



UNIVERSIDAD NACIONAL  
de MAR DEL PLATA  
.....



**Universidad Nacional de Mar del Plata**  
**Facultad de Ingeniería**  
**Departamento de Ingeniería Eléctrica**

Proyecto final para optar al grado de Ingeniero Electromecánico

# DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN DAB (PUENTE DUAL ACTIVO)

## **Autor**

**Nombre y Apellidos:** *Lucas Pablo Morales*

**DNI:** 39591152 **Nro. de legajo:** 11191

**Mail de contacto:** *lucaspablomorales@gmail.com*

**Carrera:** *Ingeniería Electromecánica*

**Director:** *Daniel Oscar Carrica*

**Codirector:** *Marcos Gabriel Judewicz*

## **Comisión evaluadora:**

*Jorge Luis Strack*

*Sergio Gonzalez*

*Rogelio García Retegui*

Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, 31 de marzo de 2023



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).



UNIVERSIDAD NACIONAL  
de MAR DEL PLATA  
.....



**Universidad Nacional de Mar del Plata**  
**Facultad de Ingeniería**  
**Departamento de Ingeniería Eléctrica**

Proyecto final para optar al grado de Ingeniero Electromecánico

# DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN DAB (PUENTE DUAL ACTIVO)

## **Autor**

**Nombre y Apellidos:** *Lucas Pablo Morales*

**DNI:** 39591152 **Nro. de legajo:** 11191

**Mail de contacto:** *lucaspablomorales@gmail.com*

**Carrera:** *Ingeniería Electromecánica*

**Director:** *Daniel Oscar Carrica*

**Codirector:** *Marcos Gabriel Judewicz*

## **Comisión evaluadora:**

*Jorge Luis Strack*

*Sergio Gonzalez*

*Rogelio García Retegui*

Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, 31 de marzo de 2023



## Índice

RESUMEN .....	1
1 INTRODUCCIÓN .....	2
2 ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE.....	4
2.1 Requisitos del convertidor.....	4
2.2 DAB.....	5
3 OBJETIVOS DEL TRABAJO.....	11
4 METODOLOGÍA Y RESULTADOS.....	12
4.1 Diseño del convertidor .....	12
4.1.1 Corriente en cada MOSFET del puente primario.....	12
4.1.2 Corriente en cada diodo del puente primario.....	14
4.1.3 Corriente en la inductancia de dispersión.....	15
4.1.4 Diseño térmico del puente primario .....	16
4.1.4.1 Elección de transistor del puente primario .....	16
4.1.4.2 Pérdidas en el MOSFET del puente primario.....	18
4.1.4.3 Pérdidas en el diodo del puente primario.....	22
4.1.4.4 Elección de disipador del puente primario.....	24
4.1.5 Diseño térmico del puente secundario.....	26
4.1.5.1 Pérdidas en el MOSFET del puente secundario .....	27
4.1.5.2 Pérdidas en el diodo del puente secundario .....	31
4.1.5.3 Elección de disipador del puente secundario.....	33
4.1.6 Especificación del transformador.....	34
4.1.7 Selección de drivers .....	34
4.1.8 Placa electrónica .....	36
4.2 Simulación .....	38
4.2.1 Simulación 1: Comparación de corrientes en régimen permanente .....	42
4.2.2 Simulación 2: Funcionamiento del DAB en régimen permanente.....	45
4.2.3 Simulación 3: Funcionamiento del DAB en régimen transitorio .....	51
4.2.4 Simulación 4: Cambio de desfase.....	59
5 CONCLUSIONES Y PROPUESTAS.....	75
6 BIBLIOGRAFÍA .....	77

## RESUMEN

Las energías renovables y la generación distribuida han complicado la transmisión y distribución de energía eléctrica. Por un lado, las fuentes de energía renovable se comportan como fuentes intermitentes y, por otro, la generación distribuida implica flujos de energía bidireccionales. Una solución a estos problemas consiste en la utilización de microrredes que se caracterizan por funcionar independientemente de la red principal.

Las microrredes pueden ser de CA o de CC. Una microrred de CC provee una interfaz natural para los dispositivos electrónicos de consumo, iluminación LED y otros. Además, una microrred de CC no tiene flujos de potencia reactiva, ni presenta armónicos, ni problemas de sincronización y posee mayor eficiencia que su contraparte de CA. Para que una microrred de CC pueda consumir y entregar energía a la red CA se requiere un convertidor CC-CA bidireccional. La topología del puente dual activo DAB (del inglés Dual Active Bridge) permite un flujo de potencia bidireccional, aislación galvánica y alta densidad de potencia. Está compuesto por dos puentes completos unidos por un transformador de alta frecuencia.

En este proyecto, se diseñó y simuló un DAB de 2 kW que eleva la tensión desde una microrred de 36 Vcc a un valor de 450 Vcc adecuado como entrada de un inversor monofásico conectado a la red de distribución de 220 Vca. El DAB fue diseñado con llaves MOSFET de silicio (Si) en el puente de baja tensión y con llaves MOSFET de carburo silicio (SiC) en el puente de alta tensión. La tecnología SiC permite operar a frecuencias de conmutación y tensiones más altas que la tecnología convencional de Si. La frecuencia de conmutación del DAB fue fijada en 40 kHz. El trabajo abarcó el estudio del DAB, el diseño térmico, la selección de llaves y drivers y la simulación del convertidor para validar el diseño bajo diferentes regímenes de carga.

# 1 INTRODUCCIÓN

En los años recientes, los problemas ambientales ocasionados por las fuentes de energía convencionales se han convertido en una temática central debido al agotamiento de las mismas y la emisión de gases de efecto invernadero. Además, el envejecimiento de la infraestructura actual de transmisión y distribución y la cada vez mayor demanda han llevado al límite a los sistemas de entrega de energía. En consecuencia, hay una tendencia mundial al uso de fuentes de energías renovables distribuidas, las cuales son inagotables a escala de tiempo humana y tienen un menor impacto ambiental. Este tipo de generación produce desafíos para los operadores de red, tanto en la transmisión como distribución. Los sistemas de potencia futuros deberán enfrentarse con incertidumbres introducidas en la red por fuentes intermitentes y flujos de energía bidireccionales. Entre los problemas producidos están las sobretensiones y los saltos de protecciones, los cuales disminuyen la seguridad, confiabilidad y calidad de la red [1].

Para solucionar esta problemática, se ha propuesto el concepto de microrred para los sistemas de potencia futuros. Una microrred es una red de potencia de baja tensión que contiene fuentes de energía distribuidas (paneles fotovoltaicos, microturbinas de viento, celdas de combustible), dispositivos de almacenamiento de energía (super capacitores, baterías, volantes de inercia) y cargas (dispositivos domésticos, cargadores de vehículos eléctricos, motores, etc.). La idea surgió para abastecer la demanda local de energía sin expansiones costosas de centrales eléctricas. Las microrredes pueden conectarse a redes de distribución de baja y media tensión a través de convertidores, lo cual permite consumir y entregar energía dependiendo del consumo y generación de energía local. En el caso de una falla, una microrred puede desconectarse de la red de distribución rápidamente y controlar su carga [1]. Por lo tanto, el sistema de microrred se aleja de la red tradicional con generación centralizada ya que los consumidores pasarían también a generar energía, provocando un flujo de potencia bidireccional.

En el presente, la mayoría de las microrredes adoptan sistemas convencionales de corriente alterna (CA), como se observa en la figura 1.1 [1]. Un gran número de fuentes de energía renovable generan tensiones continuas por lo que se requieren convertidores de potencia para conectarlas desde su etapa de corriente continua (CC) a la red CA. Por ejemplo, las turbinas de viento necesitan convertidores back to back para sincronizarse y ajustar su frecuencia y tensión con la red. A su vez, un gran número de cargas que se conectan a la red de baja tensión necesitan convertidores CA-CC, por ejemplo, vehículos eléctricos, motores de velocidad variable en la industria, computadoras, iluminación y cargadores de baterías. Estas múltiples etapas de conversión reducen la eficiencia y confiabilidad del sistema. Varias de ellas podrían reducirse o reemplazarse por un convertidor CC-CC si los dispositivos se conectarán directamente a una red de corriente continua, como se observa en la figura 1.2 [1].

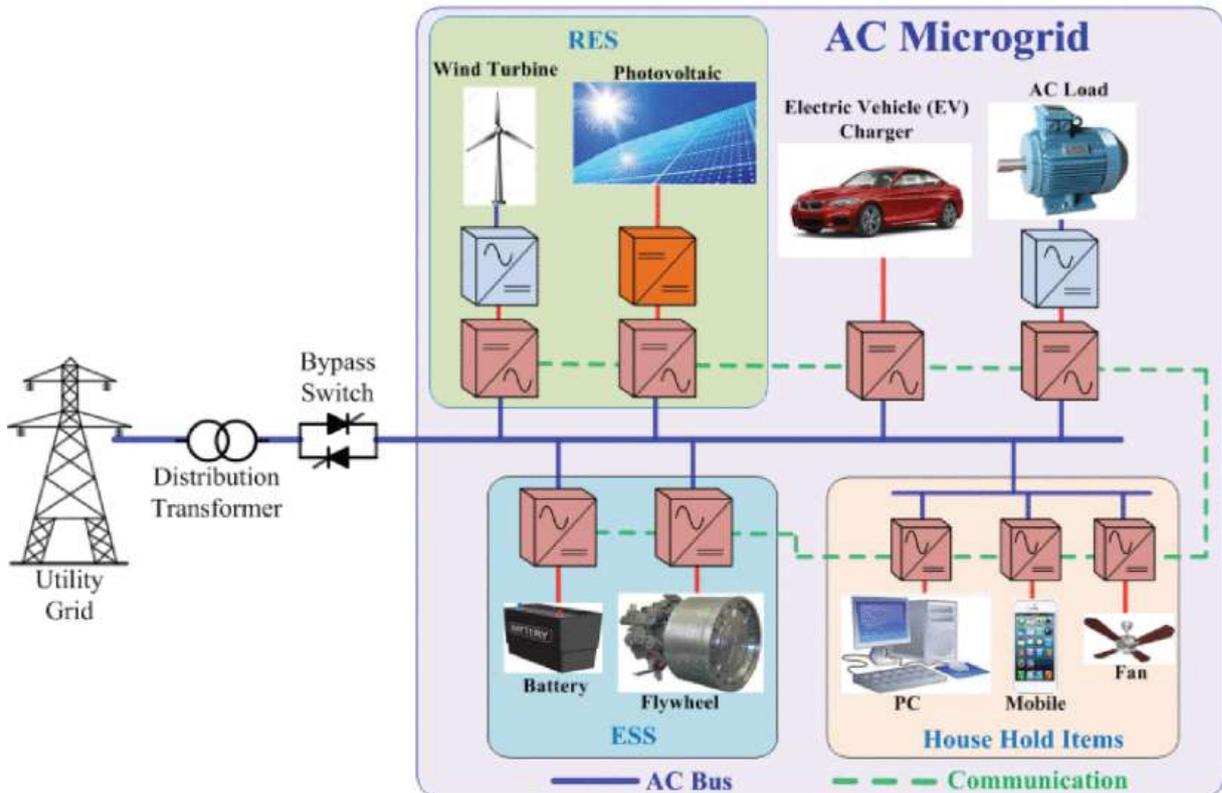


Figura 1.1– Bloque de microrred de corriente alterna.

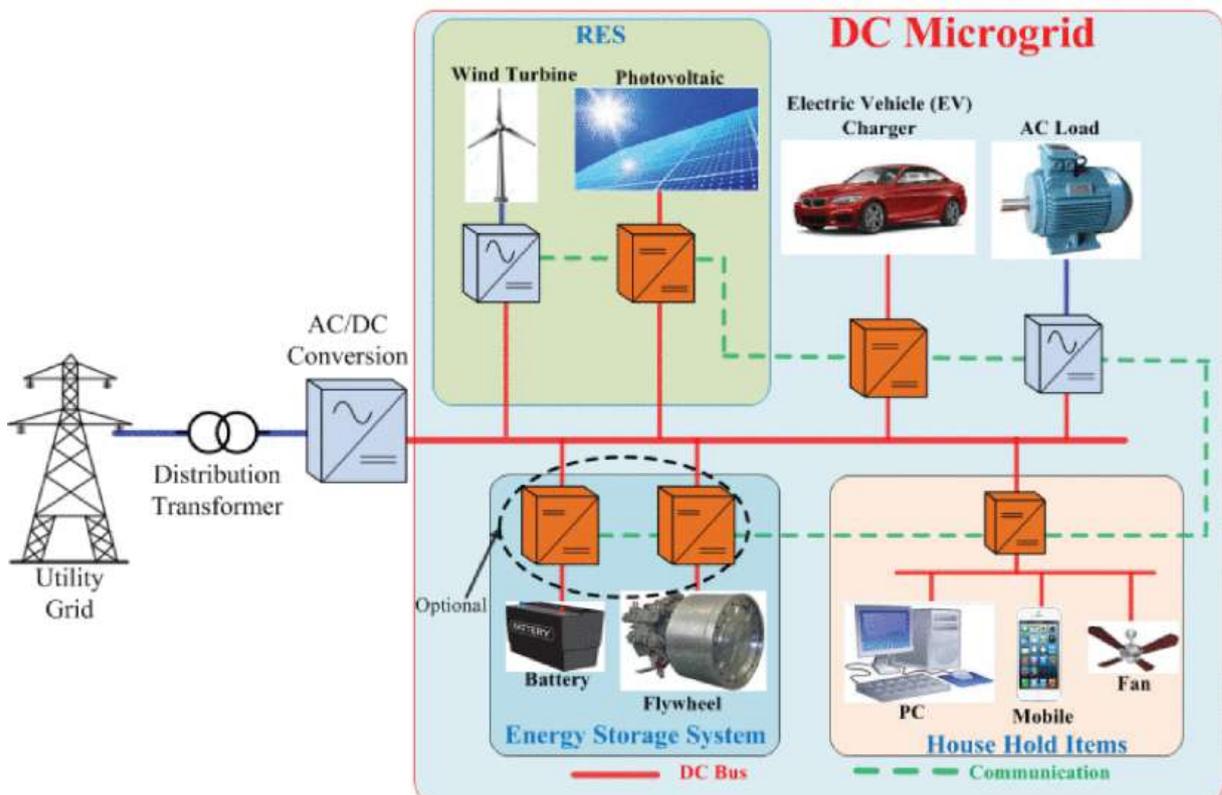


Figura 1.2– Bloque de microrred de corriente continua.

Los sistemas de corriente continua generalmente son más fiables que sus contrapartes de corriente alterna debido a que los convertidores de potencia CC-CC tienen menos elementos activos que los convertidores CA-CC. Además, los sistemas

de CC no tienen flujos de potencia reactiva, armónicos o problemas de sincronización. Esto provoca que el diseño del control sea más simple, hace posible la operación aislada de la microrred en caso de una falla en el suministro eléctrico y aumenta la eficiencia del sistema en comparación a un sistema CA [2]. Otro factor a tener en cuenta es que, al utilizar frecuencias elevadas, típicamente de 100 kHz en vez de 60 Hz en CA, los dispositivos de CC necesitan elementos pasivos más pequeños, lo que reduce tamaño, peso y costos de material.

Una red implementada en corriente continua conectada a una red de distribución de corriente alterna a través de un convertidor CA-CC provee una interfaz natural para las cargas eléctricas modernas, la mayoría de las fuentes de energía renovables y opciones de almacenamiento de energía. En cuanto a la eficiencia, se estima que una red CC residencial operando a 380 V tendría un aumento de eficiencia del 30% en comparación a redes CA de baja tensión [2].

Hoy en día, la electrónica de potencia puede llevar a cabo la conversión CC-CC y, de esta manera, permitir lo que antes solo era posible con transformadores CA: cambiar niveles de tensión. En alta tensión, los sistemas de transmisión de potencia CC tienen considerables ventajas sobre CA: menos pérdidas de línea debido a la ausencia del efecto pelicular y de la capacidad e inductancia de los cables, además de que no hay efecto corona [3]. De esta manera, las microrredes de CC, cuya implementación en bajo tensión ya se está realizando, son el paso inicial para un sistema universal de generación, transmisión y distribución en corriente continua. La realización de este modelo está limitada actualmente por los costos iniciales y la inercia del mercado, mientras que la tecnología necesaria ya existe.

Para conectar una microrred de CC a la red eléctrica de CA se requiere un convertidor CC-CA que permite elevar o disminuir la tensión al valor necesario y convertir la tensión continua en alterna, siendo un enlace que posibilita el intercambio de potencia. Si el convertidor es bidireccional, la microrred podrá tanto consumir como entregar energía proveniente de las fuentes de energía renovable a la red de distribución. La conversión puede hacerse en una etapa, elevando y convirtiendo la forma de onda, o en dos etapas, pasando por una etapa de elevación de tensión a través de un convertidor CC-CC y otra etapa de conversión CC-CA a través de un inversor. Este último puede actuar como rectificador en caso de que el flujo de potencia cambie de sentido.

El proyecto tratará sobre el diseño y simulación de la primera etapa de un convertidor CC-CA bidireccional de dos etapas, la cual permitirá elevar la tensión de una microrred de CC a valores estándar utilizados por un inversor monofásico conectado a la red de distribución principal.

## **2 ANTECEDENTES Y ESTADO DEL ARTE**

### **2.1 Requisitos del convertidor**

Debido a que en un inversor la tensión pico de salida es siempre menor que la de entrada, es necesario que la etapa CC-CC del convertidor permita una elevación considerable de la tensión de manera de que el inversor posea, a su salida, una tensión de 220 Vrms, como la de la red de distribución de Mar del Plata. Por lo tanto, el convertidor CC-CC deberá tener una salida de tensión de 450 Vcc. Además, debido a la naturaleza intermitente de las fuentes de energía renovable, se deben usar

equipos de almacenamiento de energía para compensar las variaciones de generación. Por esta razón, se necesita un convertidor bidireccional que permita el libre flujo de potencia entre microrred y la red principal, generalmente con aislación galvánica para protección contra tensiones peligrosas.

Existen varias topologías posibles como el convertidor CC boost con inversor, inversor con transformador de 50 Hz, inversor boost y el puente dual activo (DAB, del inglés Dual Active Bridge) con inversor. Las primeras dos opciones no poseen aislación galvánica y la tercera es voluminosa y posee baja eficiencia. Por lo tanto, se elige utilizar un DAB que permita la elevación de tensión CC-CC necesaria para que un inversor convierta esa tensión en CA y se conecte una microrred de CC con la red principal de distribución.

## 2.2 DAB

El DAB está compuesto por dos puentes completos unidos por un transformador de alta frecuencia y una inductancia que define la máxima potencia que puede transferir el convertidor. Cada puente está conformado por cuatro llaves que son controladas de tal manera de generar una onda de tensión de CA determinada a cada lado del transformador. Se muestra un esquema del circuito en la figura 2.1 [4].

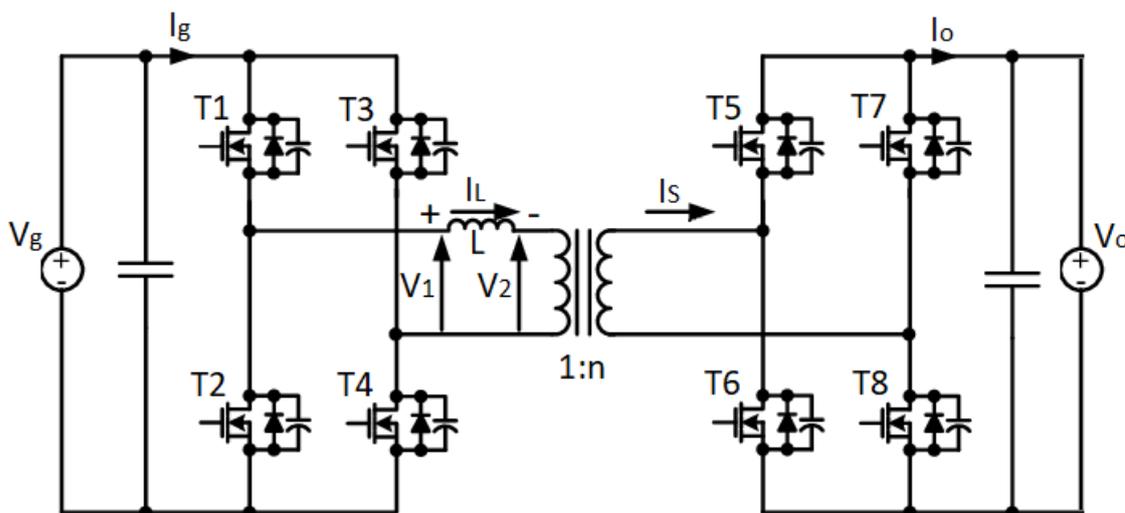


Figura 2.1– Circuito del convertidor DAB.

Las fuentes ideales  $V_g$  y  $V_o$  representan las tensiones continuas de entrada y salida, respectivamente. La entrada podría ser la tensión de una microrred de CC, mientras que la salida puede ser la tensión de CC utilizada por un inversor de CC-CA para conectarse a la red de distribución. Las corrientes de entrada y salida se representan mediante  $I_g$  e  $I_o$ , respectivamente. En paralelo con las fuentes de tensión, se encuentran los puentes completos que serán controlados de tal manera de generar una onda de tensión a cada lado del transformador de alta frecuencia con relación 1:n. En serie con el primario del transformador se observa una inductancia L que puede diseñarse contemplando la inductancia de dispersión del transformador, conteniendo la impedancia tanto del primario como del secundario referida en un esquema simplificado, agregando un inductor externo si es necesario. La tensión a la salida del puente primario se representa mediante  $V_1$ , mientras que la tensión a la salida del puente secundario, afectada por la relación de transformación n, se representa mediante  $V_2$ . Para el análisis del convertidor pueden ignorarse los capacitores en

paralelo con las fuentes, cuya función es disminuir el ripple, y los capacitores en paralelo con las llaves, cuya función es lograr la conmutación suave, pero que no afectan el funcionamiento básico del convertidor. Los diodos en antiparalelo a los transistores tienen la función de permitir el flujo bidireccional de corriente.

Se analizará el funcionamiento del DAB comenzando por el puente asociado al bobinado primario, dejando de lado el puente secundario por el momento. Se considerará un período de conmutación  $T_s$ , manteniendo un ciclo de trabajo de 0.5, es decir que las llaves estarán encendidas la mitad del período de conmutación. Durante la primera mitad del período de conmutación, las llaves  $T_1$  y  $T_4$  están cerradas, mientras que las llaves  $T_2$  y  $T_3$  están abiertas. Durante este tiempo, debido a que las llaves  $T_1$  y  $T_4$  se comportan idealmente como un camino de resistencia cero, la tensión  $V_1$  será igual a  $+V_g$ . En la segunda mitad del período de conmutación, las llaves  $T_1$  y  $T_4$  están abiertas, mientras que las llaves  $T_2$  y  $T_3$  están cerradas. De esta manera, la tensión  $V_1$  será igual a  $-V_g$ . La forma de onda resultante de la tensión  $V_1$  se observa en la figura 2.2.

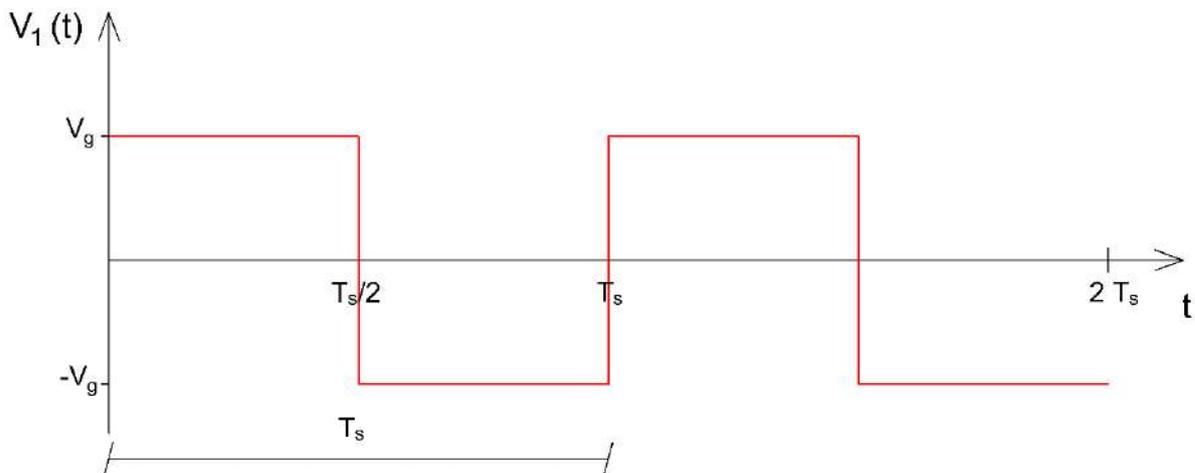


Figura 2.2– Forma de onda de tensión  $V_1$ .

El puente asociado al bobinado secundario funciona de manera análoga. Las llaves se abren y cierran de tal manera de generar una onda de tensión cuadrada. Si  $V_o/V_g$  resulta igual a la relación del transformador  $n$ , entonces la amplitud  $V_2$  será igual a la de  $V_1$ . El modo de operación más básico del convertidor se basa en el desfase temporal entre las tensiones  $V_2$  y  $V_1$ , representado por la letra griega  $\varphi$ . Es posible definir otra variable que represente el desfase entre las dos tensiones en función del período de conmutación, conocida como el desfase  $D$  del convertidor DAB.

$$D = \frac{\varphi}{T_s/2} \quad (2.1)$$

En la figura 2.3, pueden observarse las formas de onda de las tensiones  $V_1$  y  $V_2$  para  $\varphi = T_s/4$ . En ese caso,  $D = 0.5$ . La diferencia entre  $V_1$  y  $V_2$  da como resultado la tensión en la inductancia  $v_L$ .

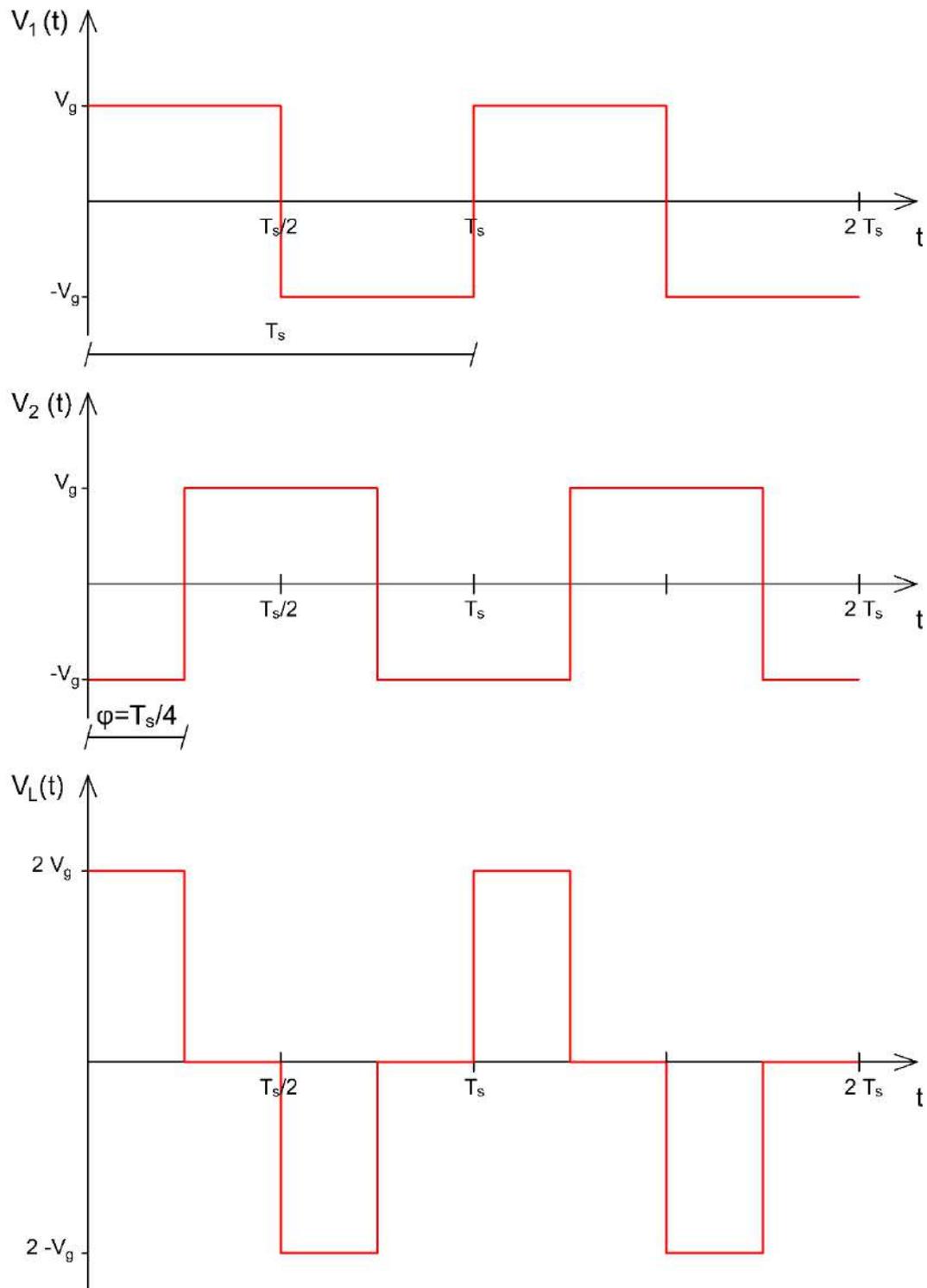


Figura 2.3– Comparación entre tensiones  $V_1$ ,  $V_2$  y  $v_L$ .

La tensión y corriente en una inductancia están relacionadas por medio de la siguiente ecuación:

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

Al ser la tensión  $v_L$  una función de intervalos de valores constantes, la corriente será una función de intervalos de pendiente constante. Cuando  $v_L = 2V_g$ , la corriente tendrá

la misma pendiente, pero de sentido opuesto, que cuando  $v_L = -2V_g$ . En los demás intervalos, la tensión es nula y, por lo tanto, la corriente se mantendrá constante. Debido a que los intervalos de tiempo de cierre y aperturas de las llaves son iguales, la corriente en la inductancia crece y decrece en la misma magnitud, provocando que el máximo valor positivo  $I_p$  sea igual al máximo valor negativo en valor absoluto. La forma de onda de la corriente resultante puede observarse en la figura 2.4.

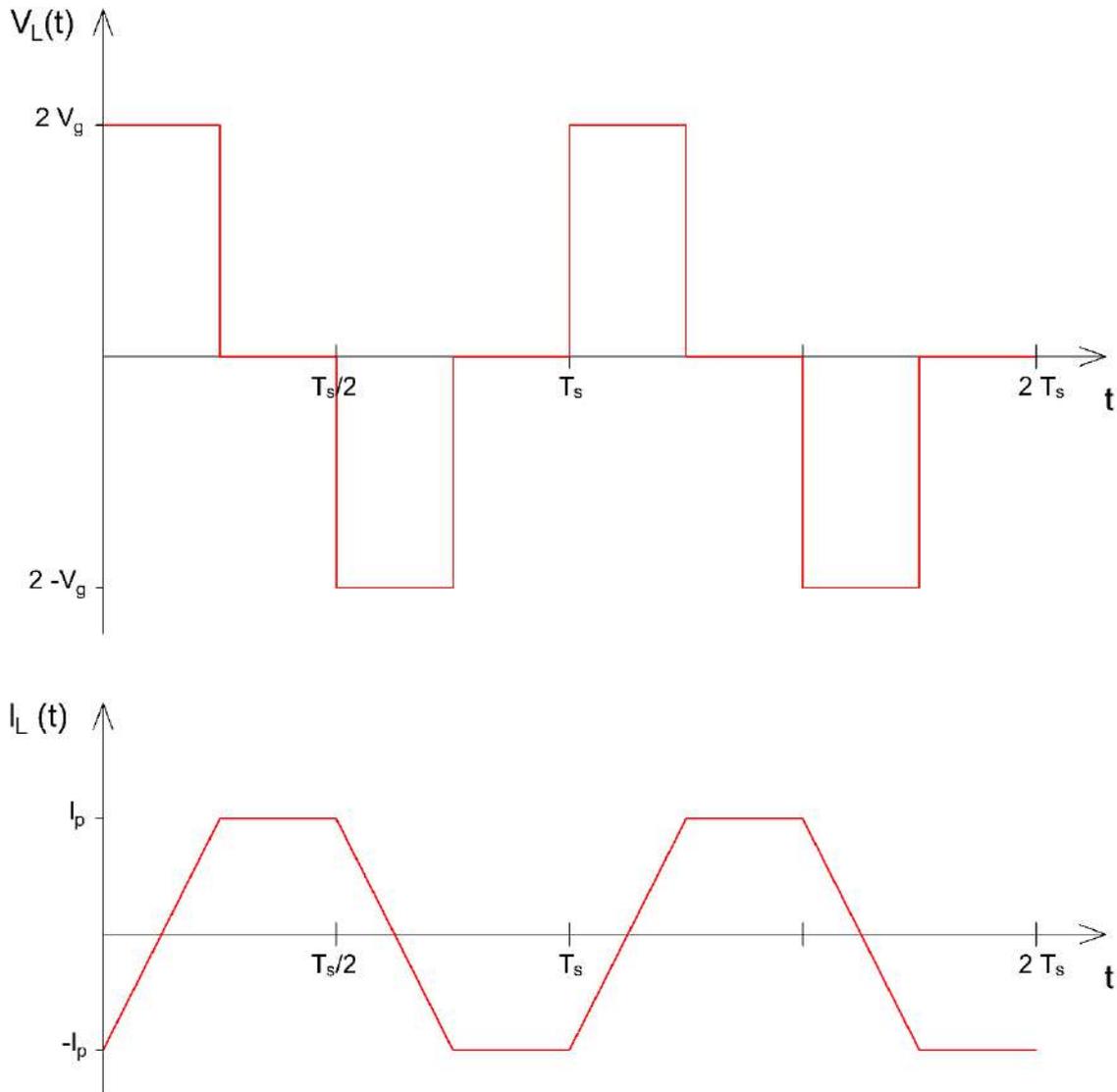


Figura 2.4– Formas de onda de la tensión y corriente en la inductancia.

Si se observa el circuito de la figura 2.1, puede obtenerse la corriente a la salida del DAB a partir de la corriente en la inductancia. La magnitud de la corriente en el bobinado secundario es igual a la del bobinado primario afectada por la relación de transformación  $n$ , es decir  $I_s = I_L/n$ . Bajo la convención de sentido elegida en la figura 2.1, cuando las llaves  $T_5$  y  $T_8$  están cerradas, la corriente del transformador es igual la corriente de salida  $I_o$  ya que pasa por la llave  $T_5$ , entra a la fuente de tensión  $V_o$  y vuelve por la llave  $T_8$ . Por otro lado, cuando las llaves  $T_5$  y  $T_8$  están abiertas y se cierran las llaves  $T_6$  y  $T_7$ , la corriente del transformador será opuesta a la corriente  $I_o$  ya que pasa por la llave  $T_6$ , entra a la fuente de tensión  $V_o$  en sentido opuesto al anterior y

vuelve por la llave  $T_7$ . Para saber en qué intervalos de tiempo la corriente en el transformador es igual u opuesta a la de salida, puede observarse la forma de onda de la tensión  $V_2$ . Si las llaves  $T_5$  y  $T_8$  están cerradas, la tensión  $V_2$  es positiva y  $I_o = I_L/n$ ; si las  $T_6$  y  $T_7$  están cerradas, la tensión  $V_2$  es negativa y  $I_o = -I_L/n$ . Este razonamiento se puede observar en la figura 2.5.

