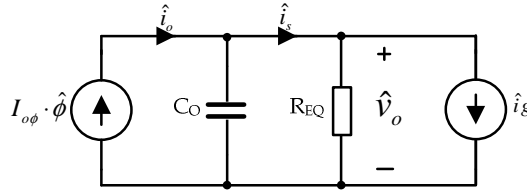


Figura 32. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando la perturbación $\hat{v}_i=0$

En la Figura 32, \hat{i}_g representa la perturbación debida a la carga.

La función de transferencia $G_{v\phi}(s)$ se define como:

$$G_{v\phi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\phi}(s)} \right|_{\hat{i}_g = \hat{v}_i = 0} = I_{o\phi} \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (23)$$

Reemplazando $I_{O\phi}$:

$$G_{v\phi}(s) = \frac{V_i}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot |\phi|}{\pi}\right) \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (24)$$

El diagrama de Bode que se muestra en la Figura 33 se obtiene para la potencia nominal. Representa un sistema de primer orden que puede controlarse de manera estable en lazo cerrado con un típico control proporcional integral, PI.

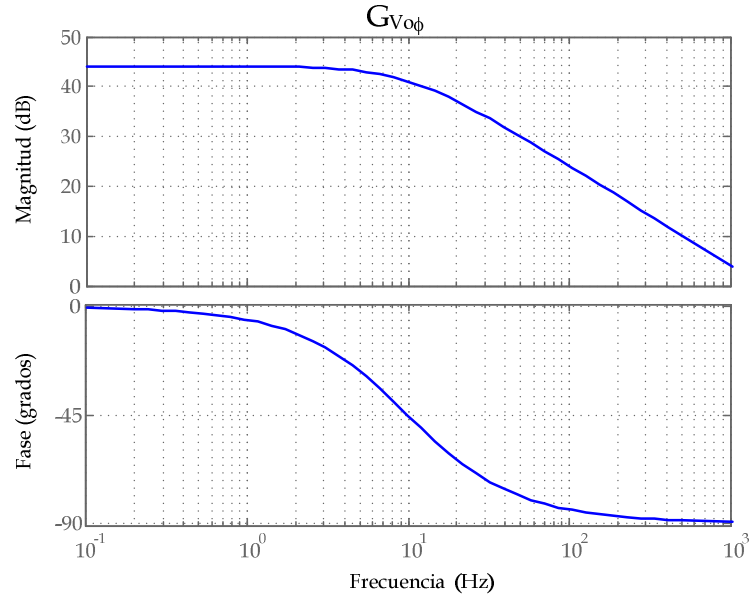


Figura 33. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{V_{O\phi}}$

3.2.2 Función de Transferencia de la Audiosusceptibilidad en lazo abierto

Manteniendo constantes la acción de control ϕ y la frecuencia f , se permite la variación de pequeña señal \hat{v}_i que es la perturbación de la tensión de entrada alrededor del punto de operación de la tensión V_i , asimismo se produce una pequeña perturbación de \hat{i}_o , alrededor de I_o y en consecuencia una perturbación \hat{v}_o alrededor de V_o .

A partir de la ecuación (16) se obtiene la relación:

$$\hat{i}_o = I_{o\phi} \cdot 0 + I_{o_{vi}} \cdot \hat{v}_i$$

De donde:

$$\hat{i}_o = I_{o_{vi}} \cdot \hat{v}_i \quad (25)$$

La Figura 34 representa el circuito equivalente con el que se puede calcular la expresión de la audiosusceptibilidad, donde se observa que la perturbación de la tensión de salida se puede escribir como:

$$\hat{v}_o(s) = I_{o_vi} \cdot \hat{v}_i \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (26)$$

En la siguiente ecuación se demuestra que la función de audiosusceptibilidad, $A(s)$, también es una función de primer orden, determinada por el condensador de salida y la resistencia de carga. La Figura 35 muestra el diagrama de Bode correspondiente.

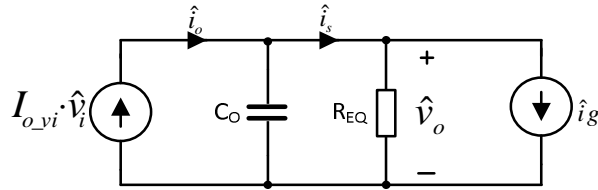


Figura 34. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando $\hat{\phi}=0$

La función de transferencia de la audiosusceptibilidad en lazo abierto, se define como:

$$A(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{\phi}=\hat{\phi}=0} = I_{o_vi} \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (27)$$

$$A(s) = \frac{\phi}{N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right) \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (28)$$

Las ganancias $I_{O\phi}$ e I_{O_vi} son funciones que dependen de los valores de V_i y de ϕ en el punto de operación y no tienen dinámica, es decir, son valores constantes que varían con el punto de operación.

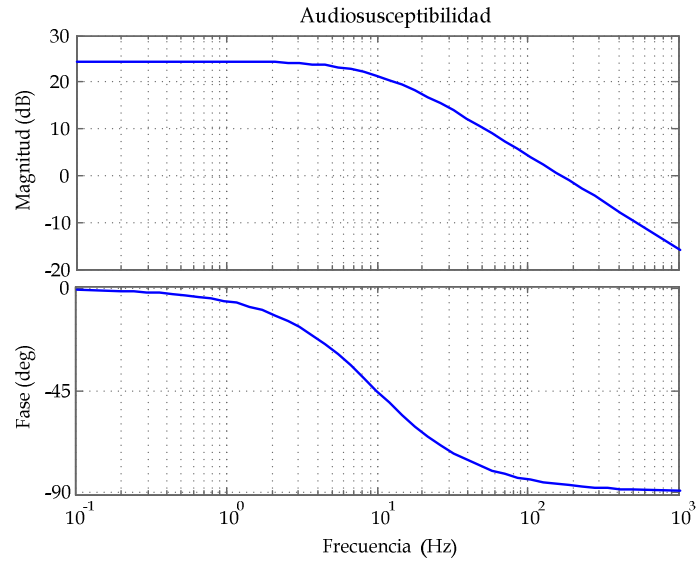


Figura 35. Diagrama de Bode de la función de transferencia $A(s)$

3.2.3 Impedancia de salida Z_o en lazo abierto

Manteniendo constantes la acción de control ϕ , la frecuencia f , y la tensión de entrada V_i , se permiten las perturbaciones en la corriente de carga de manera que se produce una perturbación \hat{v}_o alrededor de V_o .

La Figura 36 representa el circuito equivalente con el que se puede calcular la impedancia de salida en lazo abierto, del que se observa que la perturbación de la tensión de salida se puede escribir como:

$$\hat{v}_o(s) = \hat{i}_g \cdot \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (29)$$

En la siguiente ecuación se demuestra que la impedancia de salida, $Z_o(s)$, también es una función de primer orden, cuyas características se determinan por el valor del condensador de salida y la resistencia de carga. La Figura 37 muestra el diagrama de Bode correspondiente.

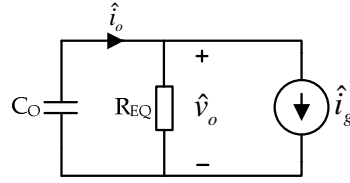


Figura 36. Circuito equivalente de pequeña señal del canal de salida del DAB considerando las perturbaciones $\hat{v}_i = \hat{\phi} = 0$

La función de transferencia de la impedancia de salida en lazo abierto se define como:

$$Z_o(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} \right|_{\hat{v}_i = \hat{\phi} = 0} = \frac{R_{EQ}}{1 + sCR_{EQ}} \quad (30)$$

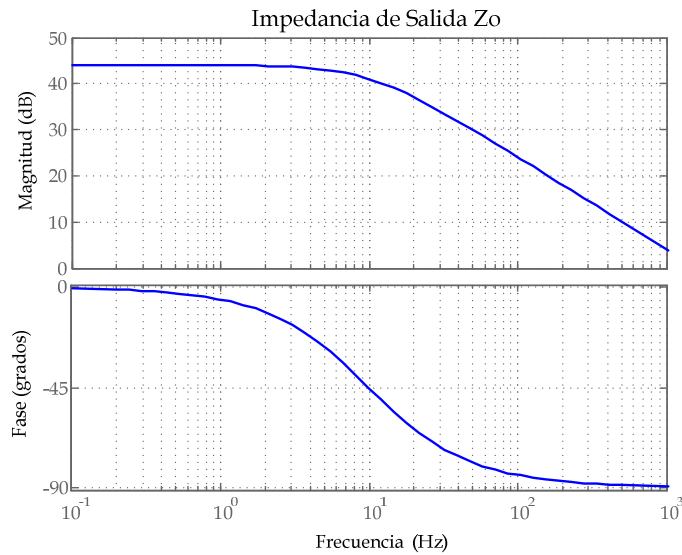


Figura 37. Impedancia de salida del canal de salida del DAB (Z_o) en lazo abierto

Si se incluye la resistencia ESR del condensador de salida C_o , se obtiene un cero en alta frecuencia $\omega_{z,z} = 1/(ESR \cdot C_o)$ como se muestra en la Figura 38 a una frecuencia de 636 kHz.

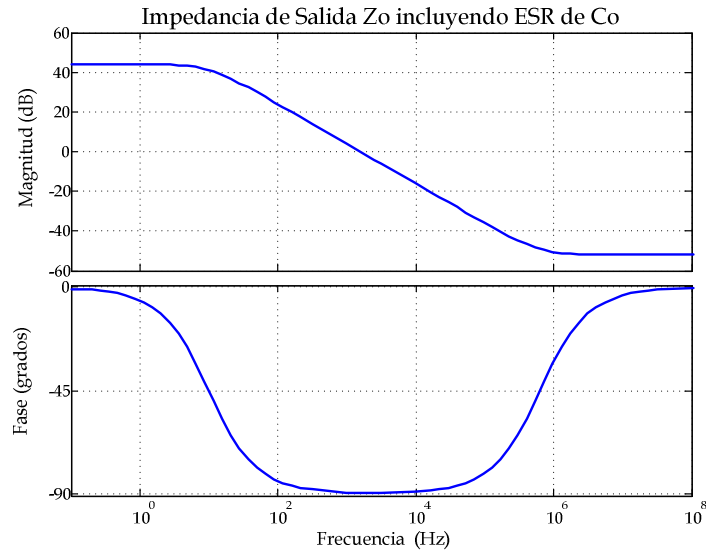


Figura 38. Diagrama de Bode de la Z_0 , incluyendo la ESR de C_o

3.3 Esquemas de Simulación del prototipo de 1 kW

Las propuestas generadas durante el desarrollo de esta investigación fueron analizadas extensamente en simulación antes de validarse en el prototipo experimental. La Figura 39 representa el esquema de simulación utilizado en PSIM®.

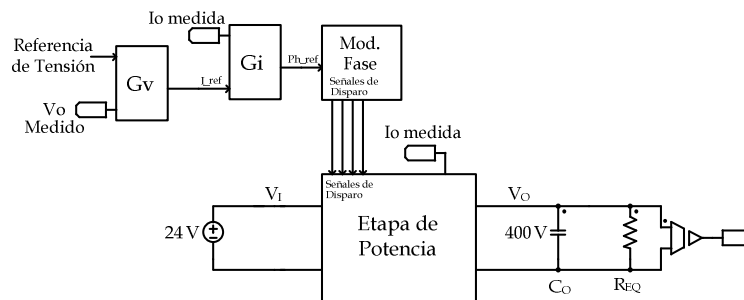


Figura 39. Modelo esquemático de simulación en PSIM® del convertidor DAB

A continuación se describen las estructuras utilizadas para la simulación. Se han utilizado herramientas de simulación como MATLAB®, MATHCAD®, ORCAD-PSPICE® y PSIM®. El comportamiento del prototipo del convertidor DAB, se ha simulado de manera global en la plataforma de

PSIM@7.0 de POWERSIM, el prototipo se ha organizado en bloques de simulación de potencia, modulación y control.

3.3.1 Etapa de potencia del DAB

El módulo de la etapa de potencia, incluye todos los elementos de la topología DAB, los MOSFETs, se ha incluido el valor del condensador C_{DS} , como parte de la topología para alcanzar la conmutación ZVS deseada. También se incluyen el transformador de alta frecuencia con la relación de espiras correspondiente, el inductor equivalente a la suma de la inductancia de dispersión del transformador y del inductor externo, y sensores de la tensión de salida, V_o , y de la corriente de salida, I_o .

En una versión más completa se puede incluir la medida de la tensión en los bornes del inductor y del transformador. La medida de la corriente en el inductor se incluye en las opciones de la simulación. La Figura 40 muestra el esquema y símbolo utilizado.

Las entradas del subcircuito son las señales de disparo de los dispositivos *A* y *B* para el puente de entrada y *C*, *D* para el puente de salida. Se pueden observar también los bornes de la tensión de entrada de 24 V.

Las salidas son los bornes de conexión a filtro y carga en V_o , la tensión V_o medida y la medida de la corriente de salida antes de filtrar.

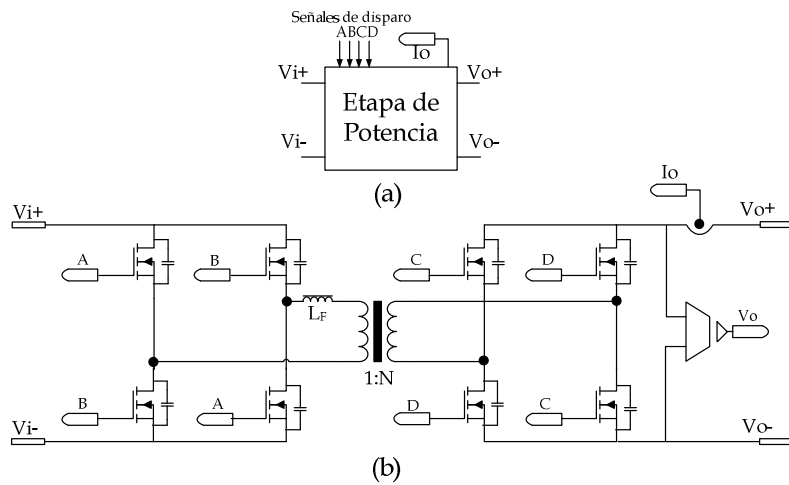


Figura 40. Modelo del subcircuito Potencia, a) Símbolo del subcircuito, b) Contenido interno del subcircuito

3.3.2 Subcircuito del Modulador de Fase

El modulador mostrado en la Figura 41 se utiliza para generar las señales de conmutación que requiere la etapa de potencia, consiste en un modulador de fase que permite desfases de $\pm 90^\circ$ entre las señales A y B del puente de entrada y C y D del puente de salida. Se incluyen bloques de retraso de tiempo para introducir un tiempo muerto entre los disparos de los transistores de una misma rama, *dead time*, que es un "retardo a ON" de 100 ns.

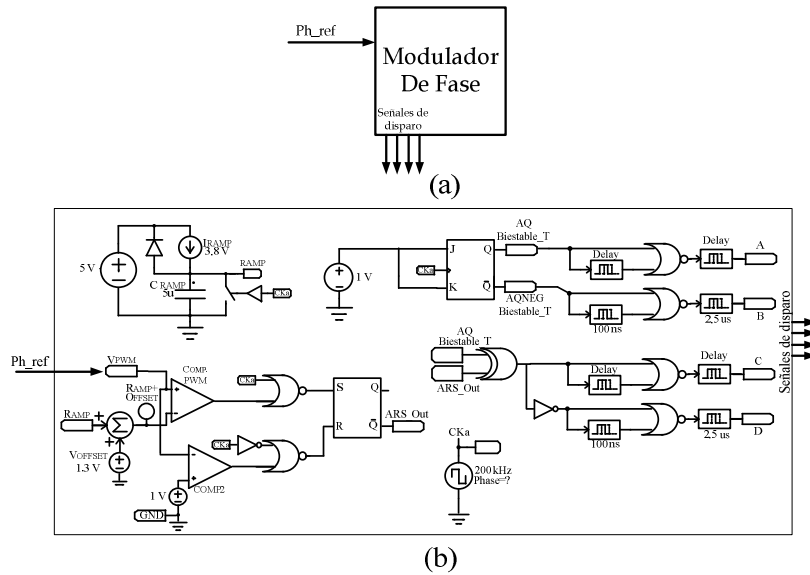


Figura 41. Modelo del modulador de fase, a) Símbolo del subcircuito, b) Contenido interno del subcircuito

3.3.3 Reguladores

En la Figura 42 se muestran el símbolo y el esquema de los reguladores de tensión y de corriente. Se plantean reguladores proporcional-integrales, PI. En el caso del regulador de tensión las entradas son la referencia de tensión y la tensión medida desde la etapa de potencia. La salida del regulador de tensión es la referencia del regulador de corriente. Se incluye la ganancia del sensado de tensión, β .

El regulador de corriente tiene como entradas la corriente de salida medida en la etapa de potencia y la corriente de referencia. La salida que se obtiene es la señal de referencia del modulador de fase. Se incluye la ganancia de sensado, R_i , correspondiente y un filtro paso-bajo de segundo orden para filtrar las componentes de alta frecuencia que se presentan en la corriente medida.

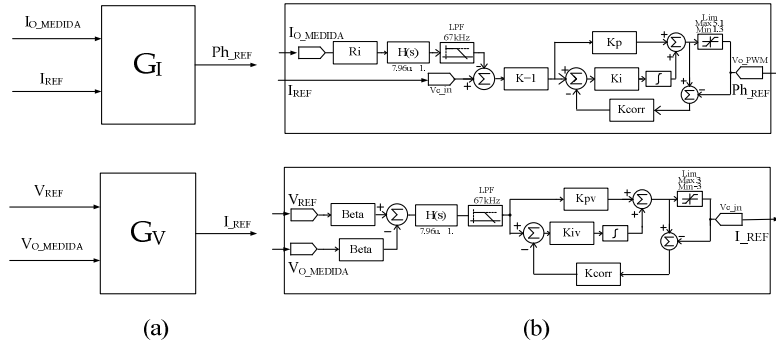


Figura 42. Modelos de los subcircuitos de regulación de corriente y tensión G_I y G_V , a. Símbolos de los subcircuitos, b. Contenido interno de los subcircuitos

CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA ACC DEL DAB

4. CONTROL MODO CORRIENTE MEDIA

Average Current Control (ACC), del DAB

RESUMEN – Utilizando el modelo de pequeña señal planteado en el capítulo 3, se propone la estructura y se analiza el control de corriente media (ACC) del prototipo DAB de 1 kW. Asimismo, se definen los criterios de diseño, se propone un filtro paso-bajo en el sensado de corriente y se muestra el diseño de los reguladores de corriente y tensión.

Los controles modo corriente permiten la conexión de módulos en paralelo compartiendo la corriente adecuadamente. Tienen en común que se realimentan dos variables de estado del circuito: la tensión y la corriente de salida. Mientras se regula la tensión se controla la corriente medida. El control de corriente puede ser de la limitación del pico de corriente como en el control modo corriente de pico, CIC (*Current Injected Control*)[26][27], o de control del valor medio de la corriente como en ACC (*Average Current Control*)[42]. Ambos controles de corriente consiguen la protección efectiva frente a sobrecorrientes en el convertidor de potencia.

La característica de funcionamiento bidireccional del DAB y el cambio de las pendientes en la corriente medida según la dirección del flujo de potencia (en modo elevador y modo reductor), hacen que la aplicación de un CIC sea válida solo en una dirección mientras que en la dirección contraria se requiera de un procesamiento de la señal medida. El CIC se puede implementar en un DAB en modo seguidor, en tal caso la pendiente de la corriente medida es igual en ambas direcciones del flujo de potencia.

El control ACC ofrece características superiores al CIC cuando se desea controlar un valor medio de corriente (como en carga de baterías). El ACC no requiere una pendiente externa de compensación y ofrece una buena respuesta ante el ruido de conmutación [43]. El ACC permite controlar la corriente media tanto de la entrada como de la salida del DAB.

En el caso de regulación de las magnitudes de salida del DAB, el modelo de pequeña señal sólo requiere el canal de salida. Como se puede observar en la Figura 31, el canal de entrada sólo actúa sobre el de salida produciendo una posible perturbación \hat{v}_i .

En la Figura 43 se representa la implementación de un control ACC sobre la salida del DAB. Se compone de un lazo de corriente interno que trabaja a

partir de un sensado filtrado paso-bajo de la corriente de salida, que se resta de la referencia de corriente generada por el regulador externo del lazo de tensión, $G_V(s)$. El error de corriente actúa sobre el regulador de corriente $G_i(s)$, con carácter integrador, de manera que en régimen permanente coincide el valor medio de la corriente sensada con la referencia de corriente. La salida del regulador de corriente es la tensión de referencia del modulador de fase, que se compara con una señal en diente de sierra para producir el desplazamiento de fase entre los disparos del puente de entrada y el de salida.

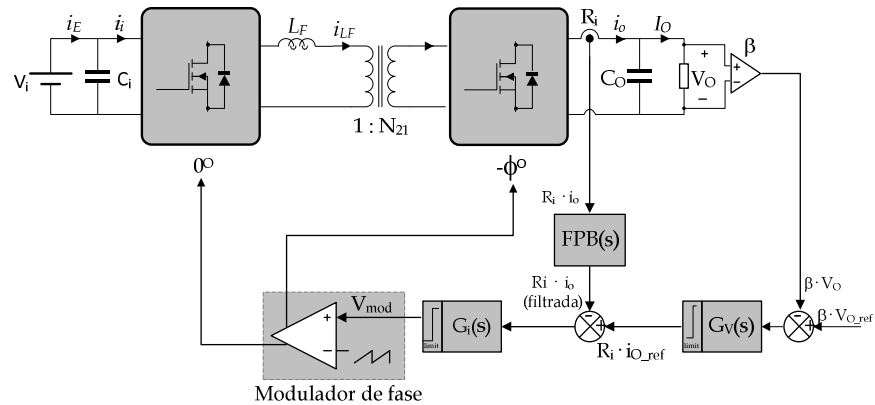


Figura 43. Esquema de un convertidor DAB con control ACC

4.1 Diseño de los reguladores en un DAB con ACC

Para diseñar los reguladores de tensión y corriente de salida, se puede utilizar el circuito equivalente de pequeña señal de la Figura 43. Se incluye un bloque de filtrado paso-bajo en el sensado de la corriente de salida i_o , con ganancia estática R_i . El bloque F_m representa la ganancia del modulador de desplazamiento de fase, que en los circuitos integrados comerciales más comunes vale $F_m = \pi/V_{pp}$, siendo V_{pp} la tensión pico a pico del diente de sierra del modulador.

El regulador de tensión, también con carácter integrador consigue regular en régimen permanente la tensión de salida del DAB, tal que en régimen permanente $V_o = V_{o_ref}$. La salida del regulador de tensión que actúa como referencia de corriente está limitada, de manera que se limita la corriente media de salida e indirectamente la de la entrada del DAB en caso de sobrecargas o cortocircuitos.

El esquema de la Figura 43 es similar al que se puede aplicar para regular la corriente de entrada (la de carga de la batería) y la tensión de entrada (tensión de la batería) sensando las variables I_i y V_i en lugar de I_o y V_o . En ese caso se utilizará sólo el canal de entrada del modelo de pequeña señal, la referencia de tensión sería la de la batería y el regulador de tensión daría la referencia para la corriente de carga de la batería.

Para estudiar el lazo interno de la Figura 44 se recurre a la ganancia del lazo de corriente, $T_i(s)$, expresada mediante la expresión (31). El regulador de corriente, $G_i(s)$, se diseña para tener una frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad adecuados de $T_i(s)$.

$$T_i(s) = R_i \cdot F_m \cdot I_{o\phi} \cdot FPB(s) \cdot G_i(s) \quad (31)$$

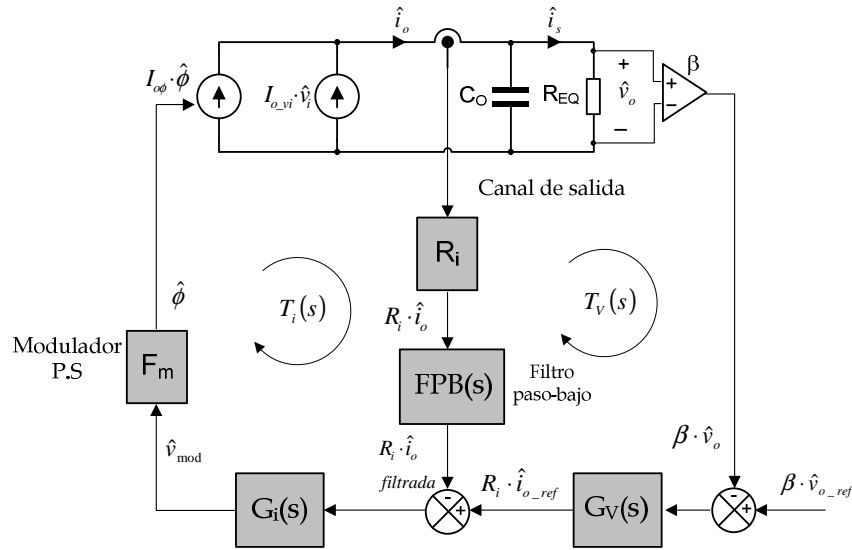


Figura 44. Modelo de pequeña señal de un DAB con ACC. En este caso se controlan la tensión y la corriente de salida (V_o , I_o)

Una vez cerrado el lazo de corriente, la función de transferencia que debe compensar el regulador de tensión $I_{o_LC}(s)$, es la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de corriente, dada por la expresión (32).

$$I_{o_LC}(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{R_i \cdot \hat{i}_{o_ref}(s)} = \frac{1}{R_i \cdot FPB(s)} \cdot \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (32)$$

Se diseña el lazo de corriente para que su frecuencia de cruce, f_{ci} , sea mucho mayor que la del lazo de tensión, f_{cv} , es decir: $f_{ci} \gg f_{cv}$. Con esto se consigue que $|T_i(j\omega)| \gg 1$ cerca de la frecuencia de cruce del lazo de tensión, con lo que vista por el lazo de tensión la función de transferencia $I_{o_LC}(s)$ se puede aproximar a la expresión (33), para lo que se ha tenido en cuenta que al encontrarse los polos del filtro paso-bajo, $FPB(s)$ a frecuencias más altas que f_{ci} , el efecto de estos polos es nulo para frecuencias mucho menores que f_{ci} .

$$Si f \ll f_{ci} \rightarrow I_{o_LC}(s) \approx \frac{1}{R_i} \tag{33}$$

Una vez cerrado el lazo de corriente, el lazo de tensión queda como se muestra en la Figura 45. $Z(s)$ es el paralelo de R_{EQ} y C_o , cuya expresión se muestra en la ecuación (34) en donde se ha tenido en cuenta la resistencia serie del condensador (ESR), R_c .

$Z(s)$ es una función de transferencia con un polo de baja frecuencia y un cero de alta frecuencia.

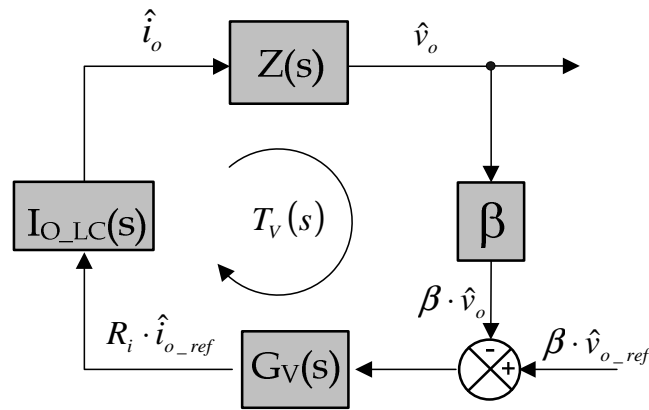


Figura 45. Diagrama de bloques del lazo de tensión de un DAB con regulación de la tensión de salida

$$Z(s) = R_{EQ} \parallel \left(R_c + \frac{1}{s \cdot C_o} \right) = R_{EQ} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z,z}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p,z}}} \tag{34}$$

$$\omega_{z,z} = \frac{1}{R_c \cdot C_o} ; \omega_{p,z} = \frac{1}{(R_{EQ} + R_c) \cdot C_o} \approx \frac{1}{R_{EQ} \cdot C_o}$$

La ganancia del lazo de tensión, $T_V(s)$, descrita por la ecuación (35) es la que determina la velocidad y estabilidad del lazo de tensión. El regulador $G_V(s)$ permite ajustar las características deseadas del lazo de tensión $T_V(s)$.

$$T_V(s) = \beta \cdot Z(s) \cdot I_{o_LC}(s) \cdot G_V(s) \quad (35)$$

4.1.1 Regulador de corriente, $G_i(s)$

Con los requerimientos y características del DAB presentados en el apartado 3.1, se determinarán las características del regulador de corriente que permitan la frecuencia de cruce y márgenes de estabilidad adecuados. La potencia máxima inyectable con un desfase de $\phi = \pm 90^\circ$ es de $\pm 1090W$, manteniendo la potencia nominal de 1 kW. Se usa un condensador de salida $C_o = 100 \mu F$. Obsérvese que su valor es bastante grande, pues se ha seleccionado para que pueda manejar un valor eficaz de corriente alto.

A partir de la ecuación (15), se calcula el punto de operación de las funciones $I_{o\phi}$ e I_{o_vi} . La característica de $I_{o\phi}$ como función par de ϕ , permite calcular la estabilidad y la frecuencia de cruce de $T_i(s)$, f_{ci} , haciendo un barrido de ϕ entre 0 y $\pi/2$. Se produce el valor máximo de $I_{o\phi}$ cuando la potencia inyectada es nula ($\phi=0$), y decrece al aumentar el desfase hasta un valor nulo cuando se tiene la máxima potencia inyectada, ($\phi=\pi/2$).

Se concluye que se obtendrá el máximo valor de f_{ci} para $P=0$ y $V_i=V_{i\text{máximo}}$, en este punto de operación se obtienen los valores mínimos de margen de fase y de margen de ganancia del lazo de corriente.

Para el ajuste del lazo de corriente mostrado en la Figura 44, debe analizarse la función de transferencia $T_i(s)$ de la ecuación (31). Se selecciona la ganancia del sensor de corriente R_i , de manera que garantice los niveles de señal adecuados, mientras que el filtro paso-bajo se selecciona de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$FPB(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_o}} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad ; \quad \zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (36)$$

En donde:

$$\omega_o \approx \frac{4\pi \cdot f_s}{10} \quad y \quad \omega_n = \frac{4\pi \cdot f_s}{3}$$

Se asegura que la atenuación de este filtro, a la frecuencia efectiva de conmutación (doble de la de conmutación f_s) sea grande.

El regulador de corriente seleccionado es de la forma:

$$G_i(s) = \frac{\omega_i}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (37)$$

Los parámetros del regulador se ajustan mediante el siguiente criterio:

- El cero ω_z : Se ajusta para obtener suficiente margen de fase y facilitar el ajuste del regulador, en este caso:

$$\omega_z = \frac{4\pi \cdot f_s}{10}$$

- El polo ω_p : Se ubica por debajo de la frecuencia de conmutación, con la finalidad de atenuar en mayor medida los armónicos de conmutación, con un valor:

$$\omega_p = \frac{4\pi \cdot f_s}{5}$$

- ω_i : Es una ganancia con la que se consigue el ajuste del valor deseado de la frecuencia de cruce:

$$\omega_i = \frac{4\pi^2 \cdot f_{Ci,max} \cdot f_s \cdot N_{21} \cdot L_F}{V_i \cdot R_i \cdot F_m}$$

- $f_{Ci,max}$ se selecciona en el rango de $[f_s/5, f_s/10]$. Es el valor máximo que se permite a f_{ci}
- El término integrador es necesario para garantizar un error nulo en estado permanente.

Para el convertidor diseñado en el apartado 3.1 el filtro paso-bajo queda ajustado según se muestra en la siguiente ecuación:

$$FPB(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{125664}} \cdot \frac{175,46 \cdot 10^9}{s^2 + 592384 \cdot s + 175,46 \cdot 10^9} \quad (38)$$

La ganancia del sensor se ajusta de tal forma que el sensado de la corriente de salida presente una variación de $\pm 1.5V$, compatible tras añadir un offset de $1.5V$, con la mayoría de controladores de fase integrados, en un rango de

variación de 0 V a 3 V para sobrecargas transitorias de un máximo del 50% sobre la corriente nominal.

En el caso del DAB diseñado, la potencia máxima inyectada es de 1090W, de donde la corriente máxima con sobrecarga de 50% será 4.09A, escogiendo $R_i \leq \frac{1.5V}{4.09A}$, se escoge una ganancia menor o igual que 366 mΩ, se selecciona $R_i=300$ mΩ.

El regulador implementado se muestra en la ecuación (39). Las curvas de Bode de la ganancia del lazo de corriente correspondientes se muestran en la Figura 46.

$$G_i(s) = \frac{145889}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{125664}\right)}{\left(1 + \frac{s}{251327}\right)} \quad (39)$$

Para el estudio de los lazos de control es suficiente con estudiar las funciones de transferencia para $\phi > 0$ ($P > 0$), por ser $I_{o\phi}$ una función par con ϕ , e $I_{o_{vi}}$ impar con ϕ . Como el ángulo de desfase en el punto de operación (ϕ), depende de la potencia entregada, el punto de operación del DAB se puede variar según un barrido de P , V_i y V_o .

$$\Phi(P, V_i, V_o) = \frac{\pi}{2} - \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - \pi \cdot \frac{P \cdot N_{21} \cdot 2\pi \cdot f_s \cdot L_F}{V_i \cdot V_o}} ; \quad P \geq 0 \quad (40)$$

La Figura 46 muestra los resultados de simulación de las curvas de Bode de $T_i(s)$ en Orcad-Pspice®. Se ha realizado un barrido de potencias: $P \in [0$ W, 210 W, 500 W, 800 W, 1 kW, 1010W], con $V_i=24$ V, $V_o=400$ V.

Se obtiene la máxima frecuencia de cruce $f_{Ci_max}=16,58$ kHz para $P=210$ W. En ese caso se tienen los siguientes márgenes de estabilidad: $MF_i=46^\circ$ y $MG_i=8.73$ dB.

Para la potencia nominal de 1 kW se obtiene: $f_{Ci}=5.72$ kHz, $MF_i=74.81^\circ$ y $MG_i=19.1$ dB.

Para una potencia superior a la nominal de 1010 W se tienen: $f_{Ci}=5409$ kHz, $MF_i=86^\circ$ y $MG_i=20$ dB.

Se observa que el lazo de corriente es más lento y más estable cuanto mayor es la potencia inyectada.

