

UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

Análisis y Diseño de Circuito Snubber para Convertidor Dual Flyback-Forward en Aplicaciones Fotovoltaicas

Memoria para optar al título de
Ingeniera Civil Electrónica

Alumno
Josefina Martina Vera Cartes

Profesor Guía
Marcelo Pérez Leiva

Comisión evaluadora
Christian Rojas Monroy, Correferente, UTFSM

Diciembre 2025, Valparaíso, Chile



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): Tipo de monografía (marcar una opción): Memoria o trabajo de título Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Análisis y Diseño de Circuito Snubber para Convertidor Dual Flyback - Forward en Aplicaciones Fotovoltaicas.

Nombre del candidato(a): Josefina Alejandra Martina Vera Cartes

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Electrónica

Campus: Casa Central Valparaíso

Departamento: Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Marcelo Pérez Leiva, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

El trabajo **NO** contiene información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad (embargo) por (marcar una opción):

- 6 meses 12 meses 2 años 3 años 5 años 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 14/01/2025

Firma: _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 14/01/2025

Firma: _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

*Para Nadia Cartes Araneda, por enseñarme a ver las cosas buenas de la vida.
Para Donatila Araneda Barra, por enseñarme a tener fe.
Para Ricardo Vera Isla, por elegirme todos los días.
Para Rocío Vera Cartes, por siempre estar.*

Agradecimientos

Antes de comenzar, me gustaría comenzar agradeciendo a todas las personas que hicieron posible que hoy este presentando mi último escrito de pregrado. A las personas que están desde siempre y a los que se han unido en el camino.

A mis padres Nadia Cartes Araneda y Ricardo Vera Isla, por siempre acompañar a esa pequeña rara niña que se la pasaba más en las nubes que en tierra firme, por llevarme a cada competencia de todos mis hobbies a lo largo de los años, por enseñarme constancia y hacerme creer que ningún sueño era lo suficientemente loco como para no intentarlo. Por amarme en cada etapa y nunca dejarme sola a pesar de la distancia. A mi hermana Rocío Vera Cartes, por siempre incentivarme a saber más, por estar ahí en los buenos, malos y peores momentos, por ser la mejor (y peor también, aunque no tan mala como lo es Mileva) roomie, por el apoyo incondicional, el bullying gratis y el amor hermanable. Me gustaría agradecer especialmente a mi abuela Donatila Araneda Barra, por enseñarme a jugar a las cartas y mi fascinación por los números, por todo el tiempo y amor que siempre me entregó.

No puedo dejar pasar la oportunidad de dedicar unas palabras a mi pareja Brian Roberts Valenzuela, por ser Prometeo en mi mundo, ser esa estela de luz cuando solo veo sombras, por siempre apoyarme, teniendome paciencia y amandome incluso cuando no es fácil hacerlo.

Quisiera agradecer a todos los amigos que hice en el camino, en especial a Sebastián Arenas Pérez, mi compañero de chismes y mejor partner de ayudnatías. A Camila Villarroel González, mi versión en ambiental, mi confidente y la mejor amiga que alguien podría pedir. A Fabián Clavijo Fernández, mi mejor amigo, mi mejor dupla y mi carbonero favorito. A Tomás Riveros Moreno y Claudio Zanetta Penna, mis labubus favoritos, gracias por los almuerzos y comidas que siempre merecíamos y todas las risas y buenos momentos juntos. A mis niños Mustakis, por la alegría, las largas conversaciones y desastrosas competencias, por darme apoyo de las maneras más extrañas. A todos ustedes, gracias por darme una amistad sincera y cariño incondicional.

Finalmente, quiero agradecer a todos los profesores que tuvieron la confianza de confiarme una ayudantía y a todos los estudiantes que tuve la oportunidad de enseñar.

Gracias a todos los que estuvieron y a los que están, este título es tanto mio como suyo.

Resumen

El presente trabajo aborda el análisis, modelamiento y diseño de un circuito snubber pasivo tipo RCD aplicado a un convertidor Dual Flyback–Forward aislado, empleado como etapa de pre-regulación en sistemas fotovoltaicos. Considerando un modelo de transformador no ideal con inductancia de dispersión L_p , se estudió detalladamente el comportamiento dinámico del convertidor, caracterizando sus estados de conmutación y los efectos asociados al snubber en términos de pérdidas de potencia y oscilaciones de alta frecuencia.

A partir de simulaciones en PLECS y Python, se desarrollaron dos modelos matemáticos para el diseño del snubber. El primero corresponde a una expresión simplificada para la potencia disipada, obtenida mediante una aproximación geométrica de su forma de onda. El segundo modelo, basado en mínimos cuadrados, describe el porcentaje de overshoot del voltaje en el snubber como una función de la capacitancia C_{sn} , obteniendo un coeficiente de determinación $\mathcal{R}^2 = 0,995$, lo que evidencia un ajuste altamente satisfactorio.

Ambos modelos permitieron establecer un procedimiento de diseño trazable, escalable y replicable para dimensionar R_{sn} y C_{sn} en función de requerimientos de eficiencia y protección. La validación del método mediante una prueba de diseño entregó errores inferiores al 1% en eficiencia y al 3% en overshoot, demostrando su precisión y aplicabilidad práctica.

El estudio evidencia que la resistencia del snubber es el parámetro dominante en la pérdida de potencia, mientras que la capacitancia gobierna directamente las oscilaciones del sistema. El método propuesto constituye una herramienta útil para convertidores aislados con inductancia de dispersión, y sienta las bases para desarrollos futuros en modelamiento, caracterización experimental y automatización del proceso de diseño.

Abstract

This work presents the analysis, modeling and design of a passive RCD snubber circuit applied to an isolated Dual Flyback–Forward DC–DC converter, intended as a preregulation stage for photovoltaic systems. Using a non-ideal transformer model that includes leakage inductance L_p , the study characterizes the converter’s switching states and quantifies the impact of the snubber on power dissipation and high-frequency voltage oscillations.

Simulation results obtained in PLECS and Python enabled the development of two mathematical models for snubber design. The first model describes the dissipated power through a geometric approximation of its waveform. The second model, derived from a least-squares fitting approach, captures the overshoot percentage of the snubber voltage as a function of the capacitance C_{sn} , achieving a determination coefficient of $\mathcal{R}^2 = 0,995$, indicating excellent agreement with simulated data.

Together, these models provide a traceable, scalable and replicable methodology for selecting R_{sn} and C_{sn} based on efficiency requirements and voltage-stress constraints. A design validation test yielded errors below 1 % for efficiency and 3 % for overshoot, confirming the accuracy and practical applicability of the proposed method.

The findings demonstrate that the snubber resistance is the dominant parameter in power dissipation, while the capacitance primarily governs voltage overshoot and oscillatory behavior. The proposed methodology offers a valuable design tool for isolated converters with leakage inductance and establishes a foundation for future research involving extended loss characterization, experimental validation and automated design tools.

Índice general

Agradecimientos	iii
Resumen	iv
Abstract	v
1. Introducción	1
2. Convertidor Flyback y Forward	5
2.1. Análisis Convertidor Flyback sin snubber	5
2.1.1. Estados de conmutación	7
2.2. Análisis Convertidor Flyback con circuito snubber conectado	9
2.2.1. Análisis de estados de conmutación	9
2.2.2. Análisis de pérdidas de potencia	11
2.3. Análisis Convertidor Forward sin snubber	13
2.3.1. Estados de conmutación	15
2.4. Análisis Convertidor Forward con circuito snubber conectado	16
2.4.1. Análisis de estados de conmutación	16
2.4.2. Análisis de pérdidas de potencia	19
3. Convertidor Dual Flyback - Forward	22
3.1. Análisis del convertidor sin inductancia de dispersión	22
3.1.1. Estados de conmutación	24
3.2. Análisis del convertidor con inductancia de dispersión	25
3.2.1. Estados de conmutación	25
3.2.2. Análisis de pérdidas de potencia	30
3.2.3. Análisis de porcentaje de overshoot en oscilaciones de voltaje en el snubber	32
4. Diseño de snubber para convertidor Dual Flyback - Forward	35
4.1. Metodología	35
4.1.1. Consideraciones de diseño	36
4.2. Modelos resultantes	36
4.2.1. Modelo pérdida de potencia	36
4.2.2. Modelo porcentaje de overshoot en oscilaciones de voltaje	38
4.3. Ecuaciones de diseño de componentes	39
4.4. Ejemplo de diseño	40

5. Conclusión	42
5.1. Resumen	42
5.2. Conclusiones	42
5.3. Trabajo a Futuro	43
A. Simulaciones	44
A.1. Simulación convertidor Flyback sin snubber.	44
A.2. Simulación convertidor Flyback con snubber.	45
A.3. Simulación convertidor Forward sin snubber.	45
A.4. Simulación convertidor Forward con snubber.	46
A.5. Simulación convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber.	47
A.6. Simulación convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.	47
B. Tablas de datos	49
B.1. Resultados de pruebas de potencia en convertidor Flyback	49
B.2. Resultados de pruebas de potencia en convertidor Forward	50
B.3. Resultados de pruebas de potencia en convertidor dual para distintos ciclos de trabajo	50
B.4. Resultados de pruebas de porcentaje de overshoot en convertidor dual para distintos ciclos de trabajo	51
C. Programas	53
C.1. Código para calculo de Mínimos Cuadrados, Modelo de porcentaje de Overshoot.	53
Bibliografía	56

Índice de figuras

1.1. Diagrama de microrred	2
2.1. Diagrama de convertidor Flyback sin snubber conectado.	5
2.2. Límite de ciclo de trabajo para operación continua y descontinua	6
2.3. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Flyback sin snubber	8
2.4. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Flyback sin snubber conectado.	8
2.5. Diagrama de convertidor Flyback con snubber conectado.	9
2.6. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Flyback con snubber	10
2.7. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Flyback con snubber conectado.	11
2.8. Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Flyback con snubber.	11
2.9. Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Flyback	12
2.10. Diagrama de convertidor Forward sin snubber	13
2.11. Comportamiento de corriente de magnetización $i_{Lm}(t)$ con y sin terciario.	14
2.12. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Forward sin snubber	15
2.13. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Forward sin snubber conectado.	16
2.14. Diagrama de convertidor Forward con circuito Snubber	16
2.15. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Forward con snubber	17
2.16. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Forward con snubber conectado.	18
2.17. Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Forward con snubber.	19
2.18. Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Forward	20
2.19. Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Forward con aumento hasta $R_{sn} = 500[\Omega]$	20
3.1. Diagrama convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber conectado.	22
3.2. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber	24
3.3. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber conectado.	25
3.4. Diagrama convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.	25

3.5. Formas de onda de corrientes y voltajes generales de interés en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.	27
3.6. Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en $s(t) = 0$ en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.	28
3.7. Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.	29
3.8. Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.	30
3.9. Potencia media disipada medida en simulación para distintos ciclos de trabajo parametrizado según C_{sn}	31
3.10. Potencia media disipada medida en simulación para distintos ciclos de trabajo en función de R_{sn}	31
3.11. Forma de onda de voltaje en el circuito Snubber en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.	32
3.12. Porcentaje de overshoot medido en simulación para distintos ciclos de trabajo, parametrizada según C_{sn}	33
3.13. Porcentaje de overshoot medido en simulación según ciclo de trabajo, parametrizada según C_{sn}	33
3.14. Porcentaje de overshoot medido en simulación según C_{sn} , parametrizado según ciclo de trabajo.	34
4.1. Aproximación de la potencia disipada a un rectángulo	36
4.2. Comparación entre curvas medidas y estimadas de potencia disipada por R_{sn}	37
4.3. Comparación entre curvas medidas y estimadas de porcentaje de overshoot.	39
4.4. Resultados de simulación ejemplo de diseño.	40
A.1. Esquemático de simulación convertidor Flyback sin circuito snubber.	44
A.2. Esquemático de simulación convertidor Flyback con circuito snubber.	45
A.3. Esquemático de simulación convertidor Forward sin circuito snubber.	45
A.4. Esquemático de simulación convertidor Forward con circuito snubber.	46
A.5. Esquemático de simulación convertidor Dual Flyback - Forward sin circuito snubber.	47
A.6. Esquemático de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.	47

Índice de tablas

4.1. Valores requeridos y parámetros de diseño.	40
4.2. Medición de variables de interés	41
A.1. Parámetros de simulación convertidor Flyback sin circuito snubber.	44
A.2. Parámetros de simulación convertidor Flyback con circuito snubber.	45
A.3. Parámetros de simulación convertidor Forward sin circuito snubber.	46
A.4. Parámetros de simulación convertidor Forward con circuito snubber.	46
A.5. Parámetros de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.	47
A.6. Parámetros de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.	48
B.1. Potencia según barrido de resistencia y capacitancia en convertidor Flyback.	49
B.2. Potencia según barrido de resistencia y capacitancia convertidor Forward	50
B.3. Potencia para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,3$	50
B.4. Potencia para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,5$	51
B.5. Potencia para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,6$	51
B.6. Resultados para distintos valores de R_{snb} y ciclo de trabajo d	51
B.7. Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,3$	51
B.8. Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,5$	52
B.9. Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,6$	52
B.10. Porcentaje de overshoot para distintos valores de d y C_{snb}	52

Capítulo 1

Introducción

La energía solar ha tomado una gran relevancia en los últimos años, siendo protagonista en la transición energética. Si bien la energía solar cumple el mismo objetivo que el resto de las energías renovables —proteger al planeta del cambio climático—, posee características específicas que la hacen sobresalir por sobre otras opciones, especialmente en Chile.

En primer lugar, es una fuente por definición inagotable y no genera residuos en su conversión a energía eléctrica; no solo es inagotable, sino que también es altamente abundante. Por ejemplo, si modeláramos la Tierra como un disco plano, esta recibiría una potencia irradiada de hasta $1377 [W/m^2]$. Si bien las plantas fotovoltaicas producen energía solo en horarios específicos del día —dependientes del perfil de irradiancia solar— y existen zonas del planeta con mayor número de horas de sol, este tipo de generación se combina bien con sistemas de almacenamiento y con la red eléctrica, facilitando tanto la transmisión como el almacenamiento de la energía excedente para los instantes del día en que no se produce. Por otro lado, más allá de la inversión inicial de la instalación y la compra de los paneles fotovoltaicos, no presenta gastos operacionales significativos, lo que la hace una opción competitiva frente a otras renovables; esto se debe a que su mantenimiento es sencillo y cada panel tiene una vida útil aproximada de 20 a 25 años [1].

En particular, Chile tiene características geográficas que lo hacen estar en el foco del mercado solar, ya que recibe un mayor número de horas de sol al día, lo que facilita aprovechar la radiación para generar energía [2]. Esta ventaja comparativa frente a otros países ha permitido que la energía solar avance a pasos agigantados e incremente su incidencia en el Sistema Eléctrico Nacional (SEN). Si se comparan el Reporte Energético del Coordinador Eléctrico Nacional (CEN) de enero de 2021 [3] y el de enero de 2025 [4], es posible notar que la capacidad instalada para generación eléctrica pasa del 20,1 % en 2021 al 30,4 % en 2025; es decir, crece en 10 puntos porcentuales. Esto se traduce en un aumento de la participación en generación desde 18,1 % en 2021 hasta 27,8 % en 2025. En otras palabras, en solo cuatro años se ha aumentado en casi 10 puntos porcentuales la generación solar, tomando un gran protagonismo en el SEN. Cabe destacar que esta es solo una de las aplicaciones posibles de la energía solar: no toda la energía producida necesariamente se inyecta a la red eléctrica; también puede usarse como energía térmica para calentar agua en viviendas, para alimentar microrredes, para almacenar energía o para la carga de vehículos eléctricos, entre otras. La comparación anterior, sin embargo, sirve para dimensionar la importancia que este tipo de energía renovable ha tomado en el país.

En particular, una de las aplicaciones de la energía solar son las microrredes residenciales o

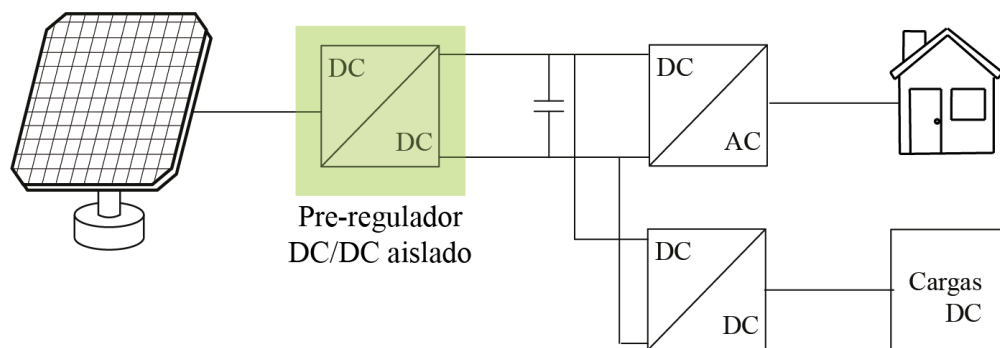


Figura 1.1: Diagrama de microrred

locales, que integran generación distribuida fotovoltaica, almacenamiento y cargas. Estas pueden operar conectadas a la red, de forma aislada o en modo híbrido. Una de las principales ventajas de esta aplicación es que aumenta la robustez y la continuidad del servicio, ya que la microrred puede aislarse ante fallas de la red (modo híbrido). Además, mejora la calidad de la energía y reduce las pérdidas de transmisión [5].

Dentro de las microrredes existen distintos tipos —en corriente continua, en corriente alterna o híbridas—. En cualquiera de estas tres configuraciones se requiere un convertidor para adaptar la potencia y el voltaje del panel fotovoltaico a la microrred, es decir, una etapa de pre-regulación, como se puede ver en la figura 1.1; de esta forma se regula el nivel de tensión y también se aísla galvánicamente. Este aislamiento permite mantener referencias de tierra independientes y actúa como protección ante fallas, de forma que estas no se propaguen al resto de la microrred [6].

Considerando la función que debe cumplir el convertidor DC/DC, se debe elegir un convertidor aislado. En particular, en este proyecto de memoria, se utilizará un convertidor dual Flyback - Forward, ya que este entrega energía en ON y OFF, lo que hace que la corriente de salida sea más continua y permite filtros más pequeños. Además, admite un rango amplio de tensiones de entrada sin saturación del núcleo: la rama *flyback* garantiza la desmagnetización (reset) en todo el rango de V_{in} , mientras la rama *forward* mantiene una transferencia eficiente cuando el ciclo de trabajo aumenta, esto es crucial en aplicaciones fotovoltaicas, por las variaciones de voltaje propias de esta generación de energía.

El análisis y utilización de un convertidor dual flyback-forward aislado requiere considerar las características de un transformador no ideal, el cual incorpora una impedancia de dispersión compuesta por una inductancia y una resistencia de dispersión. Esta impedancia tiene efectos significativos en el desempeño del convertidor, tales como la generación de peaks de tensión en el interruptor de conmutación, los cuales pueden comprometer su integridad, además de pérdidas en la eficiencia, interferencia electromagnética (EMI) y una regulación deficiente, que dificulta el control preciso de la tensión de salida.

Con el objetivo de mitigar estos efectos adversos, es común la incorporación de circuitos de protección snubber en el interruptor del convertidor. No obstante, el diseño de estos circuitos debe responder a las particularidades de la aplicación prevista, considerando parámetros relevantes como la potencia máxima disipada, el comportamiento ante altas frecuencias, los valores máximos de tensión admisibles, entre otros.

Por ende, resulta fundamental realizar un análisis exhaustivo de los efectos asociados al circuito snubber previo a su etapa de diseño, a fin de garantizar un funcionamiento óptimo y seguro del convertidor.

Los circuitos snubber pueden clasificarse por función en 3 formas distintas [7], los cuales son:

- a. *Snubber pasivo*: Su objetivo principal es limitar las sobretensiones o sobrecorrientes dependiendo de su aplicación. La energía que pasa por este circuito se disipa como calor en la resistencia [8]. La topología de estos snubbers es sencilla, utilizando combinaciones de componentes resistivos, capacitivos o diodos (configuraciones R, C y D) [9], donde la combinación más típica corresponde al RCD [10]. Es una opción simple de implementar y dimensionar; además de ser de bajo costo, es un sistema robusto de protección. Sin embargo, tiene asociadas pérdidas de potencia que se disipan en la resistencia, presenta menor eficiencia en altas frecuencias de conmutación o cuando la inductancia de dispersión es muy grande. Es útil para aplicaciones de media y baja potencia, en donde se debe priorizar la robustez y el costo del sistema.
- b. *Snubber activo*: El objetivo de este circuito, además del propio de un snubber, es reciclar la energía de la inductancia de dispersión con un MOSFET auxiliar y una capacitancia de clamp; esto, además de limitar las sobretensiones, posibilita una conmutación blanda parcial [11]. Este sistema es más eficiente, hay menos estrés en el interruptor y permite frecuencias de conmutación más altas. Sin embargo, es más caro que un snubber pasivo, más complejo de controlar e implementar y sensible a desajustes de sincronismo. Se utiliza para aplicaciones que necesiten alta eficiencia y alta frecuencia de conmutación [12].
- c. *Snubber regenerativo*: Finalmente, un snubber regenerativo tiene por objetivo adicional devolver la energía de dispersión a la entrada o salida del sistema utilizando redes L/C con diodos, a veces incluyendo un terciario acoplado. Con esta configuración, existen mínimas pérdidas por el snubber, logrando una alta eficiencia del convertidor, menos estrés en el interruptor y sin necesidad de control activo. Sin embargo, es un diseño específico, cuidando de no generar sobreoscilaciones; necesita más componentes magnéticos y, en caso de no quedar bien sintonizado, puede generar peaks indeseados de corriente. Se utiliza en sistemas de alta eficiencia y cuando se necesita utilizar resonancias [13], [14].