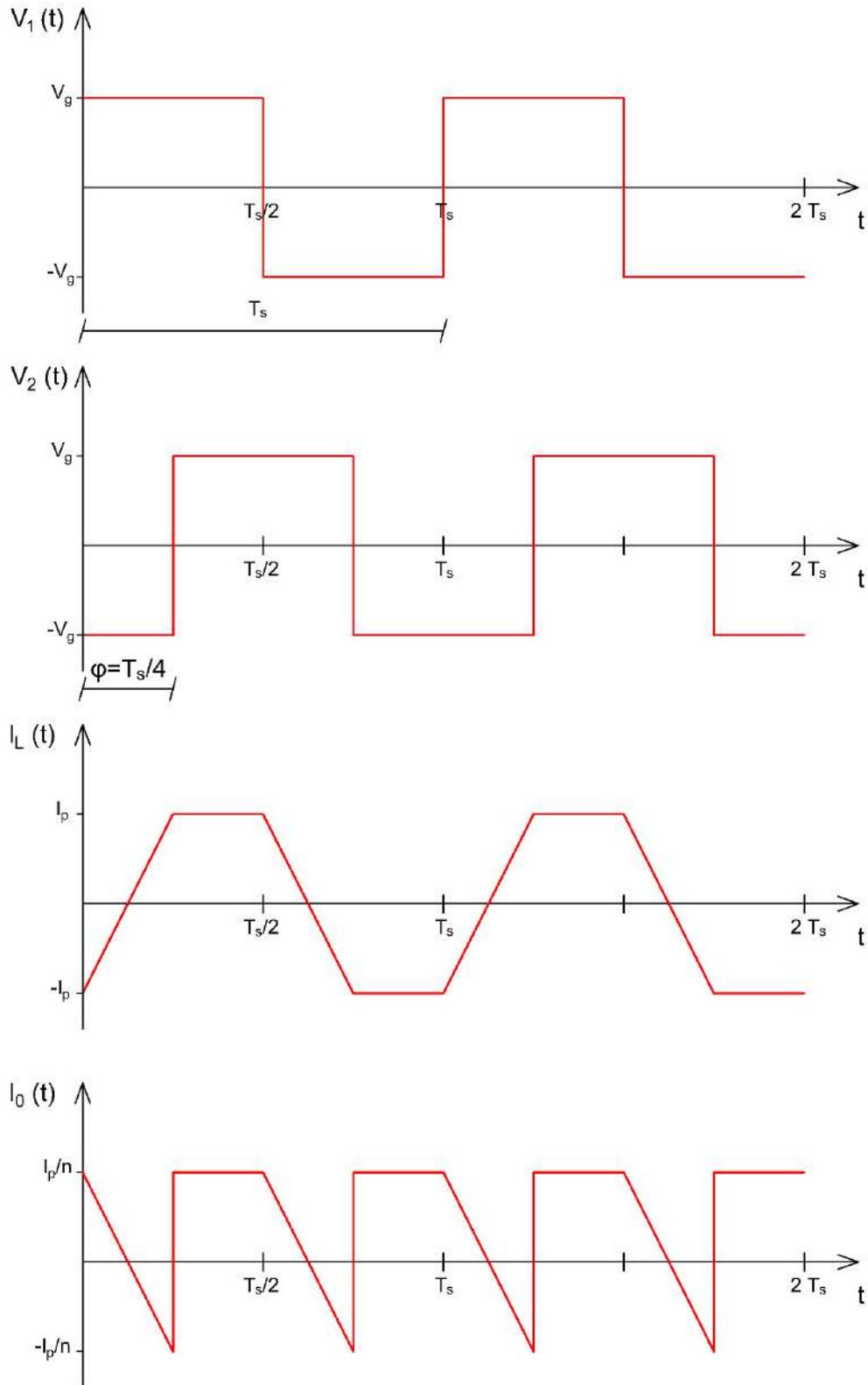


Figura 2.5–Forma de onda de la corriente de salida.

Para el diseño térmico, es relevante analizar la corriente que circula por una llave. Por ejemplo, mientras la tensión  $V_1$  es positiva, la corriente que pasa por la llave  $T_1$  es igual a la corriente de entrada en la primera mitad del período de conmutación; cuando la llave se abre en el instante  $T_s/2$ , la tensión  $V_1$  se hace negativa y la corriente se anula. Esta deducción se observa en la figura 2.6.

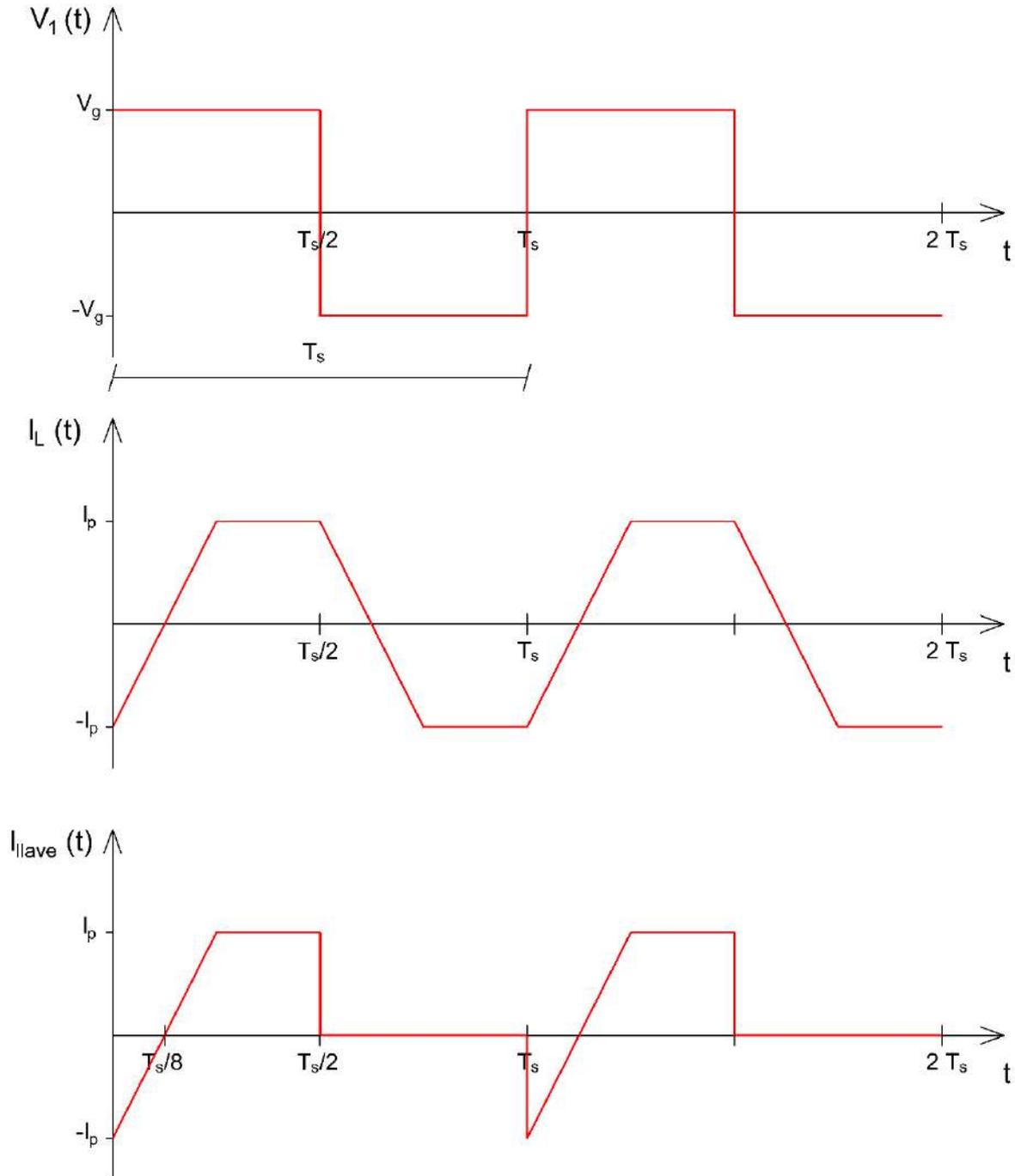


Figura 2.6– Forma de onda de la corriente de las llave  $T_1$ ,  $T_4$ .

Es importante resaltar que el convertidor DAB es capaz de funcionar sin el transformador, eliminando la relación  $n$  de la deducción anterior. Al insertar un transformador, el DAB permite trabajar elevar la tensión y proveer aislación galvánica entre entrada y salida.

La forma de onda de la corriente en la inductancia permite resolver la ecuación 2.2 como una función lineal por tramos, dado que la derivada de la corriente es constante en cada uno de los mismos. Al multiplicar la corriente media de salida por la tensión de salida, se obtiene una expresión para la potencia media de salida del convertidor. Por lo tanto, la ecuación que gobierna la potencia transferida en el DAB es [5]:

$$P_o = \frac{V_g V_o D(1 - D)}{2nL f_s} \quad (2.3)$$

Donde:

- $P_o$  es la potencia media transferida
- $f_s$  es la frecuencia de conmutación

Asumiendo que todas las otras variables son constantes, el factor  $D(1 - D)$  gobierna la potencia que el DAB puede transferir. De esta manera, la función tiene un máximo para  $D = 0.5$ . Las formas de onda graficadas hasta ahora se hicieron para la máxima potencia. Si el desfase temporal  $\varphi$  variara respecto de este valor crítico, la potencia transferida disminuiría, alterando también las formas de onda de corriente.

Las ventajas de esta topología son:

- Flujo de potencia bidireccional
- Aislación galvánica
- Alta densidad de potencia
- Bajo costo
- Alta eficiencia
- Fácil implementación de conmutación suave a tensión cero
- Control directo de potencia

### 3 OBJETIVOS DEL TRABAJO

La Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata dispone de una microrred de corriente continua. La misma cuenta con un panel solar para generación, baterías para almacenamiento de energía y distintas cargas. El objetivo principal es la conexión de la microrred a la red de distribución de Mar del Plata a partir de un convertidor CC-CA. En esta tesis, se diseñará y simulará la etapa de conversión de tensión CC-CC.

Se elige la topología DAB para el convertidor, considerando su alta densidad de potencia, aislación galvánica y amplia gama de estrategias de control. El diseño se divide en varias etapas, siendo cada una un objetivo a cumplir:

- Cálculo de corrientes
- Selección de transistores
- Análisis térmico y selección de disipadores
- Selección de drivers
- Dimensionamiento del transformador de alta frecuencia
- Simulación del convertidor

## 4 METODOLOGÍA Y RESULTADOS

### 4.1 Diseño del convertidor

Se tiene una microrred de corriente continua basada en baterías de 36 V que debe conectarse a la red de CA de 220 Vrms, por lo que el DAB CC/CC debe elevar la tensión continua de 36 V a 450 V. Por lo tanto, la relación de vueltas del transformador será igual a  $\frac{36}{450} = 1/12.5$ . El convertidor debe ser capaz de suministrar una potencia de 1 kW, pero se diseñará para 2 kW de manera de garantizar un determinado margen de control. Para estos valores de tensión se pueden utilizar MOSFETs de silicio (Si) o carburo de silicio (SiC), que permiten conmutar a frecuencia elevadas para reducir el volumen de los componentes. Se fija el valor de la frecuencia en:

$$f_s = 40 \text{ kHz} \quad (4.1)$$

Por lo que:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{40 \text{ kHz}} \quad (4.2)$$

$$T_s = 25 \mu\text{s} \quad (4.3)$$

El puente asociado al primario del transformador (36 V) será diseñado con MOSFETs de silicio mientras que, para el puente asociado al secundario (450 V) se utilizarán MOSFETs de carburo de silicio. Comparados a sus contrapartes de Si, los MOSFETs de SiC ofrecen frecuencias de trabajo más altas, tensiones máximas mayores y tamaño más compacto. Para un ciclo de trabajo de 0.5 se tiene la máxima potencia. Por ende:

$$\varphi = D * T_s / 2 \quad (4.4)$$

$$\varphi = 0.5 * 25 \mu\text{s} / 2 \quad (4.5)$$

$$\varphi = 6.25 \mu\text{s} \quad (4.6)$$

A partir de la ecuación 2.3, puede despejarse la inductancia serie necesaria:

$$L = \frac{V_g V_o D (1 - D)}{2n P_o f_s} \quad (4.7)$$

$$L = \frac{36\text{V} * 450\text{V} * 0.5 * (1 - 0.5)}{2 * 12.5 * 2\text{kW} * 40\text{kHz}} \quad (4.8)$$

$$L = 2.025 \mu\text{H} \quad (4.9)$$

Los cálculos que siguen fueron efectuados para el puente asociado al primario del transformador de alta frecuencia.

#### 4.1.1 Corriente en cada MOSFET del puente primario

El valor máximo de la corriente en cualquier transistor del puente asociado al primario es [5]:

$$I_p = \frac{T_s}{2L} (V_g D) \quad (4.10)$$

$$I_p = \frac{25\mu s}{2 * 2.025 \mu H} (36V * 0.5) \quad (4.11)$$

$$I_p = 111.11 A \quad (4.12)$$

La corriente eficaz en el MOSFET es:

$$I_{MOS\ rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_{MOS}^2(t) \cdot dt} \quad (4.13)$$

Cada puente está dividido en dos ramas, cada una con dos llaves que conducen complementariamente durante la mitad del período  $T_s$ . El momento en el cual se produce la conmutación puede observarse en la figura 2.6: la tensión  $V_1$  se invierte en el tiempo  $\frac{T_s}{2}$  y la corriente pasará de conducir por las llaves 1 y 4 a conducir por las llaves 2 y 3. Las llaves 1 y 4 conducirán durante la primera mitad del período  $T_s$ , sin embargo, no toda esa corriente pasará por el MOSFET ya que el mismo no puede conducir corrientes de dirección inversa (valores negativos de la forma de onda). Es por esta razón que los dispositivos cuentan con un diodo intrínseco en antiparalelo, capaz de conducir esa corriente negativa. De esta manera, la corriente negativa correspondiente al período de tiempo que va de 0 a  $\frac{T_s}{8}$  pasará por el diodo y no por el transistor propiamente dicho. Por lo tanto, la forma de onda resultante puede observarse en la figura 4.1.

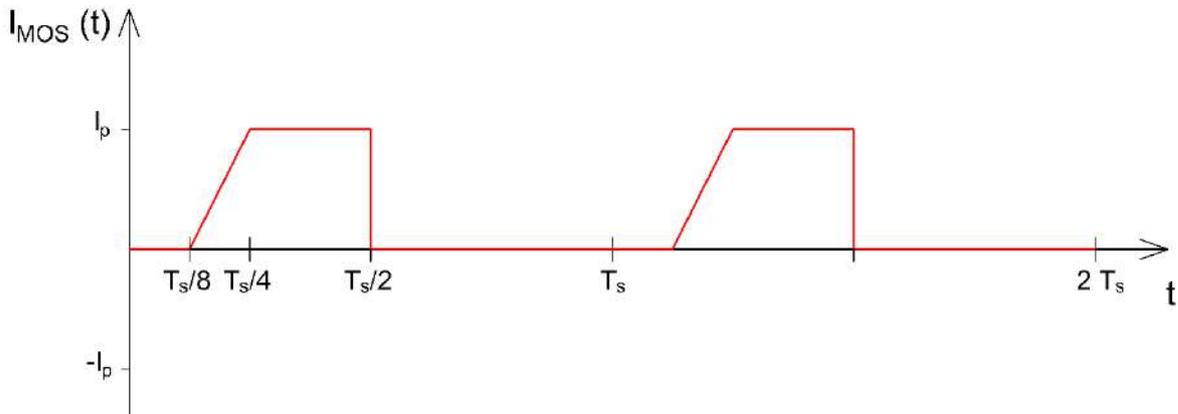


Figura 4.1– Forma de onda de la corriente en el MOSFET.

De acuerdo a esta forma de onda, la integral puede resolverse como:

$$\int_0^{T_s} i_{MOS}^2(t) \cdot dt = 0 + \int_{T_s/8}^{T_s/4} \left( \frac{I_p}{T_s/8} t - I_p \right)^2 \cdot dt + \int_{T_s/4}^{T_s/2} I_p^2 \cdot dt + 0 \quad (4.14)$$

$$\int_0^{T_s} i_{MOS}^2(t) \cdot dt = \frac{7}{24} I_p^2 T_s \quad (4.15)$$

Luego, según la ecuación 4.13, la corriente eficaz en el MOSFET es:

$$I_{MOS\ rms} = \sqrt{\frac{7}{24}} I_p \quad (4.16)$$

$$I_{MOS\ rms} = \sqrt{\frac{7}{24}} * 111.11A \quad (4.17)$$

$$I_{MOS\ rms} = 60\ A \quad (4.18)$$

#### 4.1.2 Corriente en cada diodo del puente primario

La corriente eficaz en el diodo es:

$$I_{F\ rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_F^2(t) \cdot dt} \quad (4.19)$$

Como se explicó en el apartado anterior, la corriente negativa (figura 2.6) circula por el diodo en antiparalelo, como se muestra en la figura 4.2.

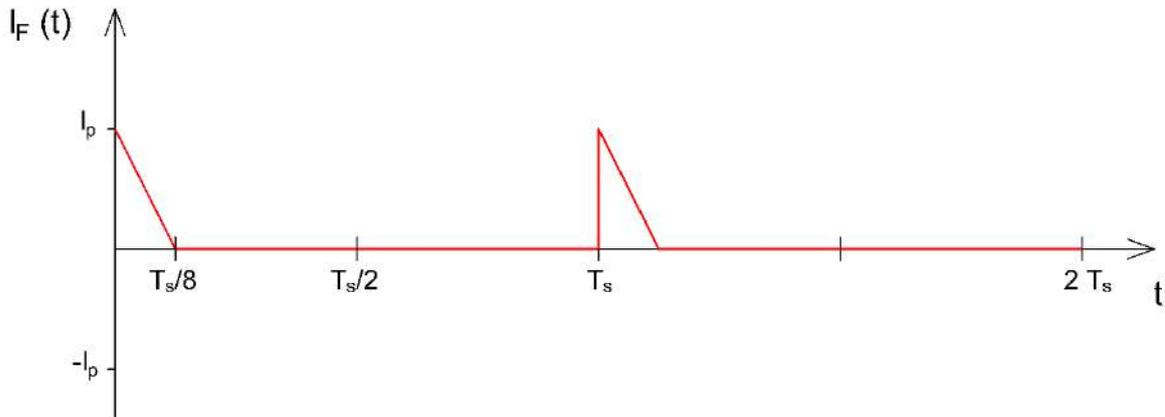


Figura 4.2– Forma de onda de la corriente en el diodo.

Considerando que esta corriente pasará en modo directo por el diodo ya que el mismo se encuentra en antiparalelo, la función tiene valor positivo. La integral puede resolverse como:

$$\int_0^{T_s} i_F^2(t) \cdot dt = \int_0^{T_s/8} \left( -\frac{I_p}{T_s/8} t + I_p \right)^2 \cdot dt + 0 \quad (4.20)$$

$$\int_0^{T_s} i_F^2(t) \cdot dt = \frac{1}{24} I_p^2 T_s \quad (4.21)$$

Luego, según la ecuación 4.19, la corriente eficaz en el diodo es:

$$I_{F\ rms} = \frac{I_p}{\sqrt{24}} \quad (4.22)$$

$$I_{F\ rms} = \frac{111.11A}{\sqrt{24}} \quad (4.23)$$

$$I_{F\ rms} = 22.68\ A \quad (4.24)$$

La corriente media en el diodo es:

$$I_{F av} = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_F(t) \cdot dt \quad (4.25)$$

Según la figura 4.2, la integral se resuelve como:

$$I_{F av} = \frac{1}{T} \int_0^{T_s/8} \left( -\frac{I_p}{T_s/8} t + I_p \right) \cdot dt + 0 \quad (4.26)$$

$$I_{F av} = \frac{I_p}{16} \quad (4.27)$$

$$I_{F av} = \frac{111.11A}{16} \quad (4.28)$$

$$I_{F av} = 6.94 A \quad (4.29)$$

#### 4.1.3 Corriente en la inductancia de dispersión

La corriente eficaz en la inductancia es:

$$I_{L rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_L^2(t) \cdot dt} \quad (4.30)$$

La forma de la corriente que pasa por la inductancia ya se dedujo en la figura 2.4. De acuerdo a esta forma de onda, la integral puede resolverse como:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} i_L^2(t) \cdot dt &= \int_0^{T_s/4} \left( \frac{I_p}{T_s/8} t - I_p \right)^2 \cdot dt + \int_{T_s/4}^{T_s/2} I_p^2 \cdot dt \\ &+ \int_{T_s/2}^{3T_s/4} \left( -\frac{I_p}{T_s/8} t + 5I_p \right)^2 \cdot dt + \int_{3T_s/4}^{T_s} (-I_p)^2 \cdot dt \end{aligned} \quad (4.31)$$

$$\int_0^{T_s} i_L^2(t) \cdot dt = \frac{2}{3} I_p^2 T_s \quad (4.32)$$

Luego, según la ecuación 4.30, la corriente eficaz en la inductancia es:

$$I_{L rms} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_p \quad (4.33)$$

$$I_{L rms} = \sqrt{\frac{2}{3}} * 111.11A \quad (4.34)$$

$$I_{L rms} = 90.72 A \quad (4.35)$$

Habiéndose calculado los valores de corriente eficaz en el diodo, MOSFET e inductancia, puede hacerse la siguiente verificación. La corriente total en la llave está conformada por la corriente que pasa por el MOSFET (figura 4.1) y la corriente que pasa por el diodo (figura 4.2), como se observa en la figura 2.6. Por lo tanto, la corriente eficaz total por llave es igual a:

$$I_{llave rms} = \sqrt{I_{MOS rms}^2 + I_{F rms}^2} \quad (4.36)$$

$$I_{llave\ rms} = \sqrt{(60\ A)^2 + (22.68\ A)^2} \quad (4.37)$$

$$I_{llave\ rms} = 64.14\ A \quad (4.38)$$

Esta corriente es conducida por un semiciclo por la inductancia de dispersión. En el otro semiciclo, la inductancia conduce una corriente espejada, como se observa en la figura 2.6. Por lo tanto, la corriente eficaz por la inductancia es igual a:

$$I_{L\ rms} = \sqrt{I_{llave\ rms}^2 + I_{llave\ rms}^2} = \sqrt{2 * I_{llave\ rms}^2} \quad (4.39)$$

$$I_{L\ rms} = \sqrt{2 * (64.14\ A)^2} \quad (4.40)$$

$$I_{L\ rms} = 90.72\ A \quad (4.41)$$

#### 4.1.4 Diseño térmico del puente primario

##### 4.1.4.1 Elección de transistor del puente primario

La elección de un MOSFET y de un disipador no pueden hacerse independientemente. Se debe conseguir un disipador con la resistencia térmica lo suficientemente pequeña para evacuar el calor generado en el transistor, el cual debe tener las menores pérdidas posibles. Ambas condiciones están directamente relacionadas con el costo de cada dispositivo por lo que la elección debe minimizar el costo total. Por lo tanto, el proceso de elección es iterativo y solo se presenta la alternativa final en el informe.

Se analizaron las opciones disponibles en dos distribuidores: Digi-Key y Mouser. Al recopilar la información de las hojas de datos de los transistores pudo observarse una correlación entre las pérdidas de potencia y el costo. A medida que sube el costo del transistor, las pérdidas por conducción disminuyen, pero las pérdidas por conmutación aumentan. Esto se debe a que, cuanto mayor sección de material semiconductor se tenga, menor es el valor de la resistencia de conducción  $R_{DS\ on}$ , pero esta elevación de la sección provoca el aumento de la capacidad  $C_{GD}$ , responsable de las pérdidas por conmutación. Este efecto contraproducente provocó que sea menos costoso paralelizar dos transistores por llave del puente, de manera de obtener una resistencia térmica máxima de disipador factible, sin la necesidad de utilizar convección forzada. Para el caso del puente asociado al primario, el transistor elegido fue el modelo IPP016N08NF2SAKMA1 de la marca Infineon Technologies. Se observa el esquema de un MOSFET en la figura 4.3.

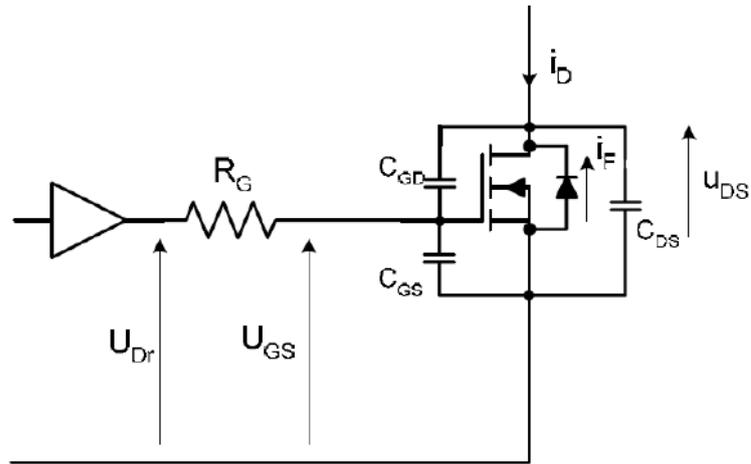


Figura 4.3– Esquema de un MOSFET con su driver.

Lo primero que se verificó es que el MOSFET opere en el área de operación segura que está definida por el ancho de pulso, la corriente y la tensión  $V_{DS}$ . Según la ecuación 4.12, la corriente máxima en el MOSFET es 111.11 A, y la máxima tensión drain-source a la que se lo someterá es la de las baterías (36 V). El tiempo de conducción ( $t_p$ ) para el transistor es la mitad del período de conmutación  $T_s$ , por lo tanto:

$$t_p = \frac{T_s}{2} \quad (4.42)$$

$$t_p = \frac{25 \mu s}{2} \quad (4.43)$$

$$t_p = 12.5 \mu s \quad (4.44)$$

Se puede observar en la figura 4.4 que el punto de trabajo se encuentra en el área segura ya que se estima que la línea de  $t_p$  de 12.5  $\mu s$  se encuentra más cerca de la línea de 10  $\mu s$  que de la de 100  $\mu s$ .

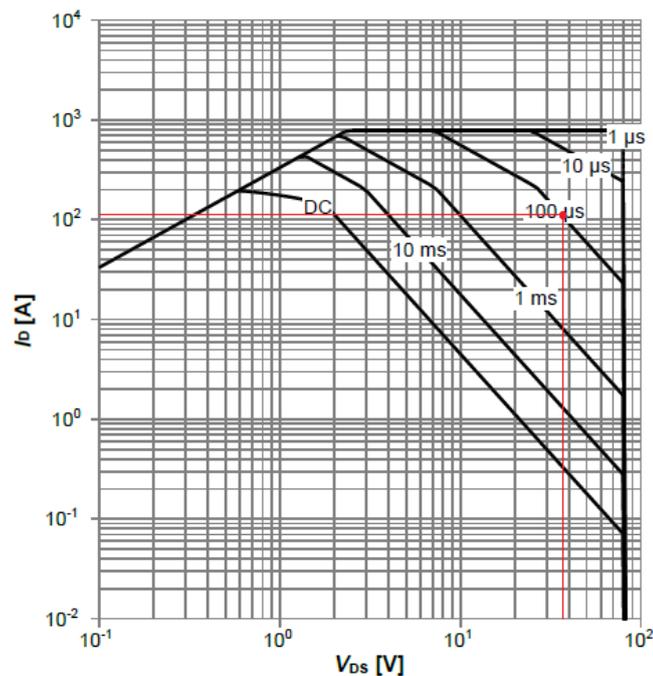


Figura 4.4– Área de operación segura del MOSFET.

La potencia total disipada en el transistor  $P_T$  puede calcularse como:

$$P_T = P_M + P_D \quad (4.45)$$

Donde:

- $P_M$  es la potencia disipada en el MOSFET
- $P_D$  es la potencia disipada en el diodo intrínseco

#### 4.1.4.2 Pérdidas en el MOSFET del puente primario

Las pérdidas en el MOSFET son:

$$P_M = P_{MC} + P_{MSW} \quad (4.46)$$

Donde:

- $P_{MC}$  son las pérdidas por conducción en el MOSFET
- $P_{MSW}$  son las pérdidas por conmutación en el MOSFET

Las pérdidas por conducción son iguales a:

$$P_{MC} = R_{DSon} \cdot I_{MOS\ rms}^2 \quad (4.47)$$

Donde:

- $R_{DSon}$  es la resistencia drain-source en estado activo

La resistencia drain-source puede obtenerse de la figura 4.5. Si se diseña para trabajar a la temperatura máxima de juntura ( $175^\circ\text{C}$ ) y valores cercanos de  $I_D$  y  $V_{GS}$  a 100 A y 10 V, respectivamente, la resistencia es igual a 2.6 m $\Omega$ . Aunque se diseñará el convertidor para  $V_{GS} = 15$  V, la resistencia  $R_{DSon}$  es independiente de la corriente  $I_D$  a partir de  $V_{GS} = 10$  V. Además, se está usando el peor caso ya que la resistencia drain-source disminuye con el aumento de  $V_{GS}$ , tal cual se observa en la figura 4.6.

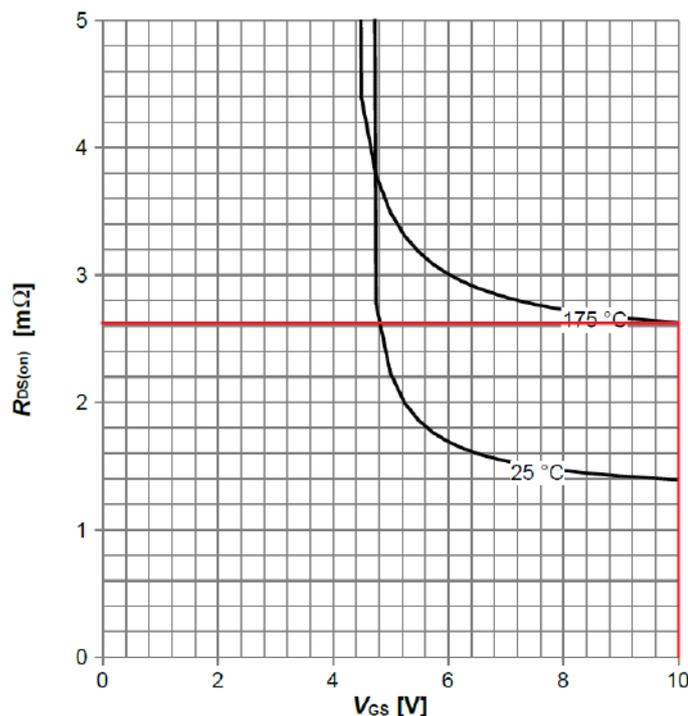


Figura 4.5– Resistencia  $R_{DSon}$  en función de la tensión  $V_{GS}$  para un valor de  $I_D = 100$  A.

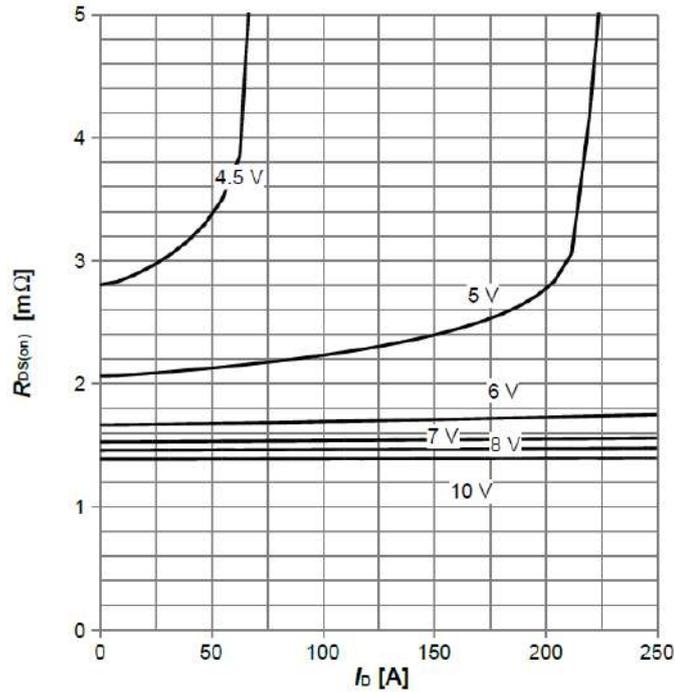


Figura 4.6– Resistencia  $R_{DS(on)}$  en función de la corriente  $I_D$  a  $T_j = 25^\circ C$ .

Como se utilizarán dos transistores en paralelo, la corriente eficaz sobre cada MOSFET será la mitad que la encontrada en la ecuación 4.18. Por lo tanto, las pérdidas de conducción tienen el siguiente valor:

$$P_{Mc} = 2.6m\Omega * \left(\frac{60A}{2}\right)^2 = 2.34 W \quad (4.48)$$

Las pérdidas por conmutación son:

$$P_{Msw} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw} \quad (4.49)$$

Donde:

- $E_{onM}$  es la energía disipada al pasar el transistor al estado activo
- $E_{offM}$  es la energía disipada al pasar el transistor al estado inactivo
- $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación configurada en 40 kHz

Las energías para el cambio de estado pueden calcularse como [6]:

$$E_{onM} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (4.50)$$

$$E_{offM} = U_{DD} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (4.51)$$

Donde:

- $U_{DD}$  es la tensión de alimentación del puente
- $I_{Don}$  es la corriente de drain al conmutar al estado activo
- $t_{ri}$  es el tiempo de subida de la corriente al conmutar
- $t_{fu}$  es el tiempo de bajada de la tensión al conmutar
- $Q_{rr}$  es la carga necesaria para desactivar el diodo
- $I_{Doff}$  es la corriente de drain al conmutar al estado inactivo
- $t_{ru}$  es el tiempo de subida de la tensión al conmutar

- $t_{fi}$  es el tiempo de bajada de la corriente al conmutar

La tensión de alimentación  $U_{DD}$  es igual a  $V_g$  (36 V). La corriente en estado activo  $I_{Don}$  fue determinada en la ecuación 4.12 y es igual a 111.11 A. La corriente en el instante previo al cierre de la llave  $I_{Doff}$  es igual a 111.11 A, como se observa en la figura 2.6. La carga  $Q_{rr}$  se obtiene de la hoja de datos y es igual a 16.6 nC.

Los tiempos  $t_{ri}$  y  $t_{fi}$  pueden obtenerse de la hoja de datos del transistor y sus valores son 71.5 ns y 44.1 ns, respectivamente. Por otro lado, los tiempos  $t_{fu}$  y  $t_{ru}$  pueden calcularse como [6]:

$$t_{fu} = \frac{(U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G}{U_{Dr} - U_{plat}} \cdot C_{GD} \quad (4.52)$$

$$t_{ru} = \frac{(U_{DD} - R_{Dson} \cdot I_{Don}) \cdot R_G}{U_{plat}} \cdot C_{GD} \quad (4.53)$$

Donde:

- $C_{GD}$  es la capacidad entre gate y drain
- $R_G$  es la resistencia del gate
- $U_{Dr}$  es la tensión de salida del circuito driver
- $U_{plat}$  es la tensión de plateau

La resistencia del gate se obtiene de la hoja de datos y es igual a  $1.4 \Omega$ . La tensión de salida del circuito driver es un valor estándar e igual a 15 V. La tensión de plateau es causada por el efecto Miller [7]. A pesar de que hay carga continuamente suministrada al gate por el circuito driver, el efecto Miller provoca que la capacidad gate-drain se vea aumentada varios órdenes de magnitud, reduciendo en gran medida la velocidad de subida de la tensión de gate. Por lo tanto, por un determinado tiempo, la tensión adquiere un valor aproximadamente constante, el cual puede obtenerse de la curva de tensión gate-source vs carga en el gate, como se observa en la figura 4.7. Su valor es de 4.5 V.

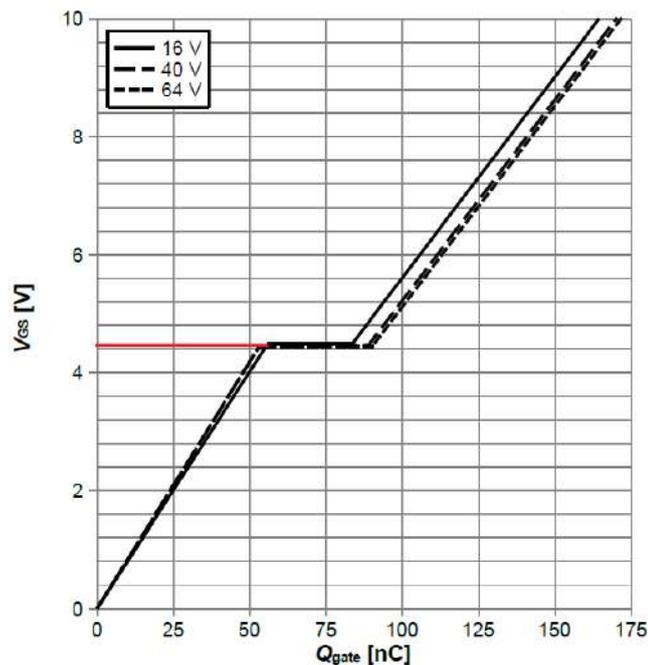


Figura 4.7– Tensión gate-source en función de la carga en el gate.

La capacidad  $C_{GD}$  tiene un comportamiento no lineal con la tensión. Se aproxima su valor a partir de un promedio de dos puntos, el cual representa el caso conservador para el cálculo de pérdidas:

$$C_{GD} = \frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{2} \quad (4.54)$$

Donde:

- $C_{GD1}$  es la capacidad gate-drain en estado inactivo
- $C_{GD2}$  es la capacidad gate-drain en estado activo

En estado inactivo, la tensión sobre el MOSFET es la de la fuente (36 V). Por otro lado, en estado activo, la tensión es igual a:

$$V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_{Don} = 2.6m\Omega \cdot 111A = 0.29 V \quad (4.55)$$

Los valores de las capacidades pueden encontrarse en la curva de capacidad ( $C_{GD} = C_{rSS}$ ) vs tensión drain-source, como se observa en la figura 4.8.