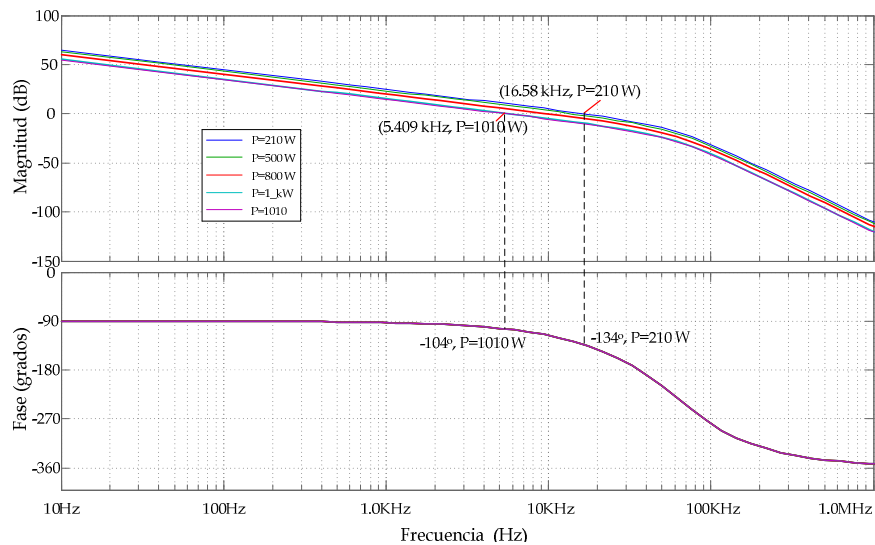


Figura 46. Curvas de Bode de la ganancia de corriente en lazo abierto $T_i(s)$ para $P \in [210 \text{ W } 500 \text{ W } 800 \text{ W } 1 \text{ kW } 1010 \text{ W}]$, con $V_i=24 \text{ V}$, $V_o=400 \text{ V}$

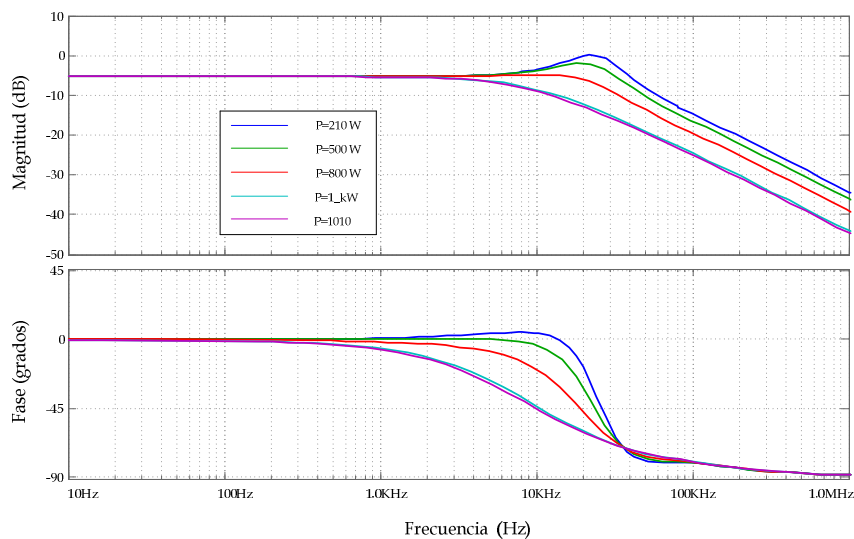


Figura 47. Curvas de Bode del lazo cerrado de corriente $I_{o_LC}(s)$, con $V_i=24 \text{ V}$, $V_o=400 \text{ V}$ Arriba: Módulo en dB. Abajo: Fase en Grados

La función de transferencia del lazo cerrado de corriente $I_{o_LC}(s)$, presenta el comportamiento de las curvas de Bode de la Figura 47, donde se ha hecho un

barrido de potencias: $P \in [210 \text{ W}, 500 \text{ W}, 800 \text{ W}, 1 \text{ kW}, 1010 \text{ W}]$ a las tensiones nominales de entrada y salida. Se observa un comportamiento básico en lazo cerrado de corriente como un sistema de primer orden, o de segundo orden bien amortiguado con cero(s) en alta frecuencia.

4.1.2 Regulador de Tensión, $G_V(s)$

Teniendo en cuenta la expresión del lazo de tensión de la ecuación (35), se debe seleccionar la ganancia del sensor de tensión β dentro de los niveles de señal adecuados, del mismo modo se selecciona un valor de la frecuencia de cruce del lazo de tensión (f_{CV}) considerablemente menor que la del lazo de corriente para la potencia nominal: $f_{CV} \in [f_{Ci_Pnom}/10, f_{Ci_Pnom}/5]$.

El regulador de tensión $G_V(s)$ se propone según la ecuación:

$$G_V(s) = \frac{\omega_{iV}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{zV}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{pV}}\right)} \quad (41)$$

Los parámetros del regulador se ajustan mediante el siguiente criterio:

- El cero ω_{zV} : Para facilitar el ajuste del regulador se utiliza:

$$\omega_{zV} = \frac{1.1P_{max}}{V_0^2 \cdot C_0}$$

- El polo ω_{pV} : Para generar la atenuación necesaria:

$$\omega_{pV} = \frac{4\pi \cdot f_s}{2}$$

- ω_{iV} : Se ajusta para obtener el valor deseado del cruce de frecuencia con márgenes de estabilidad de valores $MF_V > 45^\circ$ y un $MG_V > 6 \text{ dB}$.

El regulador ajustado se presenta en la siguiente ecuación:

$$G_V(s) = \frac{5500}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{75}\right)}{\left(1 + \frac{s}{628318}\right)} \quad (42)$$

Los resultados de la simulación Orcad-Pspice® del lazo de tensión $T_V(s)$ se muestran en la Figura 48. Se realizó un barrido de potencias desde 0 W hasta una potencia de 1010 W , se obtiene una frecuencia de cruce máxima de

1115 Hz para la potencia nula ($P=0$). En este caso se obtienen los siguientes márgenes de estabilidad: $MF_V=85,57^\circ$, $MG_V=22.2$ dB.

En el caso de la potencia nominal de 1 kW, se tienen $f_{cV} = 1104$ Hz, $MF_V=78.31^\circ$ y $MG_V=23.65$ dB.

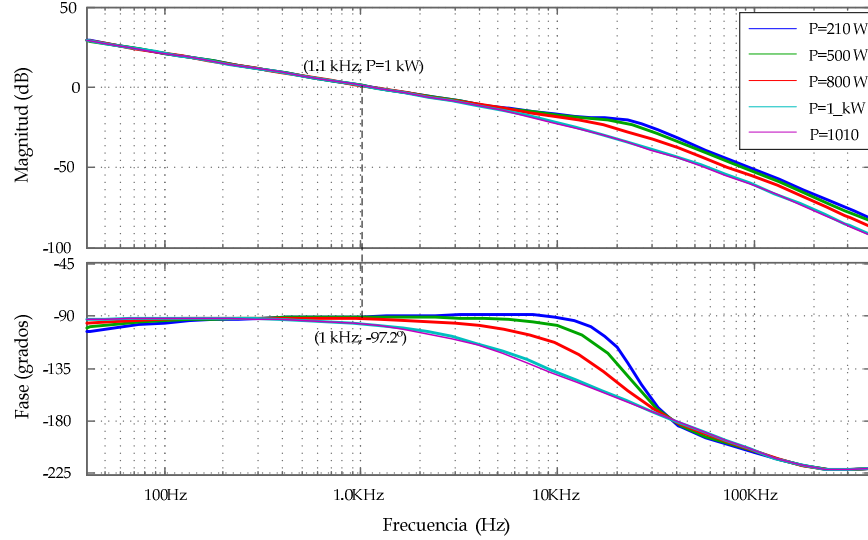


Figura 48. Curvas de Bode de $T_V(s)$ para $P \in [210, 500, 800, 1000, 1010 \text{ W}]$, $V_i=24\text{V}$, $V_o=400 \text{ V}$. Arriba: Módulo en dB. Abajo: Fase en grados

La Figura 49 muestra las curvas de Bode de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de tensión. $V_{O,LC}(s)$, dada por la ecuación (43).

$$V_{O,LC}(s) = \frac{\hat{v}_O(s)}{\beta \cdot \hat{v}_{O,ref}(s)} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T_V(s)}{1 + T_V(s)} \quad (43)$$

$$T_V(s) = \beta \cdot Z(s) \cdot I_{O,LC}(s) \cdot G_V(s) \quad (44)$$

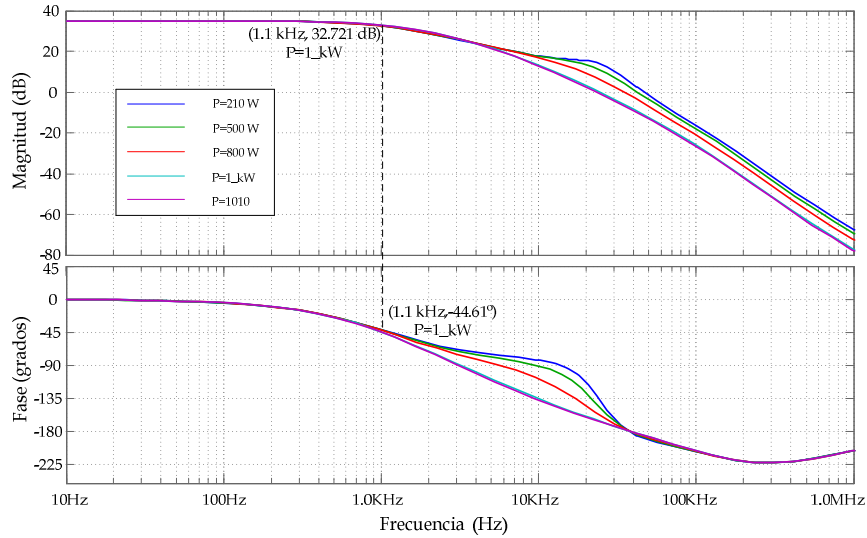


Figura 49. Curvas de Bode de $V_{o_LC}(s)$ para $P \in [210, 500, 800, 1000, 1010W]$

4.1.3 Sensibilidad de la tensión de salida en lazo cerrado. Audiosusceptibilidad e Impedancia de salida

La impedancia de salida en lazo cerrado $Z_{o_LC}(s)$, se define por la ecuación (45), en la que la expresión $\hat{i}_g(s)$ representa las perturbaciones de la corriente de carga. En el modelo de Orcad-Pspice la perturbación de carga se incluye como una fuente de corriente en paralelo con la tensión de salida.

$$Z_{o_LC} = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_g(s)} \right|_{\hat{v}_i=0} \quad (45)$$

En la Figura 50 se muestran las curvas de Bode de la magnitud en dB de $Z_{o_LC}(s)$. Se observa que el valor máximo de impedancia del DAB es de 2.876 dB, que corresponden a 1.39 Ω .

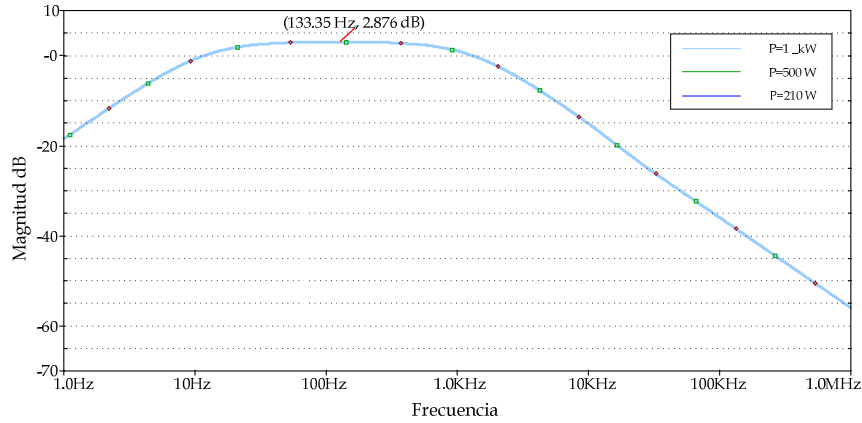


Figura 50. Curvas de Bode de la magnitud de $Z_{OLC}(s)$ para $P \in [0, 500, 1_kW]$

La ecuación (46), define la sensibilidad en lazo cerrado de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de entrada, $V_{O_VI_LC}(s)$. La Figura 51 muestra el módulo de la curva de Bode en dB de la audiosusceptibilidad en lazo cerrado. Se observa que cuanto mayor es la potencia, mayor es la sensibilidad en lazo cerrado a variaciones de la tensión de entrada.

$$V_{O_VI_LC}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \right|_{\hat{i}_g(s)=0} \quad (46)$$

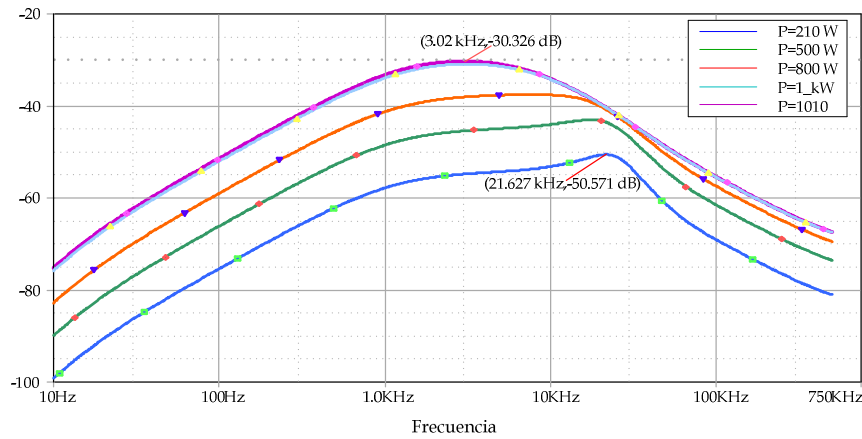


Figura 51. Curvas de Bode de la magnitud en dB de la Audiosusceptibilidad en lazo cerrado $V_{O_VI_LC}(s)$

4.1.4 Resumen de los controladores

Las funciones de transferencia de los controladores propuestos se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 3. Funciones de transferencia de los controles de tensión y corriente del DAB de 1 kW en el lado de salida a 400 V.

Funciones de Transferencia	Expresión
Controlador de tensión	$G_V(s) = \frac{5500}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{75}\right)}{\left(1 + \frac{s}{628318}\right)}$
Controlador de Corriente	$G_I(s) = \frac{145889}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{125664}\right)}{\left(1 + \frac{s}{251327}\right)}$
Filtro paso-bajo	$FPB(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{125664}} \cdot \frac{175,46 \cdot 10^9}{s^2 + 592384 \cdot s + 175,46 \cdot 10^9}$

4.2 Esquemas de simulación del DAB con ACC

La Figura 52 describe los bloques utilizados para la simulación del DAB con ACC en PSIM® 7.0. El control de corriente ACC consiste en un lazo de corriente cuya referencia es proporcionada por el control de tensión. El lazo de corriente determina el valor del desfase necesario para alcanzar el valor de referencia, en este caso de corriente. El control de tensión es más lento que el control de corriente y debe seguir la tensión de referencia.

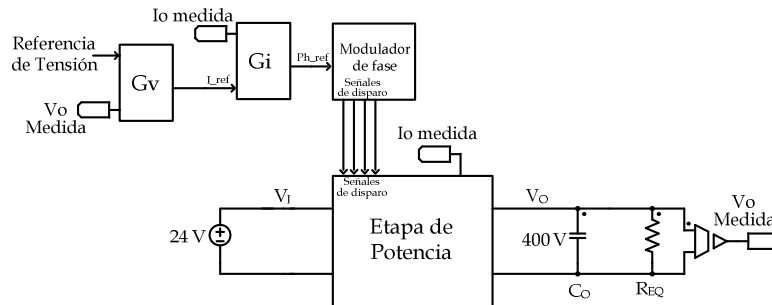


Figura 52. Modelo esquemático de simulación de un DAB con ACC y control de las variables de salida (Vo, Io)

4.3 Resultados de Simulación del DAB con ACC

4.3.1 Respuesta en régimen permanente con carga nominal

La Figura 53 resume los resultados obtenidos por la simulación en PSIM®7.0, donde se puede observar la tensión en extremos del inductor serie visto desde el secundario, la corriente del inductor que corresponde a la corriente del secundario del transformador, la corriente de salida antes de filtrar y el rizado de la tensión de salida.

Sobre el inductor se obtiene una señal de tensión con valor medio nulo, igualmente la corriente en el inductor es de valor medio nulo correspondiente a la respuesta permanente en el punto de operación nominal y es la característica del DAB en su conexión de AC (enlace entre los dos puentes).

La corriente I_o y la tensión de salida V_o , corresponden al valor de componente DC equivalente a los valores de corriente y tensión de salida en el punto de operación, mientras que el rizado debería ser el menor posible. El control por desplazamiento de fase simple (SPS) presenta la desventaja de tener un componente AC muy grande en las corrientes de entrada y de salida, lo que requiere de un condensador con capacidad de filtrar el valor de la componente AC y manejar la corriente RMS necesaria.

En el punto de operación correspondiente a la potencia nominal, las corrientes de entrada y de salida tienen valores instantáneos mayores que cero justo en el tiempo de cambio de nivel de tensión de los dos puentes de entrada y salida. Estos valores mayores a cero garantizan la conmutación ZVS en los dos puentes.

Los valores instantáneos negativos en las corrientes de entrada I_{in} y de salida I_o , explican la potencia reactiva del convertidor. Esta potencia reactiva se puede reducir con las técnicas de control DPS, o TPS más complejas y elaboradas, descritas en el capítulo 1. Sin embargo, realizar la implementación de un control que reduzca el efecto de la potencia reactiva, con el objetivo de aumentar la capacidad nominal del transformador de alta frecuencia. Resulta ser más compleja que el hecho de sobredimensionar el transformador, que por ser de alta frecuencia ya tiene un volumen reducido.

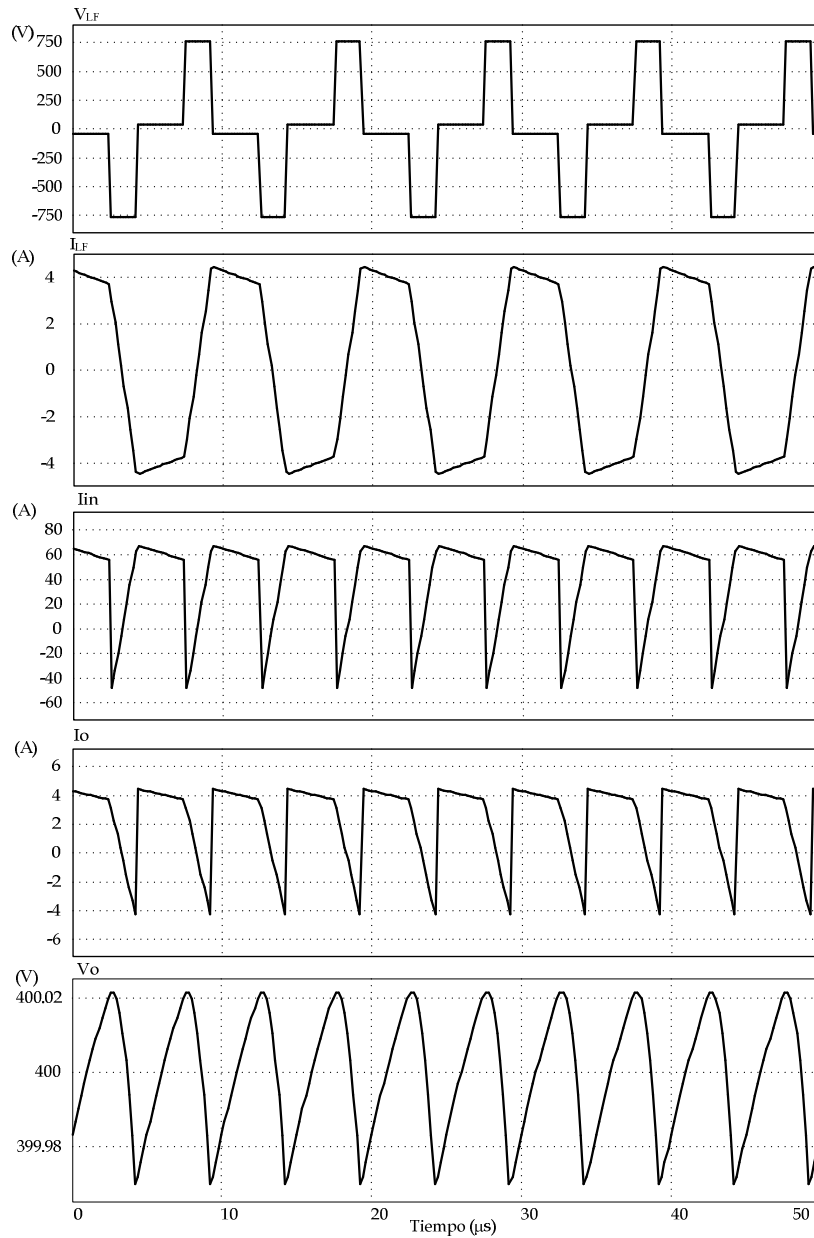


Figura 53. Principales formas de onda del DAB de 1 kW con ACC en estado permanente con carga nominal, controlando $V_o=400$ V e $I_o=2.5$ A.

4.3.2 Respuesta del DAB ante el escalón de carga

El DAB diseñado se ha simulado para observar la respuesta ante escalones de carga, en el caso de la Figura 54, se ha planteado un cambio de carga desde 200W hasta 800W y al contrario desde 800W hasta 200W. Se obtiene una respuesta transitoria que se desvía en menos de 1.5 V y regresa al punto de operación (400 V) en un tiempo cercano a 50 ms.

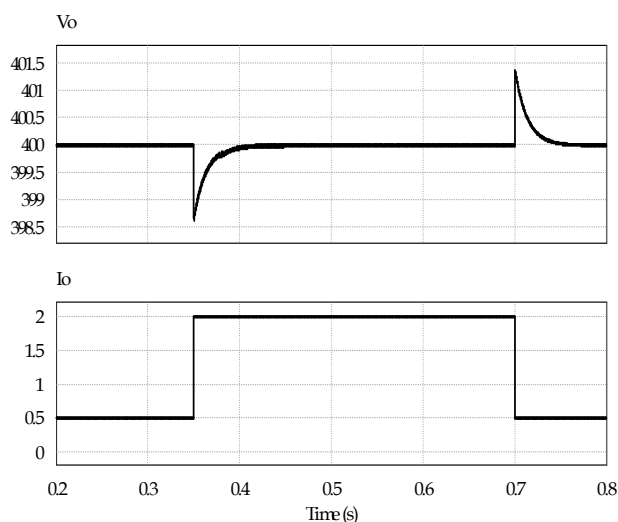


Figura 54. Respuesta de la simulación en PSIM®, de la tensión de salida del DAB de 1 kW con control ACC ante escalones de carga de 200 W a 800 W y de 800W a 200W.

4.4 Resultados Experimentales

4.4.1 Prototipo experimental

Para obtener los resultados experimentales se adecuó un montaje de laboratorio conformado por una fuente de alimentación programable, el prototipo construido (Figura 55) y un sistema de cargas controlado. El arreglo de cargas se conectó con un relé con el que se controló la conexión-desconexión de la carga.

El prototipo de la Figura 55, está construido sobre un disipador en el cual se han instalado los ocho (8) semiconductores tipo MOSFET, cuatro por el

puente de entrada de baja tensión de 24 V y cuatro para el puente de salida de tensión de 400 V. La placa impresa (PCB), incluye un arreglo de condensadores para el lado de 24 V, en ella se instaló el transformador planar de Payton® con su propio disipador.

La PCB incorpora todos los elementos del circuito de control analógico construido principalmente por amplificadores operacionales de la serie TL084 del fabricante Texas Instruments®, el circuito de modulación de fase UC3875 y los sensores de tensión y corriente. La instrumentación de los sensores de corriente y de tensión, así como el filtro paso-bajo se incluyen en la tarjeta. Los circuitos de *driver* de Mosfets son dos tarjetas modulares, una por cada puente, que se instalan sobre la tarjeta principal.

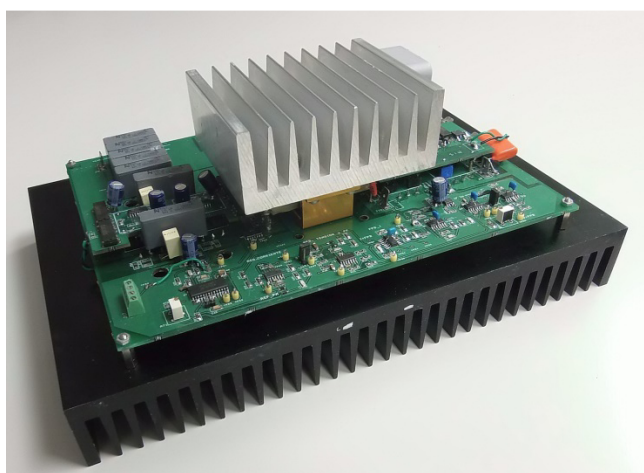


Figura 55. Fotografía del prototipo DAB de 1 kW, vista desde el lado de 24 V

En la Figura 56 se han identificado los principales componentes del DAB, transformador de alta frecuencia, banco de condensadores de entrada C_i , condensador de salida C_o , las tarjetas de disparo y la placa de control.

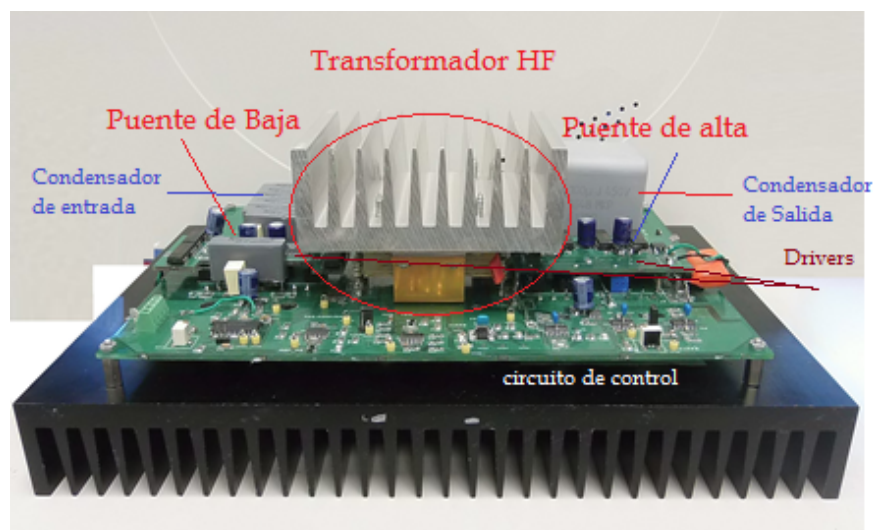


Figura 56. Fotografía descriptiva del prototipo construido, se señala la ubicación de los bancos de condensador de entrada C_i , de salida C_o , las tarjetas de disparo (*Drivers*), y la tarjeta integrada de control

4.4.2 Respuesta ante el escalón de carga

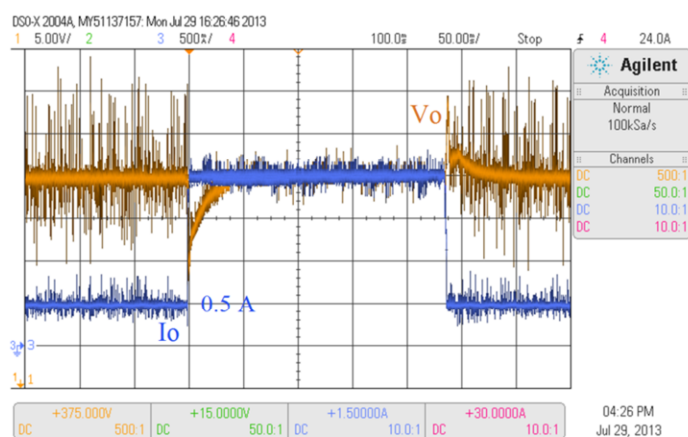


Figura 57. Respuesta de la tensión de salida del prototipo DAB de 1 kW con control ACC ante escalones de carga de 200 W a 800 W y de 800W a 200W. Escalas: V_o (5 V/div), I_o (500 mA/div), Tiempo (50 ms/div)

La Figura 57 es la captura de los datos medidos en la prueba de escalones de carga desde 200 W hasta 800 W. Se observan la tensión y la corriente de

salida del prototipo, siendo el punto de operación de $V_o=400$ V y variando la carga en escalón desde 500 mA hasta 2 A. Se obtiene una desviación de tensión máxima de 10 V durante el incremento de carga, con un tiempo de establecimiento de 50 ms aproximadamente. El escalón negativo de carga presenta una menor desviación (unos 3 V) y un menor tiempo de establecimiento (40 ms).

PREALIMENTACIÓN DE LA
CORRIENTE DE CARGA
LOAD CURRENT
FEED-FORWARD LCFF

5. Prealimentación de la Corriente de Carga *Load Current Feed-Forward LCFF*

RESUMEN – En este capítulo se propone una mejora a la respuesta dinámica del convertidor DAB utilizando la técnica de prealimentación de la corriente de carga. Se analizan y determinan los criterios de estabilidad y los efectos en la impedancia de salida. Se obtienen los resultados de simulación y la verificación en el prototipo experimental.

La respuesta dinámica del DAB se puede mejorar con el método de *Load Current Feedforward (LCFF)* [68] ó prealimentación de la corriente de carga, que consiste en añadir un lazo de prealimentación de una perturbación, en este caso la corriente de la carga. La premisa es que si la perturbación que genera la corriente se puede medir, entonces también se pueden minimizar sus efectos.

Con el uso de *LCFF*, la baja frecuencia de cruce del lazo de control de tensión resultado del doble lazo del ACC, no es un obstáculo para una respuesta rápida de la tensión de salida ante cambios de carga. En la Figura 58 se presenta el esquema circuital de la implementación de la prealimentación de la corriente de la carga en este caso en el lado de alta tensión.

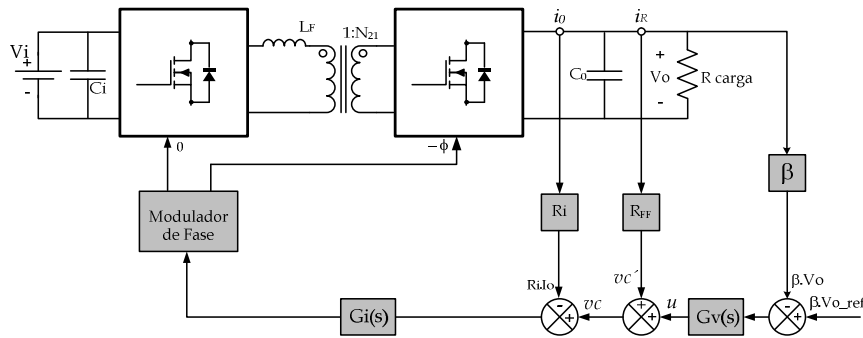


Figura 58. Esquema de un DAB monofásico con prealimentación de la corriente de carga. *LCFF*

De la Figura 58, se tiene:

$$v_c = u + v_c' = u + R_{FF} \cdot i_R \quad (47)$$

En donde:

u : Salida del regulador

vc' : Salida de la realimentación de la corriente de carga i_R

R_{FF} : Resistencia de sensado de la corriente de carga

La idea de la técnica *LCFF* es que en régimen permanente la mayor parte de la referencia de corriente, vc , proceda de una señal de prealimentación de la corriente de carga y sólo una pequeña parte de vc sea debida al regulador de tensión. De esta manera, el regulador de tensión (lento) trabaja con una señal de salida pequeña, tal que en los transitorios de carga fuertes, la referencia de corriente procede en gran parte de una prealimentación rápida de la carga. La función del regulador de tensión es la regulación "fina" de la salida, que es más lenta pero que tiene que realizar excursiones de señal pequeñas.

Debido al carácter integrador de $G_V(s)$, en régimen permanente (rp) se debe cumplir: $u(rp)=0$, por lo que $v_c(rp)=v_c'(rp)$ de manera que se debe elegir el valor de R_{FF} que permita esa condición. Como el regulador de corriente $G_I(s)$ tiene un comportamiento integrador, en régimen permanente se tiene:

$$V_c(rp) = Ri \cdot I_0(rp) = R_{FF} \cdot I_R(rp) + u = R_{FF} \cdot I_R(rp) \quad (48)$$

Como el valor medio de i_o , $\langle i_o \rangle = I_0 = I_R$. Por lo tanto en régimen permanente se cumple:

$$V_c(rp) = Ri \cdot I_0(rp) = R_{FF} \cdot I_R(rp) = Ri \cdot \frac{V_0(rp)}{R} = V_{c,rp}(I_R) \quad (49)$$

Si se asume que en régimen permanente $u(rp)=0$, $v_c(rp) = Ri \cdot I_R(rp)$ y $v_c'(rp) = R_{FF} \cdot I_R$, se tiene que elegir la ganancia de la realimentación de corriente, $R_{FF} = Ri$.

5.1 Estabilidad dinámica en pequeña señal

Para definir las condiciones de R_{FF} para que haya estabilidad dinámica en pequeña señal se analiza la función de transferencia de la tensión de salida a la referencia u , VOU .