Esta clasificación no es excluyente, es decir, existen combinaciones entre los tipos pasivo, activo y regenerativo. Existen snubber pasivos regenerativos [15], [16]; snubber activos regenerativos [17] e incluso híbridos entre snubber activos y pasivos [18].

Para la aplicación anteriormente mencionada, la mejor opción a utilizar es la de un snubber pasivo de tipo RCD, ya que se desea una buena relación entre robustez y precio del circuito. Tal como se mencionó, el principal problema de este tipo de circuito snubber es la pérdida de potencia en su resistencia y las oscilaciones de alta frecuencia.

Para el diseño de los componentes del snubber, existen enfoques orientados a un análisis energético del convertidor, o bien a controlar solo la frecuencia de *ringing*, dejando de lado la pérdida de potencia y el sobrepaso de las oscilaciones. Además, son métodos específicos para un

convertidor en particular, resultando difícil de replicar en cualquier otro convertidor.

Por esto, en este escrito se analizará a fondo la relación existente entre los componentes del circuito snubber respecto de las pérdidas de potencia y el porcentaje de *overshoot* en las oscilaciones, con la finalidad de establecer un procedimiento de diseño trazable y replicable que permita seleccionar valores óptimos para los componentes del snubber, mejorando la eficiencia y el comportamiento dinámico del convertidor sin necesidad de estructuras complejas.

Los objetivos de este trabajo de memoria son:

1. Analizar y describir los distintos estados de conmutación del convertidor, así como los efectos del circuito snubber en cada uno de ellos.
2. Desarrollar un algoritmo de diseño para un circuito snubber tipo RCD, sustentado en expresiones matemáticas que relacionan los parámetros del snubber con las pérdidas de potencia y las oscilaciones de alta frecuencia generadas durante los distintos modos de operación del convertidor Dual Flyback-Forward.
3. Validar el funcionamiento del algoritmo mediante simulaciones, evaluando el efecto de las componentes en las pérdidas de potencia y oscilaciones.

Dentro de este trabajo, si bien se establece un contexto de energía solar, no se considerará un control del panel; solo se tomará en cuenta la naturaleza cambiante del voltaje y la corriente que entrega al convertidor, realizando pruebas para distintos ciclos de trabajo.

Capítulo 2

Convertidor Flyback y Forward

En este capítulo se analizarán los convertidores Flyback y Forward. Esto con la finalidad de reconocer y caracterizar su funcionamiento de forma independiente previo al análisis del convertidor Dual Flyback - Forward. En particular, se estudiará el comportamiento para dos modelos de transformador, primero sin inductancia de dispersión (L_p) y luego con inductancia L_p , todo esto para ver las diferencias generadas por el circuito snubber que se conecta para el segundo modelo mencionado. Finalmente, a la topología que considera un circuito snubber, se le realizará un análisis de potencia disipada por efecto de este circuito.

2.1. Análisis Convertidor Flyback sin snubber

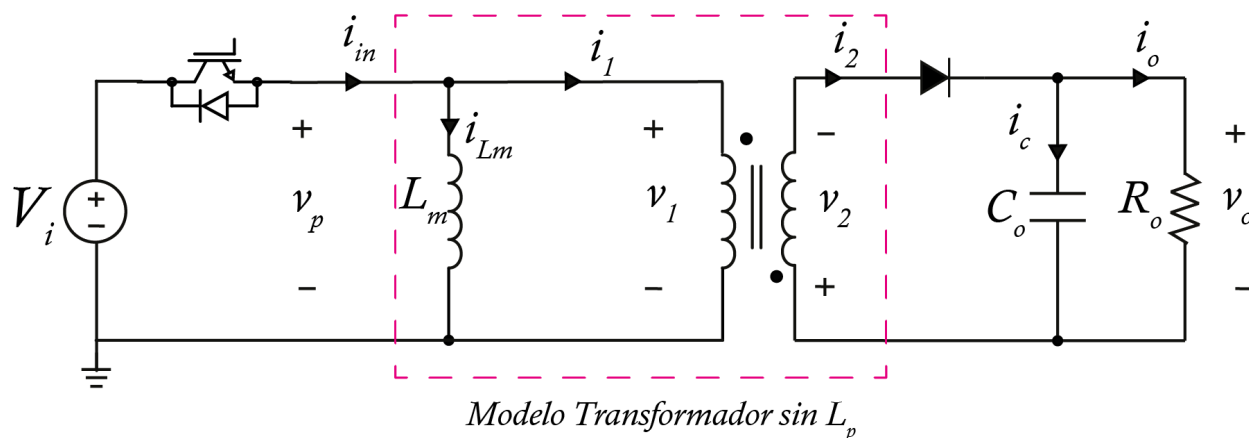


Figura 2.1: Diagrama de convertidor Flyback sin snubber conectado.

El convertidor en la figura 2.1 corresponde a un convertidor Flyback con un modelo de transformador sin inductancia de magnetización L_p . En este se define la inductancia de magnetización L_m , la capacitancia de salida C_o y la resistencia de carga R_o ; en cuanto a señales eléctricas, se define la tensión de entrada V_i , la tensión de salida V_o , la tensión del primario v_1 y del secundario v_2 , además de la tensión de la inductancia de magnetización v_p ; finalmente, se define la corriente de entrada i_{in} , la corriente de magnetización i_{Lm} , del primario i_1 , secundario i_2 , de la capacitancia i_c y la corriente de salida i_o .

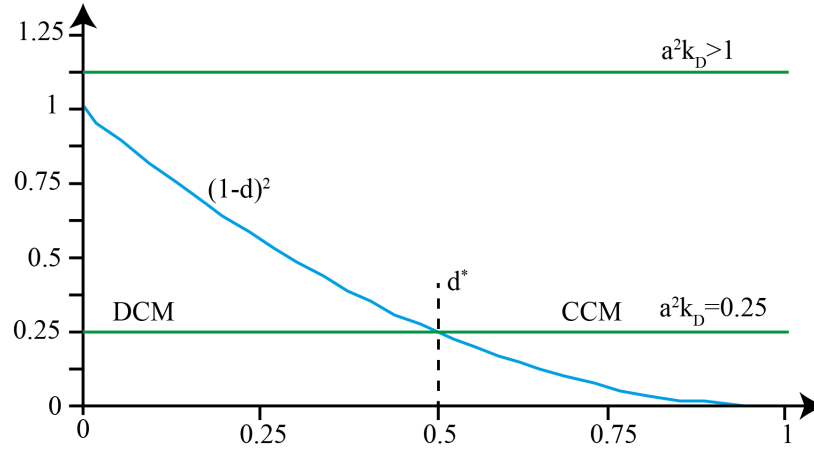


Figura 2.2: Límite de ciclo de trabajo para operación continua y discontinua

Típicamente, cuando se habla de los estados de conmutación de este convertidor solo se toma en consideración los modos continuos de conmutación, lo que resumiría a un análisis de solo dos estados, cuando el interruptor está encendido o cuando está apagado; sin embargo, esta consideración se puede realizar solo cuando la corriente de magnetización no llega a cero, es decir, debe existir una mínima corriente de magnetización para que el convertidor funcione en modo continuo, es decir se debe cumplir que $I_{Lm,min} \geq 0$, este límite es equivalente a plantear:

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{2L_m f_s}{R_o} \geq (1-d)^2 \quad (2.1)$$

Donde se define $\frac{N_2}{N_1} = a$ y $\frac{2L_m f_s}{R_o} = k_D$.

El límite de la operación en continuo y discontinuo se puede definir con la figura 2.2. Con esto se puede concluir que si $a^2 k_D > 1$, el convertidor siempre operará en modo continuo, mientras que si $a^2 k_D < 1$, existirá una intersección que determinará el ciclo de trabajo en donde el convertidor cambiará de modo de operación. Resolviendo, el ciclo de trabajo límite será:

$$d = 1 - a\sqrt{k_D} \quad (2.2)$$

Considerando las limitaciones del ciclo de trabajo, se definen que las ecuaciones dinámicas de este convertidor son:

$$L_m \frac{di_L}{dt} = s v_{in} - \bar{s} \frac{N_1}{N_2} v_o \quad (2.3)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} = \bar{s} \frac{N_1}{N_2} i_L \quad (2.4)$$

Utilizando el valor medio de las ecuaciones las derivadas se hacen cero, de forma que se puede obtener un modelo estacionario del convertidor, esto considerando que $s = d$ y $\bar{s} = (1-d)$. De esta forma el modelo en estado estacionario es:

$$dV_i - (1-d) \frac{N_1}{N_2} V_o = 0 \quad (2.5)$$

$$\frac{V_o}{R_o} = (1 - d) \frac{N_1}{N_2} I_L \quad (2.6)$$

Reordenando estas ecuaciones, se obtiene que la relación entre voltaje de entrada y salida es:

$$V_o = \frac{N_1}{N_2} \frac{d}{1 - d} V_i \quad (2.7)$$

Es importante mencionar que esta relación entre entrada, salida, ciclo de trabajo y número de vueltas no cambia al integrar un snubber en la topología, de forma que esta relación se utilizará para ambos modelos. En particular, en los análisis de este trabajo se considerará una relación de vueltas de $N_1 = 1 : N_2 = 1$, de forma que la relación anterior se reduce a:

$$V_o = \frac{d}{1 - d} V_i \quad (2.8)$$

2.1.1. Estados de conmutación

Para fines demostrativos, la figura 2.3 considerará los 3 estados de conmutación, considerando el estado discontinuo. Estos instantes de tiempo, se representan con los circuitos equivalentes de la figura 2.4. Los estados de conmutación tienen las siguientes características:

- **Estado de conmutación A (continuo figura 2.4a):** Este estado ocurre cuando el interruptor está encendido y el voltaje de entrada es aplicado directamente al primario del transformador. El voltaje en el secundario por polaridad es negativo, lo que hace que el diodo bloquee y por tanto la corriente de ambos devanados es cero, lo que implica que la corriente de entrada es igual a la de magnetización.
- **Estado de conmutación B (continuo figura 2.4b):** Este estado ocurre cuando el interruptor está apagado, es decir $i_{in} = 0$, la corriente del primario está en desfase con la corriente de magnetización, y considerando la relación $N_1 = N_2 = 1$, la corriente en el secundario es igual a la de magnetización. De esta forma, el voltaje en el secundario corresponde al voltaje de salida del convertidor.
- **Estado de conmutación C (discontinuo figura 2.4c):** Este estado ocurre cuando la corriente de magnetización se hace cero, lo que implica que todas las corrientes del sistema se hacen cero, al igual que los voltajes en el primario y secundario.

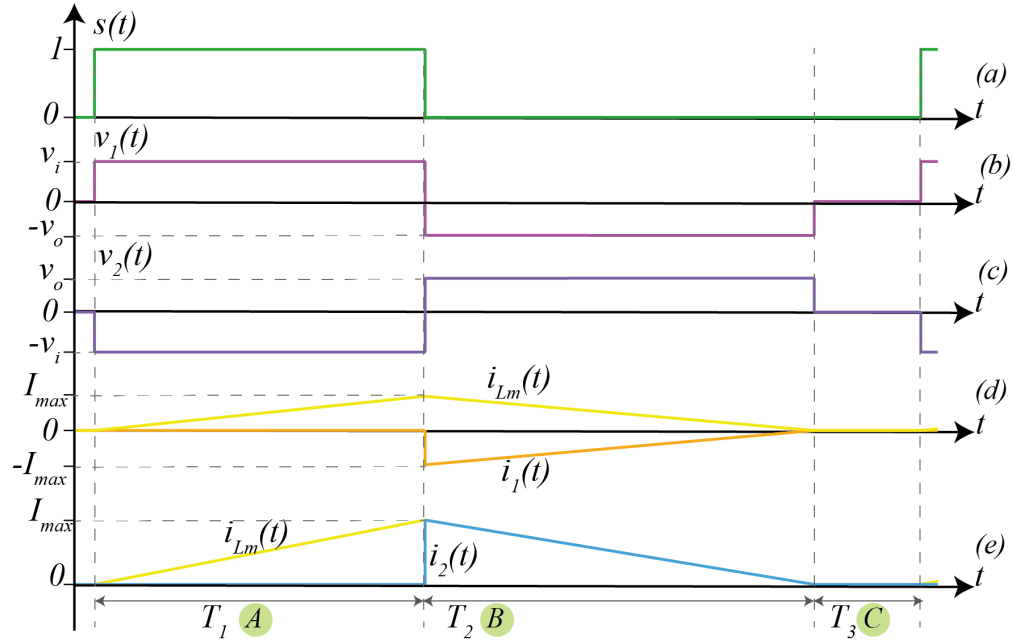


Figura 2.3: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Flyback sin snubber

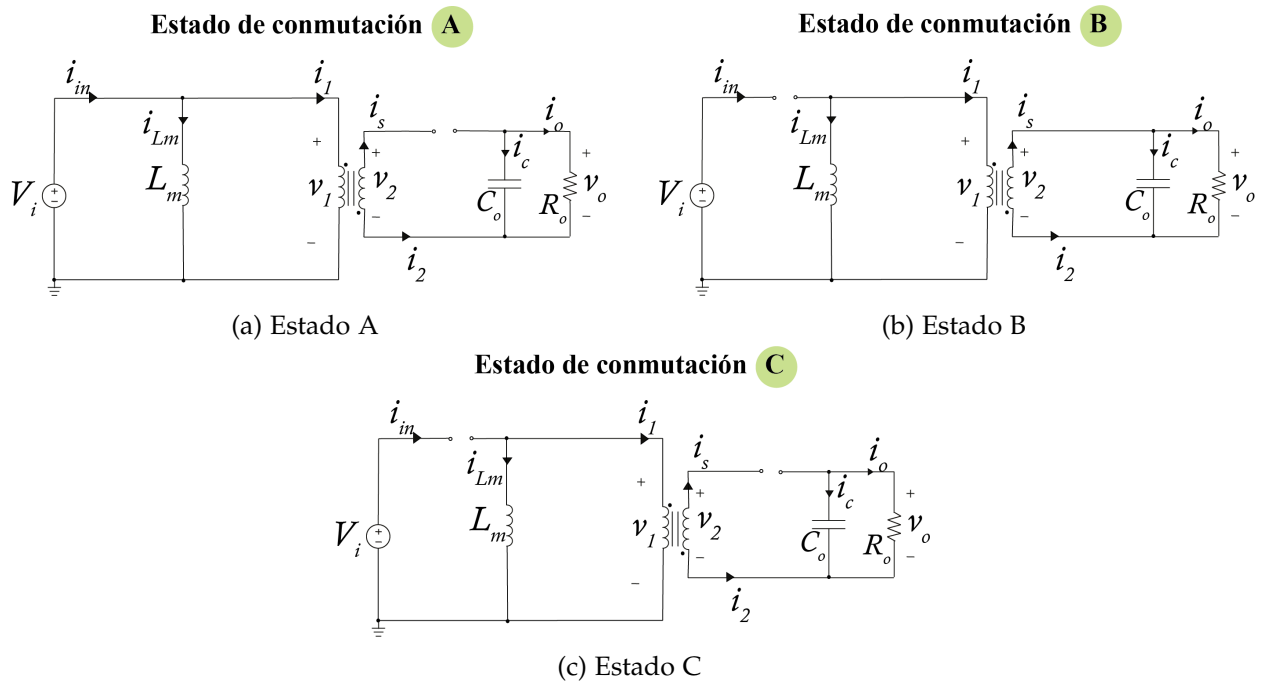


Figura 2.4: Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Flyback sin snubber conectado.

2.2. Análisis Convertidor Flyback con circuito snubber conectado

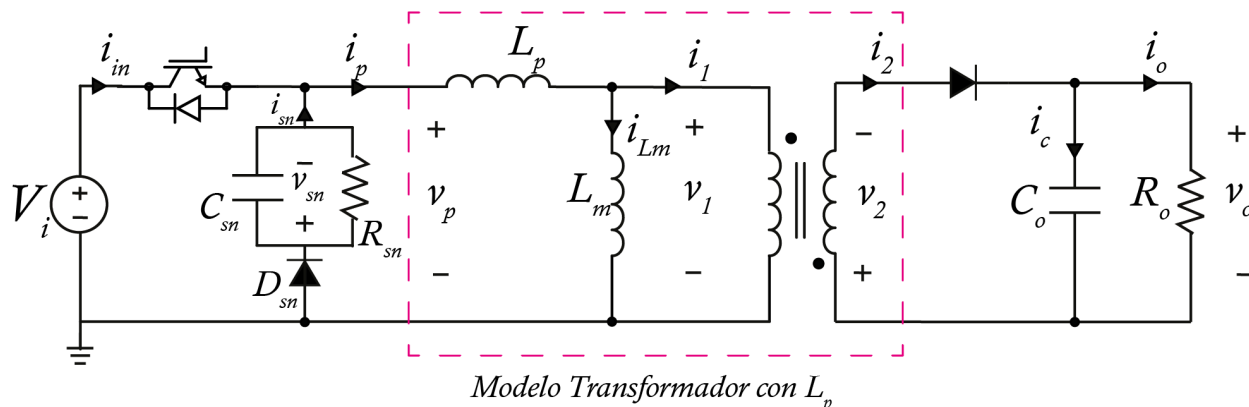


Figura 2.5: Diagrama de convertidor Flyback con snubber conectado.

Al circuito visto en la anterior sección se le agrega un circuito snubber clásico RCD (R_{sn} , C_{sn} y D_{sn}) conectado en paralelo al transformador del convertidor. Cabe destacar que en ese punto se considera un transformador real, es decir, se tiene en cuenta la inductancia de dispersión L_p y la inductancia de magnetización L_m . De esta forma se define la corriente de la inductancia de dispersión como i_p , la corriente del snubber como i_{sn} y el voltaje en este como v_{sn} . El esquema se puede apreciar en la figura 2.5.

2.2.1. Análisis de estados de conmutación

A partir del funcionamiento de este convertidor, se analizó un ciclo de conmutación del interruptor. Esto se hace con la finalidad de caracterizar los estados de conmutación del convertidor y que acciona a cada uno de ellos.

En la figura 2.6, se muestra un ciclo de conmutación para la corriente del secundario, corriente, tensión y potencia disipada por R_{sn} . Es posible establecer 4 tiempos claves dentro de esta gráfica que representan en sí los 3 estados de conmutación. Con esta información se definen los circuitos equivalentes que se encuentran en la figura 2.7.

Los estados están descritos de la siguiente forma:

- **Estado de conmutación A (figura 2.7a):** En este punto, la señal de conmutación de encuentra en encendida ($s(t) = 1$). Como se puede ver la corriente que pasa por el circuito snubber se estaciona en cero, por lo que se puede representar como que todo este circuito se encuentra desconectado del convertidor, por lo tanto las corrientes i_{in} , i_p e i_{Lm} serán la misma, por consiguiente, la corriente del secundario i_s será cero.
- **Estado de conmutación B (figura 2.7b):** Este estado se produce luego de que la señal de conmutación cambia a su estado de apagado ($s(t) = 0$). En este punto, la corriente por el secundario sigue siendo cero, sin embargo, se conecta el circuito snubber al convertidor, lo que implica que la corriente, voltaje y potencia disipada por la resistencia R_{sn} comienza a aumentar hasta el punto donde el voltaje del secundario (V_s) alcance el valor de la salida V_o del convertidor. Este estado se define como un transiente de baja frecuencia.

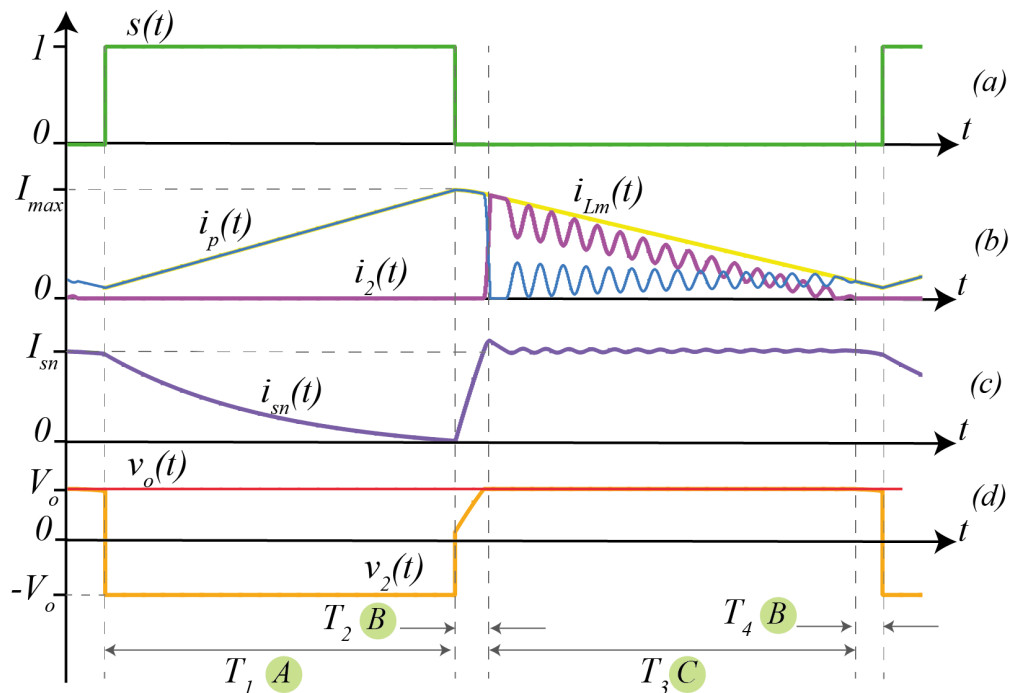


Figura 2.6: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Flyback con snubber

- **Estado de conmutación C (figura 2.7c):** Una vez el voltaje en secundario y primario igualan en magnitud al voltaje de salida ($-V_1 = V_s = V_o$), se conecta el secundario del convertidor al circuito, es decir, la corriente i_s deja de ser cero y el sistema comienza a oscilar, esto ocurre ya que la corriente de la inductancia de magnetización i_{Lm} igual a la corriente de dispersión i_p , lo que genera que la inductancia de dispersión L_p se descargue hacia C_{sn} y R_{sn} , ya que esta dinámica es más rápida que el tiempo de apagado del semiconductor, se cumple que la corriente que pasa por la resistencia R_{sn} tiende a ser V_i/R_{sn} . Por otro lado, frecuencia de la oscilación estará dada por la relación de la capacitancia C_{sn} y la inductancia L_p , de la forma $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_{sn}}}$.