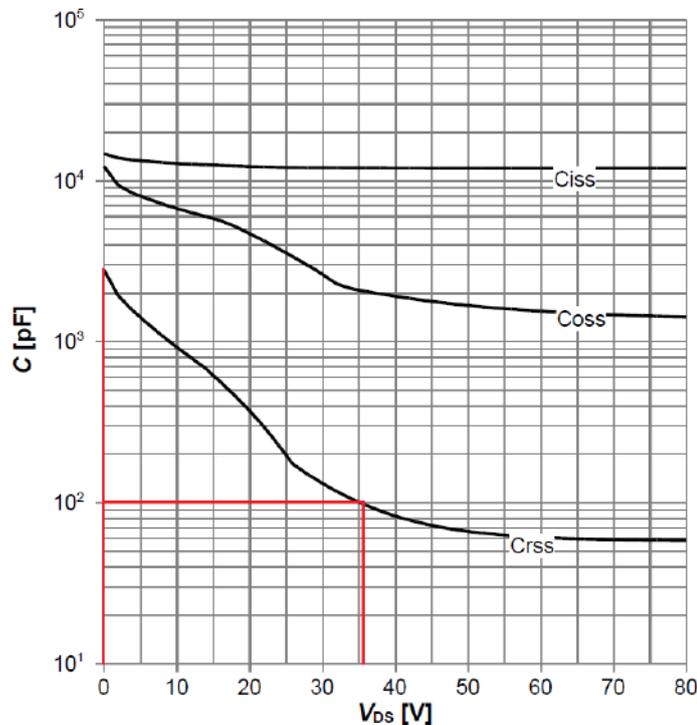


Figura 4.8– Curvas de capacidad en función de la tensión drain-source.

Por lo tanto, las capacidades son:

$$C_{GD1} = 100 pF \quad (4.56)$$

$$C_{GD2} = 3000 pF \quad (4.57)$$

$$C_{GD} = \frac{100 pF + 3000 pF}{2} = 1550 pF \quad (4.58)$$

De acuerdo a las ecuaciones 4.52, 4.53 y 4.58:

$$t_{fu} = \frac{(36V - 0.29V) \cdot 1.4\Omega}{15V - 4.5V} \cdot 1550 pF = 7.38 ns \quad (4.59)$$

$$t_{ru} = \frac{(36V - 0.29V) * 1.4\Omega}{4.5V} * 1550pF = 17.2 ns \quad (4.60)$$

Calculados los tiempos y de acuerdo a las ecuaciones 4.50 y 4.51:

$$E_{onM} = 36V * 111.11A * \frac{71.5ns + 7.38ns}{2} + 16.6nC * 36V = 0.158 mJ \quad (4.61)$$

$$E_{offM} = 36V * 111.11A * \frac{17.2ns + 44.1ns}{2} = 0.123 mJ \quad (4.62)$$

La hoja de datos del transistor provee un rango de tensión umbral de gate  $V_{GS}$ , el cual es igual a 1.6 V. Al paralelizar dos MOSFETs, un desbalance entre tensiones umbrales produce un desbalance de pérdidas de conmutación considerable, mientras que el de conducción es despreciable. El dispositivo con menor tensión de umbral será el primero que empiece a conducir la corriente de carga al comienzo del ciclo y, por lo tanto, será el que tenga mayores pérdidas. Se ha demostrado por medio de simulaciones que, para una paralelización de dos transistores, una diferencia de tensiones umbral de 1.6 V y una corriente de carga de alrededor de 100 A, las pérdidas por conmutación tienen un incremento del 50% respecto del caso de simetría total [8]. Por lo tanto, si estas pérdidas se reducen idealmente a la mitad al paralelizar dos MOSFET pero tienen un incremento del 50% por la discrepancia de tensiones umbrales en el peor caso, las pérdidas se reducen a un 75% respecto del caso de un solo semiconductor. Establecido lo anterior y de acuerdo a la ecuación 4.49, las pérdidas por conmutación son:

$$P_{MSW} = (0.158mJ + 0.123mJ) * 40kHz * 0.75 = 8.43 W \quad (4.63)$$

Según la ecuación 4.46, las pérdidas totales en el MOSFET son:

$$P_M = 2.34W + 8.43W = 10.77W \quad (4.64)$$

#### 4.1.4.3 Pérdidas en el diodo del puente primario

Las pérdidas en el diodo en antiparalelo son:

$$P_D = P_{DC} + P_{Dsw} \quad (4.65)$$

Donde:

- $P_{DC}$  son las pérdidas por conducción en el diodo
- $P_{Dsw}$  son las pérdidas por conmutación en el diodo

El modelo del diodo para el cálculo de las pérdidas por conducción se puede aproximar con una fuente de tensión en serie con una resistencia de estado activo:

$$P_{DC} = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{F rms}^2 \quad (4.66)$$

Donde:

- $u_{D0}$  es la tensión de estado activo a corriente cero
- $I_{Fav}$  es la corriente media en el diodo
- $R_D$  es la resistencia en estado activo del diodo
- $I_{F rms}$  es la corriente eficaz en el diodo

Las corrientes fueron calculadas como se muestra en las ecuaciones 4.24 y 4.29. Los otros dos parámetros pueden obtenerse de la curva característica del diodo en la hoja

de datos, como se muestran en la figura 4.9. Se traza una recta tangente a la curva en el punto de corriente cero. El primer valor es la tensión  $u_{D0}$  y la inversa de la pendiente de la recta es la resistencia  $R_D$ . Se utiliza la curva de temperatura y tolerancia máximas.

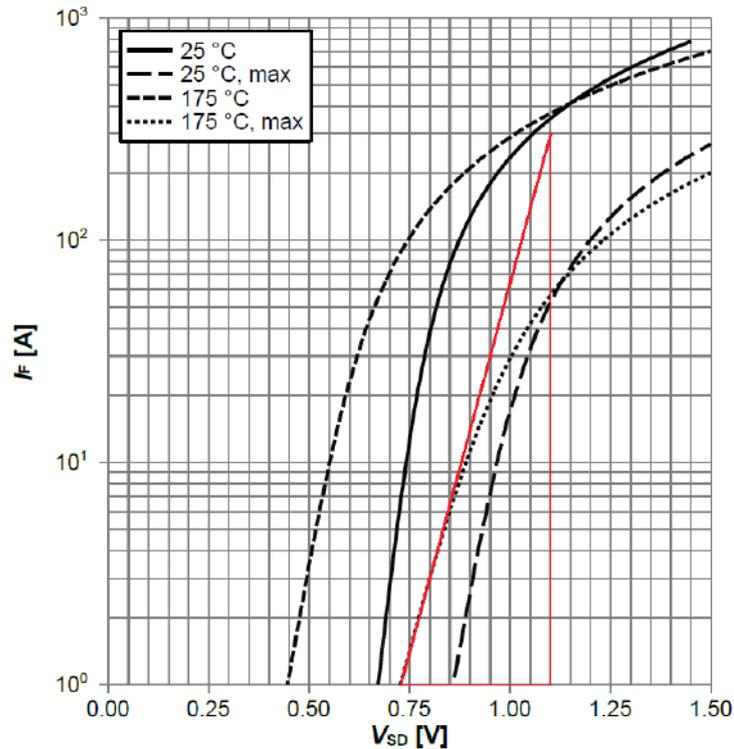


Figura 4.9– Curvas características del diodo en antiparalelo.

Para tener en cuenta la variación del parámetro debido a tolerancias de fabricación y, por lo tanto, tener un cálculo conservador, se aumenta el valor de  $u_{D0}$  en un 20%. Por otro lado, la resistencia  $R_D$  se obtiene con las variaciones de tensión y corriente de la recta.

$$u_{D0} = 0.75V * 1.2 = 0.9V \quad (4.67)$$

$$R_D = \frac{1.1V - 0.75V}{300A - 1A} = 1.17 m\Omega \quad (4.68)$$

Considerando que hay dos transistores en paralelo, las corrientes eficaz y media en el diodo son la mitad que las encontradas en las ecuaciones 4.24 y 4.29. De acuerdo a la ecuación 4.66, las pérdidas por conducción serán:

$$P_{Dc} = 0.9V * \frac{6.94A}{2} + 1.17m\Omega * \left(\frac{22.68 A}{2}\right)^2 = 3.28 W \quad (4.69)$$

Las pérdidas por conmutación a estado inactivo del diodo son normalmente despreciadas [6]. Por lo tanto, las pérdidas por conmutación son:

$$P_{Dsw} = E_{onD} \cdot f_{sw} \quad (4.70)$$

Donde:

- $E_{onD}$  es la energía disipada al pasar el diodo al estado activo

La energía para el cambio de estado es:

$$E_{onD} = \frac{Q_{rr} \cdot U_{Drr}}{4} \quad (4.71)$$

Donde:

- $U_{Drr}$  es la tensión en el diodo durante el apagado

La carga  $Q_{rr}$  se obtuvo en la sección anterior y es igual a 16.6 nC. La tensión  $U_{Drr}$  puede estimarse, en el peor caso, como la tensión de la fuente (36 V). Por lo tanto, de acuerdo a la ecuación 4.71:

$$E_{onD} = \frac{16.6nC * 36V}{4} = 149 nJ \quad (4.72)$$

De acuerdo a la ecuación 4.70, las pérdidas por conmutación en el diodo son:

$$P_{Dsw} = 149 nJ * 40kHz = 0.00598 W \quad (4.73)$$

Esas pérdidas son prácticamente despreciables. Por la ecuación 4.65, las pérdidas totales en el diodo son:

$$P_D = 3.28 W + 0.00598 W = 3.28 W \quad (4.74)$$

#### 4.1.4.4 Elección de disipador del puente primario

De acuerdo a la ecuación 4.45, las pérdidas totales en el transistor son:

$$P_T = 10.77 W + 3.28 W = 14.05 W \quad (4.75)$$

Se decidió utilizar un disipador por MOSFET con convección natural para no depender del funcionamiento de un ventilador. En consecuencia, la ecuación que domina el intercambio de calor entre el dispositivo y el ambiente es la siguiente:

$$T_j - T_a = P_T \cdot (R_{thjc} + R_{thcd} + R_{thda}) \quad (4.76)$$

Donde:

- $T_j$  es la temperatura de juntura
- $T_a$  es la temperatura ambiente
- $R_{thjc}$  es la resistencia térmica juntura-cápsula
- $R_{thcd}$  es la resistencia térmica cápsula-disipador
- $R_{thda}$  es la resistencia térmica disipador-ambiente

Si se considera que se trabajará a la temperatura de juntura máxima admisible del transistor y se tienen en cuenta la temperatura ambiente y potencia máximas, al reordenar la ecuación, se puede calcular la resistencia térmica disipador-ambiente máxima:

$$R_{thda max} = \frac{T_{j max} - T_{a max}}{P_T} - R_{thjc} - R_{thcd} \quad (4.77)$$

Se toma una temperatura ambiente máxima de 50°C. La temperatura máxima de juntura y la resistencia térmica juntura-capsula se obtienen de la hoja de datos del transistor y son iguales a 175°C y 0.5°C/W, respectivamente. La resistencia térmica capsula-disipador corresponde a la de la grasa siliconada y se estima en 0.3°C/W. Por lo tanto, la resistencia térmica disipador-ambiente máxima admisible para esta configuración es:

$$R_{th\ da\ max} = \frac{175^{\circ}\text{C} - 50^{\circ}\text{C}}{14.05\ \text{W}} - 0.5^{\circ}\text{C}/\text{W} - 0.3^{\circ}\text{C}/\text{W} = 8.1\ ^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (4.78)$$

Se eligió el disipador 530002B02500G de la marca Aavid, el cual se muestra en la figura 4.10.

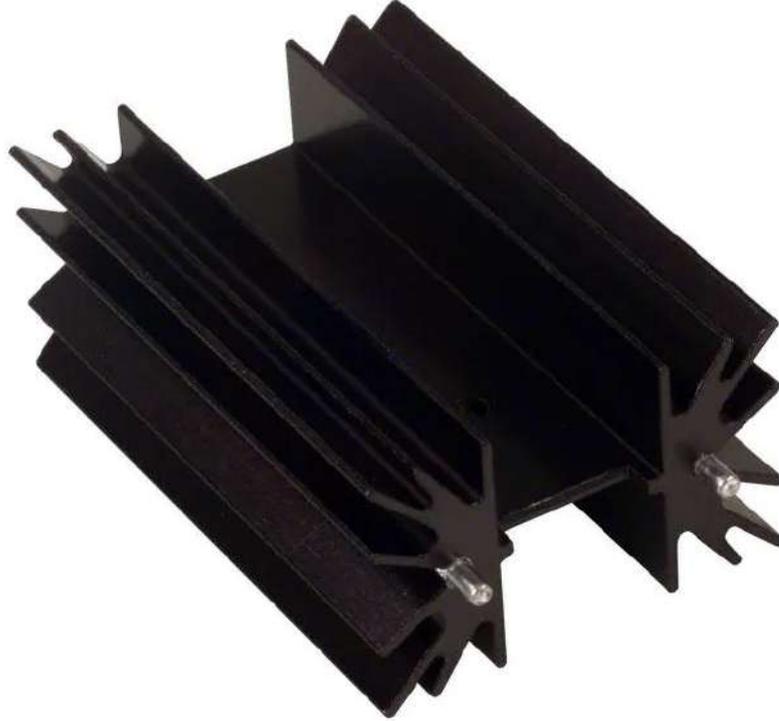


Figura 4.10– Modelo de disipador de la marca Aavid.

Para verificar que cumpla con los requerimientos, se utilizó la ecuación de transferencia de calor entre disipador y ambiente:

$$T_d - T_a = \Delta T_{da} = P_T * R_{th\ da} \quad (4.79)$$

Donde:

- $T_d$  es la temperatura de la superficie de montaje del disipador
- $\Delta T_{da}$  es la diferencia de temperatura entre disipador y ambiente

La resistencia térmica disipador-ambiente puede encontrarse en la figura 4.11. Tomando una potencia disipada de 14.05 W, como se calculó en la ecuación 4.75, se obtiene un incremento de la temperatura de la superficie de montaje sobre la temperatura ambiente de 48°C.

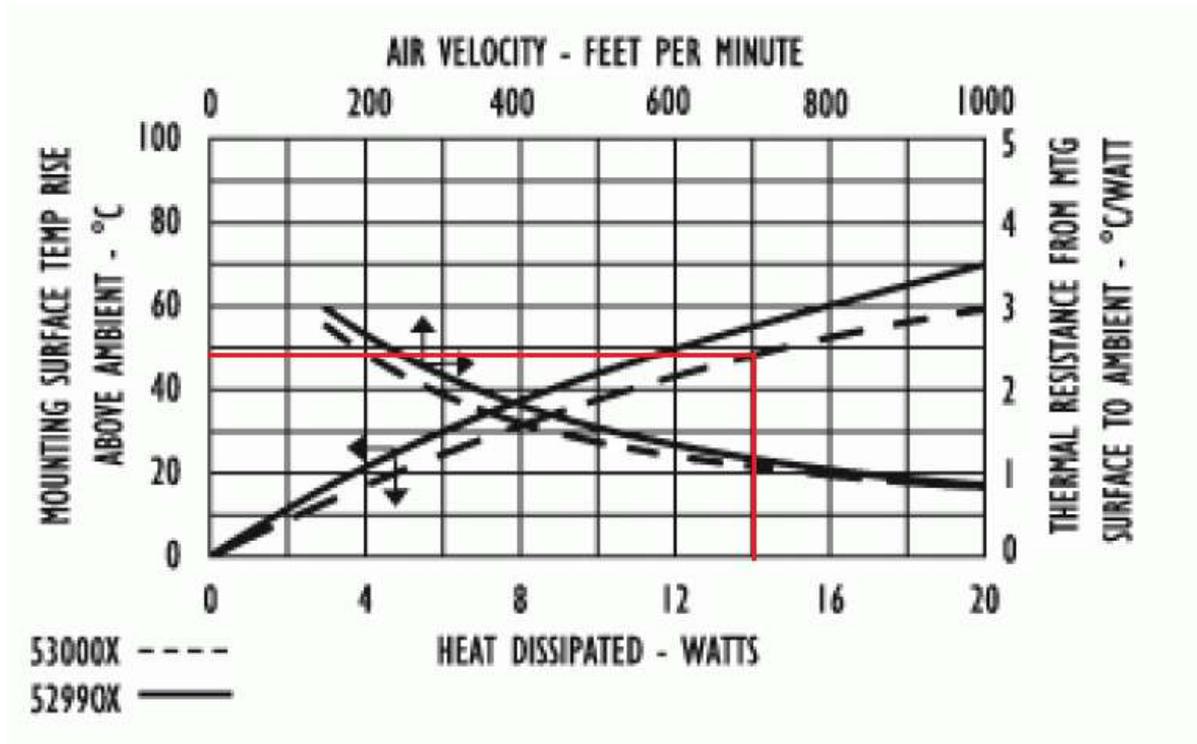


Figura 4.11– Curva de resistencia térmica del disipador.

Por lo tanto, la diferencia de temperatura es:

$$\Delta T_{da} = 48^{\circ}\text{C} \quad (4.80)$$

Si se reescribe la ecuación 4.79:

$$R_{th\ da} = \frac{\Delta T_{da}}{P_T} = \frac{48^{\circ}\text{C}}{14.05\ \text{W}} = 3.41^{\circ}\text{C/W} \quad (4.81)$$

El disipador elegido tiene una resistencia térmica menor que la máxima por lo que el diseño es correcto. Hay un amplio margen de seguridad por lo que podría elegirse un peor disipador (mayor resistencia térmica). Sin embargo, se encontró que esta es la opción más económica del proveedor.

#### 4.1.5 Diseño térmico del puente secundario

El diseño del puente asociado al bobinado secundario es análogo al anterior. Se utilizaron MOSFET de carburo de silicio modelo C2M0080120D de la marca Cree. Los valores de corriente para el puente secundario son iguales a los del puente primario afectados por la relación de transformación de 12.5:

$$I_{p\ sec} = 8.89\ \text{A} \quad (4.82)$$

$$I_{MOS\ sec\ rms} = 4.8\ \text{A} \quad (4.83)$$

$$I_{F\ sec\ rms} = 1.81\ \text{A} \quad (4.84)$$

$$I_{F\ sec\ av} = 0.555\ \text{A} \quad (4.85)$$

Se observa en la figura 4.12 que el punto de trabajo se encuentra en el área segura ya que la línea de  $t_p$  de 12.5  $\mu s$  se encuentra más cerca de la línea de 10  $\mu s$  que de la de 100  $\mu s$ .

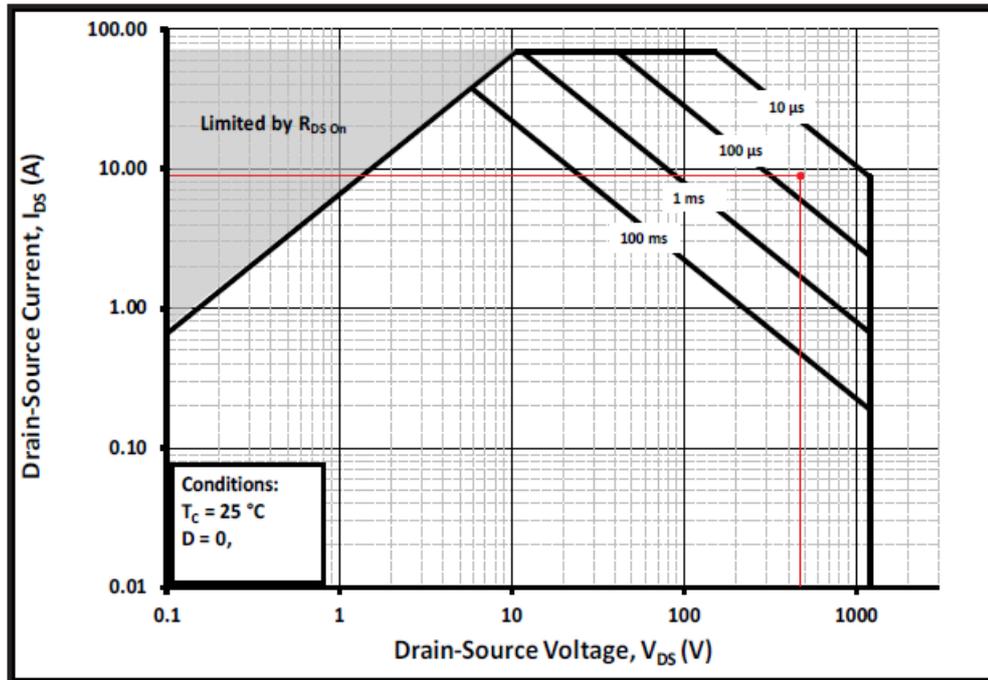


Figura 4.12– Área de operación segura del MOSFET secundario.

La potencia total disipada en el transistor del puente secundario  $P_{T sec}$  puede calcularse como:

$$P_{T sec} = P_{M sec} + P_{D sec} \quad (4.86)$$

#### 4.1.5.1 Pérdidas en el MOSFET del puente secundario

Las pérdidas por conducción en el MOSFET son iguales a:

$$P_{Mc sec} = R_{DSon} \cdot I_{MOS rms}^2 \quad (4.87)$$

La resistencia drain-source puede obtenerse de la figura 4.13. Si se diseña para trabajar a la temperatura máxima de junta (150°C),  $V_{GS} = 15 V$  e  $I_D = 20 A$ , la resistencia es igual a 168 mΩ. Se toma el peor caso ya que, si bien la corriente  $I_D$  es igual a 8.89 A, la resistencia  $R_{DSon}$  aumenta para valores mayores de  $I_D$ , tal cual se observa en la figura 4.14.

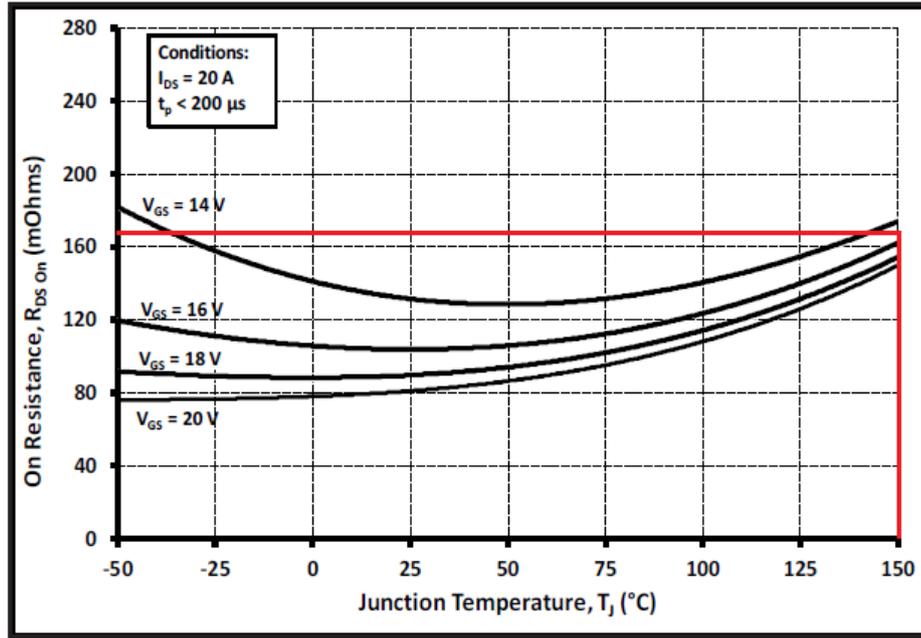


Figura 4.13– Resistencia  $R_{DSon}$  en función de la temperatura de juntura y de la tensión  $V_{GS}$  para un valor de  $I_D = 20\text{ A}$ .

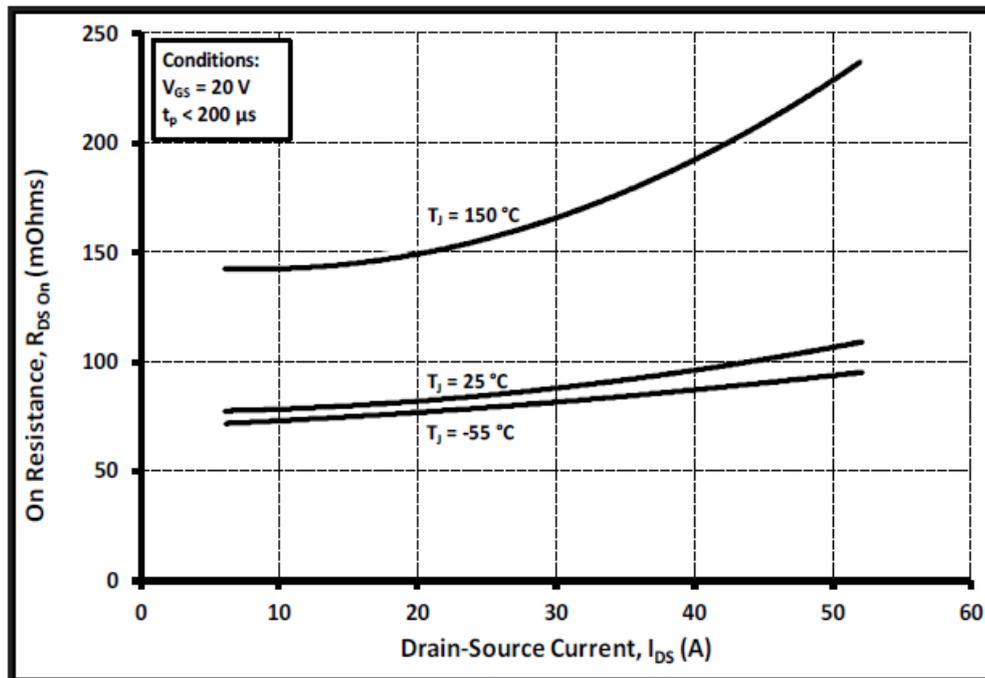


Figura 4.14– Resistencia  $R_{DSon}$  en función de la corriente  $I_D$  a  $V_{GS} = 20\text{ V}$ .

Por lo tanto, las pérdidas de conducción tienen el siguiente valor:

$$P_{Mc\ sec} = 168\text{m}\Omega * (4.8\text{A})^2 = 3.87\text{ W} \quad (4.88)$$

Las pérdidas por conmutación son:

$$P_{MSW\ sec} = (E_{on\ M} + E_{off\ M}) \cdot f_{sw} \quad (4.89)$$

Las energías para el cambio de estado pueden calcularse como:

$$E_{onM} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (4.90)$$

$$E_{offM} = U_{DD} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (4.91)$$

La tensión de alimentación  $U_{DD}$  es igual a  $V_o$  (450 V). La corriente en estado activo  $I_{Don}$  es igual a 8.89 A. La corriente en el instante previo al cierre de la llave  $I_{Doff}$  es igual a 8.89 A. La carga  $Q_{rr}$  se obtiene de la hoja de datos y es igual a 152 nC.

Los tiempos  $t_{ri}$  y  $t_{fi}$  pueden obtenerse de la hoja de datos del transistor y sus valores son 22 ns y 14 ns, respectivamente. Por otro lado, los tiempos  $t_{fu}$  y  $t_{ru}$  pueden calcularse como:

$$t_{fu} = \frac{(U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G}{U_{Dr} - U_{plat}} \cdot C_{GD} \quad (4.92)$$

$$t_{ru} = \frac{(U_{DD} - R_{DSon} \cdot I_{Don}) \cdot R_G}{U_{plat}} \cdot C_{GD} \quad (4.93)$$

La resistencia del gate se obtiene de la hoja de datos y es igual a 3.9  $\Omega$ . La tensión de salida del circuito driver es un valor estándar e igual a 15 V. La tensión de plateau se obtiene de la figura 4.15. En el peor caso, su valor es de 10.5 V.

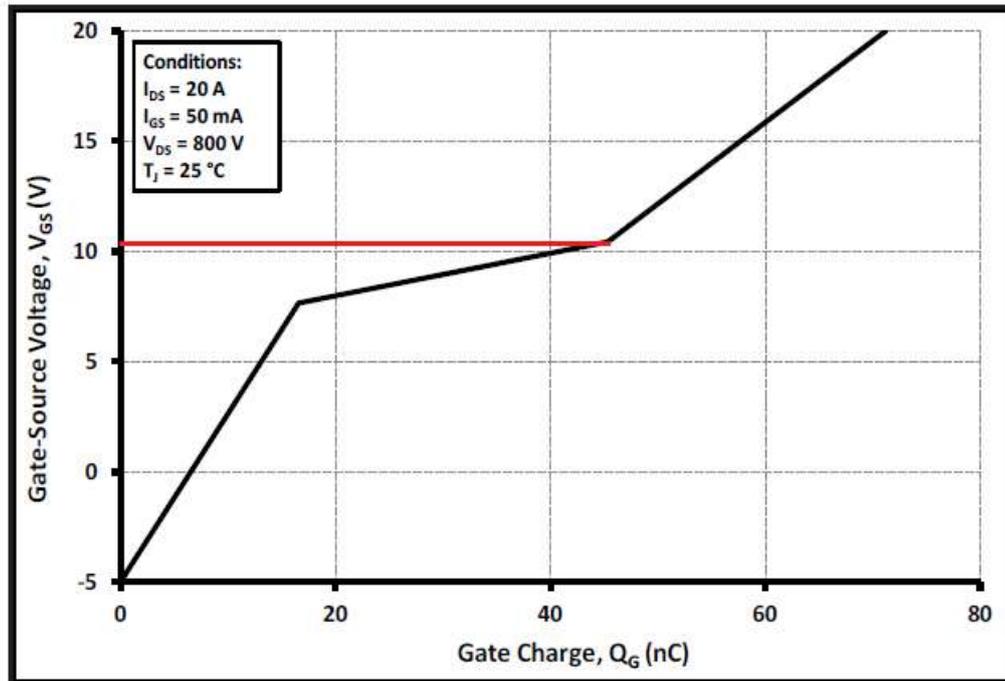


Figura 4.15– Tensión gate-source en función de la carga en el gate.

La capacidad  $C_{GD}$  tiene un comportamiento no lineal con la tensión. Se aproxima su valor a partir de un promedio de dos puntos, el cual representa el caso conservador para el cálculo de pérdidas:

$$C_{GD} = \frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{2} \quad (4.94)$$

En estado inactivo, la tensión sobre el MOSFET es igual a la tensión de salida (450 V). Por otro lado, en estado activo, la tensión es igual a:

$$V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_{Don} = 168m\Omega * 8.89A = 1.49 V \quad (4.95)$$

Los valores de las capacidades pueden encontrarse en la curva de capacidad ( $C_{GD} = C_{rSS}$ ) vs tensión drain-source, como se observa en las figuras 4.16 y 4.17.

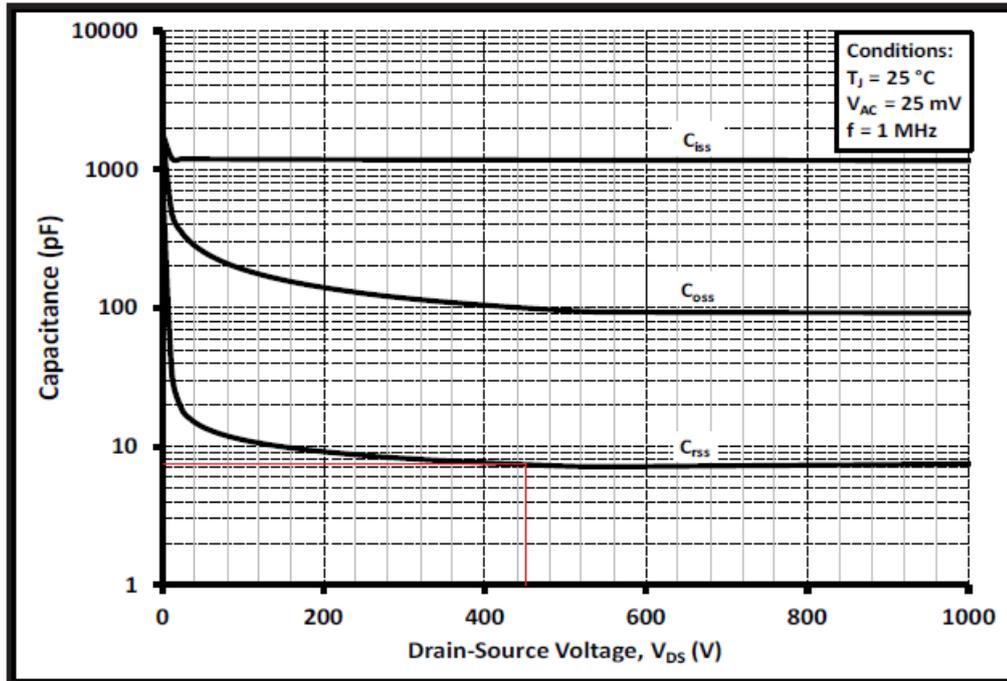


Figura 4.16– Curvas de capacidad en función de la tensión drain-source (0-200V).

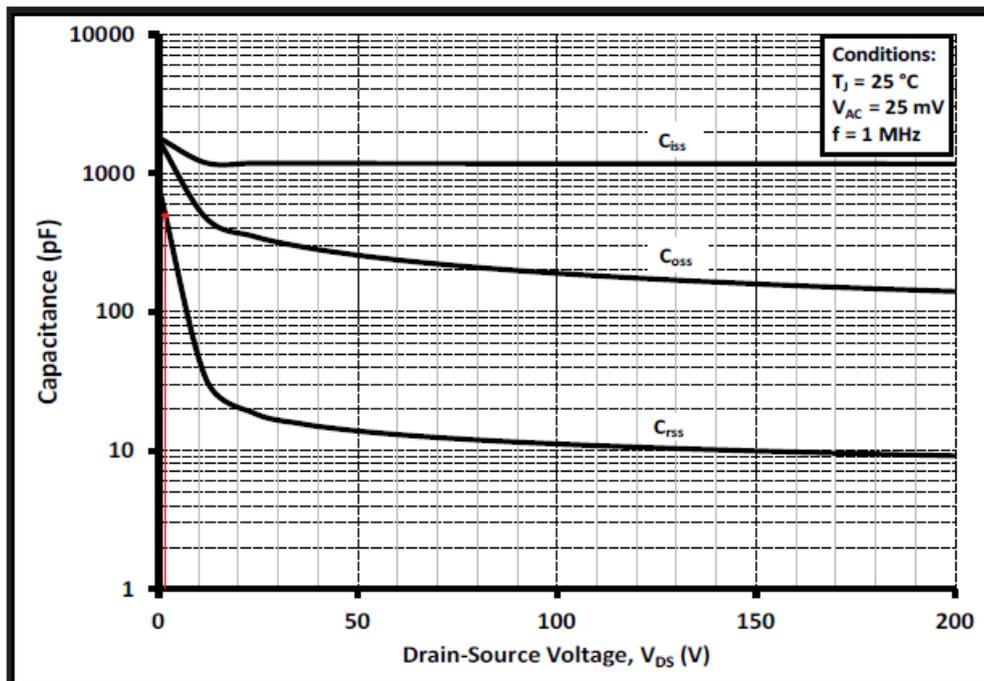


Figura 4.17– Curvas de capacidad en función de la tensión drain-source (0-1000V).

Por lo tanto, las capacidades son:

$$C_{GD1} = 7.5 pF \quad (4.96)$$

$$C_{GD2} = 500 \text{ pF} \quad (4.97)$$

$$C_{GD} = \frac{7.5 \text{ pF} + 500 \text{ pF}}{2} = 253.75 \text{ pF} \quad (4.98)$$

Los tiempos son iguales a:

$$t_{fu} = \frac{(450V - 1.49V) * 3.9\Omega}{15V - 10.5V} * 253.75 \text{ pF} = 98.6 \text{ ns} \quad (4.99)$$

$$t_{ru} = \frac{(450V - 1.49V) * 3.9\Omega}{10.5V} * 253.75 \text{ pF} = 42.3 \text{ ns} \quad (4.100)$$

Calculados los tiempos y de acuerdo a las ecuaciones 4.90 y 4.91:

$$E_{onM} = 450V * 8.89A * \frac{22\text{ns} + 98.6\text{ns}}{2} + 152\text{nC} * 450V = 0.31 \text{ mJ} \quad (4.101)$$

$$E_{offM} = 450V * 8.89A * \frac{42.3\text{ns} + 14\text{ns}}{2} = 0.113 \text{ mJ} \quad (4.102)$$

Las pérdidas por conmutación son:

$$P_{Msw sec} = (0.31\text{mJ} + 0.113\text{mJ}) * 40\text{kHz} = 16.92 \text{ W} \quad (4.103)$$

Las pérdidas totales en el MOSFET del puente secundario son:

$$P_{M sec} = 3.87\text{W} + 16.92\text{W} = 20.79\text{W} \quad (4.104)$$

#### 4.1.5.2 Pérdidas en el diodo del puente secundario

Las pérdidas en el diodo en antiparalelo son:

$$P_{D sec} = P_{Dc sec} + P_{Dsw sec} \quad (4.105)$$

El modelo del diodo para el cálculo de las pérdidas por conducción se puede aproximar con una fuente de tensión en serie con una resistencia de estado activo:

$$P_{Dc sec} = u_{D0} \cdot I_{F av} + R_D \cdot I_{F rms}^2 \quad (4.106)$$

Las corrientes fueron calculadas en las ecuaciones 4.84 y 4.85. Los otros dos parámetros pueden obtenerse de la curva característica del diodo en la hoja de datos, como se muestran en la figura 4.18. Se traza una recta tangente a la curva en el punto de corriente cero. El primer valor es la tensión  $u_{D0}$  y la inversa de la pendiente de la recta es la resistencia  $R_D$ . Se utiliza la curva de temperatura máxima para el peor caso.

