

Análisis técnico de convertidor resonante en serie Buck–Boost de potencia parcial y red Z-Source para generación fotovoltaica

Abraham Isaac Rojas Pezo

2025

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:

Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)

Profesor Correferente:

Comisión:

Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)

Dr. Pablo Andres Lezana Illesca (UTFSM)

Valparaíso, marzo, 2026.



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

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

Título del trabajo: Análisis técnico de convertidor resonante en serie Buck--Boost de potencia parcial y red Z-Source para generación fotovoltaica

Nombre del candidato(a): Abraham Isaac Rojas Pezo

Carrera / Grado: Ingeniería Civil Eléctrica

Campus: Valparaíso, Casa Central

Departamento: Departamento Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Margarita Norambuena Valdivia, 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: 09.03.2026

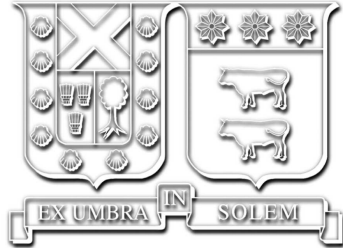
Firma: _____

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 09.03.2026

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.



Análisis técnico de convertidor resonante en serie Buck–Boost de potencia parcial y red Z-Source para generación fotovoltaica

Abraham Isaac Rojas Pezo

2025

“Déjame decirte algo que ya sabes. El mundo no es todo color de rosa. Es un lugar muy cruel y desagradable, y no me importa lo duro que seas, te pondrá de rodillas y te mantendrá allí para siempre si lo permites. Tú, yo o nadie va a golpear tan fuerte como la vida. Pero no se trata de lo fuerte que golpees. Se trata de lo fuerte que te golpeen y seguir adelante. Cuánto puedes aguantar y seguir adelante. ¡Así se gana ! Ahora bien, si sabes lo que vales, sal y consigue lo que vales. Pero tienes que estar dispuesto a recibir los golpes, y no señalar con el dedo diciendo que no estás donde quieres estar por él, ella o cualquier otra persona. ¡Los cobardes hacen eso!”

— Rocky Balboa

Agradecimientos

Primero que nada, quiero agradecer a Dios por darme la vida, la inteligencia y las oportunidades para llegar a este punto. Sin Él y su apoyo durante toda mi vida no sería nadie. Gracias por absolutamente todo.

Luego, quiero agradecerme a mi yo del pasado por ser perseverante en cada momento, por aprovechar las oportunidades que te dio la vida y por jamás haberte rendido. Fuiste valiente y fuerte; todo lo que viene en tu vida te lo mereces.

Agradezco a mis padres, a mi padre Victor Rojas Pacheco, especialmente a mi madre, Florinda Pezo Riquelme, por haberme criado y darme la vida, por haber luchado sola para que tus hijos fueran seres humanos amables y capaces.

Agradezco a mis hermanos, Yennifer, Victoria y José, por acompañarme en mi niñez.

A mis mascotas Rambillo, Puntito, Chiquitina, Gata y Oso, pero a quien más extraño es a Gato, que ahora estás en el cielo. Te amo.

Quiero agradecer a mi pareja, María Jose Andrade, por estar la mitad de mi vida universitaria acompañándome, en las buenas y en las malas, apoyándome y creyendo en mí. Sin ti, el camino hubiera sido más difícil de recorrer; fuiste un apoyo incomparable. Muchas gracias.

Agradezco a mi grupo de amigos, los Cangri, a cada uno de ustedes: Gonzalo Cuevas, Nicolás Estay, Carlos Correa, Patricio Álvarez, Camilo Vásquez, Nicolás Rojas, Manuel Loyola, Alfonso Morales, Rodrigo Burgos, Luis Fuentes y Martín Gana. Con ustedes, la universidad fue mucho más divertida.

En fin, agradezco a todas las personas que conocí en estos siete años.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
1. Introducción	1
2. Marco Teórico	3
2.1. Modelo Fotovoltaico	3
2.1.1. Modelo de la celda fotovoltaica ideal	4
2.1.2. Modelo de un diodo práctico	6
2.1.3. Dependencia con irradiancia y temperatura	6
2.1.3.a. Influencia de la irradiancia	6
2.1.3.b. Influencia de la temperatura	7
2.2. Implementación en simulación	8
2.2.1. Entorno y arquitectura del subsistema	8
2.2.2. Parámetros del modulo fotovoltaico	9
2.2.3. Cómputo en tiempo real dentro del <i>C-Script</i>	9
2.3. Modelo SCR	12
2.3.1. Red de Conmutación	12
2.3.2. Red Rectificadora y Carga	13
2.3.3. Circuito Tanque Resonante	14
2.4. Análisis predictivo de la topología Z-Source	16
2.4.1. Análisis predictivo y estados de conmutación	16
2.5. Estrategia de Modulación	21
2.6. Conversión de Potencia Parcial en Convertidores Z-Source Resonantes	22
2.6.1. Definición formal y razón de potencia procesada	22
2.6.2. Topologías principales de potencia parcial	23
2.6.2.a. Entrada en paralelo y salida en serie	23
2.6.2.b. Entrada en serie y salida en paralelo	23
2.6.3. Integración con convertidores resonantes y red Z-Source	24
2.7. Estrategias de seguimiento del máximo punto de potencia	26
2.7.1. Derivada secuencial acotada	26
2.7.2. Ley de paso acelerada	26
3. Simulación	28
3.1. Resultados Simulación	28
3.1.1. Arranque del convertidor	28
3.1.1.a. Arranque del convertidor SRC	28
3.1.1.b. Arranque del convertidor ZS-SRC	28
3.1.1.c. Comparación de configuraciones PISO y SIPO	29

3.1.2.	Modos de operación del convertidor ZS-SRC	30
3.1.2.a.	Modo normal	30
3.1.2.b.	Modo buck	30
3.1.2.c.	Modo boost	31
3.1.3.	Comparación de modos de operación	33
3.1.3.a.	Comparación en función de la frecuencia	33
3.1.3.b.	Rango de operación	34
3.1.3.c.	Comparación de eficiencia	34
3.1.4.	Análisis del punto de máxima potencia (MPP) en el convertidor ZS-SRC PISO	35
3.1.5.	Curvas P–V del generador fotovoltaico con y sin control MPPT . . .	36
3.1.5.a.	Evolución temporal de tensión, corriente y potencia con y sin MPPT	36
3.1.6.	Comportamiento del sistema ante variaciones de irradiancia y tem- peratura	37
4.	Análisis	41
4.1.	Análisis de resultados Simulación	41
4.1.1.	Arranque del convertidor SRC	41
4.1.2.	Arranque del convertidor ZS-SRC	43
4.1.3.	Comparación de configuraciones PISO y SIPO	45
4.1.4.	Modos de operación del convertidor ZS-SRC	47
4.1.4.a.	Modo normal	47
4.1.4.b.	Modo buck	48
4.1.4.c.	Modo Boost	49
4.1.5.	Comparación de modos de operación	51
4.1.5.a.	Comparación en función de la frecuencia	51
4.1.5.b.	Rango de operación	54
4.1.5.c.	Comparación de eficiencia	55
4.1.6.	Control de tensión y MPPT	56
4.1.7.	Análisis del MPP en el convertidor ZS-SRC PISO	60
4.1.7.a.	Curva P–V con y sin control MPPT	60
4.1.7.b.	Evolución temporal con y sin control MPPT	61
4.1.8.	Comportamiento del sistema ante variaciones de irradiancia y tem- peratura	66
5.	Implementación	68
5.1.	Construcción convertidor	68
5.1.1.	Red Z-Source	68
5.1.2.	Tanque resonante	69
5.1.3.	Semiconductores	72
5.1.4.	Transformador aislador	73
5.1.5.	Diseño modular de placas de circuito impreso	76
5.1.5.a.	Efectos parásitos asociados a la interconexión mediante cables .	77
5.2.	Banco de trabajo	78
5.3.	Plataforma digital BRAIn	80
5.3.1.	Divisores de reloj	81
5.3.2.	Moduladores	81

5.3.2.a. Timers	82
5.3.2.b. Moduladores PWM	83
5.4. Configuración para ZS-SRC	85
5.4.1. Configuración del simulador fotovoltaico Chroma	88
5.5. Resultado experimental	89
5.5.1. Validación experimental de la modulación híbrida y comparación con simulación	89
5.5.2. Validación experimental del control de tensión del panel fotovoltaico	91
5.5.3. Resultados experimentales del control MPPT y análisis de potencia parcial	93
6. Conclusiones	96
Apéndices	98
7. Imágenes de Convertidor	98
8. Codigos Brain	102
9. Imágenes PLECS	110

Capítulo 1

Introducción

La transición hacia sistemas energéticos más sostenibles y eficientes se ha consolidado como uno de los principales desafíos tecnológicos y ambientales a nivel mundial. En este contexto, la generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, en particular la energía solar fotovoltaica, ha experimentado un crecimiento sostenido durante las últimas décadas, impulsado por la disminución de los costos de los paneles, el desarrollo de nuevas tecnologías de conversión de potencia y la necesidad de reducir las emisiones de gases de efecto invernadero. Sin embargo, la naturaleza intermitente de la irradiancia solar y la dependencia del rendimiento fotovoltaico de condiciones ambientales variables, tales como la temperatura y la radiación incidente, imponen exigencias significativas sobre los sistemas electrónicos encargados de la conversión y gestión de la energía generada.

En los sistemas fotovoltaicos modernos, los convertidores electrónicos de potencia desempeñan un rol fundamental, ya que permiten adaptar los niveles de tensión y corriente entregados por los paneles a los requerimientos de las cargas, los sistemas de almacenamiento o las redes eléctricas. Asimismo, estos convertidores deben garantizar una operación eficiente, confiable y robusta frente a variaciones abruptas de las condiciones de operación, maximizando en todo momento la energía extraída desde el generador fotovoltaico. En este escenario, la eficiencia energética, la reducción de pérdidas y la densidad de potencia se han convertido en criterios de diseño prioritarios para las topologías de conversión DC–DC empleadas en aplicaciones fotovoltaicas.

Dentro de las distintas arquitecturas propuestas, los convertidores resonantes han adquirido un protagonismo creciente en el ámbito de la electrónica de potencia, especialmente en aplicaciones de media y alta frecuencia. Su capacidad para operar bajo condiciones de conmutación suave (*soft switching*) permite reducir significativamente las pérdidas por conmutación y el estrés electromagnético sobre los dispositivos semiconductores, favoreciendo el uso de frecuencias de operación elevadas y, en consecuencia, la reducción del tamaño de los componentes pasivos. En particular, el convertidor resonante en serie se caracteriza por su simplicidad estructural, su comportamiento senoidal de la corriente y su buen desempeño en términos de compatibilidad electromagnética, lo que lo convierte en una alternativa atractiva para sistemas de generación fotovoltaica.

No obstante, el convertidor resonante en serie convencional presenta limitaciones relevantes que restringen su aplicabilidad en sistemas fotovoltaicos reales. Entre ellas, destaca su operación intrínseca en modo *buck*, lo que impide elevar el nivel de tensión de salida respecto de la entrada, así como la disminución de su eficiencia bajo condiciones de carga liviana o amplias variaciones del voltaje de entrada. Estas restricciones han motivado el

desarrollo de topologías avanzadas que permitan extender el rango de operación del convertidor resonante, manteniendo al mismo tiempo sus ventajas inherentes en términos de eficiencia y calidad de conmutación.

En este contexto, las redes de impedancia *Z-Source* han emergido como una solución innovadora para aplicaciones de conversión de potencia DC–DC y DC–AC. La principal característica de esta red es su capacidad para proporcionar funcionalidad *buck–boost* en una sola etapa de conversión, mediante el uso controlado de estados de disparo simultáneo, sin comprometer la integridad de los dispositivos de conmutación. La integración de una red *Z-Source* en convertidores resonantes permite ampliar significativamente el rango de ganancia de tensión, mejorar la robustez del sistema frente a perturbaciones y reducir la necesidad de etapas adicionales de conversión, lo cual resulta especialmente atractivo en sistemas fotovoltaicos de alta eficiencia.

Adicionalmente, en los últimos años ha cobrado especial interés el concepto de procesamiento de potencia fraccionaria, el cual propone que solo una fracción de la potencia total del sistema sea procesada activamente por el convertidor, mientras que el resto es transferido de manera directa hacia la carga o el bus de continua. Esta estrategia permite reducir el esfuerzo eléctrico y térmico sobre los componentes del convertidor, mejorar la eficiencia global del sistema y aumentar su confiabilidad. Configuraciones como *Parallel Input Series Output* (PISO) y *Series Input Parallel Output* (SIPO) han demostrado ser particularmente efectivas en aplicaciones fotovoltaicas, donde las condiciones de operación varían de forma constante.

Por otra parte, la maximización de la energía extraída desde el generador fotovoltaico requiere la implementación de estrategias de control de seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT), capaces de adaptarse dinámicamente a las variaciones de irradiancia y temperatura. La correcta integración de estos algoritmos de control con convertidores resonantes de frecuencia variable y topologías avanzadas, como aquellas que incorporan redes *Z-Source* y procesamiento de potencia fraccionaria, constituye un desafío relevante desde el punto de vista del diseño y la estabilidad del sistema.

En este marco, la presente memoria de título se enfoca en el análisis técnico de un convertidor resonante en serie con capacidad *buck–boost*, integrado con una red *Z-Source* y operando en régimen de potencia fraccionaria, aplicado a sistemas de generación fotovoltaica. El trabajo contempla el estudio teórico del sistema, su modelado y simulación, el diseño e implementación de estrategias de control MPPT y la validación experimental de la topología seleccionada. De esta manera, se busca contribuir al desarrollo de soluciones de conversión de potencia más eficientes, robustas y adaptables, alineadas con las exigencias actuales y futuras de los sistemas energéticos basados en fuentes renovables.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Modelo Fotovoltaico

La conversión de energía solar en energía eléctrica mediante tecnología fotovoltaica (FV) se fundamenta en el comportamiento de la celda FV, la cual constituye la unidad elemental de un módulo o arreglo solar. Una celda corresponde a un dispositivo semiconductor que, al ser expuesto a radiación, genera portadores de carga capaces de producir una corriente eléctrica a través del efecto fotovoltaico. Debido a que la tensión suministrada por una celda individual es relativamente baja, se requiere conectar múltiples unidades en serie o en paralelo para conformar módulos y, posteriormente, arreglos fotovoltaicos capaces de entregar potencias adecuadas para aplicaciones de conversión y acondicionamiento de energía [1].

El modelado eléctrico de módulos y arreglos fotovoltaicos constituye una herramienta esencial para el análisis de sistemas de electrónica de potencia asociados, dado que la relación corriente-tensión (I-V) del dispositivo presenta un comportamiento no lineal y depende de manera significativa de la irradiancia y la temperatura. Entre los modelos disponibles en la literatura, el modelo de un diodo se ha posicionado como una alternativa ampliamente utilizada, pues ofrece un balance adecuado entre simplicidad computacional y precisión respecto del comportamiento real [1], [2].

La estructura equivalente más empleada consiste en una fuente de corriente dependiente de la irradiancia en paralelo con un diodo, complementada con una resistencia serie y una resistencia en derivación que representan las pérdidas óhmicas y la corriente de fuga del dispositivo, respectivamente [3], [4].

La Figura 2.1 muestra el circuito equivalente considerado en este estudio.

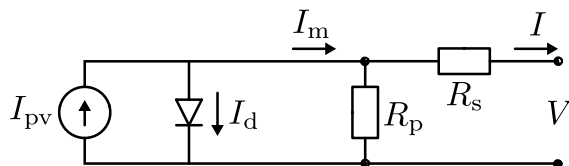


Figura 2.1: Circuito equivalente de la celda fotovoltaica práctica.

En este modelo, I_{pv} representa la corriente generada por la radiación solar, I_d corresponde a la corriente conducida por el diodo, mientras que R_s y R_p modelan las pérdidas resistivas internas y la corriente de fuga a través de la unión, respectivamente. La corriente fotogenerada I_{pv} presenta una variación aproximadamente lineal con la irradiancia y se ve

afectada por la temperatura de operación, mientras que la corriente del diodo exhibe una dependencia exponencial con dicha temperatura, influyendo en la forma característica de la curva I-V.

Para fines de comparación y ajuste, los parámetros del modelo se expresan generalmente bajo las *Standard Test Conditions* (STC), que consideran una irradiancia de 1000 W/m^2 , un espectro AM1.5 y una temperatura de operación de 25°C [5].

El modelo fotovoltaico fue implementado en el entorno de simulación PLECS mediante un bloque *C-script*, en el cual se programó la ecuación no lineal asociada a la característica I-V del módulo, permitiendo analizar su comportamiento bajo diversas condiciones ambientales y de carga.

2.1.1. Modelo de la celda fotovoltaica ideal

El dispositivo FV elemental es la celda solar, la cual constituye la base física del modelo utilizado para representar el comportamiento de un módulo o un arreglo FV. Cuando la radiación incide sobre la celda, los fotones con energía superior a la brecha de banda generan pares electrón-hueco que son separados por el campo eléctrico interno de la unión *p-n*. Este proceso da origen a una corriente eléctrica neta, lo que permite modelar la celda mediante un circuito equivalente compuesto por una fuente de corriente en paralelo con un diodo ideal, como se observa en la Figura 2.2 [1], [2].

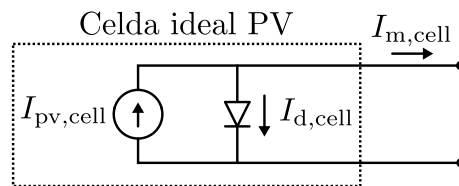


Figura 2.2: Circuito equivalente de la celda fotovoltaica ideal.

En este esquema, la fuente $I_{pv,cell}$ representa la corriente fotogenerada, cuya magnitud depende directamente de la irradiancia incidente y se ve influenciada por la temperatura de operación. El diodo ideal, por su parte, modela la característica exponencial propia de la unión semiconductor, cuya corriente puede expresarse a través de la ecuación de Shockley, obteniéndose la relación (2.1):

$$I_{m,cell} = I_{pv,cell} - \underbrace{I_{0,cell} \left[\exp\left(\frac{qV}{akT}\right) - 1 \right]}_{I_{d,cell}}, \quad (2.1)$$

donde:

- $I_{pv,cell}$ es la corriente generada por la radiación solar,
- $I_{0,cell}$ corresponde a la corriente de saturación del diodo,
- q es la carga elemental del electrón ($1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$),
- k es la constante de Boltzmann ($1,381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$),
- T designa la temperatura absoluta de la unión (K),
- a es el factor de idealidad del diodo, usualmente en el rango $1 \leq a \leq 1,5$ [3].

La relación (2.1) constituye el punto de partida de la mayoría de los modelos FV disponibles en la literatura. No obstante, este modelo ideal no incorpora las pérdidas resistivas ni los mecanismos de fuga que sí están presentes en dispositivos reales.

2.1.2. Modelo de un diodo práctico

Si bien el modelo de la celda fotovoltaica ideal describe de manera adecuada el principio de funcionamiento, no es suficiente para representar con precisión el comportamiento de un dispositivo real. Con el fin de capturar los efectos asociados a pérdidas óhmicas y corrientes de fuga, se emplea el denominado “*modelo de un diodo práctico*”, el cual incorpora una resistencia serie (R_s), una resistencia en derivación (R_p), y considera explícitamente el número de celdas conectadas en serie (N_s) y en paralelo (N_p) [4], [6]. Este modelo permite reproducir de forma más fiel la curva corriente–tensión (I–V) observada en módulos comerciales [1], [2].

La ecuación que describe el comportamiento eléctrico de un módulo o arreglo fotovoltaico puede expresarse como

$$I = \underbrace{I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V + R_s I}{a V_t} \right) - 1 \right]}_{I_m} - \frac{V + R_s I}{R_p}, \quad (2.2)$$

donde:

- $I_{pv} = I_{pv,cell} \cdot N_p$ corresponde a la corriente fotogenerada total,
- $I_0 = I_{0,cell} \cdot N_p$ es la corriente de saturación del diodo del arreglo,
- $V_t = (N_s k T) / q$ es la tensión térmica equivalente,
- R_s y R_p son las resistencias serie y paralelo del módulo.

En este modelo, la resistencia R_s agrupa las pérdidas óhmicas asociadas a contactos metálicos y capas internas del semiconductor. La resistencia en derivación R_p , en cambio, representa corrientes de fuga a través de la unión y tiene mayor incidencia en valores de tensión cercanos al cortocircuito [3], [4]. Estas modificaciones permiten que el modelo reproduzca con mayor fidelidad los tres puntos característicos provistos en las hojas de datos: la corriente de cortocircuito (I_{sc}), la tensión de circuito abierto (V_{oc}) y el punto de máxima potencia (V_{mp} , I_{mp}).

La Figura 2.3 ilustra la relación entre las curvas I–V y P–V de un módulo fotovoltaico real. En particular, se aprecia cómo el punto de máxima potencia (MPP) coincide con el par (V_{mp} , I_{mp}) que maximiza el producto $P = VI$.

2.1.3. Dependencia con irradiancia y temperatura

El comportamiento eléctrico de un dispositivo fotovoltaico depende fuertemente de las condiciones ambientales, en particular de la irradiancia solar y de la temperatura de operación. Ambas variables modifican los parámetros I_{pv} e I_0 , afectando directamente la forma de la curva I–V y desplazando el MPP del módulo [1], [2]. Estos efectos resultan especialmente relevantes en aplicaciones donde el módulo opera en exteriores con condiciones cambiantes.

2.1.3.a. Influencia de la irradiancia

La corriente fotogenerada I_{pv} presenta una relación aproximadamente proporcional con la irradiancia incidente G sobre la superficie de la celda. Incorporando además la variación

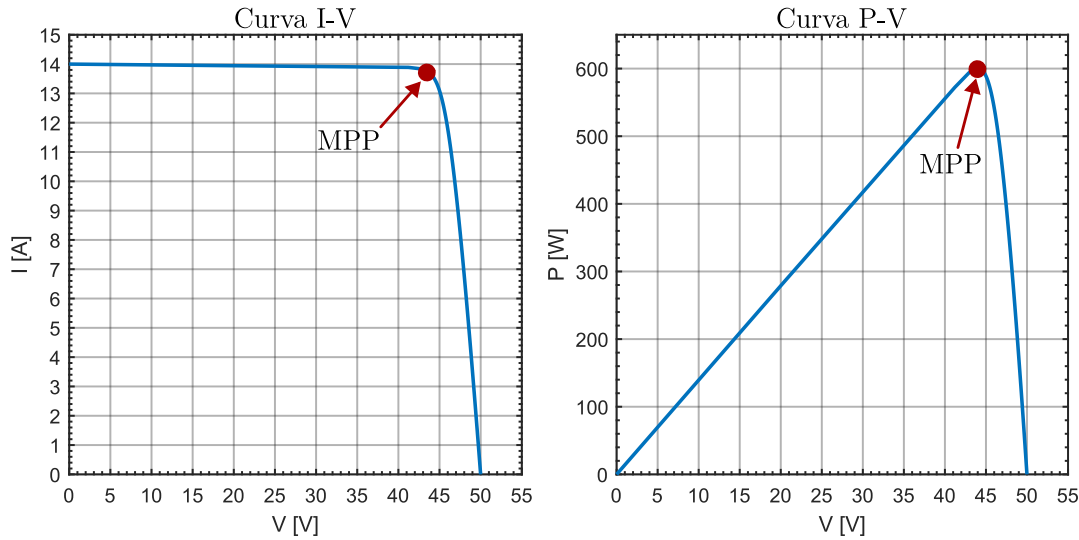


Figura 2.3: Relación entre curvas I-V y P-V del módulo fotovoltaico.

térmica de la corriente de cortocircuito, se obtiene la expresión

$$I_{pv,cell} = (I_{pv,n} + K_I \cdot \Delta T) \cdot \frac{G}{G_n}, \quad (2.3)$$

donde:

- $I_{pv,n}$ es la corriente fotogenerada bajo condiciones nominales (STC),
- K_I corresponde al coeficiente térmico de la corriente de cortocircuito,
- $\Delta T = T - T_n$ es la desviación respecto de la temperatura nominal,
- G es la irradiancia incidente [W/m^2],
- $G_n = 1000 W/m^2$ corresponde a las STC.

Como consecuencia de esta dependencia, un aumento de irradiancia incrementa casi linealmente I_{sc} y eleva el MPP, mientras que V_{oc} experimenta variaciones menores [3]. La Figura 2.4 ilustra este comportamiento, mostrando cómo las curvas I-V y P-V se desplazan hacia valores superiores de corriente y potencia a medida que la irradiancia aumenta, manteniendo una forma característica similar.

2.1.3.b. Influencia de la temperatura

El efecto de la temperatura sobre las características eléctricas del dispositivo FV es más complejo que el asociado a la irradiancia, ya que interviene directamente en los parámetros del diodo y en el comportamiento de la unión semiconductor.

En particular, I_0 presenta una fuerte dependencia con la temperatura, la cual puede aproximarse mediante la relación (2.4)

$$I_{0,cell}(T) = I_{0,n} \left(\frac{T}{T_n} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right) \right], \quad (2.4)$$

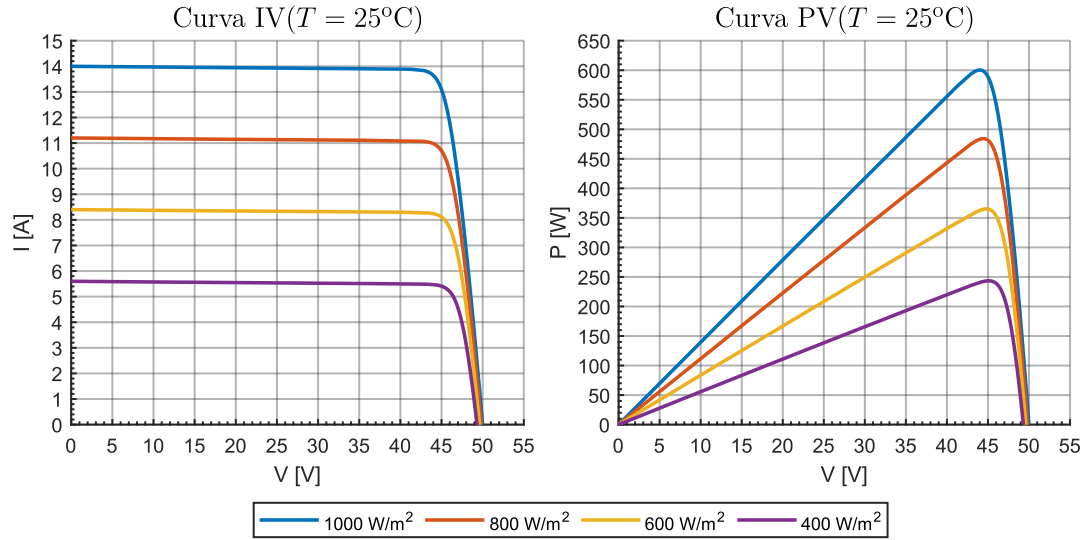


Figura 2.4: Efecto de la irradiancia en las características I-V y P-V de un módulo fotovoltaico a temperatura fija ($T = 25^\circ\text{C}$, espectro AM1.5).

donde E_g corresponde a la energía de banda prohibida del semiconductor (aproximadamente 1,12 eV para silicio policristalino a 25°C) [2], [4]. Esta relación explica el incremento exponencial de I_0 al aumentar la temperatura y, en consecuencia, la reducción de V_{oc} .

Con el fin de mejorar el ajuste experimental y asegurar una variación lineal de V_{oc} con la temperatura, Marcelo Villalva, propone una formulación alternativa basada directamente en parámetros de hoja de datos [1]:

$$I_{0,\text{cell}}(T) = \frac{I_{sc,n} + K_I \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V \Delta T}{aV_t}\right) - 1}. \quad (2.5)$$

En esta ecuación, K_V corresponde al coeficiente térmico de la V_{oc} . Esta formulación proporciona una mejor concordancia con los datos experimentales entregados por el fabricante, especialmente bajo variaciones moderadas de temperatura.

De manera general, mientras la irradiancia incrementa casi linealmente I_{sc} y el MPP, la temperatura produce el efecto contrario: un incremento leve en I_{sc} acompañado de una disminución significativa en la V_{oc} y en la potencia máxima disponible. Estos efectos se observan claramente en la Figura 2.5, donde se aprecia cómo las curvas I-V y P-V se desplazan hacia valores inferiores de tensión y potencia a medida que la temperatura se eleva, manteniéndose la forma global característica del módulo. Esto explica por qué los módulos fotovoltaicos alcanzan su mejor desempeño bajo condiciones de alta irradiancia y baja temperatura [6].

2.2. Implementación en simulación

2.2.1. Entorno y arquitectura del subsistema

La implementación del modelo fotovoltaico se realizó en PLECS como un subsistema configurable que encapsula el modelo de un diodo con resistencias serie y paralelo. La arquitectura (Figura 2.6) sigue la relación (2.2). Las entradas externas del subsistema son la irradiancia G y la temperatura T .

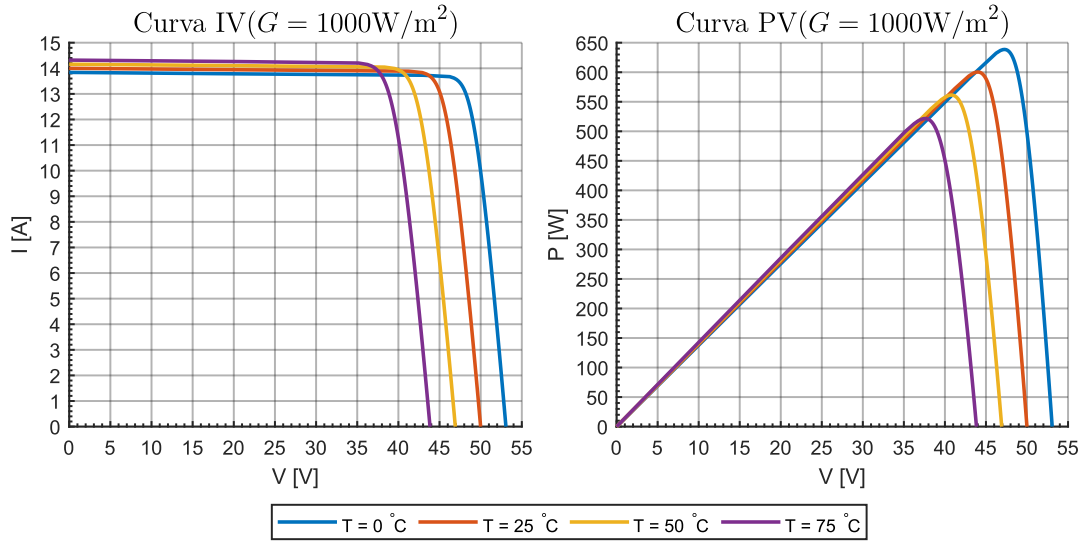


Figura 2.5: Efecto de la temperatura en las características I-V y P-V de un módulo fotovoltaico a irradiancia constante ($G = 1000 \text{ W/m}^2$, espectro AM1.5).

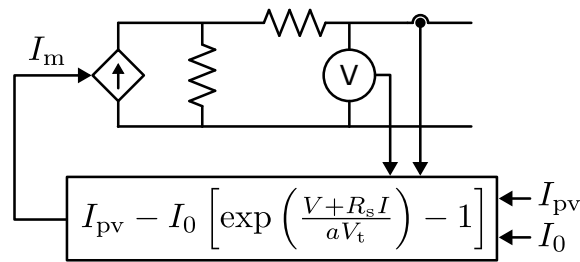


Figura 2.6: Modelo fotovoltaico en PLECS

2.2.2. Parámetros del módulo fotovoltaico

Los parámetros configurados en el subsistema de PLECS corresponden a las constantes eléctricas y condiciones de referencia del módulo fotovoltaico, extraídos de la hoja de datos y ajustados según el modelo de un diodo con resistencias R_s y R_p . En la Tabla 2.1 se resumen los valores empleados.

Estos valores permiten reproducir la curva I-V del módulo de referencia bajo condiciones estándar y sirven como base para aplicar las dependencias con irradiancia y temperatura discutidas en la Sección 2.1.3.