Como se puede apreciar en la gráfica de la figura 2.6, en el tiempo T_4 se pasa del estado C, al estado B nuevamente. Esta transición es condicional y depende directamente del tiempo de apagado del semiconductor, y por tanto, del ciclo de trabajo, es decir, si es que se utiliza un ciclo de trabajo distinto, no volvería a transicionar al estado B. Si es que se tiene un ciclo de trabajo lo suficientemente grande, la corriente i_{Lm} se iguala a la relación V_o/R_{sn} , generando que el condensador C_{sn} se cargue al mismo valor de C_o y por tanto, la corriente en el secundario i_s vuelve a ser cero, y el circuito snubber sigue conectado. Por lo tanto, se vuelve al estado B.

Si se realiza una comparación entre el convertidor sin y con snubber, es posible notar que los estados A y B siguen una dinámica similar en cuanto a la conexión del secundario al circuito, lo que se añade es la conexión o desconexión del circuito snubber. Sin embargo, en el convertidor con snubber, es posible notar que no se llega a un estado discontinuo, pero si tiene un estado oscilatorio como efecto de sus componentes dinámicas.

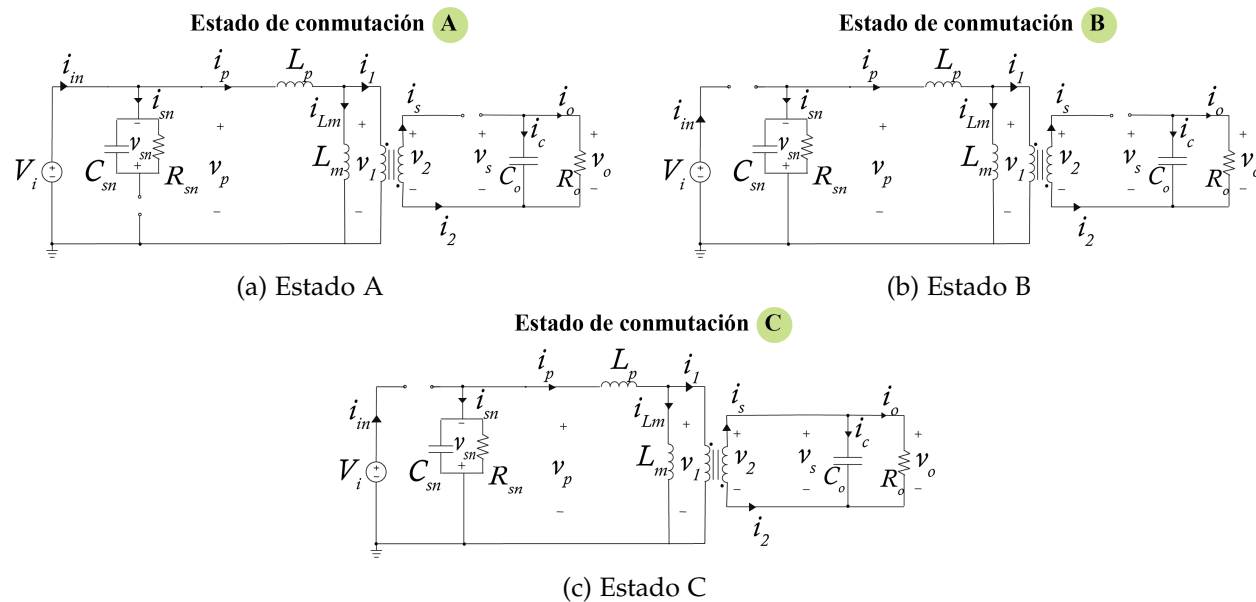


Figura 2.7: Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Flyback con snubber conectado.

2.2.2. Análisis de pérdidas de potencia

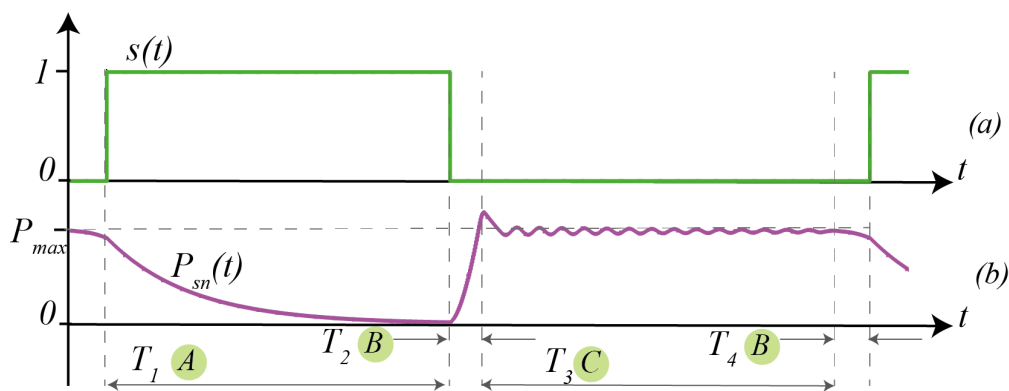


Figura 2.8: Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Flyback con snubber.

Considerando la topología del convertidor Flyback con circuito snubber RCD, se realiza un análisis de la potencia disipada por la resistencia del snubber R_{sn} .

Tal y como se puede apreciar en la figura 2.8, la mayor pérdida de potencia ocurre cuando la señal de conmutación $s(t)$ está en estado apagado (amplitud 0), por lo que este instante de tiempo será el único considerado para el análisis, mientras que para el tiempo de encendido del interruptor se considerará que la pérdida de potencia es nula.

La forma de onda de la disipación de potencia en R_{sn} se puede aproximar a un rectángulo, cuya amplitud se puede expresar en función del voltaje de entrada V_i , el ciclo de trabajo d y la

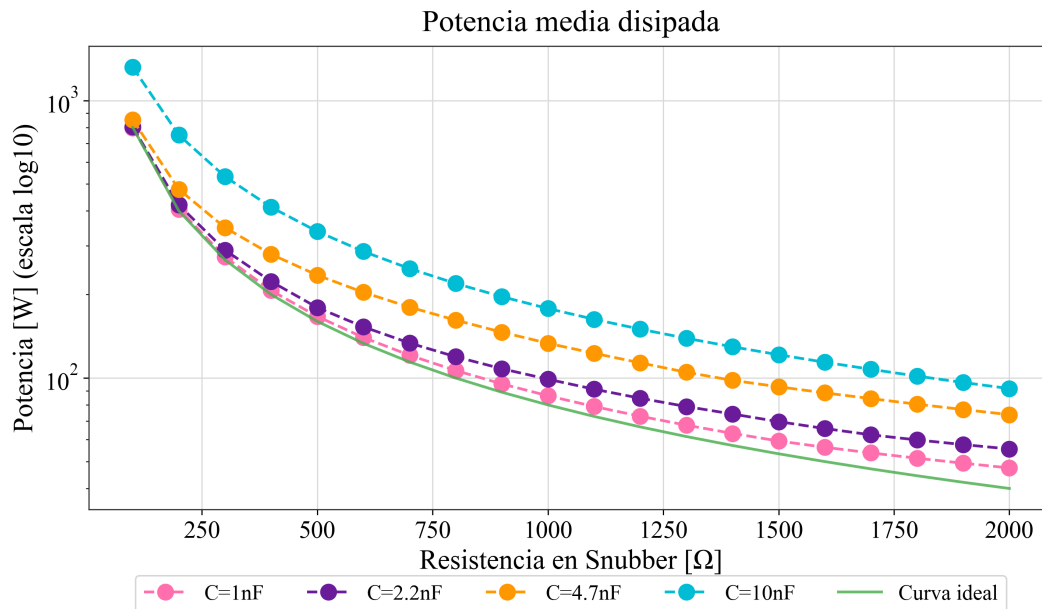


Figura 2.9: Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Flyback

resistencia R_{sn} , además, se considerará una relación 1:1 de las vueltas del transformador. El objetivo de esto es poder determinar como afectan las componentes del circuito snubber en la perdida de potencia. Esta relación viene dada por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} V_{R_{sn}} I_{R_{sn}} \quad (2.9)$$

$$P = (1 - d) \frac{V_o^2}{R_{sn}} \quad (2.10)$$

$$P = \frac{d^2}{(1 - d)} \frac{V_i^2}{R_{sn}} \quad (2.11)$$

Por la forma que tiene esta relación, se puede asegurar que si se mantiene un ciclo de trabajo y voltaje de entrada fijo, a medida que aumenta la resistencia R_{sn} , menor es la perdida de potencia. Sin embargo, en la ecuación 2.11, no se muestra una dependencia directa del capacitor C_{sn} ; por esta razón, se realizan pruebas para medir disipación de potencia manteniendo un d y V_i fijo, pero realizando un barrido de R_{sn} y C_{sn} . Los datos de esta prueba se ven en la tabla B.1.

En estas pruebas se mantuvo fijo el valor del ciclo de trabajo en $d = 0,5$ y el voltaje de entrada en $V_i = 400[V]$. Estos datos fueron gráficoado en conjunto con la función encontrada en la ecuación 2.11. Esto se puede ver en la figura 2.9; como es posible observar si bien, no hay un relación directa sobre las perdidas de potencia con respecto a la capacitancia del snubber, se visualiza que a medida que el capacitor es mayor es menos fiel a la curva real, haciendo que la potencia disipada sea mayor a la que se esperaba esto es posible notarlo en la curva de potencia para $C_{sn} = 100[nF]$, por otro lado, cuando el condensador es menor, se ajusta mejor a la curva esperada, por ejemplo, para el condensador $C_{sn} = 1[nF]$, la curva es prácticamente igual a la esperada.

Con esto se puede llegar a dos conclusiones sobre la relación existente entre las componentes del circuito snubber R_{sn} y C_{sn} . En primer lugar, se observa que se tiene una relación inversamente proporcional entre la resistencia y la potencia, por lo que a mayor sea R_{sn} menor será la potencia disipada. Por otro lado, a menor C_{sn} la curva de disipación de potencia se parecerá más a la ecuación 2.11, esto dado que la parte de la potencia que se desprecia, corresponde a la descarga del condensador, por lo que tiene sentido que a mayor capacitancia, se pierde un poco más de potencia, dado que la capacitancia no alcanza a descargarse del todo.

2.3. Análisis Convertidor Forward sin snubber

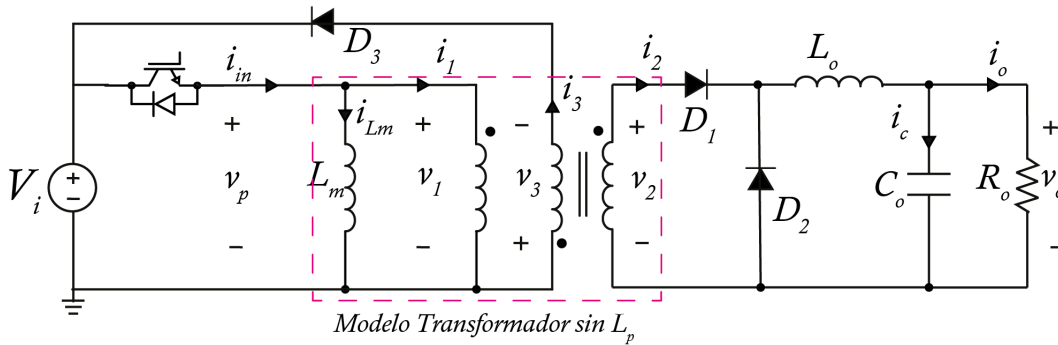


Figura 2.10: Diagrama de convertidor Forward sin snubber

El convertidor Forward que se ve en la figura 2.10, considera una inductancia de magnetización L_m y también un tercer devanado conectado por un diodo a la fuente, esto con el objetivo de desmagnetizar el núcleo del transformador, de esta forma se evitan los sobrevoltajes en los terminales de estos. El hecho de integrar un terciario al transformador, implica una restricción en el rango de operación del convertidor, en particular, impone un ciclo de trabajo máximo para que el sistema funcione de forma óptima.

La limitación del ciclo de trabajo depende principalmente de la corriente de magnetización i_{L_m} ; como se mencionó anteriormente, el objetivo es desmagnetizar el núcleo y para hacerlo de forma segura, la corriente i_{L_m} no puede crecer sostenidamente (figura 2.11a), por lo que debe tener una pendiente de carga y otra pendiente de descarga, como se puede ver en la figura 2.11b, el tiempo de carga y descarga de la corriente en suma debe ser menor o igual al tiempo total de conmutación, es decir:

$$T_{on} + T_{dis} \leq T \tag{2.12}$$

$$d \cdot T + \frac{N_3}{N_1} \cdot T \cdot d \leq T \tag{2.13}$$

$$d \leq \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}} \tag{2.14}$$

Considerando una relación de vueltas $N_1 = N_3 = 1$, se obtiene que la restricción de ciclo de trabajo es de:

$$d \leq \frac{1}{2} \tag{2.15}$$

Considerando esta restricción, y la relación $N_1 = N_2 = 1$, se tiene que el modelo dinámico del convertidor es:

$$sv_{in} = L_o \frac{di_L}{dt} + v_o \tag{2.16}$$

$$i_L = C_o \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_o} \tag{2.17}$$

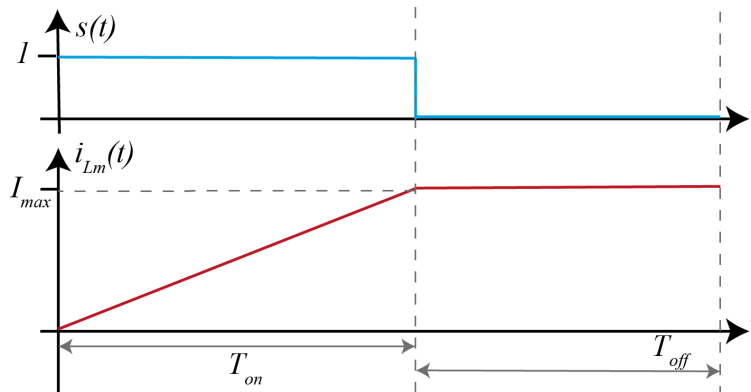
Por otro lado, el modelo de valor medio y en estado estacionario, está dado por:

$$V_o = dV_{in} \tag{2.18}$$

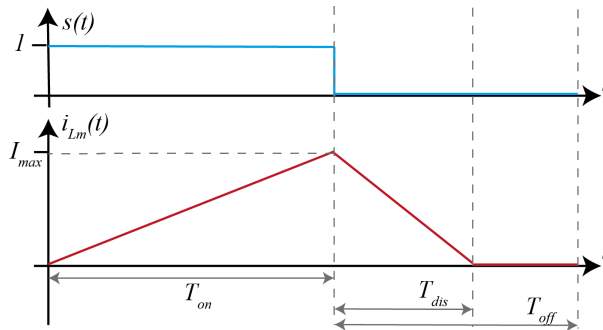
$$I_L = \frac{V_o}{R_o} \tag{2.19}$$

Considerando la restricción del ciclo de trabajo, se obtiene que el voltaje de salida, tendrá la siguiente limitación:

$$V_o \leq 0,5V_{in} \tag{2.20}$$



(a) Corriente i_{Lm} crecimiento



(b) Corriente i_{Lm} con descarga

Figura 2.11: Comportamiento de corriente de magnetización $i_{Lm}(t)$ con y sin terciario.

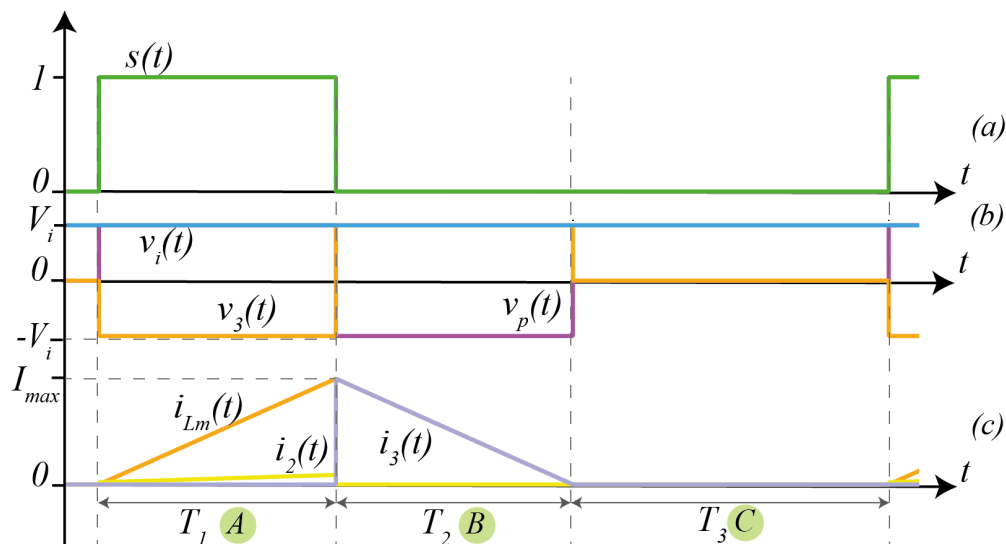


Figura 2.12: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Forward sin snubber

2.3.1. Estados de conmutación

En la figura 2.12 se puede ver el funcionamiento del convertidor para un ciclo completo de conmutación para las señales de voltaje de entrada $v_i(t)$, tensión en el terciario $v_3(t)$ y en la inductancia de magnetización $v_p(t)$, además de las corrientes de magnetización $i_{Lm}(t)$ y corriente en el secundario y terciario $i_2(t)$ y $i_3(t)$ respectivamente. Aquí se puede ver claramente tres instantes de tiempo que definen los 3 estados de conmutación, que describen a los circuitos equivalentes de la figura 2.13. En particular cada estado de conmutación tiene las siguientes características:

- **Estado de conmutación A (figura 2.13a):** Este estado ocurre cuando el transistor se encuentra encendido y el voltaje de magnetización v_p es igual al de la fuente y la corriente de magnetización i_{Lm} aumenta con pendiente positiva. En este punto el voltaje que se aplica al secundario es positivo y hace que la corriente circule al secundario, y se ve reflejada en el primario, sin embargo, debido al diodo, el terciario se mantiene desconectado.
- **Estado de conmutación B (figura 2.13b):** Es el instante después de apagar el transistor, en este punto, la corriente i_{Lm} fuerza la circulación de corriente en el terciario, mientras que en el secundario, debido al diodo, se corta el paso de corriente. Con esto, el voltaje aplicado al tercer devanado será el voltaje de entrada del convertido V_i , esto implica que el voltaje en el primario es constante y la corriente i_{Lm} decae en pendiente lineal negativa.
- **Estado de conmutación C (figura 2.13c):** Este estado ocurre cuando la corriente de magnetización llega a cero, esto implica que las corrientes y tensiones de todos los devanados son cero. Se mantienen así hasta que vuelve a iniciar el ciclo.

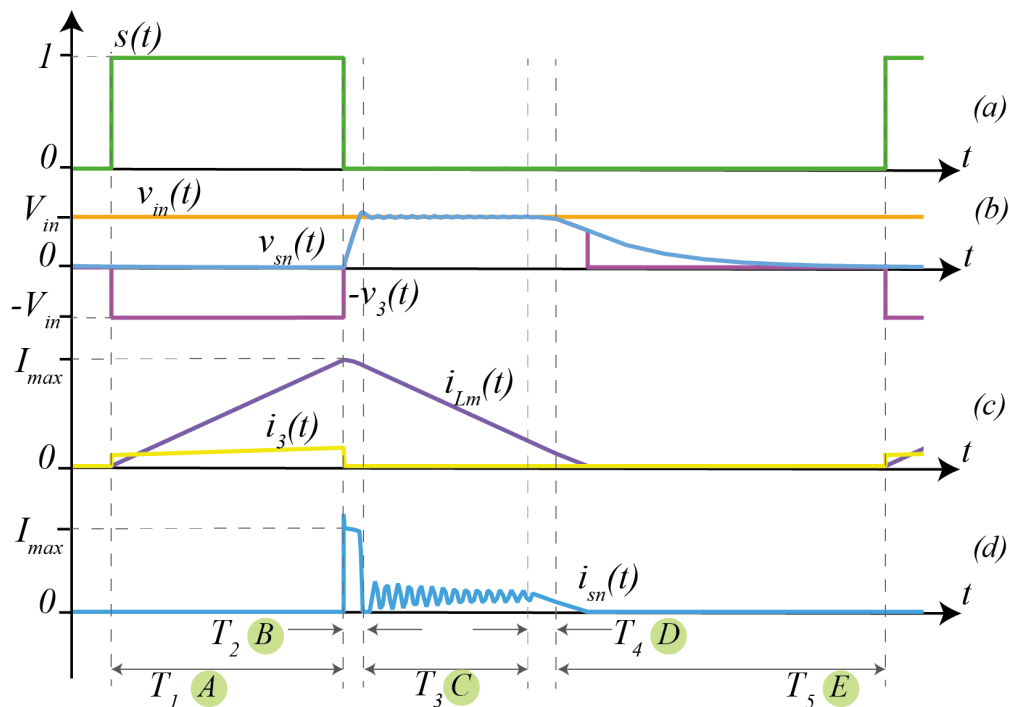


Figura 2.15: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Forward con snubber

de magnetización $i_{Lm}(t)$, en el snubber $i_{sn}(t)$ y en el terciario $i_3(t)$, esto para una relación de vueltas de $N_1 = N_2 = N_3 = 1$. Como es posible apreciar, se pueden vislumbrar 5 momentos claves que describen a los 5 estados de conmutación vistos en el funcionamiento del convertidor con circuito snubber conectado, estos circuitos se encuentran en la figura 2.16.