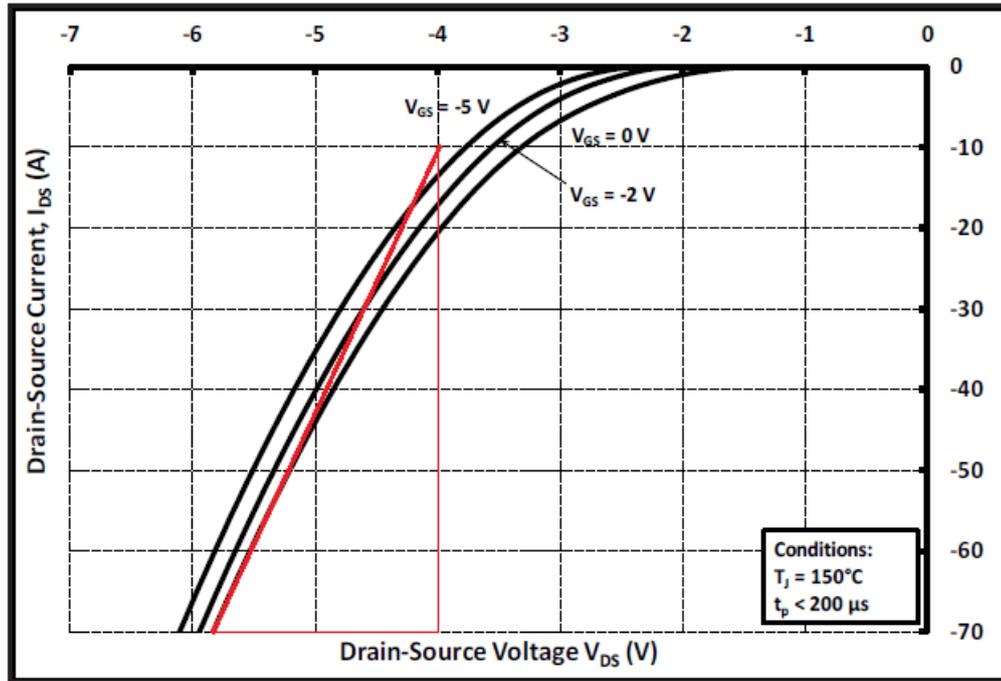


Figura 4.18– Curvas características del diodo en antiparalelo para  $T_j = 150^\circ\text{C}$ .

Para tener en cuenta la variación del parámetro y, por lo tanto, tener un cálculo conservador, se aumenta el valor de  $u_{D0}$  en un 20%. Por otro lado, la resistencia  $R_D$  se obtiene con las variaciones de tensión y corriente de la recta.

$$u_{D0} = 5.8V * 1.2 = 6.96 V \quad (4.107)$$

$$R_D = \frac{5.8V - 4V}{70A - 10A} = 30 m\Omega \quad (4.108)$$

De acuerdo a la ecuación 4.106, las pérdidas por conducción en el diodo serán:

$$P_{Dc sec} = 6.96V * 0.555A + 30m\Omega * (1.81A)^2 = 3.96 W \quad (4.109)$$

Las pérdidas por conmutación a estado inactivo del diodo son normalmente despreciadas [6]. Por lo tanto, las pérdidas por conmutación son:

$$P_{Dsw sec} = E_{on D} \cdot f_{sw} \quad (4.110)$$

La energía para el cambio de estado es:

$$E_{on D} = \frac{Q_{rr} \cdot U_{Drr}}{4} \quad (4.111)$$

La carga  $Q_{rr}$  se obtuvo en la sección anterior y es igual a 152 nC. La tensión  $U_{Drr}$  puede estimarse, en el peor caso, como la tensión de salida (450 V). Por lo tanto, de acuerdo a la ecuación 4.111:

$$E_{on D} = \frac{152nC * 450 V}{4} = 17.1 \mu J \quad (4.112)$$

De acuerdo a la ecuación 4.70, las pérdidas por conmutación en el diodo son:

$$P_{Dsw sec} = 17.1 \mu J * 40kHz = 0.684 W \quad (4.113)$$

Por la ecuación 4.105, las pérdidas totales en el diodo son:

$$P_D = 3.96 \text{ W} + 0.684 \text{ W} = 4.64 \text{ W} \quad (4.114)$$

#### 4.1.5.3 Elección de disipador del puente secundario

De acuerdo a la ecuación 4.86, las pérdidas totales en el transistor del puente secundario son:

$$P_{T \text{ sec}} = 20.79 \text{ W} + 4.64 \text{ W} = 25.4 \text{ W} \quad (4.115)$$

Se decidió utilizar un disipador por MOSFET con convección natural para no depender del funcionamiento de un ventilador. En consecuencia, la ecuación que domina el intercambio de calor entre el dispositivo y el ambiente es la siguiente:

$$T_j - T_a = P_T \cdot (R_{th \text{ jc}} + R_{th \text{ cd}} + R_{th \text{ da}}) \quad (4.116)$$

Si se considera que se trabajará a la temperatura de junta máxima admisible del transistor y se tienen en cuenta la temperatura ambiente y potencia máximas, al reordenar la ecuación, se puede calcular la resistencia térmica disipador-ambiente máxima:

$$R_{th \text{ da max}} = \frac{T_{j \text{ max}} - T_{a \text{ max}}}{P_T} - R_{th \text{ jc}} - R_{th \text{ cd}} \quad (4.117)$$

Se toma una temperatura ambiente máxima de 50°C. La temperatura máxima de junta y la resistencia térmica junta-capsula se obtienen de la hoja de datos del transistor y son iguales a 150°C y 0.65°C/W, respectivamente. La resistencia térmica capsula-disipador corresponde a la de la grasa siliconada y se estima en 0.3°C/W. Por lo tanto, la resistencia térmica disipador-ambiente máxima admisible para esta configuración es:

$$R_{th \text{ da max}} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{25.4 \text{ W}} - 0.65^\circ\text{C/W} - 0.3^\circ\text{C/W} = 2.99^\circ\text{C/W} \quad (4.118)$$

Se eligió nuevamente el disipador 530002B02500G de la marca Aavid. Para verificar que cumpla con los requerimientos, se utilizó la ecuación de transferencia de calor entre disipador y ambiente:

$$T_d - T_a = \Delta T_{da} = P_T * R_{th \text{ da}} \quad (4.119)$$

La resistencia térmica disipador-ambiente puede encontrarse en la figura 4.19. Tomando una potencia disipada de 25.4 W, como se calculó en la ecuación 4.115, y extrapolando la curva, se obtiene un incremento de la temperatura de la superficie de montaje sobre la temperatura ambiente de 68°C.

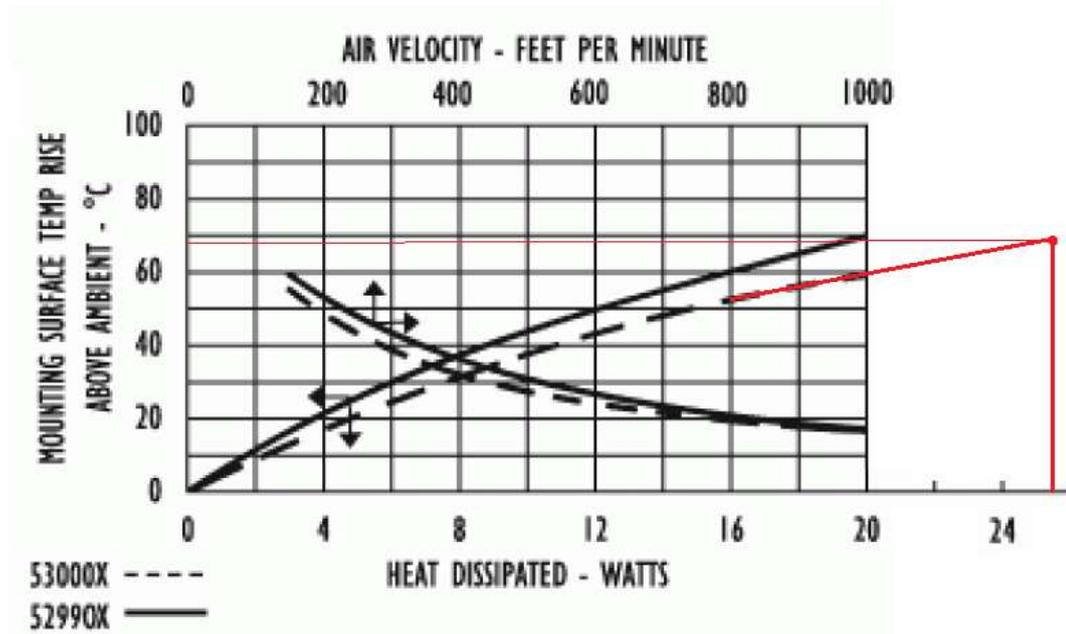


Figura 4.19– Curva de resistencia térmica del disipador.

Por lo tanto, la diferencia de temperatura es:

$$\Delta T_{da} = 68^{\circ}\text{C} \quad (4.120)$$

Si se reescribe la ecuación 4.118:

$$R_{th\ da} = \frac{\Delta T_{da}}{P_T} = \frac{68^{\circ}\text{C}}{25.4\ \text{W}} = 2.68\ ^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (4.121)$$

El disipador elegido tiene una resistencia térmica menor que la máxima por lo que el diseño es correcto.

#### 4.1.6 Especificación del transformador

Para el dimensionamiento se tuvieron en cuenta los siguientes parámetros:

- Frecuencia: 40 kHz
- Tipo de onda: cuadrada
- Potencia media: 2 kW
- Relación de vueltas: 1/12.5
- Tensión del primario: 36 V
- Corriente máxima del primario: 111 A
- Corriente eficaz del primario: 90.72 A
- Tensión del secundario: 450 V
- Corriente máxima del secundario: 8.88 A
- Corriente eficaz del secundario: 7.26 A
- Máxima inductancia de dispersión: 2.025  $\mu\text{H}$

#### 4.1.7 Selección de drivers

Para efectuar la conmutación de los MOSFET se eligieron los drivers 2SC0435T2H0-17 de la marca Power Integrations. Este modelo tiene dos canales, por lo que se necesitó un total de cuatro para el convertidor. El mismo se observa en la figura 4.20.



Figura 4.20– Driver 2SC0435T2H0-17 de la marca Power Integrations.

El driver soporta hasta 1700 V de tensión drain-source y cuenta con protección contra cortocircuitos y monitoreo de tensión. El dispositivo soporta la técnica de fijación activa (del inglés “active clamping”) que sirve para proteger al transistor ante sobretensiones. Cuando la llave está abierta y la tensión drain-source excede un valor umbral, el controlador le inyecta una corriente al gate para activar parcialmente el MOSFET y mantenerlo en su zona lineal. Entonces, la energía almacenada en la inductancia parásita es absorbida por el propio semiconductor, suavizando la curva de sobretensión.

Permite una corriente de salida por canal de 35 A pico y regula la tensión de gate en 15 V independientemente de la potencia de salida. En la figura 4.21, puede observarse el circuito interno.

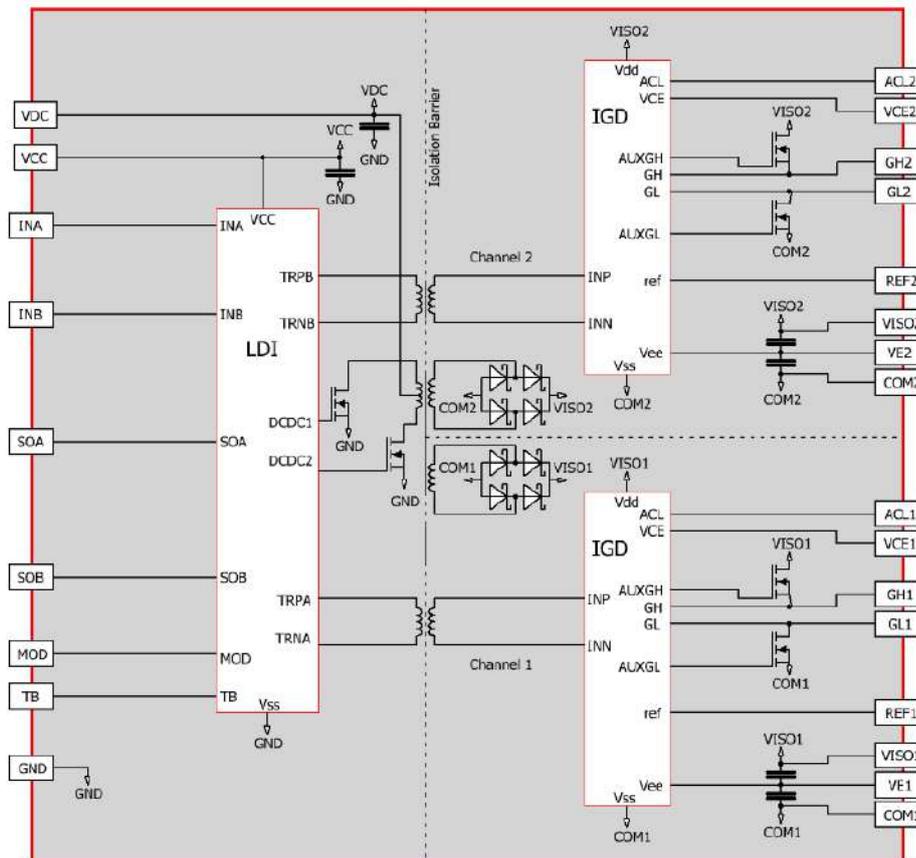


Figura 4.21– Circuito interno del driver 2SC0435T2H0-17.

En base a su nota de aplicación, se seleccionaron los elementos del circuito para los conectores del lado primario y secundario, como se observa en las figuras 4.22 y 4.23.

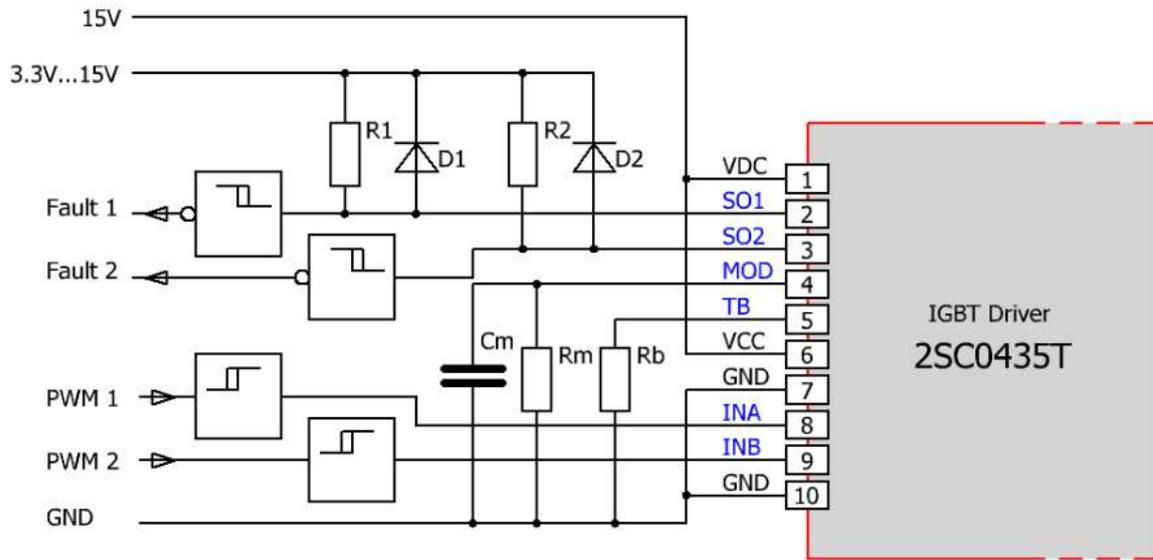


Figura 4.22– Interfaz para los conectores del lado primario del driver 2SC0435T2H0-17.

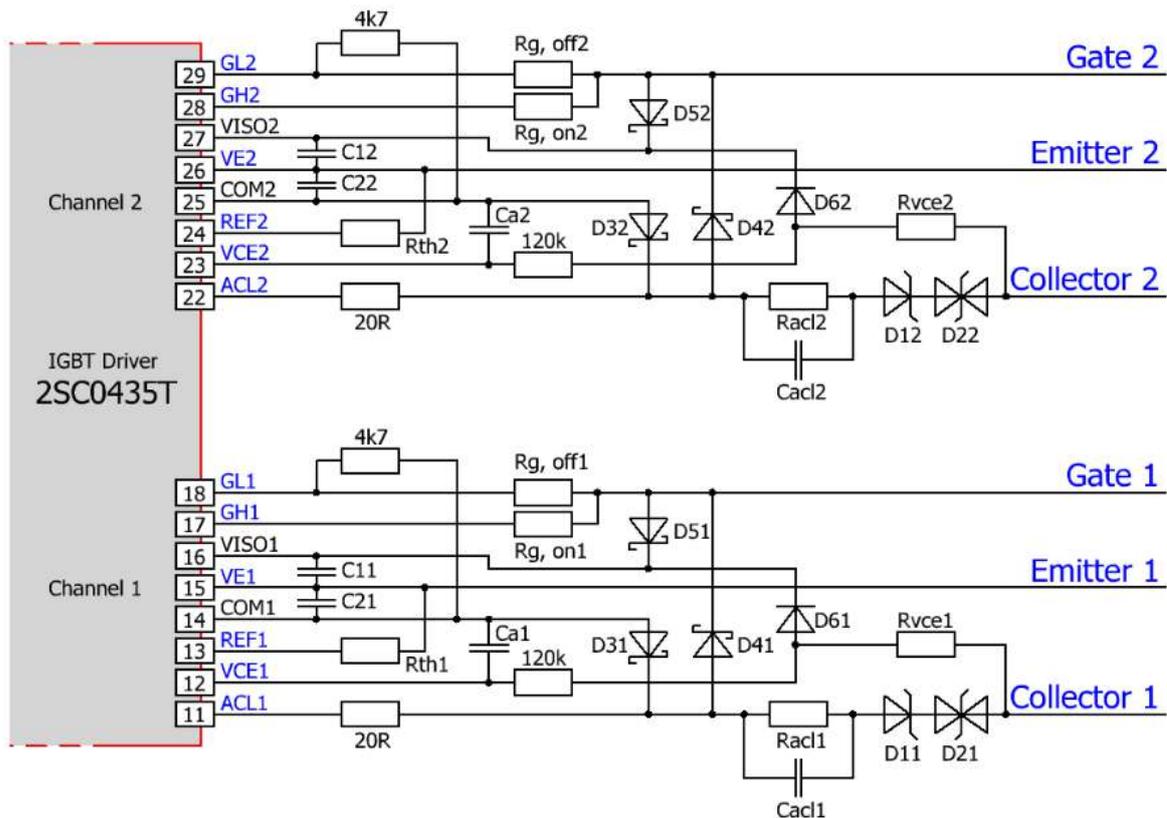


Figura 4.23– Interfaz para los conectores del lado secundario del driver 2SC0435T2H0-17.

#### 4.1.8 Placa electrónica

El diseño de la placa no entra en los alcances de este trabajo. A modo ilustrativo, se muestran los modelos 3D de los puentes de baja y alta tensión en las figuras 4.24 y 4.25, respectivamente.

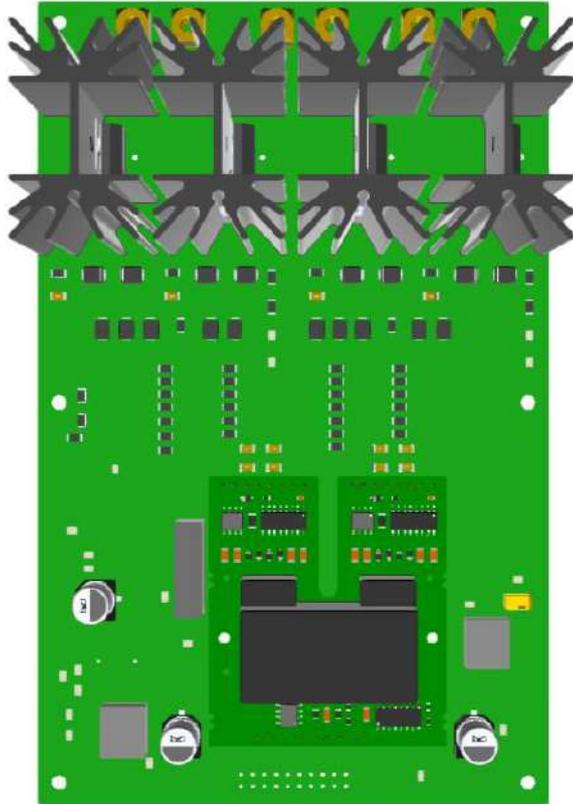


Figura 4.24– Modelo 3D de la placa de 36 V.

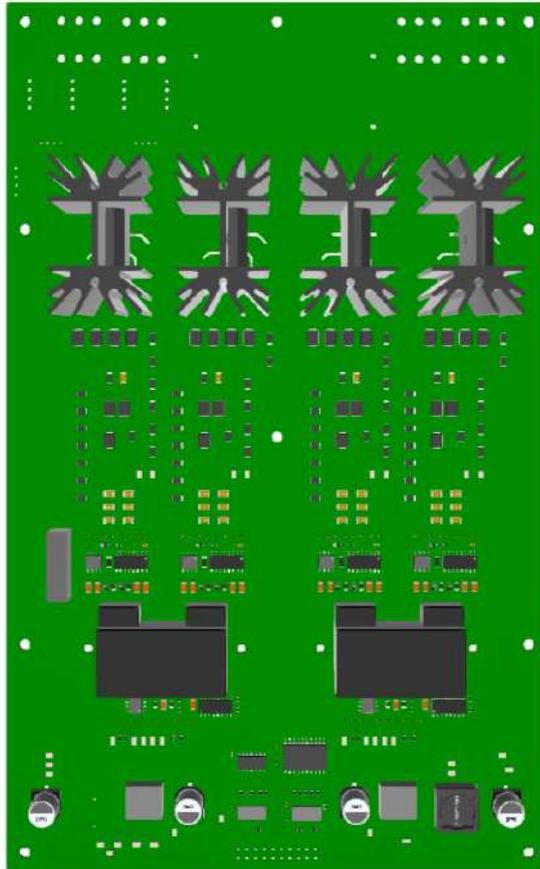


Figura 4.25– Modelo 3D de la placa de 450 V.

## 4.2 Simulación

Para verificar el funcionamiento del convertidor DAB se realizaron una serie de simulaciones. Se utilizó el software NL5, el cual permite utilizar componentes ideales y posee buena convergencia en circuitos con llaves conmutadas.

Para simular las llaves, en un subcircuito, se configuró un MOSFET en modo “llave” que contempla únicamente la inclusión de la tensión de umbral gate-source y se le colocó un diodo en antiparalelo como se muestra en la figura 4.26. Se le asignaron los terminales con Sa, Sb y Sc para drain, source y gate, respectivamente. Luego, en el circuito principal, se le asignó a cada llave el mencionado subcircuito.

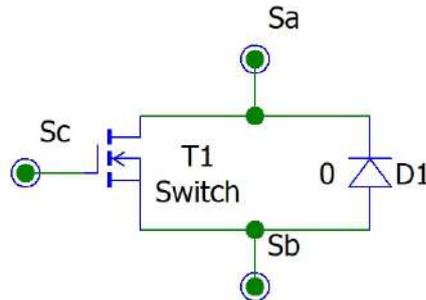


Figura 4.26– Circuito de simulación auxiliar de llave MOSFET.

Se simuló un transformador ideal, con una relación de vueltas  $n = 12.5$ . En el lado primario, se agregaron una resistencia serie y la inductancia de dispersión, con valores de  $R_1 = 100m\Omega$  y  $L_1 = 2.025\mu H$ , respectivamente. La inductancia de dispersión es la calculada en la ecuación 4.9 y tiene en cuenta tanto al transformador real como al efecto inductivo de los caminos de conexión de la placa donde se montará el convertidor. La resistencia serie busca modelar las pérdidas óhmicas de los bobinados del transformador y de las conexiones físicas. Su valor influye en el tiempo de extinción de los transitorios iniciales como se verá más adelante.

A la entrada y salida del convertidor se colocaron fuentes de tensión constante, con valores de 36 V y 450 V, respectivamente. Además, se utilizaron amperímetros y voltímetros en los lugares de interés. Las variables principales a medir son las corrientes de entrada y salida del convertidor, la corriente por cada llave, la tensión y corriente sobre la inductancia de dispersión y las tensiones en terminales del transformador. El circuito completo del puente dual activo se muestra en la figura 4.27.

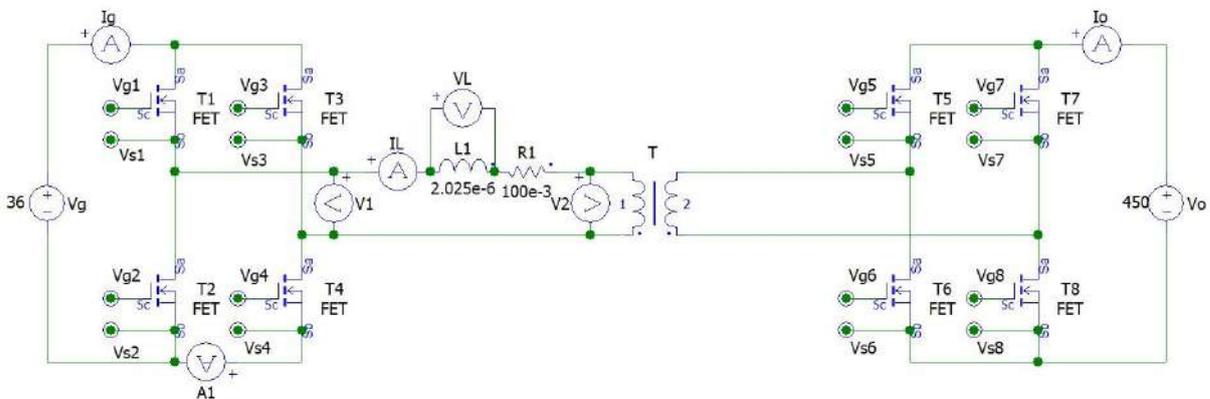


Figura 4.27– Circuito de simulación del DAB.

Para simular la operación en máxima transferencia de potencia, se confeccionó el circuito que se muestra en la figura 4.28. Se utilizó una fuente de pulsos cuadrados con período de  $25 \mu\text{s}$  y ancho de pulso de  $12.5 \mu\text{s}$  para obtener un ciclo de trabajo del 50%. Las salidas Vp1 y Vpnot1 comandan a las llaves del puente asociado al primario y las salidas Vp2 y Vpnot2 a las del puente asociado al secundario, a las que se les aplicó un desfase de  $6.25 \mu\text{s}$ , fijando el valor de D en 0.5.

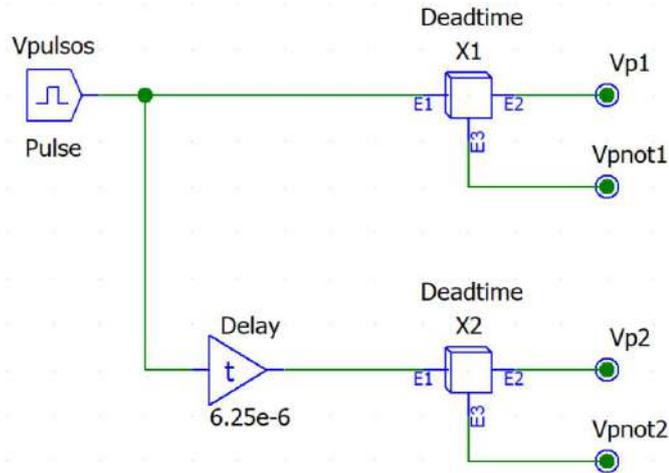


Figura 4.28– Circuito de simulación auxiliar de ciclo de trabajo.

Los bloques X1 y X2 corresponden al subcircuito que se muestra en la figura 4.29. Este sirve para introducir un tiempo muerto entre la apertura de una llave y el cierre de la otra en la misma rama, de manera de evitar que las dos conduzcan al mismo tiempo durante el instante de conmutación y se produzca un cortocircuito. La entrada E1 se divide en dos partes, cada una con dos ramas. En la primera parte, cada rama tiene compuertas que dejan pasar la misma entrada a la salida, pero una de ellas tiene un atraso de  $1 \mu\text{s}$ , el cual será el tiempo muerto. Las dos ramas entran a una compuerta AND. De esta manera, la salida E2 pasará de BAJO a ALTO  $1 \mu\text{s}$  después de E1. En cambio, para la transición de ALTO a BAJO, E2 y E1 conmutan simultáneamente. La segunda parte es análoga a la anterior, salvo que las compuertas están negadas de manera de generar la señal opuesta para la otra llave de la rama (E3). Esto evita que el controlador le aplique tensión al mismo tiempo a los gate de las llaves de la misma rama y, por lo tanto, se genera un tiempo muerto donde ninguna conduce.

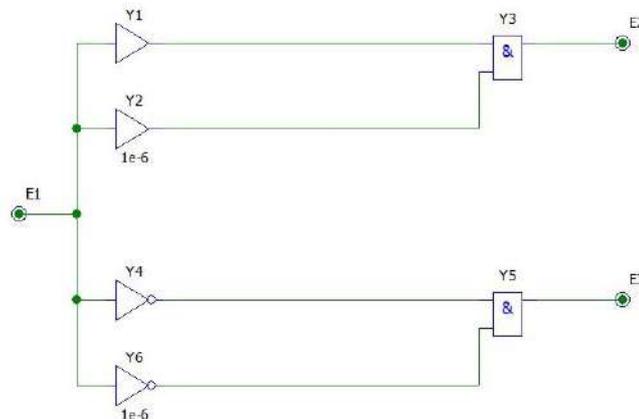


Figura 4.29– Circuito de simulación auxiliar de tiempos muertos.

Las salidas con tiempo muerto aplicado son las entradas de ocho fuentes de tensión controladas por tensión, una por cada llave del DAB. Las salidas de estas fuentes se conectan entre gate y source de los MOSFETs. El circuito completo se observa en la figura 4.30.

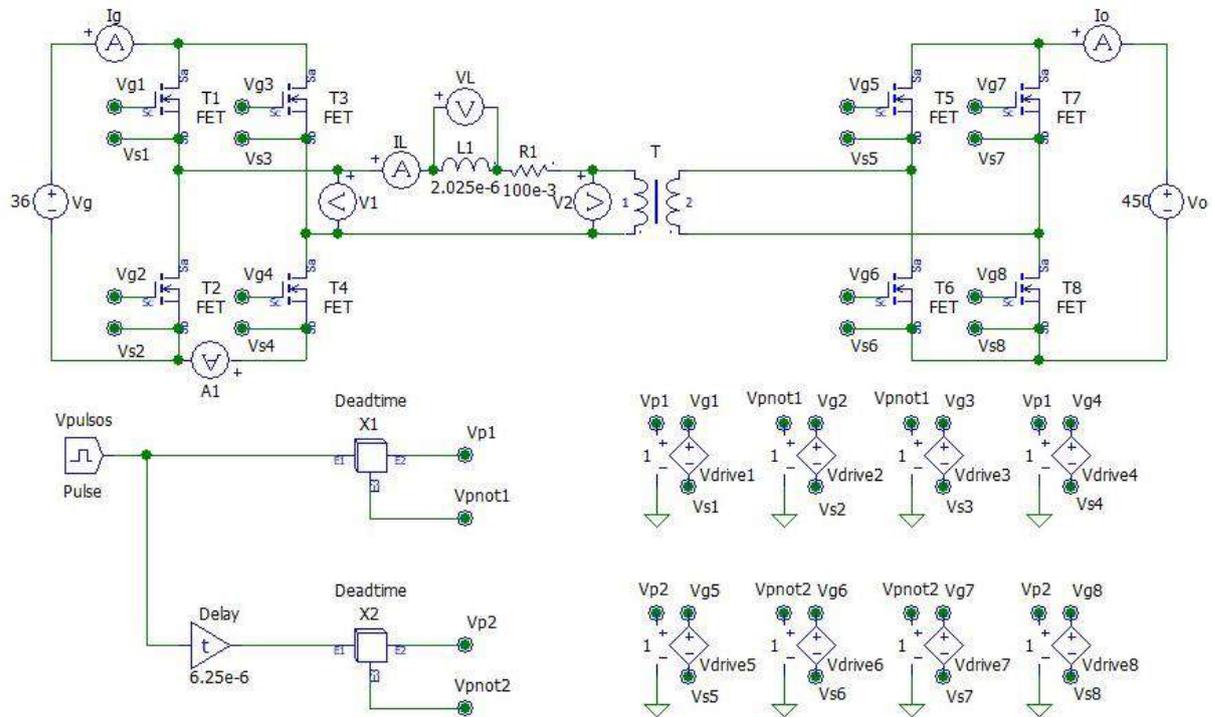


Figura 4.30– Circuito de simulación del convertidor CC/CC.

En resumen, las cuatro llaves del puente asociado al secundario tienen las mismas señales que las del asociado al primario, pero con un atraso de  $6.25 \mu\text{s}$  para fijar el desfase. Cada rama tiene dos llaves con señales complementarias de disparo y un tiempo muerto de  $1 \mu\text{s}$ .

Como se dijo anteriormente, la resistencia  $R_1$  afecta significativamente a los transitorios iniciales. Esto es cierto para el caso expuesto hasta ahora en donde la entrada y la salida tienen fuentes ideales y, por lo tanto, la única resistencia presente en el circuito es  $R_1$ . Sin embargo, se analizarán casos donde se colocan cargas resistivas a la entrada y salida del circuito, las cuales tienen el efecto adicional de disipar rápidamente los transitorios. En estos casos, puede colocarse una resistencia  $R_1$  de menor valor tal que la máxima potencia disipada en la resistencia sea el 1% de la potencia máxima transferida por el convertidor. Por lo tanto:

$$P_{R_1} = I_{L\text{ rms}}^2 * R_1 = 1\% * P_o = 0.01 * 2000 \text{ W} \quad (4.122)$$

$$R_1 = 20 \text{ W} / I_{L\text{ rms}}^2 = 20 \text{ W} / (90.72 \text{ A})^2 \quad (4.123)$$

$$R_1 = 2.43 \text{ m}\Omega \quad (4.124)$$

Se simularon tres casos:

- **Sin carga, con fuentes ideales de entrada y salida:** Es el caso ideal descrito anteriormente, donde  $R_1$  tiene un valor arbitrario tal que los transitorios iniciales se extingan en un tiempo aceptable. Se utiliza un desfase de 0.5. Este caso

representa la conexión de un inversor a la salida del DAB que fija su tensión de salida en 450 V.

- **Con carga en la salida y fuente ideal en la entrada:** En este caso, la fuente ideal en la salida se sustituye por una carga resistiva que consume la máxima potencia de transferencia, en paralelo con un capacitor para disminuir el ripple de tensión. La resistencia  $R_1$  tiene el valor de la ecuación 4.124 y se mantiene el mismo desfase del caso anterior. Este caso representa la operación autónoma del DAB.
- **Con carga en la entrada y fuente ideal en la salida:** Similar al caso anterior, pero con la carga en la entrada en vez de la salida.

Para el caso con carga en la salida, según los parámetros indicados en las hojas de datos y la disponibilidad comercial, se selecciona un capacitor de 50  $\mu\text{F}$  de manera de obtener un ripple cercano al 0.2%. Teniendo en cuenta una tensión de 450 V, la resistencia necesaria para consumir la máxima potencia se calcula de la siguiente manera:

$$P_{max} = V^2 / R_o \quad (4.125)$$

$$R_o = \frac{(450 \text{ V})^2}{2000 \text{ W}} = 101.25 \Omega \quad (4.126)$$

Para el caso con carga en la entrada, con un criterio análogo al anterior, el capacitor elegido es de 470  $\mu\text{F}$  de manera de obtener un ripple cercano al 2%. Teniendo en cuenta una tensión de 450 V, la resistencia necesaria es:

$$R_g = \frac{(36 \text{ V})^2}{2000 \text{ W}} = 0.648 \Omega \quad (4.127)$$

Se agregaron otros instrumentos de medición para poder medir todos los parámetros necesarios. Los valores iniciales de tensión y corriente en los capacitores e inductancia, respectivamente, se fijaron en cero. Los circuitos de simulación para cada uno de los 3 casos se presentan en las figuras 4.31, 4.32 y 4.33.