2.2.3. Cómputo en tiempo real dentro del C-Script

El bloque *C-Script* es responsable de evaluar en cada paso de simulación la corriente inyectada por el modelo fotovoltaico, utilizando como entradas la irradiancia G , la temperatura de operación T y las variables instantáneas de tensión y corriente del subsistema. El procedimiento sigue el flujo mostrado en la Figura 2.7, donde primero se calculan las magnitudes térmicas del modelo, incluida la diferencia respecto de la condición nominal (ΔT) y la tensión térmica del arreglo V_t . A continuación, se determina la corriente fotogenerada ajustándola según la irradiancia y la temperatura, y se evalúa la corriente de saturación del diodo mediante la formulación que emplea los coeficientes térmicos del fa-

Tabla 2.1: Parámetros eléctricos del subsistema fotovoltaico en PLECS (condiciones STC)

Parámetro	Descripción	Valor adoptado
N_s	Número de celdas en serie por módulo	22
N_p	Número de ramas en paralelo	1
R_s	Resistencia serie equivalente	0,221 Ω
R_p	Resistencia en derivación (shunt)	415,405 Ω
a	Factor de idealidad del diodo	1.3
$V_{oc,n}$	tensión de circuito abierto en STC	50 V
$I_{sc,n}$	Corriente de cortocircuito en STC	8 A
K_V	Coef. térmico de V_{oc}	-0,123 V/ $^{\circ}$ C
K_I	Coef. térmico de I_{sc}	0,0032 A/ $^{\circ}$ C
G_n	Irradiancia de referencia (STC)	1000 W/m ²
T_n	Temperatura de referencia (STC)	25 $^{\circ}$ C

bricante, garantizando la variación lineal de V_{oc} con la temperatura. Finalmente, con estos valores se computa la corriente del modelo a partir de la ecuación no lineal del diodo con resistencias serie y paralelo.

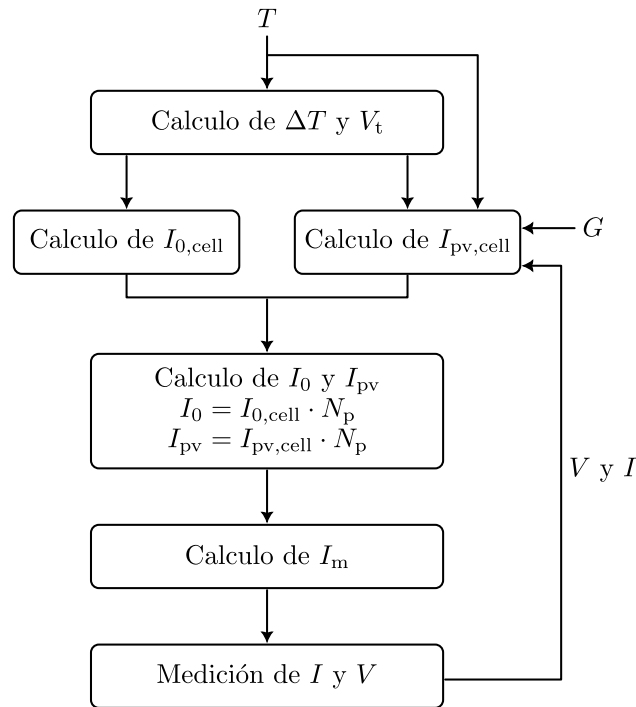


Figura 2.7: Diagrama de flujo del cálculo en tiempo real dentro del *C-Script*.

Para asegurar un funcionamiento robusto del modelo dentro de PLECS, se incorporaron varias mejoras numéricas que no alteran la física del diodo, pero previenen inestabilidades asociadas a exponenciales y lazos algebraicos. En primer lugar, se limitó el argumento de la exponencial del diodo,

$$\xi = \frac{V + R_s I}{a V_t},$$

ya que valores excesivamente grandes o pequeños pueden provocar desbordes o subdesbordes numéricos. Al acotar ξ dentro de un intervalo seguro, típicamente $-50 \leq \xi \leq 50$, se preserva la coherencia física de la curva I–V sin pérdida de generalidad.

Asimismo, se añadió un filtro pasabajos de primer orden para romper el lazo algebraico inherente al modelo, ya que la corriente inyectada depende simultáneamente de la corriente de terminal. Este filtro introduce una dinámica mínimo que permite resolver el sistema sin recurrir a iteraciones algebraicas, siguiendo las recomendaciones de la documentación de PLECS [7]. Se emplea una constante de tiempo del orden de 10^{-6} s, suficientemente pequeña para no afectar la dinámica eléctrica, pero eficaz para estabilizar el cálculo.

Adicionalmente, se incluyó un limitador de señal antes del filtro, evitando que transitorios numéricos o valores intermedios no físicos alimenten la exponencial. Las cotas se definieron considerando la corriente de cortocircuito estimada bajo las condiciones instantáneas de operación, de modo que, si la expresión intermedia produce un valor irreal, este es recortado y no perturba el cálculo.

Por último, se estableció una inicialización coherente de las variables internas del modelo, comenzando la simulación desde un punto físicamente razonable, cercano a $V \approx 0$ o próximo al MPP, lo que reduce las oscilaciones iniciales y evita que los mecanismos de protección numérica se activen en el primer paso de integración. Esta práctica mejora el asentamiento del sistema y garantiza una simulación estable desde el inicio.

2.3. Modelo SCR

El análisis en régimen permanente del convertidor resonante en serie (SRC) se realiza utilizando la técnica de “Aproximación por la Primera Armónica” (*Fundamental Harmonic Approximation*, FHA). Esta técnica asume que el circuito tanque actúa como un filtro pasa banda centrado en la frecuencia de conmutación, atenuando las componentes armónicas de orden superior y respondiendo principalmente a la componente fundamental de la excitación. Por lo tanto, las ondas cuadradas generadas por el inversor pueden modelarse como señales senoidales equivalentes de igual frecuencia y amplitud, lo que permite obtener un modelo lineal en el dominio fasorial. Esta aproximación facilita la derivación de expresiones analíticas para la ganancia del convertidor, la impedancia de entrada, y otras variables de interés para el diseño y control.

Como se muestra en la Fig. 2.8, el SRC puede dividirse cualitativamente en tres etapas, cada una de las cuales puede modelarse por separado.

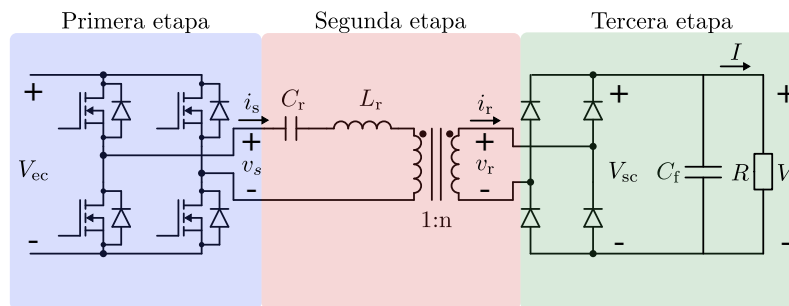


Figura 2.8: Convertidor resonante en serie

La primera etapa está compuesta por la tensión de entrada y un inversor puente completo, el cual genera una onda cuadrada de tensión, de amplitud V_{ec} .

La segunda etapa corresponde al tanque resonante, conformado por una inductancia L_r , una capacitancia C_r conectada en serie, y un transformador con relación de espiras 1:n. En caso de existir una inductancia de fuga L_{fuga} asociada al transformador de aislamiento, esta puede integrarse al modelo sumándola a L_r para obtener una inductancia efectiva L_{eff} , donde

$$L_{eff} = L_r + L_{fuga}, \quad (2.6)$$

sin embargo, en este trabajo se asume que la inductancia de fuga es despreciable frente a la inductancia del tanque, por lo tanto se considera $L_{eff} = L_r$.

La tercera etapa está constituida por un rectificador de onda completa, implementado típicamente mediante un puente de diodos, seguido de un filtro capacitivo C_f encargado de entregar la tensión continua de salida. Cada una de las etapas puede modelarse de forma independiente, como se ilustra en la Fig. 2.9, y pueden combinarse posteriormente para obtener el circuito equivalente del convertidor.

2.3.1. Red de Conmutación

La sustitución de la fuente de onda cuadrada por su componente armónica fundamental se fundamenta en que si la frecuencia de conmutación f_c es cercana a la frecuencia de resonancia del circuito f_r tanque resonante, entonces este actuará como un filtro pasa banda con pico de respuesta en la frecuencia de resonancia. En consecuencia, la impedancia del tanque será mínima a esa frecuencia y tenderá a atenuar las componentes armónicas

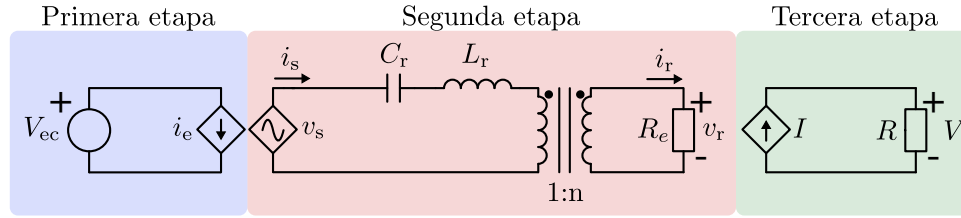


Figura 2.9: Modelo SRC

de orden superior, dejando pasar principalmente el armónico fundamental de la señal de entrada.

Esto puede verse desde la expresión de la impedancia del tanque resonante en serie:

$$Z(j\omega_n) = j\omega_n L + \frac{1}{j\omega_n C}.$$

Al evaluar esta impedancia en diferentes armónicos $\omega_n = n\omega_c$ con $n = 1, 3, 5, \dots$, se observa que para $\omega_1 = \omega_r$, se cumple que la magnitud $|Z(j\omega_n)|$ es mínima, por lo tanto la corriente del tanque se maximiza. Para armónicos superiores $n > 1$ el desajuste con la frecuencia de resonancia hace que $|Z(j\omega_n)|$ aumente, reduciendo la respuesta del sistema.

Dado que una onda cuadrada se representa como una suma infinita de armónicos impares (Serie de Fourier), el circuito tanque resonante responderá principalmente a su primer término

$$v_s(t) = \frac{4}{\pi} V_{ec} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_c t),$$

el circuito tanque resonante responderá principalmente al armónico fundamental, atenuando las restantes componentes armónicas. Por lo tanto, se puede reemplazar la señal cuadrada por una onda senoidal de frecuencia ω_c y amplitud $4V_{ec}/\pi$ sin perder precisión en el análisis en régimen permanente:

$$v_{s1}(t) = \frac{4}{\pi} V_{ec} \sin(\omega_c t).$$

2.3.2. Red Rectificadora y Carga

La corriente del inductor en un SRC es casi senoidal, debido a que el tanque resonante actúa como un filtro pasa banda centrado en la frecuencia de conmutación f_c . Esto atenúa los armónicos superiores de la tensión de excitación y genera una corriente $i_s(t)$ aproximadamente sinusoidal a la salida del tanque.

Debido a que la corriente entregada por el circuito rectificador proviene directamente del tanque resonante, su forma es casi senoidal y su comportamiento se asemeja al de una fuente de corriente pulsante. Esto se debe a que tanto su magnitud como su forma están determinadas principalmente por la excitación del inversor y la dinámica del tanque, y no por la tensión en la carga. En consecuencia, el circuito de salida requiere únicamente un elemento que establezca la tensión rectificada, como un condensador que funcione como filtro. Un condensador filtro C_f de gran valor proporciona un camino de baja impedancia para las componentes de alta frecuencia y suaviza el rizado de la corriente. Como resultado, mantiene constante la tensión de salida y permite que la totalidad de la componente continua de la corriente rectificada fluya hacia la carga resistiva R .

Para obtener el valor medio de la corriente de salida I , basta con promediar $|i_r(t)|$ durante la mitad del período de conmutación T_c , dado que $i_r(t)$ es una función simétrica y periódica que se repite en cada semiperíodo:

$$I = \frac{2}{T_c} \int_0^{\frac{T_c}{2}} i_r(\tau) d\tau.$$

Dado que $|i_r(t)| = I_r |\sin(\omega_c t - \phi_s)|$, el valor medio puede escribirse como:

$$I = \frac{2}{T_c} \int_0^{\frac{T_c}{2}} I_r |\sin(\omega_c \tau - \phi_s)| d\tau.$$

Evaluando esta integral, se obtiene:

$$I = \frac{2}{\pi} I_r. \quad (2.7)$$

Aquí, I_r representa la amplitud de la corriente senoidal en el inductor. Dado que el condensador filtro mantiene casi constante la tensión de salida, la tensión de entrada de la red rectificadora $v_r(t)$ es cercano a una onda cuadrada con amplitud V y está en fase con la corriente del inductor. La onda cuadrada de tensión puede reemplazarse por su componente armónico fundamental y puede representarse mediante una serie de Fourier como:

$$v_r(t) = \frac{4}{\pi} V \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin(n\omega_c t - \phi_r),$$

esta onda cuadrada puede representarse mediante su componente armónica fundamental dado que el tanque resonante actúa como un filtro que atenúa los armónicos superiores. Por lo tanto, la etapa rectificadora puede reemplazarse por una forma de onda de tensión sinusoidal de amplitud $\frac{4}{\pi} V$ y en fase con la corriente del inductor. El comportamiento del rectificador completo puede modelarse como una carga resistiva equivalente, cuya magnitud se define como:

$$R_e = \frac{v_{r1}(t)}{i_{r1}(t)} = \frac{4}{\pi} \frac{V}{I_r},$$

por lo que para expresar R_e en función de la resistencia de carga real R , usamos la relación (2.7):

$$R_e = \frac{4}{\pi} \frac{V}{I_r} = \frac{4}{\pi} \frac{V}{\left(\frac{\pi}{2} I\right)} = \frac{8}{\pi^2} R,$$

por lo tanto, la red rectificadora y el filtro de salida pueden ser reemplazados por una resistencia equivalente R_e , como se ilustra en la Fig. 2.9.

2.3.3. Circuito Tanque Resonante

La función de transferencia de tensión en régimen permanente sinusoidal puede obtenerse mediante análisis fasorial, evaluando el circuito en el dominio de la frecuencia. De esta manera, se obtiene:

$$H(j\omega) = \frac{V_r(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{R_e}{R_e + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}$$

El módulo de la función de transferencia, que define la ganancia del tanque resonante, se expresa como:

$$M = \frac{V}{V_{ec}} = \left| \frac{V_r(j\omega)}{V_s(j\omega)} \right| = \left| \frac{R_e}{R_e + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \right|.$$

sustituyendo $\omega = \omega_c = 2\pi f_c$ y simplificando la ecuación se obtiene

$$M = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{1}{F} - F \right)^2}}, \quad (2.8)$$

donde:

$$Q = \frac{R_o}{R_e}, \quad F = \frac{f_c}{f_r},$$

$$R_o = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia, la tensión de salida es igual a la tensión de entrada. Para frecuencias por encima o por debajo de la frecuencia de resonancia, el SRC realiza operaciones tipo Buck.

Una justificación clave para operar con una frecuencia de conmutación superior a la de resonancia ($F > 1$) radica en la posibilidad de alcanzar conmutación suave por tensión cero. Bajo estas condiciones, la impedancia del circuito tanque se vuelve predominantemente inductiva, permitiendo que la tensión sobre los interruptores caiga a cero antes de su encendido. Esto minimiza las pérdidas de conmutación y elimina la necesidad de diodos rápidos con bajo tiempo de recuperación inversa, ya que se puede aprovechar el diodo cuerpo del MOSFET.

2.4. Análisis predictivo de la topología Z-Source

La red Z-Source (Figura 2.10) es una topología de impedancia que, a diferencia de los convertidores tradicionales en fuente de voltaje (V-Source) o fuente de corriente (I-Source), permite la inserción controlada de un cortocircuito entre los terminales del inversor, conocido como estado *shoot-through*, sin dañar los interruptores de potencia.

Esta red está compuesta por dos inductancias L_1 y L_2 , y dos condensadores C_1 y C_2 , dispuestos en forma de X entre la fuente de entrada V_e y el inversor. En condiciones ideales, los elementos pasivos están balanceados, es decir, $L_1 = L_2 = L_z$ y $C_1 = C_2 = C_z$. La simetría en la configuración permite que las tensiones e inductancias se distribuyan de forma equilibrada, facilitando el análisis predictivo del circuito.

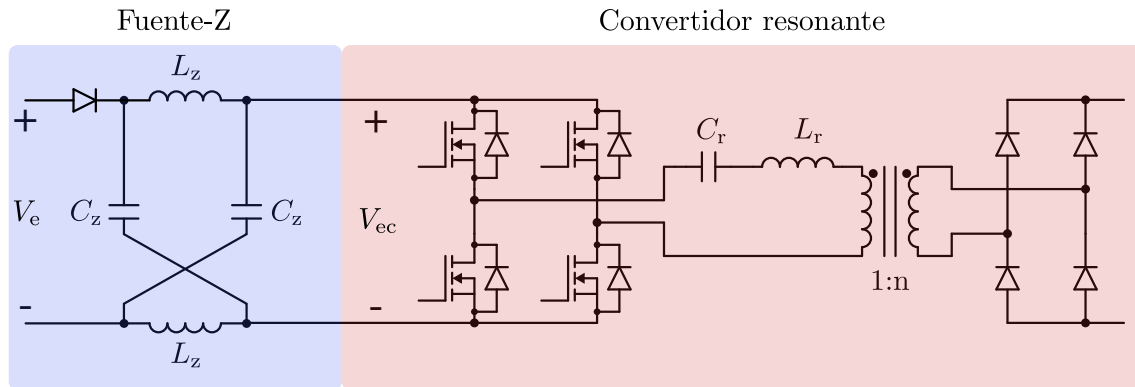


Figura 2.10: Topología Red Z-Source

2.4.1. Análisis predictivo y estados de conmutación

El análisis predictivo es una herramienta fundamental en el estudio y control de convertidores de potencia, ya que permite anticipar el comportamiento del circuito ante distintas condiciones de conmutación. En topologías no lineales como el convertidor Z-Source, donde la dinámica está fuertemente influenciada por estados mixtos y eventos como el *shoot-through*, este enfoque permite establecer relaciones analíticas entre las variables eléctricas clave (tensión de entrada, tensión de salida, tensiones en inductores y condensadores, etc.) y los parámetros de control como el ciclo de trabajo.

A diferencia de métodos puramente numéricos o simulaciones, el análisis predictivo busca deducir expresiones analíticas que describen el comportamiento del sistema en estado estacionario, considerando las leyes fundamentales de la electricidad (como la ley de Faraday o la conservación de la energía). Esto resulta especialmente útil para diseñar algoritmos de control y para comprender cómo los distintos modos de operación influyen en la ganancia del convertidor o en la estabilidad del sistema.

En el caso específico del convertidor Z-Source, este análisis permite determinar cómo el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* (D_{st}) afecta la ganancia de tensión del sistema, habilitando una operación tipo *buck-boost* sin necesidad de etapas adicionales. El convertidor Z-Source acoplado a un inversor de puente completo presenta cuatro posibles estados de conmutación, dependiendo de la configuración de los interruptores S_1 a S_4 . Estos estados determinan el flujo de corriente a través de la red Z-Source y hacia la carga. La Figura 2.11 ilustra los cuatro estados característicos del sistema. Cada uno de estos estados contribuye con una relación de tensión específica sobre la red Z-Source.

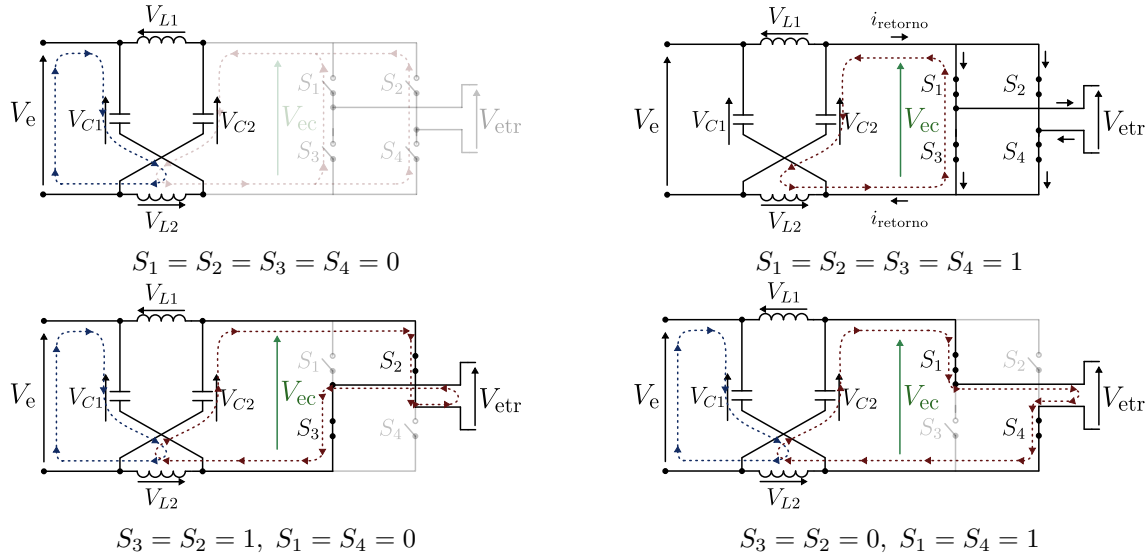


Figura 2.11: Estados

Dado que los componentes pasivos están balanceados, es decir, $C_1 = C_2 = C_z$ y $L_1 = L_2 = L_z$, en estado estacionario se cumple que las tensiones en los condensadores y las inductancias son iguales: $V_{C1} = V_{C2} = V_{Cz}$ y $V_{L1} = V_{L2} = V_{Lz}$. La Figura 2.11a muestra que todos los interruptores están abiertos ($S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = 0$). En este estado, el lado fuente (el lado donde se alimenta el Z-Source) del circuito queda aislado, por lo que su tensión no afecta al análisis. El comportamiento del sistema se determina completamente desde el lado izquierdo, obteniéndose:

$$V_e = V_{Cz} + V_{Lz}, \quad (2.9)$$

$$i_{L1} = i_{C2}, \quad (2.10)$$

$$i_{L2} = i_{C1}. \quad (2.11)$$

La Figura 2.11b muestra que todos los interruptores están cerrados ($S_1 = S_2 = S_3 = S_4 = 1$). En esta configuración, el lado carga del circuito queda en cortocircuito, por lo que se cumple:

$$V_{Cz} = V_{Lz}, \quad (2.12)$$

$$i_{\text{retorno}} = i_{L1} - i_{C2} = i_{L2} - i_{C1}. \quad (2.13)$$

Se concluye por medio de (2.13) que $i_{L1} = i_{L2}$ y $i_{C1} = i_{C2}$. Analizando el lado izquierdo se cumple:

$$V_e = V_{Cz} + V_{Lz}, \quad (2.14)$$

$$i_e = i_{C1} + i_{L1} = i_{C2} + i_{L2}. \quad (2.15)$$

Remplazando (2.13) en (2.15), resulta

$$i_e = i_{\text{retorno}} + 2i_{C1}, \quad (2.16)$$

dado que el valor de i_{retorno} depende directamente de las condiciones de carga, su magnitud y sentido no pueden garantizarse a priori. En particular, puede ocurrir que i_{retorno} sea

negativo y, en valor absoluto, mayor que $2i_{C1}$, lo que implicaría la circulación de corriente en sentido inverso hacia la fuente de entrada.

Para evitar este escenario y prevenir corrientes inversas no deseadas, se justifica y requiere la incorporación de un diodo en serie con la fuente. Durante el estado *shoot-through*, el potencial del nodo correspondiente a la red Z supera al de la fuente, por lo que la tensión ánodo-cátodo del diodo resulta negativa. En consecuencia, el diodo queda polarizado en inversa y se bloquea, aislando la fuente del intercambio interno de energía del circuito.

Bajo esta condición, el análisis puede centrarse exclusivamente en la red Z y el lado derecho del circuito, dado que la fuente queda eléctricamente desacoplada.

Las Figuras 2.11c y 2.11d muestra que los interruptores se encuentran en estados mixtos. Sin embargo, al no conocerse el valor de V_{ec} , el comportamiento se determina nuevamente por el lado izquierdo, manteniéndose la relación (2.9).

Tabla 2.2: Resumen de estados de conmutación y relaciones de tensión (Lado fuente)

S_1	S_2	S_3	S_4	Estado	Tipo	Relación de tensiones
1	1	1	1	ST	Shoot Through	$V_{Cz} = V_{Lz}$
0	1	1	0	-	Activo negativo	$V_e = V_{Cz} + V_{Lz}$
1	0	0	1	+	Activo positivo	$V_e = V_{Cz} + V_{Lz}$
0	0	0	0	0	Reposo	$V_e = V_{Cz} + V_{Lz}$

La tensión a través de un inductor está dada por la ley de Faraday:

$$v_{Lz}(t) = L \frac{di(t)}{dt},$$

donde L es la inductancia y $di(t)/dt$ es la derivada de la corriente con respecto al tiempo. En estado estacionario, considerando un circuito en corriente continua, la corriente alcanza un valor constante, es decir:

$$\frac{di(t)}{dt} = 0.$$

Sustituyendo en la ecuación del inductor:

$$V_{Lz} = v_{Lz}(t \rightarrow \infty) = L \cdot 0 = 0. \quad (2.17)$$

El convertidor Z-Source puede operar en tres estados distintos durante un ciclo de conmutación: Estado activo (D_{act}), estado *shoot-through* (D_{st}) y estado de reposo (D_0). Estos tres estados se alternan durante cada ciclo de conmutación y cubren su totalidad, por lo tanto, sus respectivos ciclos de trabajo deben sumar uno.

$$D_{act} + D_{st} + D_0 = 1. \quad (2.18)$$

Asumiendo que los ciclos de trabajo se mantienen constantes y ya se alcanzó el estado estacionario, multiplicamos (2.17) en la relación (2.18), resultando:

$$V_{Lz} \cdot (D_{act} + D_{st} + D_0) = 0. \quad (2.19)$$

Como la tensión en los inductores varía entre estados, se descompone el análisis para el estado activo, el estado *shoot-through* y el estado de reposo, por lo que, usando las

relaciones (2.9) y (2.12) y reemplazando en la ecuación (2.19):

$$\begin{aligned} (V_e - V_{Cz})D_{act} + V_{Cz}D_{st} + (V_e - V_{Cz})D_0 &= 0 \\ (V_e - V_{Cz})(D_{act} + D_0) + V_{Cz}D_{st} &= 0. \end{aligned}$$

Usando la relación (2.18) para sustituir D_0 y reorganizando:

$$\begin{aligned} (V_e - V_{Cz})(1 - D_{st}) + V_{Cz}D_{st} &= 0 \\ V_e(1 - D_{st}) - V_{Cz}(1 - D_{st}) + V_{Cz}D_{st} &= 0 \\ V_e(1 - D_{st}) &= V_{Cz}(1 - D_{st} - D_{st}) \\ V_e(1 - D_{st}) &= V_{Cz}(1 - 2D_{st}). \end{aligned}$$

Despejando V_{Cz} , se obtiene:

$$V_{Cz} = V_e \frac{1 - D_{st}}{1 - 2D_{st}} \quad (2.20)$$

Esta expresión permite vincular la tensión en los condensadores de la red Z-Source con la tensión de entrada V_e y el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* D_{st} , lo cual es fundamental para el diseño del control del convertidor y para ajustar su ganancia según las condiciones de operación.

Un análisis análogo puede realizarse considerando el lado de la carga, utilizando las relaciones de tensión correspondientes para cada estado de conmutación. La Tabla 2.3 resume los distintos estados de conmutación desde la perspectiva del lado de la carga, indicando las combinaciones de interruptores y las relaciones de tensión que se derivan en cada caso.

Tabla 2.3: Resumen de estados de conmutación y relaciones de tensión (Lado carga)

S_1	S_2	S_3	S_4	Estado	Tipo	Relación de tensiones
1	1	1	1	ST	Shoot Through	$V_{Cz} = V_{Lz}$
0	1	1	0	-	Activo negativo	$V_{ec} = V_{Cz} - V_{Lz}$
1	0	0	1	+	Activo positivo	$V_{ec} = V_{Cz} - V_{Lz}$
0	0	0	0	0	Reposo	$V_{ec} = V_{Cz} - V_{Lz}$

Aplicando un razonamiento análogo al desarrollado previamente para el lado de la fuente, y considerando únicamente los estados en los que la tensión de salida V_{ec} es conocida, se obtiene la siguiente relación entre V_{Cz} , V_{ec} y el ciclo de trabajo del estado *shoot-through*:

$$\begin{aligned} D_{act} + D_{st} + D_0 &= 1 \\ V_{Lz} \cdot (D_{act} + D_{st} + D_0) &= 0 \\ V_{Lz}D_{act} + V_{Lz}D_{st} + V_{Lz}D_0 &= 0 \\ (V_{Cz} - V_{ec})(D_{act} + D_0) + V_{Cz}D_{st} &= 0 \\ (V_{Cz} - V_{ec})(1 - D_{st}) + V_{Cz}D_{st} &= 0 \\ V_{Cz} &= V_{ec}(1 - D_{st}). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Sustituyendo (2.20) en (2.21), se obtiene una relación explícita entre la tensión de salida del Z-Source V_{ec} y la tensión de entrada V_e en función del ciclo de trabajo del estado *shoot-through*:

$$V_{ec} = \frac{V_e}{1 - 2D_{st}}. \quad (2.22)$$

Esta expresión corresponde a la ganancia del convertidor Z-Source. Como se observa, el valor de V_{ec} puede incrementarse respecto a V_e únicamente mediante el ajuste del ciclo de trabajo D_{st} . De este modo, el convertidor permite implementar funciones *buck-boost* en una sola etapa, lo que constituye una de sus principales ventajas operativas. Cabe destacar que, para evitar una indeterminación en la expresión de ganancia, el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* debe cumplir la condición $D_{st} < 0,5$.

2.5. Estrategia de Modulación

En inversores monofásicos tradicionales de puente completo se emplean esquemas clásicos como la modulación bipolar y unipolar. No obstante, el convertidor analizado en este trabajo corresponde a un inversor con red Z-Source, cuya operación incorpora estados de *shoot-through* como parte esencial de su funcionamiento elevador.

Por esta razón, se implementa una estrategia de modulación específica, diseñada para integrar de manera controlada los estados activos y el estado de cortocircuito.

La modulación empleada se basa en la comparación de una señal portadora triangular de frecuencia f_s con una señal de referencia constante m , la cual determina simultáneamente los estados activos del inversor y la duración del estado *shoot-through*.

A partir de esta comparación se generan directamente las señales de disparo de los interruptores S_1 , S_2 , S_3 y S_4 , según el esquema mostrado en la Figura 2.12.

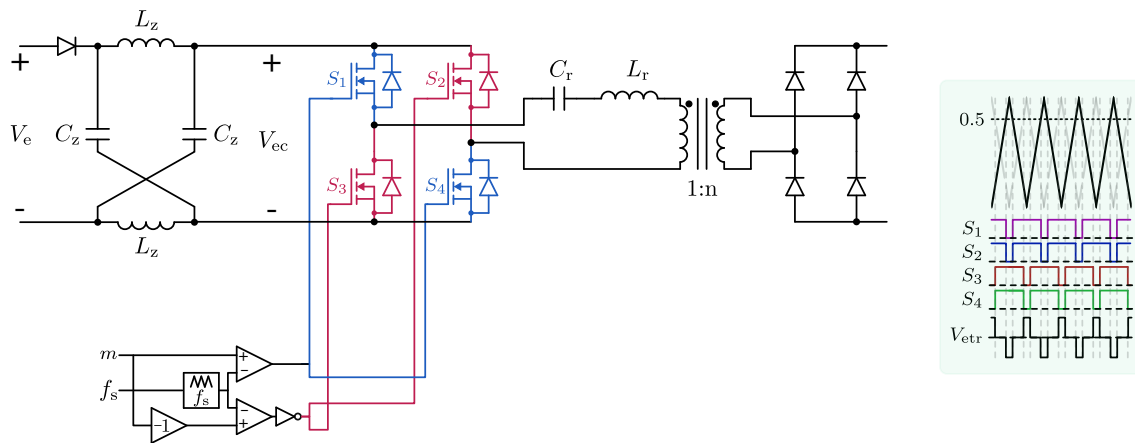


Figura 2.12: Estrategia de modulación

Cuando la señal m supera a la portadora triangular, se activan los interruptores S_1 y S_4 , definiendo un estado activo positivo. En caso contrario, se activan S_2 y S_3 , definiendo el estado activo negativo.

Adicionalmente, la estructura de comparación permite insertar intervalos de *shoot-through* de manera simétrica dentro de cada período de conmutación. El tiempo total en que el inversor permanece en este estado queda directamente relacionado con el índice de modulación m , de modo que:

$$D_{st} = f(m), \quad (2.23)$$

lo que permite controlar simultáneamente la tensión de salida y el efecto elevador de la red Z-Source mediante un único parámetro de control.