Los estados se describen de la siguiente forma:

- **Estado de conmutación A (figura 2.16a):** Para este circuito equivalente, la señal de conmutación se encuentra en estado encendido, es decir, amplitud 1. En este punto, el capacitor C_{sn} se encuentra descargado y la corriente i_{sn} es cero. Por otro lado, el terciario del transformador se encuentra desconectado de la entrada. Además, la corriente de magnetización tiene pendiente positiva.
- **Estado de conmutación B (figura 2.16b):** Este estado ocurre justo después de cuando la señal de conmutación está en estado de apagado. En este punto, el capacitor se comienza a cargar mediante L_m . En este estado, solo están conectados entre sí L_p , L_s y C_{sn} , por tanto, las corrientes de los 3 devanados del transformador serán cero, por tanto, la corriente de magnetización tendrá pendiente negativa. Esto ocurre hasta que $v_{sn} \geq v_i$.
- **Estado de conmutación C (figura 2.16c):** En este tercer estado, aun se encuentra el interruptor apagado, en este punto el diodo del terciario que está conduciendo, lo que implica que la fuente se conecta al terciario por tanto $v_3 = v_i$ y por tanto $v_{sn} \geq v_3$; el voltaje en la resistencia R_{sn} es oscilatorio, esto por el efecto de la inductancia de dispersión con la capacitancia C_{sn} , oscilando a una frecuencia de $\frac{1}{2\pi\sqrt{C_{sn}L_p}}$. Durante estos instantes la pendiente de i_{Lm} sigue siendo negativa, pero distinta a la pendiente del estado anterior.

- **Estado de conmutación D (figura 2.16d):** El estado D es una continuación natural del estado C, es el punto en donde las oscilaciones de alta frecuencia se estacionan, tiene las mismas características que el estado anterior, salvo la oscilación.
- **Estado de conmutación E (figura 2.16e):** A este último estado se llega cuando $v_{sn} = v_i = v_3$, además, en este estado la corriente de magnetización disminuye hasta llegar a 0[A]. En este estado, el capacitor C_{sn} se descarga, el valor final de esta descarga con una constante de tiempo igual a $\tau = R_{sn}C_{sn}$, dependerá principalmente de la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo del convertidor, para fines explicativos, en la figura 2.15, el capacitor se descarga hasta 0[V].

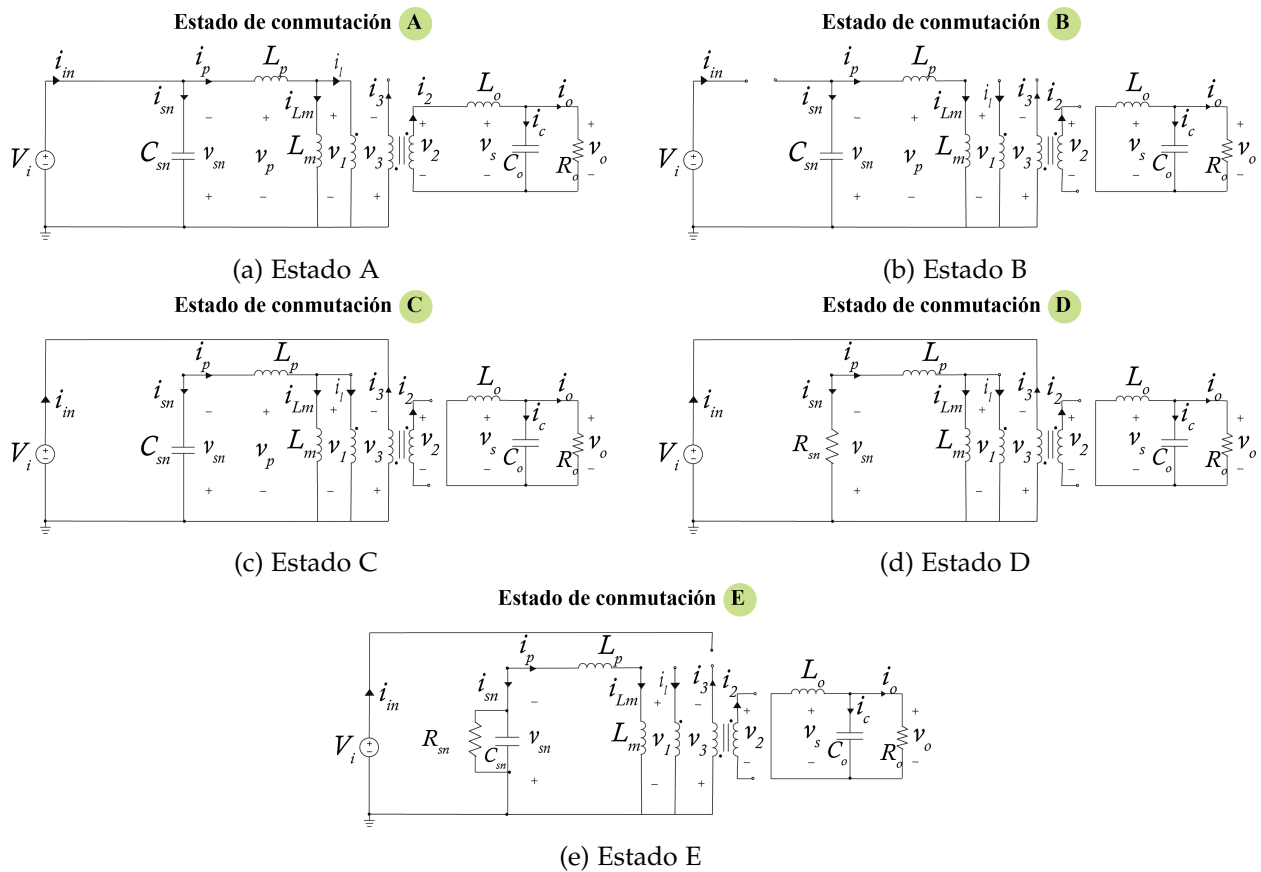


Figura 2.16: Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Forward con snubber conectado.

2.4.2. Análisis de pérdidas de potencia

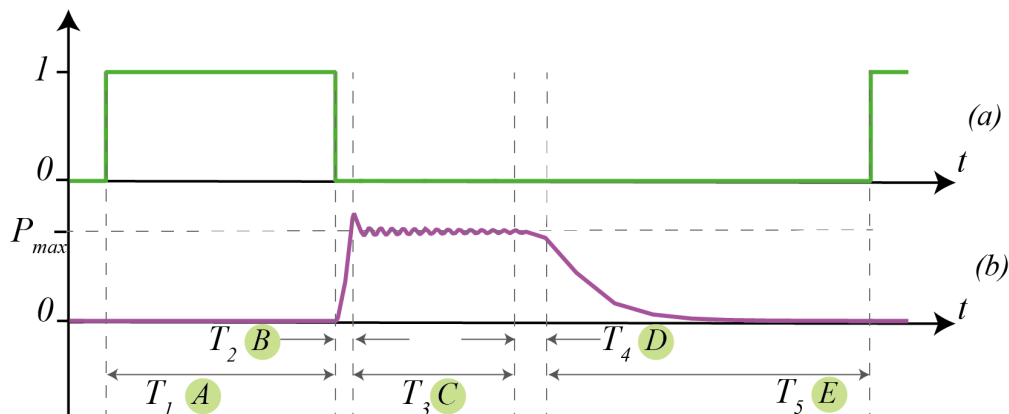


Figura 2.17: Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Forward con snubber.

Considerando la topología de convertidor mostrada en la figura 2.14, se realiza un análisis de perdidas de potencia que es disipada mediante la resistencia R_{sn} . Como se pudo apreciar en la figura 2.17, al igual que sucede con el convertidor flyback, la perdida de potencia solo se observa cuando el interruptor está apagado, por tanto solo se analizará este período de tiempo.

La forma de onda anteriormente descrita se puede aproximar como un rectángulo, la cual estará en función del voltaje de entrada V_i , ciclo de trabajo d y resistencia en el snubber C_{sn} , esto considerando una razón de vueltas 1 : 1 : 1. Con esto, se obtiene lo siguiente:

$$P_{loss} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{off}} V_{R_{sn}} I_{R_{sn}} \quad (2.21)$$

$$P_{loss} = (1 - d) \frac{V_i^2}{R_{sn}} \quad (2.22)$$

Al igual que en el caso de flyback, se esperaría que a mayor resistencia se pierda menos potencia y a menor resistencia más potencia siguiendo una curva exponencial.

Para encontrar la relación que existe entre las componentes del snubber y las perdidas de potencia, además de probar si es que el ajuste de la ecuación 2.22 es representativo para todo el barrido de resistencias. Para esta prueba se utilizó un voltaje fijo de $V_i = 600[V]$ y ciclo de trabajo de $d = 0,3$, con esto se obtuvieron los datos de la tabla B.2.

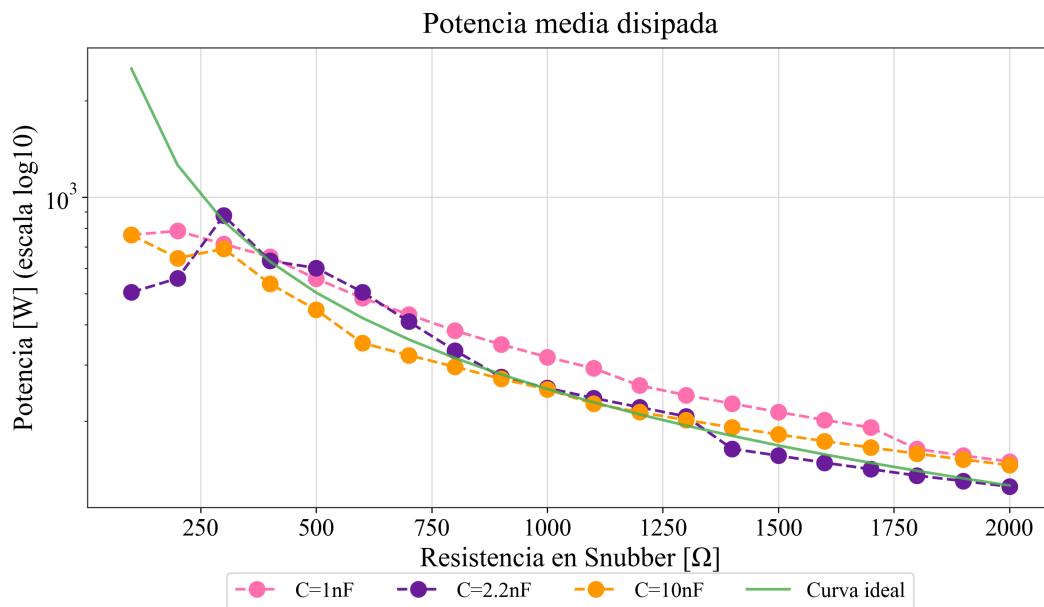


Figura 2.18: Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Forward

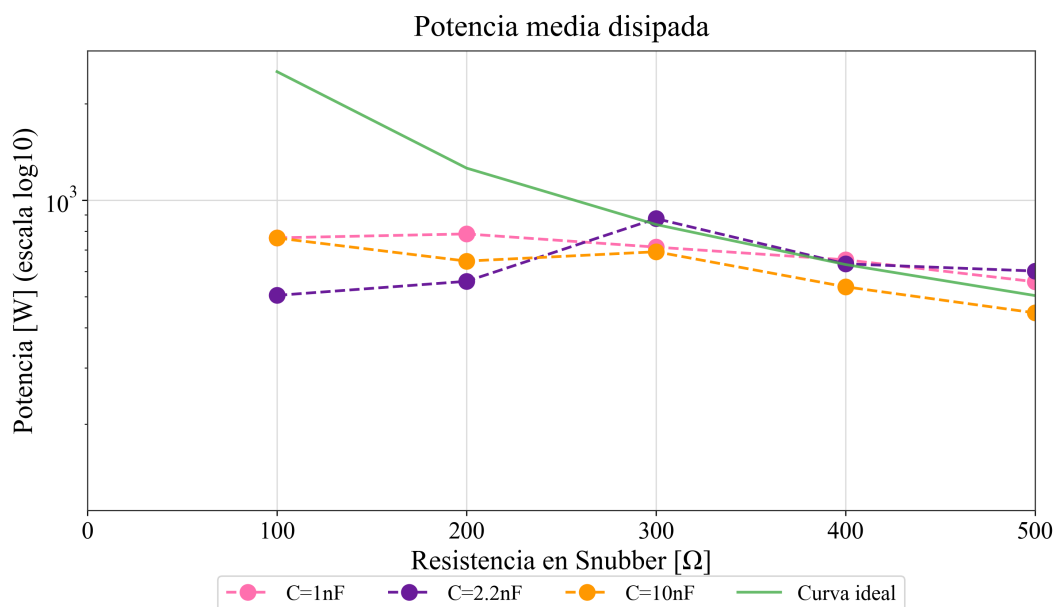


Figura 2.19: Grafico de datos de potencia disipada para barridos de resistencia y capacitancia en convertidor Forward con aumento hasta $R_{sn} = 500[\Omega]$

Con los datos de la tabla B.2, se realizó el grafico presentado en la figura 2.18, en este grafico se puede apreciar un fenómeno que no fue posible vislumbrar en el convertidor Flyback. Antes de los 300[Ω], independiente de la capacitancia que se utilice, no sigue la señal de recta ideal descrita por la ecuación 2.22, es más, antes de este punto, el convertidor no pierde potencia como se espera, es posible notar que a pesar de ser una resistencia baja y que se espera el mayor punto de perdida

de potencia, eso no ocurre; por otro lado se puede ver que para una capacitancia de $2,2[nF]$ y $10[nF]$ se necesitan como mínimo $300[\Omega]$ para comenzar a funcionar como se espera y en el caso de $1[nF]$ comienza a funcionar mejor desde $200[\Omega]$ (figura 2.19). Con esto se puede concluir que el convertidor Forward tiene una limitación operativa para el menor valor de la resistencia de snubber. Por otro lado, no se puede ver claramente que a diferencia del convertidor Flyback, no hay grandes diferencias entre las líneas de capacitancia, esto se explica ya que al comenzar el tiempo $s(t) = 1$ la capacitancia C_{sn} ya se encuentra descargada, por lo cual no tiene mayor ingerencia en el cambio de potencia.

Capítulo 3

Convertidor Dual Flyback - Forward

En este capítulo se analizará el convertidor de interés para la aplicación de microrred, es decir, el convertidor Dual Flyback - Forward. Este capítulo al igual que el anterior se analizará el convertidor para los dos modelos de transformador, sin y con inductancia de magnetización L_p , con la finalidad de ver claramente el efecto inducido por el circuito snubber. En adición, para el convertidor con circuito snubber se analizará no solo la potencia disipada por la resistencia del snubber, si no que también las oscilaciones y porcentaje de overshoot presente en la tensión de la resistencia del snubber, esto con el fin de poder definir el efecto de las componentes en estas señales.

3.1. Análisis del convertidor sin inductancia de dispersión

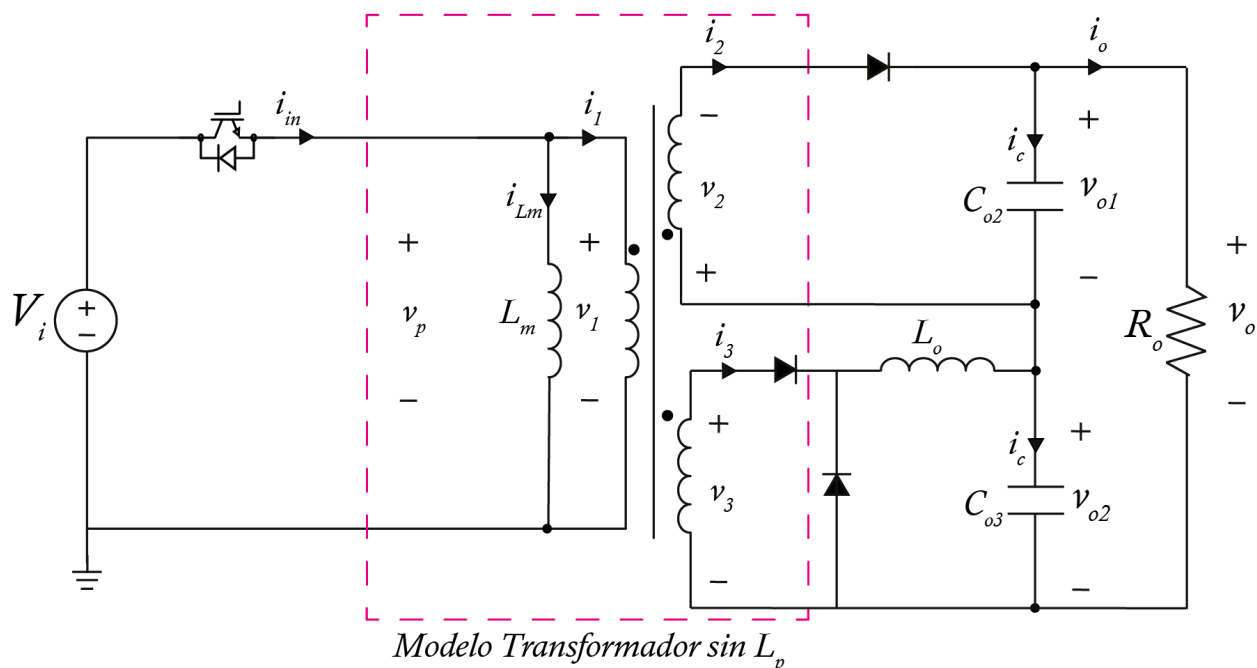


Figura 3.1: Diagrama convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber conectado.

En la figura 3.1 se puede ver el diagrama del convertidor Dual Flyback - Forward sin el convertidor snubber conectado, en particular este convertidor posee un primario y dos secundarios; en el primario se encuentra conectada la inductancia de magnetización L_m , la fuente V_i y el interruptor, esta parte del transformador tiene un número de vueltas de N_1 , en el primer devanado del secundario de número de vueltas de N_2 y polaridad negativa, se encuentra conectado el convertidor Flyback (rama Flyback), mientras que en el segundo devanado secundario con número de vueltas de N_3 se encuentra el convertidor Forward (rama Forward). Las salidas de ambas ramas están conectadas en serie entre sí terminadas en una resistencia de carga R_o .

A partir del análisis del convertidor Dual, se obtienen las siguientes ecuaciones dinámicas:

$$L \frac{di_L}{dt} = d \cdot \frac{N_3}{N_1} v_i - v_{o2} \quad (3.1)$$

$$C_1 \frac{dv_{o1}}{dt} = - \left(\frac{V_{o1} + V_{o2}}{R_o} \right) + (1-d) \frac{N_1}{N_2} I_{Lm} \quad (3.2)$$

$$C_2 \frac{dv_{o2}}{dt} = I_L - \frac{V_{o1} + V_{o2}}{R_o} \quad (3.3)$$

$$L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = dV_i - (1-d) \frac{N_1}{N_2} V_{o1} \quad (3.4)$$

Resolviendo lo anterior se encuentran los valores medios de cada señal, obteniendo:

$$V_{o2} = d \frac{N_3}{N_1} V_i \quad (3.5)$$

$$V_{o1} = \frac{d}{(1-d)} \frac{N_2}{N_1} V_i \quad (3.6)$$

$$I_L = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{R_o} \quad (3.7)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{R_o} \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{(1-d)} \quad (3.8)$$

Por otro lado, por la forma de la conexión, se obtiene que el voltaje de salida y la corriente de entrada se obtiene como:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} \quad (3.9)$$

$$I_{in} = d \left(I_{Lm} + \frac{N_3}{N_1} I_L \right) \quad (3.10)$$

De esta forma, el voltaje de salida del convertidor será:

$$V_o = \frac{d}{N_1} V_i \left(N_3 + \frac{N_2}{(1-d)} \right) \quad (3.11)$$

Considerando una relación de vueltas 1 : 1 : 1, se obtiene la siguiente relación entre voltaje de salida y entrada.

$$V_o = d \cdot \left(1 + \frac{1}{1-d} \right) \cdot V_i \quad (3.12)$$

3.1.1. Estados de conmutación

A partir de lo anterior, se analizan los dos estados de conmutación del convertidor en un ciclo completo, en este se miden las corrientes de magnetización $i_{Lm}(t)$, corriente del primario y el primer devanado del secundario $i_2(t)$ y corriente de salida $i_o(t)$, además de las tensiones $v_1(t)$ y $v_2(t)$, estas señales son posibles de ver en la figura 3.2. Por otro lado en la figura 3.3 se encuentran los circuitos equivalentes para cada ciclo de conmutación.

Los estados de conmutación se definen como:

- **Estado de conmutación A (figura 3.3a):** El primer estado de conmutación ocurre cuando $s(t) = 1$, cuando esto ocurre la corriente $i_2(t)$ es cero, de forma que la rama Flyback del convertidor se encuentra apagada y la rama Forward está funcionando, de esta forma, la corriente de salida $i_o(t)$ se iguala a la corriente del primario $i_1(t)$.
- **Estado de conmutación B (figura 3.3b):** El segundo estado de conmutación ocurre cuando $s(t) = 0$, en este punto, la corriente $i_2(t)$ se iguala a la corriente de magnetización $i_{Lm}(t)$, y al mismo tiempo se cumple que $i_2(t) = -i_1(t)$ lo que es consistente con el hecho de que la rama Flyback del convertidor esté activa.