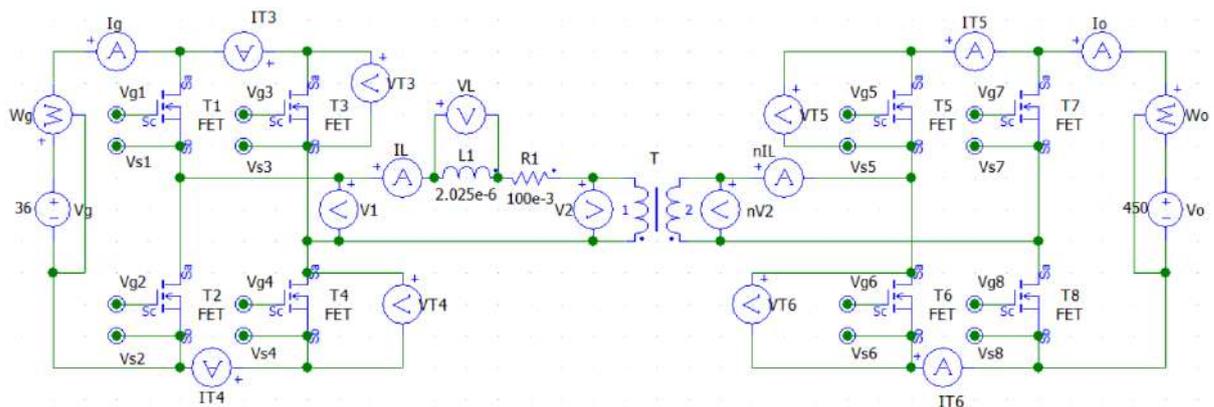


Figura 4.31– Circuito de simulación para el caso “sin carga”.

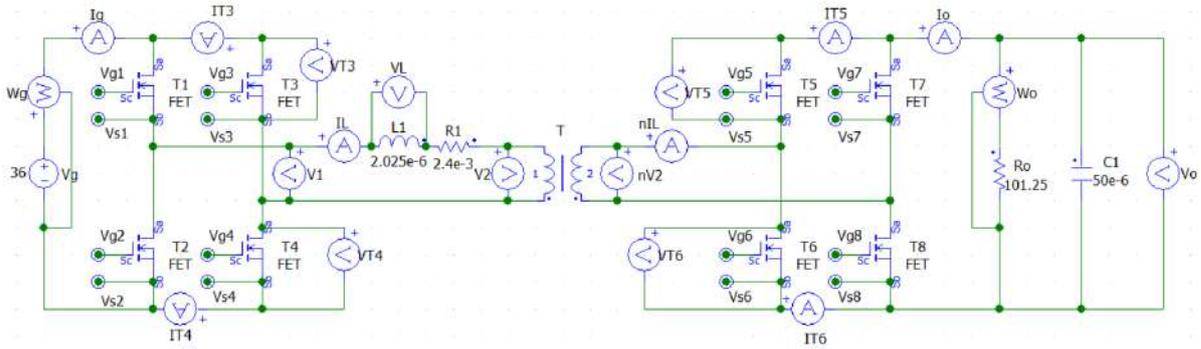


Figura 4.32– Circuito de simulación para el caso “carga en la salida”.

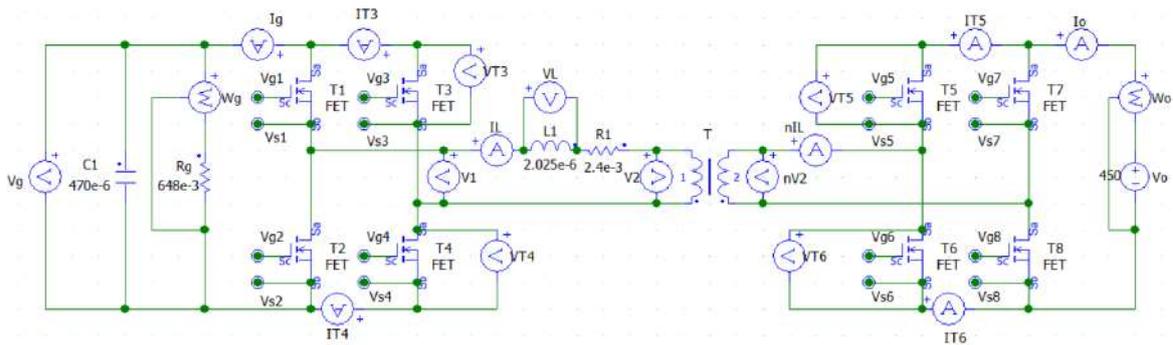


Figura 4.33– Circuito de simulación para el caso “carga en la entrada”.

Todas las simulaciones se ejecutaron con un paso de integración de 100 nanosegundos.

#### 4.2.1 Simulación 1: Comparación de corrientes en régimen permanente

Se comparan las corrientes del transformador con las correspondientes corrientes de cada llave.

Los resultados para el caso “sin carga” se observan en la figura 4.34.

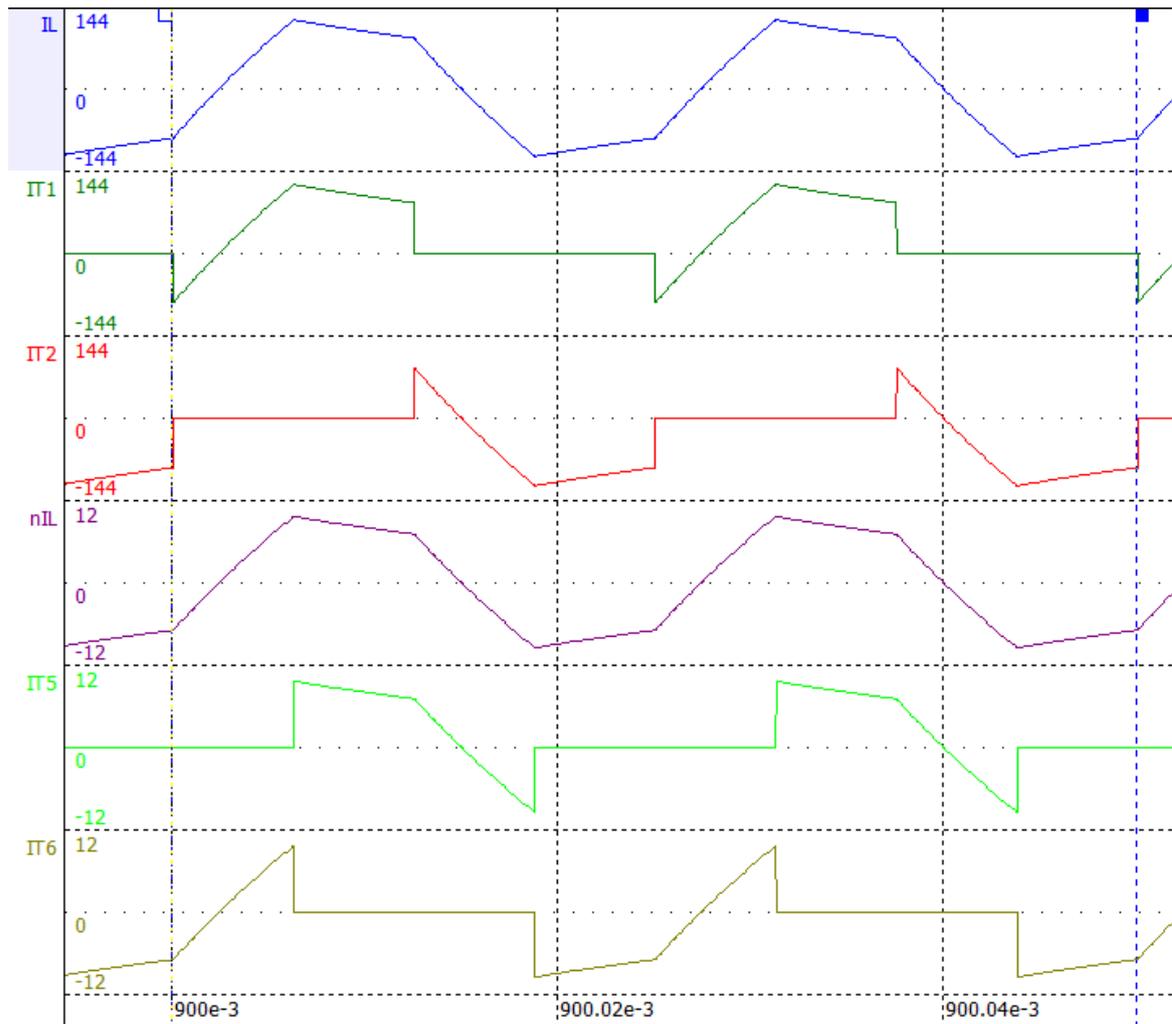


Figura 4.34– Simulación 1: comparación de corrientes sin carga.

La primera forma de onda corresponde a la corriente en la inductancia de dispersión, asociada al primario del transformador. Su comportamiento es similar al caso ideal (figura 2.4), salvo por una pendiente negativa durante el intervalo en el que las tensiones de cada puente tienen la misma polaridad. Esto se debe a la resistencia serie  $R_1$  sobre la que se disipa progresivamente la corriente almacenada en la inductancia de dispersión. En este caso, el valor pico de la corriente es de 124 A, presentando un incremento de 11.7% respecto del caso ideal (111 A). Su valor eficaz es de 89.1 A, presentando una disminución 1.78% respecto del caso ideal (90.72 A).

La segunda forma de onda corresponde a la corriente en la llave T1 que es igual a la corriente en la llave T4, dado que conmutan simultáneamente. Del mismo modo, la forma de onda es la corriente en la llave T2 que es igual a la corriente en la llave T3. Las llaves T1 y T4 conducen durante una mitad del período de conmutación y las llaves T2 y T3 durante la otra mitad del período. Esto se puede observar en el gráfico: la suma de las corrientes en las llaves T1 y T2 da como resultado la corriente en la inductancia y puede observarse precisamente el momento de la conmutación cuando una corriente salta a un valor nulo mientras que la otra salta al valor que tenía la primera en el instante anterior.

La cuarta forma de onda corresponde a la corriente saliente del secundario del transformador. Como se espera, es igual a la corriente en el primario, afectada por  $n$ . La quinta y sexta formas de onda corresponden a las corrientes en las llaves T5 y T6,

respectivamente. Puede repetirse el anterior análisis de corrientes en las llaves y en el transformador. Sin embargo, en este caso, la conmutación se produce en otro momento. El puente asociado al secundario tiene un desfase en su conmutación de  $6.25 \mu\text{s}$ , correspondiente a un ciclo de trabajo de 0.5.

Los resultados para el caso “carga en la salida” se observan en la figura 4.35.

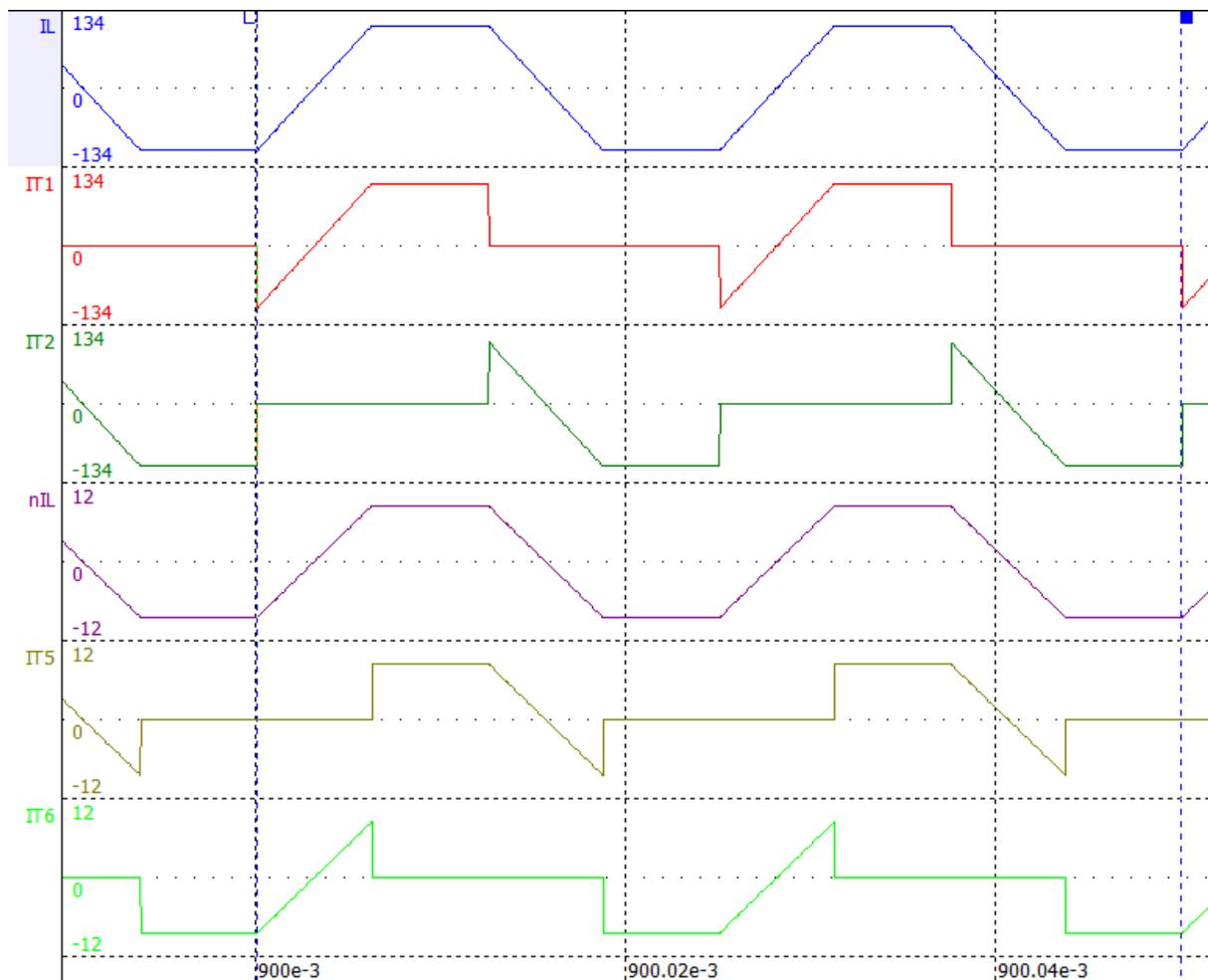


Figura 4.35– Simulación 1: comparación de corrientes con carga en la salida.

En este caso, la resistencia del transformador es mucho menor que en el caso anterior dado tal como se explicó en la sección 4.6. Como se observa en la primera forma de onda, se obtiene una pendiente despreciable cuando la corriente llega a su valor máximo ya que la diferencia de tensiones en la inductancia es casi nula. Por lo tanto, las corrientes en las llaves también se aproximan al caso ideal. La corriente máxima es de 108.68 A y la corriente eficaz en la inductancia es de 90.14 A, disminuyendo un 2.18% y un 0.64% respecto del caso ideal: 111.11 A y 90.72 A, respectivamente. Se observa un leve aumento de la corriente eficaz respecto del caso anterior debido a la menor resistencia del transformador. Las corrientes eficaces en las llaves 1 y 2 son 62.9 A y 64.4 A, mostrando un leve desequilibrio entre ellas, pero aproximándose al caso ideal de 64.14 A.

Los resultados para el caso “carga en la entrada” se observan en la figura 4.36.

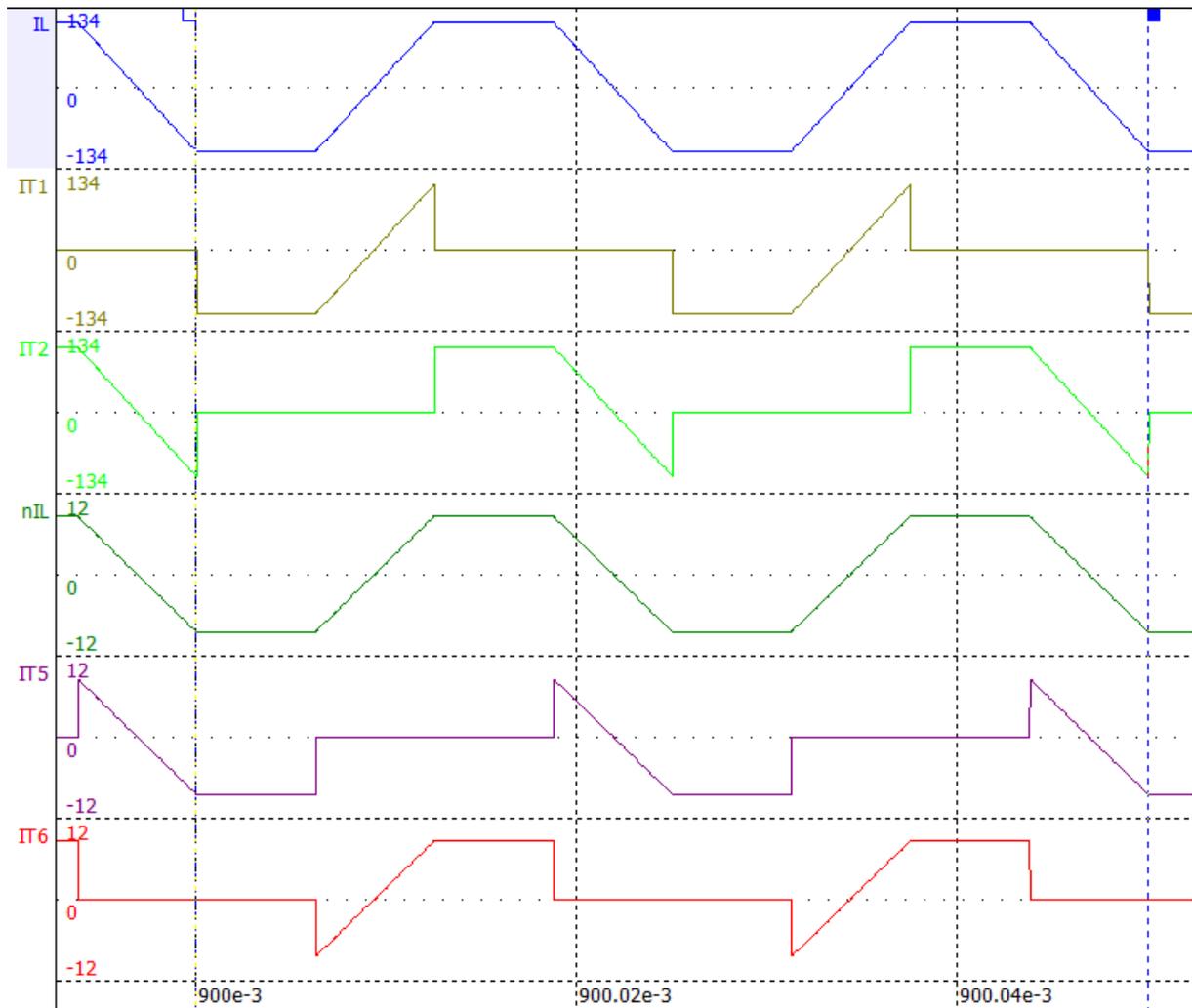


Figura 4.36– Simulación 1: comparación de corrientes con carga en la entrada.

Es un caso similar al anterior pero la carga ahora está en la entrada y la potencia fluye de la salida a la entrada. Nuevamente se observa una pendiente despreciable al llegar la corriente a su valor máximo. Puede observarse que, al cambiar el sentido de la potencia respecto del caso anterior, la forma de las corrientes en las llaves del puente asociado al primario ahora corresponde a la de las llaves del puente asociado al secundario y viceversa. La corriente en la inductancia máxima es de 111.28 A y la eficaz es de 90.79 A, aumentando un 0.15% y un 0.08% respecto del caso ideal: 111.11 A y 90.72 A, respectivamente. En este caso no hubo un desequilibrio de corrientes eficaces en las llaves, resultando cada una 64.2 A.

#### 4.2.2 Simulación 2: Funcionamiento del DAB en régimen permanente

Se evaluó el funcionamiento del convertidor en régimen permanente. Para eso se analizaron las tensiones y corrientes del transformador, las potencias y tensiones de salida.

Los resultados para el caso “sin carga” se observan en la figura 4.37.

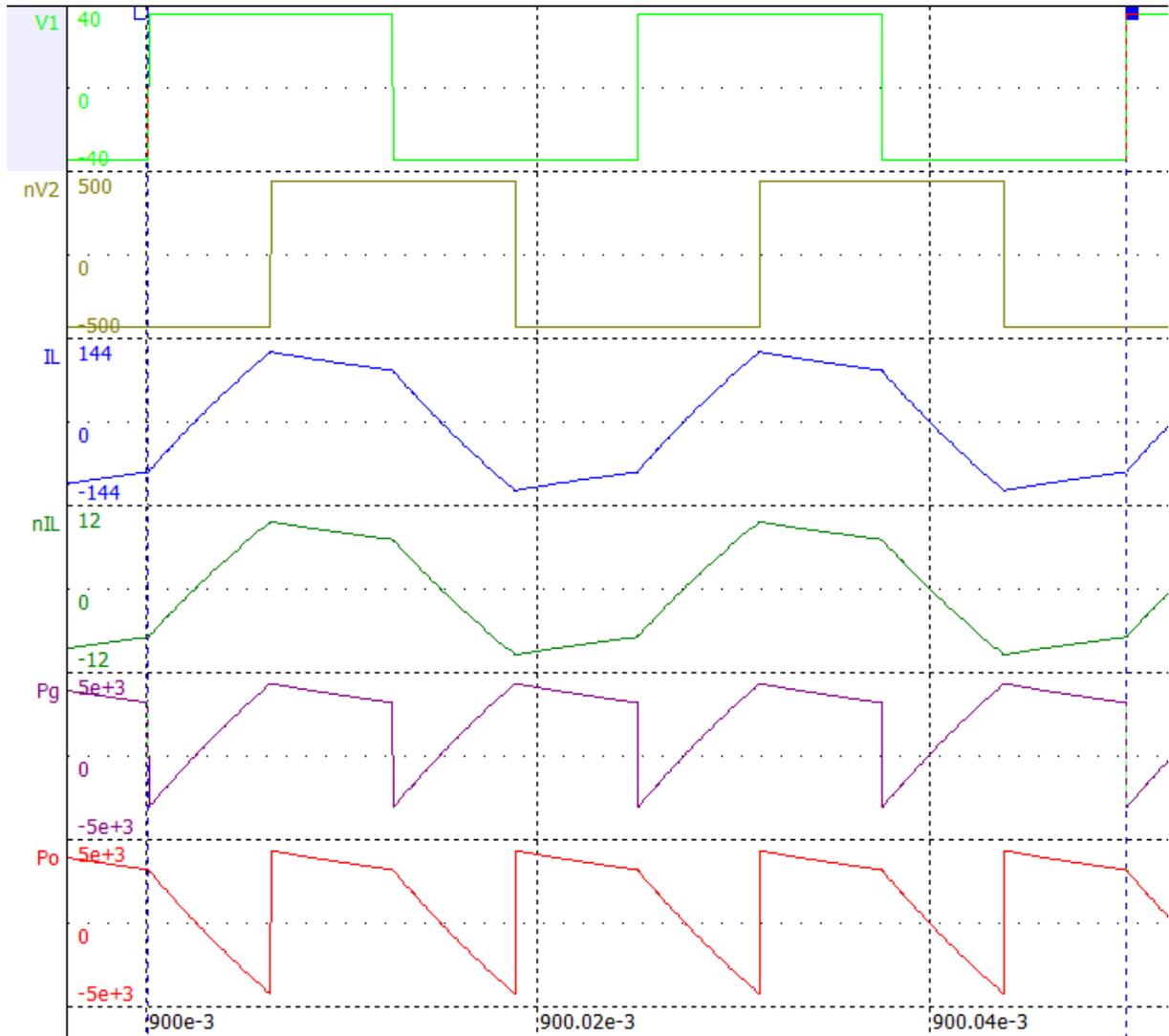


Figura 4.37– Simulación 2: funcionamiento del DAB en régimen permanente sin carga.

La primera forma de onda corresponde a la tensión en el primario mientras que la segunda forma de onda corresponde a la tensión en el secundario del transformador. Ambas son iguales en forma, período y amplitud, salvo por la relación de transformación (36 V y 450 V) y el desfase de  $6.25 \mu\text{s}$ , correspondiente a un ciclo de trabajo de 0.5. Las corrientes en el primario y secundario son similares a las que se mostraron en la simulación anterior.

Las tensiones de entrada y salida están predeterminadas por las fuentes ideales por lo que su valor es constante e igual a 36 V y 450 V, respectivamente. De esta manera, la forma de las potencias está determinada por la forma de la corriente, como se observa en la quinta y sexta formas de onda, que son la potencia de entrada y salida, respectivamente. El valor medio de la potencia en la entrada es 2327 W mientras que el valor medio de la potencia en la salida es 1518 W. La gran diferencia con el caso ideal de 2000 W y la baja eficiencia se deben a que la resistencia  $R_1$  consume la diferencia de potencias.

Los resultados para el caso “carga en la salida” se observan en la figura 4.38.

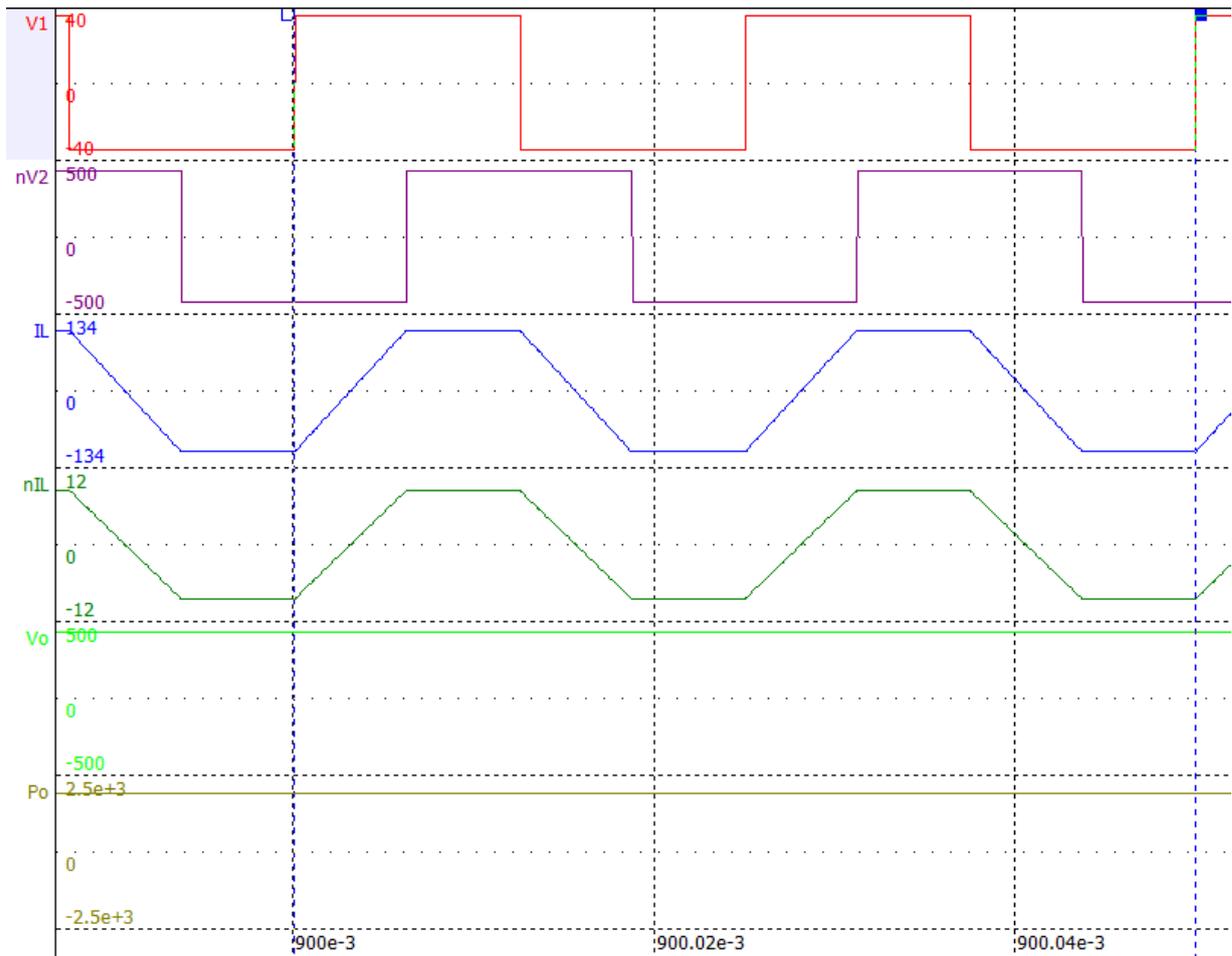


Figura 4.38– Simulación 2: funcionamiento del DAB en régimen permanente con carga en la salida.

Se observa el funcionamiento esperado en el caso ideal, con una pendiente prácticamente nula al llegar la corriente a su valor máximo. En este caso, la tensión llega a un valor medio de 447.76 V, que es un 0.5% menor que en el caso ideal de 450 V. La potencia de salida tiene un valor de 1980 W.

Se vuelven a mostrar los resultados en la figura 4.39 pero con otra escala en la tensión de salida para observar el fenómeno de ripple.

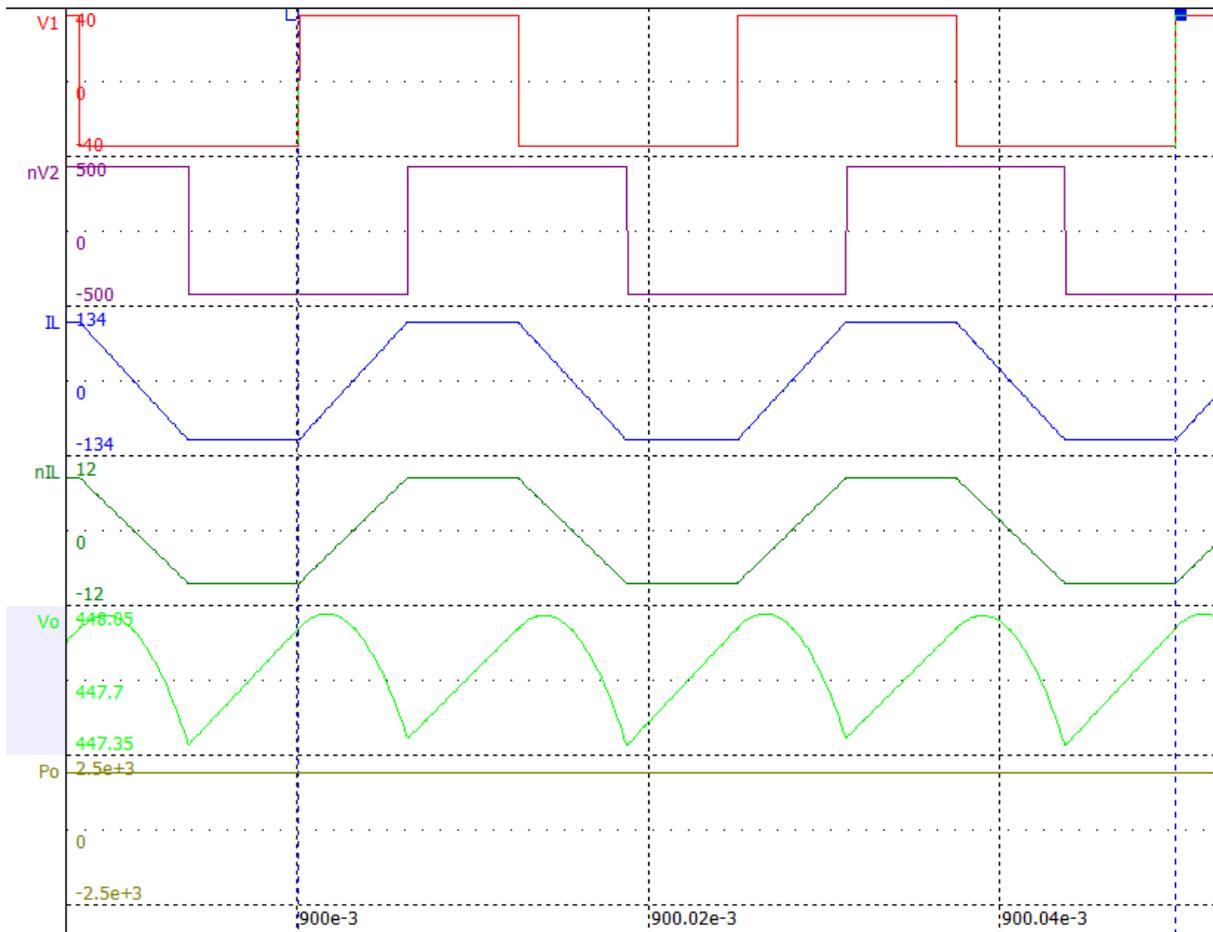


Figura 4.39– Simulación 2: ripple de la tensión de salida.

El valor pico-pico del ripple de salida es 0.642 V mientras que su valor medio es 447.76 V. Por lo tanto:

$$r = \frac{V_{pp}}{V_{med}} = \frac{0.642 \text{ V}}{447.76 \text{ V}} = 0.14\% \quad (4.128)$$

Luego, se ejecutó la simulación anterior, pero multiplicando por 10 la resistencia  $R_1$ . Los resultados se muestran en la figura 4.40.

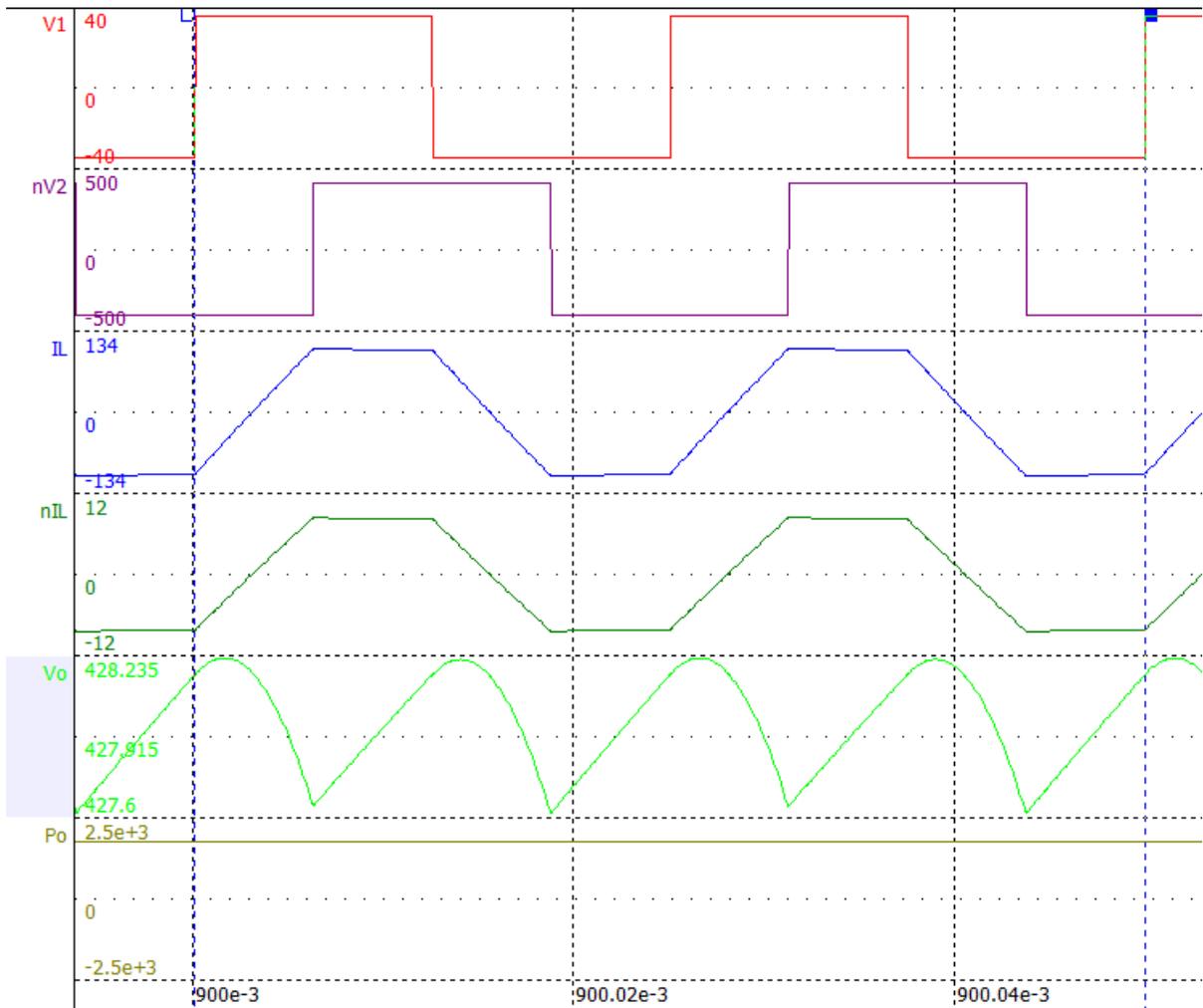


Figura 4.40– Simulación 2: ripple de la tensión de salida con 10 veces  $R_1$ .