Se define la función de transferencia:

$$VOU(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{u}} \right|_{\hat{v}_{R_{dist}}=0}$$

En dónde $\hat{i}_{R_{dist}}$ representa la perturbación debida a la carga, que se modela como una fuente de corriente que afecta directamente la carga. De la Figura 59 se identifica la función de transferencia de la corriente de salida del DAB $\hat{i}_0(s)$, con respecto a la tensión de referencia $\hat{v}_c(s)$, IOC:

$$IOC(s) = \frac{\hat{i}_0(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{Ri} \cdot \frac{Ti(s)}{1 + Ti(s)} \quad (50)$$

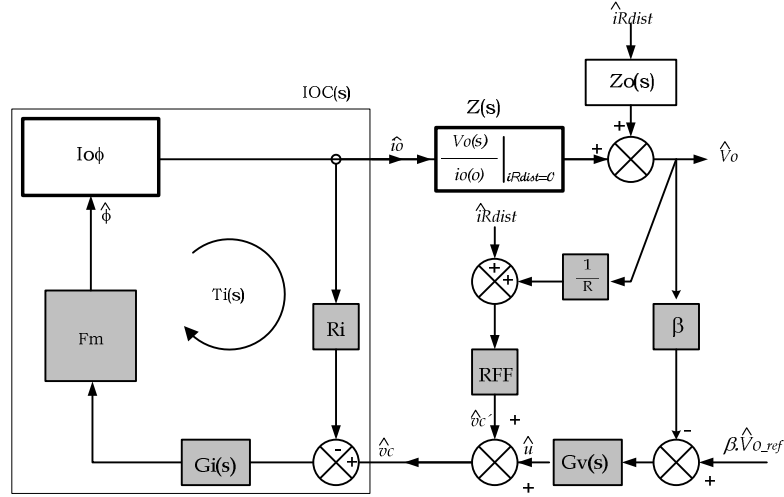


Figura 59. Modelo de pequeña señal para el análisis de LCFF de un DAB

Teniendo en cuenta la impedancia de salida, la tensión de salida VOC se puede expresar:

$$VOC(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_c(s)} \right|_{\hat{i}_{R_{dist}}=0} = \frac{1}{Ri} \cdot \frac{Ti(s)}{1 + Ti(s)} \cdot \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_0(s)} = \frac{1}{Ri} \cdot \frac{Ti(s)}{1 + Ti(s)} \cdot Z(s) \quad (51)$$

$Z(s)$, se define como:

$$Z(s) = \frac{\frac{1}{C_0 \cdot s} \cdot R}{\frac{1}{C_0 \cdot s} + R} = R \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z_z}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p_z}}} \quad (52)$$

Así también:

$$\begin{aligned} \omega_{z_z} &= \frac{1}{R_c \cdot C_0} \text{ (alta frecuencia)} \\ \omega_{p_z} &= \frac{1}{(R + R_c) \cdot C_0}, \text{ si } R \gg R_c, \text{ por tanto: } \omega_{p_z} \approx \frac{1}{R \cdot C_0} \end{aligned} \quad (53)$$

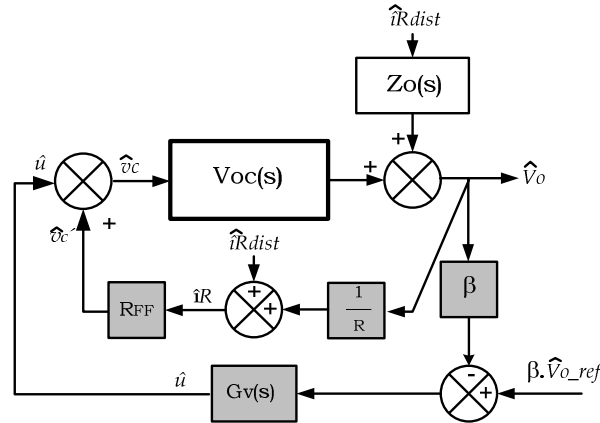


Figura 60. Diagrama de bloques del lazo de tensión del DAB+LCFF

En la Figura 60 se representa el diagrama de bloques para el análisis de un DAB monofásico con ACC más LCFF con el lazo de corriente cerrado. Se observa que la prealimentación de la corriente de carga LCFF, consiste en una realimentación positiva, que se puede expresar en función de la tensión de salida del DAB y de la perturbación (variaciones dinámicas) de la corriente de carga:

$$\hat{v}_c' = R_{FF} \cdot I_R = R_{FF} \cdot \left(\hat{i}_{R_{dist}} + \frac{\hat{v}_0}{R} \right) \quad (54)$$

Si se hacen nulas las perturbaciones de corriente de carga, $\hat{i}_{R_{dist}} = 0$, se obtiene el diagrama de la Figura 61, en el que se presenta la función de transferencia VOU dada por la ecuación (55).

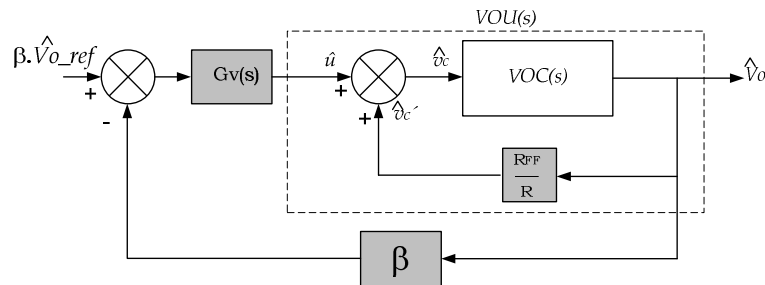


Figura 61. Diagrama de bloques del DAB para análisis del lazo de tensión sin perturbaciones de carga

En la figura 61 se observa que el lazo LCFF representa una realimentación positiva, de manera que se expresa como sigue:

$$VOU(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{u}(s)} \Big|_{i_{R_{dist}}=0} = \frac{VOC(s)}{1 - VOC(s) \cdot \frac{R_{FF}}{R}} \quad (55)$$

$VOC(s)$ es una función de transferencia de pequeña señal de primer orden debida al control de corriente media, ACC, expresada por la aproximación de baja frecuencia:

$$VOC(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_c(s)} \Big|_{i_{R_{dist}}=0} \approx \frac{Koc}{1 + \frac{s}{\omega p_{oc}}} \quad (56)$$

Reemplazando en la ecuación (55):

$$VOU(s) \approx \frac{\frac{Koc}{1 + \frac{s}{\omega p_{oc}}}}{1 - \frac{Koc}{1 + \frac{s}{\omega p_{oc}}} \cdot \frac{R_{FF}}{R}} = \frac{Koc}{1 + \frac{s}{\omega p_{oc}} - Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}} \quad (57)$$

De donde:

$$VOU(s) \approx \frac{Koc}{\left(1 - Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}\right) + \frac{s}{\omega p_{oc}}} \quad (58)$$

Definiendo y reescribiendo:

$$Kou \stackrel{\text{def}}{=} \frac{Koc}{1 - Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}} \quad (59)$$

$$\omega p_{ou} \stackrel{\text{def}}{=} \omega p_{oc} \left(1 - Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}\right)$$

Se tiene $VOU(s)$ de la forma:

$$VOU(s) \approx \frac{Kou}{1 + \frac{s}{\omega p_{ou}}} \quad (60)$$

Así la condición de estabilidad de $VOU(s)$ será:

$$\omega p_{ou} > 0$$

Es decir que la condición de estabilidad será:

$$\omega p_{oc} \left(1 - Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}\right) > 0 \quad (61)$$

Se obtiene:

$$1 > Koc \cdot \frac{R_{FF}}{R}$$

Para concluir con la expresión de la ecuación (62):

$$R_{FF} < \frac{R}{K_{oc}} \quad (62)$$

De la ecuación:

$$VOC(s) = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \cdot R \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z_z}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p_z}}} \quad (63)$$

Si se considera que en baja frecuencia $|T_i(s)| \gg 1$, y que el cero ω_{z_z} aparece a más alta frecuencia que ω_{p_z} , se obtiene la aproximación de baja frecuencia de $VOC(s)$

$$VOC(s) \approx \frac{R}{R_i} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z_z}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p_z}}} \quad (64)$$

$$VOC(s) \approx \frac{\frac{R}{R_i}}{1 + \frac{s}{\omega_{p_z}}} = \frac{K_{oc}}{1 + \frac{s}{\omega_{p_z}}}$$

Se observa que K_{oc} es una función de R , reemplazando $K_{oc} = \frac{R}{R_i}$ en la ecuación (62):

$$R_{FF} < \frac{R}{\frac{R}{R_i}} \quad \text{de donde } \mathbf{R_{FF} < R_i}$$

La condición de estabilidad para el *LCFF* de la corriente de carga con control de corriente media ACC del DAB, *no depende* del nivel de potencia ni del valor de la carga, sino del valor de la resistencia de sensado R_i , lo que permite una fácil implementación del *LCFF*.

5.2 Modificación de la impedancia de salida en el lazo cerrado con *LCFF*

$Z_o(s)$ es la impedancia de salida en lazo abierto con control de corriente media ACC convencional sobre i_o , y \hat{i}_{rdist} es la perturbación de carga. La modificación de la impedancia de salida con la inclusión de un lazo de prealimentación de la corriente de carga se puede analizar a partir del siguiente esquema:

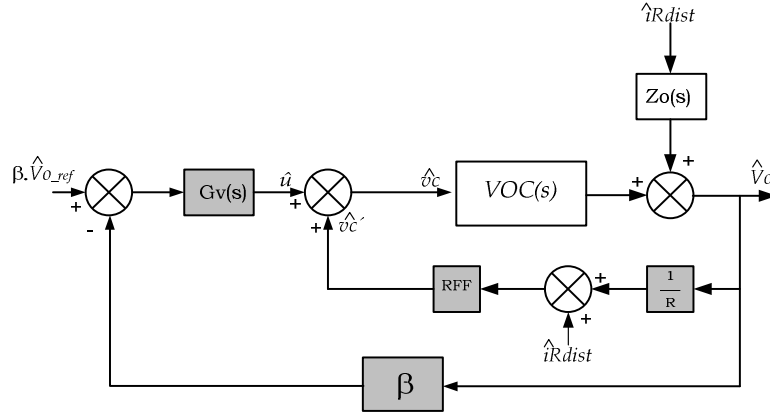


Figura 62. Diagrama de bloques para analizar la impedancia de salida de un DAB con LCFF

Se puede obtener el nuevo valor de impedancia de salida con el lazo de tensión abierto ($\hat{u}=0$) y con el lazo de LCFF cerrado, Z_{FF}

$$Z_{FF}(s) \stackrel{\text{def}}{=} \left. \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_{Rdist}(s)} \right|_{\hat{u}=0} \quad (65)$$

Si $\hat{u} = 0$:

$$\hat{v}_0(s) = \hat{i}_{Rdist} \cdot Z_o(s) + \left(\frac{\hat{v}_0}{R} + \hat{i}_{Rdist} \right) \cdot R_{FF} \cdot VOC(s) \quad (66)$$

Se puede obtener la impedancia de salida de lazo abierto con LCFF:

$$Z_{o_{FF}}(s) = \frac{Z_o(s) + R_{FF} \cdot VOC(s)}{1 - R_{FF} \cdot VOC(s)} \quad (67)$$

Así el esquema para el estudio de la impedancia de salida en lazo cerrado y otras características dinámicas del convertidor con LCFF queda como se muestra en la Figura 63.

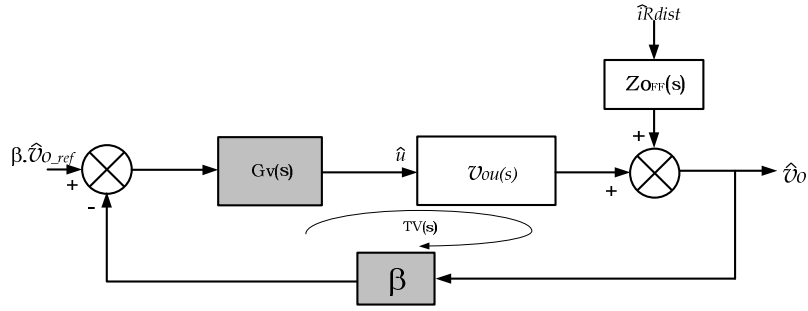


Figura 63. Diagrama de bloques del lazo de tensión con LCFF para el cálculo de Z_{OFF}

La estabilidad de este sistema se puede obtener a partir de la ganancia de lazo:

$$Tv(s) = \beta \cdot Gv(s) \cdot VOU(s) \quad (68)$$

De donde la impedancia de salida en lazo cerrado se puede describir como:

$$Z_{OFFCL}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{i}_{Rdist}(s)} \right|_{\widehat{u} \neq 0} = \frac{Z_{OFF}(s)}{1 + Tv(s)} \quad (69)$$

La impedancia en lazo cerrado sin LCFF de ACC convencional, tiene la forma de la expresión:

$$Z_{OCL}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{i}_{Rdist}(s)} \right|_{\widehat{u} \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + Tv(s)} \quad (70)$$

Si se comparan, en la Figura 64 se observa una mejora en el valor de la impedancia de salida en lazo cerrado, dado que la magnitud de Z_{OFF} es menor que la de Z_o , en baja frecuencia. En este caso se tiene $R_{FF} < R_i$, $R_i = 300 \text{ m}\Omega$ y $R_{FF} = 298 \text{ m}\Omega$

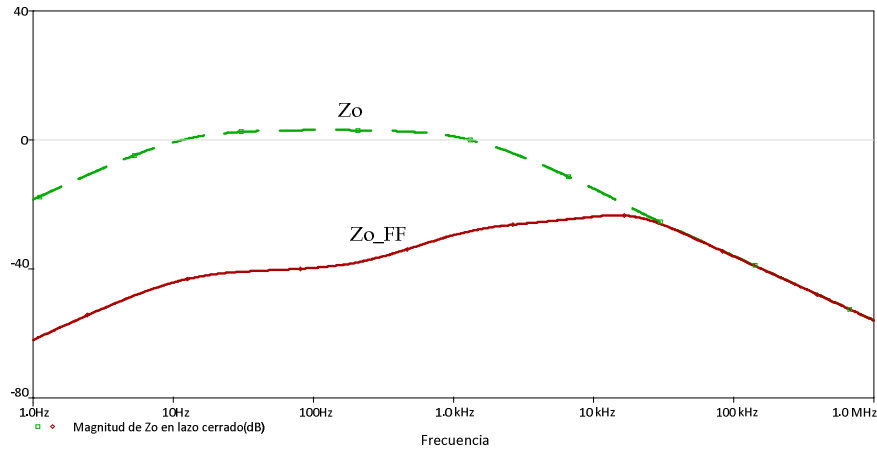


Figura 64. Magnitud de la Impedancia de salida Z_o en lazo cerrado en dB
 Verde: Z_o sin LCF. Rojo: Z_o con LCF ($R_i=300\text{ m}\Omega$ y $R_{FF}=298\text{ m}\Omega$)

5.3 Esquemas de simulación

La implementación de la prealimentación de la corriente de carga se presenta como un bloque adicional FF con ganancia R_{FF} , en la Figura 65 se presenta el símbolo y el contenido del modelo utilizado para la simulación en PSIM®. El circuito consiste en un sumador de la corriente de salida I_{oFF} multiplicada por la ganancia R_{FF} y la referencia proveniente del regulador de tensión Gv_{ref} . De acuerdo con lo analizado en el apartado 5.1 la ganancia R_{FF} debe ser menor que el valor de la ganancia del sensor de corriente R_i ($R_i=300\text{ m}\Omega$ y $R_{FF}=298\text{ m}\Omega$). El esquema utilizado con PSIM® es el que se muestra en la Figura 66 .

El bloque FF proporciona la referencia de corriente del bloque del regulador de corriente (G_i), a partir de la perturbación de la corriente de salida I_o y la referencia que proviene del bloque de regulación de tensión (G_v).

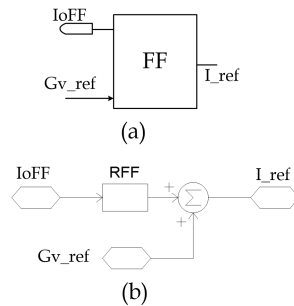


Figura 65. Modelo de simulación en PSIM®, del módulo de prealimentación de corriente de carga LCFF a. Símbolo del subcircuito b. Contenido del subcircuito

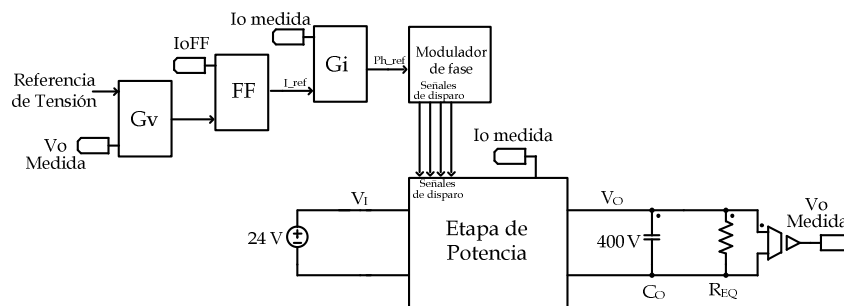


Figura 66. Modelo esquemático de simulación de un DAB con ACC y LCFF controlando las variables de salida (V_o , I_o)

La mejora que se observa con LCFF se presenta en la velocidad de respuesta ante transitorios de carga en la tensión de salida. Con el fin de observar el efecto de la ganancia R_{FF} en la respuesta de tensión de salida, se implementó una simulación de respuesta a un escalón de carga del 20% al 100% de carga, con un barrido de valores de la ganancia R_{FF} desde 100 mΩ hasta el valor de $R_i=300$ mΩ en pasos de 50 mΩ, manteniendo constantes los demás parámetros del DAB (Ver Figura 67). Cuando mayor es el valor de R_{FF} menor desviación de tensión y menor tiempo de establecimiento.

En la Figura 68, se observan las respuestas al escalón de carga de 200 W a 1 kW y vuelta de 1 kW a 200 W, en los casos del DAB con ACC sin LCFF y el caso de DAB con ACC+LCFF. Comparado con el caso que no incluye LCFF la mejora es notable, en el DAB sin LCFF la desviación de tensión es cercana a 2 V con un tiempo de establecimiento de 80 ms. La respuesta del convertidor con LCFF presenta una variación de tensión máxima menor a 100 mV con un tiempo de establecimiento menor a 30 ms.

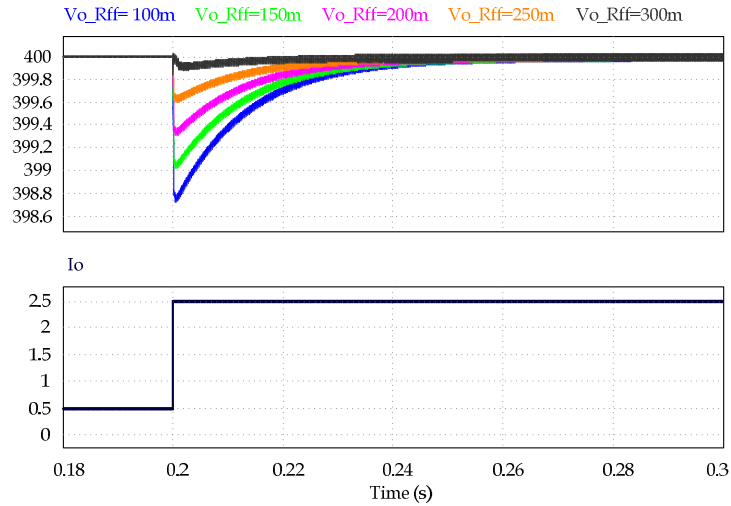


Figura 67. Respuesta en tensión ante un escalón de carga desde 200 W hasta 1 kW. Variación del valor de R_{FF} desde 100 mΩ hasta 300mΩ en pasos de 50 mΩ

El prototipo se construye con un valor de la ganancia de realimentación del *LCFF*, $R_{FF}=298\text{ m}\Omega$, obteniendo la mejor de las respuestas analizadas.

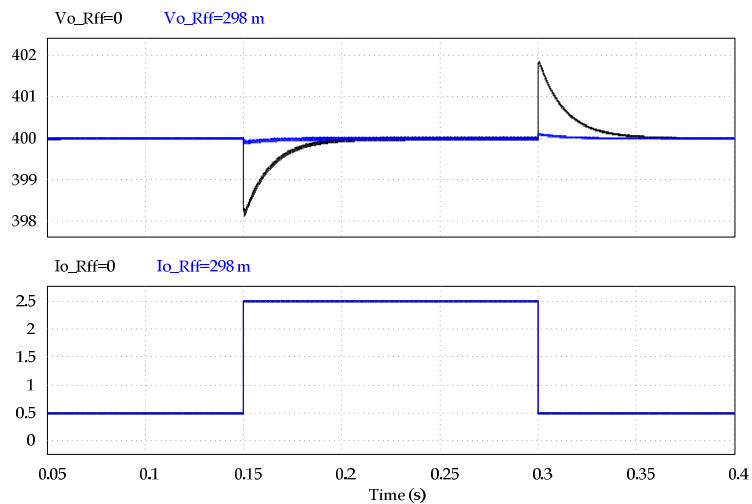


Figura 68. Respuesta en tensión del DAB con *ACC* y *LCFF* ante escalones de carga desde 200 W a 1 kW y vuelta de 1 kW a 200 W. Arriba: Comparación de la respuesta del DAB con la implementación de *LCFF* con $R_{FF}=298\text{ m}\Omega$ (en azul) y sin ella (en negro); Abajo: Corriente de carga en escalón de 500 mA a 2.5 A.

5.4 Resultados Experimentales

5.4.1 Respuesta ante escalones de carga

La Figura 69 muestra la captura de los datos de tensión y corriente de salida, medidos en la prueba de escalones de carga desde 200 W hasta 800 W, y de 800 W a 200 W. Siendo el punto de trabajo $V_o=400$ V y variando la carga en escalón desde 500 mA hasta 2 A. Se obtiene una muy pequeña desviación de tensión menor a 1 V y casi comparable con el rizado que presenta la tensión de salida con la carga de 2 A. De esta manera el tiempo de establecimiento es imperceptible por ser muy reducido.

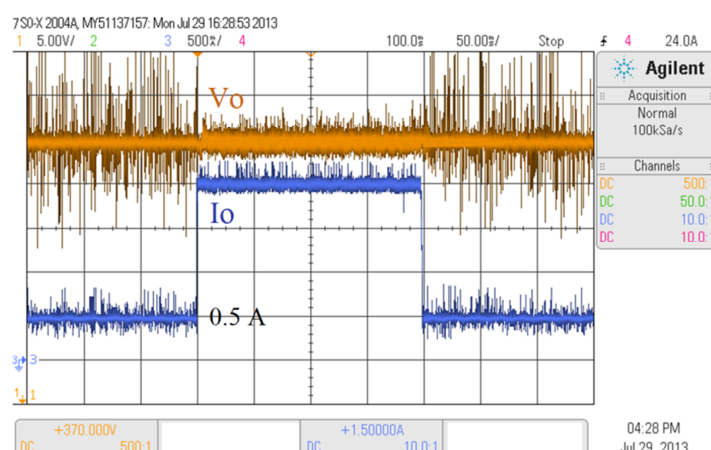


Figura 69. Respuesta de la tensión de salida del prototipo DAB de 1 kW controlado por ACC + LCFF, ante escalones de carga de 200 W a 800 W y de 800W a 200W. Escalas: V_o (5 V/div), I_o (500 mA/div), Tiempo (50 ms/div)

ENTRELAZADO DE LA
CORRIENTE DE CARGA
INTERLEAVING

6. Entrelazado de la Corriente de Carga

INTERLEAVING

RESUMEN – En este capítulo se estudia la conexión en paralelo de convertidores DAB con control ACC utilizando “interleaving” de la corriente proporcionada por cada convertidor. Se analizan los requerimientos y el efecto sobre sistemas modulares basados en paralelización. Las simulaciones permiten analizar la respuesta en régimen permanente y la respuesta dinámica del sistema modular.

Una de las consideraciones que se tiene en cuenta cuando se seleccionan elementos de filtrado y almacenamiento de energía (inductores y condensadores), es el rizado que se presenta en la corriente o en la tensión de estos elementos

El tamaño del componente reactivo depende del requerimiento del rizado y de la frecuencia de conmutación. Según la topología de conversión la frecuencia de rizado puede coincidir o no con la frecuencia de conmutación. Para un valor de rizado fijo, se puede aumentar la frecuencia del rizado con el fin de reducir el tamaño de los componentes de filtrado e incrementar la densidad de potencia del convertidor de potencia.

Los beneficios del aumento en la frecuencia del rizado tienen como límite las pérdidas de conmutación de los interruptores y las pérdidas del material magnético (en el caso de inductancias y transformadores). El reto consiste en obtener los beneficios de un rizado de alta frecuencia en los elementos de filtrado sin incrementar la frecuencia de conmutación o de operación de los elementos.

Esto se puede lograr mediante el entrelazado (*interleaving*), de varias celdas de conmutación. El concepto de *interleaving*, [69] ó *interleaved power conversion* hace referencia a la interconexión estratégica de varias celdas de conmutación con una frecuencia de conversión idéntica, pero con un desfase temporal de las señales de disparo de cada convertidor en una fracción del periodo de conmutación.

El entrelazado de celdas disminuye el rizado neto y aumenta la frecuencia del rizado efectivo. Un convertidor con *interleaving* permite ahorros en el filtrado del rizado y en los requerimientos de almacenamiento de energía, resultando en un aumento importante de la densidad de potencia de conversión para la misma calidad de forma de onda sin sacrificar eficiencia de conversión.

El *interleaving* convencional en convertidores *buck*, *boost* o *flyback* de N módulos en paralelo (o en serie), requiere que los convertidores trabajen a la misma frecuencia de conmutación pero con un desplazamiento en frecuencia de $\frac{2\pi}{N}$ radianes [70]. En el caso del DAB, este desfase sólo presenta buenos resultados cuando el número de módulos conectados es impar. La frecuencia neta de rizado de la corriente es el doble de la frecuencia de conmutación, así que para obtener el mejor resultado del *interleaving* en DABs, se requiere un desfase de $\frac{\pi}{N}$.

A continuación se plantean las diferencias de operación de la paralelización de DABs sin *interleaving* y con *interleaving*. Se hace énfasis en el rizado de la corriente de los condensadores de entrada y salida en cada caso.

6.1 Conexión de DAB en paralelo sin *interleaving*

La conexión en paralelo de convertidores es una técnica muy conocida que se utiliza a menudo con el fin de lograr la potencia de salida deseada con transformadores e inductores de tamaño reducido [1],[2].

El requisito indispensable es el control de corriente de cada convertidor. La conexión de dos o más módulos idénticos permite multiplicar por el número de módulos, N , la potencia nominal del sistema de conversión. La corriente que maneja cada convertidor es idéntica así como los rizados de corriente y de tensión.

En la Figura 70, se observa una posibilidad de conexión en paralelo de DAB en la cual se tienen N módulos DAB que comparten el condensador en la entrada y asimismo se comparte un único condensador en la salida.

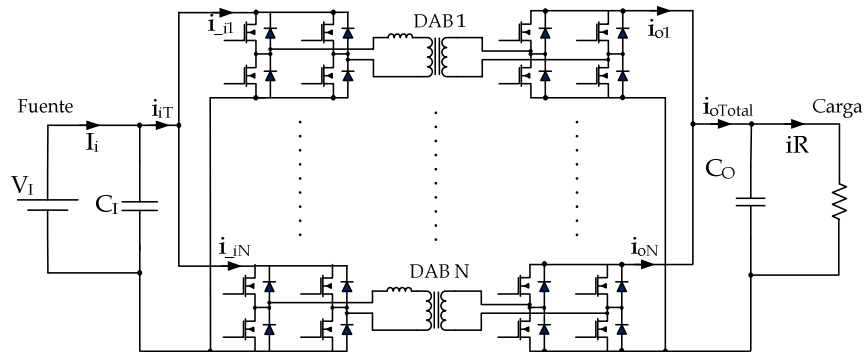


Figura 70. Esquema de conexión en paralelo de DAB. Los módulos comparten los condensadores de entrada y de salida.

En caso de que la frecuencia de conmutación del DAB sea la misma para los N módulos y los disparos estén sincronizados, el valor de los condensadores debe *aumentar* en un factor N , para mantener el mismo rizado de tensión que presenta un solo módulo. Esto es, si se conectan los módulos sincronamente con el mismo valor de condensador, el rizado de corriente en los condensadores será mayor y en consecuencia también mayor el rizado de tensión.[71],[72].

En la Figura 71, se observan las corrientes de entrada resultantes de dos DAB conectados en paralelo con disparos en fase. Se representan las corrientes de entrada de cada módulo y la corriente de entrada resultante i_{iT} cuyo rizado es el doble del observado en las corrientes individuales, coincidiendo la frecuencia de éstas.

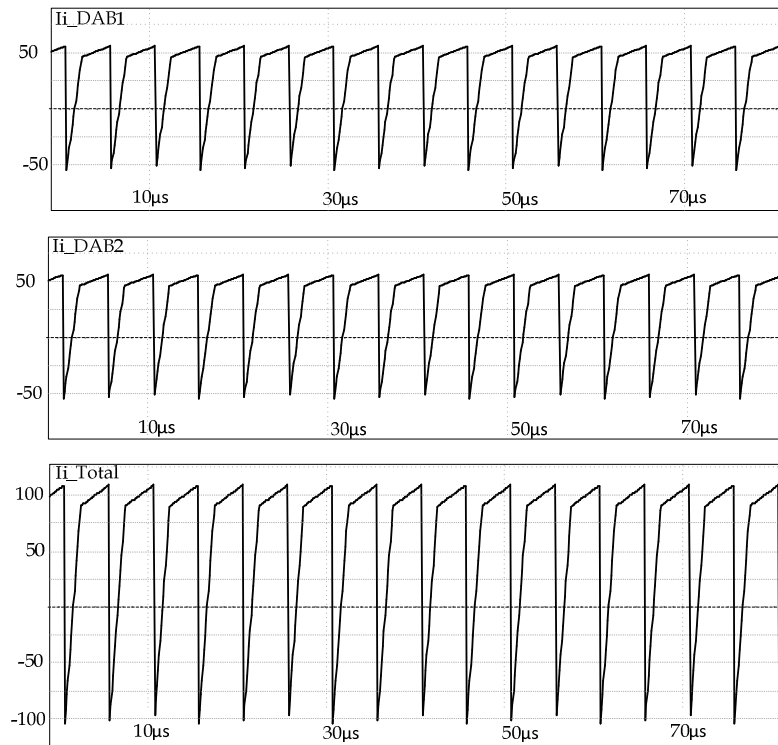


Figura 71. Rizado de la corriente de entrada del DAB, en una conexión de dos módulos en paralelo.

Arriba y en medio: Corrientes de entrada de cada módulo. Abajo: Corriente total de entrada, a la misma frecuencia ($2 \cdot fs$) de los módulos individuales

6.2 Conexión de DAB en paralelo con *interleaving*

La implementación de la técnica de *interleaving* en el DAB, permite aumentar la frecuencia efectiva en la entrada y en la salida del DAB. La reducción neta de la amplitud del rizado de tensión es proporcional a N^2 , idealmente la frecuencia efectiva del rizado de tensión puede llegar a ser N veces mayor que la frecuencia de conmutación de un sólo módulo y el desfase ideal entre módulos corresponde a la relación $\frac{\pi}{N}$, así para dos unidades será $\frac{\pi}{2}$, para tres el desfase corresponde a $\frac{\pi}{3}$, etc. [69].

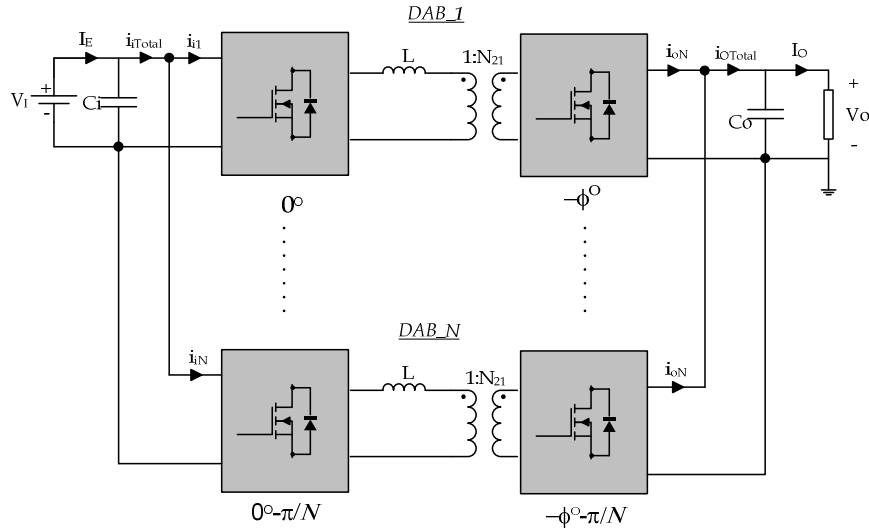


Figura 72. Esquema circuital de módulos DAB conectados en paralelo con la técnica de *interleaving* de la corriente de salida

En la Figura 72 se representa la conexión de N módulos DAB utilizando *interleaving*. Es importante notar que el ángulo de desfase entre el puente de primario y secundario de cada módulo sigue siendo el mismo que trabajando con uno sólo ($N=1$), pero los orígenes de fase de cada uno están desfasados entre sí por un ángulo de $\frac{\pi}{N}$. Cada módulo entrega una fracción de la potencia total: $P=P_{TOT}/N$.

Con la técnica de *interleaving* no se afecta el diseño de cada módulo, la diferencia con una técnica de paralelización sin *interleaving* estriba en que las corrientes en el transformador de cada módulo tienen un ángulo de desfase de $\frac{\pi}{N}$ en función del periodo de conmutación.

La selección del desfase adecuado depende del efecto sobre las corrientes en los condensadores. Un desfase de $\frac{2\pi}{N}$ presenta reducción del rizado de la corriente al trabajar con N impar. Con un desfase de $\frac{\pi}{N}$, se produce el efecto de reducción del rizado de la corriente en los condensadores de entrada y salida para cualquier valor de N .

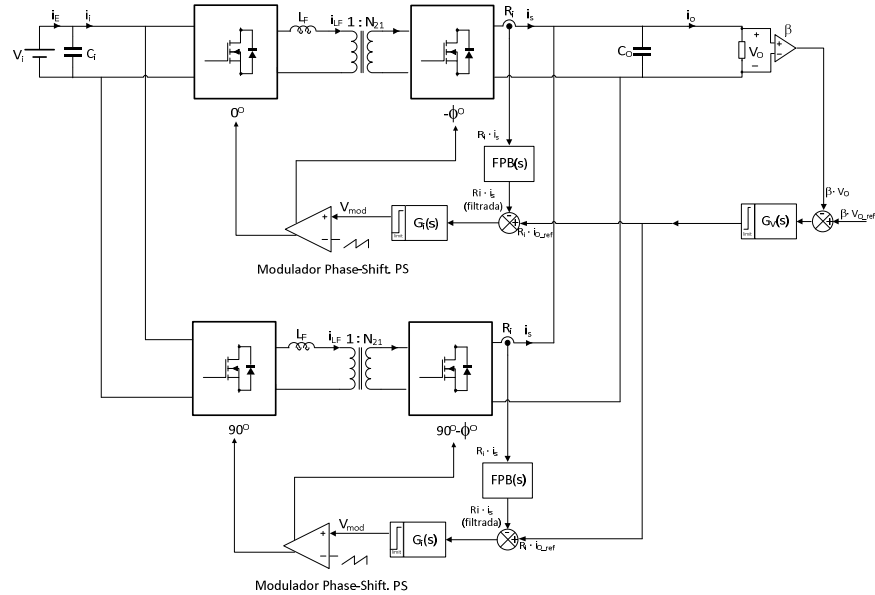


Figura 73. Esquema de conexión de dos módulos DAB con control de corriente ACC e interleaving.

La Figura 73 muestra el esquema de conexión de un sistema de conversión con dos módulos DAB con control de corriente ACC, el control de tensión es común y cada módulo tiene su propio control de corriente. La referencia de control de los disparos se desfasa en un valor de $\frac{\pi}{2}$ rad. (90°) con el fin de obtener el *interleaving* de corriente.

En la Figura 74 se muestra la forma de onda de las corrientes de salida de dos módulos DAB sincronizados con *interleaving*, un módulo presenta una referencia de los disparos de cero grados y el desfase de control entre puentes del módulo de ϕ , mientras que el segundo presenta una referencia de los disparos de $\frac{\pi}{2}$ manteniendo el desfase de control ϕ entre sus puentes.