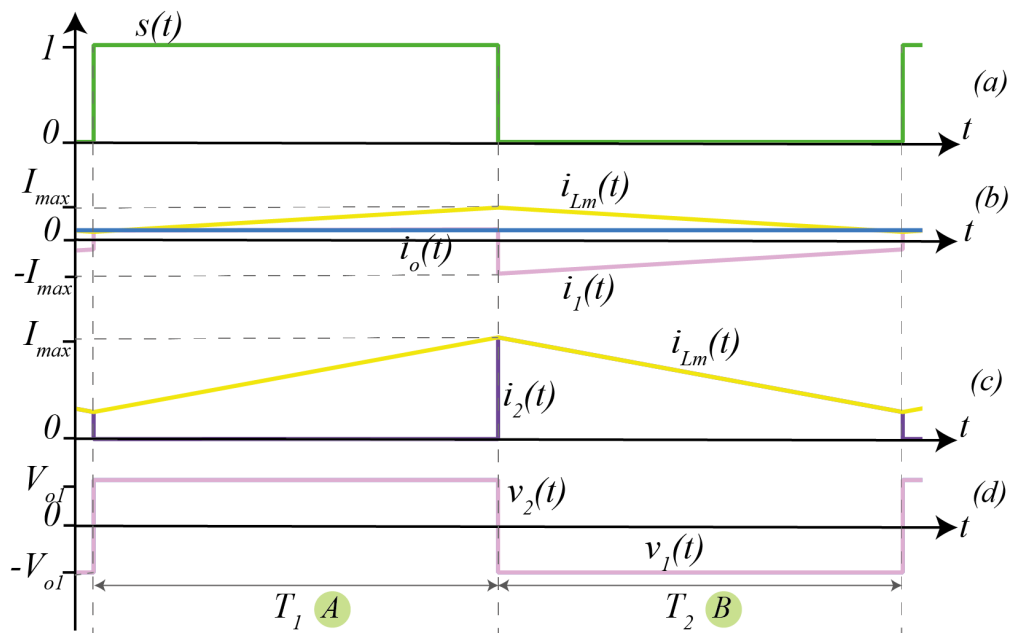


Figura 3.2: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber

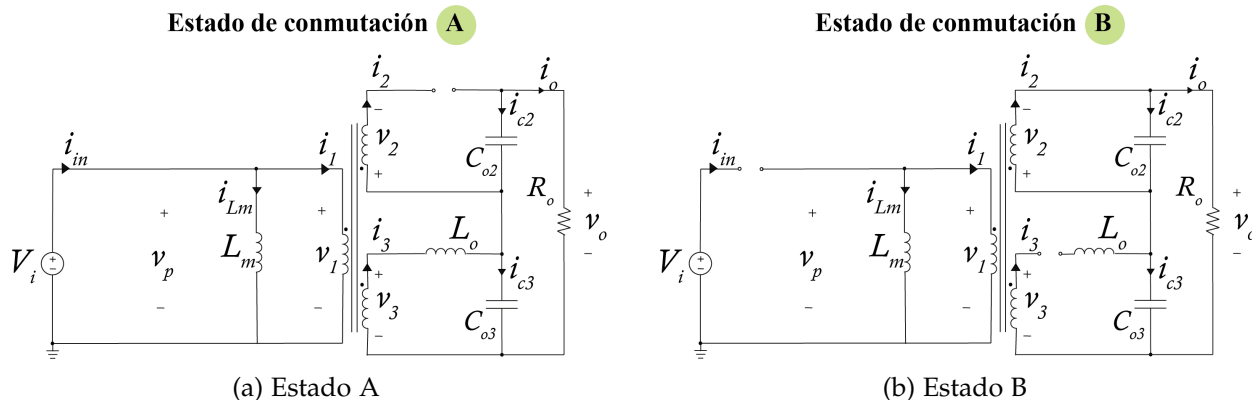


Figura 3.3: Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber conectado.

3.2. Análisis del convertidor con inductancia de dispersión

En este inciso se estudiará el comportamiento del convertidor Dual Flyback - Forward con un circuito snubber conectado en paralelo al transformador ya que se considera un modelo de transformador con inductancia de magnetización L_p . El diagrama de este convertidor se ve en la figura 3.4.

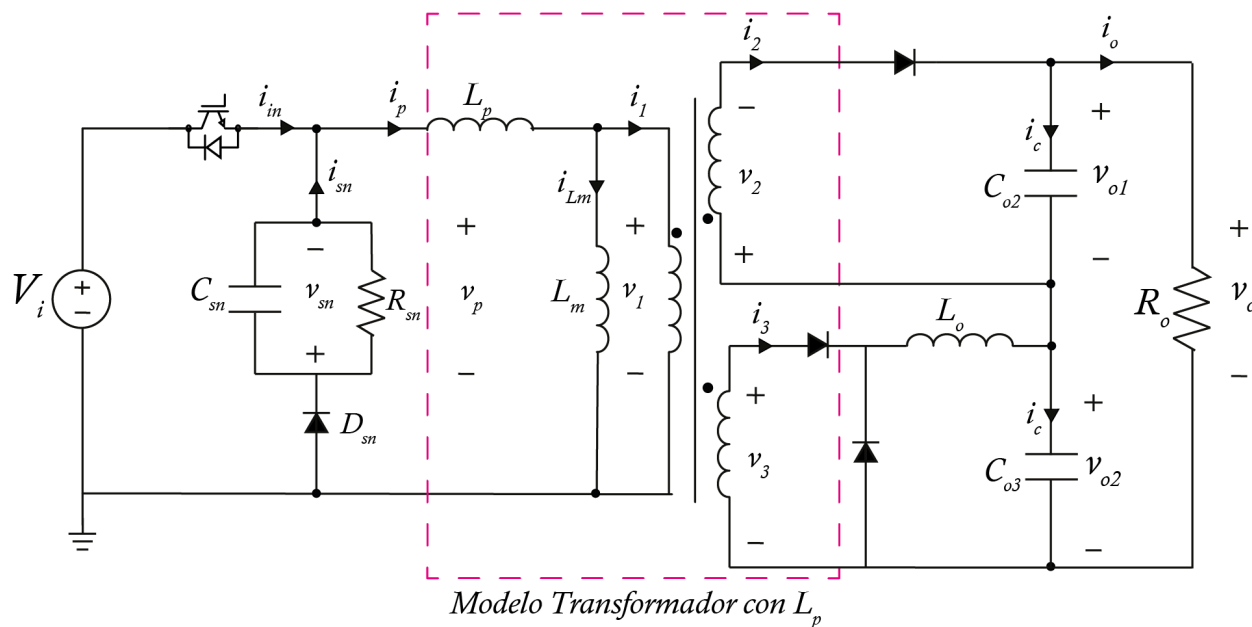


Figura 3.4: Diagrama convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.

3.2.1. Estados de conmutación

Considerando lo anterior, se analizan los estados de conmutación del convertidor contemplando un ciclo completo de la señal de conmutación $s(t)$, en donde se miden las tensiones de salida de la rama Flyback $v_{o1}(t)$, primer devanado secundario $v_2(t)$ y en el snubber $v_{sn}(t)$, además de

la corriente de magnetización $i_{Lm}(t)$, del snubber i_{sb} y de los tres devanados del transformador $i_1(t)$, $i_2(t)$ e $i_3(t)$. En las pruebas de simulación de este convertidor fue posible notar que cuando la señal $s(t) = 0$, los estados de conmutación son bastante cortos, razón por la cual en la figura 3.5 no es posible visualizar claramente los 4 estados que ocurren en este periodo de tiempo. Es por esto que en la figura 3.6, se puede ver de forma ampliada los estados existentes para $s(t) = 0$. Con lo anterior es posible definir los circuitos equivalentes de cada estado de conmutación que se pueden ver en la figura 3.7.

Los estados se describen de la siguiente forma:

- **Estado de conmutación A (figura 3.7a):** Este primer estado de conmutación ocurre cuando la señal de conmutación $s(t) = 1$, en este punto está desconectada la rama Flyback del convertidor y solo se encuentra activa la rama Forward de este, por tanto la corriente en el primario $i_1(t)$ es distinta de cero y es igual a la corriente del segundo devanado secundario $i_3(t)$ dado que la corriente del primer devanado secundario $i_2(t)$ que corresponde a la corriente de la rama Flyback es cero. Por otro lado, la corriente de magnetización $i_{Lm}(t)$ tiene una pendiente positiva. y el voltaje en el snubber $v_{sn}(t)$ se descarga con una constante de tiempo de $\tau = R_{sn} C_{sn}$.
- **Estado de conmutación B (figura 3.7b):** Este estado de conmutación sucede inmediatamente después del cambio en la señal de conmutación, es decir, cuando $s(t) = 0$; en este punto hay un peak de la corriente del snubber $i_{sn}(t)$, mientras que la corriente del primario $i_1(t)$ va en una pendiente negativa hasta llegar a cero, mientras que la corriente de magnetización se mantiene constante y el voltaje en el snubber va creciendo. Durante este estado de conmutación la corriente de la rama Flyback sigue estando en cero, mientras que la corriente de la rama Forward sigue igualando a la corriente del primario.
- **Estado de conmutación C (figura 3.7c):** Una vez que la corriente del primario $i_1(t)$ llega a cero, al igual que la corriente de la rama Forward $i_3(t)$ y la corriente de la rama Flyback $i_2(t)$ sigue en cero. Por otro lado, la corriente de magnetización sigue siendo constante y la corriente del snubber $i_{sn}(t)$ se iguala a esta. Finalmente el voltaje del snubber $v_{sn}(t)$ se iguala al voltaje de la rama Flyback $v_2(t)$ y ambos van incrementando hasta llegar al voltaje de salida de esta rama.
- **Estado de conmutación D (figura 3.7d):** Una vez que el voltaje $v_2(t)$ y $v_{sn}(t)$ llega y este último supera al voltaje de la salida de la rama Flyback, se llega a este estado de conmutación. En este punto, se desconecta la rama Forward ya que la corriente $i_3(t)$ es cero, mientras que las corrientes de primario y de la rama Flyback se comportan como $i_1(t) = -i_2(t)$, esta corriente va creciendo o decreciendo correspondientemente hasta llegar a igualar a la corriente de magnetización. Mientras tanto, la corriente del snubber, va decreciendo hasta llegar a cero.
- **Estado de conmutación E (figura 3.7e):** Una vez que la corriente $i_2(t)$ se iguala a la corriente de magnetización, y la corriente de snubber se hace cero, se llega a esta estado de conmutación, en donde el voltaje de de snubber va con una pendiente decreciente para llegar a igualarse con el voltaje de salida de la rama Flyback.

Una vez que el voltaje de snubber alcanza el voltaje de salida de Flyback, se pasa nuevamente al estado de conmutación D, cuando comienza a oscilar con una frecuencia de $\frac{1}{2\pi\sqrt{C_{sn}L_p}}$, hasta el punto donde la señal de conmutación vuelve a ser uno.

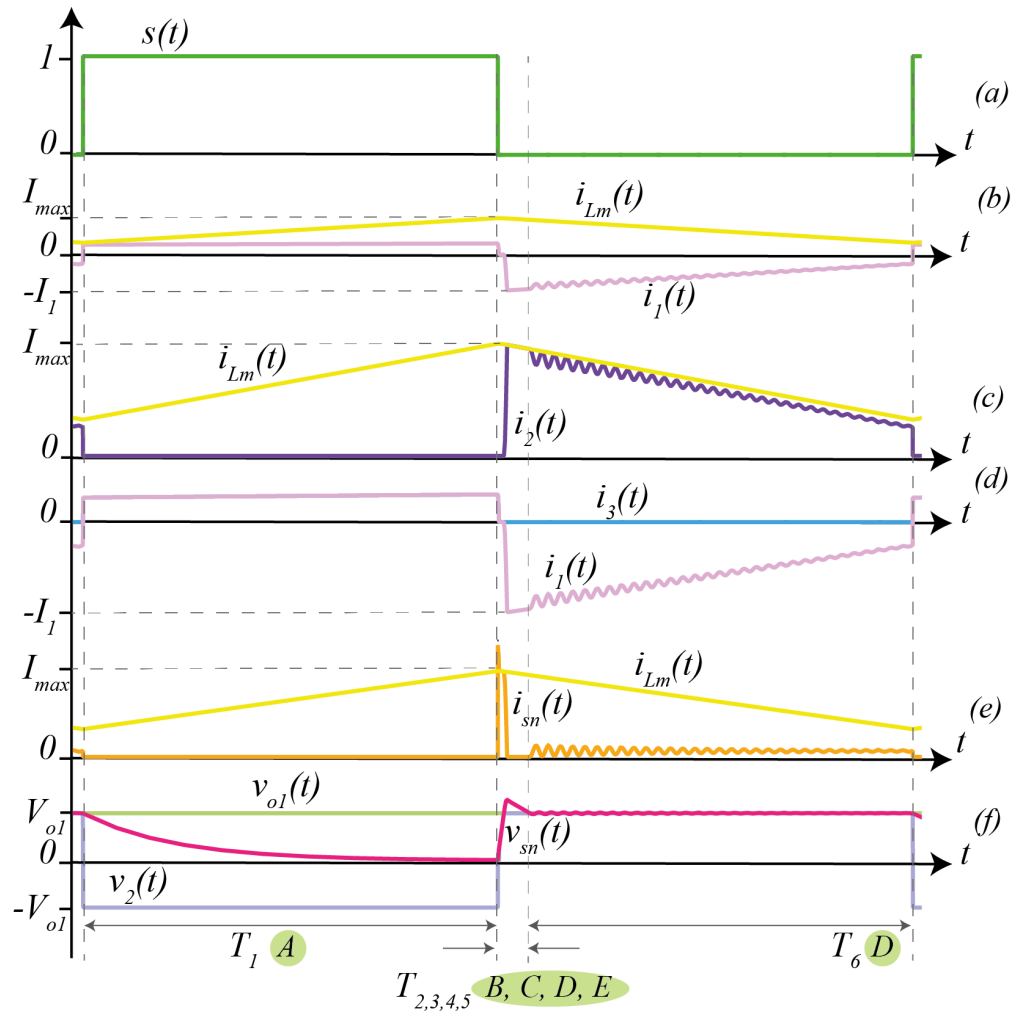


Figura 3.5: Formas de onda de corrientes y voltajes generales de interés en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.

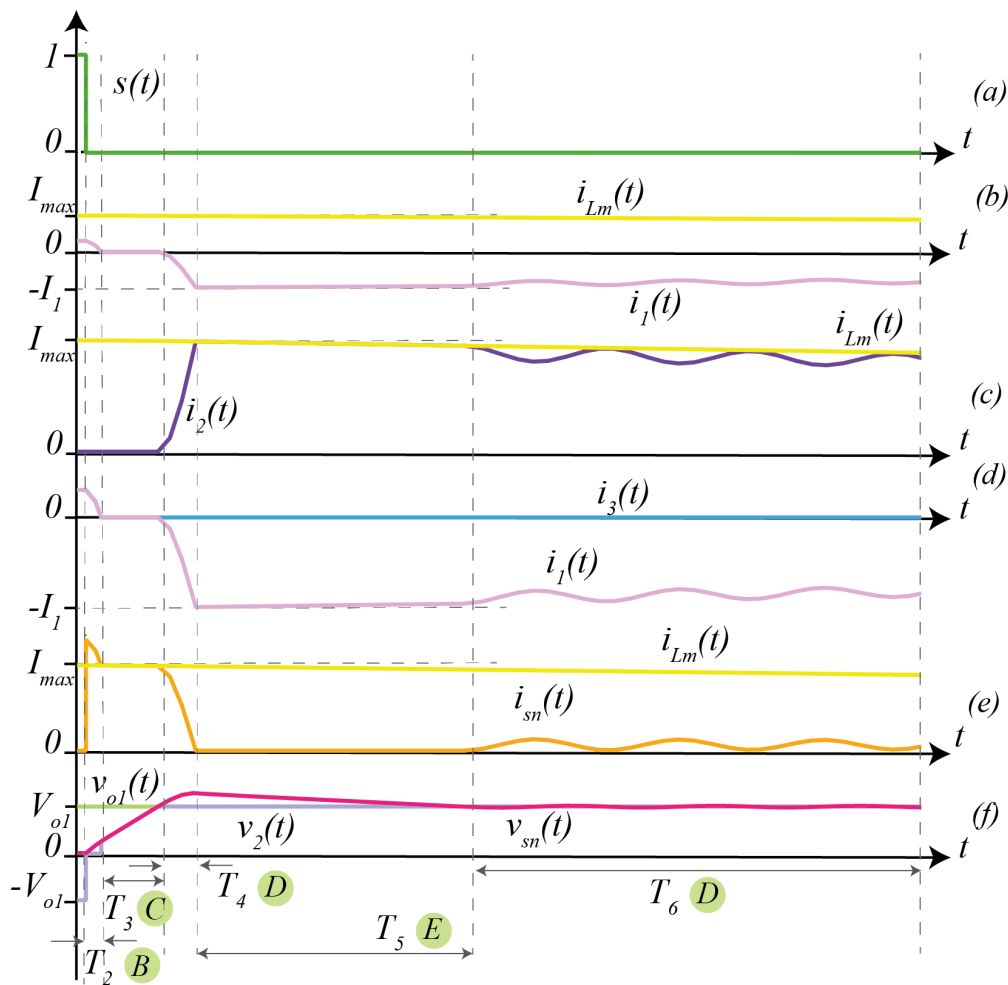


Figura 3.6: Formas de onda de corrientes y voltajes de interés en $s(t) = 0$ en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.

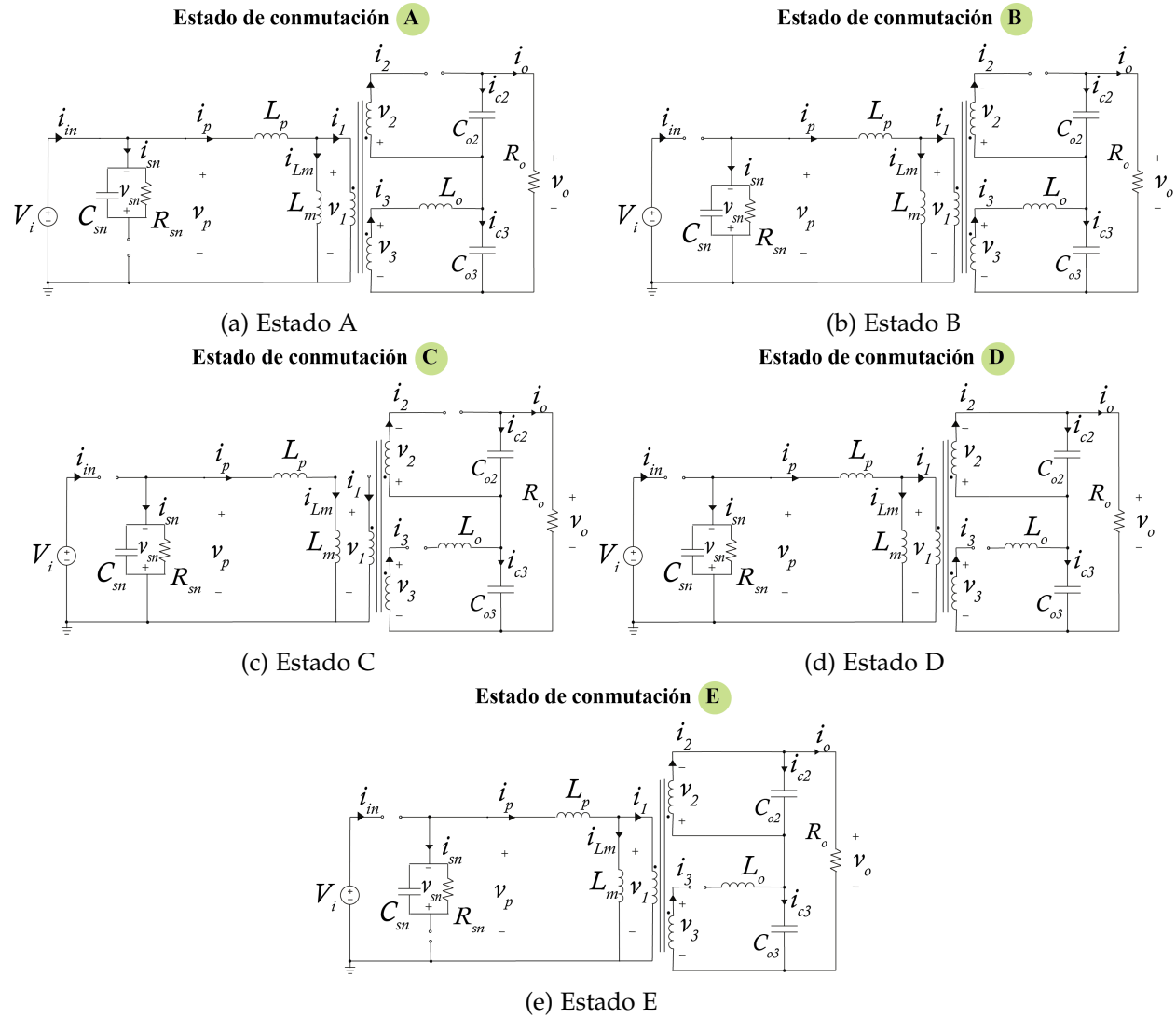


Figura 3.7: Circuitos equivalentes de estados de conmutación para convertidor Dual Flyback - Forward con snubber conectado.