Al aumentarse 10 veces la resistencia del transformador, las siguientes variables variaron, respecto del caso anterior:

- Corriente eficaz del primario: 90.11 A a 88.17 A (2.15%).
- Tensión media de salida: 447.76 V a 427.98 V (4.41%).
- Ripple de tensión de salida: 0.14% a 0.15% (7.14%).
- Potencia media de salida: 1980 W a 1809 W (8.63 %).

Como era de esperarse, una mayor resistencia serie del transformador produce mayores pérdidas, resultando en pérdida de eficiencia y caída de tensión de salida.

Los resultados para el caso “carga en la entrada” se observan en la figura 4.41.

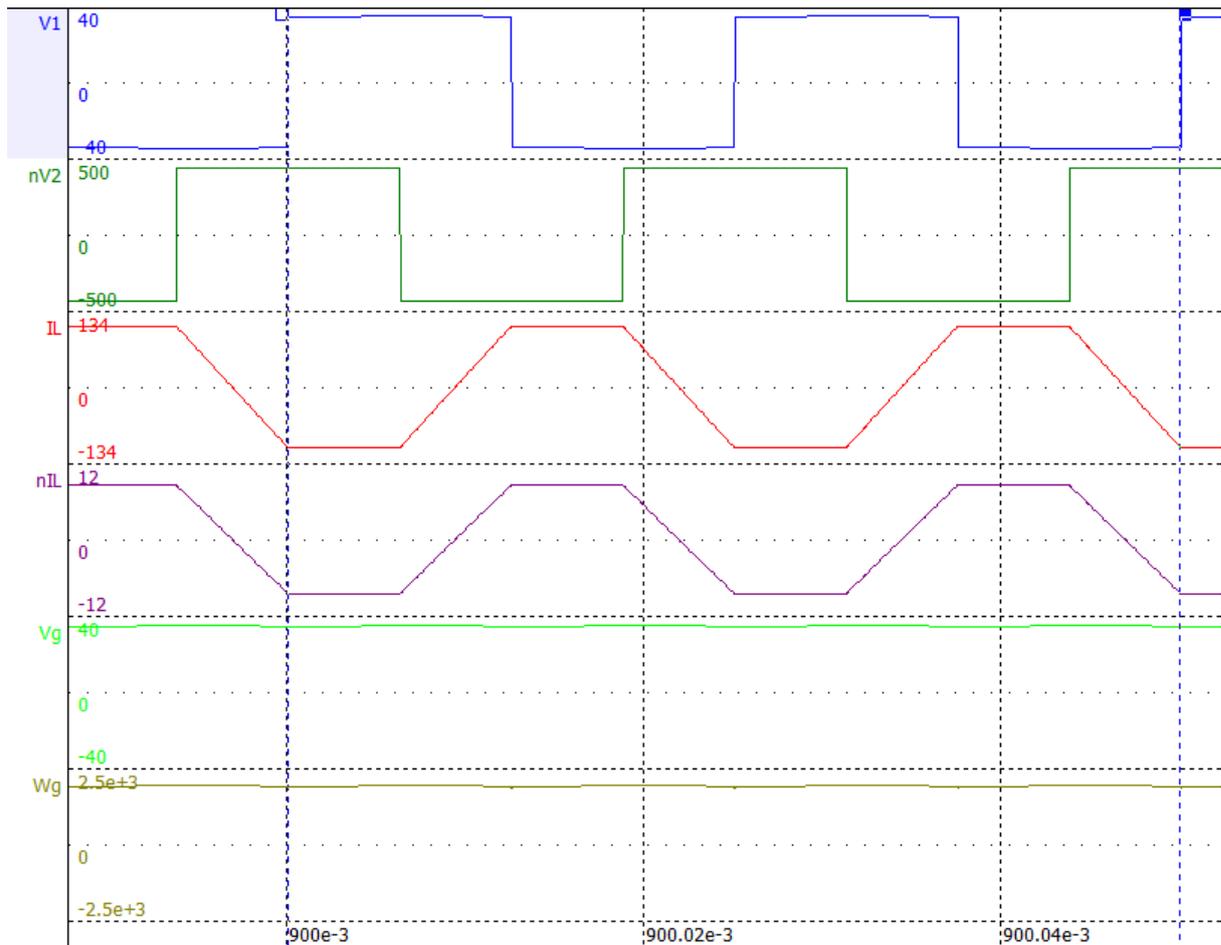


Figura 4.41– Simulación 2: funcionamiento del DAB en régimen permanente con carga en la entrada.

Puede observarse el mismo funcionamiento que en el caso anterior, salvo que ahora la forma de onda de tensión del puente asociado al secundario está desfasada  $-6.25 \mu\text{s}$ , produciendo un ciclo de trabajo de  $-0.5$ , con transferencia de potencia de la salida a la entrada. Las formas de onda de corriente coinciden con lo esperado. La quinta y sexta formas de onda corresponden a la tensión de entrada y potencia de entrada, respectivamente. Al cargarse el capacitor, la tensión de entrada llega a un valor medio de  $35.93 \text{ V}$ , que es un  $0.19\%$  menor que en el caso ideal de  $36 \text{ V}$ . La potencia de entrada es de  $1993 \text{ W}$ .

Se observa que las formas de onda tienen un ripple mayor que en el caso anterior. Se vuelven a mostrar los resultados en la figura 4.42 pero con otra escala en la tensión de salida para observar el fenómeno de ripple con mayor precisión.

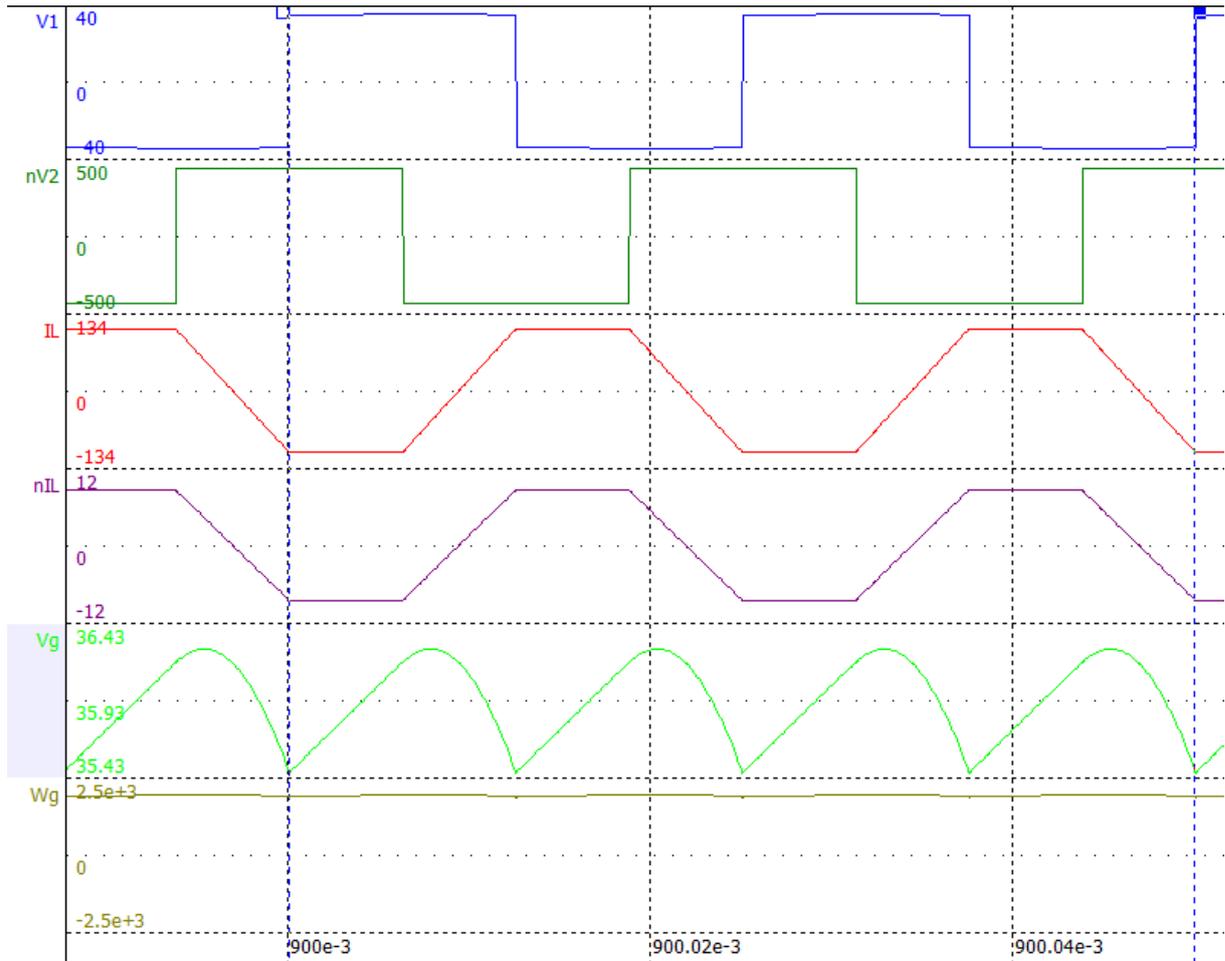


Figura 4.42– Simulación 2: ripple de la tensión de entrada.

El valor pico-pico del ripple de entrada es 0.834 V mientras que su valor medio es 35.93 V. Por lo tanto:

$$r = \frac{V_{pp}}{V_{med}} = \frac{0.834 \text{ V}}{35.93 \text{ V}} = 2.32\% \quad (4.129)$$

La relación entre el ripple del caso anterior y el de este caso es del 6%. El incremento de su valor se debe mayoritariamente a los valores de capacidad elegidos. La entrada tiene un capacitor de 470  $\mu\text{F}$ . Si se lo refiere al secundario, se lo afecta por la relación de transformación (1/12.5) al cuadrado. Por lo tanto, su valor referido es de 3  $\mu\text{F}$ , que es el 6% de la capacidad de 50  $\mu\text{F}$  del caso “carga en la salida”. De esta manera, la relación de capacidad es directamente la relación de ripple.

#### 4.2.3 Simulación 3: Funcionamiento del DAB en régimen transitorio

En esta simulación, se analizó el régimen transitorio del convertidor que se debe a que los componentes están descargados y, por ende, las corrientes de carga son diferentes a las que se encuentran en operación de régimen permanente. Las formas de onda estudiadas son las mismas de la simulación 2.

Los resultados para el caso “sin carga” se observan en la figura 4.43.

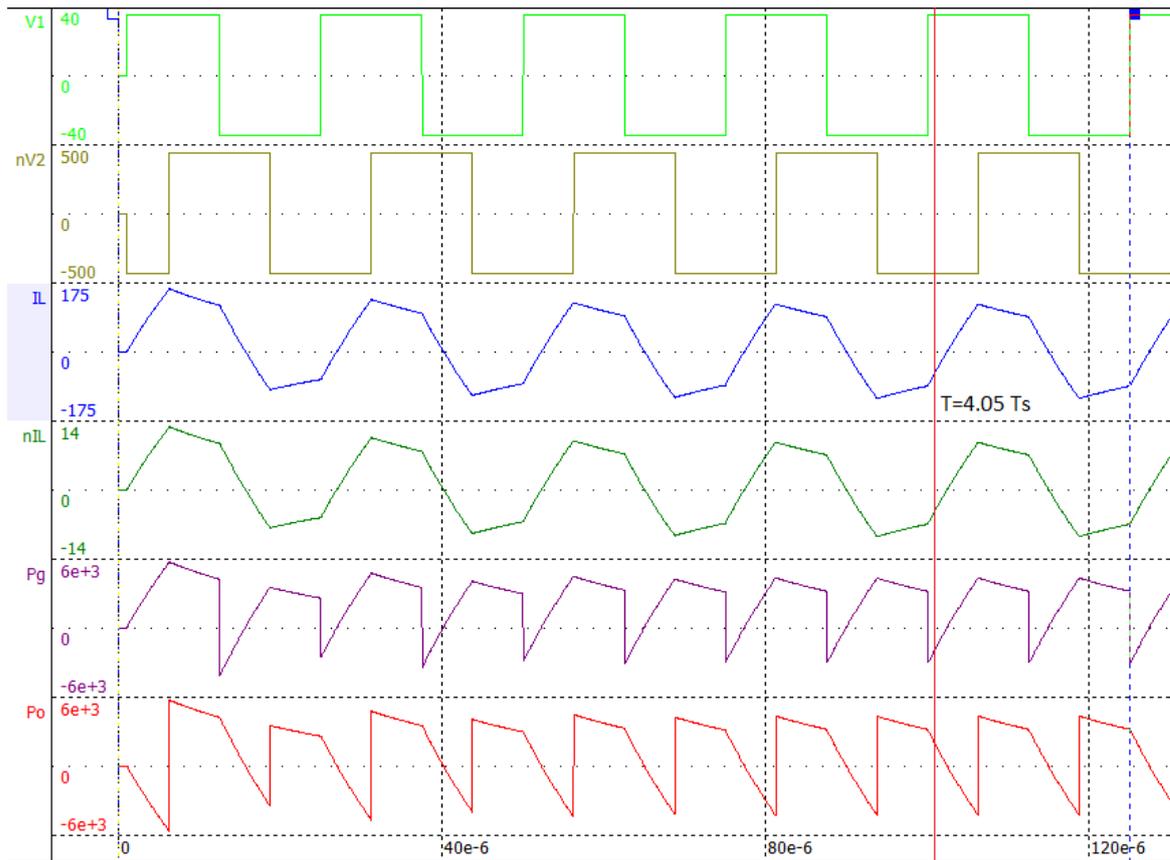


Figura 4.43– Simulación 3: funcionamiento del DAB en régimen transitorio sin carga.

Puede observarse, en el régimen transitorio de la tercera forma de onda, la componente de corriente continua en la inductancia, provocando un valor medio no nulo y una elevación del valor máximo en la forma de onda de la corriente. El transitorio dura aproximadamente entre 75 y 100  $\mu\text{s}$ . Esto se deduce porque el valor pico de la señal pasa de ser 128.3 A en el tercer periodo a 124.3 A en régimen permanente. El valor medio de la señal es 581 mA en el cuarto período y 72.8 mA en el quinto período. Por otro lado, los únicos componentes pasivos del circuito son la resistencia  $R_1$  y  $L_1$  en serie. La constante de tiempo  $\tau$  es igual a:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{L_1}{R_1} = \frac{2.025 \mu\text{H}}{0.1 \Omega} = 20.25 \mu\text{s} \quad (4.130)$$

El régimen transitorio puede considerarse que termina a los  $5\tau$  o 101.25  $\mu\text{s}$  que es igual a 4.05 períodos de conmutación aproximadamente, lo que coincide con lo observado. Al mismo tiempo, luego de 4 períodos, la potencia de entrada y salida (formas de onda quinta y sexta) alcanzan el régimen permanente.

Los resultados para el caso “carga en la salida” se observan en la figura 4.44.

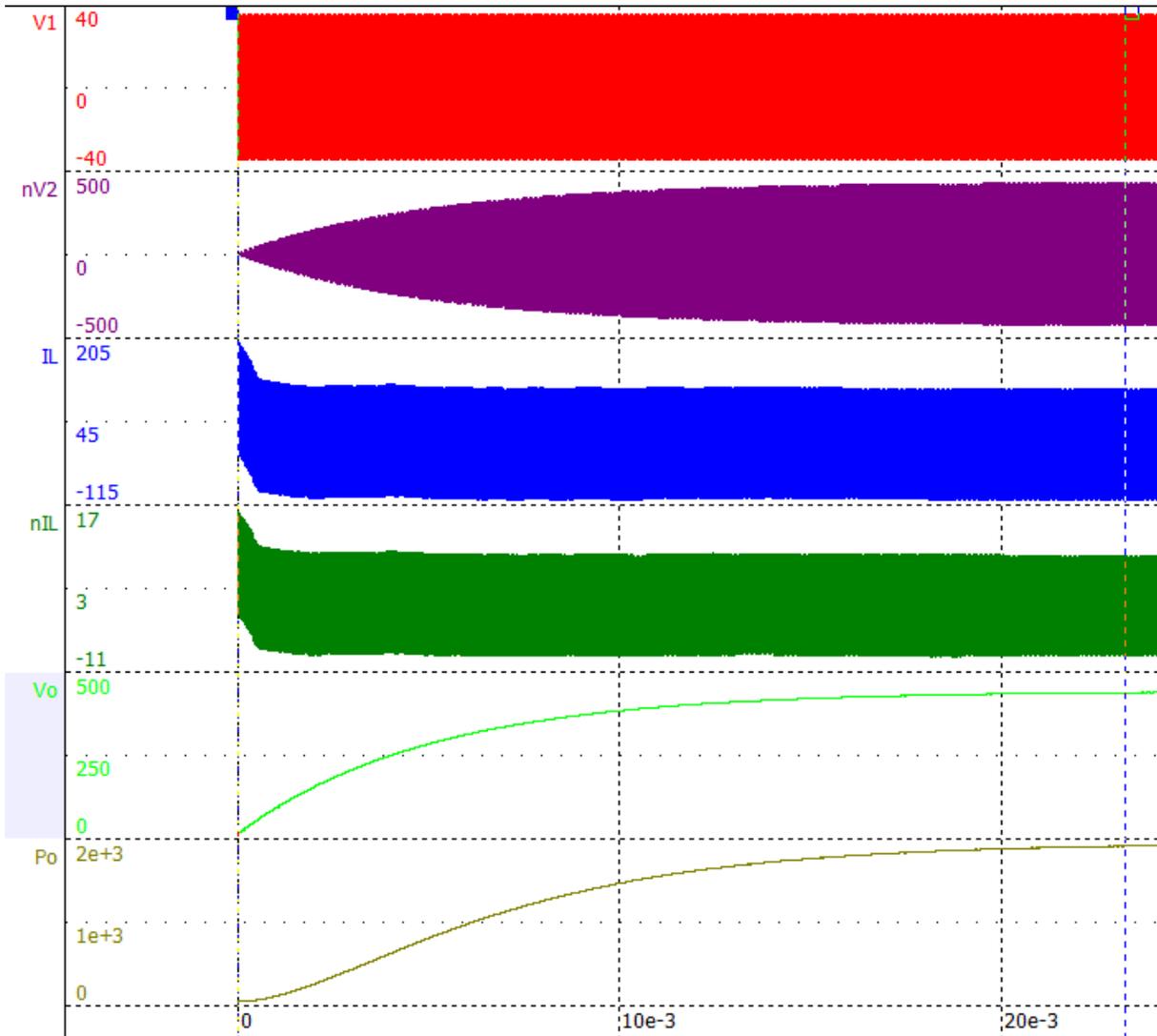


Figura 4.44– Simulación 3: funcionamiento del DAB en régimen transitorio con carga en la salida.

La tensión  $V_1$  no tiene transitorio ya que está determinada por la fuente ideal de 36 V y la conmutación de las llaves. En cambio, la tensión  $nV_2$  es la tensión en el secundario del transformador y está dominada por la dinámica del capacitor de salida. Al principio, el capacitor está descargado y la tensión es nula. A medida que se carga, la amplitud de tensión crece hasta llegar a su valor máximo, cuando termina el régimen transitorio. Las corrientes del transformador comienzan con un valor elevado para cargar el capacitor y luego decrecen hasta llegar a su régimen permanente. La forma de onda de potencia de salida se comporta de acuerdo a lo esperado dado que es proporcional al cuadrado de la tensión de salida.

Para determinar cuánto dura el transitorio de arranque, se estableció que el mismo termina cuando la tensión de salida llega al 99% de su valor medio encontrado en el régimen permanente:  $447.76 \text{ V} * 0.99 = 443.28 \text{ V}$ , lo cual ocurre luego de 927 periodos de conmutación o  $23.175 \text{ ms}$ .

El transitorio de arranque se muestra con más detalle en la figura 4.45.

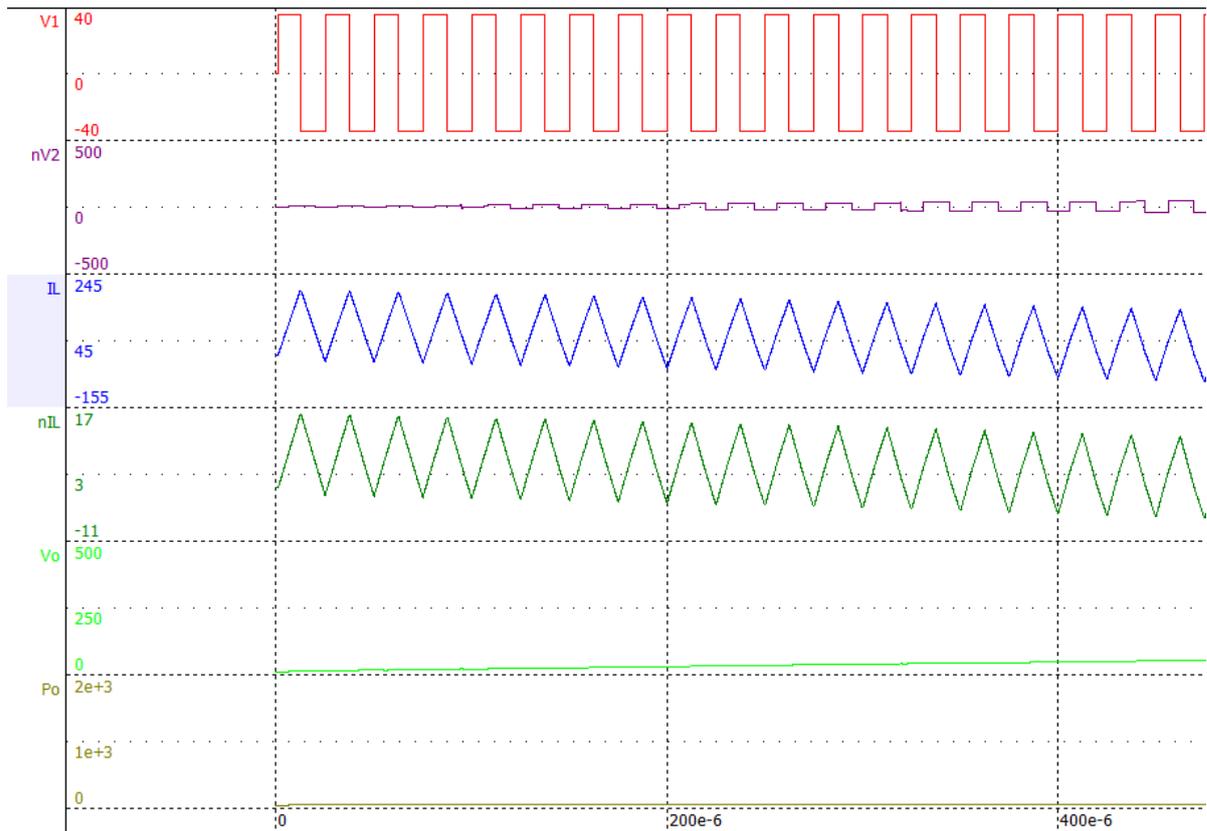


Figura 4.45– Simulación 3: transitorio de arranque con carga en la salida.

Puede observarse el crecimiento paulatino de la amplitud de la tensión  $nV_2$  a partir del instante cero. La forma de onda triangular de la corriente del transformador se debe a que la tensión  $V_2$  a la derecha de la inductancia es prácticamente nula comparada con la tensión  $V_1$  ya que el capacitor tiene poca carga. Como se dijo anteriormente, la corriente por la inductancia sigue la ecuación  $V = L * \frac{di}{dt}$ . Por lo tanto, la pendiente de la corriente está determinada por una onda de tensión cuadrada pura, dando como resultado una onda triangular: la corriente crece linealmente cuando la tensión  $V_1$  es positiva y decrece linealmente cuando es negativa.

Otro instante del arranque se muestra en la figura 4.46.

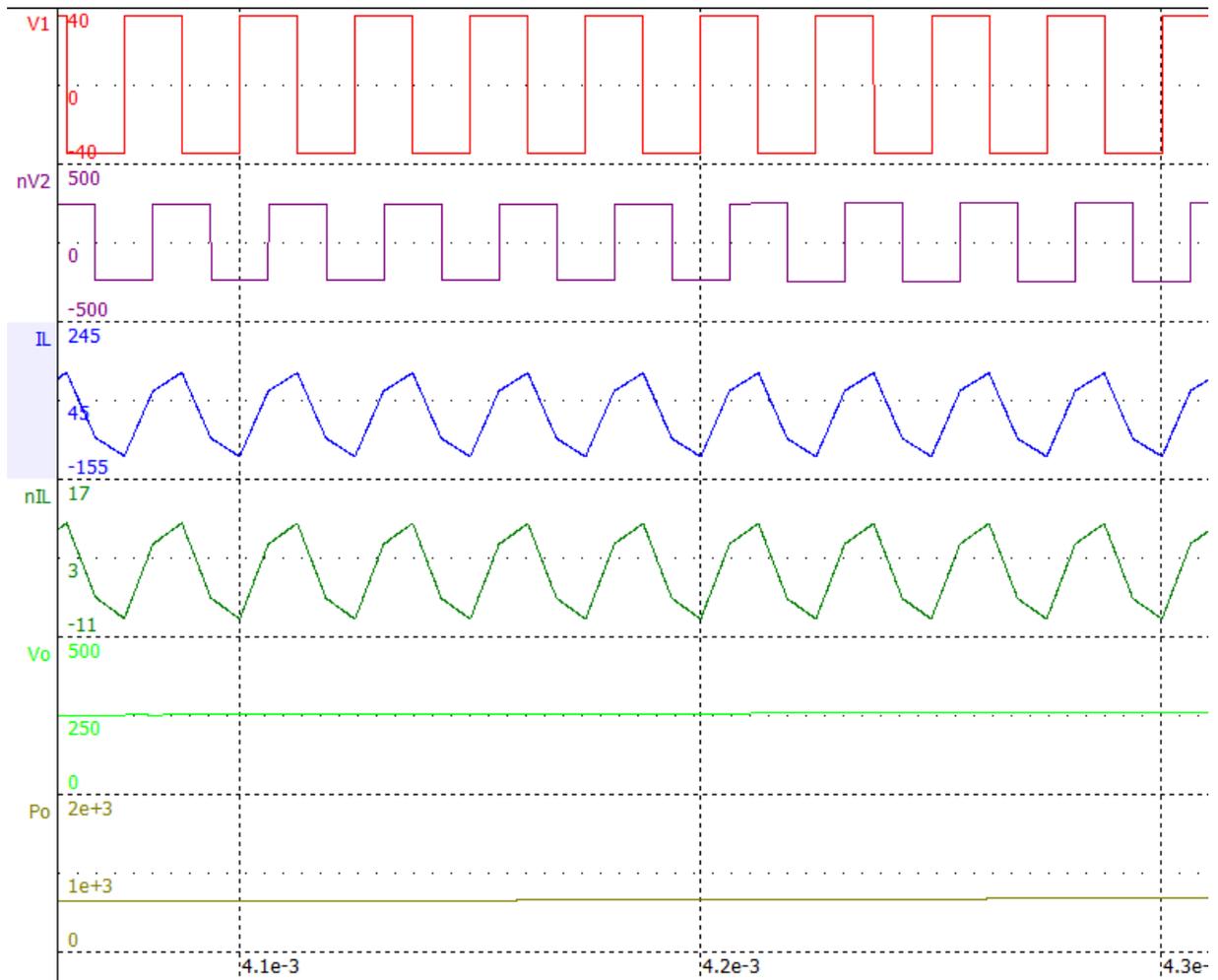


Figura 4.46– Simulación 3: intervalo posterior al transitorio de arranque con carga en la salida.

Pasados 4 ms, la tensión en el capacitor y, por lo tanto, la tensión  $nV_2$  aumentaron considerablemente. Al aumentar la magnitud de la tensión de salida, las tensiones aplicadas a la inductancia generan una forma de onda de corriente cada vez menos triangular y más trapezoidal.

Un intervalo donde el capacitor se encuentra cargado completamente se observa en la figura 4.47.

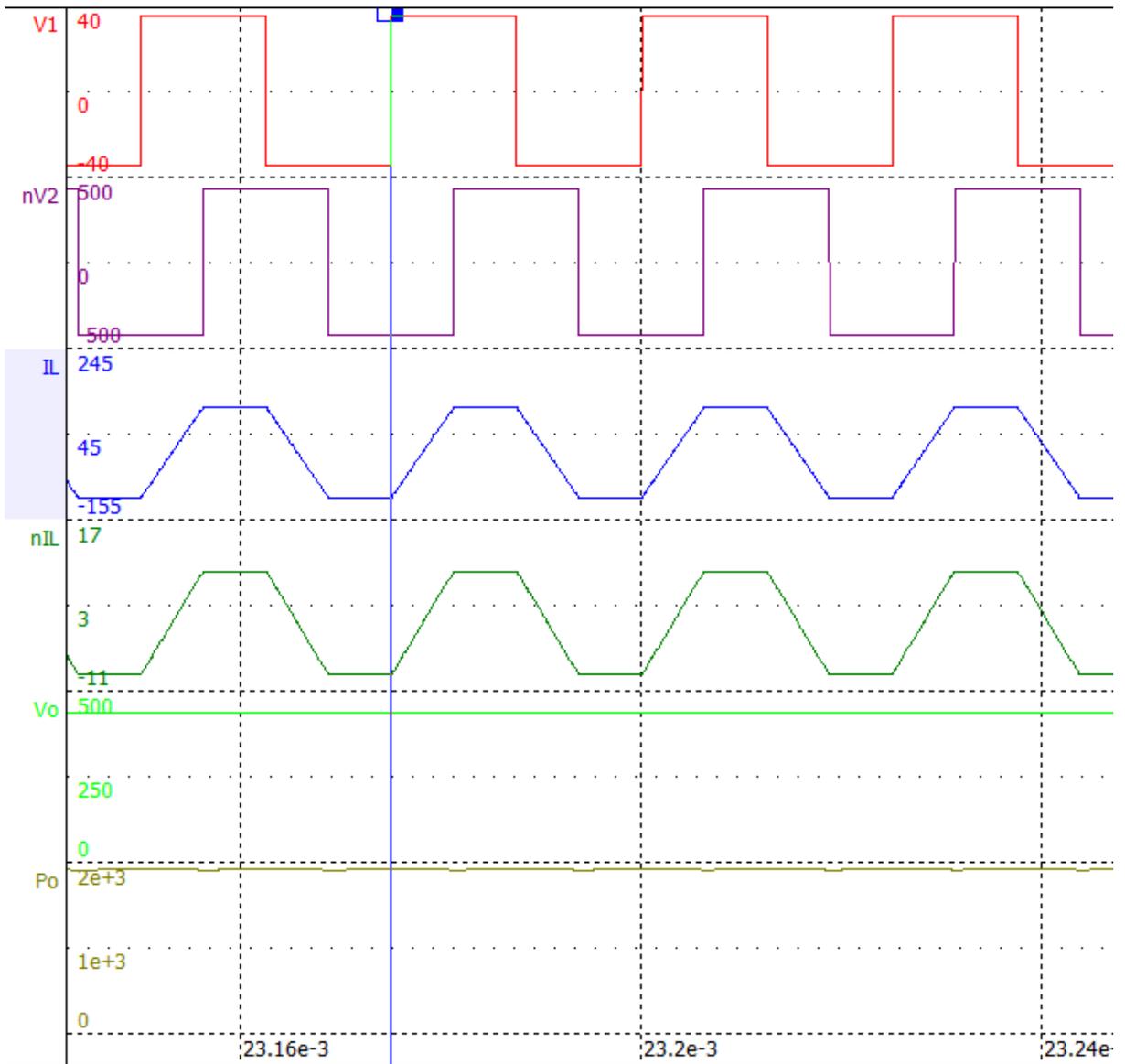


Figura 4.47– Simulación 3: final del transitorio de arranque con carga en la salida.

La tensión en el secundario del transformador llegó a su régimen permanente. Por lo tanto, la corriente en la inductancia sigue la forma esperada.

Los resultados para el caso “carga en la entrada” se observan en la figura 4.48.

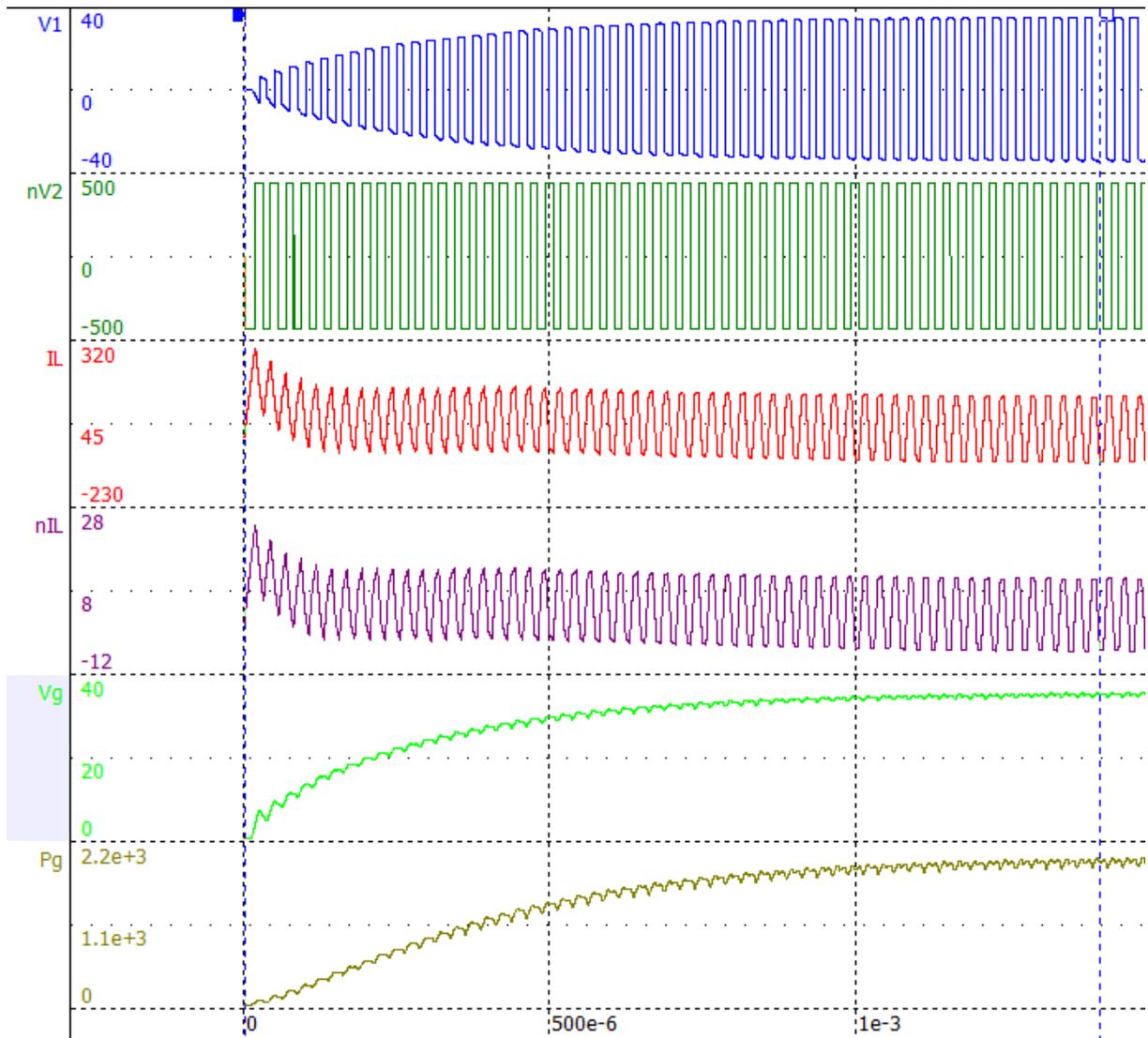


Figura 4.48– Simulación 3: funcionamiento del DAB en régimen transitorio con carga en la entrada.

En este caso, la tensión de entrada es la que depende del estado de carga del capacitor por lo que la tensión  $V_1$  comienza en cero y va creciendo, hasta que termine el transitorio. La tensión  $nV_2$  no tiene transitorio ya que está determinada por la fuente ideal de 450 V y la conmutación de las llaves. Las corrientes del transformador son el resultado de la tensión en la inductancia y, por lo tanto, tienen el mismo comportamiento que en el caso anterior. La tensión  $V_g$  comienza en cero hasta llegar a su valor permanente, al igual que la potencia. Como se determinó en la simulación 2, este caso tiene mayor ripple que el anterior, lo cual puede observarse directamente en el gráfico.