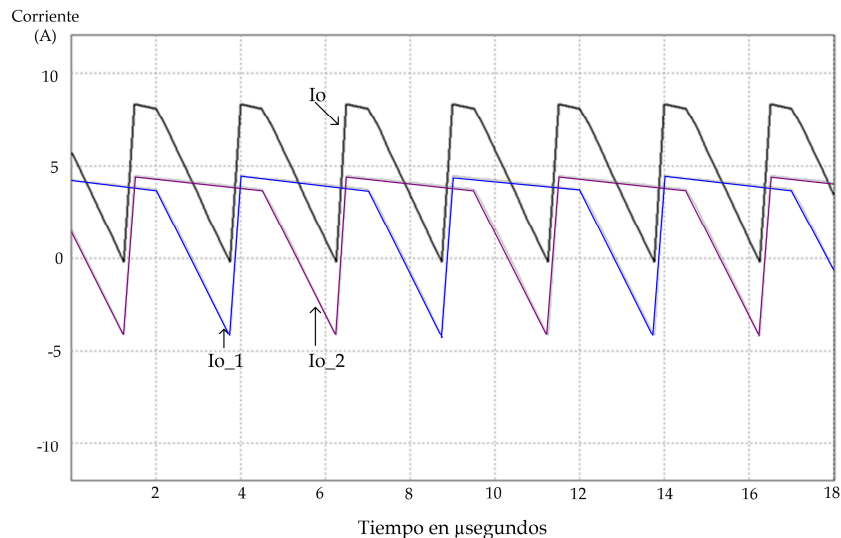


Figura 74. En trazo grueso: Corriente total de salida de dos módulos DAB conectados en paralelo con *interleaving*. Los otros dos trazos corresponden a las corrientes de salida de cada módulo

Se observa que la forma de onda de la corriente de salida que se obtiene no mantiene la forma original de las corrientes de cada DAB, pero la corriente total de salida tiene una frecuencia efectiva igual a N veces la frecuencia de cada módulo, manteniendo el rizado de corriente en valores cercanos a los de un solo módulo con el doble ($N=2$) de componente DC. Las corrientes representadas corresponden a la corriente antes de filtrar. A través del condensador de entrada o de salida sólo fluye la componente AC de la corriente total, mientras que en la carga o en la fuente de entrada sólo fluye la componente DC de esta corriente.

La Figura 75 representa la conexión de tres módulos DAB con interleaving, el regulador de tensión (Gv) y la prealimentación de corriente (en el caso de utilizar *LCFF*), son compartidos y proporcionan la referencia de corriente de cada uno de los módulos.

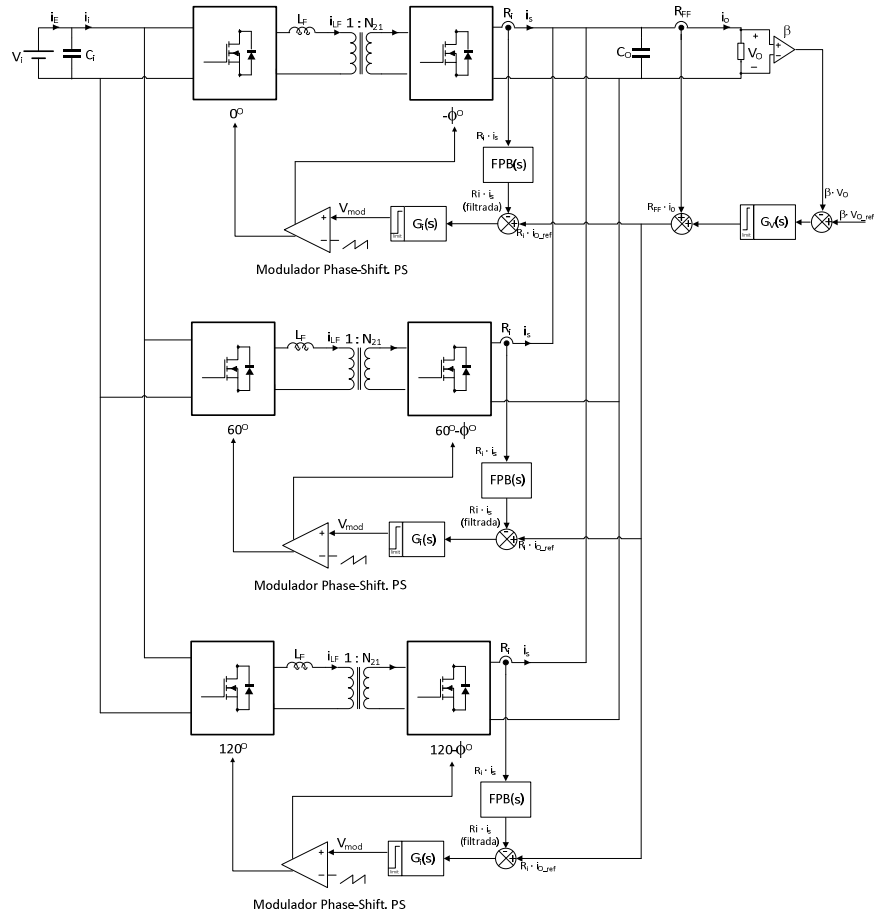


Figura 75. Esquema de conexión de tres módulos DAB con control de corriente ACC, LCFF e interleaving.

En el caso de paralelizar tres módulos DAB ($N=3$), se requiere que se presente un desfase entre sus referencias de $\frac{\pi}{N}$, es decir 60° , en la Figura 76 se muestran las corrientes de tres módulos DAB.

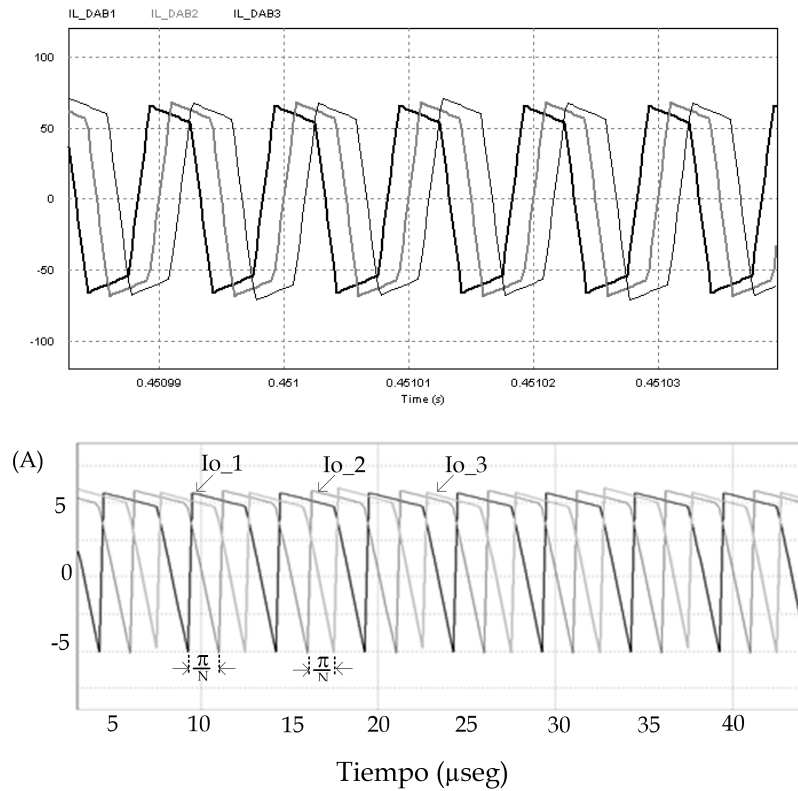


Figura 76. Corrientes de salida de tres módulos DAB, con desfases de $\frac{\pi}{N}$ para paralelizar con *interleaving*. Arriba: Corriente en la entrada del transformador, Abajo: Corriente de salida de cada uno de los 3 módulos DAB

En la Figura 77 se observa la corriente de salida de la conexión en paralelo de tres módulos con *interleaving*, en este caso la frecuencia efectiva (600 kHz) corresponde a tres veces la de cada módulo mientras que el rizado (8 App) es menor que el obtenido en las mismas condiciones sin *interleaving* (16 App).

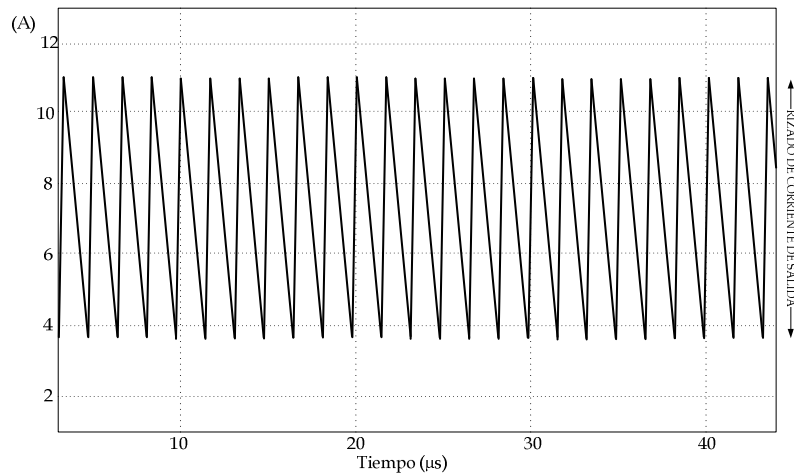


Figura 77. Corriente de salida de un sistema de conversión de 3 kW construido con tres módulos DAB con interleaving

En la Figura 78 el aumento de la frecuencia (600 kHz) reduce de manera importante el rizado en la tensión (6 mV) para la misma capacidad de filtrado que se utiliza con un módulo DAB individual (52 mV). Este rizado de corriente es más sencillo de filtrar y su valor RMS es menor al que se obtiene al paralelizar sin la técnica de *interleaving*.

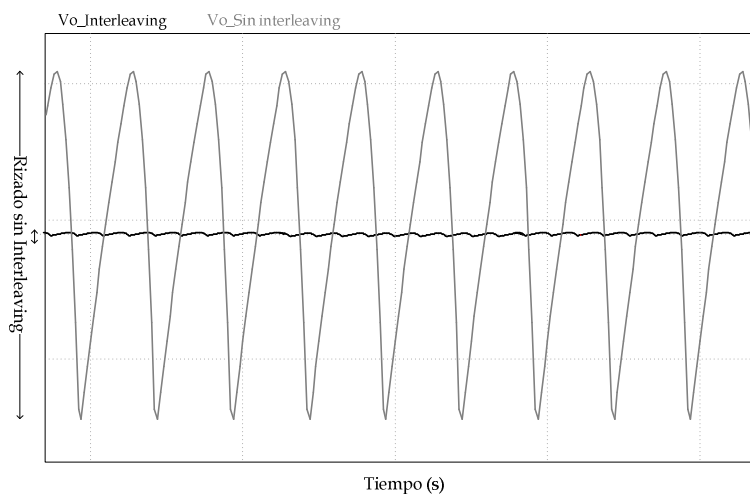


Figura 78. Rizado de la tensión de salida de un sistema de tres (3) módulos DAB paralelizados con interleaving.
Escala: Tensión: 20 mV/div; Tiempo: 10 μseg/div

La tabla 4 resume el efecto de aplicar la técnica de *interleaving* en sistemas modulares de 2 y 3 equipos.

Si no se utiliza el *interleaving*, cada equipo debe manejar la corriente máxima para la que fue diseñado, en este caso la corriente de entrada son 34 A_{RMS}. Al conectar dos equipos en paralelo, el condensador de entrada debe filtrar una corriente equivalente a 68 A_{RMS}, en el sistema de tres módulos será de 103 A_{RMS}.

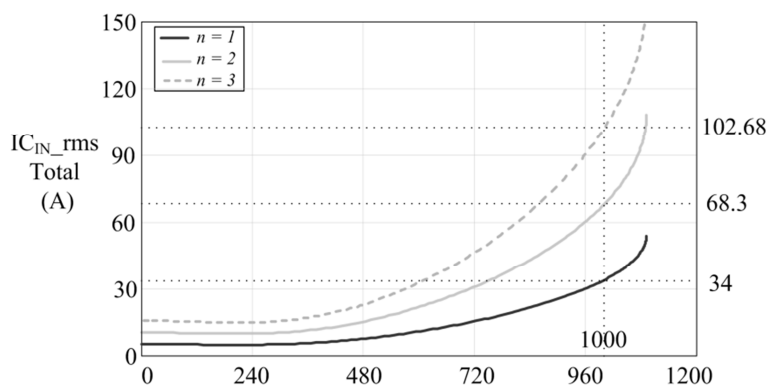


Figura 79. Curva de corriente AC_{rms} del condensador de entrada de un sistema de conversión construido con DABs sin aplicar la técnica de *interleaving*, en función de la potencia en W por módulo. Valor eficaz de la corriente en un sistema de N∈[1; 2 y 3 módulos] para Po∈[1 kW; 2kW y 3 kW] respectivamente.

Tabla 4. Comparación de la corriente que se requiere en el condensador del lado de baja tensión del DAB controlado por desplazamiento de fase, en un sistema modular de N=1 hasta 3 DABs

N	Sin interleaving				Con interleaving			
	f (kHz)	i _{C_{IN}_PP} (App)*	I _{C_{IN}_rms} (A)		f (kHz)	i _{C_{IN}_PP} (App)	I _{C_{IN}_rms} (A)	
			Total	Por Módulo			Total	Por Módulo
1	200	122.8	34	34	200	122.8	34	34
2	200	245.7	68	34	400	114.2	36.2	18
3	200	368.5	103	34	600	101	33.6	11.2

*App: Amperios pico a pico

Si se utiliza la técnica de *interleaving*, se reduce el aporte en corriente de cada módulo en la conexión, en el caso de dos módulos baja de 34 A_{RMS} hasta 18 A_{RMS} y en el caso de 3 módulos, la reducción es mayor alcanzando sólo 11.2 A_{RMS} .

6.3 Simulación de la conexión de módulos DAB en paralelo

A continuación se presentan los resultados de las simulaciones realizadas paralelizando módulos DAB con ACC, inicialmente se plantea la conexión en paralelo de módulos idénticos y sin desfase entre módulos para luego realizar la comparación con la conexión utilizando *interleaving*.

6.3.1 Simulación de la conexión de dos módulos DAB en paralelo con control ACC y sin interleaving

La simulación se realiza teniendo en cuenta que los módulos sean idénticos y sin desfase entre módulos. En la Figura 80 se presenta el modelo esquemático utilizado para la simulación en PSIM®. En esta simulación los módulos sólo comparten la tensión de entrada, la carga y la referencia de la tensión de salida, en este caso de 400V.

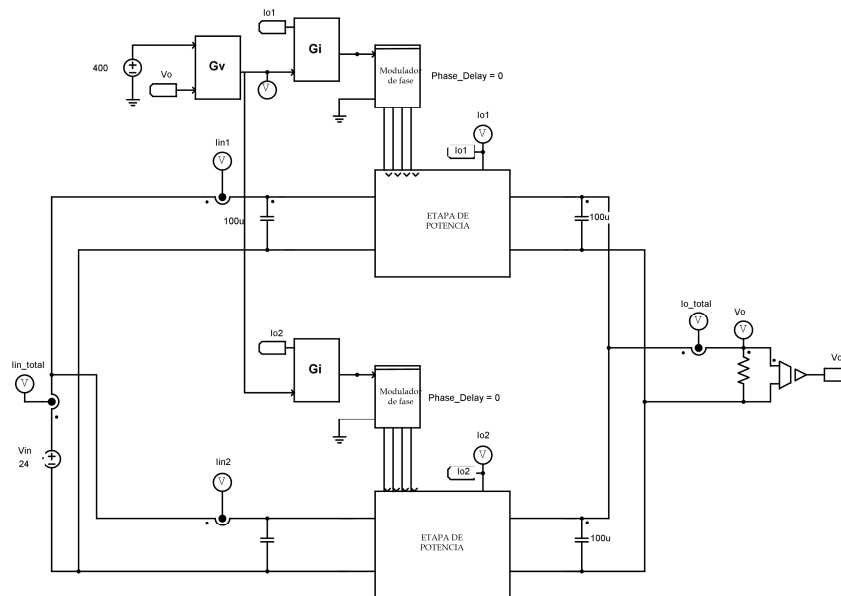


Figura 80. Esquema de simulación en PSIM®, de la conexión en paralelo de dos módulos DAB con control ACC sin *interleaving*

Una de las características de esta conexión en paralelo es que se mantiene la frecuencia del rizado de tensión sobre la carga. Como la capacidad total de salida se ha duplicado, aunque la corriente eficaz total en los condensadores se ha duplicado, el rizado de tensión pico a pico (52 mV) se mantiene igual que en el caso de un solo módulo, tal como se observa en la Figura 81.

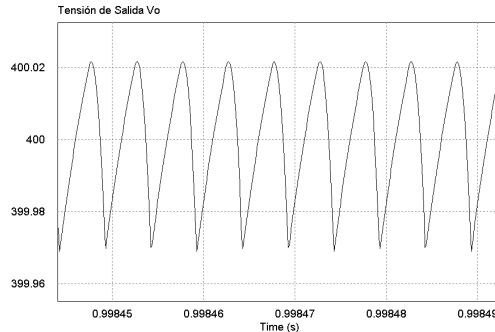


Figura 81. Rizado tensión de salida de 2 DAB ACC conectados en paralelo

En la Figura 82 se presentan las formas de onda de la corriente de salida de los dos (2) módulos DAB y la corriente total que se obtiene sobre una carga nominal de 2 kW. Se observa el sincronismo de las señales y cómo se reparten la corriente de manera equivalente. La frecuencia que se observa en la corriente total es de 200 kHz, (doble de fs), tal y como ocurre con un solo módulo, el rizado de la misma alcanza 16 A pico a pico (doble de un módulo)

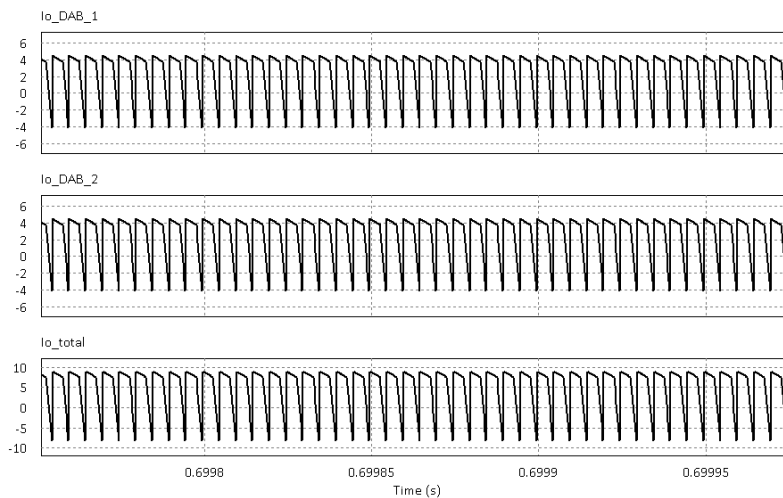


Figura 82. Corriente de salida del arreglo de DABs en paralelo SIN INTERLEAVING (2 kW). Arriba: Corriente de salida del DAB_1 Centro: Corriente de salida del DAB_2. Abajo: Corriente total de salida del grupo

Las corrientes de entrada del arreglo de DABs en paralelo, presentan un comportamiento similar al que se presenta en las corrientes de salida. Se observa un reparto simétrico de carga con una frecuencia y rizado idénticos al que se presentaba en el módulo individual (100 A *pico a pico*), aumentando el rizado en la corriente total (230 A *pico a pico*) de la carga de 2 kW.

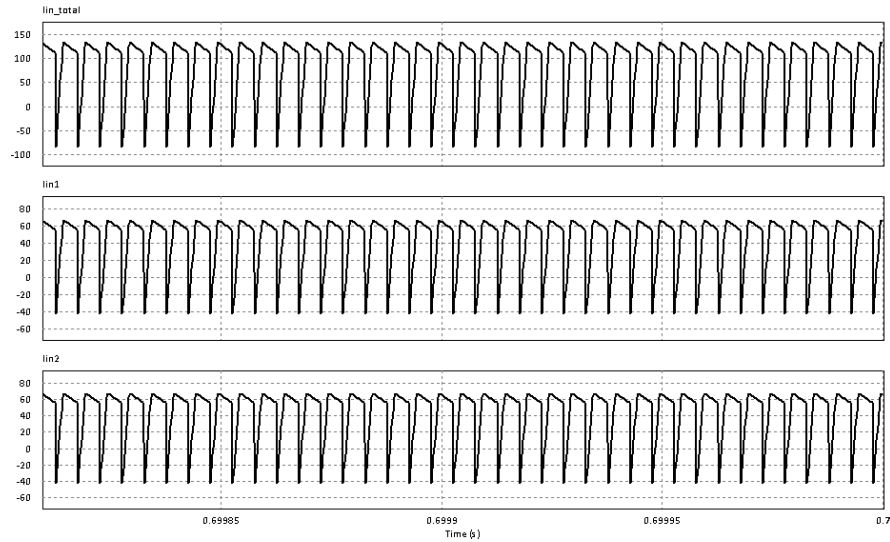


Figura 83. Corriente de entrada del arreglo de 2 DABs en paralelo SIN interleaving para una carga de 2 kW. Arriba: Corriente total de salida del grupo Centro: Corriente de salida del DAB_1. Abajo: Corriente de salida del DAB_2

Las corrientes en el inductor externo L_F de cada uno de los DAB están en fase y presentan los mismos valores pico que los módulos individuales, como se puede ver en la Figura 84.

Por último, para esta simulación, cuyo objetivo es remarcar la diferencia entre la paralelización de módulos con *interleaving* y el método directo, se presenta una gráfica de la potencia que maneja cada DAB del grupo, en la que se observa el reparto equivalente de potencia (1 kW por módulo).

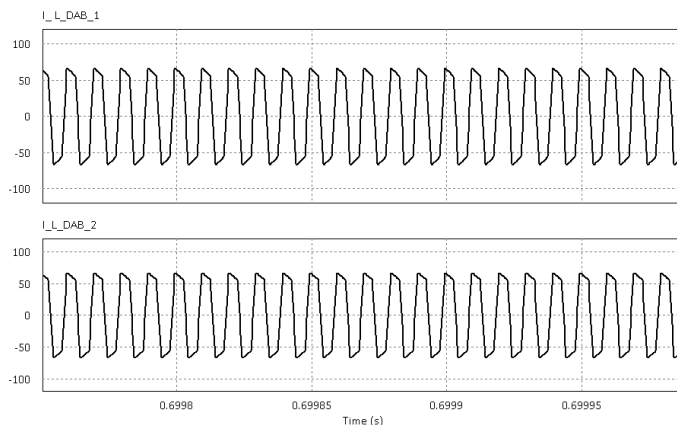


Figura 84. Corrientes en los inductores internos de cada DAB.
Arriba: I_{L_F} del DAB_1. Abajo: I_{L_F} del DAB_2

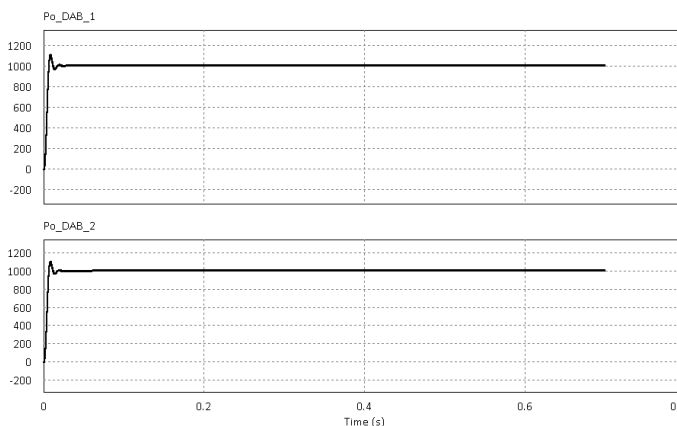


Figura 85. Potencia de cada módulo DAB con ACC, conectados en paralelo SIN interleaving, alimentando una carga total de 2 kW

6.3.2 Simulación de la conexión de dos módulos DAB en paralelo con control ACC+LCFF sin interleaving

En la Figura 86 se presenta el esquema de simulación utilizado en PSIM®. Se utiliza un lazo de tensión común para los dos módulos DAB, así como la prealimentación LCFF. En los bloques de modulación (Modulador de Fase), se efectúa el desfase de manera que cada uno de los DAB trabaja con una referencia de 0 grados.

En este montaje se ha mantenido el filtrado capacitivo en la salida de los módulos (100 μ F en cada módulo), por lo que el condensador equivalente es de 200 μ F. La carga total nominal es de 2 kW.

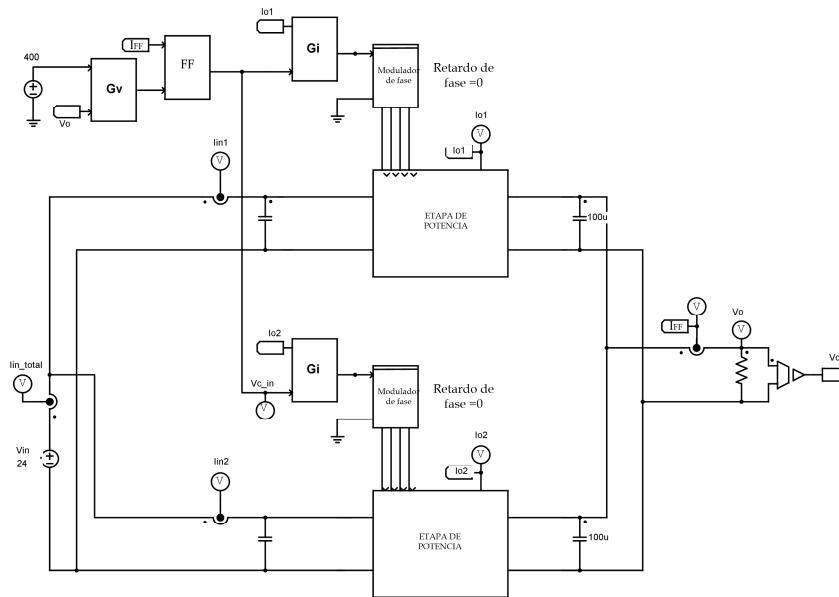


Figura 86. Esquema de la conexión en paralelo sin interleaving, de dos módulos DAB con ACC + LCFF, para simulación en PSIM®

La adición del bloque de prealimentación de la corriente de carga no influye en las condiciones de funcionamiento en régimen permanente, tal que se obtienen los mismos resultados que en el caso anterior. El rizado de la tensión de salida (52 mV), los rizados de las corrientes de entrada y de salida de cada módulo y los rizados de las corrientes de entrada y salida del sistema de conversión son exactamente iguales que en el caso estudiado en 6.3.2. En las figuras 87 y 88 se muestran las formas de onda de las corrientes de entrada y salida del arreglo de DABs con ACC+LCFF en paralelo para una carga de 2 kW. Se muestran en el mismo eje para resaltar el aumento del rizado que se presenta en los valores totales. El rizado total de las corrientes de entrada y salida es igual que en el caso anterior, 230 App y 16 App respectivamente.

Asimismo son idénticas al caso anterior, las corrientes en los inductores serie L_F en cada módulo DAC con ACC+LCFF, y la potencia entregada (1 kW) por cada módulo de 1 kW, para la carga nominal del grupo (2 kW).

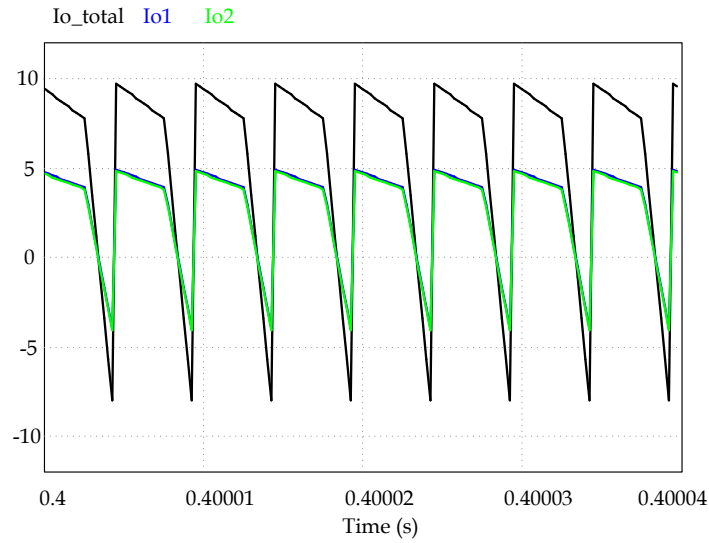


Figura 87. Corrientes de salida del arreglo de DABs ACC+LCFF en paralelo SIN *interleaving* (carga de 2 kW). Corriente total de salida del grupo (Negro); Corriente de salida del DAB_1 (Azul); Corriente de salida del DAB_2 (Verde)

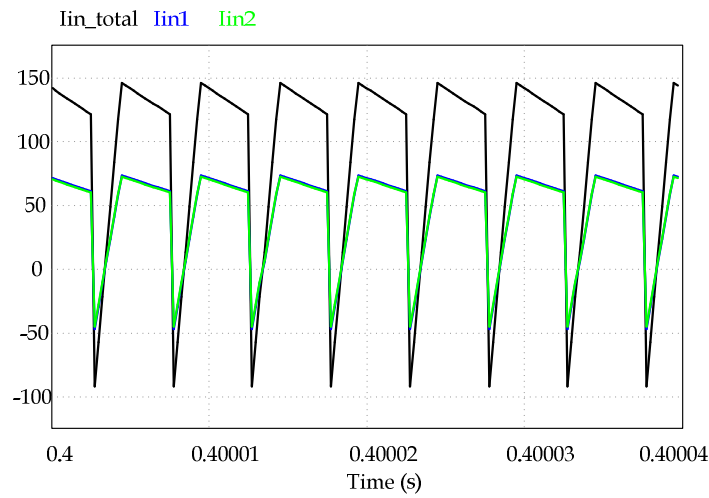


Figura 88. Corrientes de entrada del arreglo de DABs ACC+LCFF en paralelo SIN *interleaving* (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Azul); Corriente de entrada del DAB_2 (Verde)

6.3.2.1 Respuesta al escalón de carga

El bloque de prealimentación de la corriente de carga (FF) en la simulación tiene efectos en la respuesta dinámica del DAB. En el caso del sistema de conversión construido con dos módulos DAB ACC+LCFF en paralelo sin *interleaving* como se muestra en la Figura 89, se observa una reducción en la desviación de la tensión de salida y en el tiempo de establecimiento. Se obtiene la respuesta para los dos casos, uno sin LCFF y otro con LCFF con una R_{FF} de 149 m Ω

Siendo 400 V el punto de operación y con un escalón de carga desde 400 W hasta 2 kW, la desviación de tensión máxima se presenta para el caso sin LCFF, con un valor de 1.75 V y un tiempo de establecimiento de 80 ms. En el caso de LCFF con $R_{FF}=149 \Omega$, la desviación es de 40 mV y el tiempo de establecimiento de 50 ms. En el escalón desde 2 kW hasta 400 W la respuesta que se obtiene es igual en desviaciones y tiempos de establecimiento respectivamente.

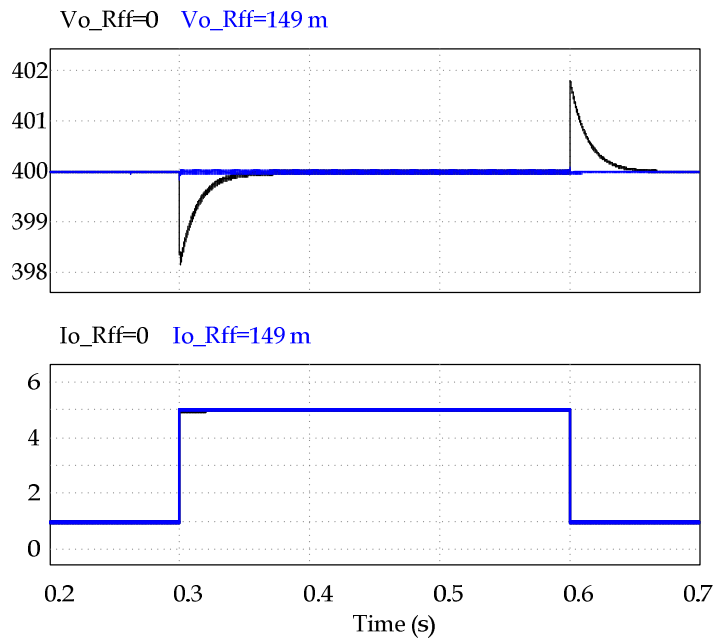


Figura 89. Respuesta de la tensión de salida del sistema de conversión con $N=2$ DABs ACC+LCFF en paralelo SIN *interleaving*, ante escalones de carga desde 400 W a 2 kW y vuelta de 2 kW a 400 W. Arriba: Comparación de la respuesta del DAB con la implementación de LCFF con $R_{FF}=149 \text{ m}\Omega$ (en azul) y sin ella (en negro); Abajo: Corriente de carga en escalón de 1 A hasta 5 A.

6.3.2.2 Respuesta al cambio de dirección del flujo de potencia

Se ha simulado la respuesta del sistema de conversión con $N=2$, DABs ACC+LCFF en paralelo ante un cambio de dirección del flujo de potencia. Siendo la tensión de salida 400 V, se produce un escalón de potencia de -2 kW a 2 kW (-5 A hasta 5 A). La tensión se mantiene constante con una desviación de tensión de 4.5 V y un tiempo de establecimiento de 60 ms en el caso del sistema de conversión de $N=2$ DABs con ACC y sin LCFF. Mientras que en el caso de ACC+LCFF la desviación de tensión y tiempo de establecimiento son imperceptibles.

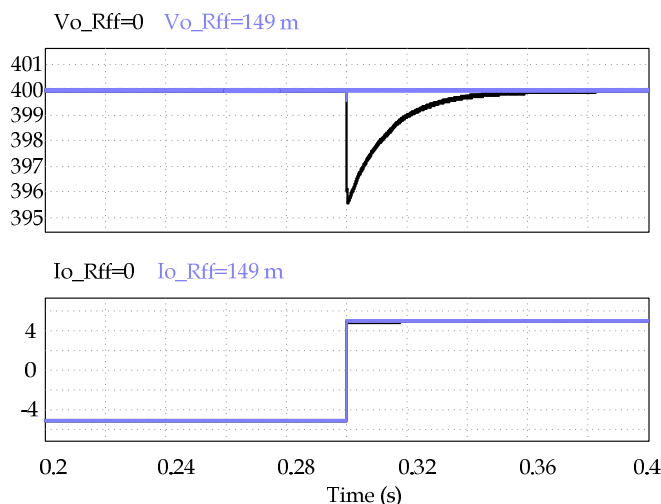


Figura 90. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 kW de 2 DABs ACC+LCFF en paralelo SIN *interleaving*, ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -2 kW hasta 2 kW. Arriba: Tensiones de salida (Azul con LCFF, Negro Sin LCFF); Abajo: Corriente de salida del sistema

6.3.3 Simulación de la conexión de dos módulos DAB en paralelo con control ACC e *interleaving*

En esta simulación se asegura el desfase entre los disparos de los módulos DAB, ajustando el atributo de retraso de fase del bloque *Modulador de fase* en 0° para el módulo 1 y en 90° para el módulo 2. El control de tensión (G_v), es común y proporciona la referencia de los reguladores de corriente (G_i) de cada uno de los módulos.