Por otra parte, la frecuencia de la señal portadora triangular f_s también constituye una variable de control. Al modificar f_s , se altera el comportamiento dinámico del tanque resonante y el valor efectivo de la tensión transferida a la salida. En particular, al aumentar la frecuencia de conmutación por sobre la condición de resonancia, la impedancia equivalente del tanque crece, reduciendo la amplitud de la tensión de salida, lo que permite un efecto de operación tipo *buck*.

De esta forma, el convertidor puede operar tanto en modo elevador mediante el ajuste de D_{st} , como en modo reductor mediante la variación de la frecuencia f_s , proporcionando un rango amplio de regulación de tensión.

2.6. Conversión de Potencia Parcial en Convertidores Z-Source Resonantes

En este trabajo se propone la integración de tres conceptos complementarios: conversión de potencia parcial (PP), red Z-Source y convertidor resonante. La conversión de potencia parcial (*Partial Power Processing*, PPP) surge como una alternativa eficiente frente a los convertidores convencionales de potencia total. En estos últimos, el convertidor procesa el 100% de la energía entregada por el generador fotovoltaico, lo cual implica mayores exigencias en los semiconductores, incremento en las pérdidas de conmutación y conducción, así como un mayor volumen y costo de los componentes pasivos [8], [9], [10].

En contraste, los convertidores de potencia parcial procesan únicamente una fracción de la potencia total generada, mientras que el resto fluye directamente hacia la carga. La relación entre la potencia procesada por el convertidor y la potencia total del sistema se conoce como “*processed power ratio*” o razón de potencia procesada (K_{pp}), y constituye un parámetro clave en el diseño y evaluación de este tipo de arquitecturas. Al limitar el procesamiento activo de energía, se logra una reducción significativa en el esfuerzo eléctrico de los dispositivos de conmutación, en las pérdidas internas y en los requerimientos térmicos, lo que se traduce en un aumento de la eficiencia global y una disminución de los costos [11], [12].

La idea de procesar solo una fracción de la potencia no es reciente: fue inicialmente explorada en la industria aeroespacial, donde las restricciones de peso y volumen obligaban a optimizar al máximo la densidad de potencia. Actualmente, el concepto se ha extendido a sistemas fotovoltaicos residenciales, estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos y sistemas de almacenamiento de energía, consolidándose como una solución atractiva frente a la creciente necesidad de eficiencia y flexibilidad en la conversión de energía renovable [8], [9].

En este contexto, las topologías de potencia parcial aplicadas a sistemas fotovoltaicos permiten no solo mejorar el rendimiento energético, sino también garantizar la compatibilidad con algoritmos MPPT y la regulación del lado de tensión continua, procesando porcentajes reducidos de la potencia total sin sacrificar robustez ni confiabilidad.

2.6.1. Definición formal y razón de potencia procesada

El principio fundamental de los convertidores de PP consiste en que el convertidor no procesa el flujo total de energía generado por el sistema fotovoltaico, sino únicamente una fracción de esta. Para cuantificar dicha proporción, se define K_{pp} , expresado como

$$K_{pp} = \frac{P_{conv}}{P_{pv}}, \quad (2.24)$$

donde P_{conv} corresponde a la potencia procesada por el convertidor y P_{pv} a la potencia total generada por el generador fotovoltaico. En un convertidor de potencia total se cumple que $K_{pr} = 1$, mientras que en un convertidor de potencia parcial $K_{pr} < 1$.

Un valor reducido de K_{pr} implica que solo una parte de la corriente del generador es influenciada activamente por el convertidor, mientras que el resto fluye directamente hacia la carga o al lado de tensión continua. Esta característica permite dimensionar los semiconductores y los elementos magnéticos a corrientes y/o tensiones menores, lo cual incrementa la eficiencia y reduce tanto el costo como el volumen del sistema [8], [10].

El parámetro K_{pr} no es fijo, sino que depende de la topología implementada y de la condición de operación del sistema. Su adecuada elección permite optimizar el desempeño

global, equilibrando los objetivos de eficiencia, regulación de tensión y robustez frente a variaciones ambientales.

2.6.2. Topologías principales de potencia parcial

2.6.2.a. Entrada en paralelo y salida en serie

La primera de las configuraciones clásicas de potencia parcial es la denominada *Parallel Input Series Output* (PISO), ilustrada en la Figura 2.13. En esta topología, los terminales de entrada del convertidor se conectan en paralelo con la fuente fotovoltaica, mientras que su salida se conecta en serie con la fuente para alimentar el lado de continua. De esta forma, el voltaje en la carga resulta de la suma entre la tensión del generador fotovoltaico y la tensión de salida del convertidor:

$$V_c = V_{sc} + V_f. \quad (2.25)$$

Esta característica convierte a la configuración PISO en una alternativa idónea para aplicaciones que requieren elevadas relaciones de ganancia (modo *Boost*), ya que el convertidor aporta un incremento adicional al voltaje del panel. Además, al estar la entrada del convertidor en paralelo con el generador, la corriente de la fuente se divide: una fracción fluye directamente hacia la carga, mientras que otra parte es procesada por el convertidor. En consecuencia, K_{pr} es menor que la unidad, lo que se traduce en una reducción significativa de las pérdidas de conversión [11], [12].

Una ventaja clave de la estructura PISO es que permite mantener la regulación del lado de tensión continua aun cuando existan variaciones de irradiancia o de tensión en el panel, ya que el convertidor compensa dinámicamente estas fluctuaciones sin necesidad de procesar toda la potencia generada. De este modo, se logra un mejor compromiso entre eficiencia, capacidad de regulación y dimensionamiento de los componentes, lo que hace a la topología PISO especialmente atractiva para aplicaciones fotovoltaicas residenciales y estaciones de carga rápida [9], [10].

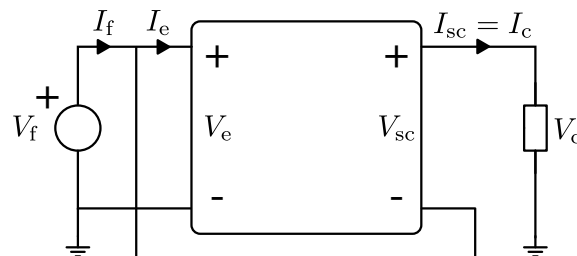


Figura 2.13: Topología PISO

2.6.2.b. Entrada en serie y salida en paralelo

La segunda configuración clásica de potencia parcial es la denominada *Series Input Parallel Output* (SIPO), ilustrada en la Figura 2.14. En esta topología, los terminales de entrada del convertidor se conectan en serie con la fuente fotovoltaica, mientras que la salida se conecta en paralelo con la carga. De esta forma, la tensión en los bornes de la carga coincide con la tensión del generador fotovoltaico, mientras que la corriente total hacia la carga es la suma de la aportada directamente por el panel y la suministrada por el convertidor:

$$I_c = I_f + I_{ec}. \quad (2.26)$$

Este arreglo presenta ventajas en aplicaciones donde la corriente de salida es elevada, ya que el convertidor contribuye dinámicamente a complementar la corriente del generador sin necesidad de procesar toda la potencia. Al igual que en la topología PISO, el ratio de potencia procesada K_{pr} es inferior a la unidad, lo que disminuye las pérdidas en los dispositivos de conmutación y permite un dimensionamiento más eficiente de los componentes magnéticos y térmicos [11], [12].

Una característica relevante de la arquitectura SIPO es que facilita la regulación de la corriente hacia la carga y la implementación de algoritmos de control de potencia, ya que la tensión de salida se mantiene fija por el panel y el convertidor actúa como una fuente de corriente adicional. Esta particularidad simplifica la integración con baterías, microredes de continua o sistemas de almacenamiento, donde la prioridad es asegurar un flujo de corriente estable y controlado [9], [10].

En síntesis, mientras que la topología PISO resulta más adecuada cuando se requieren altos niveles de elevación de tensión, la configuración SIPO se orienta a escenarios donde la demanda de corriente es significativa. La elección entre ambas depende de las condiciones de operación y de los objetivos de eficiencia, regulación y modularidad del sistema fotovoltaico.

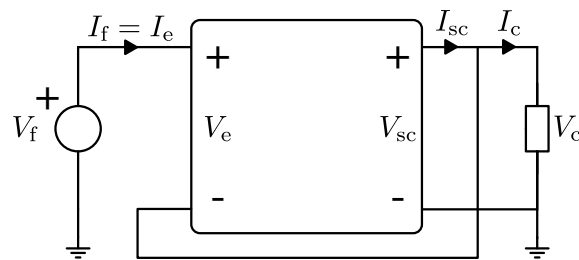


Figura 2.14: Topología SIPO

2.6.3. Integración con convertidores resonantes y red Z-Source

La integración de las redes de impedancia ZS en convertidores resonantes ha surgido como una estrategia prometedora para superar las limitaciones clásicas del SRC. Mientras que el SRC convencional opera únicamente en modo *buck*, restringiendo la tensión de salida a valores inferiores o iguales a la de entrada, la incorporación de la red ZS permite extender el rango de ganancia de voltaje mediante la inclusión de los estados de *shoot-through*, logrando así funcionalidad tipo *buck-boost* en una sola etapa [13].

Este enfoque presenta varias ventajas frente a arquitecturas convencionales, como la posibilidad de operar con conmutación suave en un rango más amplio de tensiones e irradiancias, la capacidad de tolerar y aprovechar estados de cortocircuito controlados sin dañar los semiconductores, y una reducción del rango de variación de la frecuencia de conmutación, lo que aumenta la eficiencia en condiciones de carga ligera [14].

Trabajos recientes han demostrado que la red ZS, cuando se acopla a un SRC o a sus variantes cuasi resonantes, mejora significativamente la robustez del sistema ante variaciones de entrada y transitorios de carga. Esto se traduce en menores pérdidas por corriente circulante y en una reducción del esfuerzo de conversión, lo cual es crítico en aplicaciones de generación fotovoltaica y cargadores de vehículos eléctricos [15].

Además, la operación en régimen de PP incrementa aún más la eficiencia global, ya que solo una fracción de la potencia total es procesada por el convertidor. Al integrar la red ZS dentro de topologías en potencia parcial como PISO y SIPO, se consigue un balance entre eficiencia, reducción del estrés en los semiconductores y flexibilidad de diseño. Los estudios aplicados en sistemas residenciales y estaciones de carga rápida han mostrado que estas arquitecturas logran mantener una tensión del lado de continua regulada y facilitar la implementación de algoritmos MPPT con menores pérdidas y mayor fiabilidad [12].

2.7. Estrategias de seguimiento del máximo punto de potencia

En sistemas fotovoltaicos, la potencia entregada por un generador depende fuertemente de las condiciones de irradiancia y temperatura, lo que provoca que el MPP varíe de manera continua. Para garantizar el aprovechamiento óptimo de la energía disponible, se emplean algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT), cuya función es ajustar dinámicamente la variable de control del sistema (tensión o corriente de referencia) para operar en torno al MPP.

Entre los algoritmos clásicos, el método *Perturb&Observe* (P&O) destaca por su sencillez e implementación directa. Este método ajusta la variable de control (en el caso de esta memoria, la tensión de referencia del generador fotovoltaico V_{pv}) con el objetivo de desplazar el punto de operación hacia el máximo de la curva P-V. En una discretización por ciclos k , se calculan las variaciones:

$$\Delta P = P(k) - P(k-1), \quad \Delta V = V(k) - V(k-1).$$

La lógica base de P&O establece que el signo de ΔP frente a una perturbación ΔV indica el lado del MPP: si $\Delta P \cdot \Delta V > 0$, conviene persistir la perturbación; si $\Delta P \cdot \Delta V < 0$, conviene invertirla.

2.7.1. Derivada secuencial acotada

Para aumentar la robustez de la decisión, la pendiente local de la curva P-V se estima mediante diferencias finitas:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_k \approx \frac{\Delta P}{\Delta V}.$$

No obstante, en una implementación digital pueden presentarse dos inconvenientes: (i) la división por cero cuando $\Delta V = 0$, y (ii) la obtención de valores anómalamente grandes de pendiente debido a ruido de medida o transitorios. Para evitar estas situaciones, se introduce un valor mínimo de referencia ε en el denominador, de modo que:

$$\Delta V_{\text{corr}} = \begin{cases} \varepsilon, & \text{si } \Delta V = 0, \\ \Delta V, & \text{si } \Delta V \neq 0, \end{cases} \quad \text{donde } \varepsilon \approx 10^{-5},$$

asimismo, se restringe la pendiente calculada a un intervalo físicamente razonable, definido por los parámetros $PV_{\text{mín}}$ y $PV_{\text{máx}}$:

$$\frac{\Delta P}{\Delta V_{\text{corr}}} = \begin{cases} PV_{\text{máx}}, & \text{si } \frac{\Delta P}{\Delta V_{\text{corr}}} > PV_{\text{máx}}, \\ \frac{\Delta P}{\Delta V_{\text{corr}}}, & \text{si } PV_{\text{mín}} \leq \frac{\Delta P}{\Delta V_{\text{corr}}} \leq PV_{\text{máx}}, \\ PV_{\text{mín}}, & \text{si } \frac{\Delta P}{\Delta V_{\text{corr}}} < PV_{\text{mín}}. \end{cases}$$

El signo de dP/dV mantiene la lógica del algoritmo P&O, pero el uso de un denominador protegido y un acotamiento en valores extremos evita errores numéricos debidos a ruido o transitorios, garantizando decisiones más estables y repetibles en el MPPT.

2.7.2. Ley de paso acelerada

En su forma clásica, el método P&O emplea un paso fijo de perturbación $\pm \Delta V_{\text{mín}}$ sobre la referencia de tensión. Esta estrategia garantiza simplicidad, pero presenta dos

limitaciones conocidas: (i) la convergencia es lenta cuando el punto de operación está alejado del MPP, y (ii) la oscilación en régimen estacionario no se atenúa, dado que el tamaño del paso permanece constante incluso cerca del óptimo.

Para mejorar este comportamiento, se introduce una “ley de paso acelerada”, en la cual se conserva el paso mínimo $\Delta V_{\text{mín}}$, pero se agrega un término proporcional a la pendiente local de la curva P-V:

$$\Delta V^* = \begin{cases} \Delta V_{\text{mín}} + k_a \Delta V_{\text{mín}} \frac{dP}{dV}|_k, & \text{si } \frac{dP}{dV}|_k \geq 0, \\ -\Delta V_{\text{mín}} + k_a \Delta V_{\text{mín}} \frac{dP}{dV}|_k, & \text{si } \frac{dP}{dV}|_k < 0, \end{cases}$$

donde $\Delta V_{\text{mín}} > 0$ corresponde al paso mínimo, que asegura un ajuste básico incluso en las cercanías del MPP; $k_a > 0$ es el “factor de aceleración”, que pondera el efecto de la pendiente. El término adicional $k_a \Delta V_{\text{mín}} (dP/dV)$ introduce una adaptación dinámica: Cuando la pendiente $|dP/dV|$ es grande (el punto de operación está lejos del MPP), el paso se incrementa, acelerando la convergencia. Cuando la pendiente se aproxima a cero (el sistema opera cerca del MPP), el paso se reduce, lo que atenúa las oscilaciones en régimen estacionario.

Es importante destacar que la incorporación del término de paso acelerado permite desacoplar la velocidad de convergencia del tamaño del paso mínimo $\Delta V_{\text{mín}}$. En un esquema P&O convencional sin aceleración, para lograr un tiempo de asentamiento reducido se requiere utilizar un $\Delta V_{\text{mín}}$ relativamente grande, lo que inevitablemente incrementa la amplitud de las oscilaciones alrededor del MPP en régimen estacionario.

Capítulo 3

Simulación

3.1. Resultados Simulación

3.1.1. Arranque del convertidor

Para caracterizar el comportamiento dinámico inicial, se realizaron ensayos de arranque en el convertidor SRC, en el convertidor ZS-SRC y en sus configuraciones de potencia parcial PISO y SIPO. En todos los casos se utilizó una fuente de tensión continua de $V_f = 50$ V y una carga resistiva de $R = 15 \Omega$. La frecuencia de conmutación se fijó igual a la frecuencia de resonancia del tanque, y el ciclo de disparo del estado *shoot-through* se mantuvo en cero ($D_{st} = 0$).

Los ensayos se realizaron bajo dos condiciones: un modelo ideal sin pérdidas y un modelo no ideal que incorpora la caída de tensión en los semiconductores, tanto en conducción como en conmutación. Dicha caída de tensión genera pérdidas de potencia que se disipan en forma de calor, afectando el comportamiento dinámico durante el arranque. En cada caso, se registró la evolución temporal de la tensión, la corriente y la potencia del convertidor durante el proceso de carga del condensador de salida y el establecimiento del régimen estacionario.

Para las configuraciones en PP, se consideró únicamente el caso con pérdidas, ya que los resultados sin pérdidas no aportan información adicional relevante sobre la respuesta dinámica del sistema. Al tratarse de configuraciones en las que el flujo de energía se divide entre la rama activa y la rama directa, el modelo ideal tiende a generar condiciones de equilibrio no representativas del comportamiento real; por lo que se optó por omitir dichos ensayos y concentrar el análisis en el caso con pérdidas térmicas.

3.1.1.a. Arranque del convertidor SRC

En esta prueba se simuló el arranque del convertidor SRC, bajo las condiciones previamente descritas. Se registraron la tensión de la fuente y la tensión sobre la carga resistiva, considerando tanto el modelo ideal como el caso con pérdidas térmicas en los semiconductores.

3.1.1.b. Arranque del convertidor ZS-SRC

Posteriormente, se repitió el ensayo para el convertidor ZS-SRC, utilizando las mismas condiciones de entrada y carga. En este caso, se registraron únicamente la tensión de la

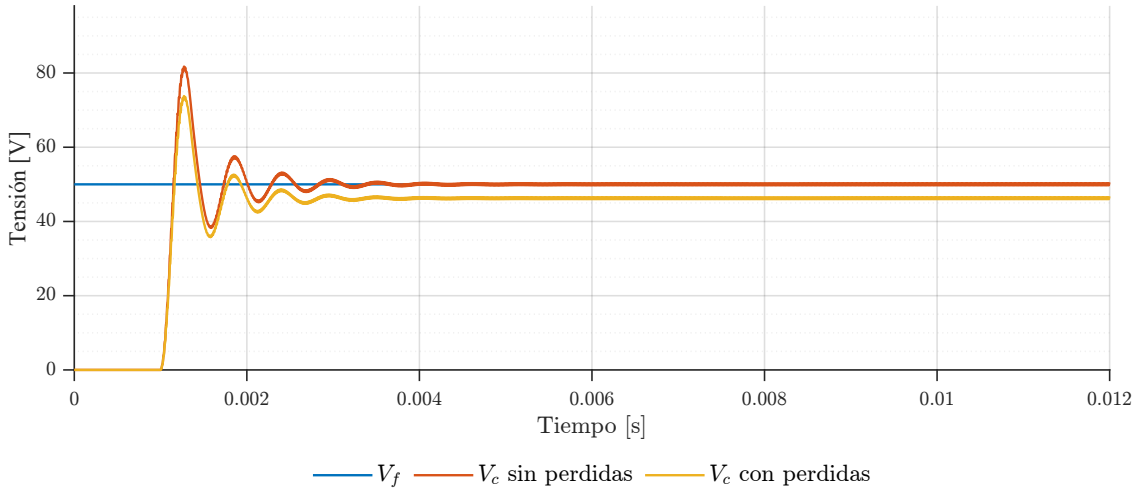


Figura 3.1: Arranque del convertidor resonante en serie (SRC) con y sin modelo de pérdidas térmicas.

fuente y la tensión sobre la carga resistiva durante el proceso de arranque, considerando tanto el modelo ideal como el caso con pérdidas térmicas en los semiconductores.

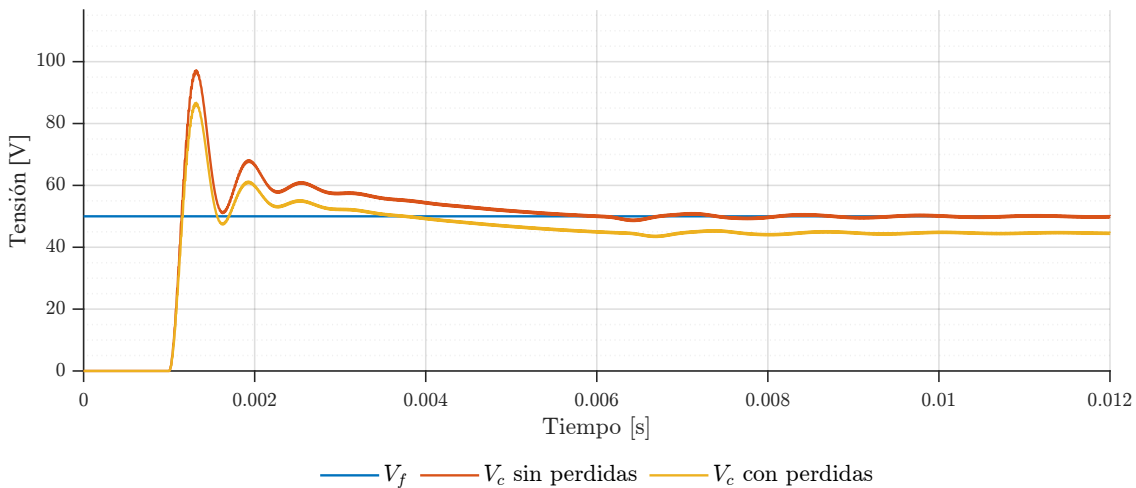


Figura 3.2: Arranque del convertidor ZS-SRC con y sin modelo de pérdidas térmicas.

Se observa que, una vez superado el transitorio de arranque, persiste una pequeña oscilación en torno al valor medio de la tensión de salida. Esta variación no corresponde a un fenómeno de inestabilidad, sino al contenido armónico inherente al proceso de conmutación y al comportamiento dinámico del tanque resonante, cuyos armónicos aún no han sido completamente atenuados por el filtro de salida en la etapa inmediatamente posterior al establecimiento del régimen.

3.1.1.c. Comparación de configuraciones PISO y SIPO

Con el fin de evaluar el efecto de la conversión de potencia parcial sobre el comportamiento estacionario del sistema, se simularon las configuraciones PISO y SIPO del convertidor ZS-SRC. En ambos casos, se consideró únicamente el modelo con pérdidas

térmicas, manteniendo las mismas condiciones de operación empleadas en los ensayos anteriores. Se registraron las tensiones de la fuente y de la carga en estado estacionario, con el propósito de observar la influencia de cada configuración en la distribución de potencia entre el convertidor y la carga.

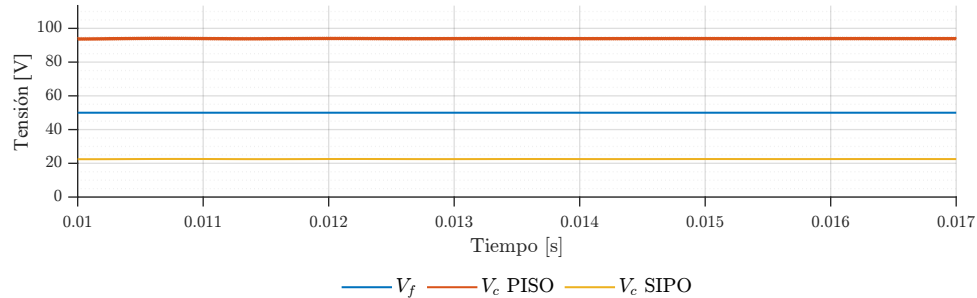


Figura 3.3: Arranque del convertidor ZS-SRC en configuraciones PISO y SIPO.

3.1.2. Modos de operación del convertidor ZS-SRC

El convertidor ZS-SRC fue evaluado considerando tres modos de operación principales: normal, *buck* y *boost*. Estos modos se definen según la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia del tanque, además del ciclo de trabajo asociado al estado *shoot-through*. Todos los ensayos se realizaron empleando una fuente de batería de $V_f = 50$ V y una carga resistiva de $R = 15 \Omega$, manteniendo condiciones uniformes de operación para permitir la comparación entre los distintos regímenes.

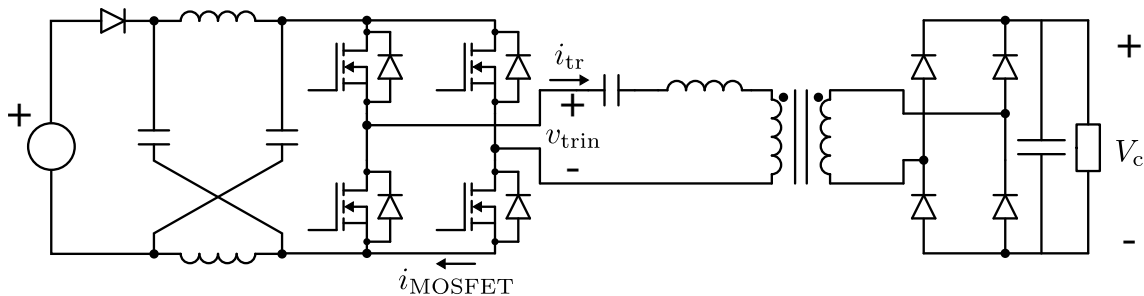


Figura 3.4: Variables medidas.

3.1.2.a. Modo normal

En el modo normal, el convertidor opera en condiciones resonantes, con una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia natural del tanque ($f_c = f_r$) y un ciclo de trabajo nulo para el estado *shoot-through* ($D_{st} = 0$). La Figura 3.5 muestra las formas de onda de tensión de entrada al tanque resonante (V_{trin}) y corriente del tanque resonante (I_{tr}), junto con las corrientes de los MOSFET (I_{MOSFET}) registradas durante este modo de operación.

3.1.2.b. Modo buck

El modo *buck* corresponde al caso en que la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia de resonancia ($f_s = 1,2f_r$), manteniendo el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* en cero ($D_{st} = 0$). La Figura 3.6 presenta las formas de onda de tensión y

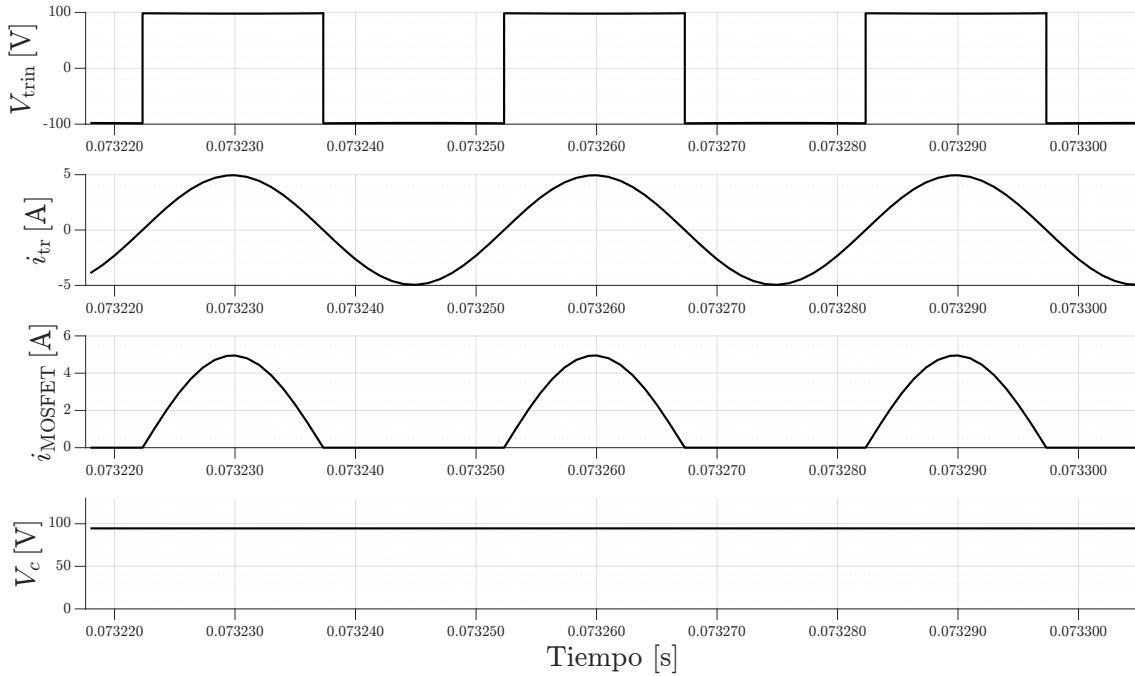


Figura 3.5: Modo de operación normal con fuente batería de 50V y carga 15Ω .

corriente del transformador, junto con las corrientes de los MOSFET obtenidas bajo estas condiciones de operación.

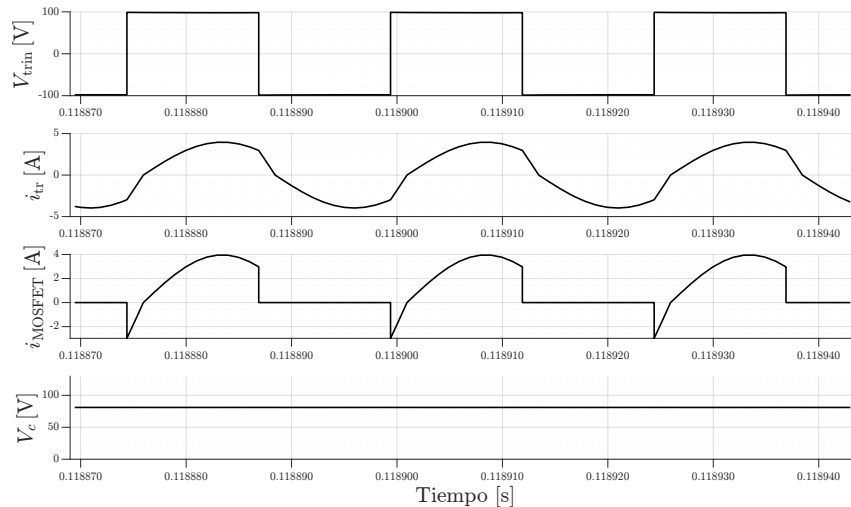


Figura 3.6: Modo de operación buck con fuente batería de 50V y carga 15Ω .

3.1.2.c. Modo boost

En el modo *boost*, el convertidor opera con la activación del estado *shoot-through*, aplicando un ciclo de trabajo distinto de cero ($D_{st} = 0,1$) y una frecuencia de conmutación igual a la frecuencia de resonancia ($f_c = f_r$). La Figura 3.7 muestra las formas de onda de tensión y corriente del transformador, junto con las corrientes de los MOSFET durante este modo de operación.

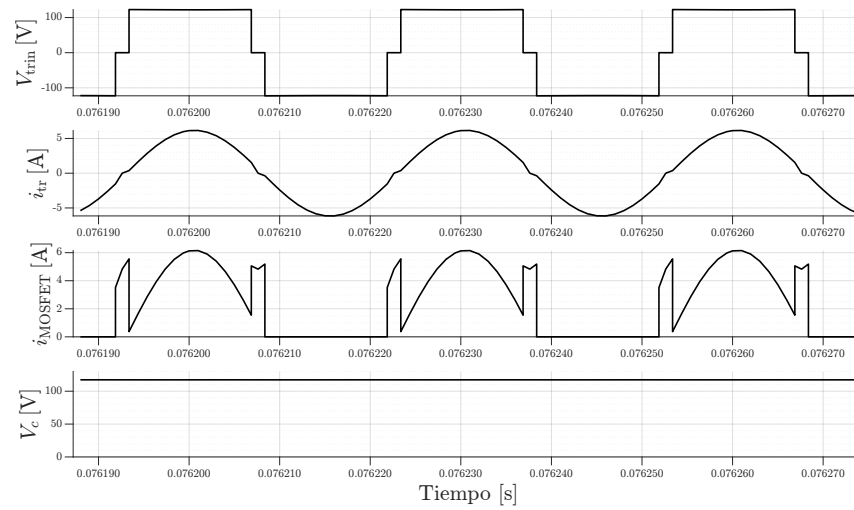


Figura 3.7: Modo de operación boost con fuente batería de 50V y carga 15Ω .

3.1.3. Comparación de modos de operación

En esta sección se presentan los ensayos correspondientes a los distintos modos de operación del SRC, el convertidor ZS-SRC y sus variantes en PP. En todos los casos, se mantuvieron constantes las condiciones de ensayo: fuente de batería de $V_f = 50 \text{ V}$ y carga resistiva de $R = 15 \Omega$. Los ensayos consideran la variación de la frecuencia de conmutación respecto a la frecuencia de resonancia, registrando la ganancia de tensión, el rango de operación y la eficiencia obtenida en cada topología.