Para determinar cuánto dura el transitorio, se estableció que el mismo termina cuando la tensión de entrada llega al 99% de su valor medio encontrado en el régimen permanente:  $35.93 \text{ V} * 0.99 = 35.57 \text{ V}$ , lo cual ocurre luego de 55 períodos de conmutación o  $1.375 \text{ ms}$ . El transitorio dura considerablemente menos que en el caso “carga en la salida” debido a que la capacidad de entrada es menor. La relación entre ambos tiempos de transitorio es igual a 5.93%, aproximadamente la relación entre capacidades cuando se refieren al mismo nivel tensión.

El transitorio de arranque se muestra con más detalle en la figura 4.49.

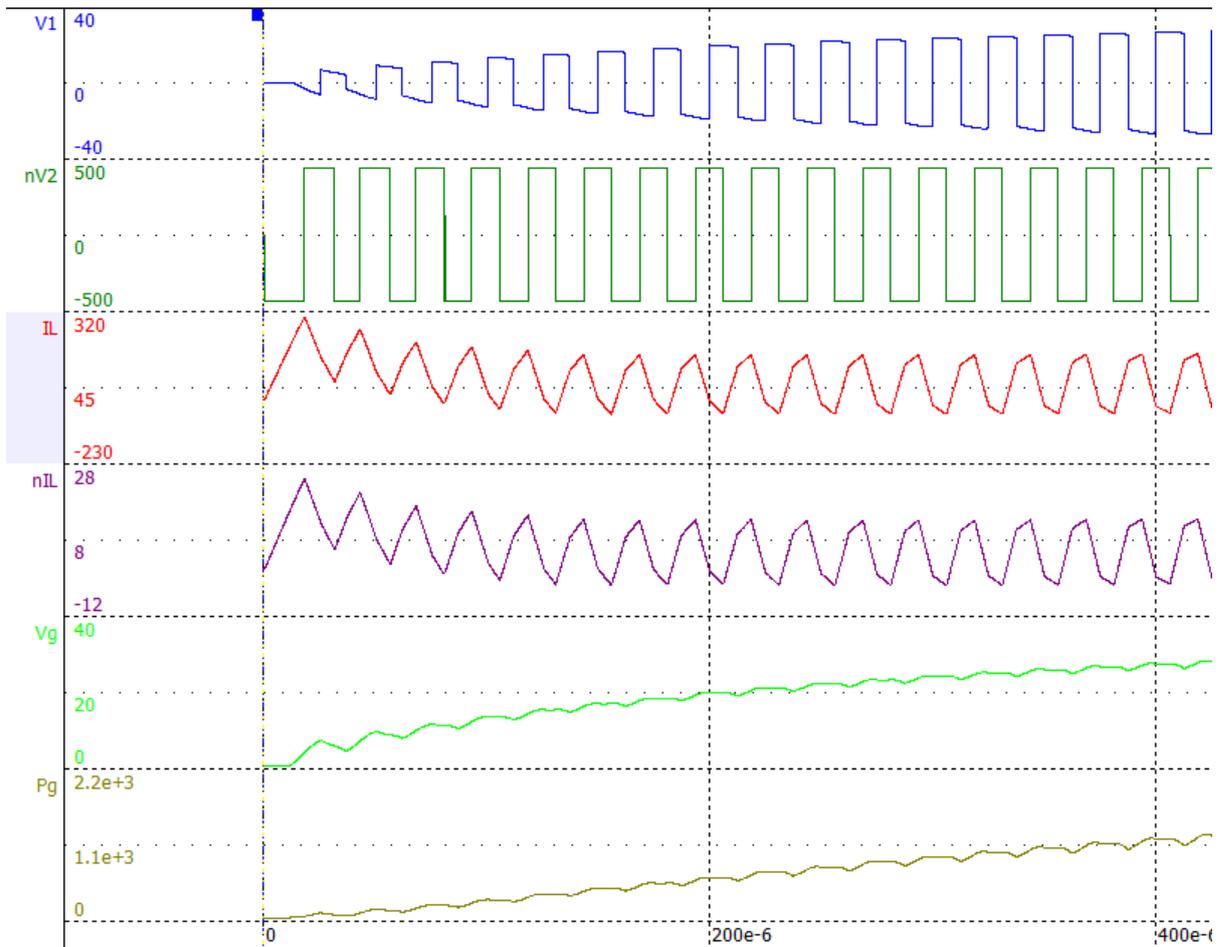


Figura 4.49– Simulación 3: transitorio de arranque con carga en la entrada.

Se observa cómo, desde el arranque, la tensión  $V_1$  crece desde cero y, por lo tanto, la corriente por la inductancia cambia de forma triangular a la onda trapezoidal esperada en el régimen permanente.

Un intervalo donde el capacitor se ha cargado completamente se observa en la figura 4.50.

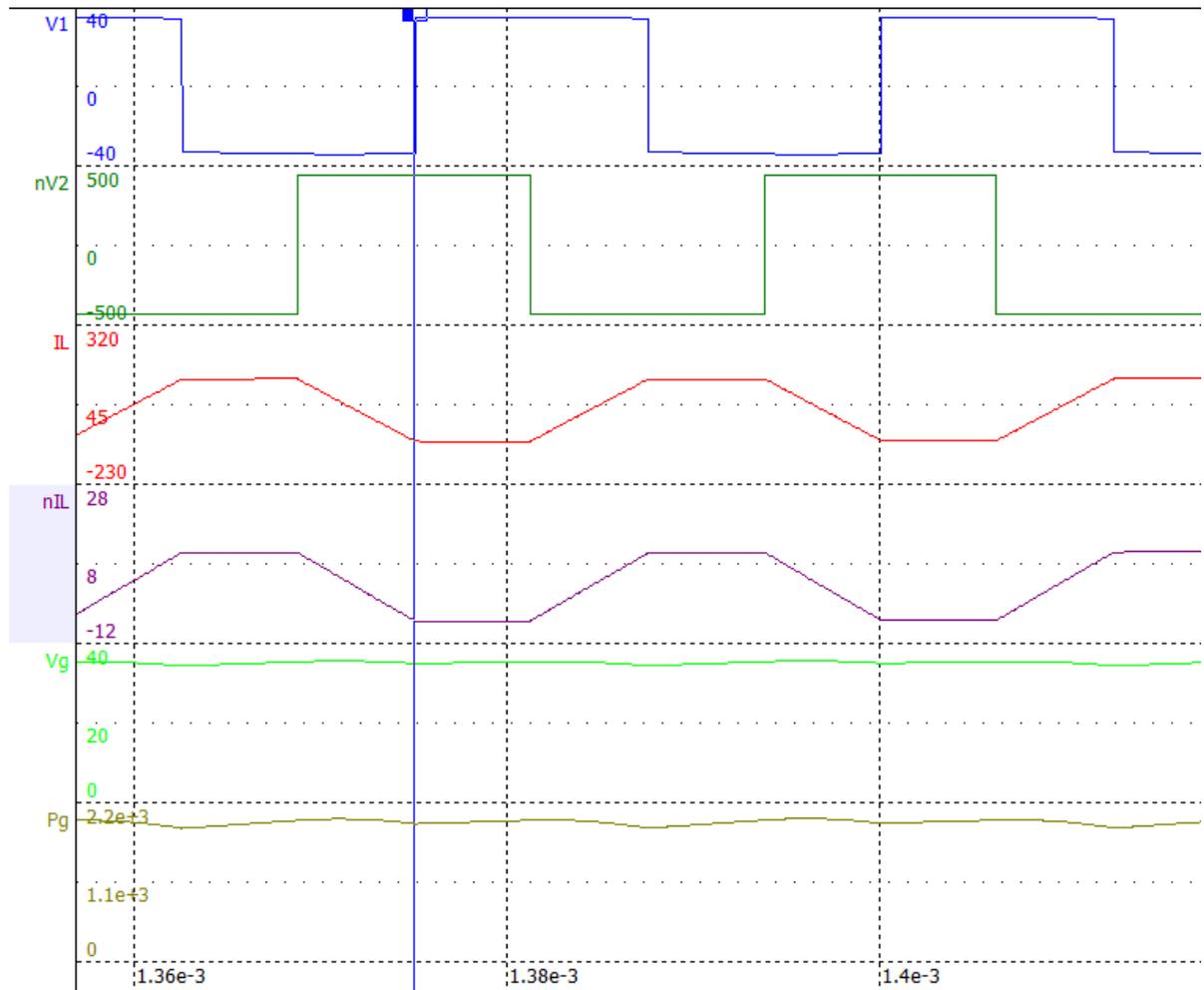


Figura 4.50– Simulación 3: final del transitorio de arranque con carga en la entrada.

#### 4.2.4 Simulación 4: Cambio de desfase

Para cada uno de los tres casos, se ensayaron dos tipos de transitorios de desfase. Para el primer tipo, se ejecutó la simulación con desfase igual a  $\pi/2$  ( $D=0.5$ ) como en los anteriores casos; alrededor de 100 ms después, se cambió el desfase a  $\pi/4$  ( $D=0.25$ ). Para el segundo tipo, se ejecutó la simulación con desfase igual a  $\pi/2$ ; alrededor de 100 ms después, se cambió el desfase a  $-\pi/2$ , invirtiendo de este modo el sentido de transferencia de potencia.

Los resultados para el primer tipo de transitorio en el caso “sin carga” se observan en la figura 4.51.

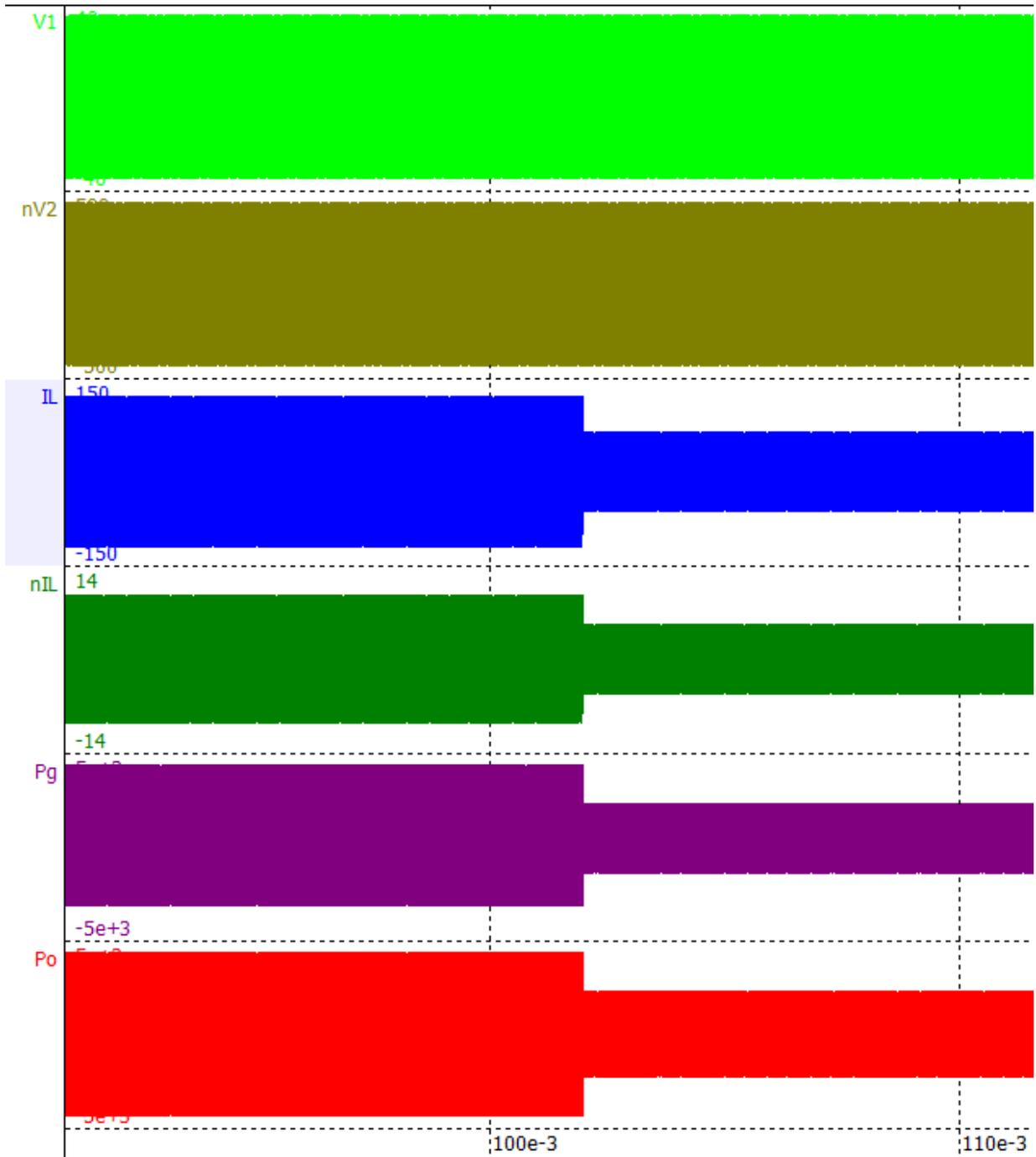


Figura 4.51– Simulación 4: cambio de desfasaje de 0.5 a 0.25, sin carga.

La amplitud de las tensiones del transformador no cambian ya que dependen de las fuentes ideales a la entrada y salida. Por otro lado, las corrientes del transformador, debido a la menor transferencia de potencia, disminuyen en valor pico-pico y valor eficaz. El valor eficaz de la corriente  $I_L$  cae de 89.09 A a 49.66 A.

Si se observa la ecuación 2.3, el factor  $D(1-D)$  vale 0.25 para un desfasaje igual a  $\pi/2$  y 0.1875 para un desfasaje igual a  $\pi/4$ . Como todas las otras variables se mantienen iguales, la potencia cae teóricamente a un 75% de la original. En la simulación, la potencia media de entrada cae de 2327 W a 1568 W y la potencia media de salida cae de 1518 W a 1314 W. La relación entre la potencia de entrada después del cambio de ciclo de trabajo y la potencia teórica de 2000 W es igual a 78.4%. El 3.4% de

diferencia con el caso teórico se debe a la presencia de la resistencia  $R_1$ . La eficiencia del convertidor sube de 65.2% a 84% debido a que al transferirse menor potencia, la corriente eficaz que pasa por la resistencia es menor. Por esta razón, la disminución de la potencia transferida disminuye las pérdidas en la resistencia  $R_1$ .

El instante en el que ocurre el transitorio de desfase se muestran con más detalle en la figura 4.52.

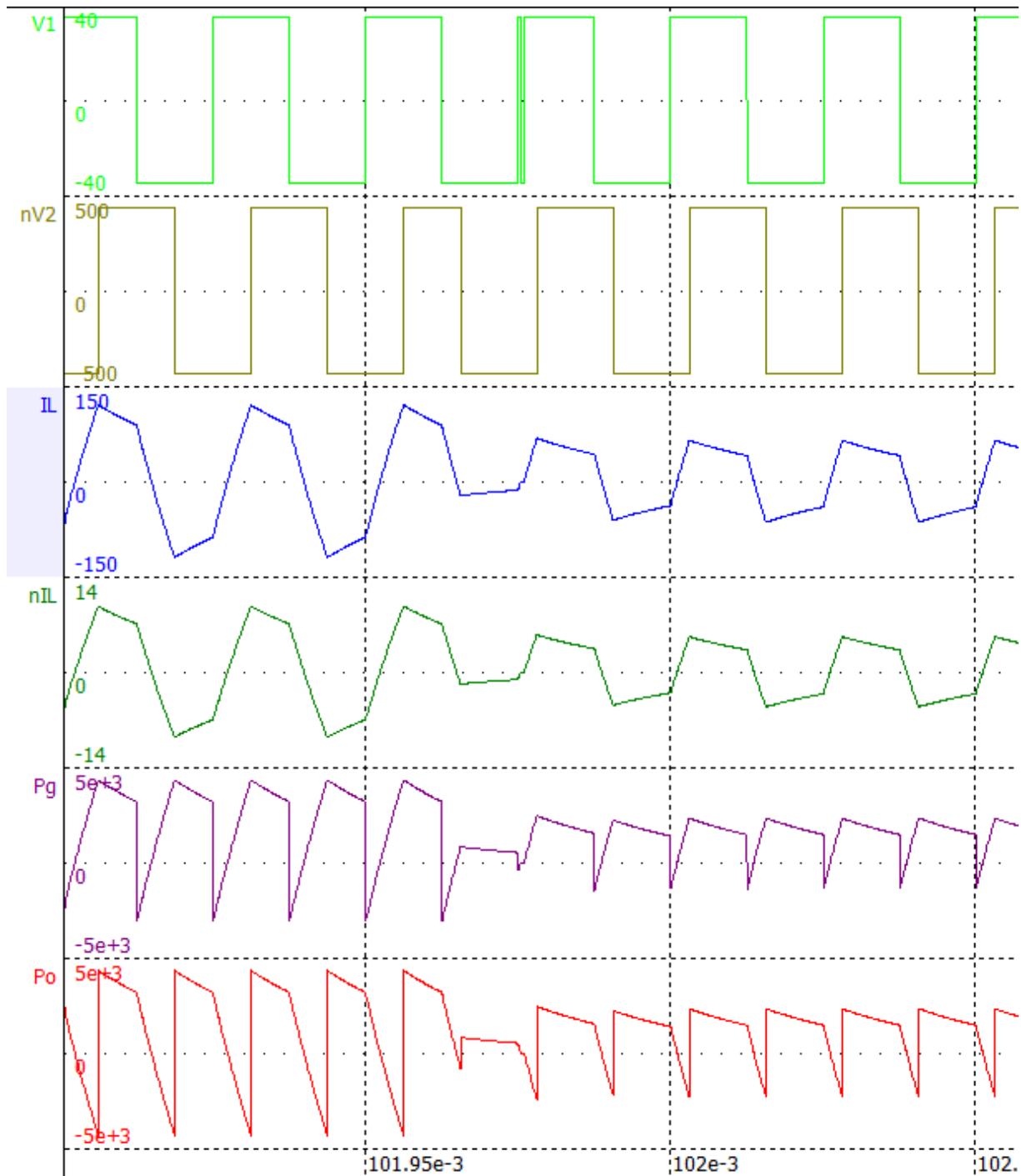


Figura 4.52– Simulación 4: cambio de desfase de 0.5 a 0.25, sin carga, acercamiento.

Puede observarse como la tensión  $nV_2$  pasa de tener  $90^\circ$  a  $45^\circ$  de desfase respecto de  $V_1$ . Las otras funciones tienen un breve transitorio antes de disminuir su amplitud debido a la disminución de la potencia.

Los resultados para el segundo tipo de transitorio en el caso “sin carga” se observan en la figura 4.53.

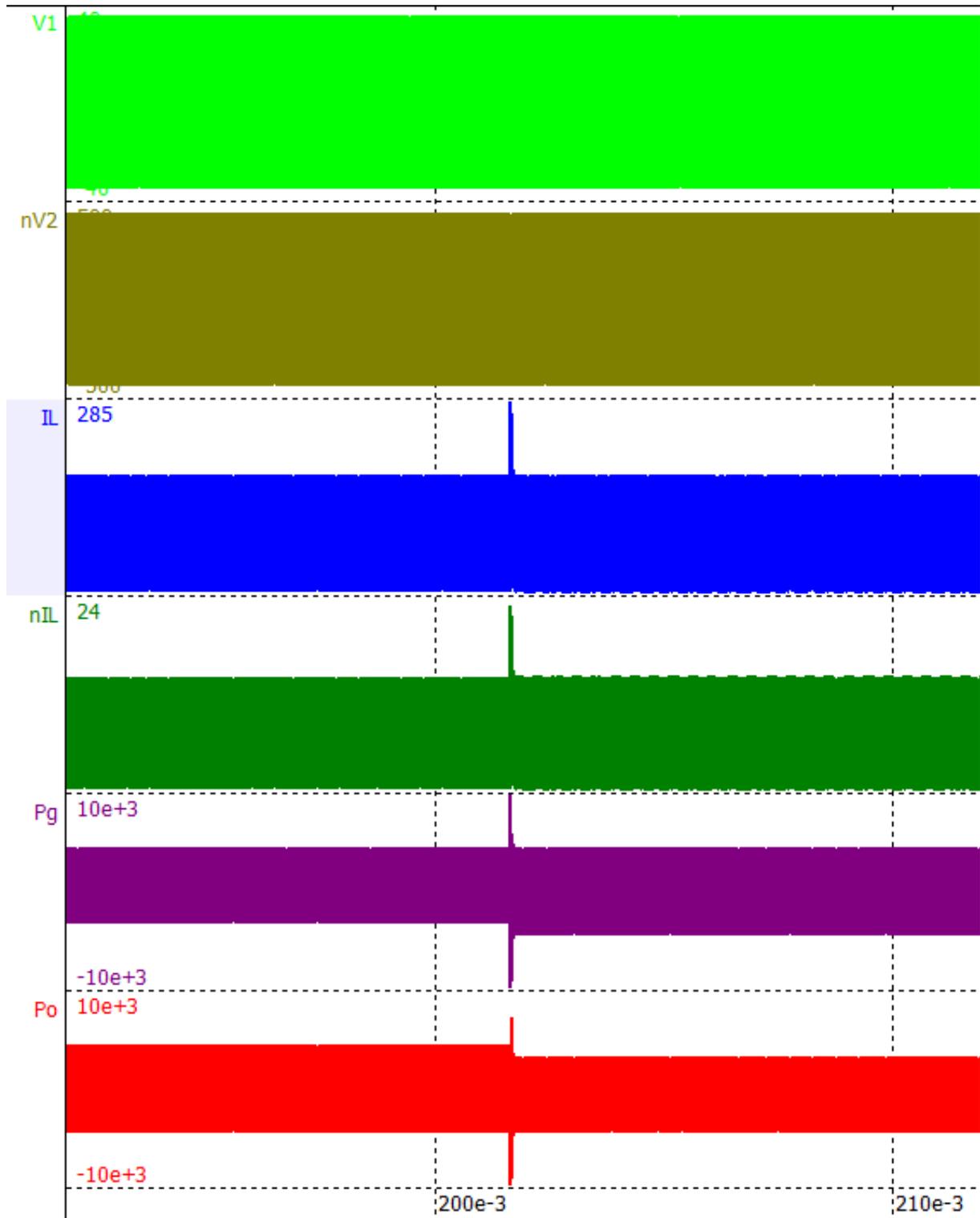


Figura 4.53– Simulación 4: inversión de potencia, sin carga.

Los valores de corriente eficaz y potencia media no varían dado que únicamente cambia el sentido de la potencia transferida, que se invierte. El momento de inversión está marcado por los breves picos de corriente y potencia.

El instante en el que ocurre este transitorio se muestra en detalle en la figura 4.54.



Figura 4.54– Simulación 4: inversión de potencia, sin carga, acercamiento.

El pico de corriente de 282 A en la inductancia de dispersión ocurre porque la tensión del puente asociado al secundario es cero por un período mayor al habitual durante el transitorio. Puede observarse como las formas de onda de las potencias de entrada y salida quedan espejadas verticalmente debido a que el sentido de transferencia ha sido invertido.

Los resultados para el primer tipo de transitorio en el caso “carga en la salida” se observan en la figura 4.55.

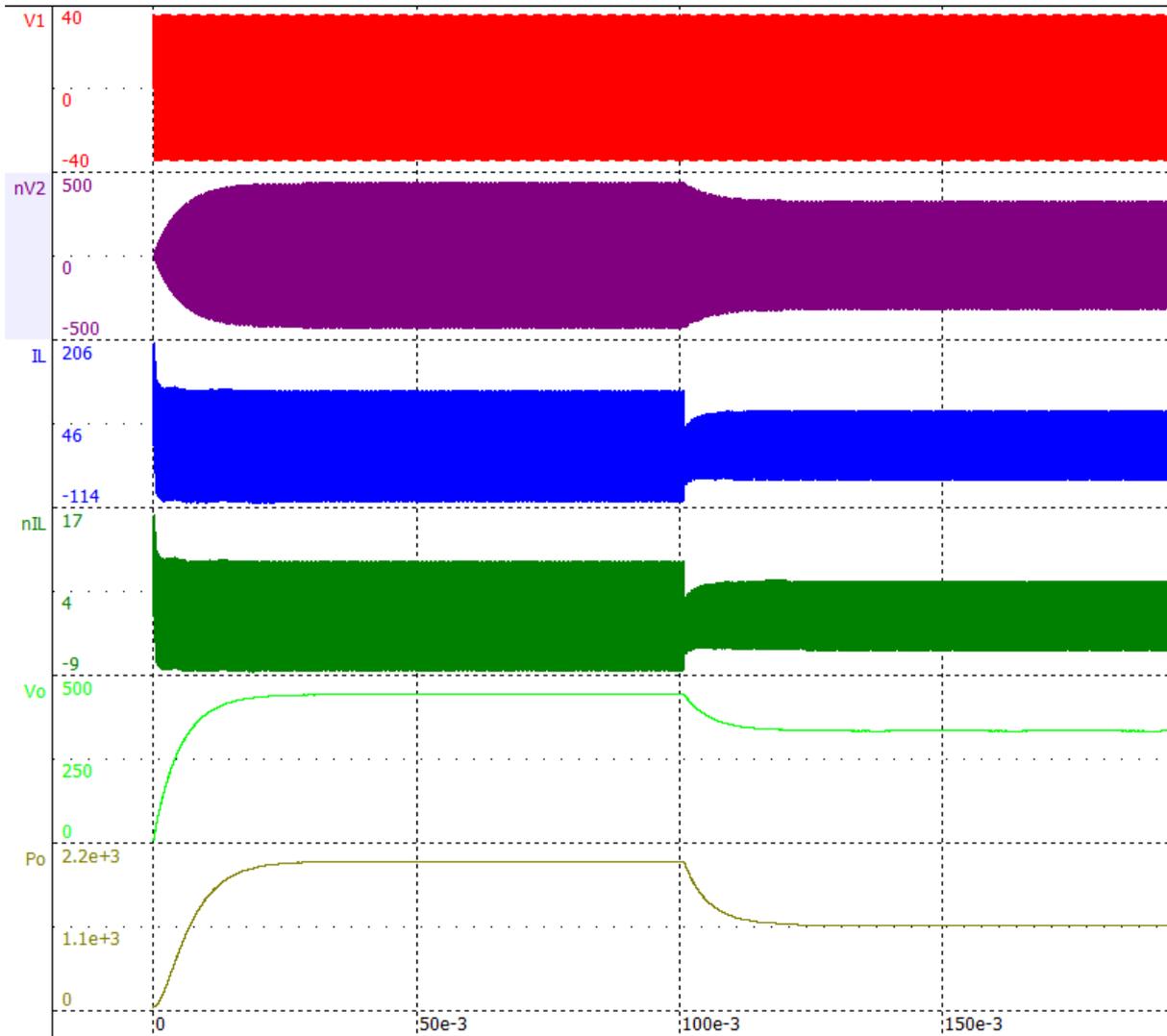


Figura 4.55– Simulación 4: cambio de desfase de 0.5 a 0.25, carga en la salida.

Como se ha visto antes, la presencia de una carga resistiva en paralelo con un capacitor provoca un transitorio hasta que la tensión llega a su valor permanente. Esto ocurre tanto en el encendido del convertidor como en los momentos donde la potencia transferida cambia y puede observarse en todas las formas de onda, salvo en la primera que depende de una fuente ideal de tensión.

La carga resistiva fue calculada para consumir el total de 2 kW para la tensión de 450 V, es decir,  $101.25 \Omega$ . Al cambiar el ciclo de trabajo, la máxima potencia transferida cayó a un 75%, es decir, 1.5 kW. Esta potencia no es suficiente para alimentar la carga de  $101.25 \Omega$  al nivel de tensión establecido. Por lo tanto, la tensión de salida debe caer hasta un nuevo valor permanente, compatible con la carga y potencia, lo cual ocurre luego de un cierto tiempo debido a la presencia del capacitor. En este caso, al caer el nivel de tensión del puente de alta, la tensión  $nV_2$  también disminuye.

Como se observa en la ecuación 4.10, el valor de la corriente máxima y, por ende, de la corriente eficaz, depende del desfase. La disminución teórica de la corriente eficaz por la inductancia es del 50%. En la simulación, la corriente eficaz en el primario cayó de 90.1 A a 46.4 A, lo que representa una disminución del 48.5%, cercano al 50% esperado. La tensión de salida cayó de un valor medio de 447.76 V a 335.18 V, lo que representa una disminución del 25.1%. La potencia de salida cayó de un valor medio

de 1980 W a 1109 W, un 56% de la original. Esto se debe a que, al caer el nivel de tensión y el desfase a el 74.9% y 75% de los originales, respectivamente, según la ecuación 2.3, la potencia debe disminuir al 56.2%.

El instante en el que ocurre el transitorio se muestra en detalle en la figura 4.56.

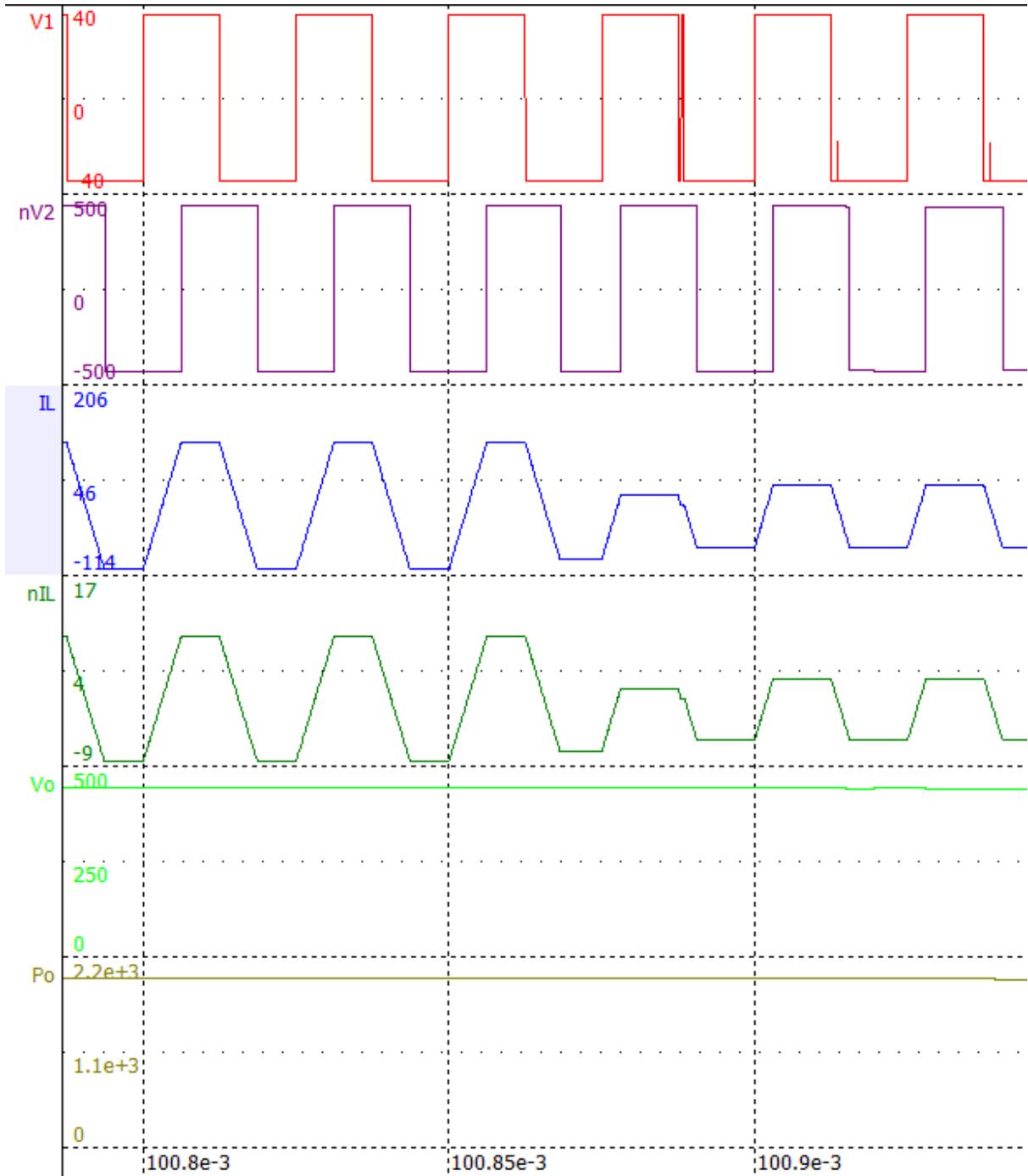


Figura 4.56– Simulación 4: cambio de desfase de 0.5 a 0.25, carga en la salida, acercamiento 1.

El desfase pasa de  $90^\circ$  a  $45^\circ$ . La corriente varía instantáneamente ya que depende directamente del desfase. El resto de las variables varían lentamente debido a la presencia del capacitor.

Se muestran un detalle del régimen permanente posterior al transitorio en la figura 4.57.



Figura 4.57– Simulación 4: cambio de desfasaje de 0.5 a 0.25, carga en la salida, acercamiento 2.

Al disminuir la tensión del secundario, la tensión sobre la inductancia ya no es cero durante los momentos en que la corriente alcanza su valor máximo, sino que hay una diferencia considerable entre  $V_1$  y  $V_2$ , provocando una pendiente de corriente. El valor del ripple de la tensión de salida aumentó de 0.14% a 0.23%.

Los resultados para el segundo tipo de transitorio en el caso “carga en la salida” se observan en la figura 4.58.

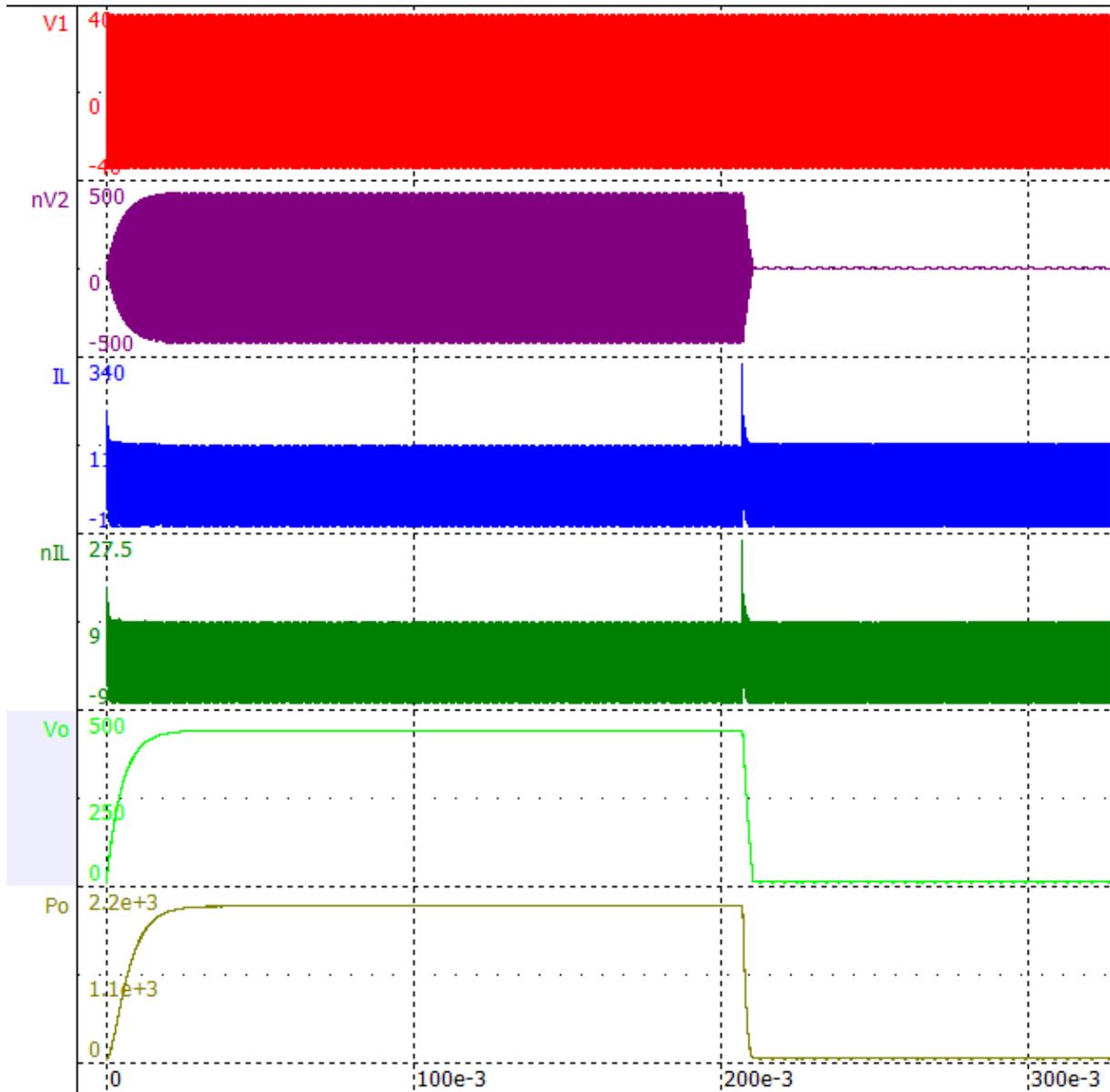


Figura 4.58– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la salida.