El objetivo de la conexión es duplicar la capacidad del sistema de conversión (2 kW), con base en un reparto equitativo de la carga hasta su valor nominal.

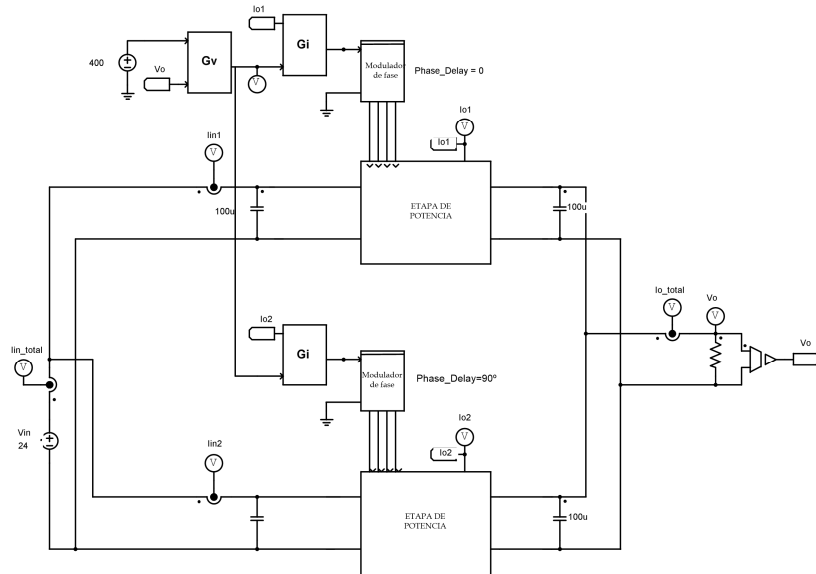


Figura 91. Esquema de simulación en PSIM®, de la conexión en paralelo de dos módulos DAB con control ACC e *interleaving*

En la paralelización de dos módulos con *interleaving* se debe garantizar el desfase necesario entre los disparos de ambos módulos ($\pi/2$). Este desfase es ajustado mediante el atributo del bloque de modulación de fase de cada DAB, en este caso queda en 0° para el primer módulo y en 90° para el segundo. El control de tensión es común para los dos módulos en paralelo y el valor de condensador de salida es de $200 \mu\text{F}$, que corresponden al valor que resulta de mantener el filtrado original de $100 \mu\text{F}$ de cada módulo individual.

Como resultado del desfase que ocurre con la técnica de *interleaving*, se muestra en la Figura 92 la reducción del rizado de tensión (ahora de 16 mV pico a pico), en este caso de la tensión de salida manteniendo 400 V como punto de operación. Si se comparan las magnitudes del rizado de la tensión de salida de sistemas de conversión de $N=2$ DAB con ACC conectados en paralelo con y sin *interleaving*, se obtiene una magnitud de 16 mV y de 52 mV respectivamente. En donde se observa una relación de 3.25 veces ($52 \text{ mV} / 16 \text{ mV}$). En [69] se demuestra que el *interleaving* puede presentar una reducción del rizado de tensión hasta de N^2 veces, en este caso con $N=2$, la reducción del rizado puede ser de hasta 4 veces.

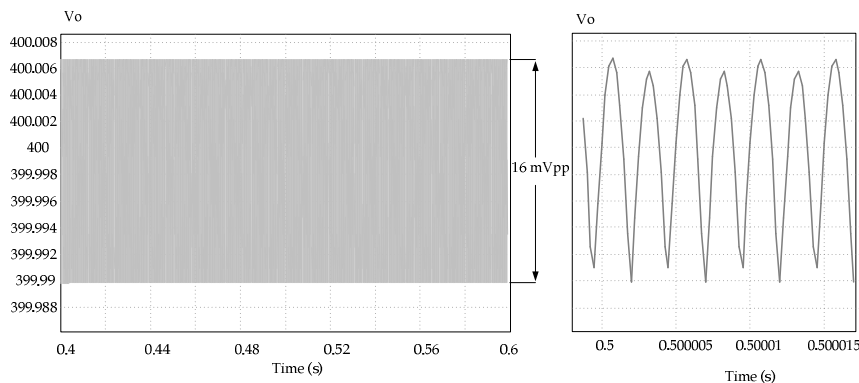


Figura 92. Rizado de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 DAB con control ACC conectados en paralelo con *interleaving*

En la Figura 93 se observan las corrientes de salida del sistema de N=2 DAB con control ACC conectados en paralelo con *interleaving* con una carga de 2 kW. En colores rojo y azul se muestran las corrientes de salida sin filtrar de cada módulo DAB con un rizado de corriente de 8 App con un nivel DC de 2.5 A. y una forma de onda trapezoidal a una frecuencia de 200 kHz. Las corrientes de cada módulo son iguales con un desfase entre ellas de 180 grados (resulta de dos veces 90 grados que es el desfase del control, debido a la rectificación que presenta la topología puente).

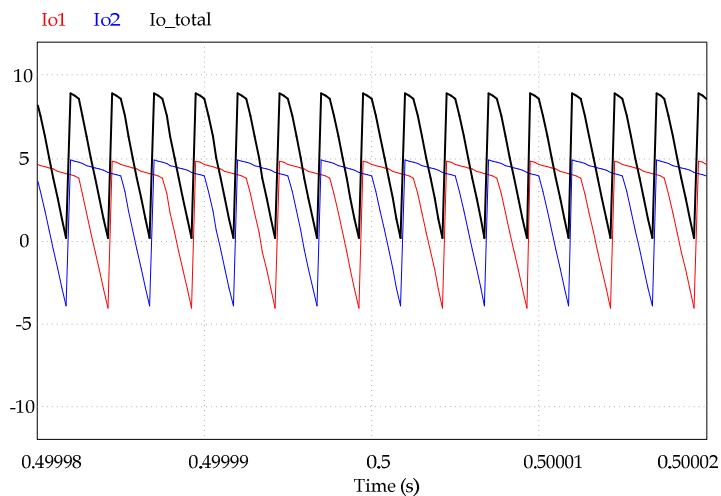


Figura 93. Corrientes de salida del arreglo de DABs con control ACC en paralelo con *interleaving* (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Rojo); Corriente de entrada del DAB_2 (Azul)

El desfase que permite el *interleaving*, resulta en un rizado de la corriente de salida total del sistema con una magnitud similar a la de cada módulo (8 App), con una forma de onda diferente (pseudo-triangular) y una frecuencia de 400 kHz, esto es, el doble de la frecuencia en cada uno de los módulos.

Las corrientes de entrada tienen un comportamiento similar a las de salida con mayores magnitudes. En la Figura 94 se observa el rizado de las corrientes de entrada de cada módulo con una magnitud de 100 App a una frecuencia de 200 kHz con un nivel DC de 41.6 A, mientras que la corriente total de entrada presenta una forma de onda diferente, una magnitud igual de 100 App con un nivel DC de 83 A. (el doble de cada módulo) a una frecuencia de 400 kHz.

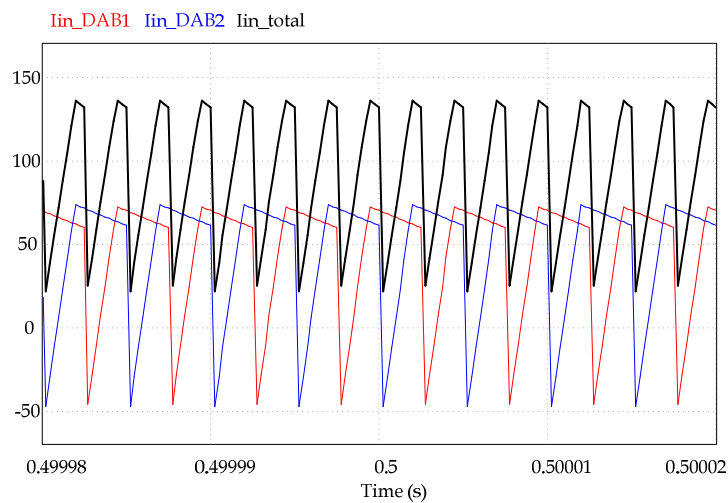


Figura 94. Corrientes de entrada del arreglo de DABs con control ACC en paralelo con *interleaving* (carga de 2 kW). Corriente total del grupo (Negro); Corriente de entrada del DAB_1 (Rojo); Corriente de entrada del DAB_2 (Azul)

Con la carga nominal del grupo de 2 kW, se observa un reparto equilibrado de las corrientes en la entrada y la salida de cada uno de los módulos DAB, tal que cada uno de ellos maneja la mitad de la carga total, esto es, 1 kW que corresponde a la potencia nominal de cada uno de los módulos.

6.3.4 Simulación de la conexión de dos módulos DAB en paralelo con control ACC+LCFF e *interleaving*

En la paralelización con *interleaving* se debe garantizar el desfase necesario entre los disparos de ambos módulos (π/N). En la Figura 95 se presenta el esquema de simulación utilizado en PSIM®. Se utiliza un lazo de tensión común para los dos módulos DAB, así como la prealimentación LCFF. En los bloques de modulación (*Modulador de Fase*), se efectúa el desfase de manera que uno de los DAB trabaja con una referencia de 0 grados y el segundo a 90 grados.

En este montaje se ha mantenido el filtrado capacitivo en la salida de los módulos (100 μF en cada módulo), por lo que el condensador equivalente es de 200 μF . La carga total nominal es de 2 kW. El único parámetro que cambia corresponde a la ganancia R_{FF} , debido a que por ser el doble el valor de la corriente total de salida que se maneja, su valor debe ser la mitad de la que se calculó para el módulo individual, en este caso: $R_{FF}=149\text{m}\Omega$.

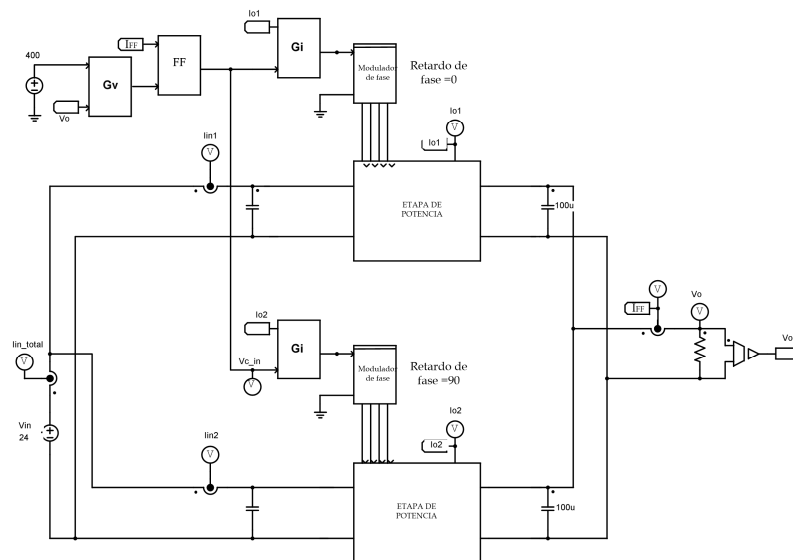


Figura 95. Esquema de la conexión en paralelo con *interleaving*, de dos módulos DAB con ACC + LCFF, para simulación en PSIM®

La tensión de salida que se obtiene con el método de interleaving, presenta un rizado menor de 15 mV como se puede ver en la Figura 96, casi cuatro veces (N^2) menor al que se obtuvo con la paralelización simple (52 mV).

Asimismo, es importante resaltar que el rizado de la tensión de salida tiene una frecuencia equivalente al doble de la frecuencia original (400 kHz).

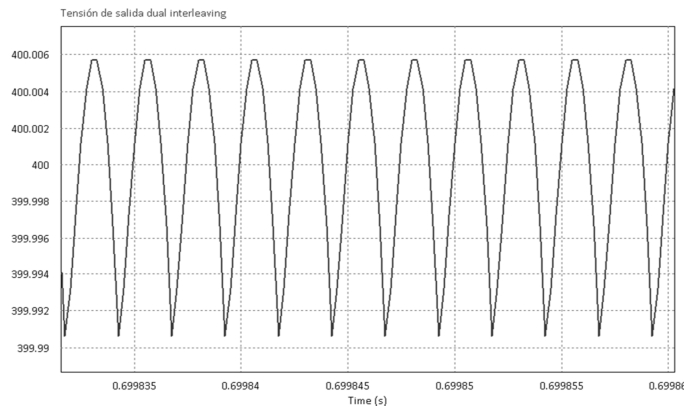


Figura 96. Rizado de tensión de salida del arreglo de dos DAB en paralelo con *interleaving* con una carga de 2 kW. El control es ACC+LCFF

El comportamiento de la corriente de cada DAB, permite concluir que el método de *interleaving* también presenta un reparto equitativo de la corriente de carga, manteniendo la forma de onda y magnitudes de los módulos individuales. El aumento de la frecuencia efectiva sólo se presenta hacia el exterior del sistema modular de DABs, esto es en la entrada y en la salida del sistema paralelizado. En la Figura 97, se presentan las formas de onda de la corriente de salida cada DAB y la corriente total debida al *interleaving*, donde se observa el cambio en la forma de la corriente total de salida y el aumento de la frecuencia de su rizado.

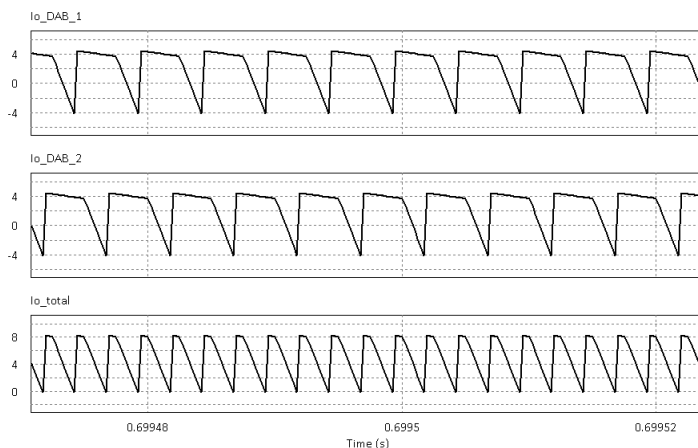


Figura 97. Corrientes de salida antes del condensador de filtrado de dos módulos DAB con ACC + LCFF e *Interleaving*
Arriba: DAB_1; Centro: DAB_2; Abajo: Corriente Total

Gracias a este aumento de frecuencia, el rizado de tensión resultante es mucho menor (8 App) que en el caso anterior (16 App), utilizando el mismo valor de condensadores de filtrado ($200 \mu\text{F}$). La mejora del rizado se logra gracias al desfase de los disparos de los DAB, entre la corriente del DAB_1 y la corriente del DAB_2 (90 grados).

Las corrientes de entrada individuales de los módulos DAB mantienen el comportamiento que se observa en el funcionamiento de un módulo individual, es decir, las mismas características de frecuencia y rizado (100 App y $f=200 \text{ kHz}$). El efecto del *interleaving* se observa en la corriente total de entrada, tal como se muestra en la Figura 98. La corriente total de entrada tiene un menor rizado (105 App) a mayor frecuencia (400 kHz), en este caso el doble de la frecuencia de cada módulo (200 kHz).

El sistema ajusta la potencia que debe entregar cada módulo, de manera que se equilibran para atender en este caso una carga de 2 kW . En la Figura 99 se presentan las magnitudes de la potencia entregada por cada módulo (1 kW) y la potencia total que consume la carga (2 kW).

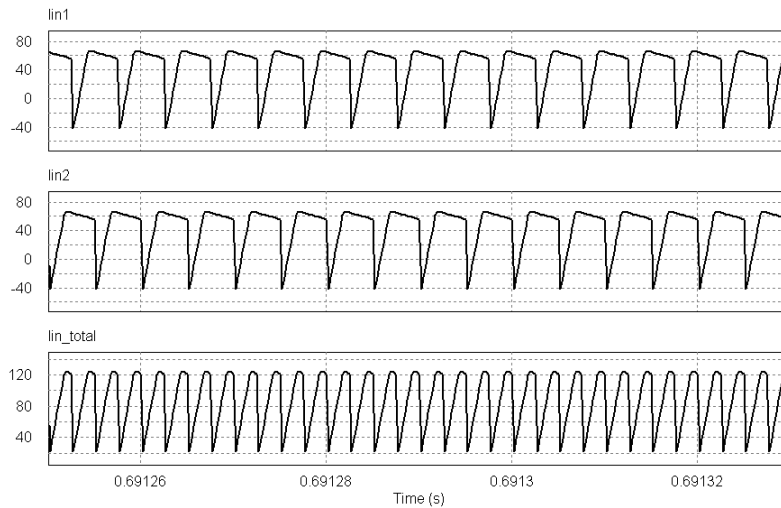


Figura 98. Corrientes de entrada del sistema de 2 DAB con ACC + LCFF e Interleaving con una carga de 2 kW Arriba: corriente en el DAB_1; Centro: Corriente en el DAB_2; Abajo: Corriente total de entrada

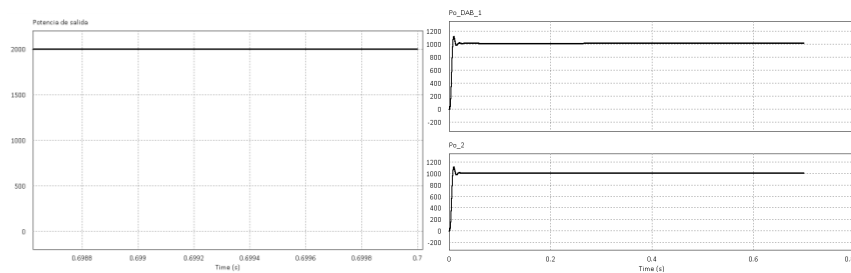


Figura 99. Potencia de salida de los módulos DAB con ACC+LCFF e Interleaving. Derecha: Potencia de salida total en la carga (2 kW); Izquierda: Potencia de salida en cada uno de los DAB (1 kW)

6.3.4.1 Respuesta al escalón de carga

Se realiza la simulación del grupo paralelizado de dos módulos DAB de manera que se maneje una carga equivalente al valor nominal del grupo (2 kW) desde una carga del 20% de la carga nominal del grupo en este caso de 400 W. El sistema ofrece una excelente respuesta en tensión y reparto de carga ante un escalón de corriente de carga desde 1 A hasta 5 A, como se muestra en la Figura 100.

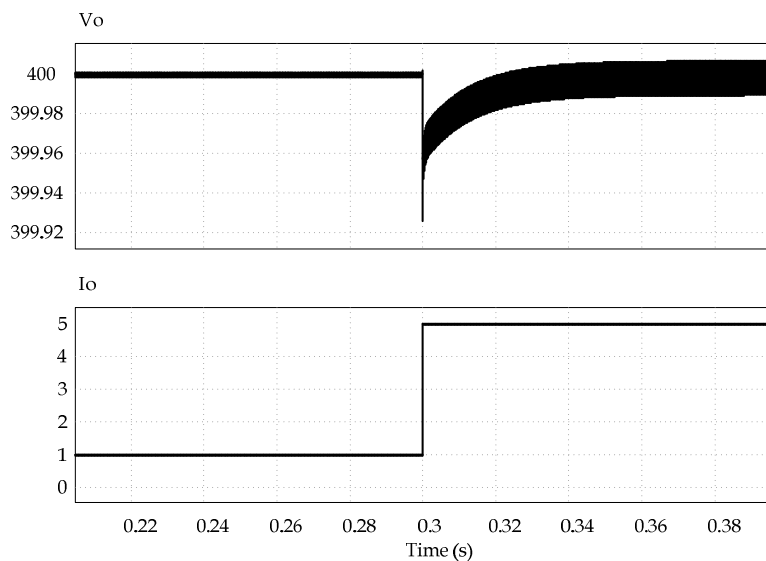


Figura 100. Respuesta de la tensión de salida a un escalón de carga desde 400 W hasta 2 kW, del grupo de 2 DABs conectados en paralelo CON *interleaving* y ACC+LCFF. *Arriba:* Tensión de salida; *Abajo:* Corriente de salida del sistema

La tensión de salida se mantiene constante en 400 V, con una pequeña desviación de tensión menor a 80 mV, con un tiempo de establecimiento de menos de 60 ms

Las formas de onda de las corrientes de salida de cada DAB sin filtrar mostradas en la Figura 101 permiten observar el reparto simétrico de la corriente de carga y la operación de cada módulo sin transitorios peligrosos.

Se comprueba la compatibilidad del LCFF con el método de *interleaving* de la corriente de carga, la respuesta dinámica del grupo de convertidores N-DAB con control ACC+LCFF, se mejora notablemente obteniendo las ventajas de aumento de frecuencia efectiva y reducción del rizado de la componente AC de la corriente.

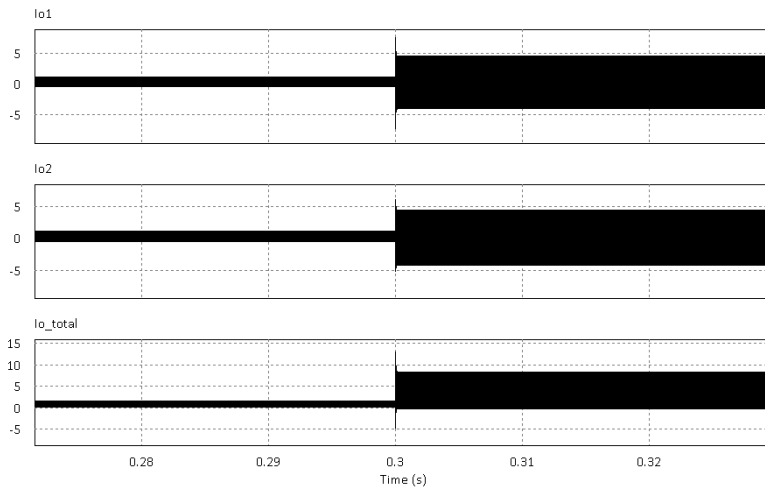


Figura 101. Corrientes de salida de cada módulo DAB con *interleaving* y ACC+LCFF. Corriente total sin filtrar

6.3.4.2 Respuesta ante escalones de carga en ambos sentidos

El grupo de módulos DAB se somete a una variación periódica de carga entre el 20% y 100% de la carga nominal del grupo, en las Figura 102 y 103 se observan las formas de onda de tensión y corriente demostrando el manejo equilibrado de la potencia de cada módulo DAB. (Desviación de la tensión de salida menor a 80 mV con un tiempo de establecimiento de 60 ms)

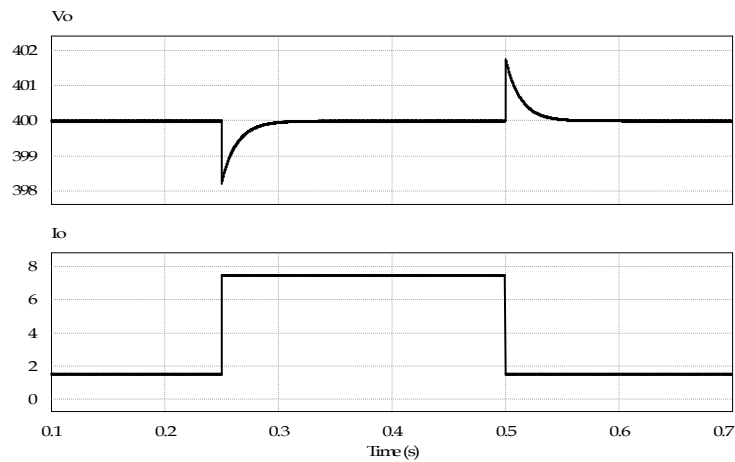


Figura 102. Respuesta de tensión y corriente de un grupo de DABs con *Interleaving* y ACC+LCFF ante cambios de la potencia de carga de 2 kW a 400 W y 400 W a 2 kW.

Las corrientes de salida de cada módulo DAB son equilibradas, presentan características de magnitud, rizado y respuesta con los desfases que corresponden, tal como se espera al compartir la potencia de carga.

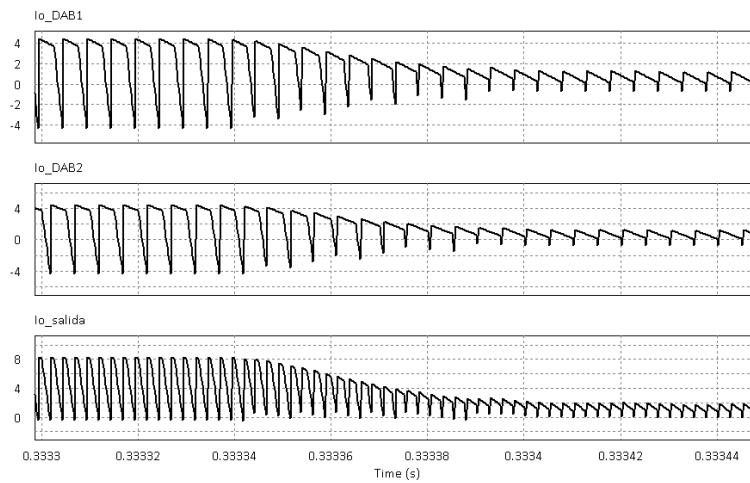


Figura 103. Formas de onda de las corrientes de salida de cada DAB en una conexión de 2 módulos con *interleaving* y ACC+LCFF. Corriente total sin filtrar ante el cambio del 100% a 20 % de la carga nominal (2 kW a 400 W)

6.3.4.3 Respuesta al cambio de dirección del flujo de potencia

En esta simulación en la se conectan dos módulos DAB con control ACC+LCFF con *interleaving*, se presenta un cambio en la dirección del flujo de la potencia, tal que se plantea inicialmente un flujo desde el lado de 400 V hacia el lado de 24 V (-2 kW). El cambio de dirección se muestra como un escalón de carga hasta 2 kW siendo el punto de trabajo de la tensión de salida 400 V.

La tensión de salida se muestra en la Figura 104 manteniéndose con un valor de 400 V constante con una pequeña desviación de 100 mV en el escalón, con un tiempo de establecimiento de 60 ms. Este resultado comprueba la compatibilidad de la técnica de *interleaving* con la bidireccionalidad de los módulos DAB.

El *interleaving* permite reducir a la mitad la fuerte componente del rizado de las corriente de entrada y de salida del sistema de conversión de N=2 módulos DAB con control ACC+LCFF. Éste rizado de corriente influye en

una reducción en cuatro veces del rizado de las tensiones de entrada y de salida del sistema de conversión de módulos DAB en paralelo.

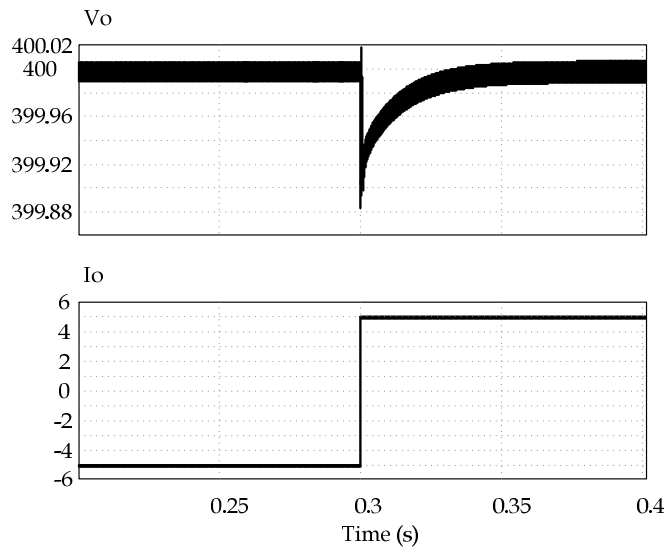


Figura 104. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 2 kW de 2 DABs ACC+LCFF en paralelo CON *interleaving*, ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -2 kW hasta 2 kW. Arriba: Tensión de salida; Abajo: Corriente de salida del sistema desde -5 A hasta 5 A.

6.3.5 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB con control ACC sin *interleaving*

Tres módulos DAB conectados en paralelo y sin desfase entre ellos, se muestran en la Figura 105 que representa el esquema de simulación utilizado en el software PSIM®. En este caso se utiliza un control común de tensión (G_v), mientras se mantiene el control independiente de corriente (G_i) por cada módulo, los moduladores de fase son ajustados a 0° en todos los módulos.

El condensador de salida es del valor equivalente de mantener el filtrado original de cada uno de los módulos, en este caso cada módulo tiene un condensador de salida de $100 \mu\text{F}$, tal que en el sistema de $N=3$ módulos el condensador equivalente es de $300 \mu\text{F}$.

Por esta razón el rizado de la tensión de salida del sistema construido con 3 módulos ante una carga nominal (3 kW) es igual al valor que se presenta en cada módulo con su carga nominal de 1 kW, esto es 52 mV, (Ver Figura 106).

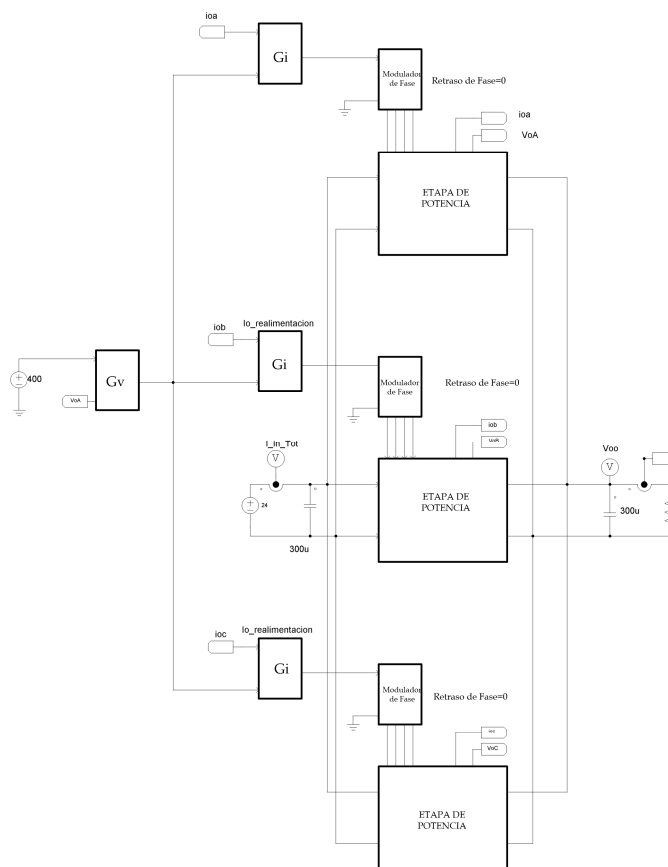


Figura 105. Esquema de la conexión en paralelo, de tres módulos DAB con control ACC, para simulación en PSIM®

Cuando los módulos se conectan en paralelo sin ningún desfase entre ellos, la corriente que entrega cada módulo mantiene las características de forma, frecuencia y magnitud del rizado, por tanto la corriente que resulta del grupo de conversión tendrá las mismas características de forma y frecuencia con una magnitud N veces mayor.

Como el objetivo de la conexión en paralelo es la de aumentar la capacidad del sistema de conversión, en el caso de dos módulos se espera entregar el

doble de potencia. La corriente presenta un valor de la misma frecuencia y el doble de magnitud, el doble de su componente DC, pero también el doble del rizado o componente AC.

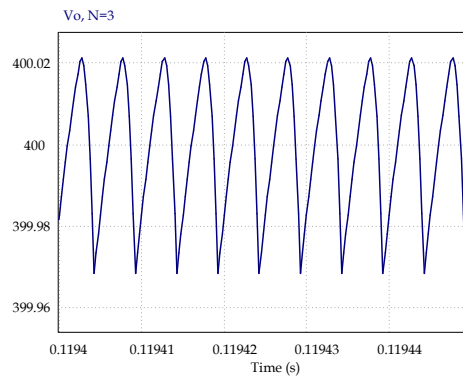


Figura 106. Rizado de la tensión de salida de un grupo de conversión conformado por tres módulos DAB con control ACC conectados en paralelo, con una carga nominal del grupo de 3 kW

En la Figura 107 se muestran las corrientes de salida de cada uno de los módulos DAB con control ACC conectados en paralelo sin desfase entre sus señales de control. Las corrientes son iguales y mantienen el rizado de 8 App.

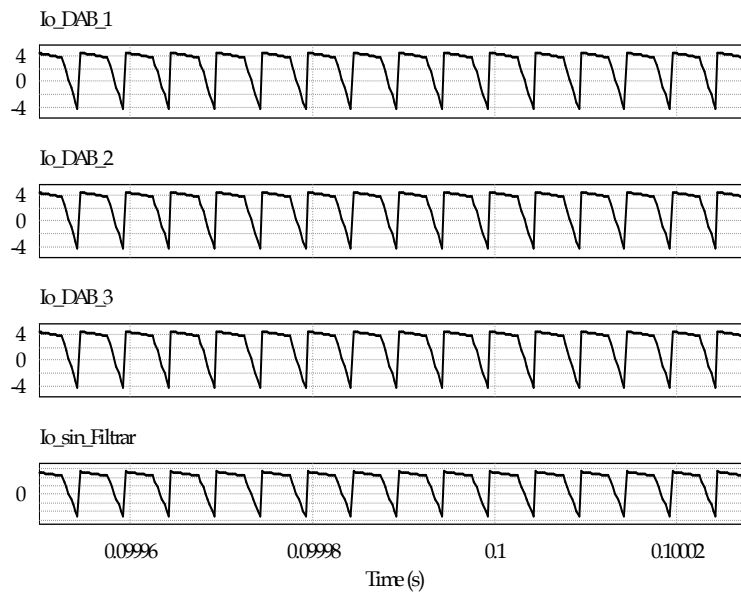


Figura 107. Corrientes de salida antes del condensador de filtrado de tres módulos DAB con control ACC sin desfase entre ellos, conectados en paralelo con una carga de 3 kW Arriba: DAB_1; Centro: DAB_2; Abajo: Corriente Total

La corriente total de salida del sistema de conversión, es la suma de los módulos individuales, tal que alcanza un rizado de $26 A_{pp}$ y se mantiene la frecuencia de cada módulo (200 kHz).

En la Figura 108 se muestran las corrientes de entrada de los módulos conectados en paralelo, mantienen la forma de onda la frecuencia de 200 kHz, y los rizados de $100 A_{pp}$. Asimismo la corriente total del sistema alcanza un rizado de $300 A_{pp}$ resultado de la suma en fase de cada una de las corrientes de entrada en cada módulo con la misma frecuencia de 200 kHz.