3.1.3.a. Comparación en función de la frecuencia

La Figura 3.8 presenta la variación de la ganancia de tensión $M = V_c/V_f$ en función de la relación adimensional $F = f_c/f_r$ para las configuraciones analizadas: SRC y ZS-SRC, incluyendo además la curva teórica correspondiente al modelo ideal del tanque resonante.

En este ensayo se registraron los valores de tensión de salida mediante un barrido de frecuencia en torno a la condición de resonancia del tanque, manteniendo el ciclo de trabajo $D_{st} = 0$.

Los resultados numéricos obtenidos experimentalmente y los calculados mediante el modelo teórico se resumen en la Tabla 3.1, donde además se incorpora el porcentaje de la ganancia del convertidor ZS-SRC respecto del comportamiento teórico, con el objetivo de cuantificar la desviación relativa entre ambos modelos.

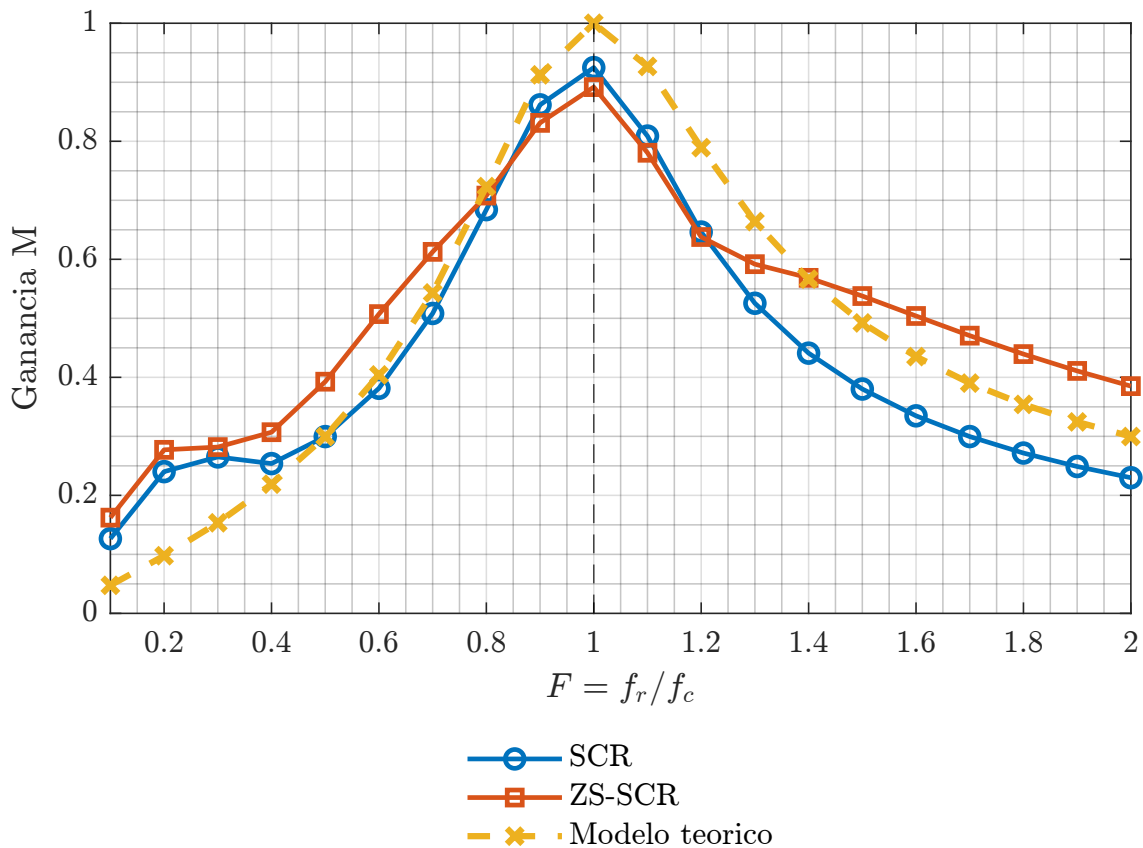


Figura 3.8: Comparación de ganancia en función de la frecuencia de conmutación.

Tabla 3.1: Comparación de ganancia normalizada y relación porcentual del modelo ZS-SCR respecto al modelo teórico

F	M_{SCR}	M_{ZS-SCR}	$M_{Teórica}$	% ZS/Teórica
0.1	0.1267	0.1622	0.0526	308.4
0.2	0.2402	0.2771	0.1054	263.1
0.3	0.2651	0.2818	0.1589	177.4
0.4	0.2538	0.3070	0.2135	143.8
0.5	0.2996	0.3926	0.2696	145.7
0.6	0.3814	0.5072	0.3285	154.4
0.7	0.5082	0.6126	0.3917	156.4
0.8	0.6842	0.7080	0.4614	153.4
0.9	0.8617	0.8312	0.5409	153.7
1.0	0.9249	0.8918	1.0000	89.2
1.1	0.8088	0.7806	0.9260	84.3
1.2	0.6462	0.6378	0.7778	82.0
1.3	0.5255	0.5918	0.6467	91.5
1.4	0.4410	0.5686	0.5474	103.9
1.5	0.3802	0.5377	0.4730	113.7
1.6	0.3347	0.5040	0.4160	121.2
1.7	0.2996	0.4706	0.3713	126.7
1.8	0.2717	0.4394	0.3356	130.9
1.9	0.2489	0.4109	0.3066	134.0
2.0	0.2299	0.3851	0.2827	136.3

3.1.3.b. Rango de operación

En la Figura 3.9 se representa de forma esquemática el rango efectivo de operación observado en cada topología, variando frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo según corresponda.

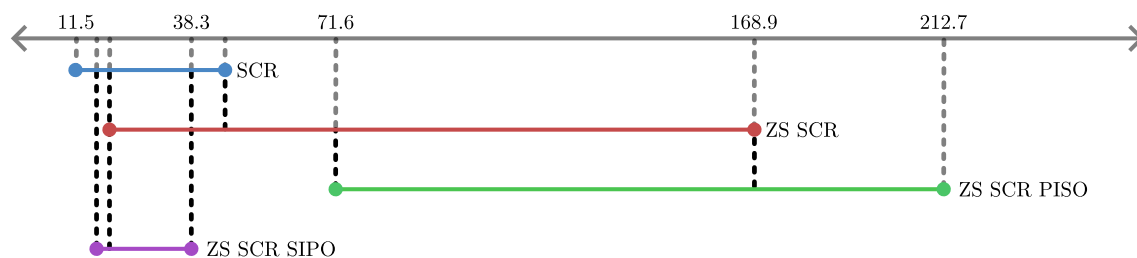


Figura 3.9: Representación esquemática del rango de operación.

3.1.3.c. Comparación de eficiencia

La Figura 3.10 muestra la eficiencia η obtenida para cada topología en función de la relación $F > 1$. El registro experimental considera el cálculo de la eficiencia a partir de la potencia entregada por la batería y la potencia suministrada a la carga.

En la simulación realizada, las pérdidas observadas se deben exclusivamente a los modelos no ideales de los dispositivos semiconductores y diodos empleados en el convertidor. Estas pérdidas corresponden principalmente a pérdidas por conducción asociadas a la re-

sistencia en estado activo de los interruptores y a la caída de tensión directa en los diodos. No se consideraron pérdidas adicionales en los elementos pasivos del tanque resonante, por lo que la reducción de eficiencia responde únicamente al comportamiento no ideal de los dispositivos de potencia.

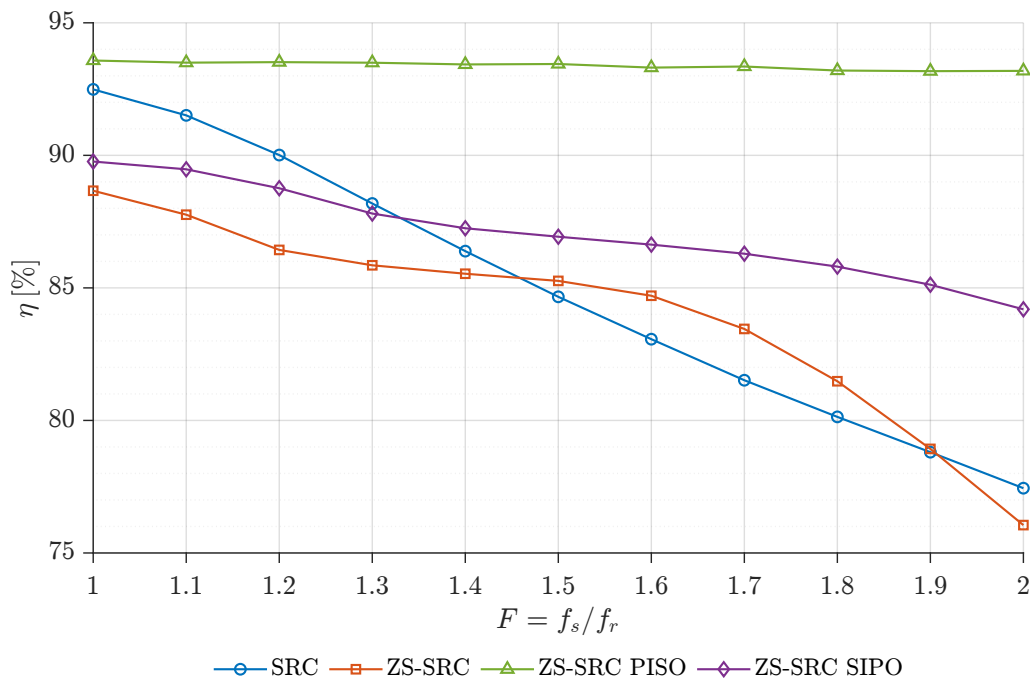


Figura 3.10: Eficiencia medida en función de la frecuencia de conmutación.

3.1.4. Análisis del punto de máxima potencia (MPP) en el convertidor ZS-SRC PISO

Se evaluó el comportamiento del convertidor ZS-SRC en configuración PISO alimentado por un generador fotovoltaico, considerando dos escenarios: operación sin control MPPT y operación con el control MPPT activado. El algoritmo implementado corresponde al método *Perturb and Observe* (P&O), incorporando una ley de paso con aceleración y derivada secuencial acotada, con el objetivo de mejorar la velocidad de convergencia y reducir las oscilaciones alrededor del punto de máxima potencia.

Los parámetros utilizados en el controlador MPPT se resumen en la Tabla 3.2. Las simulaciones se realizaron bajo condiciones de irradiancia constante y temperatura nominal, manteniendo los mismos parámetros eléctricos del convertidor en ambos casos, de modo que las diferencias observadas en el desempeño se atribuyen exclusivamente a la acción del algoritmo MPPT.

Tabla 3.2: Parámetros del algoritmo MPPT tipo P&O con ley de paso acelerada

Parámetro	Valor	Descripción
$\Delta V_{\text{mín}}$	0,4 V	Paso mínimo de variación de tensión
$PV_{\text{máx}}$	5 W/V	Límite superior de la derivada de potencia
$PV_{\text{mín}}$	-5 W/V	Límite inferior de la derivada de potencia
k_a	0,6	Factor de aceleración del ajuste de referencia

3.1.5. Curvas P–V del generador fotovoltaico con y sin control MPPT

La Figura 3.11 presenta de forma conjunta las curvas de potencia del generador fotovoltaico operando conectado al convertidor ZS–SRC en configuración PISO, tanto en ausencia como en presencia del control MPPT. Las mediciones se realizaron manteniendo la frecuencia de conmutación igual a la de resonancia del tanque ($f_c = f_r$) y fijando el ciclo de *shoot-through* en cero ($D_{st} = 0$), de modo que la única diferencia entre ambas curvas corresponde a la acción del controlador MPPT.

En primer lugar, la curva obtenida sin control muestra que el sistema tiende de manera natural a un punto de operación determinado por la interacción entre la impedancia dinámica del panel y la carga equivalente vista a través del convertidor. Este punto, marcado en la figura, se encuentra claramente alejado del MPP, lo cual implica un uso ineficiente del generador fotovoltaico en condiciones de operación libre.

Cuando se habilita el MPPT, el controlador modifica la tensión del panel mediante la regulación de la ganancia del convertidor y desplaza el punto de operación hacia el MPP. Como se observa en la Figura 3.11, la potencia extraída incrementa significativamente al ubicarse sobre el máximo de la curva característica. La superposición de ambas curvas evidencia que el controlador es capaz de forzar la operación del sistema en la zona óptima de generación, corrigiendo de manera efectiva la tendencia natural del convertidor a operar lejos del MPP cuando no se aplica regulación.

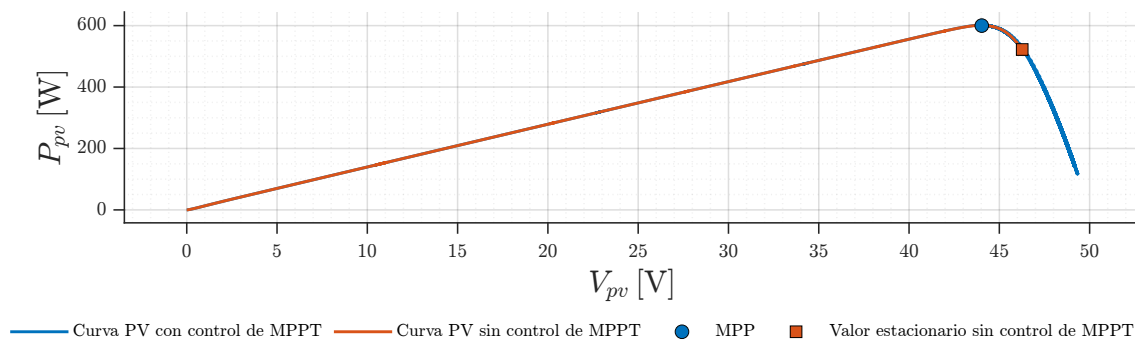


Figura 3.11: Curvas P–V con y sin control MPPT utilizando ZS–SRC PISO.

3.1.5.a. Evolución temporal de tensión, corriente y potencia con y sin MPPT

La Figura 3.12 presenta de manera conjunta la evolución temporal de la tensión, corriente y potencia del generador fotovoltaico para los casos con y sin control MPPT. En ausencia de regulación, el panel opera en un punto determinado únicamente por su curva característica y por la impedancia equivalente vista a través del convertidor, lo que conduce a un nivel de potencia inferior al disponible en el MPP. Al habilitar el MPPT, el controlador modifica dinámicamente la tensión del panel y ajusta la ganancia del convertidor para desplazar el punto de operación hacia la zona de máxima potencia. Esto se refleja en el incremento de la potencia entregada y en la estabilización de las variables eléctricas alrededor de los valores óptimos definidos por el algoritmo. La comparación evidencia la acción correctiva del MPPT y su capacidad para forzar el funcionamiento del sistema en condiciones óptimas de extracción energética.

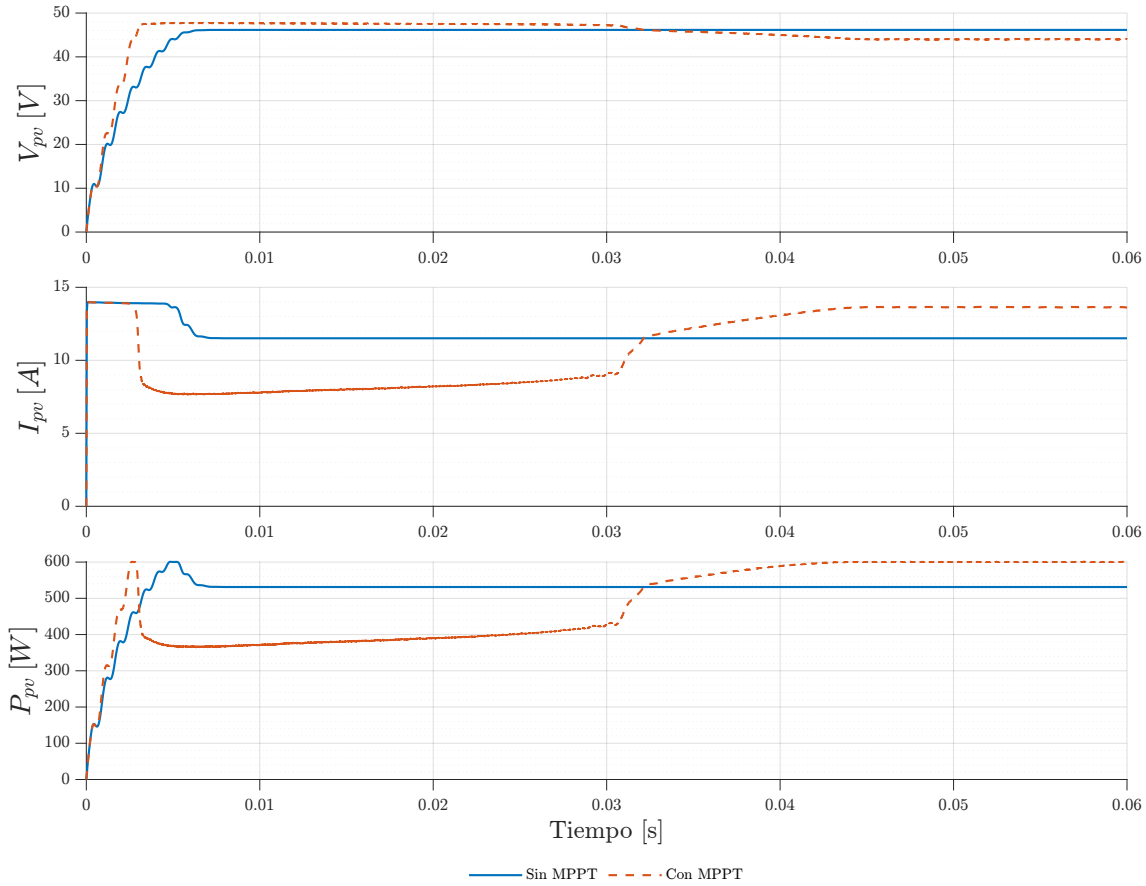


Figura 3.12: Evolución temporal de tensión, corriente y potencia del generador fotovoltaico con y sin control MPPT.

3.1.6. Comportamiento del sistema ante variaciones de irradiancia y temperatura

Con el objetivo de evaluar la respuesta del convertidor ZS-SRC en configuración PISO ante cambios en las condiciones ambientales, se realizaron simulaciones variando tanto la irradiancia como la temperatura del módulo fotovoltaico. Durante todos los ensayos, el control MPPT permaneció activo, permitiendo que el sistema ajustara automáticamente la frecuencia de conmutación y el ciclo de disparo D_{st} para seguir el punto de máxima potencia correspondiente a cada condición de operación.

La Figura 3.13 muestra los puntos estables de operación alcanzados por el sistema bajo distintos niveles de irradiancia, donde cada punto representa el estado estacionario obtenido por el control MPPT en el plano P-V.

De forma análoga, la Figura 3.14 muestra los puntos estables alcanzados por el sistema al modificar la temperatura del módulo fotovoltaico, manteniendo constante la irradiancia. Cada punto representa la condición estacionaria obtenida por el control MPPT para una temperatura específica.

En la Figura 3.15 se presentan las variaciones de las principales magnitudes eléctricas del sistema en función de la irradiancia: la relación de frecuencia (F), el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* (D_{st}), la tensión de carga (V_{load}), la potencia entregada por el generador (P_{pv}) y la irradiancia (G). En el intervalo comprendido entre 0.25 s y 0.30 s se observa

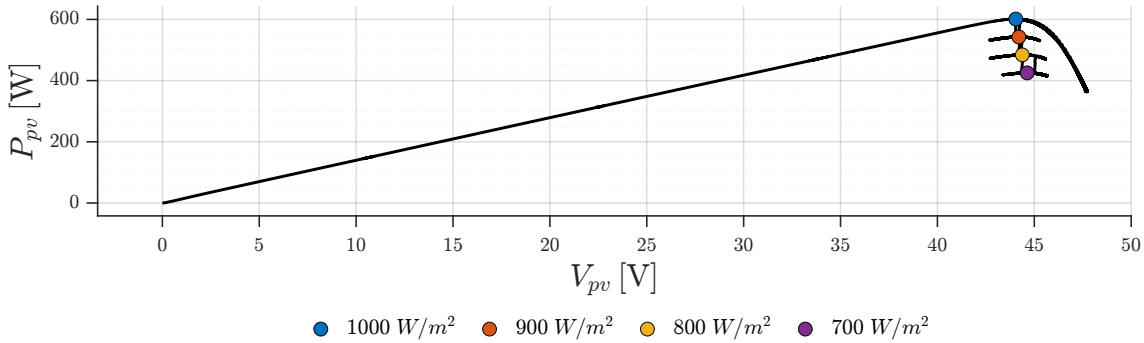


Figura 3.13: Puntos estables del sistema operando con control MPPT para distintos niveles de irradiancia.

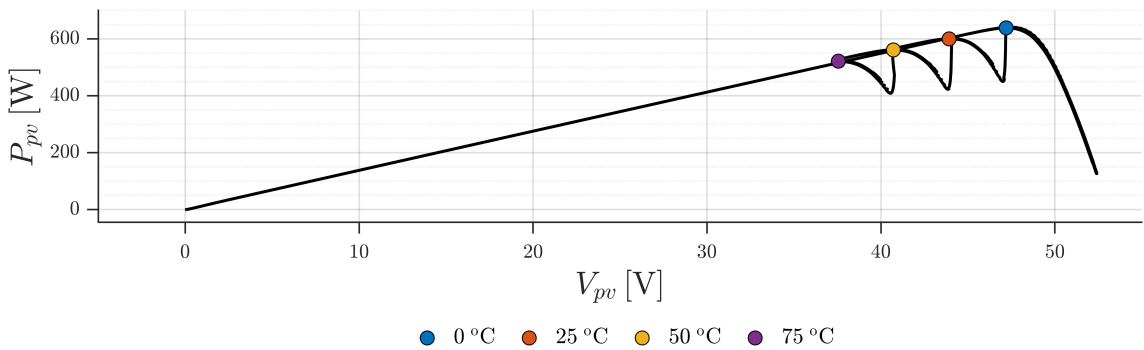


Figura 3.14: Puntos estables del sistema operando con control MPPT para distintos niveles de temperatura.

un comportamiento transitorio asociado a la disminución escalonada de la irradiancia. Durante este período, la reducción de la potencia disponible en el generador fotovoltaico obliga al sistema de control a reajustar las variables de operación del convertidor.

En particular, se aprecia que la topología alcanza el límite de ganancia de tensión admisible bajo las condiciones instantáneas de operación. Como consecuencia, el convertidor entra en una zona donde incrementos adicionales en las variables de control (frecuencia normalizada F y ciclo de trabajo D_{st}) no producen un aumento efectivo de la tensión o potencia transferida, generándose oscilaciones transitorias en V_{load} .

Este fenómeno corresponde al comportamiento esperado cuando el sistema opera próximo al máximo de ganancia de la red resonante/Z-Source, sin comprometer la estabilidad global, ya que posteriormente las variables convergen hacia un nuevo punto de equilibrio compatible con la potencia disponible.

El registro permite observar la evolución coordinada de las variables controladas y su ajuste dinámico a medida que cambia la potencia disponible en el generador. La Figura 3.16 presenta las variaciones de las principales variables eléctricas del sistema en función de la temperatura (T). Este registro muestra la respuesta dinámica del sistema ante variaciones térmicas, manteniendo la estabilidad del control MPPT y el seguimiento continuo del punto de máxima potencia.

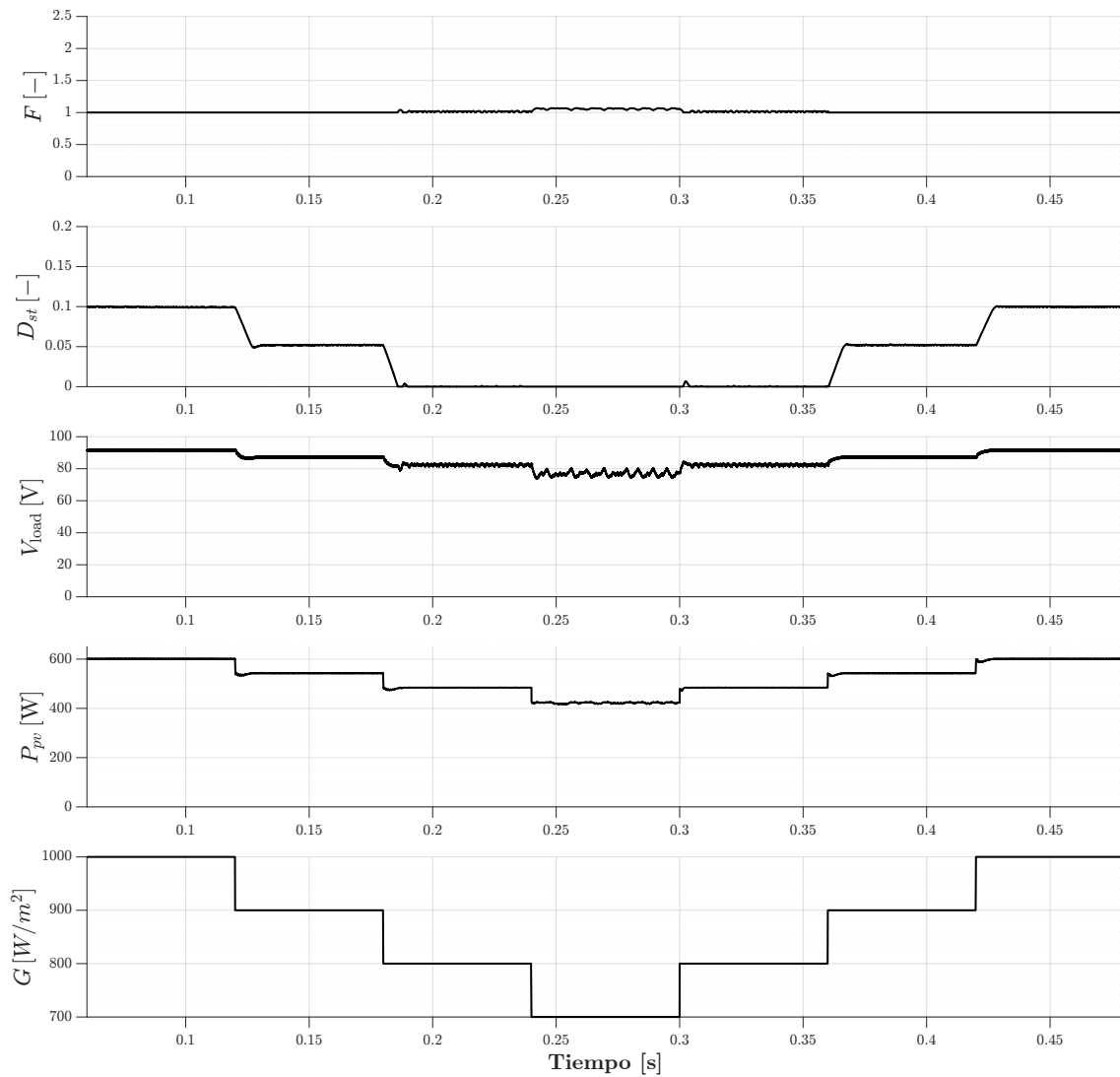


Figura 3.15: Evolución de variables del sistema al variar la irradiancia: F , D_{st} , V_{load} , P_{pv} y G .

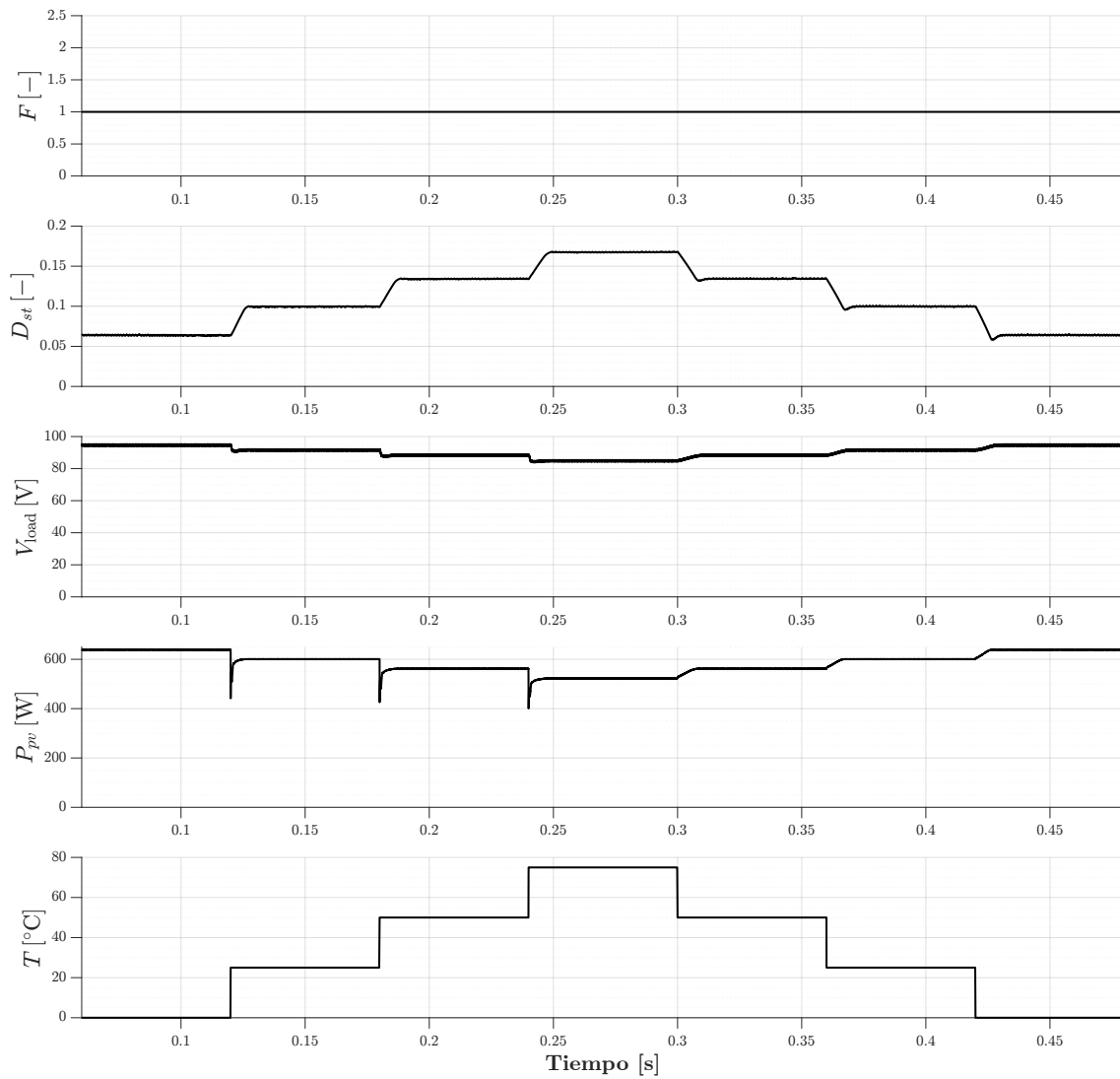


Figura 3.16: Evolución de variables del sistema al variar la temperatura: F , D_{st} , V_{load} , P_{pv} y T .

Capítulo 4

Análisis

4.1. Análisis de resultados Simulación

4.1.1. Arranque del convertidor SRC

Con el objetivo de contrastar la dinámica observada en la simulación con las aproximaciones analíticas, se comparó la respuesta al escalón del SRC tanto para el caso ideal como para el caso con pérdidas. La Figura 4.1 ilustra la evolución de la tensión de salida $V_c(t)$ para ambos modelos, destacando los valores máximos y estacionarios.