En este caso, el capacitor está en la salida, cargándose, al principio, hasta su valor de tensión permanente. Al invertir el sentido de la potencia, la energía fluye de la salida a la entrada. La única fuente de energía presente en la salida es el capacitor. Por lo tanto, se empezará a descargar para enviar la potencia a la entrada hasta que su carga llegue a cero, apagando el convertidor. Es decir, la fuente ideal de tensión en la entrada actúa como carga, absorbiendo la energía almacenada en el capacitor. Como la tensión de salida tiende a cero, también lo hace la tensión rectangular del secundario. Debido a la presencia de la fuente de tensión en la entrada, la corriente seguirá existiendo luego del transitorio de apagado. El transitorio de inversión de potencia es de menor duración que el transitorio de encendido.

Se muestra un detalle del transitorio de apagado en la figura 4.59.

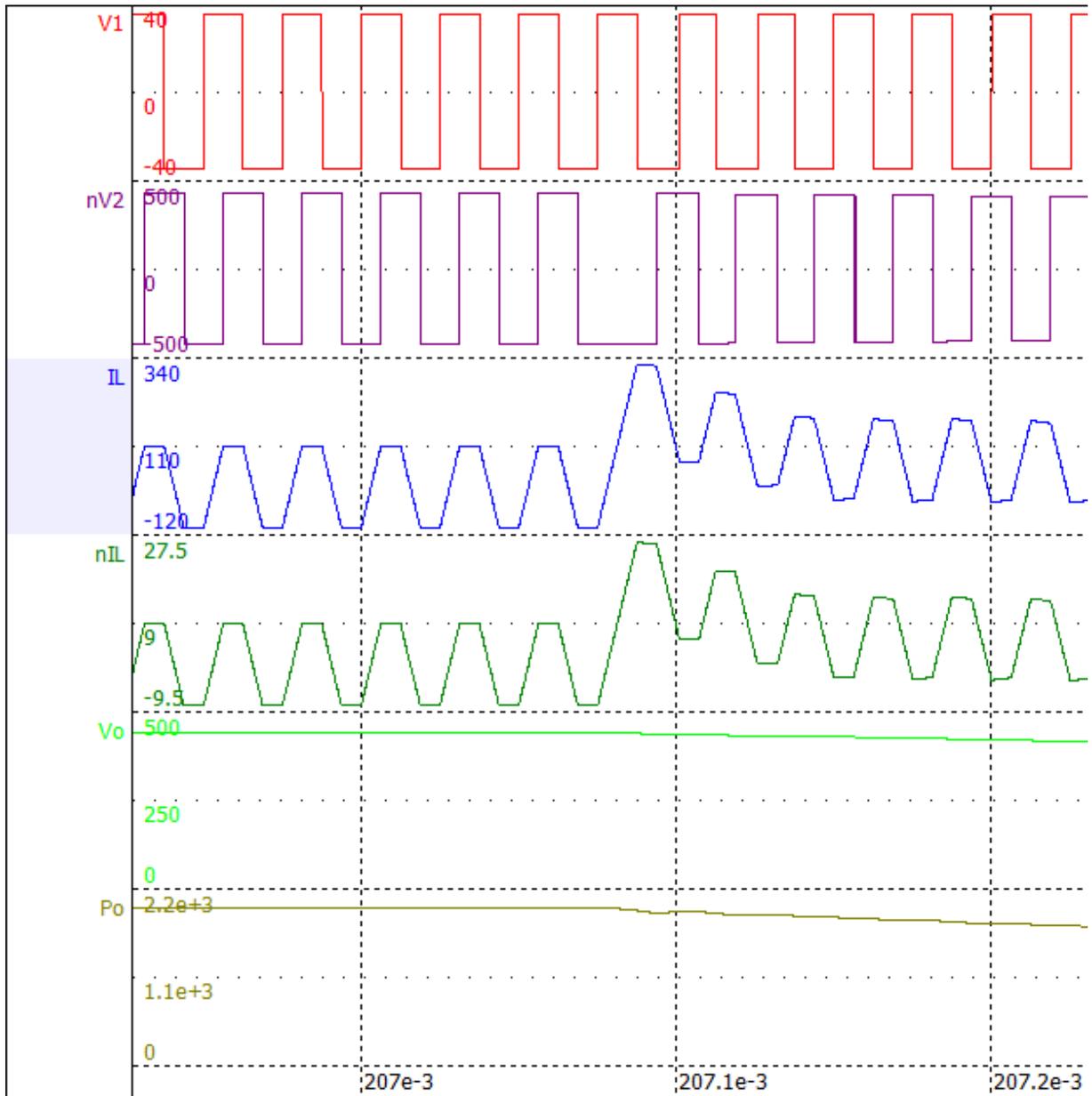


Figura 4.59– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la salida, acercamiento 1.

Puede observarse un pico de corriente cuando la tensión  $nV_2$  pasa de estar atrasada  $90^\circ$  a estar adelantada  $90^\circ$ , respecto de  $V_1$ . La tensión y la potencia caen paulatinamente debido a la presencia del capacitor.

Se muestra un detalle del régimen permanente posterior al transitorio en la figura 4.60.

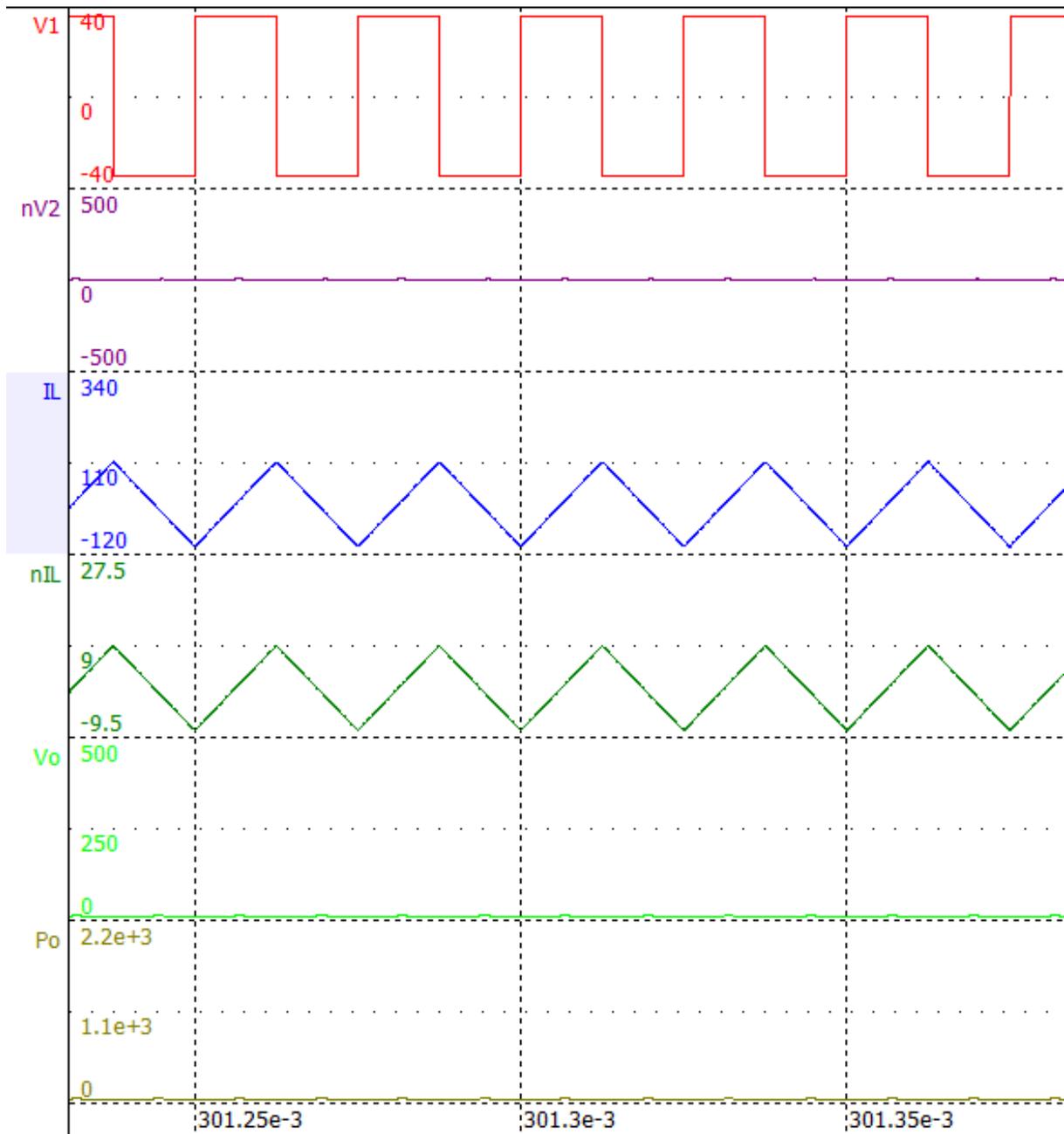


Figura 4.60– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la salida, acercamiento 2.

Como era de esperarse, la tensión de salida es nula, salvo por pequeños picos ocasionados por breves períodos de carga y descarga del capacitor. Debido a que la tensión del secundario es nula, la corriente adopta su forma triangular en el régimen permanente, lo cual se observó en simulaciones anteriores.

Los resultados para el primer tipo de transitorio en el caso “carga en la entrada” se observan en la figura 4.61.

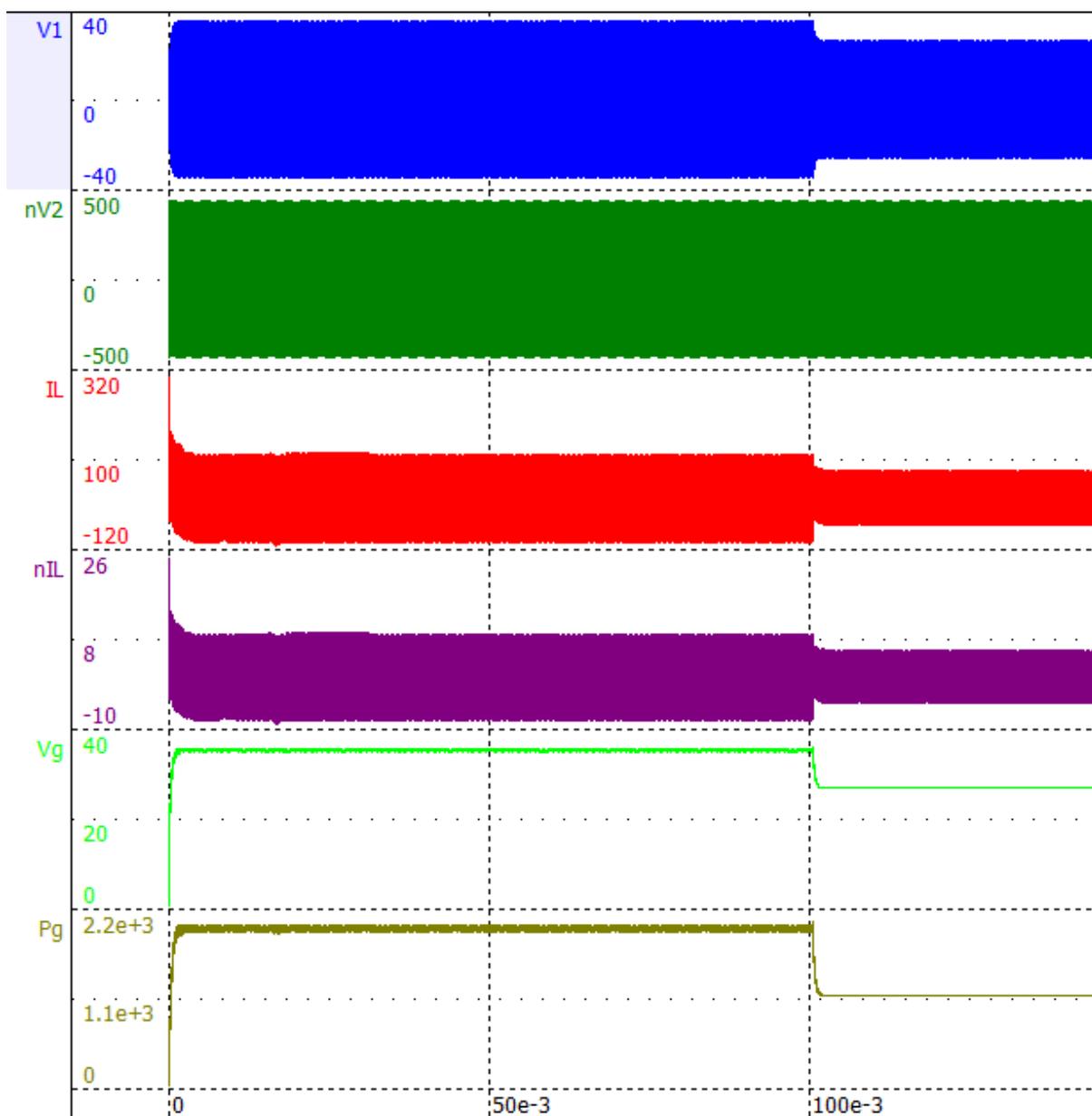


Figura 4.61– Simulación 4: cambio de desfase de 0.5 a 0.25, carga en la entrada.

Al igual que el transitorio de encendido, el transitorio de cambio de potencia dura menos que en el caso “carga en la salida”, como se observa gráficamente. En este caso, es la tensión del primario la que disminuye debido a que es imposible mantener el nivel de tensión y potencia establecidos para la carga en la entrada de  $0.648 \Omega$ .

La corriente eficaz en el primario cayó de 91.7 A a 46.9, lo que representa una disminución de 48.9%, cercano al 50% esperado. La tensión de entrada disminuyó de un valor medio de 35.9 V a 27.1 V, lo que representa una disminución de 24.5%. La potencia de entrada disminuyó de un valor medio de 1992 W a 1129 W, un 56.7% de la original. Como se explicó en el caso “carga en la salida”, al caer el nivel de tensión y el desfase al 75.5% y 75% de los originales, respectivamente, según la ecuación 2.3, la potencia debe disminuir al 56.6%. Todas las disminuciones porcentuales son similares a las encontradas en el caso anterior.

Se muestra en detalle el instante del transitorio en la figura 4.62.

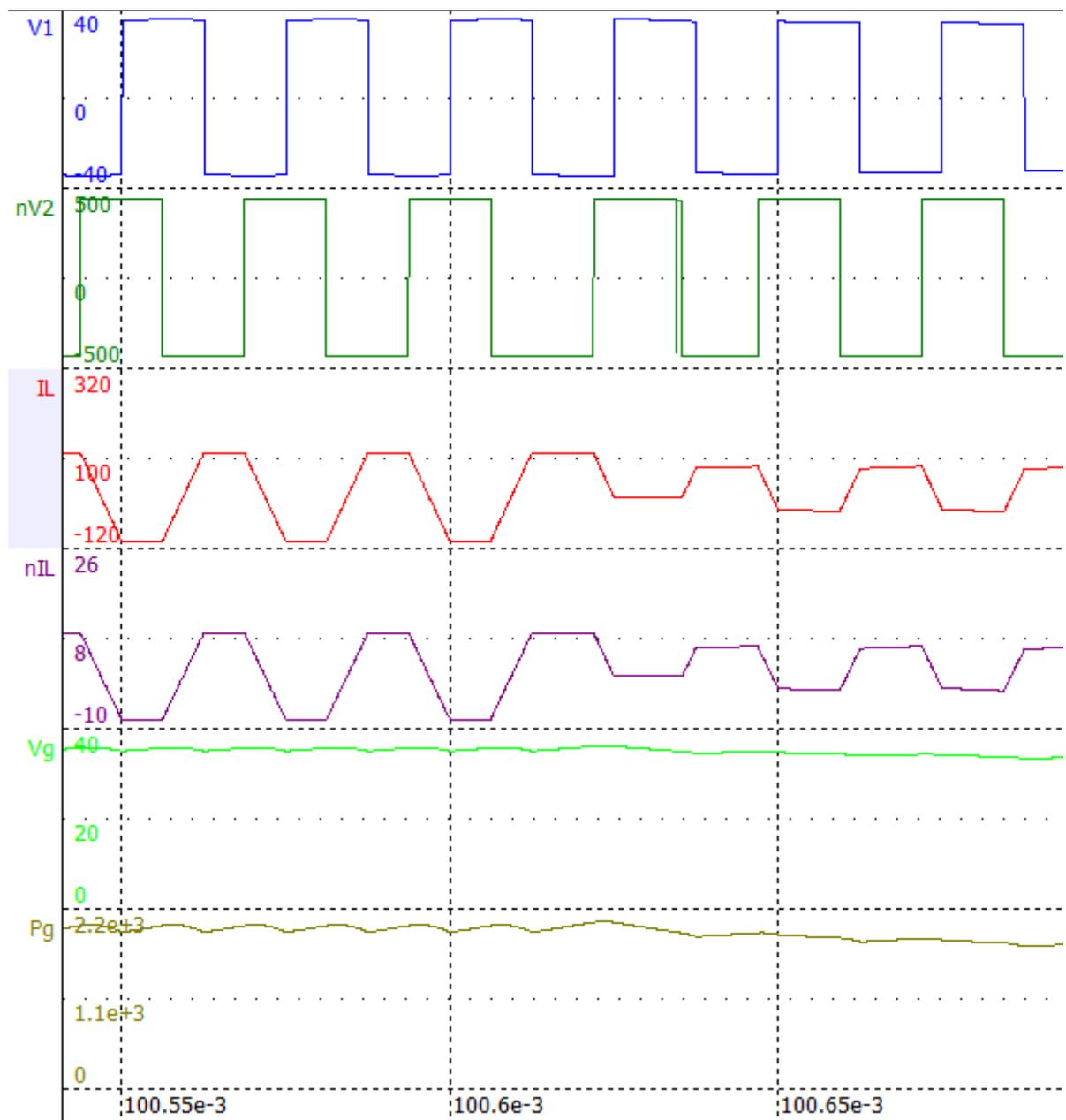


Figura 4.62– Simulación 4: cambio de desfase de 0.5 a 0.25, carga en la entrada, acercamiento 1.

El desfase pasa de 90° a 45°. La corriente varía instantáneamente ya que depende directamente del desfase. El resto de las variables varían lentamente debido a la presencia del capacitor.

Se muestra en detalle el régimen permanente posterior al transitorio en la figura 4.63.



Figura 4.63– Simulación 4: cambio de desfasaje de 0.5 a 0.25, carga en la entrada, acercamiento 2.

El comportamiento es el mismo que en el caso “carga en la salida” con la diferencia de que es  $V_1$  la que disminuye respecto a  $V_2$ , provocando una pendiente de corriente cuando la corriente debiera alcanzar su valor máximo. El valor del ripple de la tensión de entrada disminuyó de 2.4% a 0.78%, a diferencia del caso anterior.

Los resultados para el segundo tipo de transitorio en el caso “carga en la entrada” se muestran en la figura 4.64.

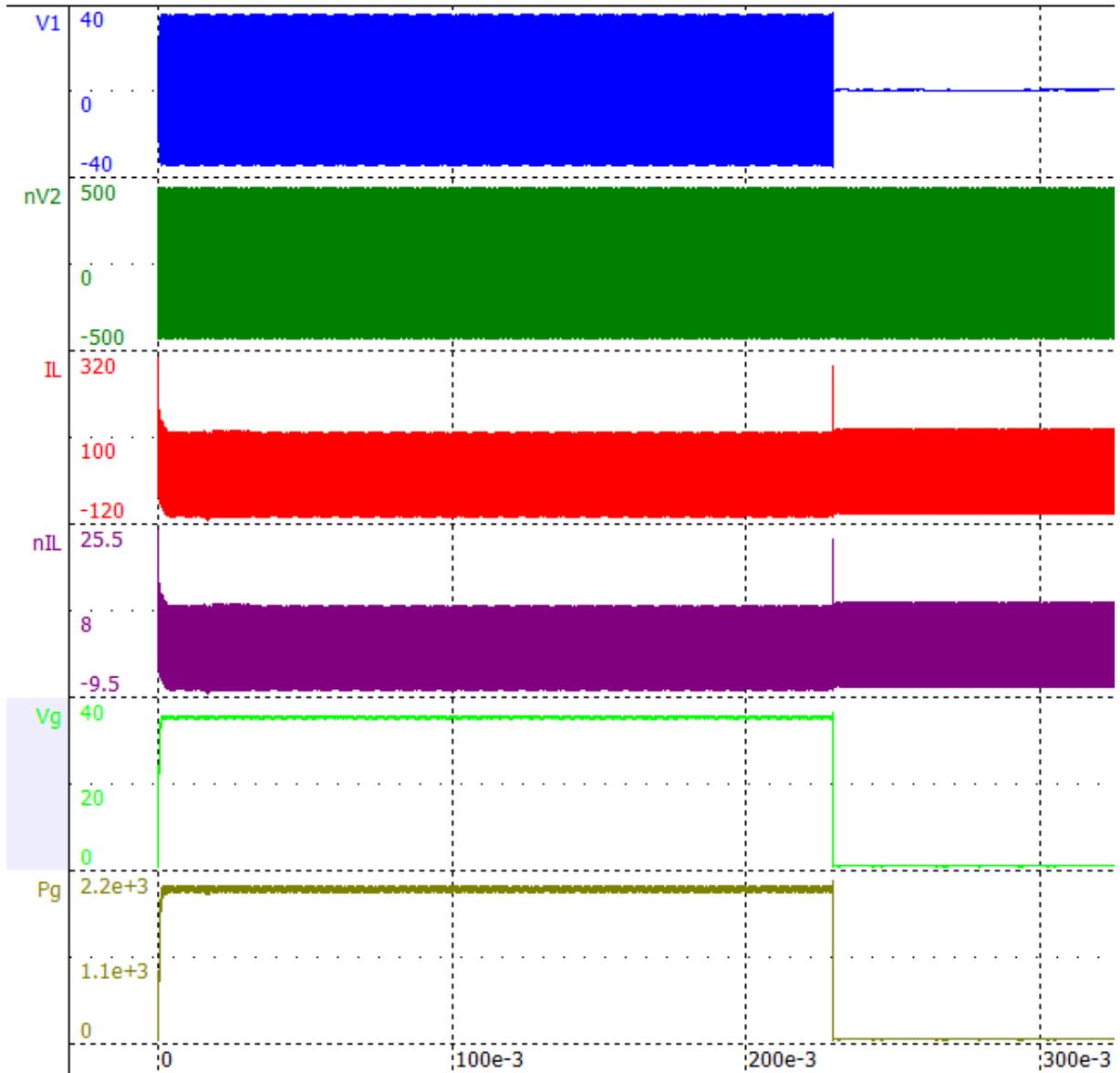


Figura 4.64– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la entrada.

Este caso es similar al análogo con carga en la salida, salvo que el capacitor está en la entrada, cargándose, al principio, hasta su valor de tensión permanente. Al invertir el sentido de la potencia, la única fuente de energía presente en la entrada es el capacitor. Por lo tanto, se empezará a descargar para enviar la potencia a la salida hasta que su carga llegue a cero, apagando el convertidor. Como la tensión de entrada tiende a cero, también lo hace la tensión rectangular del primario. Debido a la presencia de la fuente de tensión en la salida, la corriente seguirá existiendo luego del transitorio de apagado. El transitorio de inversión de potencia es de menor duración que el transitorio de encendido.

Se muestra en detalle el instante del transitorio en la figura 4.65.



Figura 4.65– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la entrada, acercamiento 1.

Al igual que en el caso anterior, hay un pico de corriente luego del cambio de desfase. Nuevamente, los regímenes transitorios duran considerablemente menos debido a los capacitores elegidos. Debido a esto, durante un solo ciclo de conmutación, la tensión cuadrada del primario disminuye rápidamente, provocando una pendiente que deforma la señal.

Se muestra con más detalle el régimen permanente posterior al transitorio en la figura 4.66.

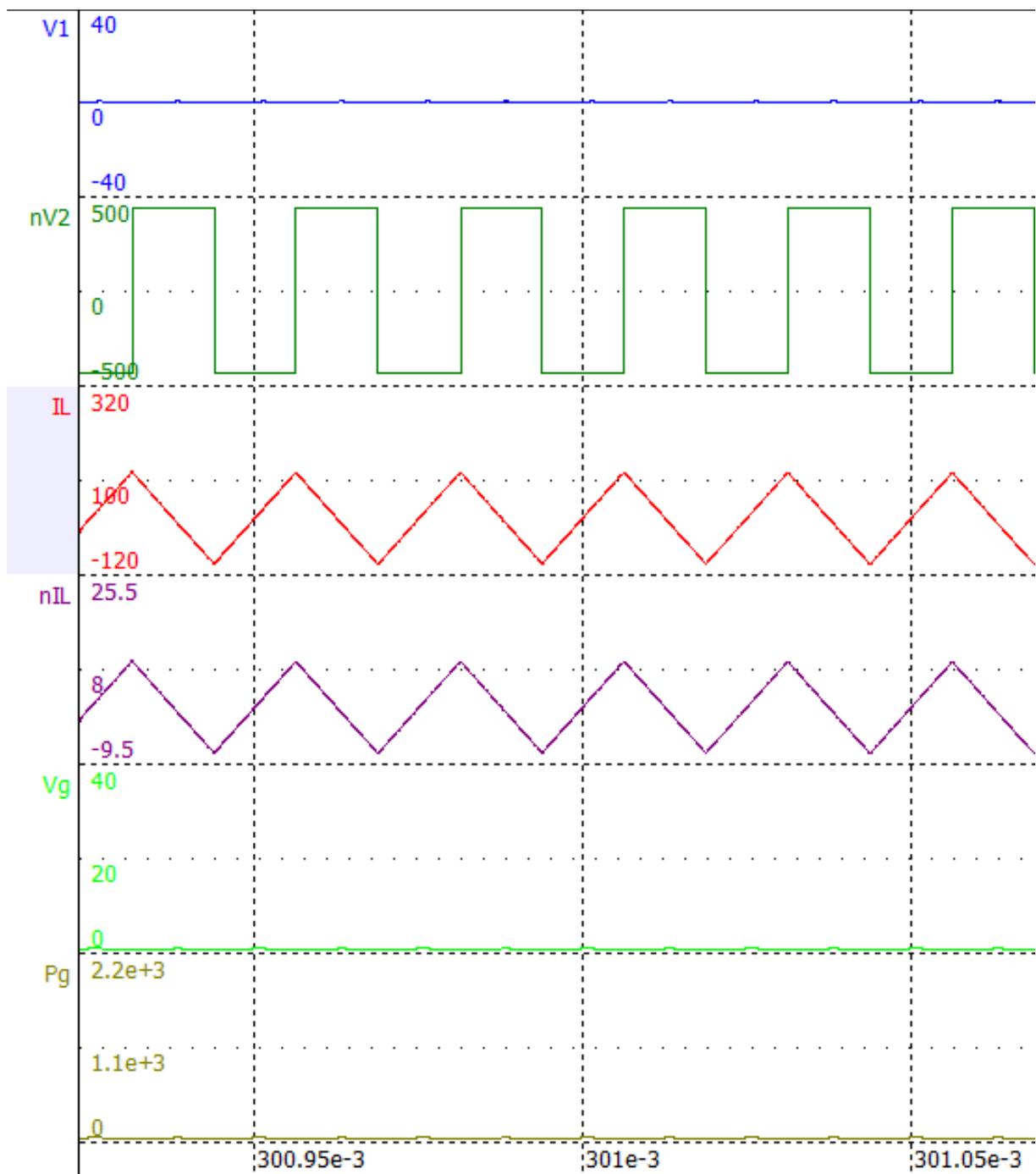


Figura 4.66– Simulación 4: inversión de potencia, carga en la entrada, acercamiento 2.

Una vez que la tensión de entrada es nula, salvo por pequeños picos de carga y descarga del capacitor, la corriente adquiere su forma triangular característica.

## 5 CONCLUSIONES Y PROPUESTAS

Se diseñó y simuló un convertidor DAB para conectar la microrred de CC de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata, la cual cuenta con un panel solar, un banco de baterías y distintas cargas, con la red eléctrica. La carga alimentada máxima esperada es de 1 kW pero el DAB se diseñó para 2 kW de tal manera de tener un margen de control. El convertidor permite elevar la tensión de 36

V de la microrred de CC a 450 V para que luego un inversor pueda convertirla en CA de 220 Vrms. Fijando una frecuencia de 40 kHz, posible mediante el uso de MOSFETs, y un valor de desfasaje  $D$  igual a 0.5 para maximizar la potencia, se determinó que la inductancia de dispersión necesaria para el transformador es de 2.025  $\mu\text{H}$ . Luego se calculó una corriente pico del primario de 111.11 A. A partir de ese valor, se calcularon los valores eficaces de las corrientes en la inductancia y llaves.

Para la selección del transistor del primario, se encontró que, al subir el precio del MOSFET, las pérdidas por conducción disminuyen, pero las de conmutación aumentan. Por lo tanto, la opción más económica fue usar un arreglo paralelo por llave de dos MOSFET IPP016N08NF2SAKMA1 de Infineon Technologies. Para este MOSFET, se esperan pérdidas por conducción de 2.34 W y pérdidas por conmutación de 8.43 W. Se esperan pérdidas por conducción en el diodo intrínseco de 3.28 W y pérdidas por conmutación despreciables. A partir de las pérdidas totales y considerando una temperatura de juntura máxima de 175°C y una temperatura ambiente máxima de 50°C, se eligió el disipador 530002B02500G de la marca Aavid, con una resistencia térmica de 3.41 °C/W.

Para el puente secundario, se utilizaron MOSFET de carburo silicio modelo C2M0080120D de Cree. Para este MOSFET, se esperan pérdidas por conducción de 3.87 W y pérdidas por conmutación de 16.92 W. Se esperan pérdidas por conducción en el diodo intrínseco de 3.96 W y pérdidas por conmutación de 0.684 W. A partir de las pérdidas totales y considerando una temperatura de juntura máxima de 150°C y una temperatura ambiente máxima de 50°C, se eligió el disipador 530002B02500G de la marca Aavid, con una resistencia térmica de 2.68 °C/W.

Se dimensionó un transformador que soporte la frecuencia, corrientes eficaces y tensiones, y limite su inductancia de dispersión al valor máximo requerido. En base a la corriente que consumen los gate de las llaves, se seleccionaron los drivers 2SC0435T2H0-17 de la marca Power Integrations y se diseñaron sus circuitos auxiliares externos.

Se diseñó la simulación del DAB en el programa NL5. Se configuraron tiempos muertos de 1  $\mu\text{s}$ , los cuales evitan el cortocircuito de los transistores durante la conmutación. Además, se simuló un circuito que controla el ancho de pulsos, frecuencia y ciclo de trabajo de la señal que llega a los gate. Se realizaron tres tipos de simulación: sin carga, donde la entrada y salida tienen fuentes ideales y la resistencia del transformador es tal que permita alcanzar el régimen permanente en un tiempo aceptable; carga en la salida, donde la salida tiene una carga de 2 kW, un capacitor de 50  $\mu\text{F}$  y la resistencia del transformador es de tal valor que sus pérdidas son del 1%; carga en la entrada, análogo al caso anterior, con un capacitor de 470  $\mu\text{F}$ .

En la primera simulación, se compararon las corrientes a cada lado del transformador y las corrientes en las llaves. Para el caso sin carga, la elevada resistencia del transformador provocó una caída de tensión y una consiguiente pendiente de corriente en la inductancia. Por esta razón, la corriente pico se elevó un 11.7% respecto al caso ideal. En los otros casos, las formas de onda de todas las corrientes tuvieron la forma esperada ya que se limitó la resistencia del transformador.

En la segunda simulación, se evaluó el comportamiento del DAB en régimen permanente. Se observó el comportamiento esperado de tensiones, corrientes y potencias de entrada y salida. En el caso de carga en la salida, se encontró que la resistencia del transformador afecta la eficiencia y la tensión de salida, pero tiene poca

influencia en el ripple. Además, se dedujo que, al comparar las capacidades referidas al mismo lado del transformador, una mayor capacidad disminuye directamente el ripple.

En la tercera simulación, se evaluó el comportamiento del DAB en régimen transitorio. Para el caso sin carga, el transitorio duró 4 períodos de conmutación, manifestado como una componente de continua en la corriente en la inductancia. En los casos con carga, las tensiones de entrada o salida dependen de la carga del capacitor. El transitorio terminó cuando el capacitor terminó de cargarse. Se encontró que el tiempo de conmutación fue menor en el caso con carga en la entrada por tener un capacitor de menor valor.

En la cuarta simulación, se ensayaron dos tipos de transitorios de desfasaje: en el primer caso, el desfasaje  $D$  se cambió de 0.5 a 0.25; en el segundo caso, el desfasaje se mantuvo en 0.5, pero se cambió el sentido del flujo de potencia. Se encontró nuevamente que la duración del transitorio depende de los capacitores elegidos. En el caso donde la energía fluye para alimentar una carga, pero se cambia su sentido, el convertidor tendrá un transitorio donde funciona consumiendo la carga del capacitor, hasta apagarse. Los picos de corrientes transitorios son elevados y deben restringirse por medio de control de tensión.

El trabajo realizado en este proyecto final de grado representa una base para la continuación del estudio del convertidor DAB y las microrredes de CC. Se propone como tareas futuras:

- La simulación del efecto en las discrepancias de los MOSFET.
- La obtención de resultados experimentales.
- El diseño y ensayo de un esquema de control para el DAB.
- La determinación del tiempo muerto necesario para las llaves de cada puente.
- El diseño y construcción de un inversor para conectar a la salida del DAB, finalizando el convertidor CC-CA.
- Conexión del convertidor CC-CA entre la microrred CC de la Facultad de Ingeniería de UNMDP con la red eléctrica CA de Mar del Plata, bajo condición tanto de consumo como de generación.

## 6 BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. Kumar, «DC Microgrid Technology: System Architectures, AC Grid Interfaces, Grounding Schemes, Power Quality, Communication Networks, Applications and Standardizations Aspects,» IEEE Access, vol. 5, pp. 12230-12256, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2705914.
- [2] T. Dragicevic, J. C. Vasquez, J. Guerrero y D. Skrlec, «Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Microgrids: A step toward a new generation of power distribution networks,» IEEE Electrification Magazine, vol. 2, no. 1, pp. 54-65, March 2014, doi: 10.1109/MELE.2013.2297033.
- [3] L. Mackay, T. G. Hailu, G. C. Mouli, L. Ramírez-Elizondo, J. d. N. Ferreira y P. Bauer, «From DC Nano- and Microgrids Towards the Universal DC Distribution System – A Plea to Think Further Into the Future,» 2015 IEEE Power & Energy

- Society General Meeting, Denver, CO, USA, 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESGM.2015.7286469.
- [4] H. Wen y W. Xiao, «Bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control,» 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 1972-1978, doi: 10.1109/APEC.2013.6520565.
- [5] K. George, «Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar, Battery Storage, and Grid-Tied Inverters,» Electrical Engineering Undergraduate Honors Theses Retrieved from <https://scholarworks.uark.edu/eleguht/45>, 2015.
- [6] D. Graovac, M. Purschel y A. Kiep, «MOSFET Power Losses Calculation Using the Data - Sheet Parameters,» Infineon, 2006.
- [7] B. Zhang y S. Wang, «Miller Capacitance Cancellation to Improve SiC MOSFET's Performance in a Phase-leg Configuration,» IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 12, pp. 14195-14206, Dec. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3090080.
- [8] C. Radici, «Paralleling power MOSFETs in high current applications,» Infineon, 2021.
- [9] E. Rogers, «Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies,» Texas Instruments, 1999.
- [10] R. Cáceres y I. Barbi, «A Boost DC - AC Converter: Operation, Analysis, Control and Experimentation,» Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, 1995, pp. 546-551 vol.1, doi: 10.1109/IECON.1995.483467.
- [11] N. HOU, W. SONG, Y. ZHU, X. SUN y W. Li, «Dynamic and static performance optimization of dual active bridge DC-DC converters,» Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, vol. 6, no. 3, pp. 607-618, May 2018, doi: 10.1007/s40565-017-0343-7.
- [12] P. Nandankar, A. Dasarwar y G. Kachare, «Comparison of improved converter topologies for high voltage gain,» 2018 International Conference on Communication information and Computing Technology (ICCICT), Mumbai, India, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCICT.2018.8325893.
- [13] A. R. Rodríguez Alonso, J. Sebastian, D. Lamar, M. Hernando y A. Vazquez, «An overall study of a Dual Active Bridge for bidirectional DC/DC conversion,» 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, USA, 2010, pp. 1129-1135, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617847.
- [14] A. Stone, M. Rasheduzzaman y P. Fajri, «A Review of Single-Phase Single-Stage DC/AC Boost Inverter Topologies and Their Controllers,» 2018 IEEE Conference on Technologies for Sustainability (SusTech), Long Beach, CA, USA, 2018, pp. 1-8, doi: 10.1109/SusTech.2018.8671380.