3.2.2. Análisis de pérdidas de potencia

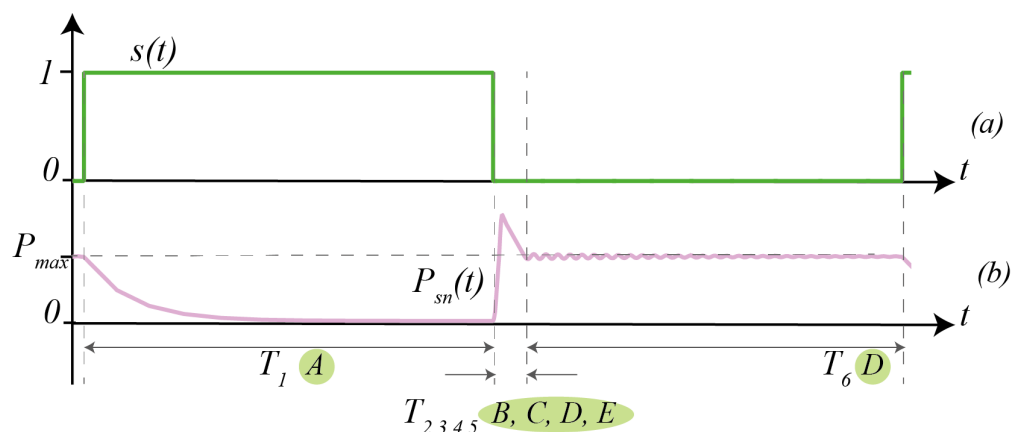


Figura 3.8: Forma de onda de Potencia disipada por el circuito Snubber en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.

Se realiza un análisis de pérdidas de potencia en la resistencia de snubber R_{sn} del convertidor Dual Flyback - Forward, esta forma de onda se puede ver en la figura 3.8. Tal y como se puede observar, existen dos puntos de pérdidas de potencia, uno que se encuentra cuando $s(t) = 1$ y cuando $s(t) = 0$, sin embargo, para efectos de este análisis, solo se tomara en cuenta la potencia media perdida durante el $s(t) = 0$, mientras que la potencia que se pierde durante el otro instante de conmutación se considerará nula.

Considerando esto se realizaron distintas pruebas de simulación considerando un barrido de cinco resistencias, cuatro capacitancias y tres ciclos de trabajo distintos, los parámetros utilizado se pueden ver en la tabla A.6 del anexo A.

A partir de estos resultados (tablas B.3, B.3 y B.3) se construyeron los graficos que se pueden ver en la figura 3.9, los cuales están contruidos con una escala de potencia logarítmica.

Como es posible observar, para los tres casos de ciclos de trabajo distintos, no existe una relación directa entre la perdida de potencia en el circuito snubber y la capacitancia C_{sn} de este, esto ya que a pesar del cambio de capacitancia, los puntos de potencia disipada se mantienen igual. Solo en el caso de $d = 0.3$ (figura 3.9a) es posible notar un cambio en la potencia según la capacitancia en un solo punto, lo cual es atribuible a un error de medición.

Por otro lado, se puede notar que la relación existente entre la potencia y la resistencia del snubber es inversamente proporcional, ya que a medida que aumenta la resistencia, disminuye la potencia que es disipada. Este sigue el mismo principio que la perdida de potencia del convertidor Flyback visto en el capítulo 2, lo cual tiene sentido ya que durante $s(t) = 0$, está encendido mayoritariamente la rama Flyback del convertidor.

Considerando lo anterior, se promedian los valores medidos para cada ciclo de trabajo, de modo de eliminar la variable de la capacitancia, obteniendo la figura 3.10 que fue construida a a partir de la tabla B.6. Con esta información se realizará posteriormente el modelo matemático de la potencia.

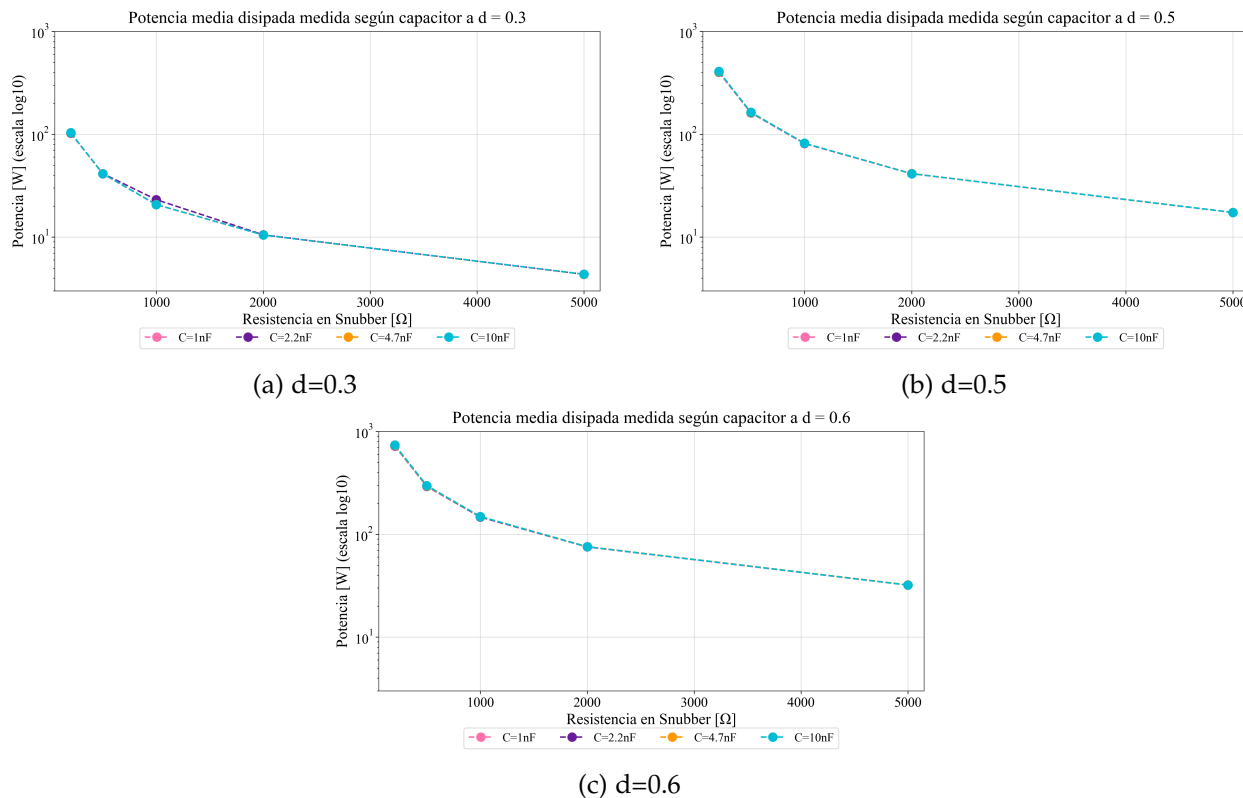


Figura 3.9: Potencia media disipada medida en simulación para distintos ciclos de trabajo parametrizado según C_{sn} .

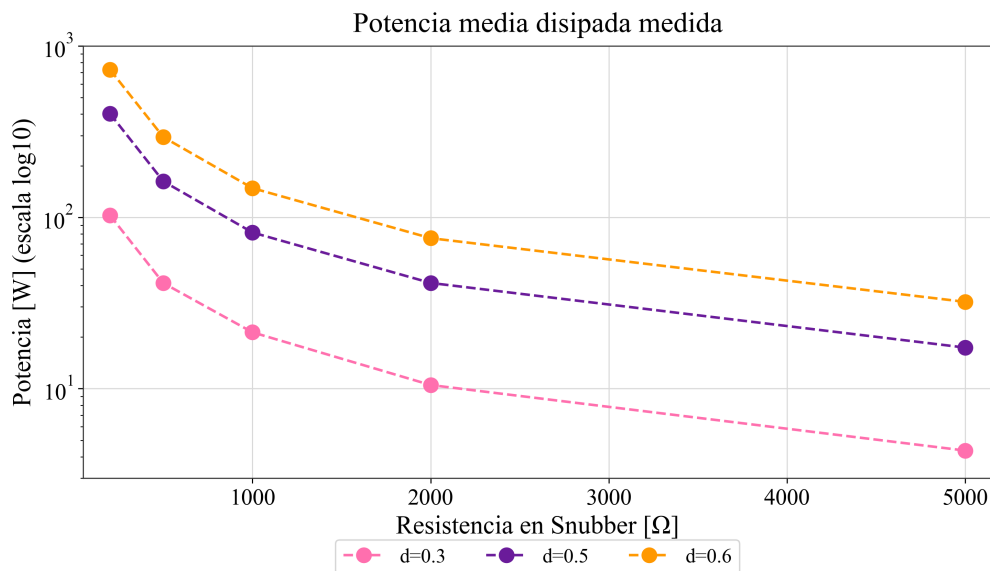


Figura 3.10: Potencia media disipada medida en simulación para distintos ciclos de trabajo en función de R_{sn}

3.2.3. Análisis de porcentaje de overshoot en oscilaciones de voltaje en el snubber

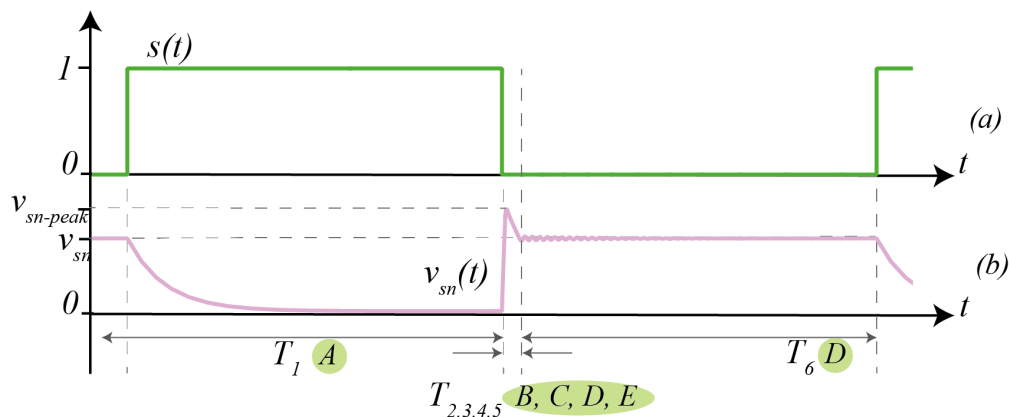


Figura 3.11: Forma de onda de voltaje en el circuito Snubber en convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.

Además del análisis de pruebas de potencia que se ha realizado tanto para los convertidores Flyback y Forward por si solos como para el convertidor Dual, en este capítulo se realizará un análisis de porcentaje de overshoot en el voltaje $v_{sn}(t)$, de forma de poder encontrar una relación con la capacitancia del circuito snubber. La forma de onda de la tensión de interés se puede observar en la figura 3.11. Con esta información se tiene que el porcentaje de overshoot será calculado de la siguiente forma:

$$\%OS = \frac{v_{sn-peak} - v_{sn}}{v_{sn}} \cdot 100 \quad (3.13)$$

Con esto, se realizan las mismas pruebas de simulación realizadas para el análisis de perdidas de potencia, es decir, se mide para cinco resistencias distintas, cuatro capacitancias y tres ciclos de trabajo. Los resultados de estas pruebas se pueden ver en las figuras 3.12, los cuales fueron construidos a partir de las tablas B.7, B.8 y B.9, del anexo B.

Como es posible notar en las figuras 3.12a, 3.12b y 3.12c, si bien existen cambios de overshoot según la resistencia del snubber, estos cambios son mínimos si se compara a como este porcentaje varía al cambiar la capacitancia del snubber. Este fenómeno se puede observar para los tres ciclos de trabajo, de forma que para simplificar el análisis de el porcentaje de overshoot, se promedian los valores para cada capacitancia, en cada uno de los tres ciclos de trabajo, con la finalidad de depreciar el aporte de la resistencia de este análisis.

Con lo anterior, se obtienen los datos presentados en la tabla B.10 del anexo B, de la cual se construyen las figuras 3.13 y 3.14.

En la figura 3.13, se puede notar que a medida que el ciclo de trabajo aumenta, el porcentaje de overshoot, se mantiene medianamente constante, sin embargo en $d = 0,6$, se puede notar que aumenta el porcentaje, esto se debe a que $d = 0,6$ es el límite operativo del convertidor, puesto que para ciclos de trabajo posteriores a este, el voltaje de snubber que se ve en la figura 3.11 no logra estacionarse, por lo cual no es representativo el calculo de la ecuación 3.13 ya que no hay un v_{sn} estable.

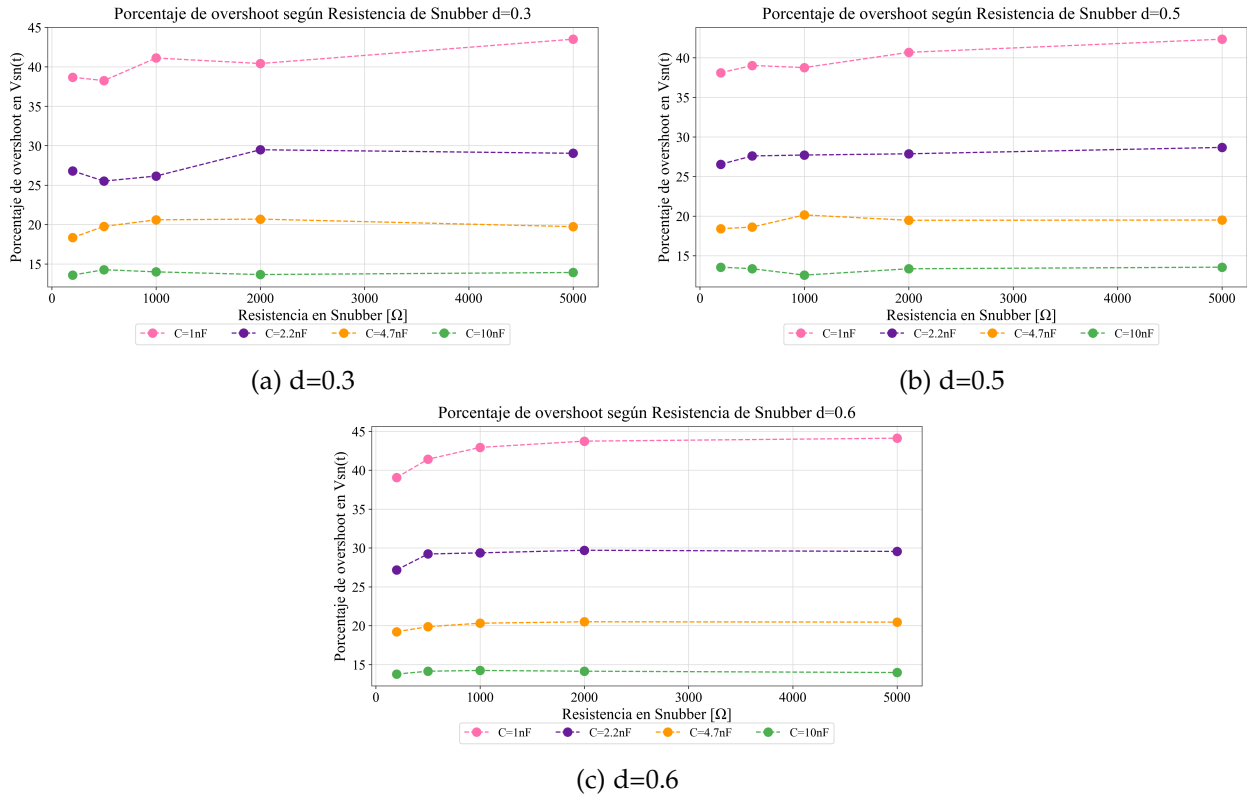


Figura 3.12: Porcentaje de overshoot medido en simulación para distintos ciclos de trabajo, parametrizada según C_{sn} .

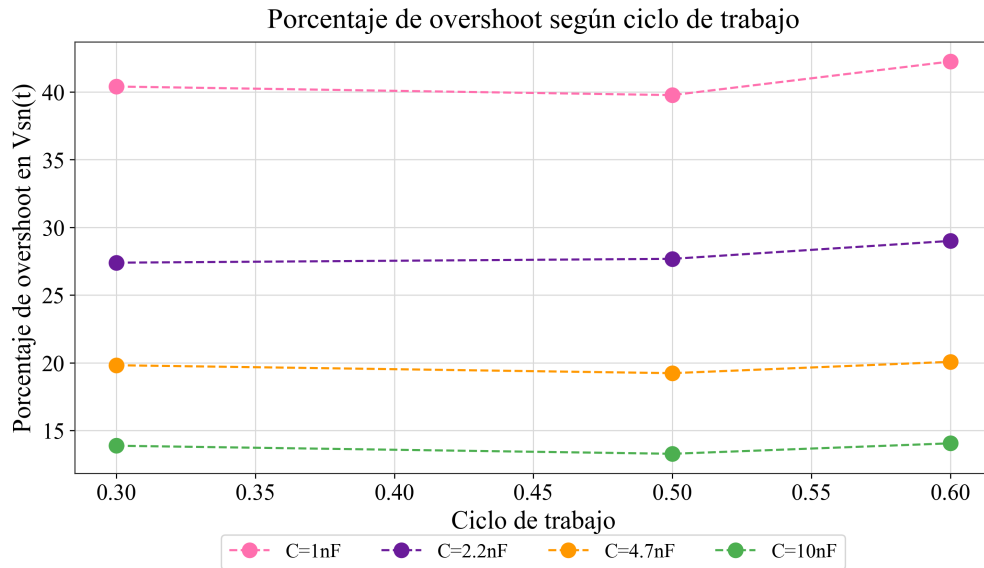


Figura 3.13: Porcentaje de overshoot medido en simulación según ciclo de trabajo, parametrizada según C_{sn} .

Por otro lado, en la figura 3.14, se grafica en función de la capacitancia del snubber y se

parametriza según el ciclo de trabajo. Como es posible notar y tal como se había visto en la figura 3.13, el overshoot es mayor para $d = 0,6$, por la razón ya comentada, mientras que para $d = 0,3$ y $d = 0,5$, este se mantiene constante. Es posible también notar que la relación existente entre la capacitancia y el overshoot, es de forma exponencial negativa, ya que a medida que aumenta la capacitancia, disminuye el porcentaje de overshoot. Esta última forma de ver los datos será la que se utilizará para definir un método matemático que describa la relación entre porcentaje de overshoot y capacitancia.

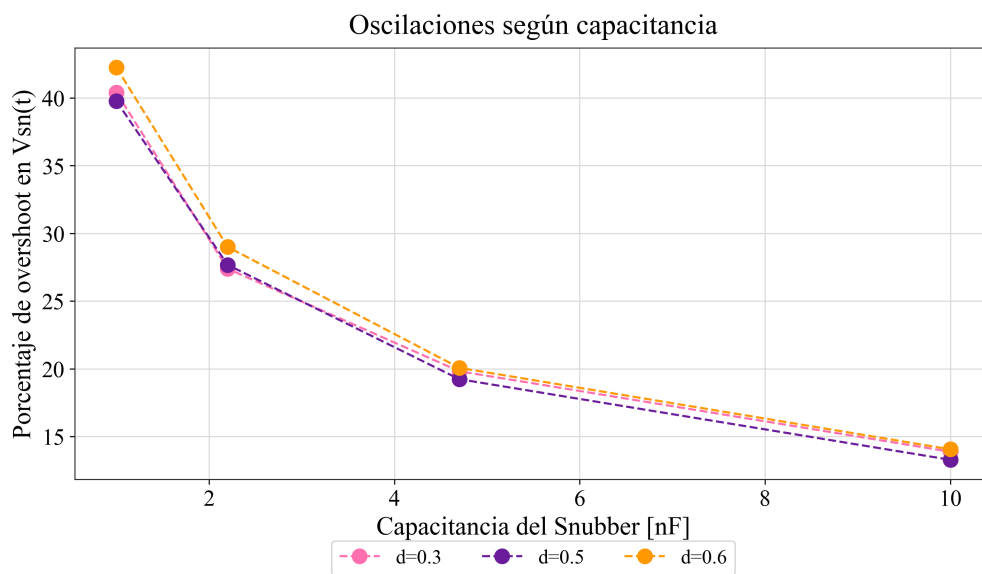


Figura 3.14: Porcentaje de overshoot medido en simulación según C_{sn} , parametrizado según ciclo de trabajo.

Capítulo 4

Diseño de snubber para convertidor Dual Flyback - Forward

En este capítulo se realiza los modelos necesarios para poder diseñar las componentes del circuito snubber según ciertos parámetros de eficiencia y porcentaje de overshoot deseado. Para esto, se debe definir la metodología a utilizar y las consideraciones de diseño. Al finalizar este capítulo se realiza una validación en simulación del modelo de diseño y se calculará el error porcentual entre el valor obtenido y deseado, con la finalidad decidir si el modelo es bueno o no.

4.1. Metodología

Con la finalidad de realizar el diseño de un circuito snubber RCD, se necesita determinar, el valor que tomará la capacitancia C_{sn} y la resistencia R_{sn} . Para esto, se determinó que las variables de decisión para diseñar estarían ligadas tanto a la pérdida de potencia disipada por la resistencia de Snubber, como al porcentaje de overshoot presente en el voltaje $v_{sn}(t)$.

Como se pudo apreciar en el capítulo anterior, las pérdidas de potencia dependen únicamente de la resistencia R_{sn} , mientras que el porcentaje de overshoot dependerá en su totalidad a la capacitancia C_{sn} . Con esto, se determinará el valor de las componentes dado una pérdida de potencia y un porcentaje de overshoot deseado.

Con el objetivo de caracterizar en una expresión matemática a las pérdidas de potencia y porcentaje de overshoot, se llevaron a cabo dos tipos de ajuste a los datos previamente recolectados durante las simulaciones. El primer ajuste será para las pérdidas de potencia la cual se realizará mediante un método de aproximar a una forma geométrica su forma de onda (figura 3.8). Mientras que el segundo ajuste se realiza para el porcentaje de overshoot, para ello, con los datos recopilados de este tópico se implementará el método de mínimos cuadrados.

Posteriormente y una vez realizado el ajuste que describen el comportamiento de la potencia y el porcentaje de overshoot, se despejará de esas expresiones matemáticas, las componentes a diseñar.