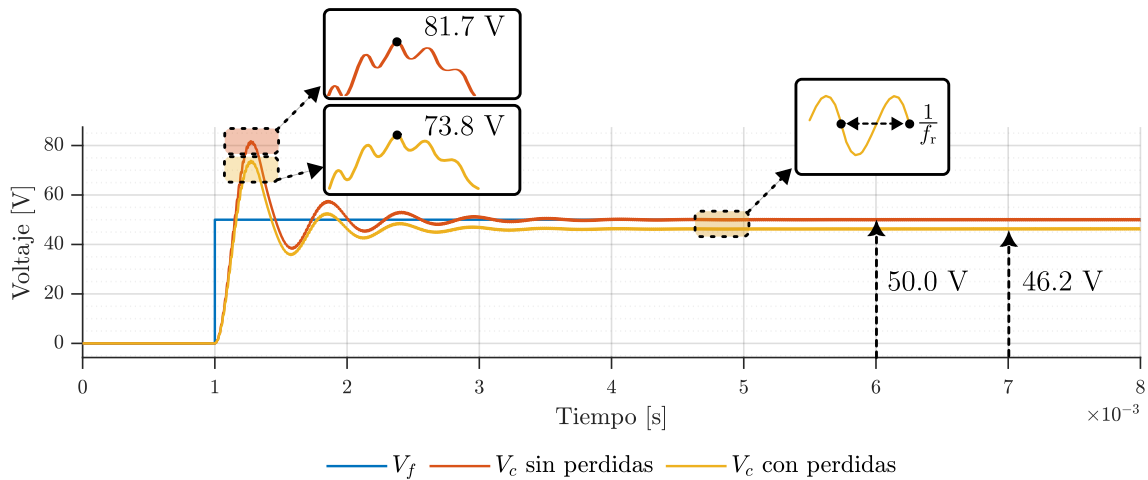


Figura 4.1: Evolución de la tensión de salida $V_c(t)$ del convertidor SRC con y sin modelo de pérdidas térmicas.

El ensayo se realizó aplicando un escalón de $V_e = 50$ V en $t_{0,x} = 1$ ms, donde $x = 1$ corresponde al modelo sin pérdidas y $x = 2$ al modelo con pérdidas. Los valores experimentales registrados fueron:

$$\begin{aligned} V_{\infty,1} &= 50,0 \text{ V}, & V_{p,1} &= 81,7 \text{ V}, & t_{p,1} &= 1,30 \text{ ms}, \\ V_{\infty,2} &= 46,2 \text{ V}, & V_{p,2} &= 73,8 \text{ V}, & t_{p,2} &= 1,30 \text{ ms}. \end{aligned}$$

El comportamiento transitorio se modeló como un sistema de segundo orden subamortiguado, caracterizado por los parámetros de sobreimpulso $M_{p,x}$, factor de amortiguamiento ζ_x , frecuencia natural $\omega_{n,x}$ y constante de tiempo τ_x . El sobreimpulso relativo y el tiempo

al pico relativo se definen por:

$$M_{p,x} = \frac{V_{p,x} - V_{\infty,x}}{V_{\infty,x}}, \quad t'_{p,x} = t_{p,x} - t_{0,x}. \quad (4.1)$$

A partir de (4.1), el amortiguamiento se obtiene según la expresión logarítmica estándar:

$$\zeta_x = -\frac{\ln M_{p,x}}{\sqrt{\pi^2 + (\ln M_{p,x})^2}}, \quad (4.2)$$

y la frecuencia natural no amortiguada se calcula mediante:

$$\omega_{n,x} = \frac{\pi}{t'_{p,x} \sqrt{1 - \zeta_x^2}}, \quad f_{d,x} = \frac{\omega_{n,x} \sqrt{1 - \zeta_x^2}}{2\pi}. \quad (4.3)$$

La constante de tiempo asociada a la envolvente exponencial del sistema equivalente de primer orden se determina como:

$$\tau_x = \frac{1}{\zeta_x \omega_{n,x}}. \quad (4.4)$$

Sustituyendo los valores experimentales, se obtienen los parámetros que resumen la dinámica de ambos modelos:

$$x = 1 : M_{p,1} = 0,635, \quad \zeta_1 = 0,143, \omega_{n,1} = 1,17 \cdot 10^4 \text{ rad/s}, \quad \tau_1 = 0,56 \text{ ms};$$

$$x = 2 : M_{p,2} = 0,596, \quad \zeta_2 = 0,163, \omega_{n,2} = 1,17 \cdot 10^4 \text{ rad/s}, \quad \tau_2 = 0,525 \text{ ms}.$$

La respuesta normalizada del sistema de segundo orden se describe mediante:

$$y_{2o,x}(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta_x^2}} e^{-\zeta_x \omega_{n,x}(t-t_{0,x})} \sin \left[\omega_{n,x} \sqrt{1 - \zeta_x^2} (t - t_{0,x}) + \phi_x \right], \quad (4.5)$$

donde el ángulo de fase inicial está dado por

$$\phi_x = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{1 - \zeta_x^2}}{\zeta_x} \right). \quad (4.6)$$

La envolvente exponencial correspondiente al modelo de primer orden se obtiene directamente de (4.4):

$$y_{1o,x}(t) = 1 - e^{-(t-t_{0,x})/\tau_x}. \quad (4.7)$$

Finalmente, las respuestas teóricas escaladas son:

$$V_{c,2o}^{(x)}(t) = V_{\infty,x} y_{2o,x}(t), \quad V_{c,1o}^{(x)}(t) = V_{\infty,x} y_{1o,x}(t), \quad x \in \{1, 2\}.$$

El análisis paramétrico evidencia que ambos casos presentan la misma frecuencia natural dominante, con $\omega_{n,1} \simeq \omega_{n,2} \simeq 1,17 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$, correspondiente a $f_d \approx 1,85 \text{ kHz}$. Esto confirma que la estructura resonante del convertidor no se ve afectada por la incorporación del modelo térmico. Las diferencias se concentran en el factor de amortiguamiento, que aumenta de $\zeta_1 = 0,143$ a $\zeta_2 = 0,163$, reduciendo el sobreimpulso de $M_{p,1} = 63,5\%$ a $M_{p,2} = 59,6\%$ y suavizando la respuesta transitoria.

En el caso ideal (Figura 4.2), la tensión final coincide con el valor del escalón, $V_{\infty,1} = 50 \text{ V}$, sin error estacionario, y la respuesta alcanza el régimen permanente en $t_{s,1}^{2\%} \approx 2,24 \text{ ms}$. Por el contrario, la inclusión de pérdidas (Figura 4.3) reduce la tensión estacionaria a $V_{\infty,2} = 46,25 \text{ V}$ (caída del 7.5%) y extiende el tiempo de asentamiento a $t_{s,2}^{2\%} \approx 2,67 \text{ ms}$. La constante de tiempo $\tau_2 = 0,525 \text{ ms}$ indica una disipación más rápida de energía, aunque el establecimiento global es más lento debido a la retroalimentación térmica no representada por el modelo lineal.

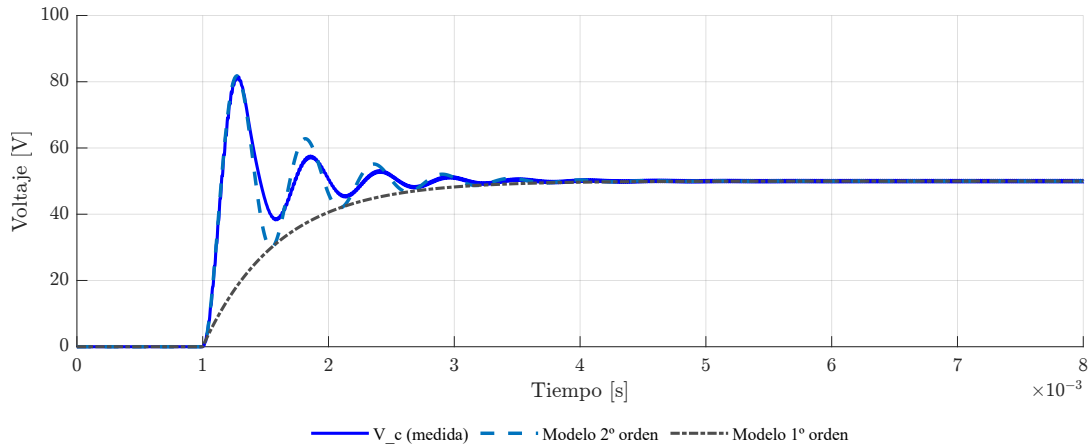


Figura 4.2: Caso sin pérdidas: comparación entre la respuesta medida $V_c(t)$ y los modelos de segundo y primer orden.

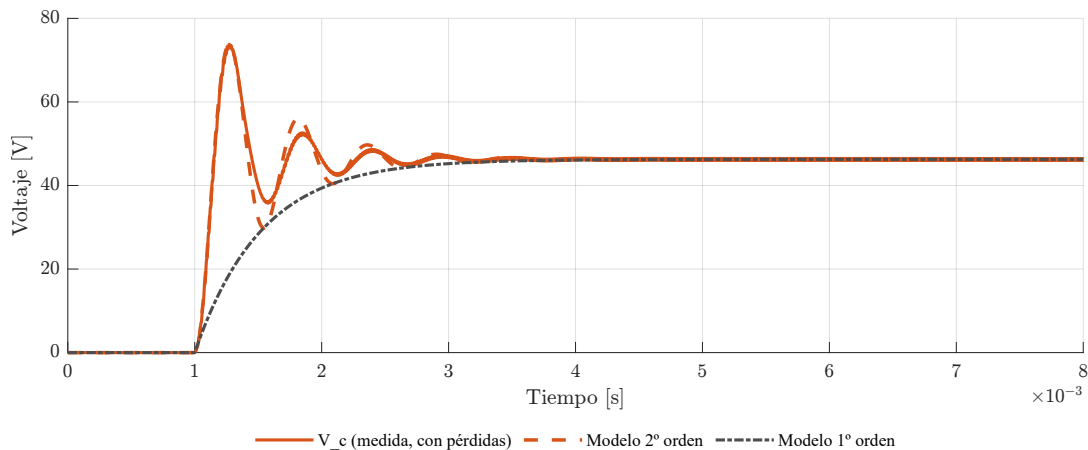


Figura 4.3: Caso con pérdidas: comparación entre la respuesta medida $V_c(t)$ y los modelos de segundo y primer orden.

4.1.2. Arranque del convertidor ZS-SRC

La forma transitoria de la respuesta al incluir la fuente de impedancia Z -Source se debe principalmente al proceso de carga inicial de sus condensadores. Durante el arranque, los capacitores C_z se encuentran descargados y su carga provoca un sobreimpulso adicional en la tensión de salida V_c , así como un asentamiento más lento producto del acoplamiento entre la fuente de impedancia y el tanque resonante. Una vez estabilizados los condensadores, la red Z -Source actúa como una fuente continua con impedancia interna reducida, manteniendo el mismo comportamiento de frecuencia dominante que el SRC convencional.

En el siguiente ensayo se aplica nuevamente un escalón de entrada, pero con los condensadores previamente cargados. Los disparos del inversor se habilitan en 1 ms, con el fin de conservar las mismas condiciones de análisis y permitir una comparación directa con los casos anteriores.

La Figura 4.4 muestra la respuesta del sistema al aplicar el escalón de tensión con los condensadores de la red Z -Source previamente cargados. En estas condiciones, el sobreimpulso inicial desaparece casi por completo y la respuesta se vuelve más estable, alcanzando el régimen estacionario sin la gran excursión transitoria observada en el arranque con con-

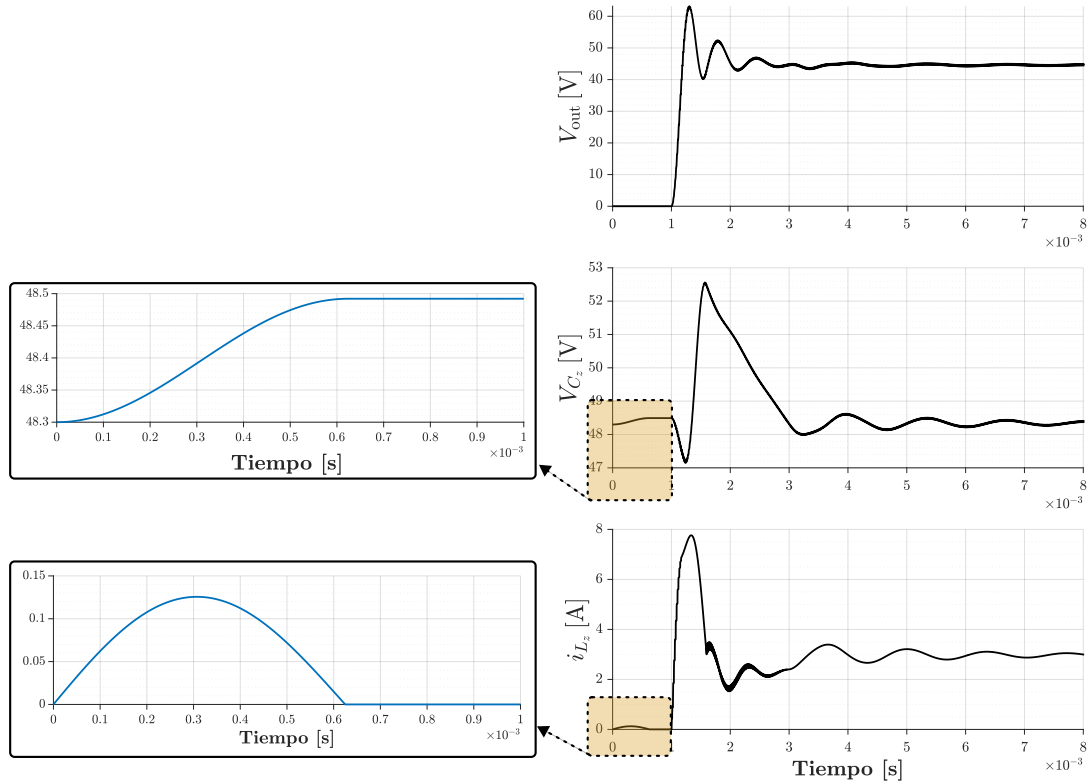


Figura 4.4: Respuesta del convertidor Z-Source SRC con condensadores previamente cargados.

condensadores descargados. La tensión V_{C_z} y la corriente i_{L_z} presentan un comportamiento suave y controlado durante los primeros instantes, lo que confirma que la energía previamente almacenada en la red Z-Source actúa como un amortiguador dinámico que limita las oscilaciones del convertidor.

El ensayo correspondiente al caso $x = 3$ se realizó aplicando un escalón de 50 V, habilitando los disparos en $t_{0,3} = 1$ ms, con los condensadores de la red Z-Source previamente cargados. Durante este proceso, se registró un máximo de $V_{p,3} = 63,2$ V en $t_{p,3} = 1,3$ ms y un valor final de $V_{\infty,3} = 44,7$ V. A partir de estos datos, se obtuvieron los parámetros dinámicos que caracterizan el modelo de segundo orden equivalente:

$$M_{p,3} = \frac{V_{p,3} - V_{\infty,3}}{V_{\infty,3}} = 0,414, \quad t'_{p,3} = t_{p,3} - t_{0,3} = 0,3 \text{ ms},$$

$$\zeta_3 = -\frac{\ln M_{p,3}}{\sqrt{\pi^2 + (\ln M_{p,3})^2}} = 0,270, \quad \omega_{n,3} = \frac{\pi}{t'_{p,3} \sqrt{1 - \zeta_3^2}} = 1,08 \cdot 10^4 \text{ rad/s},$$

$$f_{d,3} = \frac{\omega_{n,3} \sqrt{1 - \zeta_3^2}}{2\pi} = 1,66 \text{ kHz}, \quad \tau_3 = \frac{1}{\zeta_3 \omega_{n,3}} = 0,343 \text{ ms}, \quad K_3 = \frac{V_{\infty,3}}{u_0} = 0,8935.$$

El modelo de segundo orden obtenido reproduce con buena concordancia la oscilación principal ($f_{d,3} \approx 1,66$ kHz) y la amplitud del sobreimpulso, mientras que la respuesta de primer orden asociada describe correctamente el decaimiento de la envolvente con una constante de tiempo $\tau_3 \approx 0,34$ ms, tal como se aprecia en la Figura 4.5.

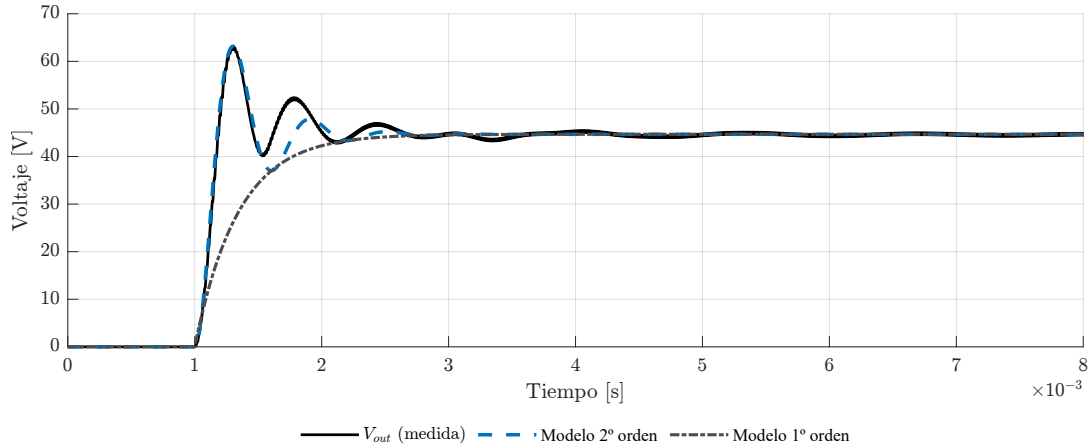


Figura 4.5: Respuesta del Z-Source SRC con condensadores precargados: tensión de salida, V_{C_z} e i_{L_z} .

Al comparar la respuesta del convertidor Z-Source precargado (Figura 4.5) con la del SRC con pérdidas térmicas ($x = 2$), se identifican diferencias relevantes tanto en la etapa transitoria como en el régimen estacionario, pese a que ambos comparten una frecuencia natural prácticamente igual ($\omega_{n,2} \simeq \omega_{n,3} \simeq 1,1 \cdot 10^4$ rad/s).

La tensión máxima disminuye de $V_{p,2} = 73,8$ V a $V_{p,3} = 63,2$ V, lo que implica una reducción del sobreimpulso desde $M_{p,2} = 59,6\%$ hasta $M_{p,3} = 41,4\%$. Este efecto se asocia a un incremento del amortiguamiento efectivo, que pasa de $\zeta_2 = 0,163$ a $\zeta_3 = 0,270$, evidenciando que la red Z-Source introduce una disipación adicional de energía durante el arranque, actuando como un elemento amortiguador pasivo. En consecuencia, la envolvente del sistema decae más rápidamente, con una constante de tiempo que se reduce de $\tau_2 = 0,525$ ms a $\tau_3 = 0,343$ ms, lo cual se traduce en una respuesta más estable y con menor energía transitoria.

Pese al aumento del amortiguamiento, la frecuencia amortiguada permanece prácticamente inalterada ($f_{d,2} = 1,84$ kHz frente a $f_{d,3} = 1,66$ kHz), lo que confirma que la dinámica dominante continúa determinada por el tanque resonante, mientras que la red Z-Source actúa solo sobre la amortiguación y la ganancia. El valor estacionario, en cambio, disminuye ligeramente de $V_{\infty,2} = 46,25$ V a $V_{\infty,3} = 44,67$ V, reflejando la caída de tensión asociada a la conversión parcial de energía en la red de impedancia.

4.1.3. Comparación de configuraciones PISO y SIPO

A partir de los resultados estacionarios mostrados en la Figura 3.3, se aprecia una diferencia significativa entre las configuraciones PISO y SIPO. Mientras que en la primera la tensión de salida alcanza aproximadamente $V_{o,PISO} = 94,26$ V, en la segunda se reduce a $V_{o,SIPO} = 22,54$ V. Ambas simulaciones consideran el mismo modelo de pérdidas determinado en el análisis del ZS SRC ($x = 3$), cuyo valor final fue $V_{\infty,2} = 44,25$ V para una entrada de $V_f = 50$ V, de modo que la ganancia estática equivalente resulta:

$$K_3 = \frac{V_{\infty,2}}{V_f} = \frac{44,25}{50} = 0,885. \quad (4.8)$$

Esta ganancia K_3 representa la relación de transferencia del bloque activo del convertidor bajo condiciones de pérdidas. A partir de ella, es posible predecir teóricamente el comportamiento de las configuraciones PISO y SIPO en régimen estacionario.

Configuración PISO: En esta configuración, el convertidor se conecta en paralelo con la fuente en la entrada, por lo que recibe la misma tensión V_{ec} , y en serie en la salida, sumando sus tensiones de la rama directa. El circuito equivalente permite expresar:

$$V_c^{\text{PISO}} = V_f + V_{sc} = V_f + K_3 V_f = (1 + K_3) V_f. \quad (4.9)$$

Sustituyendo los valores experimentales:

$$V_c^{\text{PISO}} = (1 + 0,885) \cdot 50 = 94,25 \text{ V}.$$

El valor medido fue 94,26 V, lo que representa un error relativo del 0,012 %, atribuible a caídas resistivas, pérdidas por conducción en los semiconductores y no idealidades en el acoplamiento serie. Por tanto, el modelo teórico describe adecuadamente el incremento de tensión característico de la configuración PISO, donde la rama activa y la directa se suman constructivamente.

Configuración SIPO: En este caso, el convertidor se conecta en serie en la entrada y en paralelo en la salida. La tensión de entrada efectiva del bloque activo corresponde a la diferencia entre la fuente y la salida:

$$V_e = V_f - V_c^{\text{SIPO}}. \quad (4.10)$$

La tensión generada por el convertidor es:

$$V_{sc} = K_3 V_e = K_3 (V_f - V_c^{\text{SIPO}}). \quad (4.11)$$

Como ambas ramas están en paralelo en la salida, se cumple $V_c^{\text{SIPO}} = V_{sc}$, por lo que:

$$V_c^{\text{SIPO}} = K_3 (V_f - V_c^{\text{SIPO}}) \quad \Rightarrow \quad V_c^{\text{SIPO}} = \frac{K_3}{1 + K_3} \cdot V_f \quad (4.12)$$

Sustituyendo los valores:

$$V_c^{\text{SIPO}} = \frac{0,885}{1 + 0,885} \cdot 50 = 23,47 \text{ V}.$$

El valor medido fue 22,54 V, con un error relativo del 4,126 %, coherente con las pérdidas resistivas y las caídas en los dispositivos de conmutación de la rama paralela. Las ecuaciones (4.9) y (4.12) predicen correctamente la tendencia simulada. De este modo, la relación entre ambas configuraciones puede expresarse como:

$$\frac{V_c^{\text{PISO}}}{V_c^{\text{SIPO}}} \approx \frac{(1 + K_3)^2}{K_3} \approx 4,$$

lo cual concuerda con la proporción observada experimentalmente ($94,25/23,47 \approx 4,02$).

Por consiguiente, el análisis teórico basado en el modelo de segundo orden con pérdidas (K_2) reproduce de forma precisa el comportamiento estacionario de las configuraciones PISO y SIPO: la primera actúa como un elevador de tensión al sumar las tensiones de ambas ramas, mientras que la segunda se comporta como un divisor de tensión o elevador de corriente, manteniendo un valor de salida inferior al de la fuente.

4.1.4. Modos de operación del convertidor ZS-SRC

4.1.4.a. Modo normal

En este ensayo el convertidor opera en condiciones resonantes, es decir, la frecuencia de conmutación se hace coincidir con la frecuencia natural del tanque

$$f_c = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}},$$

y el ciclo de trabajo para el estado *shoot-through* se mantiene nulo ($D_{st} = 0$). Bajo estas condiciones, el convertidor se comporta como un SRC, donde la transferencia de potencia depende de la relación entre la tensión de entrada y la impedancia del tanque en resonancia.

La Figura 3.5 muestra las formas de onda medidas de V_{trin} , i_{tr} y i_{MOSFET} . En esta condición, la tensión V_{trin} corresponde a una señal cuadrada simétrica de amplitud ± 50 V, que alterna con el periodo de conmutación $T_s = 1/f_s$. La corriente del tanque i_{tr} presenta un comportamiento casi senoidal, desfasado aproximadamente 90° respecto a la tensión de entrada, lo que indica que el circuito opera cerca del punto de resonancia donde la reactancia inductiva y capacitiva se compensan:

$$\omega L_r \approx \frac{1}{\omega C_r}.$$

Bajo esta condición de resonancia, la corriente del tanque alcanza su valor máximo con una mínima potencia reactiva circulante, lo que reduce las pérdidas y favorece una conmutación suave en los dispositivos. La corriente de los MOSFET también adopta una forma senoidal, alternando su conducción entre los transistores complementarios, de manera que cada dispositivo conduce durante medio ciclo del periodo de conmutación.

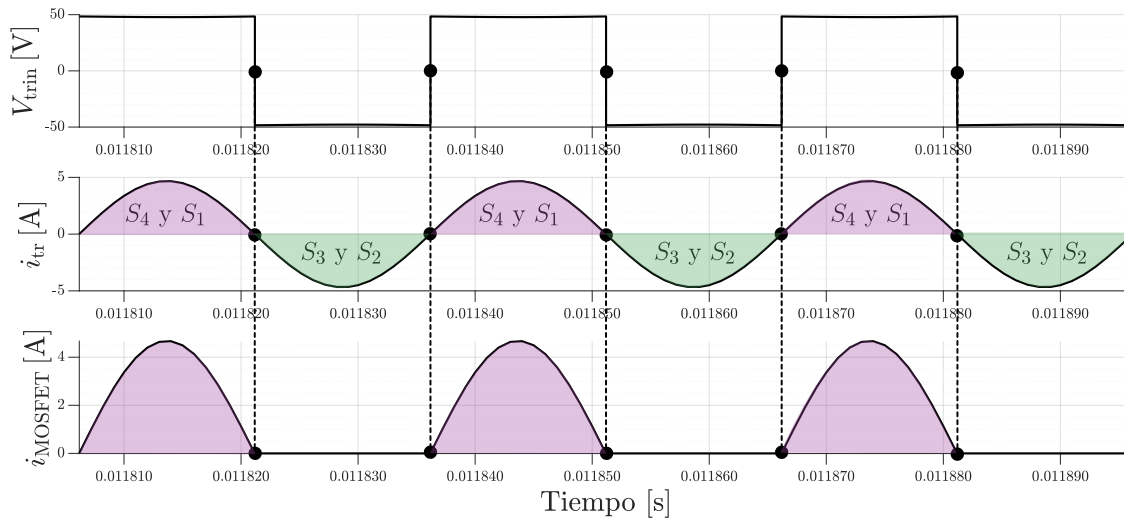


Figura 4.6: Modo normal

El desfase casi nulo entre la tensión y corriente del tanque resonante evidencia que el convertidor trabaja en su punto de máxima eficiencia, con un flujo de potencia puramente activa hacia la carga resistiva. Las amplitudes y las formas de onda medidas confirman que el convertidor se encuentra efectivamente en régimen resonante, caracterizado por una corriente sinusoidal en el tanque, una tensión cuadrada de excitación y conmutaciones suaves en los transistores.

4.1.4.b. Modo buck

A partir de las formas de onda de la Figura 4.7, se estimó el desfase entre la tensión fundamental aplicada al tanque y la corriente resonante.

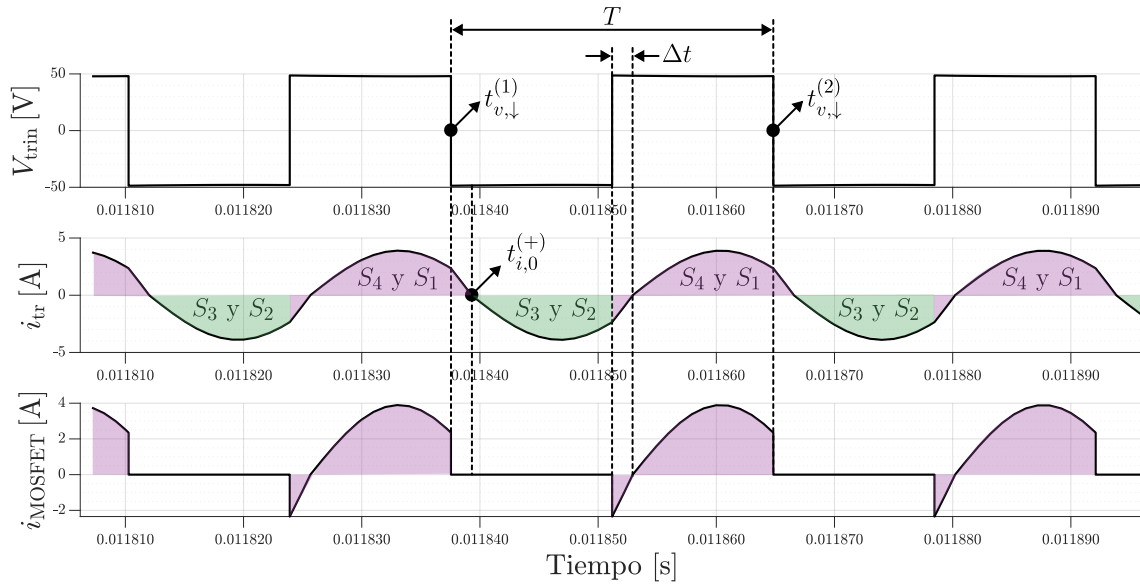


Figura 4.7: Modo buck

El borde ascendente de la onda cuadrada de entrada se registró en

$$t_{v,\downarrow}^{(1)} = 0,0118375 \text{ s}, \quad t_{v,\downarrow}^{(2)} = 0,0118648 \text{ s},$$

de donde se obtiene el período de conmutación

$$T = t_{v,\downarrow}^{(2)} - t_{v,\downarrow}^{(1)} = 27,3 \mu\text{s} \Rightarrow f_s = \frac{1}{T} \approx 36,6 \text{ kHz}.$$

El cruce por cero de la corriente del tanque (con pendiente positiva) se midió en

$$t_{i,0}^{(+)} = 0,0118393 \text{ s},$$

de modo que el atraso temporal de la corriente respecto de la tensión es

$$\Delta t = t_{i,0}^{(+)} - t_{v,\downarrow}^{(1)} = 1,8 \mu\text{s}.$$

Puesto que el borde de tensión coincide con el cruce por cero de su componente fundamental, el desfase experimental se calcula como

$$\phi_{\text{exp}} = -360^\circ \frac{\Delta t}{T} = -360^\circ \frac{1,8 \mu\text{s}}{27,3 \mu\text{s}} \simeq -23,7^\circ, \quad (4.13)$$

lo que indica que la corriente resonante se atrasa aproximadamente 24° respecto de la tensión aplicada.

Por otra parte, el modelo de componente fundamental para el tanque serie entrega el desfase teórico

$$\phi_{\text{teo}}(\omega_s) = -\tan^{-1} \left(\frac{\omega_s L_r - 1/(\omega_s C_r)}{R_{\text{eq}}} \right), \quad (4.14)$$

donde $L_r = 152 \mu\text{H}$, $C_r = 150 \text{ nF}$ y $R_{\text{eq}} = \frac{8}{\pi^2}R = 12,16 \Omega$ con $R = 15 \Omega$. Evaluando (4.14) en $\omega_s = 2\pi f_s \approx 2,30 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$ se obtiene

$$\omega_s L_r - \frac{1}{\omega_s C_r} \approx 5,8 \Omega \Rightarrow \phi_{\text{teo}} \simeq -\tan^{-1}\left(\frac{5,8}{12,16}\right) = -25,8^\circ.$$

La comparación entre (4.13) y (4.14) muestra una muy buena concordancia entre el modelo y la simulación, con un error relativo de alrededor de un 8% en el valor del ángulo. Las pequeñas discrepancias se asocian a las aproximaciones inherentes a la FHA (no linealidades del rectificador, armónicos superiores de la onda cuadrada y pérdidas adicionales no modeladas), pero en términos cualitativos y cuantitativos ambos resultados confirman un régimen claramente inductivo ($\phi < 0$) y consistente con el modo *buck* del convertidor.

4.1.4.c. Modo Boost

En el modo *boost*, el convertidor opera aplicando un ciclo de trabajo no nulo para el estado *shoot-through* ($D_{st} > 0$), lo que permite elevar la tensión del bus de continua mediante la acción de la red Z-Source. Durante estos intervalos, los transistores de un mismo brazo conducen simultáneamente, cortocircuitando el puente y modificando de manera sustancial el flujo energético dentro de la estructura resonante y de la red de impedancia.

La Figura 4.8 muestra las formas de onda medidas para este régimen: V_{trin} , i_{tr} y i_{MOSFET} . Se observa que la tensión ya no es estrictamente cuadrada, sino que adquiere *tres niveles*: uno positivo, uno negativo y un nivel intermedio que coincide exactamente con el intervalo de *shoot-through*. Este tercer nivel es la firma distintiva del modo *boost*, ya que aumenta el valor medio de la tensión aplicada al tanque, anticipando el efecto elevador del Z-Source.