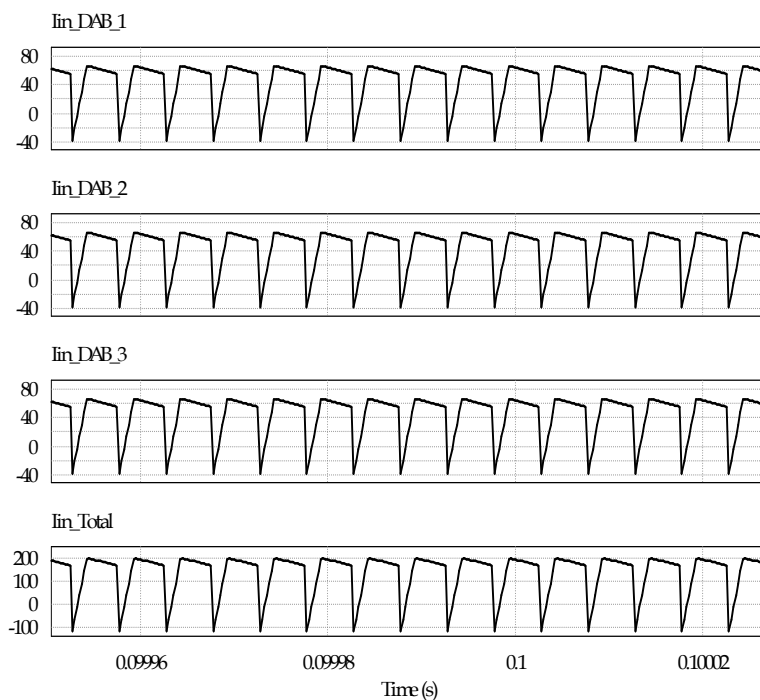


Figura 108. Corrientes de entrada de un sistema de conversión a partir de N=3 módulos DAB con ACC conectados en paralelo con un carga de 3 kW. Corrientes de entrada de cada uno de los módulos y corriente total de grupo.

En este arreglo de N=3 DAB con ACC, se hace un reparto de carga simétrico, de manera que cada módulo entrega su carga nominal de 1 kW para una carga total de grupo de 3 kW.

6.3.6 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB ACC+LCFF sin interleaving

La conexión de tres módulos DAB con ACC+LCFF, se muestra en la Figura 109. Se incluye el bloque de prealimentación de la corriente de carga FF , en este caso es común con el control de tensión G_v , proporcionando la referencia de cada uno de los reguladores de corriente en cada módulo. Para garantizar la operación en fase se ajustan los moduladores de fase a un valor de 0° . En este sistema el rizado de tensión de salida (52 mV) es exactamente igual al caso anterior debido a que se mantiene el condensador de salida con un valor de $300 \mu\text{F}$ (tres veces el valor de condensador de cada módulo) y la misma frecuencia efectiva de 200 kHz.

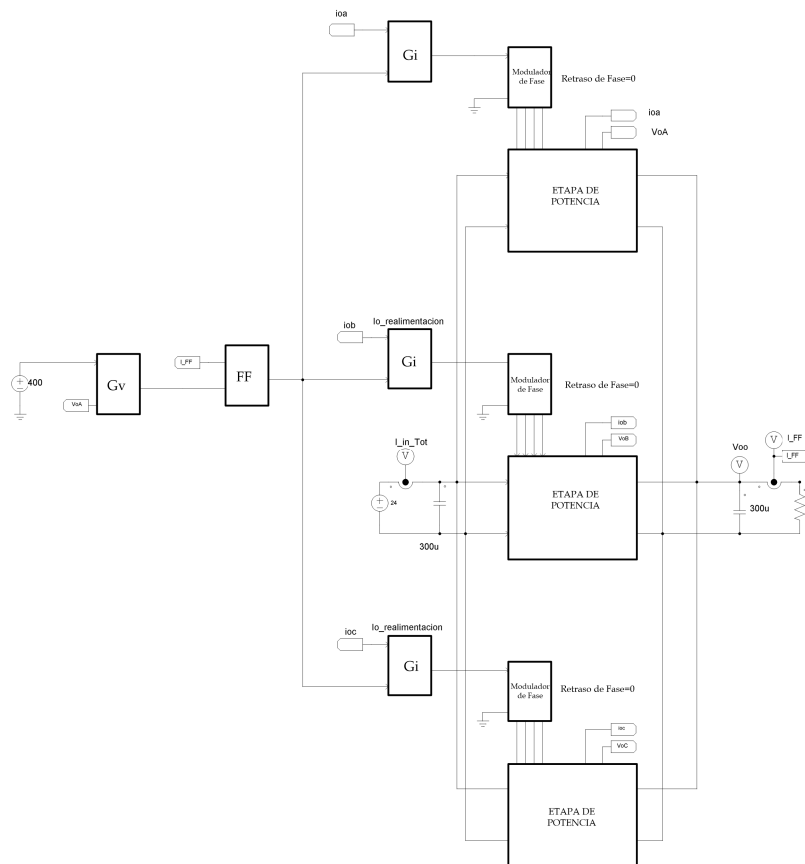


Figura 109. Esquema de simulación en PSIM® de un sistema de 3 módulos DAB con ACC+LCFF, conectados en paralelo sin desfase entre módulos.

Las corrientes de entrada y de salida de cada uno de los módulos DAB son iguales, mantienen el rizado y la frecuencia planteados en el apartado 6.3.4. Se plantea el análisis de la respuesta de la tensión de salida ante cambios del valor de carga y de la dirección del flujo de potencia para observar el efecto de la incorporación de la técnica LCFF.

6.3.6.1 Respuesta al escalón de carga, de un sistema de N=3 DABs con control ACC+LCFF conectados en paralelo sin *interleaving*

El valor de la ganancia R_{FF} es de $99\text{ m}\Omega$, que es tercera parte del valor de R_{FF} de un módulo de 1 kW y corresponde al valor que se requiere para la carga nominal del grupo de 3 kW .

En la Figura 110 se muestra la respuesta de la tensión de salida ante cambios de la potencia de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W , siendo el punto de trabajo de 400 V . Se compara con la respuesta del sistema sin LCFF.

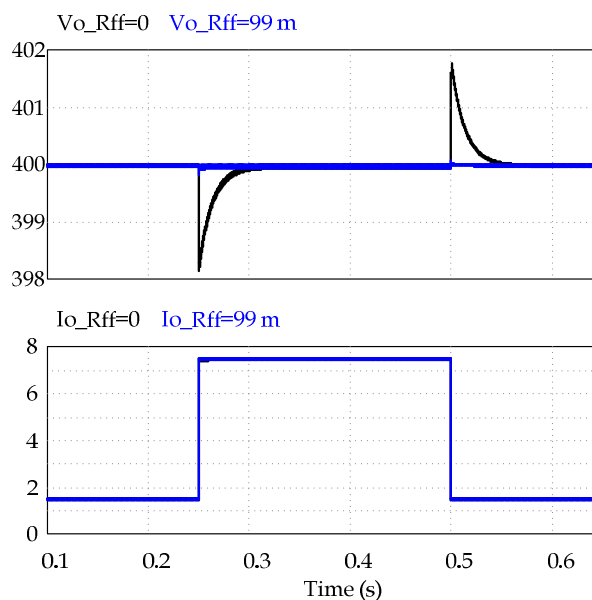


Figura 110. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con control ACC+LCFF conectado en paralelo sin *interleaving*, ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW y de vuelta de 3 kW a 600 W . Respuesta del sistema sin LCFF, Respuesta del sistema con LCFF, $R_{FF}=99\text{ m}\Omega$

En el caso del sistema sin LCFF, se presenta una desviación de tensión máxima de 1.75 V y un tiempo de establecimiento de 60 ms . Mientras que en

el caso con LCFF la desviación de tensión es de 100 mV con un tiempo de establecimiento de 60 ms.

6.3.6.2 Respuesta del sistema de conversión de 3 módulos DAB ACC+LCFF sin *interleaving* ante cambio de la dirección del flujo de potencia

Para verificar el comportamiento bidireccional del sistema construido con tres módulos DAB con control ACC+LCFF en paralelo sin *interleaving*, se simula el sistema con una carga de potencia inicialmente de -3 kW con un escalón de carga hasta 3 kW con el punto de trabajo de la tensión de salida en 400 V.

En la Figura 111 se presentan las respuestas de la tensión de salida ante un cambio desde una potencia de -3 kW hasta una potencia de 3 kW, de un sistema de conversión de N=3 módulos DAB conectados en paralelo sin *interleaving* para los casos de control ACC en color rojo y con control ACC+LCFF en color azul.

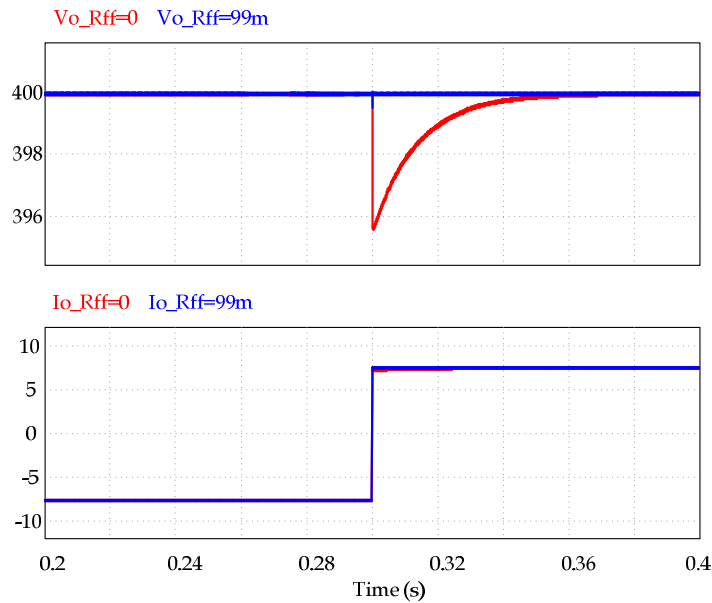


Figura 111. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 kW de 3 DABs ACC+LCFF en paralelo sin *interleaving*, ante un cambio de dirección del flujo de potencia desde -3 kW hasta 3 kW. Arriba: Tensión de salida; Abajo: Corriente de salida del sistema desde -7.5 A hasta 7.5 A.

En color rojo del control ACC se observa una desviación de la tensión de salida de 2.4 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms, en el caso del control ACC+LCFF con $R_{FF}=99\text{ m}\Omega$ se observa una desviación de tensión de 400 mV con un tiempo de establecimiento de 60 ms. Nuevamente se verifica la compatibilidad de la técnica de *interleaving* con la bidireccionalidad y modularidad del DAB con control ACC+LCFF.

6.3.7 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB ACC con *interleaving*

La simulación de un sistema de tres módulos conectados DAB con control ACC con *interleaving* requiere el desfase de $\pi/3$, correspondiente a desfases de 60° entre los disparos de control entre módulos. En la Figura 112, se muestra el esquema de simulación del sistema de tres módulos DAB con control ACC que comparten el control de tensión (Gv).

El condensador de salida corresponde a $300\text{ }\mu\text{F}$ (3 veces el valor del condensador de filtrado de cada módulo). En este caso el rizado en la tensión de salida (6.22 mV) en el punto de trabajo de 400 V con la carga nominal del grupo (3 kW), es mucho menor al presentado en los casos anteriores gracias al *interleaving* que como se muestra en la Figura 113, tiene una frecuencia de 600 kHz (3 veces el valor de rizado de cada módulo). La magnitud del rizado de tensión es aproximadamente N^2 veces reducida comparada con la magnitud del rizado de tensión que se presenta en el módulo DAB en operación individual ($52\text{ mV} / (3^2) = 5.8\text{ mV}$).

En la Figura 114, se muestran las corrientes de entrada y salida de los módulos DAB, así como las corrientes de entrada y salida del sistema de conversión de $N=3$ DAB con control ACC con *interleaving*.

Se observa que la corriente en cada módulo mantiene su forma, magnitud y frecuencia tal y como se presenta en su operación individual (Trapezoide a 200 kHz). La diferencia con el *interleaving* se observa en la corriente total (I_{in_total} de entrada o I_{o_total} de salida), del grupo de DABs en paralelo, en la cual el aporte individual de cada módulo ocurre en tiempos diferentes, tal que aumenta en tres veces la componente DC de la corriente pero no aumenta la magnitud del rizado. Éste presenta cambios en la forma y la frecuencia (triangular y 600 kHz), y tiene una magnitud menor (en tres veces) a la que se presenta en la paralelización sin desfases.

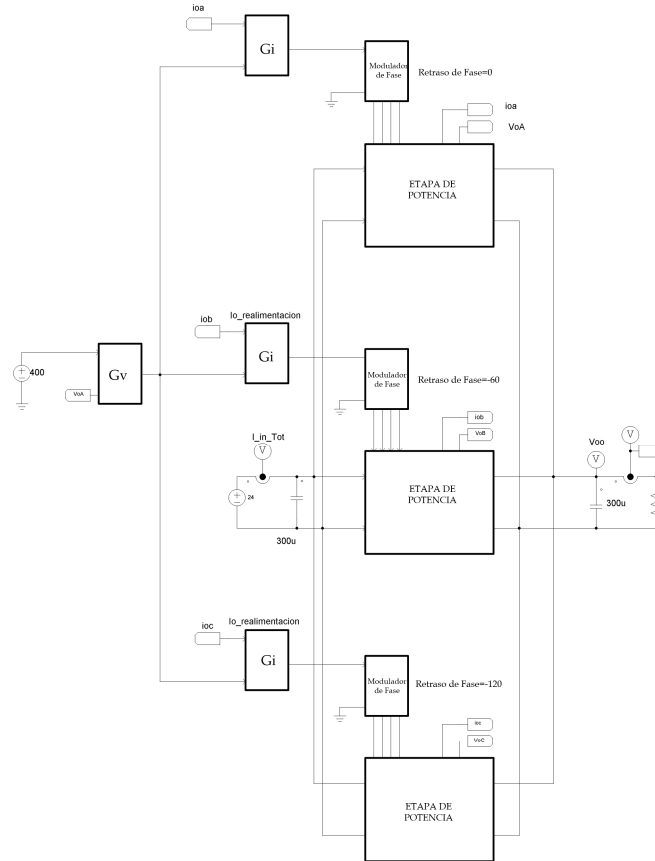


Figura 112. Esquema de simulación en PSIM®, de un sistema de N=3 módulos DAB con control ACC conectado CON interleaving.

Con una carga nominal de 3 kW se puede observar en la Figura 114, que el rizado de la corriente total de entrada del grupo de DABs tiene un rizado de 100 App, una componente DC de 125 A, y una frecuencia de 600 KHz. Por otro lado las corrientes de entrada de cada módulo, presentan un rizado de 100 App a una frecuencia de 200 KHz, con una componente DC de 41.6 A. Las corrientes de salida tienen un rizado de 8 App, una componente DC de 2.5 A con una frecuencia de 200 kHz, mientras que la corriente total de salida presenta un rizado aproximado de 8 Vpp y una componente DC de 7.5 A con una frecuencia de 600 kHz. Se verifica el reparto equilibrado de corrientes, con lo que cada módulo está aportando 1 kW de potencia.

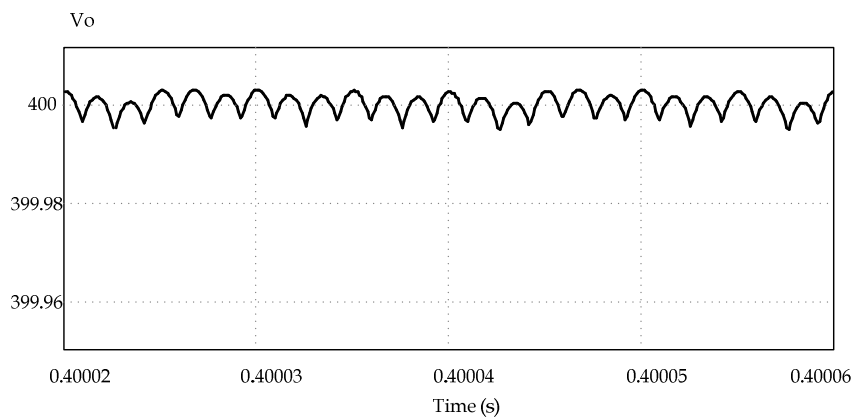


Figura 113. Tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con *Interleaving* con carga de 3 kW. Se observa un rizado de la tensión de 6.22 mV en el punto de trabajo $V_o=400$ V

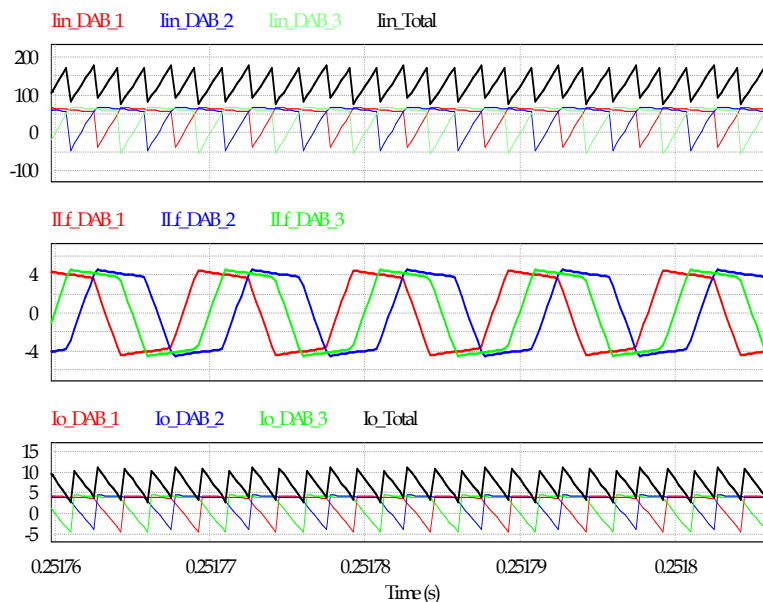


Figura 114. Formas de onda de las corrientes en un sistema de conversión de 3 módulos DAB conectados en paralelo con *interleaving*.
 Arriba: Corrientes de entrada en cada módulo DAB y corriente total del grupo;
 Medio: Desfase de las corrientes en los inductores serie L_f de cada DAB;
 Abajo: Corrientes de salida en cada módulo DAB y corriente total del grupo

6.3.7.1 Respuesta al escalón de carga, de un sistema de N=3 DABs con control ACC conectados en paralelo con *interleaving*

Siendo 400 V la tensión de salida en el punto de trabajo, se produce un escalón de carga desde el 20% de la carga nominal (600 W) hasta el 100% de carga (3 kW). En la Figura 115, se muestra la respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de N=3 módulos DAB con control ACC conectados en paralelo con *interleaving*, ante un escalón de carga desde 600 W hasta 3 kW y de vuelta de 3 kW a 600W. Se observa una desviación del valor de tensión de 1.75 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms, tanto en el escalón ascendente como en el inverso. Esta respuesta es igual a la que se presenta en el caso de módulos en paralelo sin *interleaving*, con lo que se concluye que el *interleaving* no afecta la respuesta dinámica del grupo de DABs.

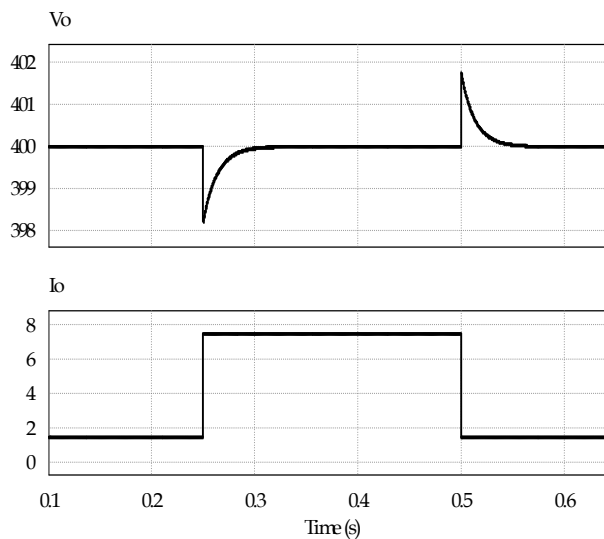


Figura 115. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 módulos DAB con control ACC conectado en paralelo con *interleaving*, ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW y de vuelta de 3 kW a 600W.

6.3.7.2 Respuesta del sistema de conversión de 3 módulos DAB ACC con *interleaving* ante cambio de la dirección del flujo de potencia

Siguiendo el mismo esquema anteriormente presentado, se realiza una simulación tal que el sistema de conversión de N=3 módulos DABs con control ACC conectado en paralelo con *interleaving*, está manejando una

potencia de 3 kW desde el lado de 400 V hacia el lado de 24 V. Se produce un escalón de carga tal que la potencia fluye desde el lado de 24 V hacia el lado de 400 V. En la Figura 116 se muestra la respuesta de la tensión de salida en el punto de operación nominal (400 V) ante el cambio en la dirección del flujo de potencia, se observa una desviación de tensión de 4.5 V con un tiempo de recuperación de 60 ms.

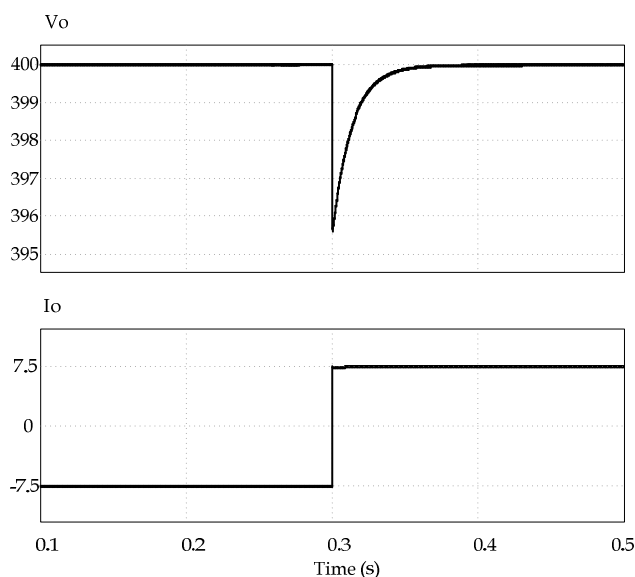


Figura 116. Respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de 3 kW de 3 DABs con control ACC en paralelo CON *interleaving*, ante un cambio de dirección del flujo de potencia nominal. *Arriba:* Tensión de salida; *Abajo:* Corriente de salida del sistema desde -7.5 A hasta 7.5 A.

El resultado de la simulación permite comprobar la compatibilidad de la técnica de interleaving con la bidireccionalidad que proporciona el convertidor DAB, en este caso a la potencia nominal del sistema de conversión (3 kW) que en este caso con $N=3$ es de tres veces el valor de la potencia nominal del módulo (1 kW).

6.3.8 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB ACC+LCFF con *interleaving*

Para realizar la simulación de la conexión en paralelo de tres (3) módulos DAB con ACC y LCFF, se utilizó el esquema mostrado en la Figura 117, en este caso se tiene un lazo de control de tensión común a los tres módulos DAB, la ganancia de prealimentación de la corriente de carga R_{FF} es del valor

equivalente a la tercera parte de la ganancia que se tiene en un módulo individual, en este caso $R_{FF} = \frac{298m\Omega}{3} \approx 99m\Omega$.

La señal de tensión que se obtiene con esta conexión con una carga nominal de 3 kW, es la que se muestra en la Figura 118. Se observa una reducción en el rizado de la tensión de salida (6.22 mV) debida al *interleaving*, habiendo utilizado un valor de condensador de salida igual a 3 veces la capacidad de salida de un solo módulo DAB, es decir 300 μ F.

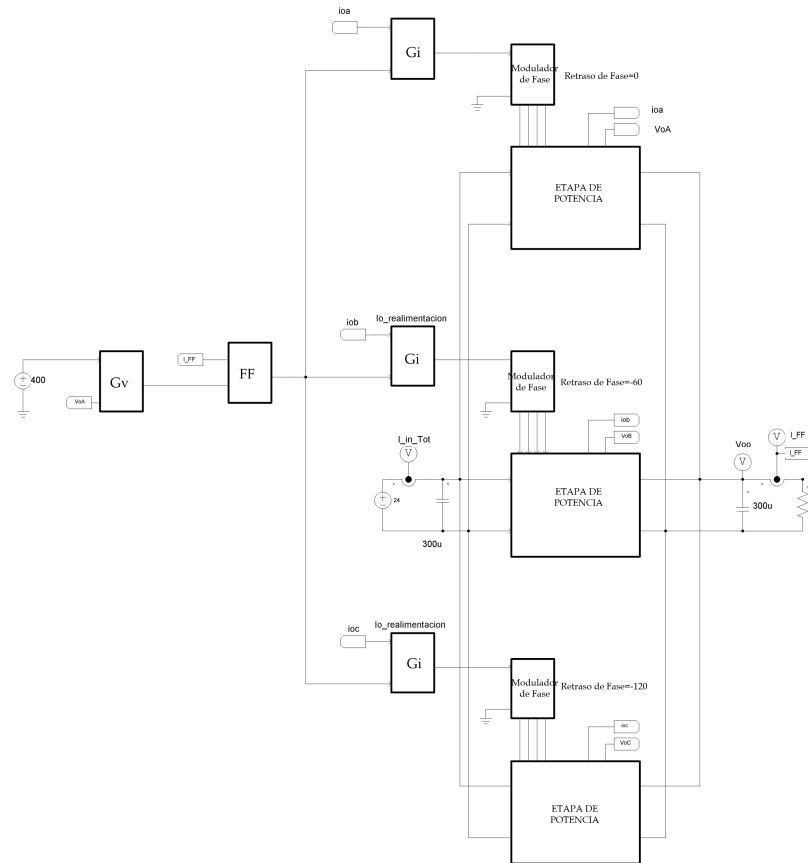


Figura 117. Esquema de simulación en PSIM® de la conexión en paralelo con *interleaving*, de tres módulos DAB con control ACC+LCFF

En la figura 115 se puede observar el rizado de la tensión de salida con una carga de 3 kW siendo tan sólo de 6.22mVpp con una frecuencia de 600 kHz.

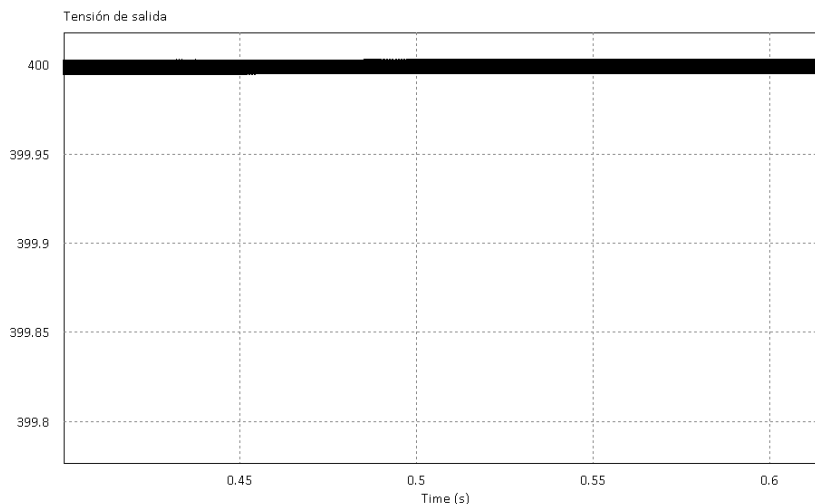


Figura 118. Rizado de la tensión de salida de paralelización de tres módulos DAB con control ACC + LCFF conectados en paralelo CON *interleaving*

En las Figura 119 y 120, se observan las formas de onda de las corrientes de salida y de entrada del sistema de conversión de N=3 DABs con control ACC+LCFF, observando el reparto de carga y el efecto de los desfases para lograr el interleaving.

En el caso de las corrientes de salida (Figura 119), se observa que cada módulo presenta un rizado de la corriente de entrada cercano a 8 App a 200 kHz, con un nivel DC de 2.5 A, mientras que la corriente total de salida tiene un rizado de magnitud similar de 8 App pero con una forma diferente (diente de sierra) a una frecuencia tres veces superior (600 kHz) y un nivel DC de 7.5 A. Ésta corriente es el resultado de la suma de las corrientes de cada módulo DAB pero en tiempos diferentes gracias al desfase entre ellos.

En la Figura 120 se observan las corrientes de entrada, en este caso cada módulo presenta un rizado de corriente de 100 App con una frecuencia de 200 kHz y una componente DC de 41.6 A, tal como en el caso de operación individual. La corriente total de entrada es la suma de las corrientes de cada módulo y presenta un rizado de 100 App con una forma diferente a la de los módulos y una frecuencia de 600 kHz, con un nivel DC de 125 A. Se comprueba el reparto equilibrado de carga tal que cada módulo entrega 1 kW de potencia mientras que la carga del grupo es de 3 kW.

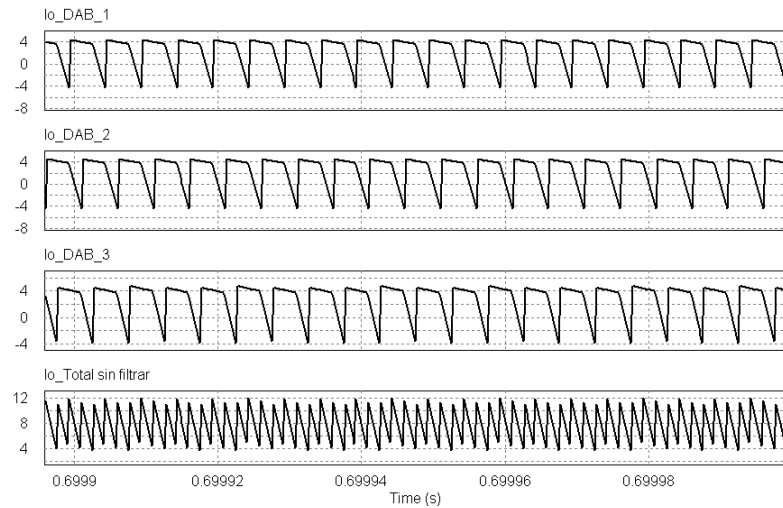


Figura 119. Corrientes de salida de tres DAB con ACC+LCFF, conectados con *interleaving*. *Arriba:* Corrientes en ejes independientes y corriente total; *Abajo:* Corrientes comparadas en el mismo eje de referencia

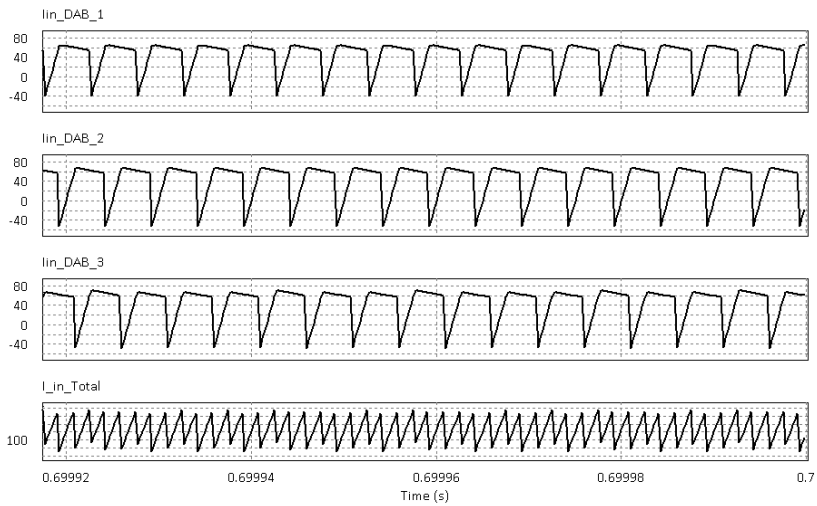


Figura 120. Corrientes de entrada de tres DAB con ACC+LCFF conectados con *interleaving*. *Arriba:* Corrientes en ejes independientes y corriente total; *Abajo:* Corrientes en el mismo eje

Las corrientes de entrada de los transformadores de cada módulo DAB, mantienen la forma de onda y las magnitudes dentro del rango de operación

de cada módulo individual, de manera que se verifica el reparto de la corriente de carga y el acoplamiento del módulo en paralelo.

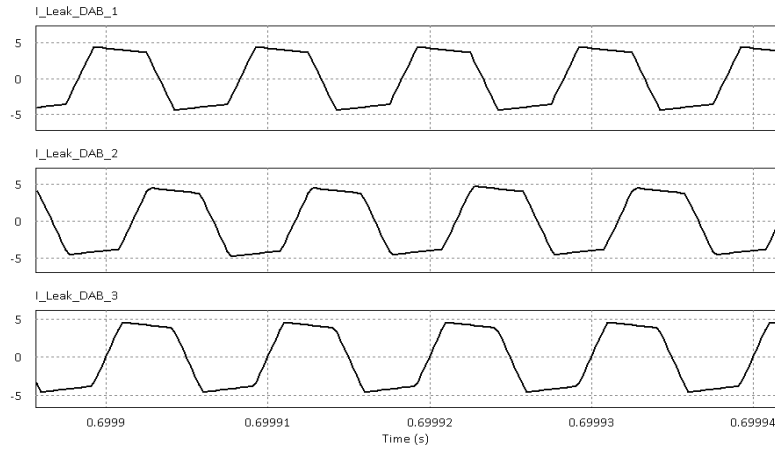


Figura 121. Corrientes de las inductancias de fuga equivalentes de cada DAB desde el lado de alta tensión

6.3.8.1 Respuesta al escalón de carga

Utilizando el método de interleaving con tres módulos DAB con ACC+LCFF se obtiene una excelente respuesta en tensión (0.7 V de desviación de tensión con un tiempo de establecimiento de 200 ms) y en corriente ante un cambio de carga desde 600 W hasta 3 kW.

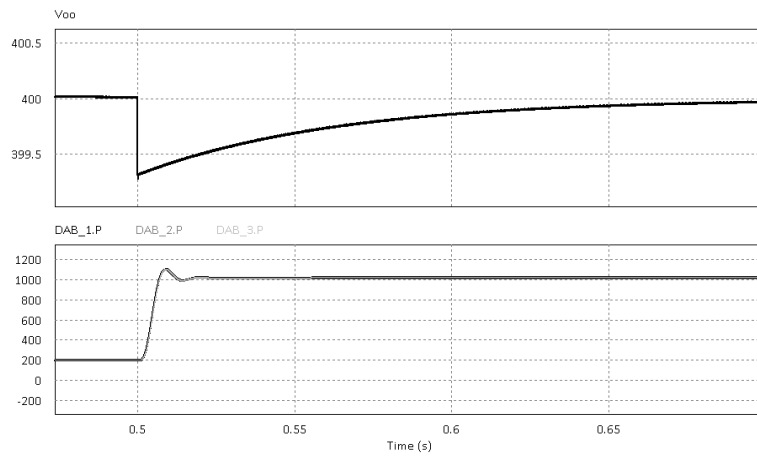


Figura 122. Respuesta de tensión y potencia de un grupo de tres módulos DAB con control ACC+LCFF conectados con *interleaving* ante un escalón de carga de 600 W a 3 kW

En la Figura 122 se pueden observar las formas de onda de la tensión de salida del arreglo de tres DABs y la potencia entregada por cada uno de ellos.

Se puede concluir que al aumentar el número de módulos y manteniendo el filtrado original de cada módulo se obtiene una mejora importante al reducir el rizado de la tensión, con excelente respuesta dinámica en corriente y en tensión. El reparto de la corriente de carga ante el escalón se realiza equitativamente, según se puede observar en la Figura 123

El aumento de la frecuencia del rizado y la reducción del rizado de corriente con respecto a la paralelización sin *interleaving* se traduce en un menor estrés de la corriente en el condensador de filtrado.