4.1.1. Consideraciones de diseño

La consideración que se utilizó para diseñar es una inductancia de dispersión conocida de $1[\mu F]$ que fue fija para todas las pruebas realizadas en el estudio.

Por otro lado, es importante considerar que este estudio presenta una restricción operativa, ya que cuando el ciclo de trabajo es mayor a 0.6, el voltaje en el snubber no se alcanza a estacionar, por lo cual los datos no son confiables, de modo que es recomendable utilizar el modelo para ciclos de trabajo menores a 0.6.

Finalmente, los datos resultantes en cuanto a potencia son recondables para cuando el capacitor C_{sn} se alcanza a descargar en el tiempo que $s(t) = 1$, de forma que se debe tener en cuenta que los resultados están hechos para duplas de R_{sn} y C_{sn} que cumplan con:

$$R_{sn} \cdot C_{sn} \leq d \cdot T_s \cdot \frac{1}{2} \quad (4.1)$$

Donde $R_{sn} \cdot C_{sn}$ corresponde al tiempo donde la potencia alcanza el 98 % de su valor estacionario.

4.2. Modelos resultantes

4.2.1. Modelo pérdida de potencia

El primer modelo resultante corresponde al modelo de potencia disipada por el circuito snubber, la cual se llamará P_{loss} , para ello, se realizará un ajuste mediante la aproximación de forma geométrica a un rectángulo el cual se puede ver en la figura 4.1 marcado con amarillo, de forma que todo lo demás será considerado como valores despreciables para efectos de este estudio.

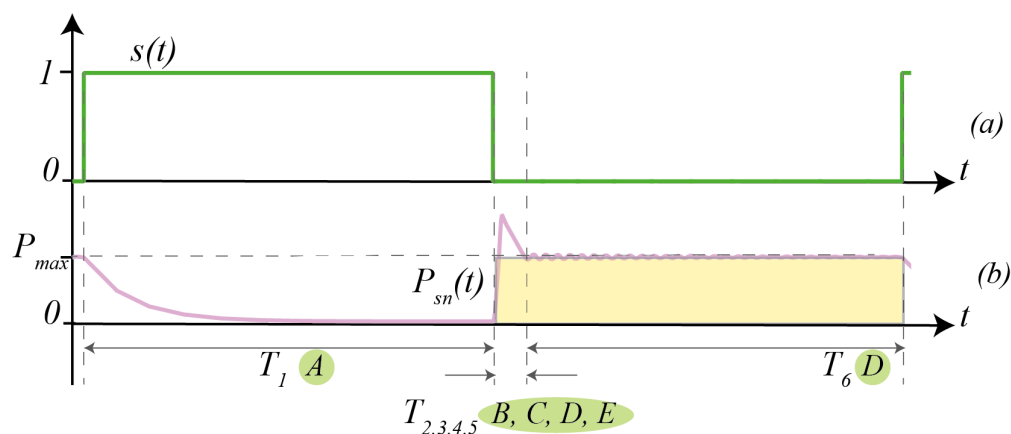


Figura 4.1: Aproximación de la potencia disipada a un rectángulo

Con esto se obtiene que la potencia instantánea de ese rectángulo corresponde a:

$$p(t) = \frac{v_{sn}(t)^2}{R_{sn}} \quad (4.2)$$

En donde el voltaje en ese punto corresponde de forma promedio al voltaje de la rama Flyback, esto ya que durante $s(t) = 0$ se encuentra conectada mayoritariamente esta rama, de forma que resulta:

$$p(t) = \left(\frac{d}{1-d} \cdot V_{in} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{sn}} \quad (4.3)$$

Ya que esta potencia solo está presente cuando $s(t) = 0$, que en tiempo corresponde a $1 - d$, se obtiene que la potencia promedio perdida durante este período es:

$$P_{loss} = \frac{d^2}{1-d} \cdot \frac{V_i^2}{R_{sn}} \quad (4.4)$$

Con esta estimación se prueba con los datos obtenidos en simulación, esta comparación se puede ver en la figura 4.2, como es posible ver, la estimación es bastante fiel a lo que se midió en simulación, considerando que se despreció el aporte de potencia en $s(t) = 1$. Es posible notar que para valores mayores de ciclo de trabajo, al llegar a resistencia de 5000[Ω], se observa que la estimación no es precisa, esto pasa ya que este es el punto donde se deja de cumplir la consideración que consiste en que el capacitor del snubber debe descargarse por completo durante $s(t) = 1$.

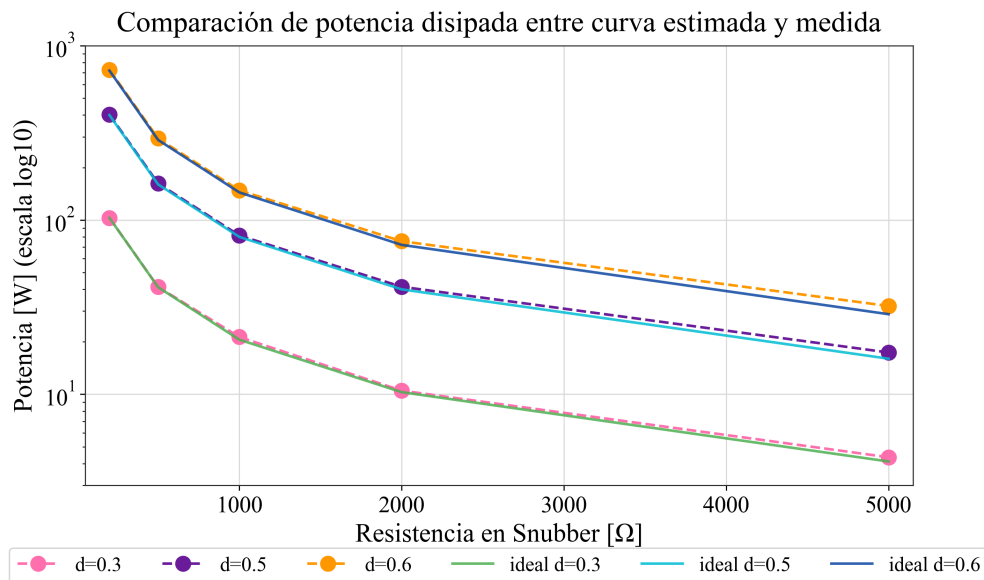


Figura 4.2: Comparación entre curvas medidas y estimadas de potencia disipada por R_{sn} .

Si se quisiera ver estos valores reflejados desde un punto de vista de la eficiencia del convertidor, primero se debe definir que la eficiencia se calculara como:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{loss} + P_{out}} \quad (4.5)$$

En donde P_{out} corresponde a la potencia en la carga del convertidor. Con esto, se define la potencia de salida como el producto de la corriente y voltaje de salida, obteniendo:

$$P_{out} = \frac{\left(d + \frac{d}{1-d}\right)^2 \cdot V_{in}^2}{R_o} \quad (4.6)$$

De esta forma, la eficiencia puede quedar expresada en función del ciclo de trabajo d , la resistencia de carga R_o y la resistencia del snubber R_{sn} , obteniendo:

$$\eta = \frac{\left(d + \frac{d}{1-d}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_o}}{\left(d + \frac{d}{d-1}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_o} + \frac{d^2}{1-d} \cdot \frac{1}{R_{sn}}} \quad (4.7)$$

4.2.2. Modelo porcentaje de overshoot en oscilaciones de voltaje

Este segundo modelo, corresponde a la estimación de porcentaje de overshoot, para este modelo se trabajo directamente con los datos obtenidos de la simulación. Tal y como se concluyó en el capítulo anterior, este porcentaje solo depende de la capacitancia C_{sn} . Dada esta deducción, se utiliza el método de mínimos cuadrados para determinar el ajuste de los datos.

Con la finalidad de implementar este método, primero se deben linealizar los datos, ya que como se vi en el capítulo anterior, los datos siguen una tendencia logaritmica, de forma:

$$\%OS = a \cdot C_{sn}^{-b} \quad (4.8)$$

Linealizando la expresión se obtiene:

$$\ln(\%OS) = \ln(a) - b \cdot \ln(C_{sn}) \quad (4.9)$$

$$z_i = \beta_0 + \beta_1 w_i + \epsilon_i \quad (4.10)$$

Donde $z_i = \ln(\%OS_i)$, $w_i = -\ln(C_{sn,i})$, $\beta_0 = \ln(a)$ y $\beta_1 = b$. Notar que z_i y w_i corresponden a valores específicos obtenidos desde la simulación.

Posteriormente se construyen los conjuntos de datos w_i y z_i , de la forma:

$$W = \begin{bmatrix} 1 & w_1 \\ 1 & w_2 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 1 & w_n \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ z_n \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Con esto se estiman los parámetros β , utilizando el algoritmo de mínimos cuadrados, el cual es:

$$\hat{\beta} = (W^T W)^{-1} X^T z \quad (4.13)$$

Con esto se obtiene que:

$$\hat{a} = e^{\hat{\beta}_0} \quad (4.14)$$

$$\hat{b} = \hat{\beta}_1 \quad (4.15)$$

Este algoritmo fue desarrollado en *Python*, cuyo código se encuentra en el Anexo C (C.1). Además de la implementación del código de mínimos cuadrados, estos se calculan para estar dentro del 95 % de intervalo de confianza, lo que significa que si se repitiera esta toma de datos más veces, es un 95 % seguro que la estimación seguiría siendo válida. El resultado de esta estimación se encuentra en la ecuación 4.16, donde es posible notar que $a = 0,0023096$ y $b = 0,471854$. Este modelo tiene un coeficiente de determinación \mathcal{R}^2 de 0,995, de forma que el modelo se ajusta bastante bien a los datos obtenidos por simulación.

$$\%OS = 0,0023096 \cdot C_{sn}^{-0,471854} \quad (4.16)$$

Como es posible ver en la figura 4.3, la estimación por mínimos cuadrados se encuentra justo en el centro de los datos obtenidos por la simulación. De esta forma y dado el alto \mathcal{R}^2 , se puede determinar que este corresponde a un modelo bien ajustado.

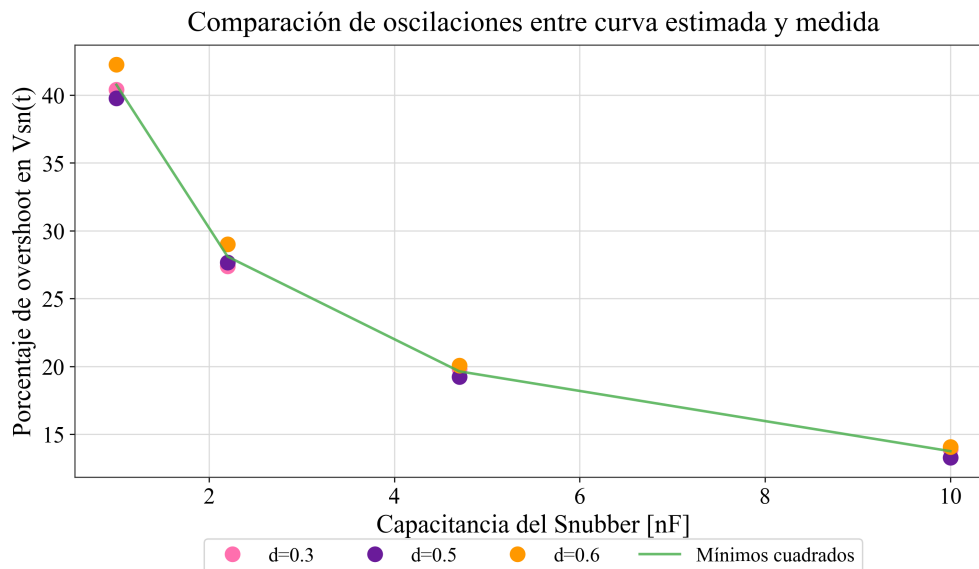


Figura 4.3: Comparación entre curvas medidas y estimadas de porcentaje de overshoot.

4.3. Ecuaciones de diseño de componentes

De los modelos anteriores, se despejan las dos variables de interés que en este caso serían la resistencia R_{sn} y la capacitancia C_{sn} .

Desde la ecuación 4.7 se despeja a R_{sn} , de forma que la resistencia del snubber queda en función de la eficiencia, el ciclo de trabajo y la resistencia de carga R_o , los cuales son parámetros

conocidos por el usuario, lo que facilitaría la obtención de este parámetro. Con esto, la ecuación que describe el funcionamiento de la resistencia es la ecuación 4.17.

$$R_{sn} = \frac{\eta}{1 - \eta} \cdot \frac{d^2 R_o}{(1 - d) \left(d + \frac{d}{1-d}\right)^2} \quad (4.17)$$

Por otro lado, de la ecuación 4.16, se despeja a la capacitancia, dejando a esta expresada en función del porcentaje de overshoot y de las constantes obtenidas por mínimos cuadrados.

$$C_{sn} = \left(\frac{0,0023096}{\%OS}\right)^{2,119} \quad (4.18)$$

4.4. Ejemplo de diseño

Finalmente, se realizó una prueba para evaluar la precisión del modelo, para ello se utilizaron los datos de la tabla 4.1.

Eficiencia requerida	97 %
Porcentaje de overshoot	30 %
Ciclo de trabajo (d)	0.4
Frecuencia de conmutación f_{sw}	50[kHz]
Voltaje de entrada V_{in}	400[V]
Resistencia de carga (R_o)	350[Ω]

Tabla 4.1: Valores requeridos y parámetros de diseño.

Con estos datos, se calcula las componentes del snubber, obteniendo $R_{sn} = 2650[\Omega]$ y $C_{sn} = 1,92[nF]$. Los datos de la tabla 4.2 corresponden a los datos medidos en simulación, en particular, la medición de la potencia disipada total corresponde a una medición completa de esta, es decir, considerando los periodos de tiempo que no se tomaron en consideración durante el estudio inicial de potencia, esto con la finalidad de saber que tan exacto es el modelo, las mediciones tomadas se pueden ver en la figura 4.4.

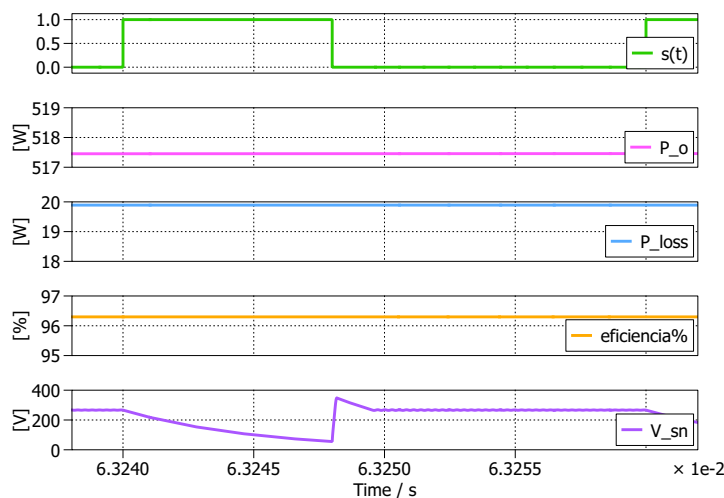


Figura 4.4: Resultados de simulación ejemplo de diseño.

Medición	Valor
Potencia disipada total	29.89[W]
Potencia de salida	517.45[W]
Voltaje V_{sn} máximo	348.163[V]
Voltaje V_{sn} medio	266.56[V]

Tabla 4.2: Medición de variables de interés

A partir de estos valores, se calcula la eficiencia resultante, que corresponde a $\eta = 96,29\%$ y un porcentaje de overshoot de $30,6133\%$. Considerando los valores deseados y medidos, se calcula el error porcentual, utilizando la siguiente ecuación:

$$Error \% = \left| \frac{\text{Teórico} - \text{Medido}}{\text{Teórico}} \right| \cdot 100 \quad (4.19)$$

De esta forma, se obtiene que el error porcentual de la eficiencia es de un $0,73\%$ y el error porcentual del porcentaje de overshoot fue de $2,044\%$. De esta forma, se puede determinar, que bajo las consideraciones hechas, el modelo responde de forma esperada.

Capítulo 5

Conclusión

5.1. Resumen

El presente trabajo desarrolló un análisis exhaustivo del comportamiento del convertidor Dual Flyback - Forward bajo un modelo de transformador con inductancia de dispersión L_p , incorporando un circuito snubber tipo RCD conectado en paralelo al transformador. A partir de este análisis fue posible caracterizar, con claridad y rigurosidad, los estados de conmutación del convertidor y cuantificar los efectos que el circuito snubber introduce en la dinámica del sistema, particularmente en términos de pérdidas de potencia y oscilaciones de alta frecuencia.

5.2. Conclusiones

Los resultados obtenidos permiten concluir que el modelo propuesto para el diseño del snubber es adecuado y consistente con las consideraciones planteadas. La aproximación geométrica utilizada para modelar la potencia disipada —basada en la simplificación de la forma de onda a un rectángulo— mostró una alta fidelidad respecto de los valores obtenidos en simulación (capítulos 2, 3 y 4), corroborando que la resistencia del snubber es el parámetro dominante en la disipación de potencia. Asimismo, se confirmó experimentalmente que la capacitancia no presenta una influencia significativa en la pérdida de potencia, pero sí afecta de manera crítica el comportamiento de las oscilaciones y el porcentaje de overshoot del voltaje en el snubber.

El modelo obtenido mediante mínimos cuadrados para el overshoot presentó un coeficiente de determinación $\mathcal{R}^2 = 0,995$, demostrando un ajuste sobresaliente respecto de los datos simulados. Esto permitió establecer una relación clara, reproducible y matemáticamente robusta entre la capacitancia y el overshoot, otorgando una herramienta directa para el diseño del snubber en función de requerimientos de protección.

En conjunto, ambos modelos —de potencia y de overshoot— permitieron desarrollar un método de diseño escalable, trazable y replicable, aplicable no solo al convertidor Dual Flyback-Forward estudiado, sino potencialmente extensible a otras topologías aisladas que integren transformadores con inductancia de dispersión. Esto representa una contribución relevante, considerando que los métodos clásicos suelen centrarse en un solo convertidor o descuidan la interacción entre pérdidas y oscilaciones.

Finalmente, la prueba de diseño realizada en el capítulo 4 validó el modelo bajo condiciones reales de operación. La eficiencia obtenida difería en solo un 0,73 % respecto del valor teórico y el overshoot en un 2,04 %, confirmando que el método propuesto entrega resultados consistentes y suficientemente precisos para fines de diseño práctico. Estos resultados refuerzan la importancia de un dimensionamiento adecuado del snubber: un mal diseño no solo reduce la eficiencia del convertidor, sino que también puede provocar sobrevoltajes peligrosos que comprometan la integridad de los componentes.

5.3. Trabajo a Futuro

Si bien el modelo propuesto ofrece una base sólida para el diseño de circuitos snubber en convertidores aislados, existen diversas líneas de trabajo futuras que permitirían extender y fortalecer este estudio:

- **Caracterizar pérdidas no consideradas:** Tal y como se planteó en un inicio, solo se consideró el período de tiempo donde había mayor cantidad de pérdidas de potencia. Por tanto un trabajo a futuro sería poder caracterizar matemáticamente estas pérdidas.
- **Estudio de efecto de inductancia de dispersión:** Durante este estudio se consideró una inductancia de dispersión conocida y fija, por lo que no se pudo apreciar el posible efecto que tenga sobre las pérdidas de potencia y el porcentaje de overshoot.
- **Validación experimental en laboratorio:** Construir un prototipo físico del convertidor Dual Flyback-Forward e implementar el snubber diseñado para contrastar mediciones reales con las simulaciones, verificando el desempeño en overshoot, potencia disipada y comportamiento dinámico.
- **Evaluar con distinta relación de vueltas del transformador:** Realizar pruebas de simulación para observar el efecto del número de vueltas del transformador en el modelo creado..
- **Automatización mediante software:** Desarrollar una herramienta computacional o aplicación web que permita ingresar especificaciones del convertidor y obtener automáticamente los valores óptimos de R_{sn} y C_{sn} .

Apéndice A

Simulaciones

Este apéndice provee tablas de parámetros utilizados para simulaciones en *PLECS*, además de los esquemáticos utilizados para cada simulación.

A.1. Simulación convertidor Flyback sin snubber.

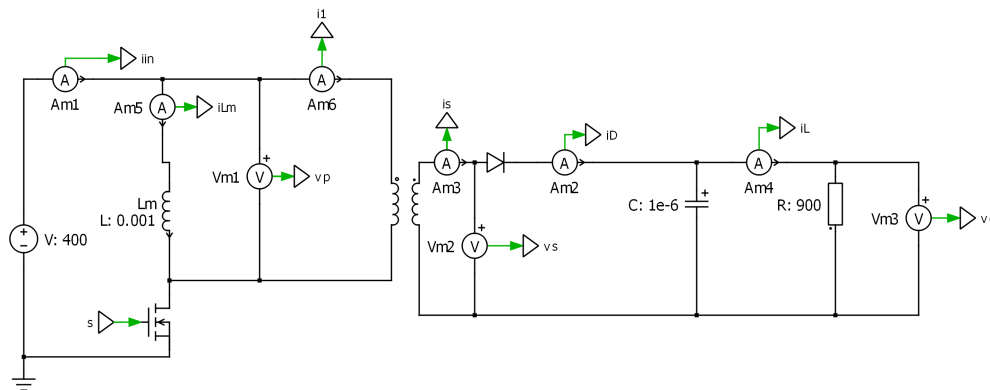


Figura A.1: Esquemático de simulación convertidor Flyback sin circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	50[kHz]
d	0.5
R_o	900[Ω]
C_o	10[μF]
L_m	1[mH]

Tabla A.1: Parámetros de simulación convertidor Flyback sin circuito snubber.

A.2. Simulación convertidor Flyback con snubber.