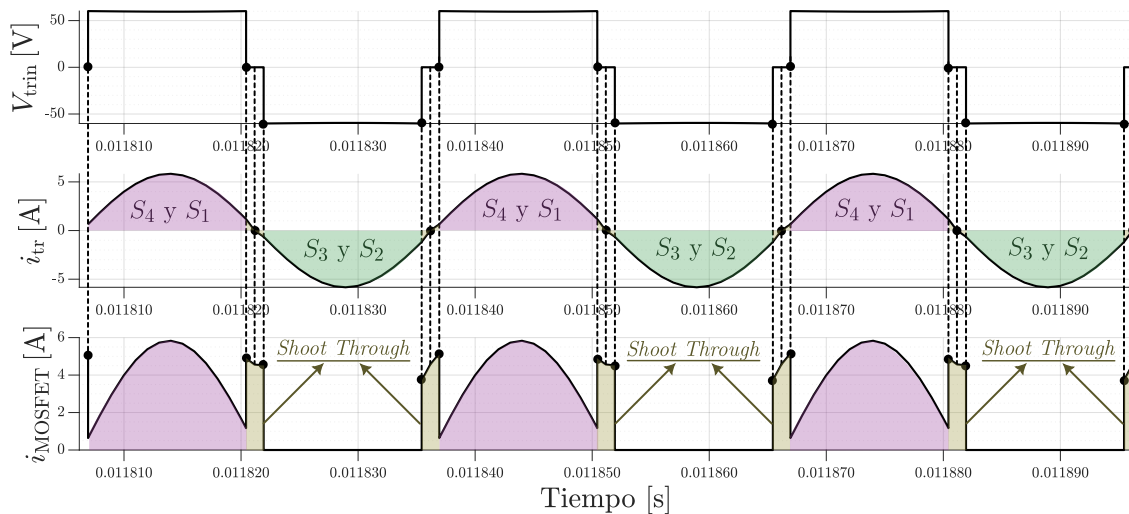


Figura 4.8: Formas de onda medidas durante el modo *boost*: tensión de excitación del tanque, corriente resonante e interacción de las corrientes de los MOSFET con los intervalos de *shoot-through*.

Para comprender el mecanismo elevador, resulta fundamental analizar directamente la dinámica de la red Z-Source. La Figura 4.10 presenta la evolución temporal de la tensión

en los condensadores C_Z y de la corriente en los inductores L_Z , evidenciando con claridad los procesos de carga y descarga durante cada intervalo de conmutación.

Durante los intervalos de *shoot-through* (ST), los cuatro interruptores del puente se encuentran cerrados simultáneamente, por lo que la fuente queda bloqueada por el diodo y la carga se aísla del resto del convertidor. En esta condición, el único lazo activo está formado por los inductores y los condensadores de la red Z-Source.

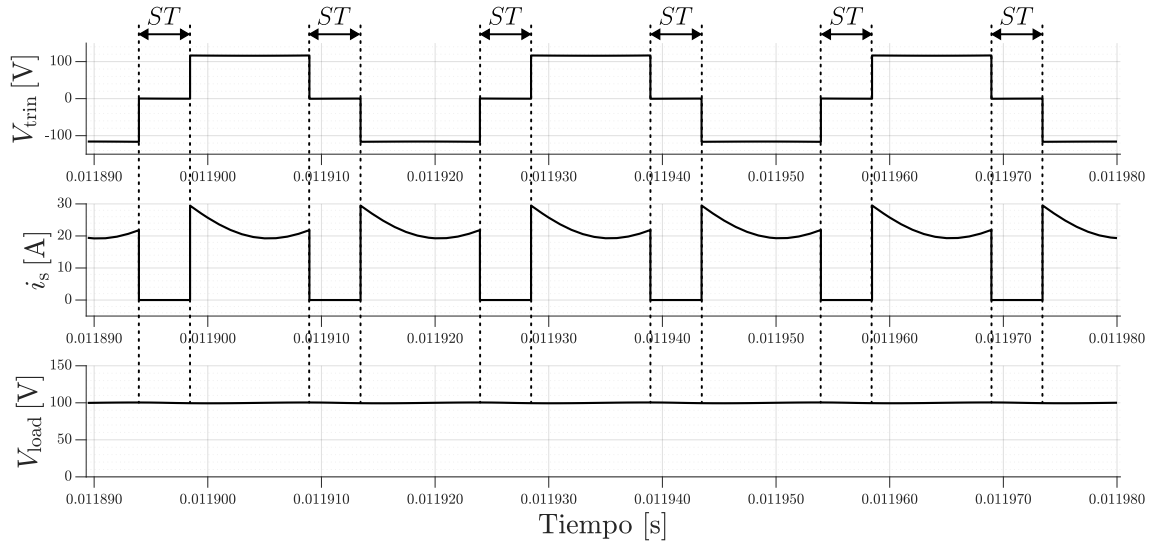


Figura 4.9: Corriente de diodo y tensión de carga

Aplicando la ley de voltajes de Kirchhoff en dicho lazo, y considerando la simetría del circuito, se obtiene la relación

$$v_{L_Z}(t) = v_{C_Z}(t),$$

válida durante todo el intervalo ST. Las ecuaciones constitutivas de los elementos del lazo son

$$v_{L_Z}(t) = L_Z \frac{di_{L_Z}}{dt}, \quad i_{C_Z}(t) = C_Z \frac{dv_{C_Z}}{dt},$$

y, dado que el lazo está aislado del resto del circuito, la ley de corrientes impone

$$i_{L_Z}(t) + i_{C_Z}(t) = 0 \quad \Rightarrow \quad i_{C_Z}(t) = -i_{L_Z}(t).$$

Combinando estas expresiones resulta el sistema dinámico

$$\frac{dv_{C_Z}}{dt} = -\frac{i_{L_Z}}{C_Z}, \quad \frac{di_{L_Z}}{dt} = \frac{v_{C_Z}}{L_Z}.$$

Dado que al inicio de cada intervalo ST el condensador posee una tensión positiva y el inductor conduce una corriente también positiva, las ecuaciones anteriores implican simultáneamente

$$\frac{di_{L_Z}}{dt} > 0, \quad \frac{dv_{C_Z}}{dt} < 0.$$

Es decir, durante el *shoot-through* la corriente de los inductores aumenta y la tensión de los condensadores disminuye, puesto que la energía eléctrica almacenada en C_Z se transfiere a energía magnética en L_Z . Este comportamiento concuerda con las formas de onda medidas, donde i_{L_Z} crece y v_{C_Z} decrece dentro de cada intervalo ST.

Cuando el *shoot-through* finaliza, el puente deja de estar en cortocircuito y la fuente vuelve a conectarse a la red Z-Source. En esta nueva configuración la tensión del condensador aparece en oposición a la de la fuente, lo que se describe mediante

$$v_{L_Z}(t) = v_{C_Z}(t) - V_f,$$

de modo que inmediatamente después del ST se cumple $v_{C_Z} > V_f$, lo que implica

$$\frac{di_{L_Z}}{dt} < 0, \quad i_{C_Z} = C_Z \frac{dv_{C_Z}}{dt} > 0.$$

En esta fase la corriente del inductor disminuye y la tensión del condensador aumenta, puesto que la energía acumulada en L_Z y la energía proveniente de la fuente recargan nuevamente los condensadores y elevan la tensión del enlace de continua. El ciclo periódico de descarga de C_Z y aumento de i_{L_Z} durante el ST, seguido de la recarga de C_Z y descenso de i_{L_Z} fuera del ST, constituye el mecanismo por el cual la red Z-Source genera una tensión superior a la de entrada.

El proceso descrito coincide exactamente con la ecuación de ganancia promedio del Z-Source:

$$\frac{V_c}{V_f} = \frac{1}{1 - 2D_{st}}, \quad (4.15)$$

la cual indica que incluso un ciclo de *shoot-through* moderado puede aumentar significativamente la tensión efectiva aplicada al tanque resonante. Esto se corrobora experimentalmente en la Figura 4.8, donde se aprecia un aumento de la amplitud de V_f y, consecuentemente, de la corriente resonante.

4.1.5. Comparación de modos de operación

4.1.5.a. Comparación en función de la frecuencia

La Figura 3.8 muestra la variación simulada de la ganancia de tensión M en función de la relación adimensional entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia natural del tanque, F , para las dos configuraciones analizadas: el SRC convencional y el ZS-SRC sin *shoot-through* ($D_{st} = 0$). El ensayo consistió en un barrido de frecuencia alrededor de la resonancia, registrándose el valor estacionario de la tensión de salida en cada punto.

En el caso del SRC convencional, la curva presenta el comportamiento típico de un convertidor resonante serie: la ganancia crece progresivamente para $F < 1$, alcanzando su valor máximo en la resonancia del tanque. Este máximo coincide con el punto en el que la impedancia del circuito serie

$$|Z_t(\omega)| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)^2},$$

toma su valor mínimo, de modo que la corriente resonante y la transferencia de potencia al secundario son máximas. Para $F > 1$, la ganancia decrece rápidamente debido al incremento de la parte inductiva de la impedancia ($\omega L_r > 1/(\omega C_r)$), lo que reduce la corriente fundamental y, en consecuencia, la tensión de salida del convertidor.

La configuración ZS-SRC, aun operando sin *shoot-through* ($D_{st} = 0$), presenta una ganancia superior a la del SRC en prácticamente todo el rango de frecuencias. La red Z-Source modifica el nivel de tensión efectiva aplicada al tanque y altera la impedancia vista por el convertidor, generando un preboost inherente incluso en ausencia de intervalos

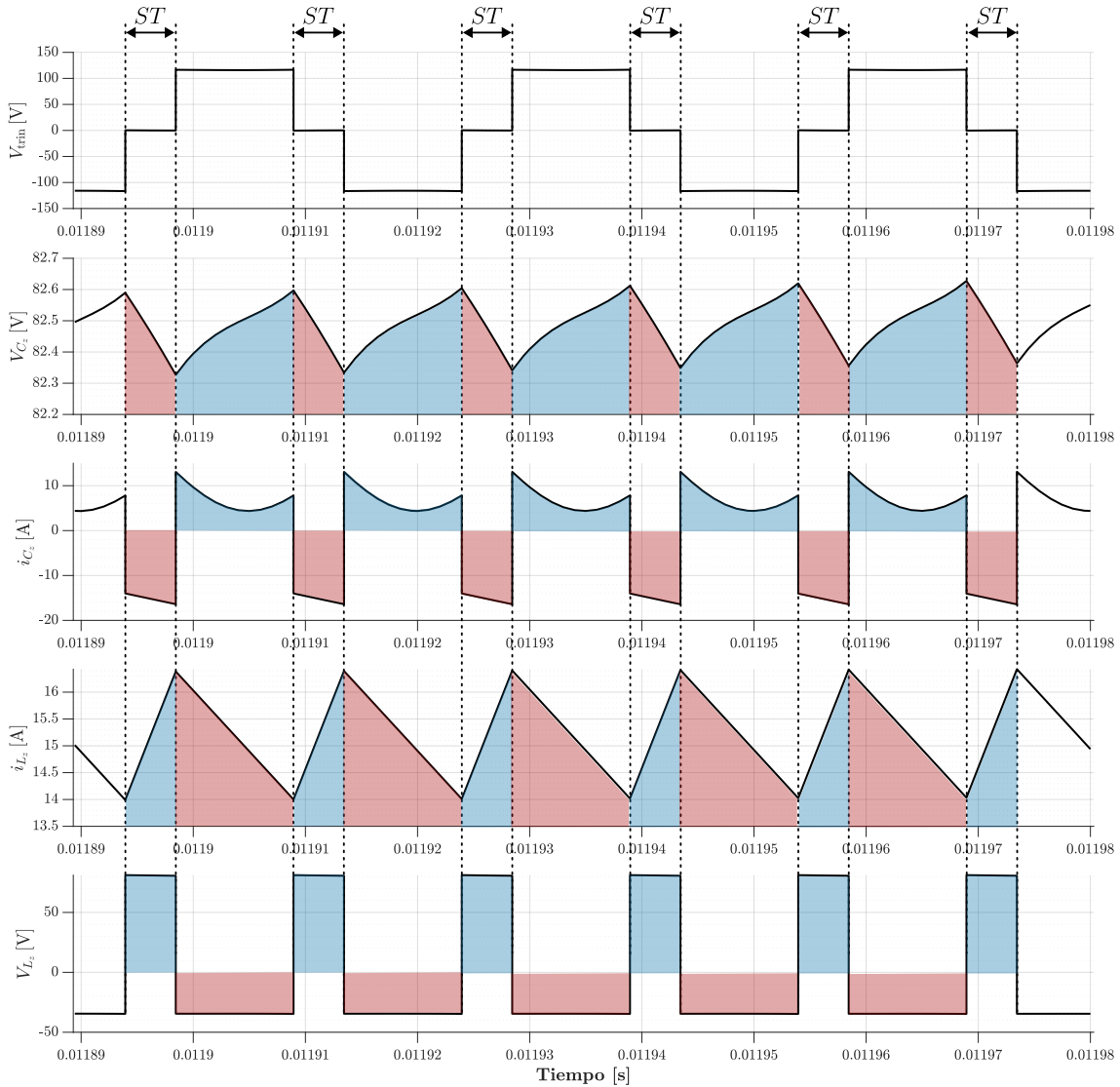


Figura 4.10: Dinámica de carga y descarga de condensadores C_Z e inductores L_Z de la red Z-Source durante los intervalos de *shoot-through*.

de cortocircuito deliberado. No obstante, la forma global de la curva sigue dominada por la resonancia del tanque: en ambos casos el máximo se localiza alrededor de $F \simeq 1$, y para $F > 1$ la ganancia decrece, aunque en el ZS-SRC lo hace de manera más gradual. Esto se traduce en que, tras la resonancia, mientras el SRC convencional muestra una caída pronunciada de ganancia, el ZS-SRC mantiene valores significativamente mayores a medida que crece F , lo que indica una menor sensibilidad a desviaciones en la frecuencia de conmutación y un margen operativo más amplio.

La Figura 4.11 incluye además la ganancia prevista por el modelo teórico clásico del SRC, denotada aquí por $M_{th}(F)$, obtenida mediante la aproximación de la componente fundamental (*Fundamental Harmonic Approximation*, FHA). Como era esperable, dicho modelo reproduce adecuadamente la forma de la curva experimental del SRC, especialmente en el entorno de la resonancia, pero presenta discrepancias sistemáticas cuando se compara con los datos del ZS-SRC. En la región subresonante ($F < 1$) el modelo teórico

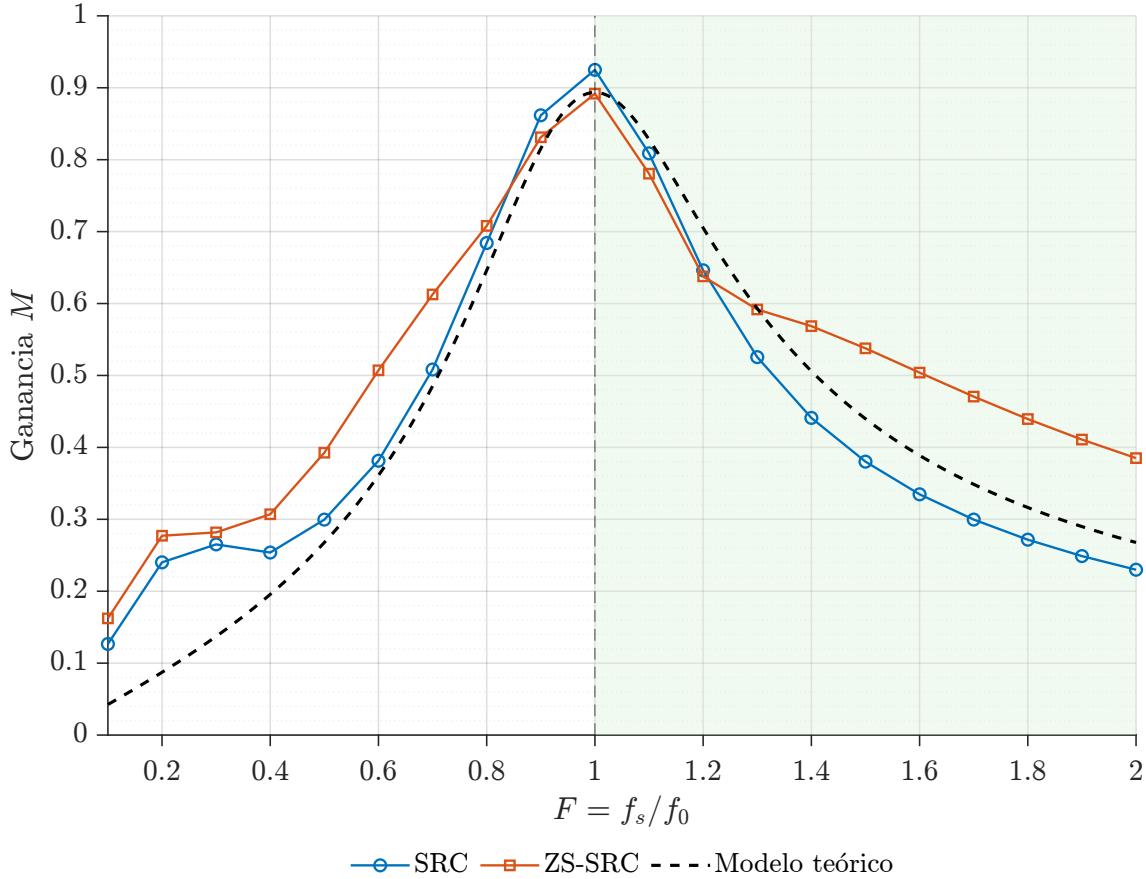


Figura 4.11: Modelo teórico

subestima la ganancia medida del ZS-SRC, mientras que para $F > 1$ la pendiente de decaimiento teórica es mayor que la observada en la simulación. En otras palabras, $M_{th}(F)$ captura bien la dinámica del tanque serie ideal, pero no incorpora los efectos adicionales introducidos por la red Z-Source (cambios en la tensión efectiva, en el factor de calidad y en las pérdidas equivalentes), por lo que no puede describir por sí solo la curva naranja asociada al ZS-SRC.

Para cuantificar esta influencia se propuso una corrección multiplicativa alrededor de la resonancia, de la forma

$$M_{ZS,aj}(F) = M_{th}(F) \cdot \Phi(F), \quad \Phi(F) = 1 + a \cdot (F - 1) + b \cdot (F - 1)^2 + c \cdot (F - 1)^3, \quad (4.16)$$

con los coeficientes ajustados

$$a = -1,0187, \quad b = 4,1793, \quad c = -2,7780.$$

Al expresarse la corrección en términos de $\Delta = F - 1$, se garantiza que $\Phi(1) = 1$ y, por tanto, el valor de ganancia en la resonancia permanece inalterado: $M_{ZS,aj}(1) = M_{th}(1)$. Lo que se modifica es únicamente la forma de la curva al alejarse de $F = 1$. El término lineal, con $a < 0$, introduce una leve reducción de ganancia inmediatamente por encima de la resonancia y un ligero aumento por debajo de ella, reflejando que el ZS-SRC es algo más “generoso” en la región capacitiva ($F < 1$) y algo menos atenuado en la región inductiva cercana a $F > 1$ que el modelo clásico. Los términos cuadrático y cúbico determinan la

curvatura y la asimetría de $\Phi(F)$ a frecuencias más alejadas, corrigiendo que el modelo teórico tiende a sobreestimar el decaimiento de la ganancia para $F \gg 1$ y a subestimarla para $F \ll 1$.

El resultado de aplicar (4.16) se observa en la Figura 4.12: la curva $M_{ZS,aj}(F)$ se superpone prácticamente sobre los datos experimentales del ZS-SRC en todo el rango analizado, manteniendo el mismo máximo en $F \simeq 1$ pero reproduciendo ahora con precisión la ganancia por encima de la resonancia. Desde un punto de vista físico, la función de corrección $\Phi(F)$ puede interpretarse como una envolvente lenta que agrupa, de forma empírica, los efectos de la red Z-Source y de las pérdidas adicionales no contempladas en el modelo FHA del SRC. De este modo, se preserva la estructura resonante básica del convertidor serie, pero se ajusta su ganancia global para representar con fidelidad el comportamiento observado del ZS-SRC.

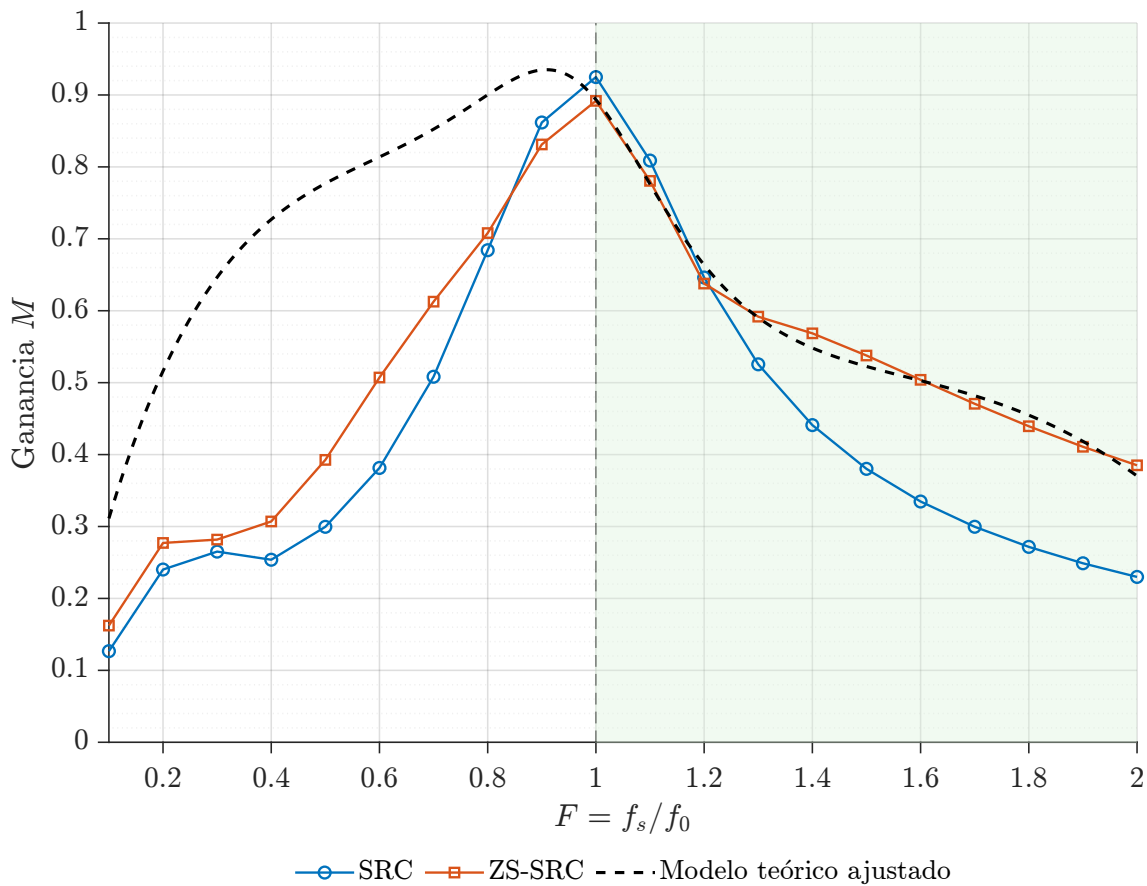


Figura 4.12: Modelo teórico ajustado

4.1.5.b. Rango de operación

La Figura 3.9 presenta una representación esquemática del rango efectivo de operación obtenido para cada configuración estudiada. El ensayo incluyó simultáneamente un barrido de frecuencia en torno a la resonancia del tanque y la variación del ciclo de *shoot-through* en aquellas topologías basadas en Z-Source, con el fin de determinar los valores mínimo y máximo de tensión entregados a la carga bajo cada arquitectura.

En el caso del SRC convencional, la tensión máxima medida en la carga fue de 38,3 V,

alcanzada en las proximidades de la resonancia. Este comportamiento es coherente con el modelo del convertidor resonante serie: la transferencia de energía se maximiza cuando la frecuencia de conmutación coincide con la frecuencia natural del tanque, mientras que para $F > 1$ la ganancia disminuye rápidamente debido al aumento de la componente inductiva de la impedancia serie. En consecuencia, el rango operativo del SRC queda restringido al intervalo comprendido entre 11,5 V y 38,3 V, sin la posibilidad de elevar la tensión más allá del valor impuesto por la resonancia.

Por otro lado, el ZS–SRC presenta un rango notablemente mayor, aun en ausencia de *shoot-through* ($D_{st} = 0$). En esta condición, la red Z-Source introduce un efecto de pre-elevación que incrementa el nivel de tensión efectiva aplicada al tanque, lo que permite alcanzar tensiones superiores a las del SRC puro. Al habilitar estados de *shoot-through* ($D_{st} > 0$), la tensión continúa aumentando hasta alcanzar el valor máximo experimental de 168,9 V. Estos resultados muestran que la red Z-Source no sólo amplía la ganancia en torno a la resonancia, sino que también extiende significativamente el rango total de tensión disponible en la carga, desde aproximadamente 13,8 V hasta 168,9 V.

Las configuraciones ZS–SRC PISO y ZS–SRC SIPO comparten el mismo bloque Z-Source, pero difieren en la conexión entre la fuente, el convertidor y la carga, siguiendo los principios de procesamiento parcial de potencia. En la arquitectura *PISO*, la salida del convertidor se suma en serie con la fuente, lo que permite que la carga reciba la contribución total de ambos elementos. Gracias a esta configuración, la tensión máxima alcanzada fue de 212,7 V, el valor más alto entre todas las topologías evaluadas. Este aumento no se debe a una modificación de la dinámica resonante, sino a la forma en que la arquitectura PISO combina la tensión del ZS–SRC con la de la fuente, potenciando su efecto elevador cuando se incrementa D_{st} .

En contraste, la arquitectura *SIPO* distribuye la fuente y el convertidor en serie, mientras que la carga se conecta en paralelo con el convertidor. Como consecuencia, la carga ve directamente la tensión procesada por el ZS–SRC, sin la suma directa con la fuente. Esto limita su rango operativo, que se extiende sólo desde 8,19 V hasta 38,33 V, un intervalo similar al del SRC pero sin un incremento notable de ganancia. Este comportamiento es coherente con la teoría de los convertidores de potencia parcial: la elevación de tensión depende de la fracción de potencia realmente procesada por el convertidor y de cómo ésta se combina con la fuente.

4.1.5.c. Comparación de eficiencia

La Figura 3.10 compara la eficiencia η de las cuatro topologías evaluadas en función de la relación adimensional $F > 1$. El cálculo experimental de la eficiencia se realizó a partir de la potencia entregada por la batería y la potencia efectiva suministrada a la carga, de modo que las tendencias observadas reflejan directamente las pérdidas internas de cada convertidor bajo operación por sobre la frecuencia de resonancia.

El SRC convencional presenta la caída más pronunciada de eficiencia a medida que aumenta la frecuencia de conmutación. Partiendo de $\eta \approx 92\%$ en $F = 1$, su rendimiento desciende hasta aproximadamente 77% en $F = 2$, reflejando el incremento de la impedancia inductiva del tanque para $f_c > f_r$, el aumento de las pérdidas de conmutación y la reducción de la corriente fundamental que alimenta a la carga.

El ZS–SRC, aun operando sin *shoot-through* ($D_{st} = 0$), muestra una eficiencia sistemáticamente menor que el SRC. Esto se debe a que la red Z-Source introduce elementos adicionales —dos inductores y dos condensadores— que procesan corriente incluso cuan-

do no se utiliza el estado de cortocircuito. En consecuencia, las pérdidas de conducción y conmutación aumentan y la eficiencia disminuye desde aproximadamente 89 % a 76 % para $F \in [1, 2]$.

Las configuraciones de transferencia parcial de potencia muestran un comportamiento radicalmente distinto. En la topología ZS–SRC PISO, sólo una fracción de la potencia fluye a través del convertidor resonante, mientras que el resto se transfiere directamente a la carga. Este esquema reduce de manera significativa las pérdidas internas y permite que la eficiencia se mantenga prácticamente constante en el rango completo evaluado, siempre entre 93 % y 94 %, siendo la más alta entre todas las topologías y, además, la menos sensible a variaciones en la frecuencia de conmutación.

La configuración ZS–SRC SIPO presenta un rendimiento intermedio: comienza alrededor del 90 % y desciende lentamente hasta 84 % en $F = 2$. Aunque procesa una mayor fracción de potencia que el PISO, parte de la transferencia sigue ocurriendo directamente hacia la carga, lo que mitiga las pérdidas y mejora el rendimiento respecto del SRC y del ZS–SRC convencional.

En síntesis, el análisis de eficiencia evidencia un comportamiento claramente diferenciado entre las topologías evaluadas. Tanto el SRC convencional como el ZS–SRC muestran una degradación apreciable de su rendimiento a medida que la frecuencia de conmutación se desplaza por sobre la resonancia ($F > 1$), debido al incremento de las pérdidas asociadas al procesamiento completo de la potencia a través del tanque resonante. En contraste, las configuraciones Z-Source de transferencia parcial reducen de manera significativa estas pérdidas, puesto que sólo una fracción de la potencia circula por el convertidor mientras el resto se transfiere directamente a la carga. Como consecuencia, la topología ZS–SRC PISO se destaca con claridad: mantiene una eficiencia prácticamente constante y superior al 93 % en todo el rango de frecuencias evaluado, consolidándose como la alternativa más robusta y energéticamente favorable entre las arquitecturas analizadas.

Por lo tanto, desde el punto de vista energético y considerando operación fuera de la resonancia, la topología recomendada es el ZS–SRC PISO, ya que ofrece el mejor compromiso entre calidad de conversión, estabilidad del rendimiento y minimización de pérdidas internas.

4.1.6. Control de tensión y MPPT

El diseño del controlador para la configuración PISO se basa en la estructura dinámica del sistema, el cual está compuesto por dos subsistemas en cascada: (i) la dinámica del convertidor resonante, aproximada como un sistema de primer orden,

$$G_3(s) = \frac{K_3}{\tau_3 s + 1},$$

y (ii) la dinámica del condensador ubicado a la salida del panel fotovoltaico, el cual actúa como un filtro de la tensión V_{PV} y añade un retardo adicional al lazo.

El convertidor presenta una ganancia estática

$$K_3 = 0,8935,$$

y una constante de tiempo equivalente

$$\tau_3 = 0,343 \text{ ms.}$$

Por su parte, el condensador de entrada del convertidor, de valor $C = 260 \mu\text{F}$, opera cargándose y descargándose a través de la impedancia dinámica del panel fotovoltaico. Del análisis de la respuesta temporal medida, el retardo introducido por dicho filtro es aproximadamente

$$\tau_{PV} \simeq 0,0609 \text{ s.}$$

Dado que $\tau_{PV} \gg \tau_3$, se aplica el principio de las pequeñas constantes de tiempo [16], según el cual dos sistemas de primer orden en cascada pueden reemplazarse por uno solo cuya constante de tiempo equivale a la suma de ambas:

$$\tau_{eq} = \tau_3 + \tau_{PV} \approx 0,061 \text{ s.}$$

Donde

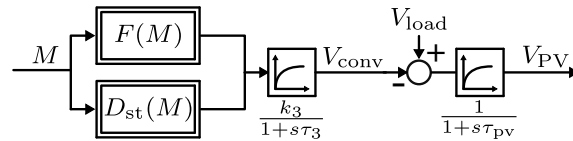


Figura 4.13: Planta

$$F(M) = \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{\frac{1}{M^2} - 1}}{Q} + \sqrt{\frac{1}{M^2} - 1} + 4 \right) \quad (4.17)$$

$$D_{st}(M) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{M} \right) \quad (4.18)$$

Así, la planta equivalente del sistema (desde la acción del controlador hasta V_{PV}) queda representada por

$$G_{eq}(s) = \frac{K_3}{\tau_{eq}s + 1}.$$

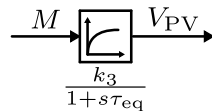


Figura 4.14: Planta reducida

Como en la configuración PISO se cumple

$$V_{PV}(t) = (V_{load}(t) - V_{conv}(t)) \cdot \frac{1}{1 + s\tau_{pv}},$$

y el controlador actúa directamente sobre la ganancia del convertidor M , la variable manipulada V_{conv} aparece con signo negativo en la dinámica de V_{PV} . Para corregir este efecto, la referencia del lazo se invierte y la realimentación se mantiene positiva, garantizando un lazo directo estable.