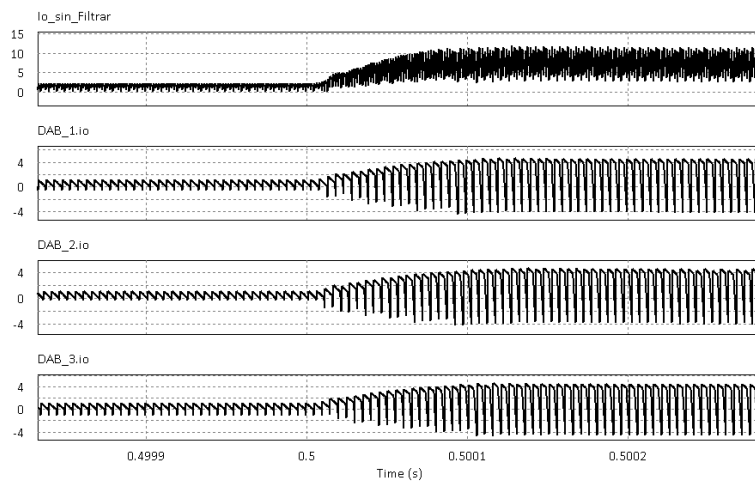


Figura 123. Detalle del reparto de la corriente de carga. Formas de onda de las corrientes de salida de cada DAB y corriente de salida de la paralelización de tres DABs con interleaving de $\pi/3$. El control es ACC+LCFF

En la Figura 124 se presentan las corrientes en las inductancias serie (L_F) de cada módulo DAB, ante un escalón de carga desde 600 W hasta 3 kW, se observa el desfase de 60 grados entre ellas, la frecuencia de operación de los módulos DAB de 100 kHz y el reparto equitativo de la corriente de carga.

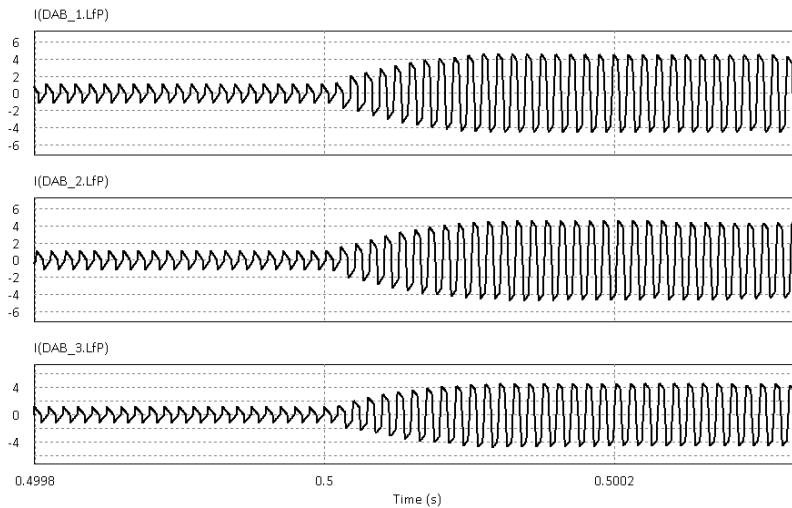


Figura 124. Formas de onda de las corrientes en los inductores de cada DAB. En una conexión en paralelo con *Interleaving*. Control ACC+LCFF

6.3.8.2 Respuesta ante escalones de carga en ambos sentidos

En la simulación se realiza la variación de la potencia de carga en escalón desde el 20% hasta el 100% y vuelta al 20% de la carga nominal del grupo, de manera que se puede observar la respuesta transitoria de la corriente y de la tensión de salida.

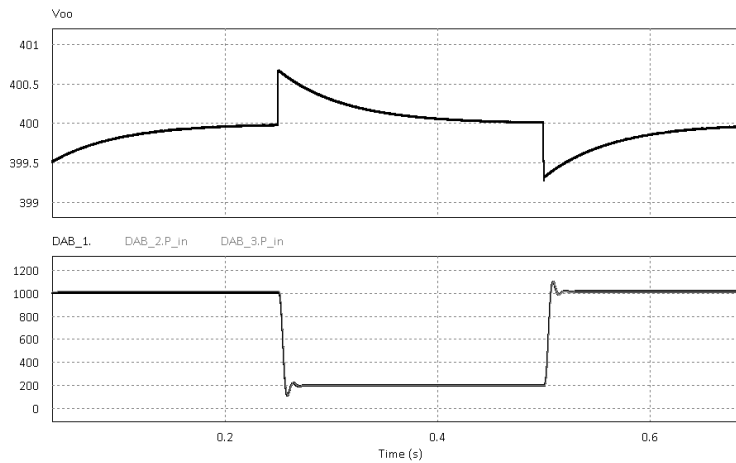


Figura 125. Respuesta de tensión, y potencia entregada por cada DAB con ACC+LCFF, ante escalones de carga de 3 kW a 600 W y 600 W a 3 kW. En una conexión de tres módulos DAB en paralelo CON *interleaving* y $R_{FF}=99 \text{ m}\Omega$

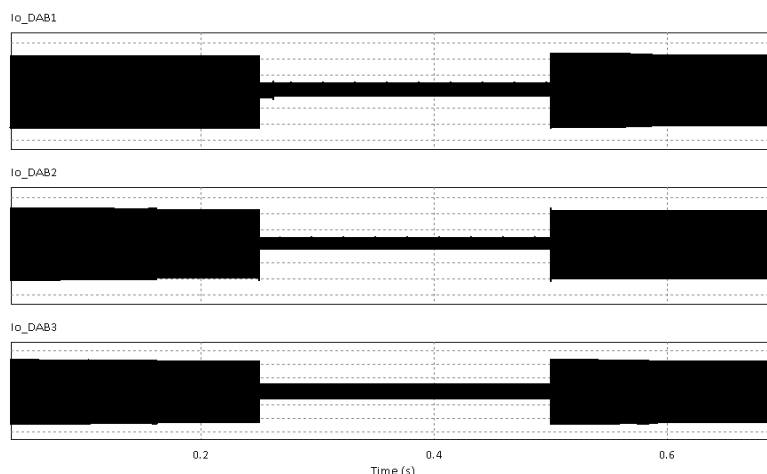


Figura 126. Forma de onda de las corrientes de salida de cada DAB con control ACC+LCFF y corriente total del grupo ante escalones de carga

En la Figura 125, se obtiene una pequeña desviación de la tensión de salida de 0.7 V que regresa a su valor nominal en un tiempo de establecimiento corto (200 ms) demostrando estabilidad y excelente dinámica. Cada módulo entrega una tercera parte de la potencia de carga, 200 W por módulo cuando la carga es de 600 W y una potencia de 1 kW cuando la carga es de 3 kW.

La rápida respuesta en las corrientes que se observa en la Figura 126 demuestra el reparto simétrico de la carga. (1 kW por módulo). El escalón se presenta desde una carga nominal de grupo de 3 kW hasta la carga mínima de 600 W y vuelta desde 600 W hasta 3 kW.

El *interleaving* de $N=3$ permite reducir en tres veces el rizado de corriente que presenta el DAB tanto en la corriente de entrada como en la corriente de salida, éste menor rizado de corriente permite una reducción (*en 9 veces*) en el rizado de las tensiones de entrada y de salida.

Se puede concluir que la modularidad y bidireccionalidad del DAB con control ACC es compatible con las técnicas de prealimentación de corriente LCFF y con la técnica de *interleaving*.

6.4 Efecto de la dispersión en los parámetros del DAB

En este apartado se analiza el efecto de la dispersión, especialmente en el valor de la inductancia del módulo DAB, en la paralelización.

De la ecuación (8) plantada en el apartado 3.1, se observa que la potencia transmitida depende fundamentalmente del valor del radio de conversión efectivo d_{ef} y del valor de la inductancia serie L_F del DAB

$$P_o = \frac{V_i^2 \cdot d_{ef}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_F} \cdot \phi \cdot \left[1 - \frac{|\phi|}{\pi} \right] \quad (8)$$

Si se asume una variación del valor de L_F en un rango de $\pm 20\%$, se obtiene el comportamiento de la potencia transmitida en función del ángulo de desfase, mostrado en la Figura 127.

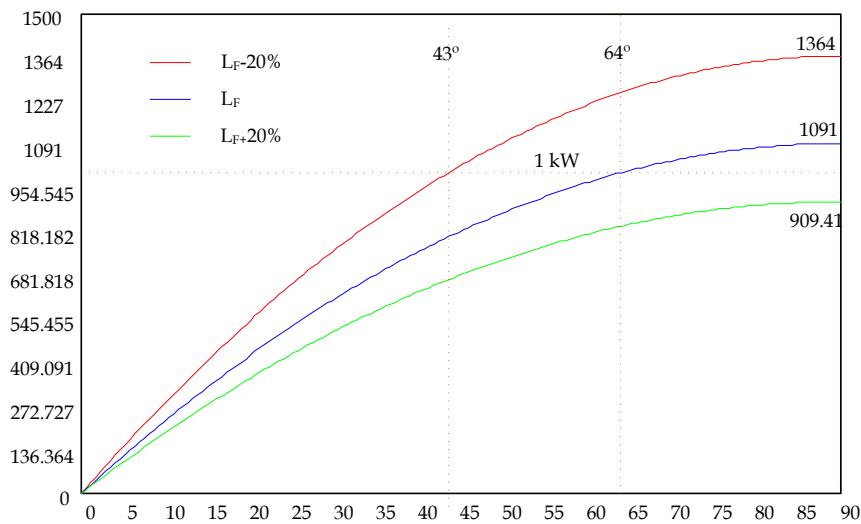


Figura 127. Potencia inyectada en función de ϕ , para tres módulos DAB, con valores de L_F nominal, $L_F-20\%$ y $L_F+20\%$.

Se observa que la potencia máxima transmitida se modifica tal que si L_F aumenta un 20% no se alcanza el valor nominal de 1 kW incluso con un ángulo de control ϕ máximo de 90° (909.4 W), mientras que en el caso de la reducción en un 20% del valor de L_F , la potencia inyectada puede llegar a 1364 W. Para inyectar 1 kW de potencia, si el valor de L_F se reduce en un 20%

se requiere $\phi = 43^\circ$ y si L_F aumenta un 20% el máximo será de 909.4 W con $\phi = 90^\circ$.

Esto significa que en un sistema de paralelización se limitaría la potencia nominal del módulo que presente una dispersión de +20% del valor de L_F a 909 W teniendo que manejar mayores picos de corriente (± 75 A con $\phi=90^\circ$), como se muestra en la Figura 128.

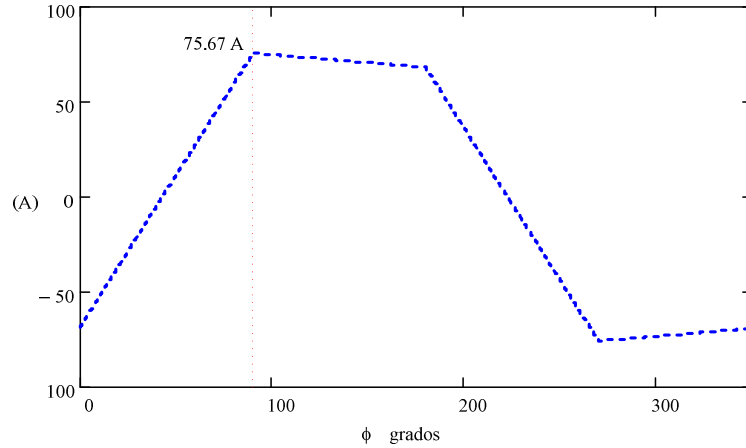


Figura 128. Corriente en la inductancia serie vista desde la entrada de un módulo DAB con L_F un 20% mayor al valor nominal. La potencia máxima se alcanza con un desfase $\phi=90^\circ$ presentando picos de corriente de ± 75.67 A

El módulo que presente una dispersión de L_F -20% puede manejar mayor potencia, por lo tanto para entregar la potencia nominal requiere un ángulo de desfase ϕ menor (43°) y un menor rizado de corriente (± 60 A) en el punto de trabajo (1 kW), como se muestra en la Figura 129.

En el caso de las corrientes en el inductor vistas desde la salida (lado de la tensión de 400 V), se observaría el mismo comportamiento sólo que con las magnitudes reducidas en un factor 15 ($N_{21}=15$).

La limitación en la potencia, que se pueda presentar en algún módulo del sistema de conversión deberá tenerse en cuenta para ajustar los límites de trabajo del grupo de módulos sin sobrecargas con respuesta dinámica aceptable. El control de corriente de cada módulo DAB permite éste ajuste mediante la modificación de la ganancia R_i , en la misma proporción del valor de la dispersión de L_F .

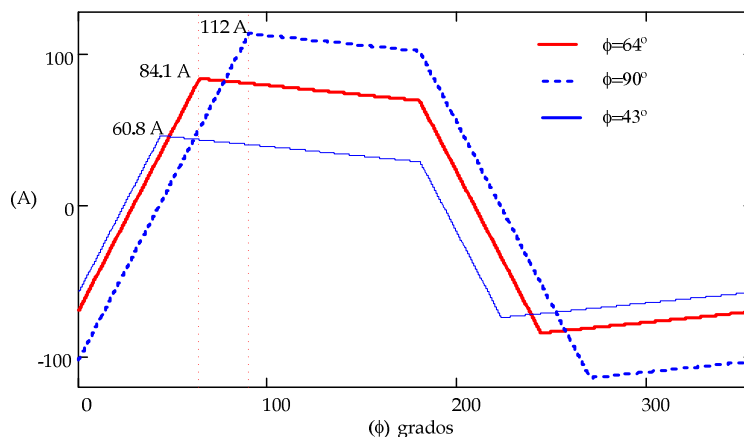


Figura 129. Corriente del inductor serie visto desde la entrada de un módulo DAB con un valor de L_F un 20% menor al nominal. Corrientes para diferentes valores de ϕ : (43°, 64° y 90°), que corresponden a los desfases para obtener la potencia nominal (1 kW), el desfase nominal con 1228 W y el máximo posible 1364 W, respectivamente

6.4.1 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB con *interleaving* considerando una dispersión del valor de la inductancia serie L_F de -20% en uno de los tres módulos.

Para este caso se ha utilizado el esquema de simulación de la Figura 117, en la cual se ha modificado el atributo L_F en el módulo DAB_2 tal que $L_{F_DAB_1}=169.4 \mu\text{H}$, $L_{F_DAB_2}=(169.4*0.8) \mu\text{H}$ y $L_{F_DAB_3}=169.4 \mu\text{H}$, los resultados de la simulación ante cambios de carga en escalones desde 600 W hasta 3 kW y de vuelta de 3 kW hasta 600 W, se muestran en la Figura 130.

Se analiza la respuesta de un sistema de conversión de $N=3$ módulos DAB con control ACC en paralelo con *interleaving*. En color rojo se tiene la respuesta en tensión para un sistema paralelizado de DABs con control ACC y en azul para DABs con control ACC+LCFF con $R_{FF}=99 \text{ m}\Omega$.

En el caso sin LCFF, se observa el mismo valor de desviación en la tensión de salida (1.75 V) con un tiempo de establecimiento de 60 ms, al igual que el presentado considerando todos los módulos idénticos. Con LCFF, la desviación es de 150 mV con los mismos 60 ms de tiempo de establecimiento.

Es de notar que la desviación es positiva con el escalón de aumento de carga y negativa con la reducción de carga, esto debido a que se ha mantenido el mismo valor de R_{FF} de 99 m Ω . Si se utiliza un valor de R_{FF} igual a un tercio

del valor del R_i del DAB_2 modificado ($R_{i_DAB_2}=240\text{ m}\Omega$; $R_{FF}=80\text{ m}\Omega$) se obtiene la respuesta mostrada en la Figura 131.

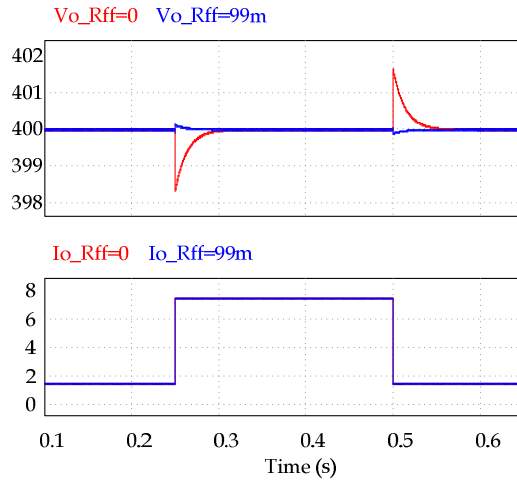


Figura 130. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. Sistema de $N=3$ DABs con ACC (en rojo) y ACC+LCFF, $R_{FF}=99\text{ m}\Omega$ (en azul) en *interleaving*. $L_{F_DAB_2}$ modificado en -20%

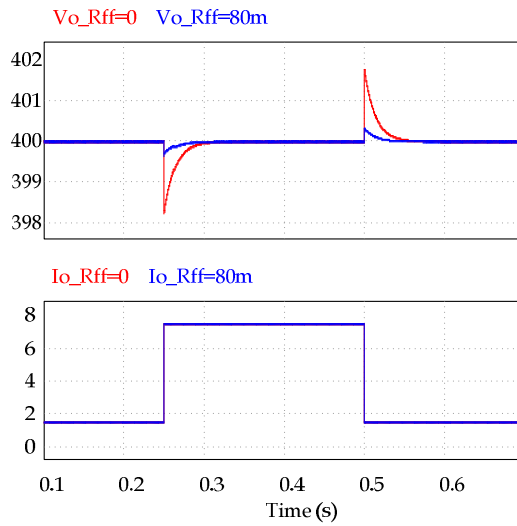


Figura 131. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. Sistema de $N=3$ DABs con ACC (en rojo) y ACC+LCFF, $R_{FF}=80\text{ m}\Omega$ (en azul) en *interleaving*. $L_{F_DAB_2}$ modificado en -20%

En la Figura 131 en color azul, se puede observar la desviación de la tensión de salida del sistema de conversión de N=3 DABs con control ACC+LCFF utilizando $R_{FF}=80\text{ m}\Omega$ y con el inductor serie de uno de los DABs modificado a un 80% de su valor ($131.9\text{ }\mu\text{H}$). Su valor es de 0.3 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms para los dos escalones.

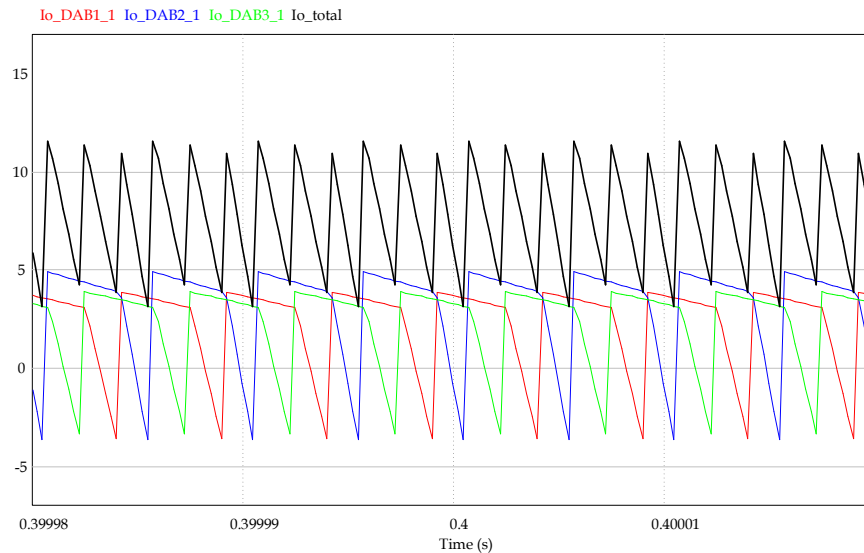


Figura 132. Corrientes de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con ACC, el valor de L_F en el DAB_2 es $L_F-20\%$. Carga nominal de 3 kW

Las corrientes de salida de cada módulo DAB con una carga de 3 kW se muestran en la Figura 132. Se observa que el módulo DAB_2 que corresponde al módulo que tiene menor valor de inductancia, presenta un ángulo de control ϕ mayor produciendo un mayor rizado de corriente y un mayor valor de componente DC. La corriente total de salida mantiene el valor DC de 7.5 A y presenta valor RMS de 8 A, con una frecuencia efectiva de 600 kHz.

El reparto de las corrientes se presenta proporcional a la capacidad de cada módulo y el módulo de menor L_F asume mayor porcentaje de la potencia de carga total del grupo paralelizado.

El rizado de la tensión de salida del sistema de conversión de DABs, con uno de ellos con una reducción del 20% en el valor del inductor serie, tiene un valor de 8 mVpp como se muestra en la Figura 133, es un poco mayor con

respecto a los 6.2 mV del caso de módulos idénticos. Sin embargo, sigue siendo mucho menor al caso que se presenta sin *interleaving* y con un manejo proporcional de la carga en función de la capacidad de cada módulo.

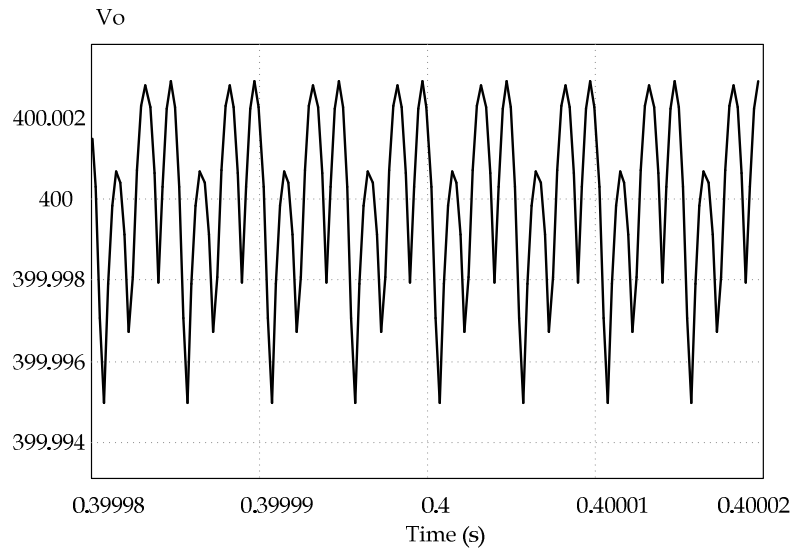


Figura 133. Rizado de la tensión de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con control ACC+LCFF, con una dispersión de -20% de L_F en el DAB_2. La carga es de 3 kW

6.4.2 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB con *interleaving* considerando una dispersión del valor de la inductancia serie L_F de +20% en uno de los tres módulos.

Esta simulación se realiza modificando los atributos L_F y R_i del módulo DAB_2 en un 20%: $R_i=(300\text{ m}\Omega)*1.2=360\text{ m}\Omega$ manteniendo el valor de 300 m Ω en los otros dos módulos. El valor de los inductores serie queda como sigue: $L_{F_DAB_1}=169.4\text{ }\mu\text{H}$, $L_{F_DAB_2}=(169.4*1.2)\text{ }\mu\text{H}$ y $L_{F_DAB_3}=169.4\text{ }\mu\text{H}$. Los resultados de la simulación ante cambios de carga en escalones desde 600 W hasta 3 kW y de vuelta de 3 kW hasta 600 W, se muestran en la Figura 134.

En color rojo se muestra la respuesta de la tensión de salida de un sistema de conversión de tres DABs con control ACC y en azul con control ACC+LCFF, ante escalones de carga desde 600 W hasta 3 kW y de vuelta de 3 kW hasta 600 W. El valor del R_{FF} tiene en cuenta el menor R_i utilizado (240 m Ω), por lo tanto se utiliza $R_{FF}=80\text{ m}\Omega$.

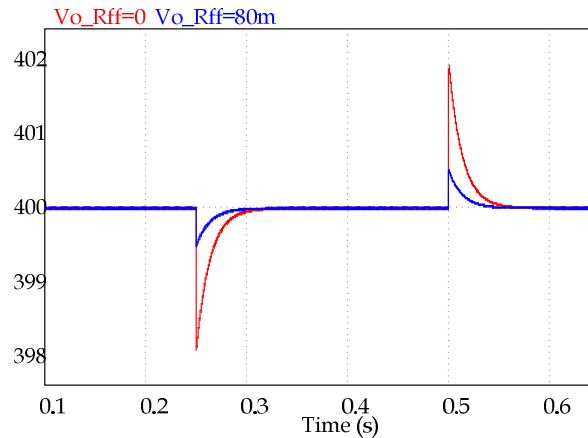


Figura 134. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. De un sistema de N=3 DABs con ACC y ACC+LCFF en *interleaving* con un valor del 120% de L_F en uno de los DAB

En el primer caso con control ACC, en rojo, se observa una desviación de tensión de 1.95 V con un tiempo de establecimiento de 70 ms tanto para el escalón de 600 W a 3 kW como para el escalón de 3 kW a 600W.

En el segundo caso con control ACC+LCFF, en azul, se tiene una desviación de la tensión de salida de 0.5 V con un tiempo de establecimiento de 70 ms.

La carga de 3 kW se distribuye entre los tres módulos de manera proporcional a su capacidad, como se observa en la Figura 135. El módulo con un inductor L_F de mayor valor reduce su capacidad y entrega 900 W, los otros 2 módulos entregan 1.05 kW.

En la Figura 136 se muestra el detalle de las corrientes de salida de cada DAB y la corriente total sin filtrado en la conexión en *interleaving* con el máximo de carga (3 kW). Se observa que la corriente correspondiente al DAB con L_F modificado en un 20% adicional (Azul), entrega menores valores de corriente, por lo tanto los otros módulos presentan un valor de ϕ mayor al esperado ($>64^\circ$). El reparto de corrientes es igual entre los módulos idénticos y proporcional en el caso del modificado. El valor RMS de corriente de los módulos idénticos es de 4.1 A y 3.9 A en el modificado, y el nivel DC de 2.75 A y 2 A respectivamente. En este caso los módulos aún están en el límite de su capacidad (1.09 kW con $\phi=90^\circ$), con lo cual no se sobrecarga ni satura el límite de corriente.

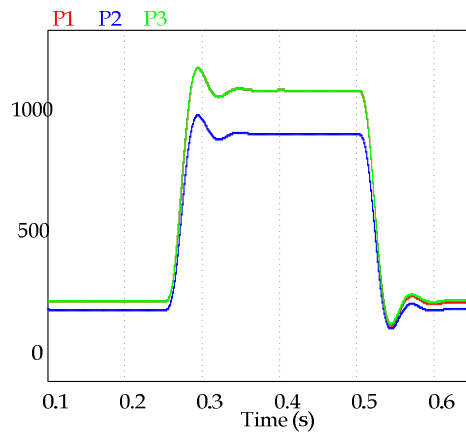


Figura 135. Potencia de salida de cada uno de los DAB con control ACC en un sistema de conversión de N=3 DABs paralelizados con *interleaving*. $L_F +20\%$ en el DAB_2 y L_F nominal en los otros dos módulos DAB

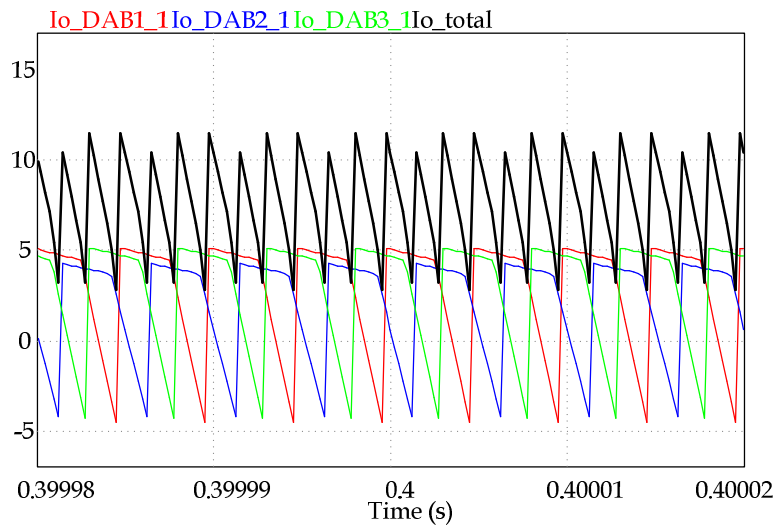


Figura 136. Corrientes de salida de un sistema de N=3 módulos DAB con ACC+LCFF, el valor de L_F en el DAB_2 es $L_F+20\%$. Carga nominal de 3 kW

La corriente total de salida en color negro en la figura 136, presenta una frecuencia efectiva de 600 kHz, un rizado pico a pico de 8 App, un nivel DC de 7.5 A, su valor RMS es de 8 A.

Con lo cual se comprueba que a pesar de la dispersión en el valor del inductor, el sistema de conversión con *interleaving* presenta una mejora importante en la reducción del rizado de corriente, siempre que se consideren los límites de corriente de cada uno de los módulos en el sistema.

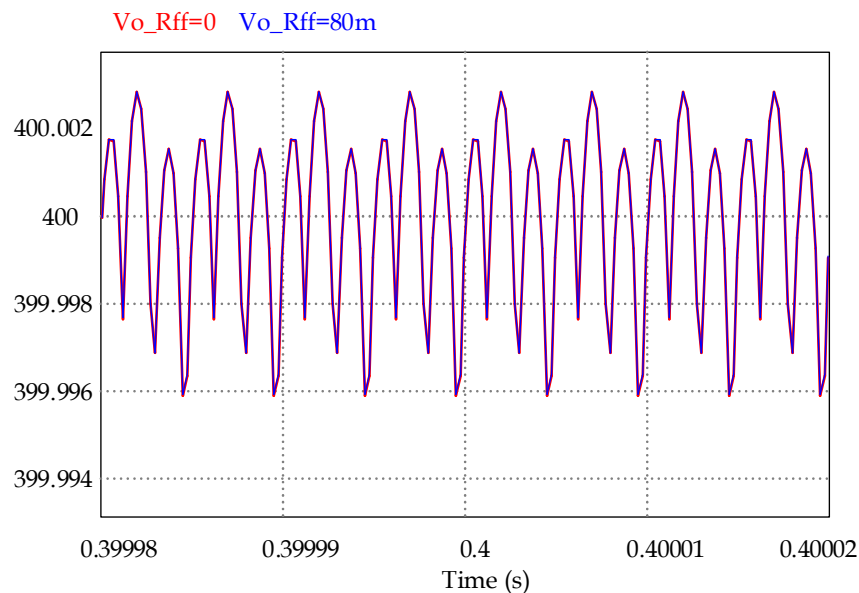


Figura 137. Rizado de la tensión de salida de un sistema de $N=3$ módulos DAB con control ACC+LCFF, con una dispersión de 20% de L_F en el DAB_2. La carga es de 3 kW

El rizado de la tensión de salida del sistema de conversión con un módulo DAB modificado en el valor del inductor serie en un 20%, se puede ver en la Figura 137. Presenta un rizado de tensión pico a pico de 6.4 mV con una frecuencia efectiva de 600 kHz, y una componente de "ruido" debida a la asimetría que se observa en la corriente total de salida. Se observan dos picos de tensión idénticos que corresponden a los dos módulos idénticos y uno de mayor valor correspondiente al resultado de compensar la menor corriente que entrega en el instante el módulo con L_F mayor.

Aún con esta asimetría, la técnica de *interleaving* es compatible con las variaciones en el valor de L_F

6.4.3 Simulación de la conexión en paralelo de tres módulos DAB con interleaving considerando una dispersión del valor de la inductancia serie L_F de $\pm 20\%$ en dos de los tres módulos.

Para este caso se ha utilizado el esquema de simulación de la Figura 117, en la cual se han modificado los atributos L_F y R_i en los módulos DAB_1 y DAB_2 tal que $L_{F_DAB_1}=(169.4*1.2) \mu\text{H}$, $L_{F_DAB_2}=(169.4*0.8) \mu\text{H}$ y $L_{F_DAB_3}=169.4 \mu\text{H}$. Asimismo, $R_{i_DAB_1}=360 \text{ m}\Omega$, $R_{i_DAB_2}=240 \text{ m}\Omega$ y $R_{i_DAB_3}=300 \text{ m}\Omega$. Los resultados de la simulación ante cambios de carga en escalones desde 600 W hasta 3 kW y de vuelta de 3 kW hasta 600 W, se muestran en la Figura 138.

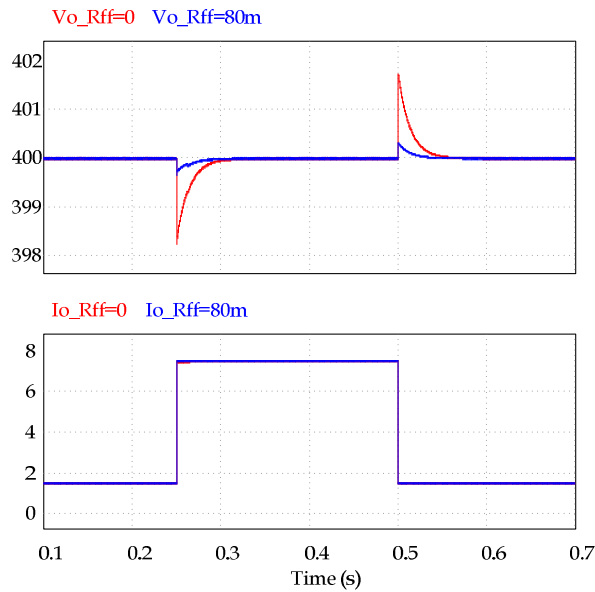


Figura 138. Respuesta de la tensión de salida ante escalones de carga de 600 W a 3 kW y vuelta de 3 kW a 600 W. De un sistema de $N=3$ DABs con ACC (Rojo) y ACC+LCFF (en Azul) en interleaving. DAB_1 con un valor del 120% de L_F y el DAB_2 con un valor del 80% de L_F

En la Figura 138 se observa en color rojo la respuesta de la tensión de salida de un grupo de 3 DABs con control ACC y en azul con control ACC+LCFF ($R_{FF}=99\text{m}\Omega$). En rojo se observa una desviación de tensión de 1.75 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms en el escalón de 600 W a 3 kW, igualmente es de 1.75 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms en el escalón de 3 kW a 600 W.

En la Figura 139 se muestra la potencia que entrega cada uno de los DAB en el sistema de conversión. Se observa que el DAB_1 que mantiene sus valores originales, entrega un valor de potencia de 980 W. El DAB_2 con reducción en L_F y R_i del 20%, entrega 1.22 kW y el DAB_3 que tiene los valores de L_F y R_i aumentados en un 20% entrega 818 W. De manera que la carga se distribuye en los módulos DAB en proporción a su capacidad.