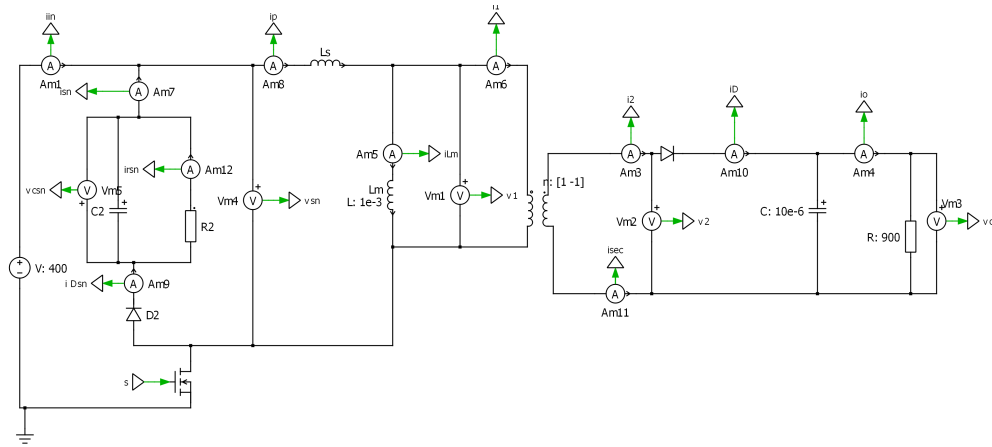


Figura A.2: Esquemático de simulación convertidor Flyback con circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	50[kHz]
d	0.5
R_o	900[Ω]
C_o	10[μF]
L_m	1[mH]
L_p	1[μH]

Tabla A.2: Parámetros de simulación convertidor Flyback con circuito snubber.

A.3. Simulación convertidor Forward sin snubber.

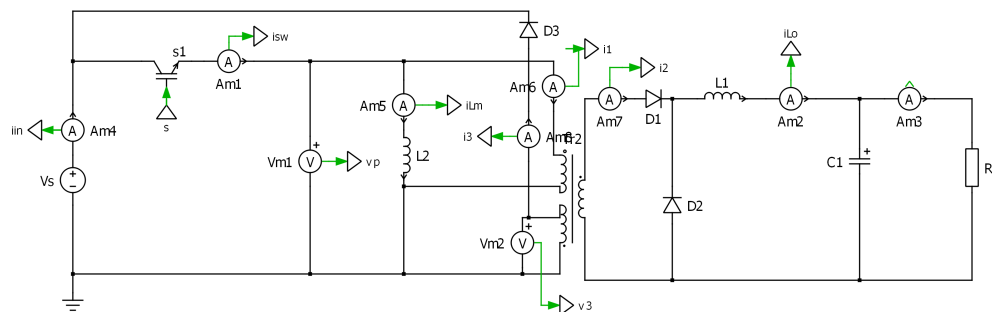


Figura A.3: Esquemático de simulación convertidor Forward sin circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	20[kHz]
d	0.3
R_o	350[Ω]
C_o	10[μF]
L_o	10[mH]
L_m	1[mH]

Tabla A.3: Parámetros de simulación convertidor Forward sin circuito snubber.

A.4. Simulación convertidor Forward con snubber.

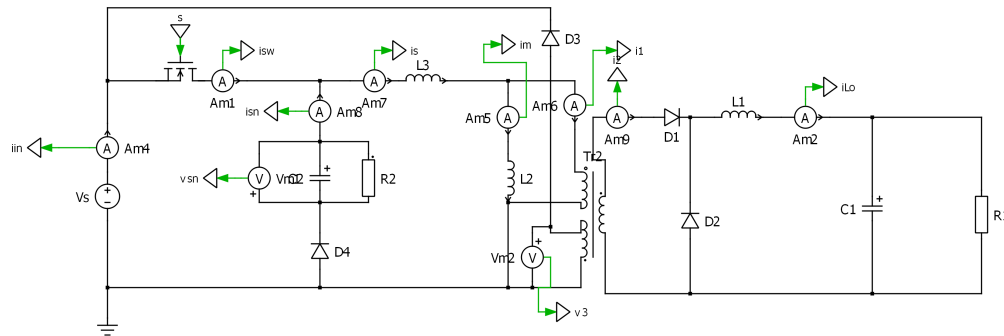


Figura A.4: Esquemático de simulación convertidor Forward con circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	20[kHz]
d	0.3
R_o	350[Ω]
C_o	10[μF]
L_o	10[mH]
L_m	1[mH]
L_p	1[μH]

Tabla A.4: Parámetros de simulación convertidor Forward con circuito snubber.

A.5. Simulación convertidor Dual Flyback - Forward sin snubber.

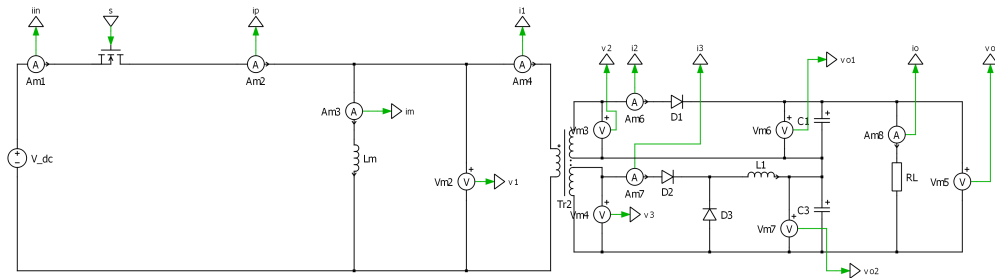


Figura A.5: Esquemático de simulación convertidor Dual Flyback - Forward sin circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	50[kHz]
R_o	350[Ω]
C_{o1}	100[μF]
C_{o2}	100[μF]
L_o	10[mH]
L_m	1[mH]

Tabla A.5: Parámetros de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.

A.6. Simulación convertidor Dual Flyback - Forward con snubber.

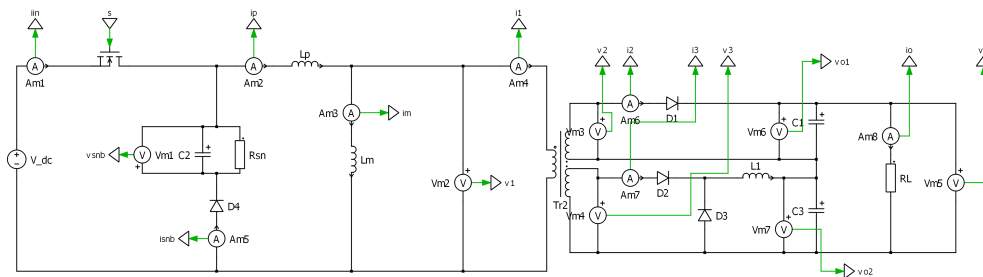


Figura A.6: Esquemático de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.

Parámetro	Valor
V_i	400[V]
f_{sw}	50[kHz]
R_o	350[Ω]
C_{o1}	100[μF]
C_{o2}	100[μF]
L_o	10[mH]
L_m	1[mH]
L_p	1[μH]

Tabla A.6: Parámetros de simulación convertidor Dual Flyback - Forward con circuito snubber.

Apéndice B

Tablas de datos

Este apéndice contiene las tablas de datos resultantes de las distintas pruebas realizadas durante el estudio.

B.1. Resultados de pruebas de potencia en convertidor Flyback

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	2,2	1	10	100
100	803.5 W	797.81 W	852.1 W	1318.32 W
200	420.1 W	105.8 W	478.2 W	750.67 W
300	288.97 W	273.3 W	348.3 W	531.98 W
400	222.7 W	206.71 W	279.2 W	412.54 W
500	179.5 W	166.7 W	234.82 W	337.455 W
600	152.9 W	140 W	203.6 W	285.79 W
700	133.7 W	120.8 W	180.105 W	248.01 W
800	119.3 W	106.44 W	161.65 W	219.16 W
900	108.03 W	95.26 W	146.3 W	196.42 W
1000	99.014 W	86.30 W	133.4 W	178.02 W
1100	91.15 W	78.96 W	122.8 W	162.81 W
1200	84.56 W	72.83 W	113.484 W	150.01 W
1300	78.94 W	67.63 W	104.917 W	139.07 W
1400	74.18 W	63.16 W	98.08 W	129.6 W
1500	69.63 W	59.3 W	93 W	121.32 W
1600	65.77 W	56.3 W	88.42 W	114 W
1700	62.42 W	53.72 W	84.3 W	107.5 W
1800	59.83 W	51.41 W	80.47 W	101.6 W
1900	57.57 W	49.323 W	77 W	96.37 W
2000	55.51 W	47.43 W	73.8 W	91.63 W

Tabla B.1: Potencia según barrido de resistencia y capacitancia en convertidor Flyback.

B.2. Resultados de pruebas de potencia en convertidor Forward

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	2,2	1	10
100	504.824 W	763.338 W	762.518 W
200	558.485 W	785.081 W	645.808 W
300	876.345 W	714.042 W	690.73 W
400	633.223 W	651.888 W	536.855 W
500	601.265 W	556.597 W	445.076 W
600	505.827 W	484.96 W	350.813 W
700	409.171 W	430.434 W	321.236 W
800	332.4 W	383.602 W	295.795 W
900	274.801 W	347.206 W	271.065 W
1000	253.959 W	317.067 W	251.515 W
1100	236.127 W	292.395 W	226.734 W
1200	221.113 W	258.45 W	213.421 W
1300	206.98 W	241.232 W	201.743 W
1400	164 W	226.912 W	191.246 W
1500	156.15 W	213.636 W	181.841 W
1600	148.407 W	201.728 W	173.295 W
1700	141.667 W	191.088 W	165.5 W
1800	135.3 W	163.797 W	158.392 W
1900	130.067 W	156.284 W	151.859 W
2000	125.031 W	149.616 W	145.827 W

Tabla B.2: Potencia según barrido de resistencia y capacitancia convertidor Forward

B.3. Resultados de pruebas de potencia en convertidor dual para distintos ciclos de trabajo

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	102.347 W	102.662 W	103.037 W	103.474 W
500	41.104 W	41.44 W	41.3 W	41.321 W
1000	20.6877 W	23.142 W	20.734 W	20.713 W
2000	10.479 W	10.535 W	10.486 W	10.486 W
5000	4.34 W	4.347 W	4.354 W	4.361 W

Tabla B.3: Potencia para distintos valores de R_{sn} y C_{sn} para $d = 0,3$.

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	400.345 W	401.41 W	403.625 W	407.535 W
500	161.085 W	161.54 W	162.48 W	163.435 W
1000	81.2 W	81.485 W	81.775 W	81.715 W
2000	41.315 W	41.43 W	41.45 W	41.365 W
5000	17.335 W	17.36 W	17.37 W	17.38 W

Tabla B.4: Potencia para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,5$.

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	720.824 W	724.9 W	729.36 W	738.396 W
500	291.12 W	292.282 W	294.284 W	297.104 W
1000	147.304 W	147.1 W	148.708 W	148.872 W
2000	75.2096 W	75.564 W	75.792 W	75.616 W
5000	32.0128 W	32.116 W	32.196 W	32.0604 W

Tabla B.5: Potencia para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,6$.

R_{snb} / d	$d = 0,3$	$d = 0,5$	$d = 0,6$
200	102.857 W	400 W	720 W
500	41.1429 W	160 W	288 W
1000	20.5714 W	80 W	144 W
2000	10.2857 W	40 W	72 W
5000	4.11429 W	16 W	28.8 W

Tabla B.6: Resultados para distintos valores de R_{snb} y ciclo de trabajo d .

B.4. Resultados de pruebas de porcentaje de overshoot en convertidor dual para distintos ciclos de trabajo

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	38.67765 %	26.79666 %	18.34528 %	13.57711 %
500	38.26013 %	25.50423 %	19.75783 %	14.26158 %
1000	41.12216 %	26.14730 %	20.59271 %	13.98785 %
2000	40.42354 %	29.48163 %	20.68115 %	13.64802 %
5000	43.51011 %	29.03429 %	19.72642 %	13.90973 %

Tabla B.7: Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,3$.

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	38.08774 %	26.54338 %	18.42170 %	13.55986 %
500	39.01043 %	27.59403 %	18.61768 %	13.36725 %
1000	38.74486 %	27.70922 %	20.14933 %	12.56080 %
2000	40.66777 %	27.86580 %	19.47723 %	13.35993 %
5000	42.32445 %	28.67060 %	19.50958 %	13.56009 %

Tabla B.8: Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,5$.

$R_{sn}[\Omega]/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
200	39.0557 %	27.1691 %	19.2216 %	13.7714 %
500	41.4054 %	29.2223 %	19.8729 %	14.1435 %
1000	42.9293 %	29.3632 %	20.3160 %	14.2400 %
2000	43.7311 %	29.6988 %	20.5023 %	14.1427 %
5000	44.1108 %	29.5492 %	20.4571 %	13.9736 %

Tabla B.9: Porcentaje de overshoot para distintos valores de R_{snb} y C_{snb} para $d = 0,6$.

$d/C_{sn}[nF]$	1	2,2	4,7	10
0.3	40.39872 %	27.39282 %	19.82068 %	13.87686 %
0.5	39.76705 %	27.67660 %	19.23510 %	13.28159 %
0.6	42.24645 %	29.00053 %	20.07399 %	14.05424 %

Tabla B.10: Porcentaje de overshoot para distintos valores de d y C_{snb} .

Apéndice C

Programas

Este apéndice muestra el programa utilizado para la implementación del algoritmo mínimos cuadrados en *Python*.

C.1. Código para cálculo de Mínimos Cuadrados, Modelo de porcentaje de Overshoot.

```
# Python Code
import numpy as np

# =====
# 0) DATOS
#   x: capacitancias [F]
#   y_d**: potencias medidas para cada d (0.3, 0.5, 0.6)
# =====
x = np.array([1e-9, 2.2e-9, 4.7e-9, 1e-8], dtype=float)

y_d03 = np.array([40.39872, 27.39282, 19.82068, 13.87686], dtype=float)
y_d05 = np.array([39.76705, 27.6766, 19.2351, 13.28159], dtype=float)
y_d06 = np.array([42.24645, 29.00053, 20.07399, 14.05424], dtype=float)

# =====
# FUNCIÓN PRINCIPAL: OLS en LOG-ESPACIO para  $y = a * x^{-b}$ 
# Paso matemático 1) Linealizar:  $\ln y = \ln a - b \ln x$ 
# Definimos  $Z = \ln y$ ,  $W = -\ln x$  para que:  $Z = \beta_0 + \beta_1 * W$ 
# con  $\beta_0 = \ln a$ ,  $\beta_1 = b$ 
# Paso 2) Resolver OLS:  $\beta = (X^T X)^{-1} X^T Z$ 
# Paso 3) Volver a parámetros:  $a = \exp(\beta_0)$ ,  $b = \beta_1$ 
# Paso 4) Métricas y  $R^2$  en el espacio original de  $y$ 
# Paso 5) Incertidumbre:  $s^2$ ,  $\text{Cov}(\beta)$ , IC 95% aprox.
# =====
def ols_log_powerlaw(x, y):
    # Garantiza arrays float y filtra valores válidos (evita log de <=0)
    x = np.asarray(x, float)
```

```

y = np.asarray(y, float)
m = (x > 0) & (y > 0)
x = x[m]; y = y[m]

# ---- Paso 1: LINEALIZAR
W = -np.log(x) # corresponde a -ln x
Z = np.log(y) # corresponde a ln y

# ---- Paso 2: MATRIZ DE DISEÑO X = [1 W]
# y resolver OLS con ecuaciones normales
X = np.column_stack([np.ones_like(W), W])
XtX = X.T @ X
XtX_inv = np.linalg.inv(XtX)
beta = XtX_inv @ (X.T @ Z) # beta = [ln a, b]
ln_a, b = beta

# ---- Paso 3: VOLVER A (a, b)
a = float(np.exp(ln_a)) # a = exp(ln a)

# ---- Paso 4: PREDICCIÓN y MÉTRICAS
# Predicción primero en log (Z_hat) y luego en y (y_hat = a * x**{-b})
Z_hat = X @ beta
y_hat = np.exp(Z_hat)
# R**2 en el espacio original de y:
ss_res = np.sum((y - y_hat)**2)
ss_tot = np.sum((y - y.mean())**2)
R2 = 1.0 - ss_res/ss_tot

# ---- Paso 5: INCERTIDUMBRE DE PARÁMETROS
# Varianza residual en log-espacio: s**2 = sum(e_i**2)/(n-2)
n, p = X.shape # p=2 (intercepto y pendiente)
dof = max(1, n - p)
sigma2 = np.sum((Z - Z_hat)**2) / dof

# Covarianza de beta: Cov(beta) = s**2 (X**T X)**{-1}
cov_beta = sigma2 * XtX_inv
se_lna = np.sqrt(cov_beta[0,0]) # error estándar de ln a
se_b = np.sqrt(cov_beta[1,1]) # error estándar de b**

# IC 95% aproximados (t approx 2 para n-p geq 2). Si quieres más fino usa 1.96.
tval = 2.0
lna_lo, lna_hi = ln_a - tval*se_lna, ln_a + tval*se_lna
b_lo, b_hi = b - tval*se_b, b + tval*se_b

# Pasar el IC de ln a a a (delta method):
se_a = a * se_lna
a_lo, a_hi = a - tval*se_a, a + tval*se_a

```

```
# Devuelve parámetros, IC y métricas
return (a, b), (a_lo, a_hi), (b_lo, b_hi), R2, y_hat

# Para imprimir prolijo
def imprimir(nombre, params, ci_a, ci_b, R2):
    a, b = params
    alo, ahi = ci_a
    blo, bhi = ci_b
    print(f"\n=== {nombre} ===")
    print(f"a = {a:.6g} (IC95% aprox: {alo:.6g} , {ahi:.6g})")
    print(f"b = {b:.6g} (IC95% aprox: {blo:.6g} , {bhi:.6g})")
    print(f"R^2 = {R2:.6f}")

# =====
# AJUSTE GENERAL (12 puntos)
# Construimos el dataset completo apilando todas las columnas y
# repitiendo x para que haya un (x_i, y_i) por cada medida.
# =====
X_all = np.tile(x, 3) # x repetido 3 veces (n=12)
Y_all = np.concatenate([y_d03, y_d05, y_d06]) # y apilado (n=12)
params_g, ciA_g, ciB_g, R2_g, _ = ols_log_powerlaw(X_all, Y_all)
imprimir("Ajuste GENERAL", params_g, ciA_g, ciB_g, R2_g)
```

Bibliografía

- [1] Enel Green Power. Todas las ventajas de la energía solar. Learning Hub. [Online]. Available: <https://www.enelgreenpower.com/es/learning-hub/energias-renovables/energia-solar/ventajas-energia-solar>
- [2] Enel X Chile. El futuro de la energía solar en Chile. Historias. [Online]. Available: <https://www.enelx.com/cl/es/historias/porque-la-energia-solar-promete-un-buen-futuro>
- [3] Coordinador Eléctrico Nacional (CEN), “Reporte energético del sistema eléctrico nacional (sen): Enero 2022.” [Online]. Available: <https://www.coordinador.cl/reportes/documentos/informe-mensual-coordinador-electrico-nacional/>
- [4] —, “Reporte energético del sistema eléctrico nacional (sen): Enero 2025.” [Online]. Available: <https://www.coordinador.cl/reportes/documentos/informe-mensual-coordinador-electrico-nacional/>
- [5] E. Rodriguez-Diaz, E. J. Palacios-Garcia, A. Anvari-Moghaddam, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Real-time energy management system for a hybrid ac/dc residential microgrid,” in *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [6] M. Sarvi and H. Zarei Zohdi, “A comprehensive overview of dc–dc converters control methods and topologies in dc microgrids,” *Energy Science & Engineering*, vol. 12, no. 5, pp. 2017–2036. [Online]. Available: <https://scijournals.onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1002/ese3.1730>
- [7] M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*, 4th ed. Pearson.
- [8] W. Li, Q. Zhang, F. Liu, and Y. Shi, “Overvoltage suppressing snubber circuit for solid-state circuit breaker considering system inductances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9280–9291. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8994207>
- [9] Y. Hayashi, S. Sekiguchi, T. Ishizuka, and K. Nakahara, “A method for optimally designing snubber circuits for buck converter circuits to damp LC resonance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 9, pp. 4272–4281. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6375933>
- [10] X. Li and F. Z. Peng, “Analysis and design of snubber circuit for Z-source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 1556–1564. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4523156>
- [11] T. B. C. Authors, “A new topology of flyback converter with active clamp snubber for battery application,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. ??–?? [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org>

- [12] B. Akin and I. Aksoy, "Active snubber components optimization for zvt-zct soft-switched pfc converter," in *2011 IEEE International Conference on Power Engineering*, pp. 4711–4714. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/XXXXXXX>
- [13] W. Feng, Q.-C. Qian, D. Xu, and P. Zhang, "A new single-switch isolated high-gain hybrid boosting converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 292–302. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7273837>
- [14] K. Higashiyama, F. Kusama, M. Ozone, K. Akamatsu, and M. Michihira, "Proposal of autonomous regenerative snubber circuit and verification effect to indirect matrix converter," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3472–3476. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8912917>
- [15] Y. Kim, H. Ji, Y. Cho, H. Lee, and J. Kwon, "A bidirectional two-switch flyback converter with cross-coupled lcd snubbers for minimizing circulating current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6532–6542. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7373928>
- [16] J.-W. Yang and H.-L. Do, "Soft-switching dual-flyback dc–dc converter with improved efficiency and reduced output ripple current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3587–3594. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7870690>
- [17] M. Jinno, P.-Y. Chen, and K.-C. Lin, "An efficient active lc snubber for forward converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 6, pp. 1522–1531. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4809535>
- [18] M. Kim, D. Yang, and S. Choi, "A fully soft-switched single switch isolated dc–dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5716–5727. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6697753>