Para el diseño del controlador, la planta equivalente es de primer orden, por lo que se selecciona un controlador puramente integral optimizado mediante el criterio de Óptimo del Módulo [16]. Bajo este criterio, la constante de tiempo del controlador integral debe satisfacer

$$\tau_I = 2K_3 \tau_{eq},$$

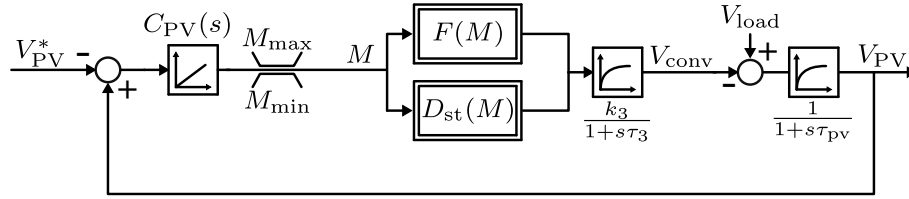


Figura 4.15: Control platna

lo que entrega

$$\tau_I = 2(0,8935)(0,061) \simeq 0,109 \text{ s.}$$

El controlador continuo queda entonces definido como

$$C(s) = \frac{1}{\tau_I s}.$$

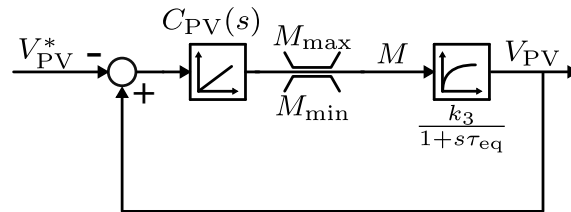


Figura 4.16: Control planta reducida

Para su implementación digital, se emplea la aproximación trapezoidal o método de Tustin [17], siguiendo la relación

$$s \approx \frac{2}{h} \frac{z - 1}{z + 1},$$

descrita en el material teórico de discretización de tiempo (sección sobre aproximación de Tustin). Esta aproximación es especialmente adecuada cuando el controlador contiene acción integral, pues preserva la estabilidad del integrador al mapear el polo en $s = 0$ hacia un polo exacto en $z = 1$, evita los problemas de acumulación asociados a Euler hacia adelante, y es compatible con la implementación de esquemas de antienrollamiento.

La acción de control M debe permanecer dentro de un rango físicamente alcanzable por la topología ZS–SRC. Dicho rango está determinado por dos límites: un valor máximo $M_{\text{máx}}$, impuesto por la propia estructura elevadora del Z-Source, y un valor mínimo $M_{\text{mín}}$, asociado al régimen de operación en alta frecuencia.

El límite superior se obtiene a partir del modelo elevador del Z-Source, cuya relación de ganancia está dada por

$$V_s = \frac{V_e}{1 - 2D_{st}},$$

de modo que la ganancia tendería a infinito cuando $1 - 2D_{st} \rightarrow 0$. En la práctica, la operación no puede acercarse arbitrariamente a este punto debido a restricciones de conducción, pérdidas y límites de corriente. El valor efectivo de $M_{\text{máx}}$ corresponde al máximo teórico de la relación (2.22), localizado en el entorno de la resonancia ($F \simeq 1$). Este valor representa la mayor ganancia que el convertidor puede entregar sin entrar en una región no permitida o inestable.

Por su parte, el límite inferior $M_{\text{mín}}$ se determina a partir del valor de ganancia obtenido para la mayor frecuencia de conmutación empleada en los ensayos experimentales, correspondiente a $F = 2$. En esta condición, el tanque resonante presenta un comportamiento predominantemente inductivo, la corriente fundamental disminuye y, en consecuencia, la ganancia cae a su menor valor medido. Este punto corresponde a la mínima tensión que el convertidor puede transferir a la carga manteniendo $D_{st} = 0$.

En consecuencia, los límites de actuación del controlador se definen como

$$M_{\text{mín}} = 0,38, \quad M_{\text{máx}} = 5,$$

los cuales se obtienen directamente del barrido experimental de la ganancia. De esta manera, la señal de control M se mantiene dentro de un rango físicamente realizable por la topología Z-Source, evitando entrar en zonas de operación no permitidas o potencialmente inestables.

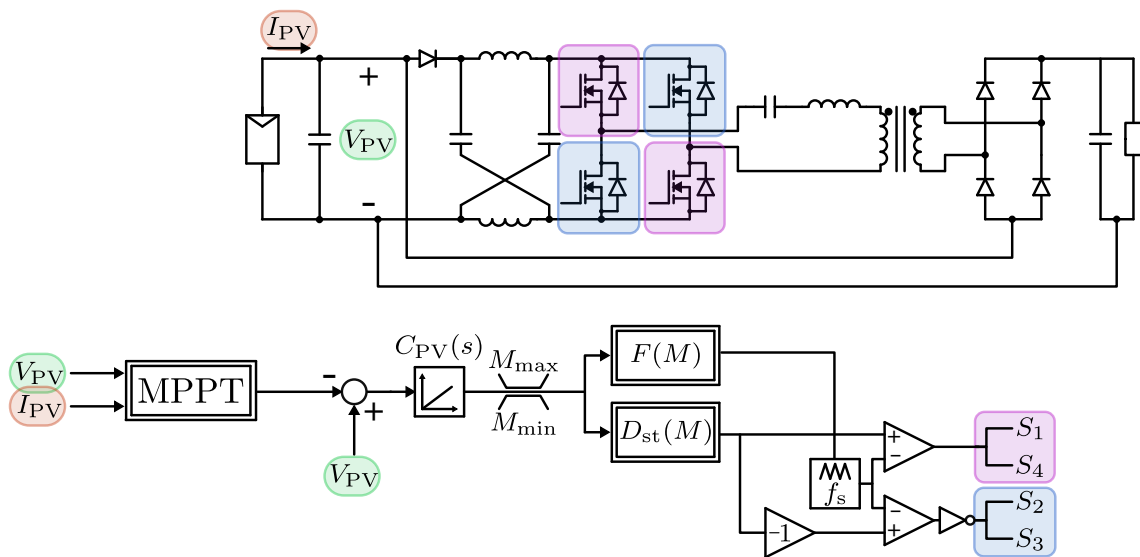


Figura 4.17: Control planta ampliada

La Figura 4.18 muestra la respuesta del sistema frente a un cambio brusco en la referencia de tensión del panel fotovoltaico. En el gráfico se presentan simultáneamente la tensión $V_{PV}(t)$, su referencia $V_{PV,ref}(t)$ y la acción de control $M(t)$.

Un primer aspecto relevante es que la señal de control M permanece siempre dentro de sus límites permitidos. El eje derecho de la figura corresponde precisamente al rango físico de operación del índice de modulación, evidenciando que en ningún instante se alcanza la saturación del actuador. Esto confirma que el mecanismo de antienrollamiento incorporado en la implementación digital opera correctamente y que el controlador integral no acumula error interno durante la transición.

En cuanto a la variable controlada, la tensión V_{pv} sigue con gran precisión el cambio de referencia. Tras el escalón aplicado, la respuesta presenta una dinámica suave, con un sobrepulso moderado y una oscilación de pequeña magnitud, completamente coherente con el criterio de optimización del controlador. Posteriormente, V_{pv} converge rápidamente al valor deseado, sin error estacionario y sin interacción adversa con las limitaciones del actuador.

La Figura 4.19 muestra la respuesta del lazo de control de tensión del panel fotovoltaico frente a una perturbación severa producida por un cambio brusco de temperatura desde

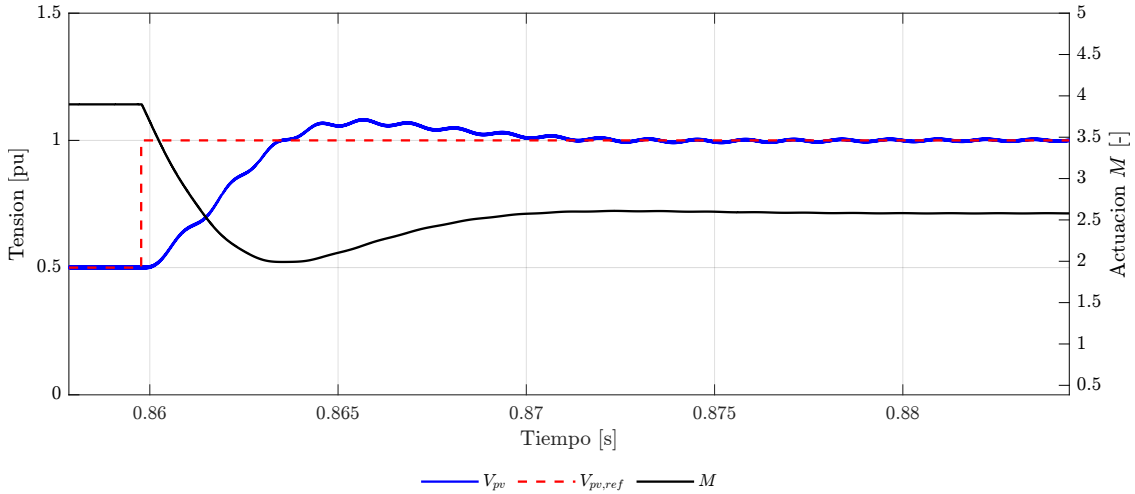


Figura 4.18: Control tensión PV

100°C a 25°C. Esta variación modifica instantáneamente la tensión intrínseca del panel, generando un sobreimpulso en $V_{pv}(t)$.

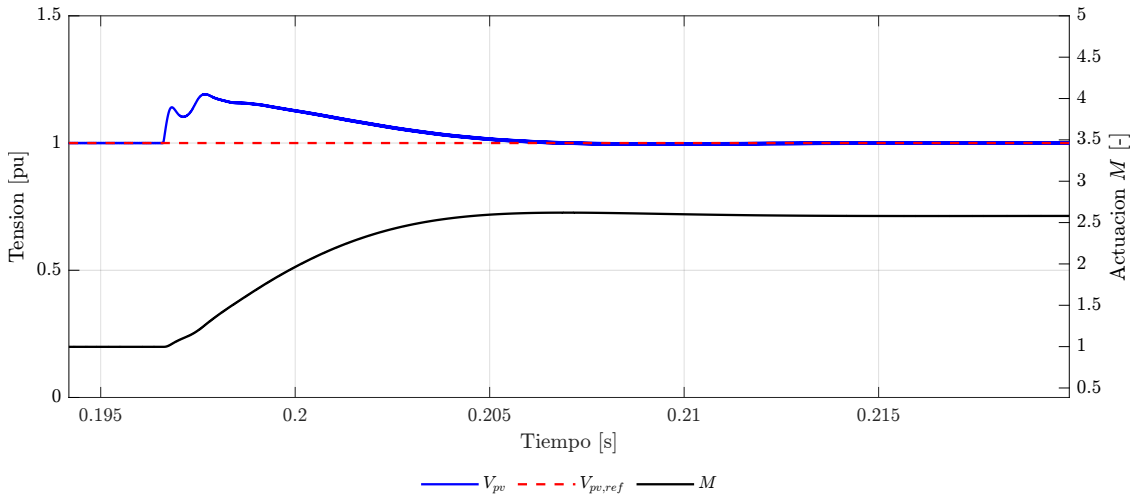


Figura 4.19: Perturbación de temperatura

Sin embargo, el controlador integral diseñado actúa de manera rápida y estable: la señal de mando $M(t)$ aumenta suavemente para contrarrestar la perturbación y forzar la tensión del panel a retornar hacia su referencia $V_{pv,ref}$. Es importante destacar que la actuación permanece en todo momento dentro de sus límites permitidos, por lo que no hay saturación del actuador ni activación del anti-windup [18], permitiendo una corrección continua y precisa. Posteriormente, $V_{pv}(t)$ converge a la referencia, sin oscilaciones sostenidas ni comportamiento indeseado.

4.1.7. Análisis del MPP en el convertidor ZS-SRC PISO

4.1.7.a. Curva P-V con y sin control MPPT

La Figura 3.11 presenta las curvas de potencia del generador fotovoltaico operando conectado al convertidor ZS-SRC en configuración PISO, tanto sin control como bajo la

acción del algoritmo MPPT. Ambas curvas fueron obtenidas manteniendo la frecuencia de conmutación igual a la frecuencia natural del tanque resonante ($f_c = f_r$) y fijando el ciclo de trabajo del estado *shoot-through* en cero ($D_{st} = 0$), de modo que la única diferencia entre los dos ensayos corresponde a la presencia o ausencia del regulador MPPT.

En ausencia de control, el sistema converge naturalmente a un punto de operación dictado por la interacción entre la curva característica del panel y la impedancia equivalente impuesta por el convertidor. Este punto estacionario, mostrado en la figura, se ubica alrededor de

$$V_{pv,\sin} \approx 46,27 \text{ V}, \quad P_{\sin} \approx 522 \text{ W},$$

el cual se encuentra claramente desplazado respecto del punto de máxima potencia del generador. El MPP medido para las mismas condiciones ambientales ocurre aproximadamente en

$$V_{pv,\text{MPP}} \approx 44,03 \text{ V}, \quad P_{\text{MPP}} \approx 600 \text{ W}.$$

La diferencia entre ambos puntos cuantifica la pérdida de potencia asociada a operar sin MPPT. La fracción de potencia no aprovechada resulta

$$\eta_{\text{loss}} = 1 - \frac{P_{\sin}}{P_{\text{MPP}}} = 1 - \frac{522}{600} \approx 0,13,$$

lo que equivale a una pérdida del orden del 13 % respecto de la potencia máxima disponible bajo las mismas condiciones de irradiancia y temperatura. Esta desviación confirma que la operación natural del sistema tiende a llevar al panel fotovoltaico fuera de la zona óptima, evidenciando una utilización ineficiente del recurso energético cuando no se emplea control.

Al habilitar el algoritmo MPPT, el convertidor ajusta dinámicamente la ganancia M para regular la tensión del panel hacia el valor que maximiza la potencia extraída. Como se aprecia en la Figura 3.11, la curva con control se desplaza exactamente hasta el MPP, logrando extraer la potencia máxima disponible. La superposición de las curvas con y sin control revela que el regulador logra compensar el efecto de la impedancia del convertidor y que es capaz de imponer la tensión óptima al panel incluso frente a la dinámica propia del ZS-SRC.

En consecuencia, se valida experimentalmente que el convertidor ZS-SRC PISO requiere de un controlador MPPT para garantizar una operación eficiente del generador fotovoltaico. El regulador demuestra ser capaz de vencer la tendencia natural del sistema a operar fuera del punto óptimo y asegurar, en tiempo real, la máxima transferencia de potencia disponible.

4.1.7.b. Evolución temporal con y sin control MPPT

A partir de la evolución temporal mostrada en la Figura 4.20, se observa que, una vez habilitado el MPPT, el sistema desplaza rápidamente el punto de operación del panel hacia la vecindad del MPP. El seguimiento presenta un sobreimpulso inicial: tras cruzar por primera vez el entorno de máxima potencia, la potencia cae transitoriamente hasta un mínimo de aproximadamente $P_{\min} \approx 368 \text{ W}$, asociado a $V_{PV} \approx 47,7 \text{ V}$ e $I_{PV} \approx 7,7 \text{ A}$. Este valle de potencia corresponde a la fase en que el algoritmo invierte la dirección de perturbación y corrige el exceso de tensión aplicado al panel. Posteriormente, el lazo de control corrige el error y conduce al sistema hacia un régimen estacionario en el que la tensión se estabiliza en torno a $V_{PV,ss} \approx 44 \text{ V}$, la corriente en $I_{PV,ss} \approx 13,64 \text{ A}$ y la potencia en $P_{PV,ss} \approx 600 \text{ W}$, valor muy próximo al MPP teórico. El tiempo de establecimiento para

quedar asentado en la vecindad del MPP es del orden de 44 ms, lo que implica una respuesta rápida frente a cambios de referencia o de condiciones de operación. Aunque la potencia cae momentáneamente cerca de un 40% respecto del valor final, dicha excursión es de corta duración y el área de energía perdida durante el transitorio resulta reducida frente a la energía extraída en régimen estacionario. En conjunto, estos resultados indican que el algoritmo MPPT implementado es capaz de localizar el punto de máxima potencia de forma robusta y con tiempos de convergencia compatibles con aplicaciones de conversión fotovoltaica en lazo cerrado.

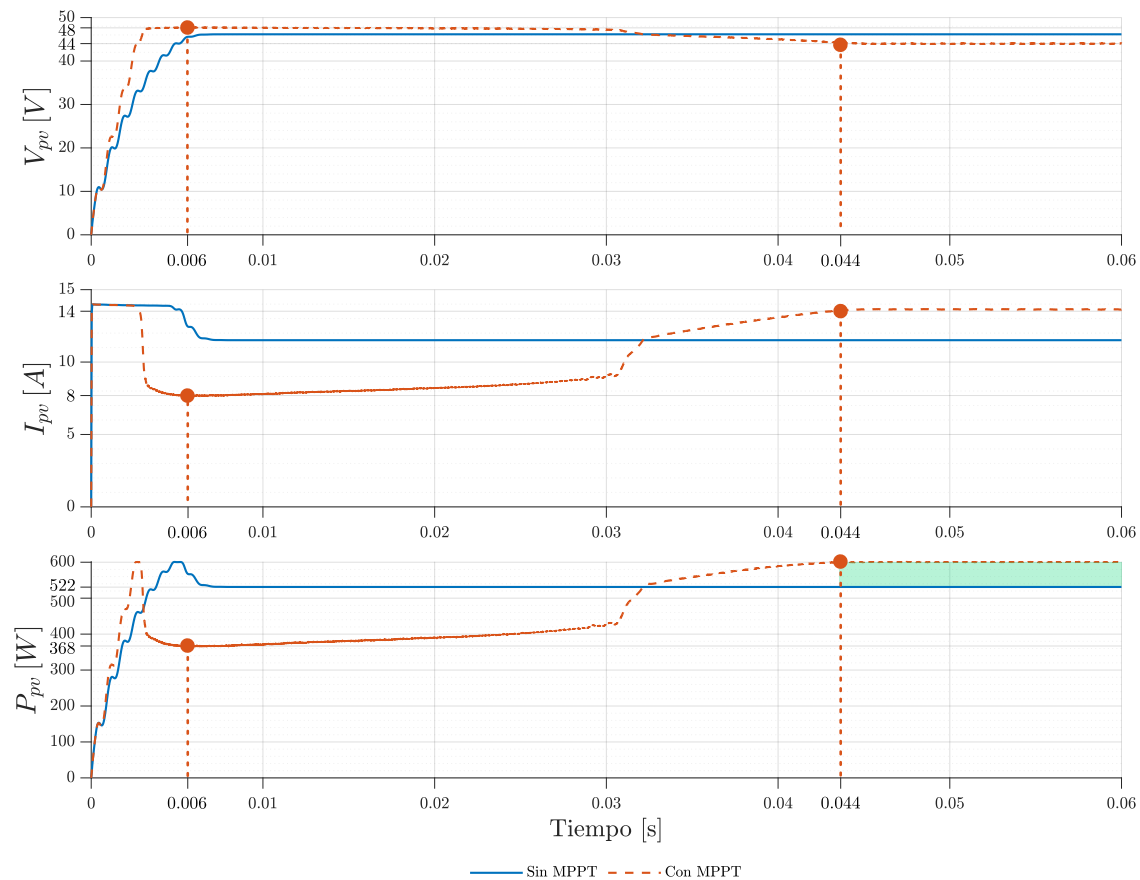


Figura 4.20: Evolución temporal variables con y sin control MPPT.

Condición estacionaria en el MPP: La Figura 4.21 compara las formas de onda de tensión aplicada al transformador, la corriente resonante y la corriente conducida por uno de los MOSFET para las configuraciones ZS-SRC y ZS-SRC PISO, ambas operando en régimen estacionario bajo control MPPT y estabilizadas en su punto de máxima potencia. El objetivo de este ensayo es cuantificar y visualizar la diferencia en la potencia procesada por el convertidor en cada topología, dado que uno de los atributos fundamentales del esquema PISO es precisamente reducir la fracción de potencia que circula por el tanque resonante y los semiconductores.

En la primera fila de la figura, la tensión de excitación del transformador muestra que, para la configuración ZS-SRC convencional, la amplitud efectiva de la onda de tres niveles es mayor, lo que implica una mayor energía transferida por ciclo. En contraste, el esquema PISO presenta una señal de menor magnitud, coherente con el hecho de que sólo

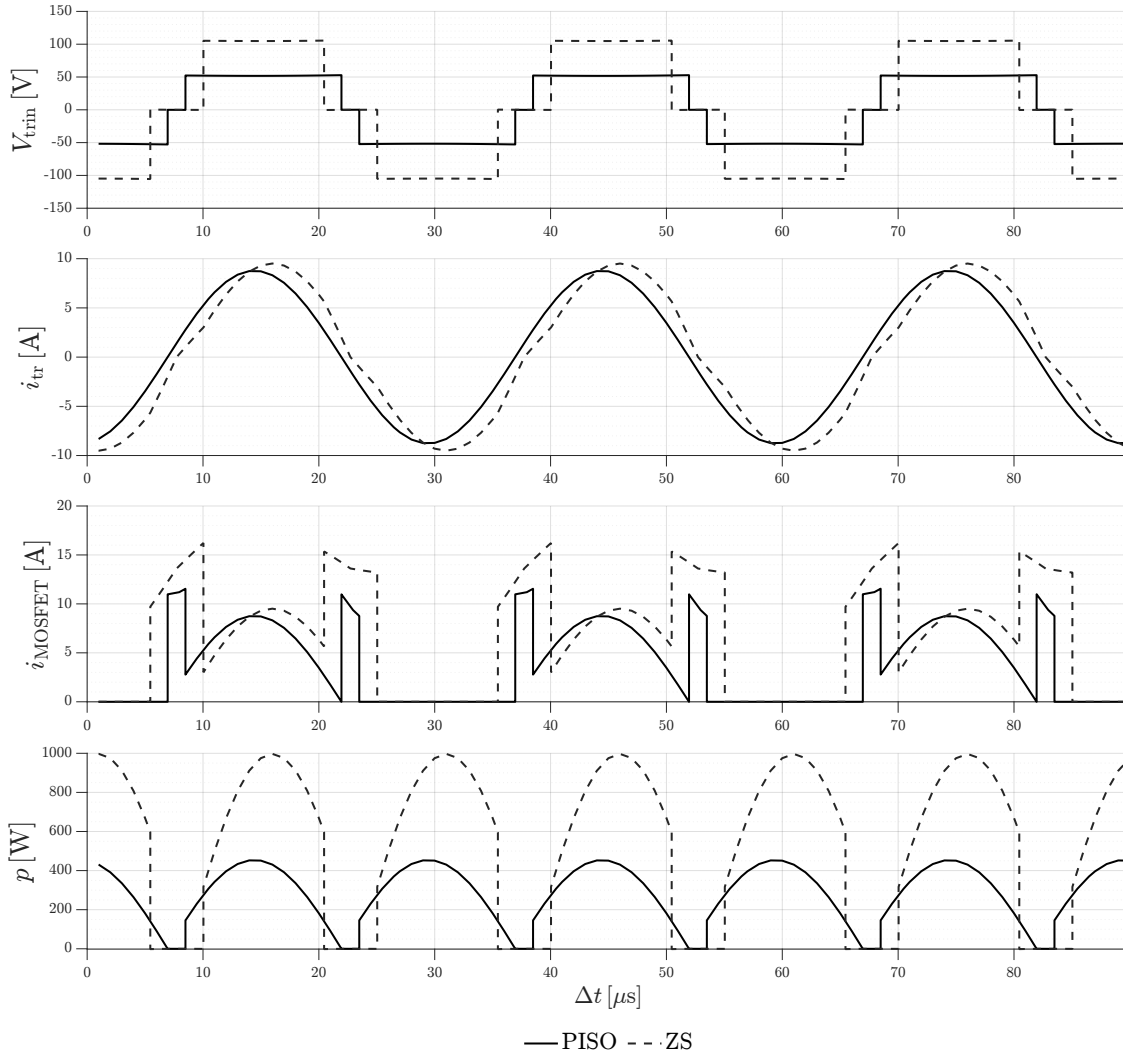


Figura 4.21: Tensión, corriente del transformador y corriente de MOSFET en estado estacionario en el MPP.

una parte de la potencia total fluye a través del convertidor, mientras que otra parte se entrega directamente desde la fuente hacia la carga.

Esta diferencia se refleja de manera clara en la corriente resonante i_{L_r} . La amplitud de la corriente en el caso ZS convencional es significativamente superior, indicando un mayor esfuerzo dinámico sobre el tanque resonante y una mayor potencia instantánea procesada. En cambio, la corriente en ZS-SRC PISO es más baja y simétrica, lo que evidencia que el tanque sólo maneja una fracción de la potencia total requerida para mantener el punto de máxima potencia del generador fotovoltaico.

La corriente del MOSFET confirma esta observación: los pulsos de conducción tienen mayor amplitud y anchura temporal en el ZS convencional, lo que implica una mayor circulación de energía a través del puente completo. En el caso PISO, en cambio, la corriente conducida por los semiconductores es claramente menor, lo que reduce las pérdidas de conmutación y conducción, y por tanto mejora la eficiencia global del sistema.

Finalmente, la potencia instantánea $p(t)$ calculada en la etapa resonante muestra la diferencia más evidente. Para la topología ZS convencional, los pulsos de potencia son

de mayor amplitud y área, lo que refleja una transferencia energética sustancial en cada período de conmutación. En la configuración PISO, estos pulsos son considerablemente menores, confirmando que la potencia procesada por el convertidor es sólo una fracción de la potencia total entregada al punto de operación del generador fotovoltaico. Dado que en este ensayo ambos sistemas entregan la misma potencia final (el mismo MPP), la reducción observada implica que, en el caso PISO, una parte significativa de la potencia fluye directamente entre la fuente y la carga sin atravesar el tanque resonante ni los semiconductores.

En síntesis, los resultados experimentales muestran que: la topología ZS–SRC convencional procesa prácticamente toda la potencia transferida desde el panel a la carga, mientras que la topología ZS–SRC PISO procesa sólo una fracción de ella, lo que se evidencia en menores tensiones aplicadas al transformador, menores corrientes resonantes, menores corrientes de MOSFET y pulsos de potencia significativamente reducidos. Esta característica se traduce directamente en una reducción de pérdidas y en el aumento de eficiencia observado previamente para el esquema PISO.

Evolución de variables de control: La Figura 4.22 muestra la evolución temporal de las dos variables de control fundamentales del convertidor ZS–SRC en configuración PISO durante el seguimiento del punto de máxima potencia: la relación adimensional de frecuencia de conmutación $F = f_s/f_r$ y el ciclo de disparo del estado *shoot-through* D_{st} . Estas señales permiten visualizar cómo el control MPPT explota los dos grados de libertad disponibles (F y D_{st}) para desplazar el punto de operación del panel fotovoltaico hacia el MPP de manera eficiente y estable.

En el tramo inicial del proceso, F comienza en torno a 1.2, es decir, ligeramente por sobre la frecuencia de resonancia. A medida que el controlador detecta que el panel se encuentra operando a una potencia inferior al MPP, la frecuencia se reduce de manera progresiva hacia $F \approx 1,05$. Esta disminución incrementa la ganancia resonante del convertidor, lo que eleva la tensión del panel V_{pv} y desplaza el punto de operación de la curva $P(V)$ hacia la vecindad del máximo.

Es importante notar que durante todo este intervalo el ciclo de *shoot-through* permanece en cero, lo que indica que el control inicialmente intenta corregir la operación actuando únicamente sobre la frecuencia, manteniendo un funcionamiento puramente resonante sin boost adicional.

Sin embargo, al acercarse al entorno del MPP, el ajuste mediante frecuencia ya no es suficiente para seguir aumentando la potencia extraída. En ese momento —cercano a $t \approx 0,03$ s— la frecuencia deja de disminuir y converge hacia el valor donde la ganancia resonante no puede incrementarse más sin comprometer la estabilidad. Justo en ese instante comienza a activarse el *shoot-through*, aumentando gradualmente desde cero hasta estabilizarse alrededor de $D_{st} \approx 0,1$. El incremento de D_{st} provoca una elevación controlada de la tensión interna del Z-Source, lo que mejora la transferencia de potencia sin necesidad de seguir modificando la frecuencia. En la etapa final del proceso, una vez alcanzado el MPP y estabilizada la potencia del panel, ambos parámetros entran en régimen casi estacionario: F se fija en un valor ligeramente superior a la resonancia, mientras que D_{st} oscila suavemente alrededor de su valor óptimo debido a la dinámica inherente del algoritmo MPPT.

En conjunto, la dinámica observada en la Figura 4.22 evidencia que el control MPPT aprovecha secuencialmente los dos grados de ajuste de la topología PISO: primero ajusta la frecuencia para posicionar rápidamente el sistema cerca del MPP y luego utiliza el *shoot-*

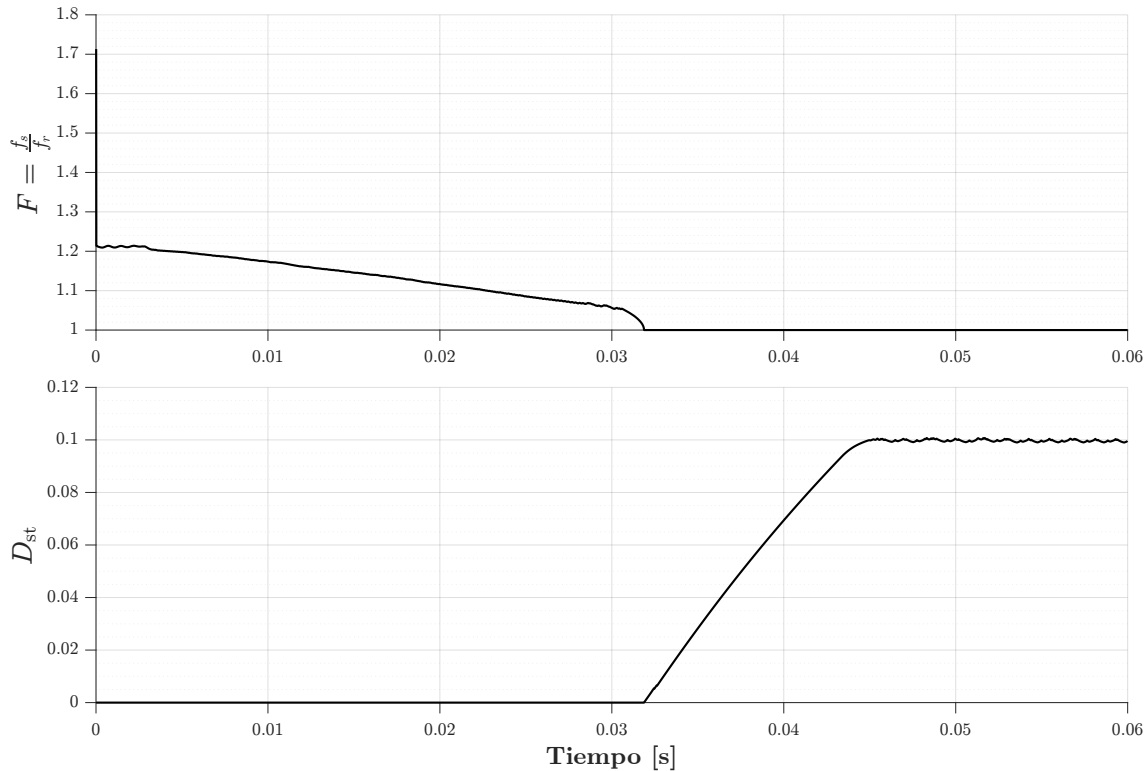


Figura 4.22: Evolución de la frecuencia de conmutación y del ciclo de disparo D_{st} durante el seguimiento del MPP.

through para realizar un ajuste fino de la tensión y la potencia. Este comportamiento demuestra una convergencia estable, sin saturación y con una clara separación temporal entre la acción gruesa (frecuencia) y la acción fina (*boost* proveniente del Z-Source).