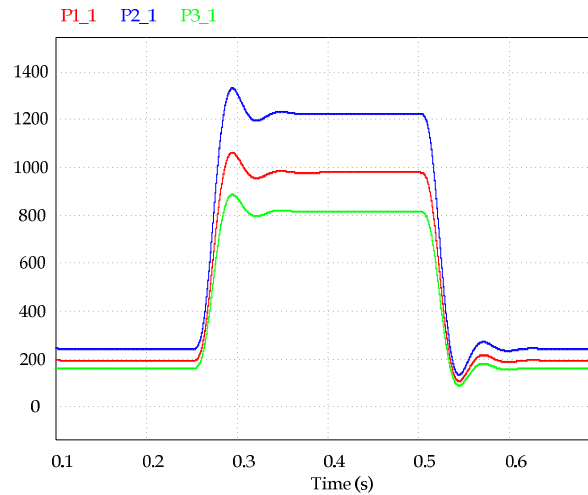


Figura 139. Potencia de salida de cada uno de los DAB con control ACC en un sistema de conversión de N=3 DABs paralelizados con *interleaving*.

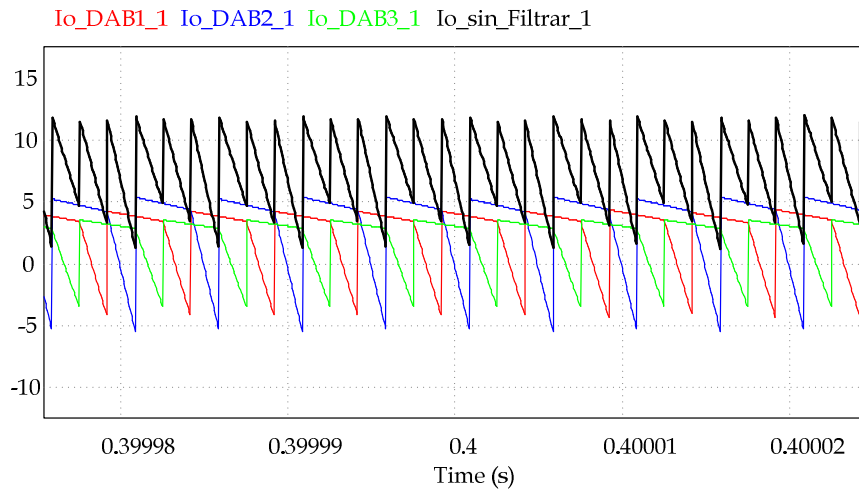


Figura 140. Corrientes de salida de cada uno de los DABs en un sistema de conversión N=3 de DABs con ACC+LCFF e *interleaving*

En la Figura 138 se presenta en color azul la respuesta de la tensión de salida ante el escalón de un sistema de DABs con control ACC+LCFF y ganancia $R_{FF}=80 \text{ m}\Omega$. Se puede observar una desviación de tensión de 0.3 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms en el escalón de 600 W a 3 kW, y una desviación de 0.3 V con un tiempo de establecimiento de 60 ms en el escalón de 3 kW a 600 W.

En la Figura 140 se observan las formas de onda de las corrientes de salida de cada módulo y en negro la corriente total de salida sin filtrar. Las corrientes RMS de salida de cada módulo son: DAB_1=3.4 A, DAB_2=4.3 A y el DAB_3=2.85 A y la total de salida 79.3 A. En donde se observa el valor RMS de $I_{Co \text{ total}}=26.78 \text{ A}$.

El rizado de tensión que resulta de esta configuración con un condensador de salida de $300 \mu\text{F}$ es el que se muestra en la Figura 141, con un valor de 10 mVpp, con una forma asimétrica que resulta de la asimetría en la corriente.

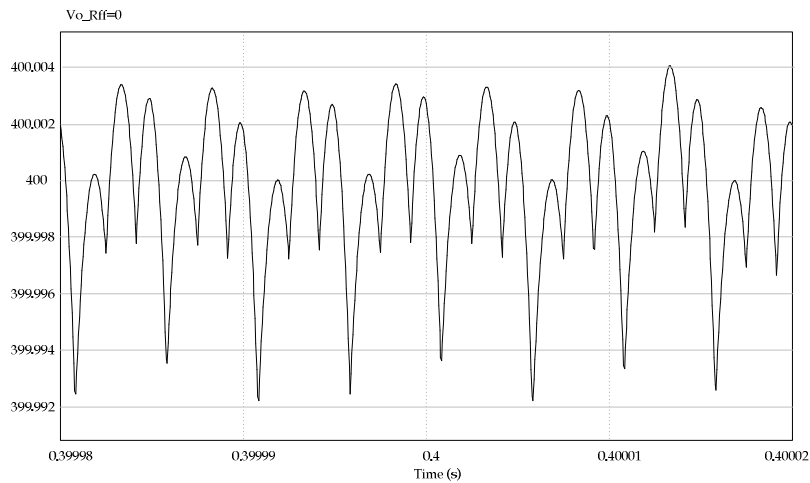


Figura 141. Rizado de la tensión de salida, de un sistema de conversión de $N=3$ DABs con control ACC+LCFF en *interleaving*, en el cual dos de los DABs presentan dispersión en el valor de L_F : el DAB_2 disminuye en 20% los valores de L_F y R_i mientras que en el DAB_3 se aumentan en 20%

Aún con la dispersión en los valores de L_F , la técnica de *interleaving* aplicada al sistema de módulos DABs permite una importante reducción en los valores RMS de corriente y del rizado de tensión, con una respuesta dinámica aceptable.

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

7.1 CONCLUSIONES GENERALES

En este trabajo de tesis doctoral se ha presentado un estudio del convertidor de puente activo dual (DAB) con control ACC y LCFF, como solución a las necesidades de modularidad, alta densidad de potencia y rápida respuesta dinámica en sistemas de almacenamiento de energía eléctrica.

Para este fin se ha analizado, diseñado y construido un prototipo de 1 kW con una entrada de 24 V y una salida de 400 V a una frecuencia de conmutación de 100 kHz. Se ha estudiado la modulación por desplazamiento de fase simple, que ofrece una respuesta lineal y su implementación es directa y de baja complejidad, dentro del rango de trabajo propuesto (200 W - 1 kW).

Se ha obtenido un modelo dinámico de un módulo DAB con modulación por desplazamiento de fase simple que sirve como base para el diseño de lazos de control ACC+LCFF. A partir del modelo propuesto se observa que el DAB se puede modelar como un sistema de primer orden cuyos coeficientes dependen del punto de operación. Por medio del modelo obtenido y el rango de frecuencia de trabajo, se ha implementado un control analógico de corriente media ACC.

Las estructuras de control de corriente y de tensión con ACC, permiten una excelente regulación en entornos de alto rizado y alta frecuencia de conmutación por su capacidad de reducir la influencia del ruido en el sistema de control. El control de las magnitudes de tensión o de corriente se puede adaptar fácilmente a la entrada y a la salida dependiendo de la aplicación, en cualquier caso los criterios de diseño del control son los mismos y se pueden aplicar sin distinción alguna.

Una debilidad que se ha detectado en el desarrollo del control de corriente ACC del convertidor DAB, es el ancho de banda limitado del lazo de tensión. Como mejora de la respuesta dinámica de la tensión de salida ante variaciones bruscas de carga se ha propuesto una técnica de prealimentación de la corriente de carga, LCFF.

Con la introducción de LCFF se ha alcanzado una mejora importante de la respuesta dinámica de la tensión de salida ante escalones de carga manteniendo la estabilidad del sistema. Se demuestran las excelentes características de respuesta del DAB con ACC y LCFF como medio de intercambio bidireccional de energía.

La modularidad del DAB con ACC y LCFF permite su conexión en paralelo sin ningún otro inconveniente más que el del sincronismo y el ajuste de la ganancia del sensor de corriente. Se ha estudiado la mejora en la conexión de múltiples módulos DAB utilizando la técnica de entrelazado de la corriente de carga, *interleaving*. Su implementación no supone un esfuerzo más allá del de incluir un desfase entre las señales de referencia del modulador de fase de cada DAB.

Con ésta técnica se obtiene una importante disminución del rizado de la corriente y la tensión de entrada y salida. La disminución de los requerimientos de corriente se suma al aumento efectivo de la frecuencia, lo que permite reducir la capacidad de los filtros del convertidor. Se ha comprobado que la técnica de *interleaving* es compatible con el control ACC+LCFF, incluso con variaciones de la inductancia serie del transformador de alta frecuencia en cada módulo, teniendo en cuenta el ajuste que corresponda en la ganancia del control de corriente.

7.2 Trabajos Futuros

El DAB propuesto puede mejorarse desde tres perspectivas, la primera desde el punto de vista del hardware: Implementando estrategias modulares de implementación, digitalización del control y utilización de semiconductores de última generación. La segunda desde la perspectiva de la estrategia de modulación: Implementando métodos DPS o TPS con el fin de reducir la potencia reactiva en el transformador de alta frecuencia y la tercera desde la implementación de controles de corriente más rápidos que mejoren la respuesta dinámica del convertidor (*one cycle control* o control de corriente pico, CIC)

A continuación se plantean las ideas generales para trabajos futuros:

El desarrollo de nuevos materiales magnéticos y de semiconductores de nueva generación denominados *Wide Band* presenta una oportunidad de desarrollo del DAB con mejores prestaciones y aplicaciones.

La dificultad de implementar el control *CIC* en el *DAB* se puede compensar con la implementación de controles digitales reconfigurables.

El problema del rizado de corriente en los filtros de entrada y salida del DAB se pueden analizar desde el punto de vista de controlar la potencia reactiva en la topología. Las técnicas de modulación por desplazamiento de fase modificada parecen ser una buena alternativa.

Integrar el DAB en una microrred de generación distribuida y estudiar la interacción del módulo *DAB* con inversores de conexión a la red.

Publicaciones derivadas de la TESIS

Publicaciones derivadas de la tesis

Publicaciones en Revistas internacionales

Javier Guacaneme, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Ivan Patrao. *Dynamic modeling of a Dual Active Bridge DC to DC converter with average current control and load-current feed-forward*. International Journal of Circuit Theory and Applications. Volume 43, Issue 10, October 2015, Pages: 1311-1332. 2015.
DOI: 10.1002/cta.2012

Conferencias

Javier Guacaneme, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Ivan Patrao. *Average Current Mode Control of a Dual Active Bridge Converter*. ELECTRIMACS 2014. 19th – 22nd May 2014, Valencia, Spain.

Javier Guacaneme, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Raúl González-Medina. *Study of the Current Ripple of a Modular DAB DC-DC Converter with Interleaving*. ELECTRIMACS 2014. 19th – 22nd May 2014, Valencia, Spain.

Otras colaboraciones

César Leonardo Trujillo Rodriguez, David Velasco De La Fuente, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres Amoros, **Javier Guacaneme Moreno**, *Reconfigurable control scheme for a PV microinverter working in both grid connected and island modes*. IEEE Transactions on Industrial Electronics Volume.60 fasc.4 pp.1582 - 1595, 2013

David Velasco De La Fuente, Emilio Figueres Amoros, Gabriel Garcerá Sanfeliu, **Javier Guacaneme Moreno**, *Diseño, modelado e implementación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables*. Revista Tecnura ISSN: 0123-921X Colombia. Volumen.16 fasc.32 p.12 - 28, 2012

Oscar Carranza, Emilio Figueres, Gabriel Garcerá, Rubén Ortega, **Javier Guacaneme**. *Single-phase inverter synchronized to the grid by linear kalman filter in microgrids*. 13th Spanish Portuguese, conference on electrical engineering (XIIIICHLIE) 2013, Valencia, Spain.

Rubén Ortega, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Oscar Carranza, **Javier Guacaneme**. *A repetitive two-degrees of freedom control scheme for power inverters working as distributed generators in isolated microgrids*. 13th Spanish Portuguese, conference on electrical engineering (XIIIICHLIE) 2013, Valencia, Spain.

Rubén Ortega, Gabriel Garcerá, Emilio Figueres, Oscar Carranza, **Javier Guacaneme**. *Implementation of two novel controllers in a scheme droops to attend increases of nonlinear load in island mode operation of a single phase inverter*. 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2013), Taipei, Taiwan.

REFERENCIAS

REFERENCIAS

- [1] **Tabisz, W.A. Jovanovic, M.M. Lee, F.C.** *Present and future of distributed power systems*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual , pp.11-18, 23-27 Feb 1992
- [2] **Suranyi, G.G.** *The value of distributed power*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual , pp.104-110 vol.1, 5-9 Mar 1995
- [3] **Baker, John**, EA Technology. *New technology and possible advances in energy storage*, Energy Policy Journal, Elsevier, vol. 36(12), págs 4368-4373, December 2008.
- [4] **Farret,F.A. and Godoy Simões,M.** *Integration of alternative sources of energy*. Wiley-Interscience Press. New York. IEEE. Jan. 2006
- [5] **Renken,F. and Wolf,J.** *Power Electronics for hybrid-drive systems*. 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007). Aalborg. 2007
- [6] **Emadi,A. Williamson,S.S. Khaligh,A.** *Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.21, no.3, pp.567-577, May 2006
- [7] **Kim,I.D. Paeng,S.H. Ahn,J.W. Nho,E.C. and Ko,J.S.** *New bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta dc-dc converter*, in Proc. IEEE ISIE, Vigo, Spain, pp. 555 - 560. June 2007
- [8] **Caricchi,F. Crescimbeni,F. Capponi,F.G. and Solero,L.** *Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives*, in Proc. IEEE APEC, Volume 1, pp. 287 - 293. Anaheim, CA, 15-19 Feb. 1998

- [9] **Peng,F.Z. Li,H. Su,G.J. and Lawler,J.S.** *A new ZVS bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application*, IEEE Trans. Power Electronics, Volume 19, Issue 1, pp. 54 – 65, Jan. 2004
- [10] **Jose,P. and Mohan,N.** *A novel bidirectional dc-dc converter with ZVS and interleaving for dual voltage systems in automobiles*, in Proc. IEEE IAS, Volume 2, pp. 1311 – 1314. Pittsburg, Pennsylvania, Oct. 2002
- [11] **Peng,F.Z. Zhang,F. and Qian,Z.** *A magnetic-less dc-dc converter for dual voltage automotive systems*, IEEE Transaction on Industrial Applications., Volume 39, Issue 2, pp. 511 – 518, March-April 2003
- [12] **Garcia,O. Zumel,P. DeCastro,A. and Cobos,J.A.** *Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 21, Issue 3, pp. 578 – 586, May 2006
- [13] **Santhi,M. Rajaram,R. and Raj,I.G.C.** *A ZVCS LC-resonant push-pull power converter circuit for battery-fuel cell hybrid systems*, in IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles, pp. 1 – 6, Pune, India, Dec. 2006
- [14] **Cacciato,M. Caricchi,F. Giuhlii,F. and Santini,E.** *A critical evaluation and design of bidirectional dc-dc converters for supercapacitors interfacing in fuel cell applications*, in Proc. IEEE Industry Applications, , Volume 2, pp. 1127 – 1133, Seattle, Washington, 3-7 Oct. 2004
- [15] **Yamamoto,K. Hiraki,E. Tanaka,T. Nakaoka,M. and Mishima,T.** *Bidirectional dc-dc converter with full-bridge/push-pull circuit for automobile electric power systems*, in Proc. IEEE PESC, pp. 1 – 5, Jeju, South Korea, June 2006
- [16] **Qiao,C. and Smedley,K.M.** *An isolated full bridge boost converter with active soft switching*, in Proc. IEEE PESC, Volume 2, pp. 896 – 903, Vancouver, British Columbia, Canada, June, 2001
- [17] **Mishima,T. Hiraki,E. and Nakaoka,M.** *A High Frequency-Link Bidirectional DC-DC Converter for Super Capacitor-Based Automotive*

Auxiliary Electric Power Systems, in *Journal of Power Electronics*, JPE, vol. 10, no 1, pp. 27-33, 2010

- [18] **De Doncker, R.W. Divan, D.M. Kheraluwala, M.H.**. *A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications*, Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1988, pp.796-805 vol.1, 2-7 Oct 1988
- [19] **De Doncker, R.W. Divan, D.M. Kheraluwala, M.H.**. *A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, no.1, pp.63-73, Jan/Feb 1991
- [20] **Kheraluwala, M.H.** *High-Power High frequency DC-DC converters*. PhD thesis, University of Wisconsin, Madison. 1991.
- [21] **Krismer, F.** *Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies*. PhD thesis, ETH ZURICH. Zurich. 2010
- [22] **Demetriades, G.D.** *On small-signal analysis and control of the single and the dual active bridge topologies*. PhD thesis, KTH Electrical Engineering. Stockholm. 2005
- [23] **Demetriades, G.D.; Nee, H.-P.**, *Characterization of the Dual-Active Bridge topology for high-power applications employing a duty-cycle modulation*, in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., no., pp.2791-2798, 15-19 June 2008
- [24] **Demetriades, G.D.; Nee, H.-P.**, *Dynamic modeling of the Dual-Active Bridge topology for high-power applications*, in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., no., pp.457-464, 15-19 June 2008
- [25] **Demetriades, G.D.; Nee, H.-P.**, *Small-signal analysis of the half-bridge soft-switching uni-directional converter employing extended state-space averaging*, in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, vol., no., pp.385-391, 15-19 June 2008

- [26] **G. K. Schoneman and D. M. Mitchell**, *Closed-loop performance comparisons of switching regulators with current-injected control*, IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-3, no. 1, pp. 31-43, Jan. 1988.
- [27] **R. B. Ridley**, *A new, continuous-time model for current-mode control*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 2, pp. 271-280, Apr. 1991.
- [28] **Hua Bai and Chris Mi**, *Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control*, IEEE Transactions on Power electronics, Vol. 23, No. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008
- [29] **Costinett, D.; Maksimovic, D.; Zane, R.**, *Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency*, in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.8, pp.3931-3940, Aug. 2013
- [30] **Everts, J.; Krismer, F.; Van den Keybus, J.; Driesen, J.; Kolar, J.W.**, *Charge-based ZVS soft switching analysis of a single-stage dual active bridge AC-DC converter*, in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE , vol., no., pp.4820-4829, 15-19 Sept. 2013
- [31] **Everts, J.; Krismer, F.; Van den Keybus, J.; Driesen, J.; Kolar, J.W.**, *Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters*, in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.29, no.8, pp.3954-3970, Aug. 2014
- [32] **Zumel, P.; Ortega, L.; Lazaro, A.; Fernandez, C.; Barrado, A.**, *Control strategy for modular Dual Active Bridge input series output parallel*, in Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop on , vol., no., pp.1-7, 23-26 June 2013
- [33] **Krismer, F.; Kolar, J.W.**, *Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications*, in Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.59, no.7, pp.2745-2760, July 2011

- [34] **Inoue, S. and Akagi, H.** *A Bidirectional dc-dc Converter for an energy storage system with galvanic isolation*, IEEE Transactions Power Electronics, Vol. 22, Issue 6, pp. 2299 – 2306, Nov. 2007
- [35] **Zhao B., Song Q., and Sun W.,** *Extended-phase-shift control of isolated bidirectional dc-dc converter for power distribution in microgrid*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, Issue 11, pp. 4667-4680, Nov. 2012
- [36] **Oggier G. G., Ledhold R., Garcia G. O., et al.,** *Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power dc-dc converters*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)., 2006, pp. 1-7.
- [37] **Demetriades G. D., and Nee H. P.,** *Characterization of the dual-active bridge topology for high-power applications employing a duty-cycle modulation*, Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)., 2008, pp. 2791-2798.
- [38] **Oggier G. G., Garcia G. O., and Oliva A. R.,** *Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses*, IEEE Trans. Power Electronics., vol. 24, no. 7, pp. 1826-1838, July. 2009.
- [39] **Oggier G. G., Garcia G. O., and Oliva A. R.,** *Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range*, IEEE Trans. Power Electronics., vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, April. 2011
- [40] **Zhao B., Song Q., and Liu W.,** *Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge dc – dc converter with dual-phase-shift control*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 27, no. 9, pp. 4172-4176, Sep. 2012
- [41] **H. Bai, Z. Nie, and C. Mi,** *Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional dc-dc converters*, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 25, no. 6, pp. 1444-1449, June. 2010

- [42] **Tang, W. Lee, F.C. Ridley, R.B.;** , *Small-signal modeling of average current-mode control*, Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.8, no.2, pp.112-119, Apr 1993
- [43] **Dixon,L.H.** *Average Current-Mode Control of switching power supplies.* Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook 1990.
- [44] **Inoue,S. and Akagi, H.** *A Bidirectional Isolated DC–DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System*, IEEE, Transactions Power Electron., Volume 22, Issue 2, pp 535 - 542, March 2007
- [45] **Aggeler, D.; Biela, J.; Inoue, S.; Akagi, H.; Kolar, J.W.,** *Bi-Directional Isolated DC-DC Converter for Next-Generation Power Distribution - Comparison of Converters using Si and SiC Devices*, in Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07 , vol., no., pp.510-517, 2-5 April 2007
- [46] **Krishnamurthy, H.K.; Ayyanar, R.,** *Building Block Converter Module for Universal (AC-DC, DC-AC, DC-DC) Fully Modular Power Conversion Architecture*, in Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE , vol., no., pp.483-489, 17-21 June 2007
- [47] **Nasiri A., Nie Z., Bekiarov S. B., and Emadi A.,** *An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED Converter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 722–730, Feb. 2008
- [48] **Naayagi R.T., Forsyth A.J., Shuttleworth R.** *Bidirectional control of a dual active bridge DC–DC converter for aerospace applications.* IET Power Electronics, Volume 5, Issue 7, pp. 1104–1118. 2012
- [49] **Hengsi Qin; Kimball, J.W.,** *Solid-State Transformer Architecture Using AC–AC Dual-Active-Bridge Converter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.60, no.9, pp.3720-3730, Sept. 2013
- [50] **Hengsi Qin; Kimball, J.W.,** *Closed-loop control of DC-DC dual active bridge converters driving single-phase inverters*, in Energy Conversion

Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE , vol., no., pp.173-179, 15-20 Sept. 2012

- [51] **Yen-Ching Wang, Yen-Chun Wu, Tzung-Lin Lee**, *Design and implementation of a bidirectional isolated dual-active-bridge-based DC/DC converter with dual-phase-shift control for electric vehicle battery*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp.5468-5475, 15-19 Sept. 2013
- [52] **Krismer F., Kolar J.W.**, *Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.24, no.12, pp.2756-2768, Dec. 2009
- [53] **Li,R. Pottharst,A. Frohleke,N. and Bocker,J.** *Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional dc-dc converter*, in Proceedings of IEEE PESC, Volume 1, pp. 521 - 526, Aachen, Germany, 20-25 June 2004
- [54] **Li,H. Liu,D. Peng,F.Z. and Su,G.J.** *Small signal analysis of a dual half bridge isolated ZVS bi-directional dc-dc converter for electrical vehicle applications*, in Proceedings of IEEE PESC, Recife, pp. 2777 - 2782, Brazil, 15-16 June 2005.
- [55] **Kheraluwala,M.H. Gascoigne,R.W. Divan,D.M. and Baumann,E.D.** *Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter*, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 28, Issue 6, pp. 1294- 1301. Nov. Dec. 1992
- [56] **Schoneman,G.K.** *500-W zero-voltage-switched full-bridge two-quadrant power modulator*, in Proceedings of IEEE APEC, pp. 700 - 706, 7-11 March 1993
- [57] **Abounaga, A.A. and Emadi,A.** *Performance evaluation of the isolated bidirectional Cúk converter with integrated magnetics*, in Proceedings of IEEE PESC, Volume 2, pp. 1557-1562, Aachen, Germany, 20-25 June 2004
- [58] **Salam,Z. Ramli,M.Z. Toh,L.S. and Nge,C.L.** *An isolated bidirectional inverter using high frequency center-tapped transformer*, in Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives,

Volume 2, 31 March-2 April 2004, pp. 644 - 649, University of Edinburgh, 2004

- [59] **Krismer,F. Biela,J. and Kolar,J.W.** *A comparative evaluation of isolated bidirectional dc/dc converters with wide input and output voltage range*, in Proceedings of IEEE IAS, Volume 1, 2-6 Oct. 2005, pp. 599 - 606. Atlanta, Georgia, 2005
- [60] **Aggeler,D. Biela,J. Inoue,S. Akagi,H. and Kolar,J.W.** *Bi-directional isolated dc-dc converter for next-generation power distribution - comparison of converters using Si and SiC devices*, in Proceedings of IEEE PCC, pp. 510-517, April 2007,Nagoya, Japan
- [61] **Zhang,J. Lai,J.S. Kim,R.Y. and Yu,W.** *High-power density design of a soft-switching high power bidirectional dc-dc converter*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 22, Issue 4, pp. 1145 - 1153, July 2007
- [62] **Chen,G. Xu,D. and Lee,Y.-S.** *A novel fully zero voltage switching phase-shift bidirectional dc-dc converter*, in Proceedings of IEEE APEC, Volume 2, March, 2001, pp. 974 - 979, Anaheim, CA
- [63] **Caricchi,F. Crescimbin,F. Noia, G. and Pirolo,D.** *Experimental study of a bidirectional dc-dc converter for the dc link voltage control and the regenerative braking in PM motor drives devoted to electrical vehicles* ,in Proceedings of IEEE APEC, pp. 381 - 386, Orlando, FL, Feb. 1994
- [64] **Kunrong,W. Lee,F.C. Lai,J.** *Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol.1, no., pp.111-118 vol.1, 2000
- [65] **Himmelstoss,F.A.** *Analysis and comparison of half-bridge bidirectional DC-DC converters*, in Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE , vol., no., pp.922-928 vol.2, 20-25 Jun. 1994
- [66] **Jain,M. Daniele,M. Jain,P.K.** *A bidirectional DC-DC converter topology for low power application* ,on IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, no.4, pp.595-606, Jul 2000

- [67] **Chen,G. Xu,D. Wang,Y. Lee,Y.S.** *A new family of soft-switching phase-shift bidirectional DC-DC converters*, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual , vol.2, no., pp.859-865 vol.2, 2001
- [68] **Figueres, E. Benavent, J.M. Garcera, G. Pascual, M.,** *A Control Circuit With Load-Current Injection for Single-Phase Power-Factor-Correction Rectifiers*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.54, no.3, pp.1272-1281, June 2007
- [69] **Miwa,B.A.** *Interleaved Conversion Techniques for high Density Power Supplies*, PH.D. thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science, MIT, Massachusetts. May 1992
- [70] **Chin Chang; Knights, M.A.,** *Interleaving technique in distributed power conversion systems*, Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on , vol.42, no.5, pp.245-251, May 1995
- [71] **Garcera, G. Pascual, M. Figueres, E.,** *Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.48, no.5, pp.995-1005, Oct 2001
- [72] **Garcera, G. Figueres, E. Pascual, M. Benavent, J.M.,** *Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck DC-DC converters to reduce line and load disturbance*, Electric Power Applications, IEE Proceedings, vol.151, no.4, pp.414- 424, 7 July 2004

ANEXOS

Componentes del convertidor DAB

El convertidor DAB se ha construido con dos puentes completos interconectados con un inductor externo y transformador.

El puente de entrada está constituido por 4 MOSFETs de la referencia **IRFP3077PbF** del fabricante Infineon, sus características principales son las siguientes:

$$\begin{aligned}V_{DSS} &= 75V \\R_{DS(on)} &\text{ typ. } 2.8m\Omega, \text{ max. } 3.3m\Omega \\I_D \text{ (Silicon Limited)} &= 200 \text{ A}; I_D \text{ (Package Limited)} = 120 \text{ A} \\Q_G &= 160 \text{ nC} \\C_{oss} &= 820 \text{ pF}\end{aligned}$$

El puente de salida utiliza 4 MOSFETs de la referencia **SPW35N60CFD** también de Infineon:

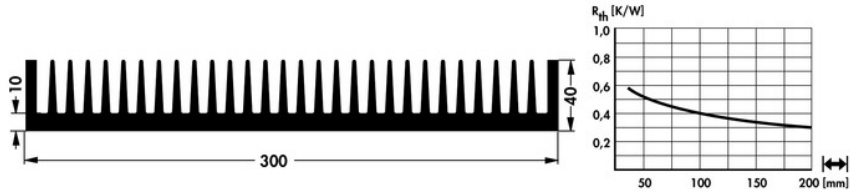
$$\begin{aligned}V_{DSS} &= 600 \text{ V} \\R_{DS(on),max} &= 0.118 \Omega \\I_D &= 34 \text{ A} \\Q_G &= 163 \text{ nC} \\C_{oss} &= 1400 \text{ pF}\end{aligned}$$

Los condensadores se seleccionan en función de su capacidad de corriente.

El condensador de entrada se construye como un arreglo paralelo de ocho condensadores de la referencia **R60ER51005040J** del fabricante Arcotronics. Son condensadores MKT cada uno de 10 μF a 100 $V_{DC}/63V_{AC}$ con una capacidad de corriente de 10 *Arms*. De manera que el condensador de entrada C_i , queda de 80 μF , 100 V y capacidad de 80 *Arms*. (El valor máximo esperado es de 70.64 *Arms*)

El condensador de salida es un condensador MKP del fabricante VISHAY de referencia MKP1848710454Y5, $C_o=100\mu\text{F}$ a 450V capacidad de 16 *Arms*. (Valor máximo esperado 4.7 *Arms*)

La PCB y los semiconductores se montan sobre el disipador de calor por convección natural de aluminio extrudido de referencia SK 56/200 SA del fabricante FISCHER ELEKTRONIK. Resistencia térmica 0.3°K/W, dimensiones: 40 mm x 300 mm x 200 mm, como se presenta en la figura.



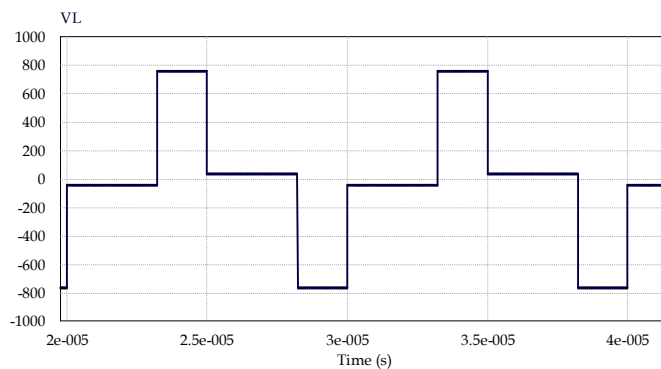
Inductor externo

El DAB requiere una inductancia de valor pequeño que puede resolverse con la misma inductancia de fugas del transformador de alta frecuencia, sin embargo de ser necesario se instala un inductor externo. En el caso del prototipo implementado se ha instalado un inductor externo cuyo valor teórico es de 158.9 μH si se instala en el lado de mayor tensión 400 V, tal que se maneje menor corriente y el inductor presente menores pérdidas.

La inductancia se calcula para que sumada con la inductancia de fugas ($6\mu\text{H}$) del transformador alcance un valor de 164,9 μH , este valor garantiza el valor de potencia transferida de 1 kW en el DAB.

Control del DAB (ϕ en grados)	Nominal ($\phi=64^\circ$)	Máximo ($\phi=90^\circ$)
L_F instalada en el lado de 24 V, $L_F=733$ nH		
Corriente pico (A_p)	67.3	90.94
Corriente RMS (A_{rms})	53.85	70.64
L_F instalada en el lado de 400 V, $L_F=164$ nH		
Corriente pico (A_p)	4.5	6.1
Corriente RMS (A_{rms})	3.59	4.7

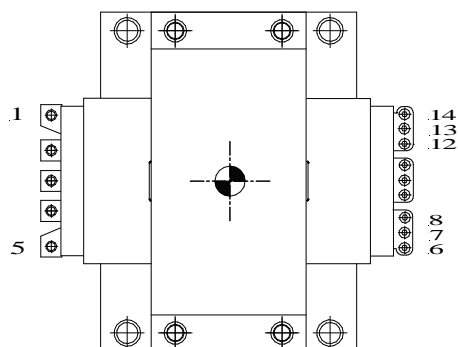
La forma de onda en el inductor externo se muestra en la siguiente figura, de donde se puede obtener el producto $V \cdot s$, que para este caso es de $V \cdot s = (760 \text{ V} \cdot 1,77778 \mu\text{s}) + (40 \text{ V} \cdot 3,22223 \mu\text{s}) = (1,351 \text{ mV} \cdot \mu\text{s}) + (128,8889 \mu\text{V} \cdot \mu\text{s}) = 1,48 \text{ mV} \cdot \mu\text{s}$



Con esta información se ha diseñado un inductor de 24 espiras de alambre trenzado con un núcleo de materia 3C90 referencia ETD 54/28/19 con gap de 0.6 mm. Al probarlo en el lado de alta tensión se obtiene una corriente de forma triangular cuyas pendientes corresponden a un valor de $L=159 \mu\text{H}$.



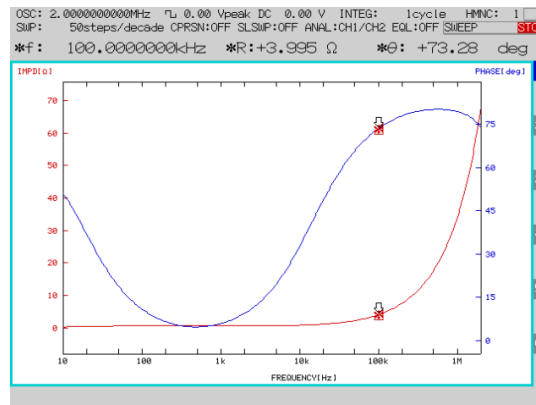
Transformador de alta frecuencia



Se ha seleccionado un transformador del fabricante PAYTON REF. 55699 R1, 400 V/24 V, con capacidad máxima de 1.5 kW, relación de transformación $N_{21}=15$, de manera que se obtiene una relación de transformación del DAB

$d=1.11$, con lo que el DAB funciona en modo elevador con un valor muy cercano a la unidad para aumentar el rango de ZVS.

La inductancia de fugas es medida con el analizador de respuesta en frecuencia obteniendo una impedancia $Z=3.995\Omega$ y $\theta=73.28^\circ$ a una frecuencia de 100Khz, de donde se obtiene el valor de L en el lado de alta tensión $L \approx 6.0894 \mu\text{H}$.



Equipo de laboratorio utilizado

Para llevar a cabo las pruebas experimentales sobre el prototipo se han utilizado los equipos de laboratorio listados a continuación.

- Fuente de alimentación programable AMREL SPS800-12-D013 para entrada de tensión de 400 V.
- Fuente de alimentación programable AMREL SPS800-40 para entrada de tensión a 24 V
- Osciloscopio Agilent DSO6014A, ancho de banda de 100 MHz, 4 canales analógicos, tasa de muestreo 2 GSa/s
- Sondas de tensión diferencial Tektronix P5200, ancho de banda de 25 MHz, 1300 V de pico.
- Sondas de corriente Fluke i400s, ancho de banda entre 5 Hz y 10 kHz, escalas entre 40 A_{RMS} y 400 A_{RMS} .
- Sonda de corriente LEM-HEME PR-30 DC-100kHz (-1dB), 20A/ μs , 30A de pico.
- Sistema de cargas no inductivas de 1 kW controlado por relé.