La Figura 4.23 muestra la dinámica completa del lazo de control de tensión del panel fotovoltaico durante el seguimiento del punto de máxima potencia. En el eje izquierdo se observa la evolución temporal de la tensión del panel V_{pv} , mientras que en el eje derecho se presenta la señal de actuación M , correspondiente a la ganancia efectiva del convertidor ZS-SRC PISO. Inicialmente, el sistema parte de una condición fuera del MPP, de modo que la referencia $V_{pv,ref}$ se encuentra por encima del valor real. Como consecuencia, el controlador integral ajustado mediante la aproximación de Tustin incrementa progresivamente la acción de control M , lo que modifica el nivel de tensión aplicado a la entrada del convertidor y fuerza a V_{pv} a seguir la referencia. Durante esta fase se aprecia una variación suave y monótona de M , sin saturaciones ni inversión de pendiente, lo cual evidencia una correcta sintonización del controlador y un adecuado funcionamiento del mecanismo anti-*windup*. Tras el transitorio inicial, V_{pv} converge rápidamente hacia el valor deseado y permanece oscilando dentro de un margen muy reducido alrededor de la referencia, demostrando que el lazo presenta precisión estática y estabilidad en estado estacionario. Finalmente, la coincidencia entre la señal de actuación y la respuesta del panel confirma que la planta equivalente empleada para el diseño del control modela adecuadamente el comportamiento dinámico real del sistema.

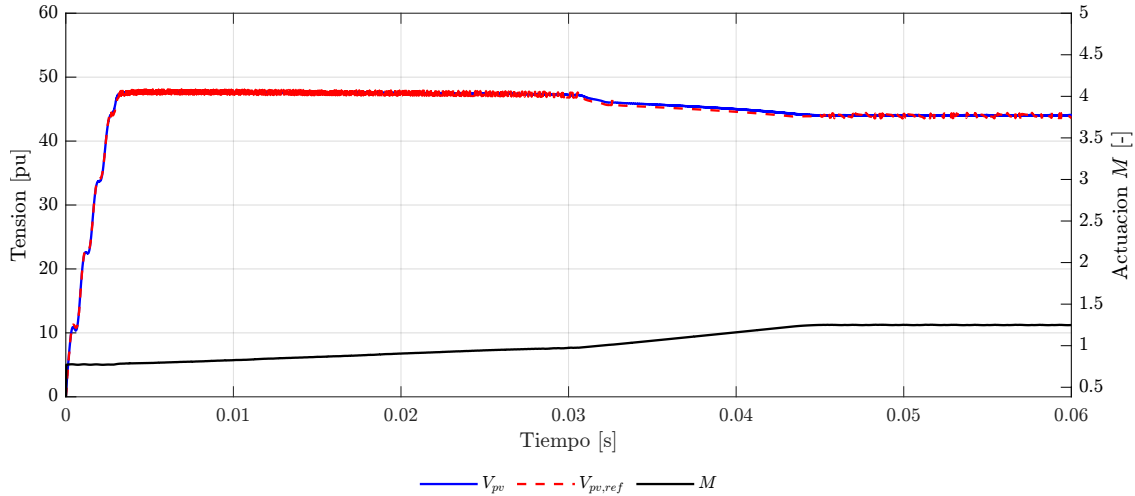


Figura 4.23: Control de tensión PV

4.1.8. Comportamiento del sistema ante variaciones de irradiancia y temperatura

El objetivo de este conjunto de ensayos es evaluar la capacidad del convertidor ZS–SRC en configuración PISO, operando con control MPPT, para adaptarse dinámicamente a variaciones en las condiciones ambientales del generador fotovoltaico. En todos los casos, el control MPPT actúa ajustando simultáneamente la frecuencia de conmutación $F = f_s/f_r$ y el ciclo de disparo del estado *shoot-through* D_{st} , de modo que el sistema siga en todo momento el MPP correspondiente a cada condición de operación.

La Figura 3.13 presenta los puntos estacionarios alcanzados por el sistema al modificar la irradiancia. Cada punto corresponde al estado estable que el MPPT establece en el plano P – V . Se observa que, al aumentar la irradiancia, la potencia disponible del panel crece y el controlador desplaza el punto de operación hacia valores superiores de corriente y potencia, siguiendo la forma convexa característica de la curva $P(V)$. Para niveles bajos de irradiancia, los puntos estacionarios se concentran en la zona inferior de la curva, reflejando la menor energía disponible. En todos los casos, el sistema converge al MPP correspondiente, lo que confirma una correcta adaptación del control.

De forma análoga, la Figura 3.14 muestra los puntos estacionarios obtenidos al variar la temperatura del módulo, manteniendo constante la irradiancia. Tal como predice el modelo fotovoltaico, al aumentar la temperatura la tensión en el MPP disminuye y, en consecuencia, también la potencia máxima disponible. Los puntos experimentales reproducen esta tendencia: un desplazamiento hacia tensiones menores y una reducción gradual de la potencia extraída. Esto demuestra que el convertidor y su control mantienen el seguimiento del MPP incluso bajo variaciones térmicas significativas.

Las Figuras 3.15 y 3.16 complementan este análisis mostrando la evolución temporal de las principales variables de control y eléctricas del sistema. En ambos ensayos se aprecia la acción coordinada del control MPPT: cuando aumenta la potencia disponible, la frecuencia de conmutación F tiende a disminuir hacia valores cercanos a la resonancia para maximizar la transferencia de energía, mientras que el ciclo *shoot-through* D_{st} aumenta para proporcionar un mayor *boost* en la etapa Z-Source. Cuando la potencia disponible disminuye —ya sea por reducción de irradiancia o aumento de temperatura— se observa la acción contraria: el controlador reduce D_{st} y desplaza la frecuencia a valores mayores

de F , ajustando la ganancia del convertidor para mantener el MPP.

Asimismo, las señales V_{load} y P_{pv} muestran variaciones suaves y progresivas, sin sobre-oscilaciones ni pérdidas de seguimiento, lo que evidencia la estabilidad del lazo de control y la adecuada coordinación entre la regulación de tensión del panel y el MPPT. El sistema logra un seguimiento continuo y robusto, incluso ante variaciones abruptas de irradiancia o temperatura, manteniendo en todo momento la operación en el entorno del punto de máxima potencia.

En síntesis, los ensayos demuestran que el convertidor ZS-SRC PISO, junto con el control MPPT implementado, presenta un desempeño dinámico destacado ante perturbaciones ambientales, manteniendo estabilidad, continuidad de operación y seguimiento preciso del MPP bajo variaciones tanto de irradiancia como de temperatura.

Capítulo 5

Implementación

5.1. Construcción convertidor

5.1.1. Red Z-Source

Para el condensador, se seleccionó un condensador de película de polipropileno TDK, modelo B32320I4267K000 ($260 \pm 10\% \mu\text{F}$, 450 VDC), perteneciente a la serie B32320I (Figura 5.1). De acuerdo con el *datasheet*, este componente admite una tensión nominal de 450 V, muy por encima de las condiciones de operación observadas en la simulación (Figura 4.10), donde la tensión del condensador oscila en torno a 82.3–82.6 V. El rizado asociado es inferior a 0.3 V, resultando en una pendiente máxima de aproximadamente $0.04 \text{ V}/\mu\text{s}$, valor muy inferior al límite especificado por el fabricante de $6 \text{ V}/\mu\text{s}$. Esto implica que la corriente máxima requerida es varios órdenes de magnitud menor que la corriente máxima admisible (1.56 kA), garantizando un amplio margen de seguridad.



Figura 5.1: Condensador TDK modelo B32320I4267K000

En cuanto al esfuerzo térmico, la corriente RMS simulada del condensador es del orden de 10 A, mientras que el fabricante especifica una capacidad de conducción de hasta 23 A RMS a 10 kHz. Adicionalmente, la curva ESR–frecuencia para condensadores de $260 \mu\text{F}$

y 450 VDC indica un valor típico aproximado de **7 mΩ** a la frecuencia de conmutación esperada (66 kHz), lo que conduce a pérdidas internas estimadas del orden de 0.5 W. Este nivel de pérdidas es reducido y se encuentra muy por debajo de los límites térmicos del condensador, lo que favorece una mayor vida útil del componente.

Se seleccionó el inductor KEMET SHBC20-1R7A0152V (Figura 5.2), correspondiente a un choque de modo diferencial basado en núcleo de polvo Fe-Si-Al. De acuerdo con la información del fabricante, este componente posee una inductancia nominal de 152 μH medida a 100 kHz y 1 mA, soporta una corriente nominal de 12 A y presenta una resistencia serie de 80 mΩ. El rango térmico de operación del componente es de -40°C a 125°C, incluyendo la elevación de temperatura por autocalentamiento.

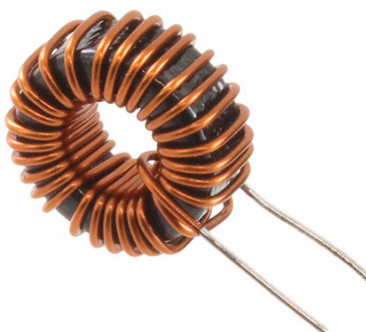


Figura 5.2: Inductor KEMET SHBC20-1R7A0152V

Las simulaciones realizadas en estado estacionario muestran que la corriente del inductor varía aproximadamente entre 13.5 A y 16.8 A, lo que implica un componente de ripple de alrededor de 3.3 A. A pesar de superar puntualmente el valor de corriente nominal, el análisis de superposición DC del datasheet (Figura 5.3) indica que el modelo SHBC20-1R7A0152V mantiene su inductancia prácticamente constante hasta valores cercanos a 15–16 A, sin evidencia de saturación magnética en la región de operación. Por lo tanto, el inductor conserva su comportamiento lineal dentro de los niveles de corriente requeridos por la topología.

En términos de pérdidas, la resistencia serie de 80 mΩ produce pérdidas cuadráticas del orden de $P_{\text{cobre}} = I_{\text{rms}}^2 R \approx (14,5 \text{ A})^2 \cdot 0,08 \text{ Ω} \approx 16,8 \text{ W}$. Estas pérdidas son acordes al diseño del inductor, que según la tabla del fabricante admite una elevación térmica máxima de 20.4 K a su corriente nominal, lo cual permite operar el componente sin exceder el límite térmico de 125°C incluso bajo condiciones de conmutación de alta frecuencia.

5.1.2. Tanque resonante

El condensador resonante se implementó mediante un capacitor de película de polipropileno metalizado KEMET, modelo C4CAPUC3150AA0J (Figura 5.4), perteneciente a la serie C4C axial. De acuerdo con la hoja de datos, esta referencia presenta una capacitancia nominal de $0,15 \pm 10\% \text{ μF}$ y una tensión asignada de 1200 VDC / 500 VAC, con tensión

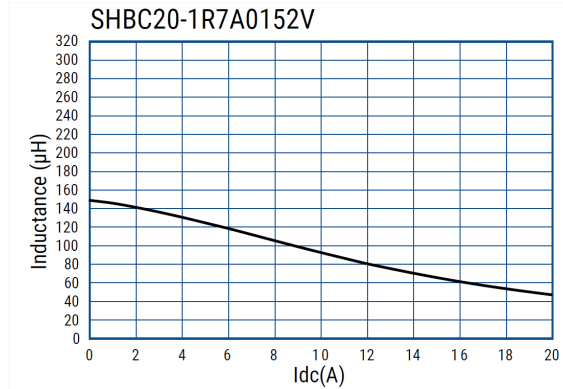


Figura 5.3: Curva de *DC-Superposed Characteristics*

de pico admisible de 1600 V. Para esta capacidad, la tabla de características especifica una corriente efectiva de $I_{\text{rms,max}} = 9$ A y una corriente máxima de $I_{\text{peak,max}} = 105$ A a 100 kHz y 70 °C, así como una resistencia serie máxima de 9,2 mΩ y un límite de $dv/dt = 700$ V/μs.

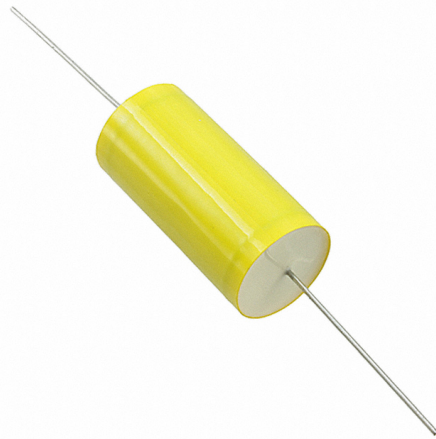


Figura 5.4: Capacitor KEMET modelo C4CAPUC3150AA0J

En la operación del convertidor, la tensión sobre el condensador es prácticamente sinusoidal (Figura 5.5), con un valor de pico de aproximadamente $\hat{V}_{C_r} \approx 270$ V, muy inferior a la tensión de pico admisible del condensador. La corriente asociada al transformador resonante alcanza valores de pico del orden de 8–9 A, lo que implica una corriente eficaz cercana a $I_{\text{rms}} \approx 6$ –7 A, por debajo del límite de 9 A especificado. Suponiendo una frecuencia de conmutación en el rango de decenas de kHz, la derivada máxima de la tensión puede aproximarse como $dv/dt|_{\text{máx}} \approx \omega \hat{V}_{C_r} \approx 70$ –110 V/μs, muy inferior al valor límite de 700 V/μs. En estas condiciones, las pérdidas internas debidas a la ESR se estiman en $P \approx I_{\text{rms}}^2 \text{ESR} \approx 0,4$ –0,5 W, lo que, junto con la baja tangente de pérdidas y la expectativa de vida superior a 30000 h a tensión eficaz nominal, confirma que el condensador C4CAPUC3150AA0J opera con amplios márgenes de seguridad en tensión, corriente y dv/dt , resultando adecuado para su uso como condensador resonante en el convertidor propuesto.

El inductor resonante se implementó mediante un choque KEMET de la serie SHBC, modelo SHBC20-1R7A0152V. De acuerdo con la hoja de datos, este componente está fabricado con núcleo de polvo Fe–Si–Al, presenta una inductancia nominal de 152 μH (medida

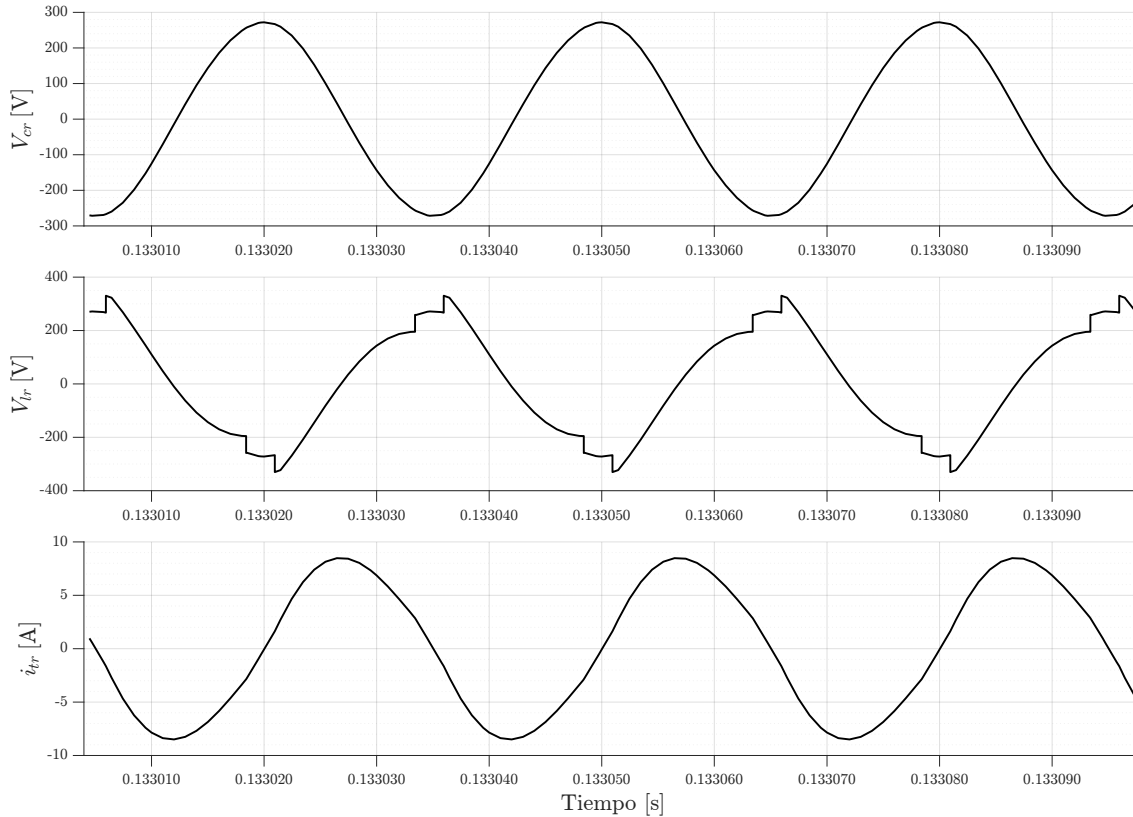


Figura 5.5: Tensión y corriente de condensador e inductor resonante

a 100 kHz, 1 mA) y una corriente nominal de 12 A, con una resistencia en corriente continua de $80 \text{ m}\Omega$ y un rango de temperatura de operación de $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ a $125 \text{ }^\circ\text{C}$, incluyendo el autocalentamiento. La tabla de características indica además una elevación máxima de temperatura de sólo 20,4 K cuando circula la corriente nominal, lo que evidencia una buena capacidad térmica del conjunto núcleo–bobinado.

Las formas de onda de la Figura 5.5 muestran que la corriente del inductor es prácticamente sinusoidal, con valores de pico del orden de 8–9 A, por lo que la corriente eficaz resultante es cercana a $I_{\text{rms}} \approx 6,3 \text{ A}$, bien por debajo de los 12 A especificados para el componente. A partir de la resistencia en corriente continua, las pérdidas óhmicas del devanado pueden estimarse en $P_{\text{cu}} \approx I_{\text{rms}}^2 R \approx (6,3 \text{ A})^2 \cdot 0,08 \Omega \approx 3 \text{ W}$, valor compatible con la elevación térmica admitida. Por otra parte, las curvas de superposición de corriente continua del datasheet muestran que el modelo SHBC20-1R7A0152V mantiene prácticamente constante su inductancia hasta corrientes próximas a 15–16 A, de modo que la corriente de pico empleada en esta aplicación se sitúa claramente por debajo de la región de saturación magnética. Adicionalmente, las curvas de inductancia en función de la frecuencia confirman un comportamiento estable en el rango de decenas de kilohertz, que es precisamente el utilizado en el convertidor. En conjunto, estos resultados justifican el uso del inductor SHBC20-1R7A0152V en la etapa resonante, con márgenes adecuados frente a limitaciones de corriente, pérdidas y saturación del núcleo.

5.1.3. Semiconductores

El interruptor principal del convertidor se implementó mediante el módulo EasyDUAL FF55MR12W1M1H_B11 de Infineon (Figura 5.6), que integra dos CoolSiC™ MOSFET de 1200 V con diodo de cuerpo y NTC. De acuerdo con el datasheet, cada MOSFET presenta una tensión drenador–source nominal de $V_{DSS} = 1200$ V y una corriente continua de $I_{D,DC} = 15$ A a $T_{vj} = 175$ °C con una corriente repetitiva máxima de $I_{DRM} = 30$ A. En la aplicación desarrollada, la tensión sobre el dispositivo es una onda cuadrada de aproximadamente 60–65 V, es decir, inferior al 6 % de la tensión máxima admisible, lo que proporciona un margen muy amplio frente a sobretensiones transitorias.

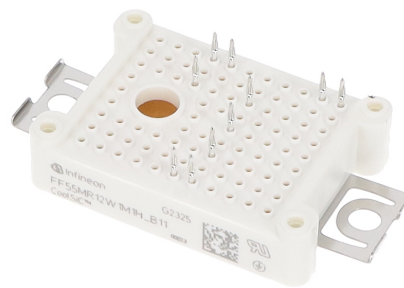


Figura 5.6: Módulo EasyDUAL FF55MR12W1M1H_B11 de Infineon

Las formas de onda de corriente mostradas en la Figura 5.7 indican que el MOSFET conduce pulsos con valor de pico del orden de 15–16 A y una parte casi sinusoidal con amplitud próxima a 9–10 A. Considerando el ciclo de conducción efectivo, la corriente efectiva resultante se sitúa alrededor de 8–9 A, por debajo de la corriente continua nominal del dispositivo y muy lejos del límite de 30 A especificado como corriente repetitiva. El módulo presenta una resistencia en conducción típica de $R_{DS(on)} \approx 60$ –110 m Ω (entre 25 y 175 °C), de modo que las pérdidas por conducción se mantienen del orden de algunos watts, compatibles con la resistencia térmica $R_{th,JH} = 2,03$ K/W y con la temperatura máxima de unión de 175 °C. En cuanto al funcionamiento a alta frecuencia, el fabricante especifica tiempos de conmutación del orden de 20–50 ns y energías de conmutación $E_{on} + E_{off} \approx 0,27$ mJ a 600 V y 15 A. Dado que en esta topología la tensión del lado de continua es cercano a 60 V, las pérdidas de conmutación reales se reducen aproximadamente de forma proporcional a la tensión, resultando en potencias de conmutación muy inferiores al caso de ensayo y perfectamente compatibles con una frecuencia de operación de hasta 66 kHz. Además, el diagrama de área segura de operación en bloqueo inverso (RBSOA) confirma que el dispositivo puede conmutar hasta 30 A a 1200 V sin comprometer su integridad. Por todo lo anterior, el módulo FF55MR12W1M1H_B11 opera con márgenes holgados en tensión, corriente y pérdidas térmicas, lo que justifica su utilización como interruptor principal en el convertidor propuesto, incluso para frecuencias de conmutación elevadas como 66 kHz.

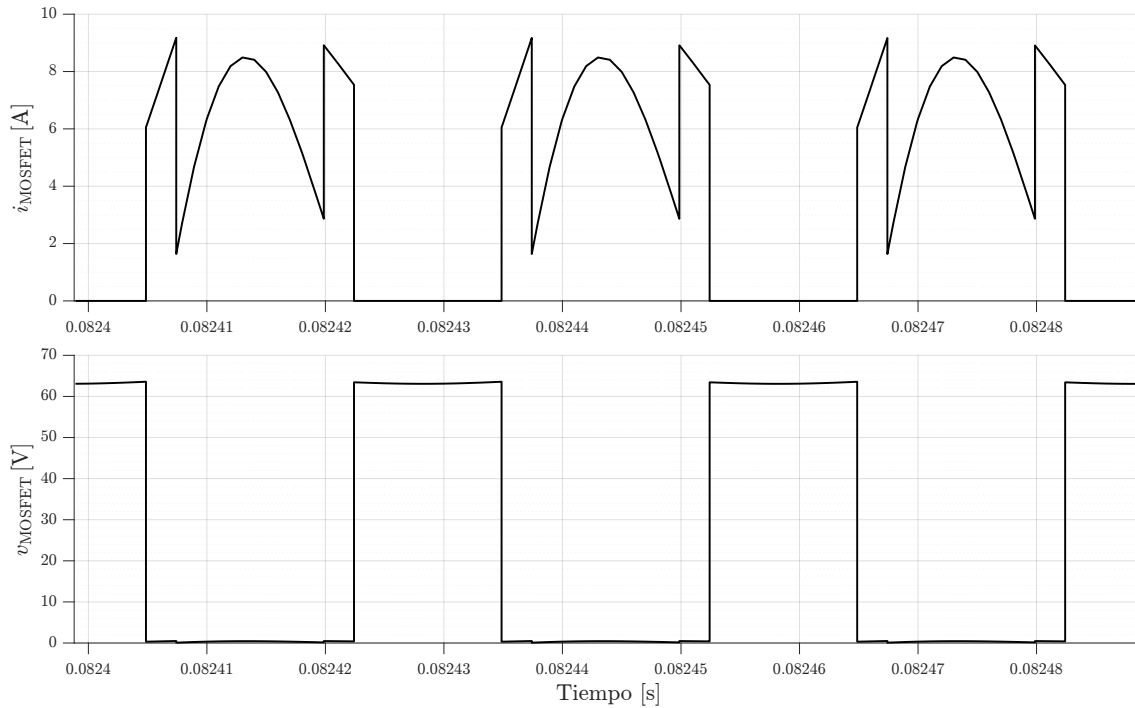


Figura 5.7: Tensión y corriente semiconductor

5.1.4. Transformador aislador

Para la construcción del transformador de alta frecuencia empleado en este proyecto se seleccionó un núcleo tipo PQ50/50 (Figura 5.8), específicamente el modelo B65981A0000R097 del fabricante EPCOS–TDK. Los núcleos de geometría PQ (“Power Quality”) han sido desarrollados para aplicaciones de potencia conmutada, ya que combinan un área de ventana amplia con un área efectiva del núcleo elevada, optimizando simultáneamente la capacidad de disipación y la facilidad de bobinado. En el caso particular del PQ50/50, el área efectiva es $A_e = 332 \text{ mm}^2$ y la longitud efectiva del circuito magnético es $l_e = 113 \text{ mm}$, valores que permiten manejar potencias del orden de los kilovatios en rango de frecuencias típicas de convertidores resonantes o PWM de alta frecuencia.

El material magnético del núcleo corresponde a ferrita N97, una ferrita de manganeso–zinc (MnZn) diseñada específicamente para operación en el rango de 50–200 kHz. Este tipo de material presenta pérdidas específicas reducidas en ese intervalo de frecuencia, además de una permeabilidad inicial elevada y estable en función de la temperatura. Las ferritas MnZn, como la N97, se emplean ampliamente en transformadores de potencia, choques resonantes y aplicaciones de conversión DC–DC, debido a que permiten operar con densidades de flujo moderadas sin incurrir en pérdidas excesivas ni acercarse prematuramente a la saturación magnética.

La elección del material N97 se fundamenta en sus características de baja pérdida y su capacidad de mantener un comportamiento lineal en el intervalo de flujo necesario. El diseño del transformador exige soportar tensiones de hasta 100 V y frecuencias máximas de 66 kHz; para evitar saturación, se calculó el número mínimo de espiras mediante la expresión clásica

$$N = \frac{V}{4 f A_e B_{\text{máx}}},$$

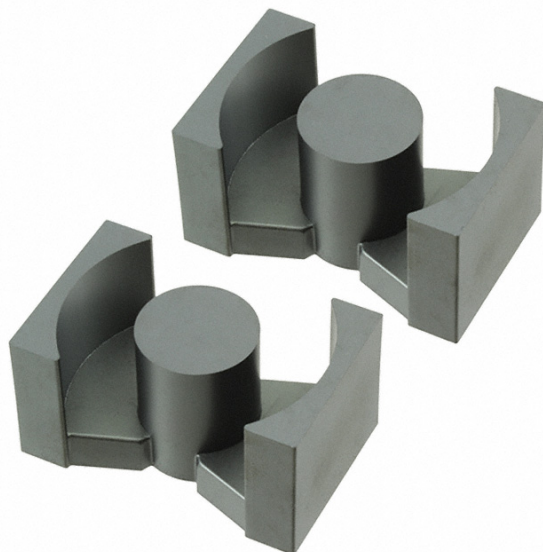


Figura 5.8: Núcleo tipo PQ50/50

considerando un flujo máximo admisible de aproximadamente $B_{\text{máx}} = 0,18 \text{ T}$, valor típico para operación segura en ferritas MnZn. Este análisis llevó a un total de $N = 8$ espiras por devanado en una configuración 1:1, lo cual mantiene la densidad de flujo dentro de límites seguros tanto a 33 kHz como a la frecuencia máxima de 66 kHz.

El bobinado del transformador se realizó utilizando un conductor multifilar, comúnmente denominado “litz casero”, compuesto por 20 hebras de alambre esmaltado AWG26 (Figura 5.9) conectadas en paralelo para cada devanado. Esta elección responde principalmente a la necesidad de reducir las pérdidas por efecto pelicular y efecto de proximidad, fenómenos que se vuelven relevantes en conductores macizos cuando la frecuencia de operación se encuentra en el rango de decenas de kilohertz.



Figura 5.9: Conductor multifilar

A la frecuencia máxima de operación del sistema (66 kHz), la profundidad de penetración de corriente en cobre es del orden de 0,25 mm, comparable al radio de conductores de calibre mayor. El uso de múltiples hebras de menor diámetro permite que la corriente se distribuya más uniformemente en la sección transversal del conductor, reduciendo la resistencia efectiva en corriente alterna y, por ende, las pérdidas por efecto Joule.

Cada hebra AWG26 posee una sección transversal aproximada de $0,128 \text{ mm}^2$, por lo que el conjunto de 20 hebras proporciona un área total de cobre cercana a $2,56 \text{ mm}^2$.

Esta sección permite conducir corrientes del orden de 10 A con una densidad de corriente moderada, compatible con aplicaciones de potencia en alta frecuencia. Además, el uso de múltiples conductores en paralelo facilita el bobinado y mejora la disipación térmica.

Para el aislamiento eléctrico entre capas del bobinado y entre el bobinado y el núcleo se empleó cinta de poliimida, comúnmente conocida como Kapton. Este material es ampliamente utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia debido a su elevada rigidez dieléctrica, su estabilidad térmica y su resistencia mecánica.



Figura 5.10: Kapton

La cinta de poliimida presenta una tensión de ruptura elevada y puede operar de forma continua a temperaturas superiores a 150 °C sin degradación significativa de sus propiedades eléctricas. Estas características la hacen especialmente adecuada para transformadores de alta frecuencia, donde se producen gradientes de tensión elevados y calentamiento local debido a pérdidas en el cobre y en el núcleo.

En el transformador construido, la cinta Kapton (Figura 5.10) se utilizó como aislamiento intermedio entre capas del devanado y como barrera primaria entre el núcleo ferrítico y los conductores, asegurando un adecuado margen de seguridad eléctrica frente a tensiones de hasta 100 V y evitando fallas por perforación dieléctrica.

Adicionalmente al aislamiento eléctrico, se utilizó cinta de fibra de vidrio (Figura 5.11) impregnada para la fijación mecánica de los devanados. Este tipo de cinta se caracteriza por su alta resistencia mecánica, estabilidad dimensional y buena tolerancia a temperaturas elevadas, lo que la hace adecuada para aplicaciones de potencia sometidas a esfuerzos térmicos y vibraciones.



Figura 5.11: Cinta de fibra de vidrio

La cinta de fibra de vidrio no se emplea como aislante primario, sino como elemento estructural que mantiene la geometría del bobinado, evita el desplazamiento de las espiras durante la operación y reduce el riesgo de daño mecánico en los conductores. Su uso

resulta especialmente importante en transformadores de alta potencia, donde las fuerzas electromagnéticas pueden generar esfuerzos significativos sobre los devanados.

Como complemento al sistema de aislamiento, se incorporó papel aislante tipo fish paper (Figura 5.12) en las zonas de contacto entre el bobinado y el carrete, así como en los bordes donde existe riesgo de daño mecánico del esmalte del conductor. El fish paper es un material celulósico tratado, con buenas propiedades dieléctricas y resistencia mecánica, ampliamente utilizado en transformadores y máquinas eléctricas.



Figura 5.12: Fish paper

Este material proporciona una barrera adicional frente a descargas parciales y reduce la probabilidad de fallas por abrasión o corte del esmalte, especialmente en puntos donde el bobinado se encuentra sometido a presión o vibración. Su uso contribuye a aumentar la confiabilidad y la vida útil del transformador sin introducir pérdidas significativas ni complejidad constructiva adicional.

5.1.5. Diseño modular de placas de circuito impreso

Con el objetivo de implementar el sistema de potencia desarrollado en este trabajo, se optó por un enfoque modular basado en múltiples placas de circuito impreso (PCB), cada una dedicada a un componente o subsistema específico, tales como los dispositivos semiconductores de conmutación y los elementos pasivos asociados. Estas placas fueron posteriormente interconectadas mediante conductores externos, permitiendo conformar el sistema completo de manera flexible y controlada.

Cada PCB fue diseñada considerando las particularidades eléctricas y mecánicas del componente que alberga. En particular, se emplearon pistas de cobre de ancho significativo según la intensidad de corrientes obtenidas por simulación y áreas de cobre reforzadas para conducir corrientes elevadas, así como perforaciones metalizadas y pads de gran superficie destinados a asegurar una conexión mecánica robusta y una baja resistencia de contacto.

La decisión de no implementar una única PCB que integrara todos los componentes del sistema responde a diversas consideraciones técnicas y prácticas. En primer lugar, la coexistencia de trayectorias de alta corriente y alta frecuencia con circuitos sensibles en una sola placa incrementa la complejidad del diseño electromagnético, elevando el riesgo

de acoplamientos parásitos, interferencia electromagnética y la aparición de inductancias y capacitancias no deseadas. La separación física de los subsistemas permite reducir el tiempo de la obtención de datos, reduciendo el tiempo empleado en el diseño de estos.

Adicionalmente, una PCB monolítica habría requerido un tamaño considerable para acomodar componentes voluminosos, como el transformador de potencia y los dispositivos de potencia con sus respectivas zonas de disipación térmica. Esto habría incrementado tanto el costo de fabricación como la dificultad de iteración del diseño, ya que cualquier modificación en un subsistema implicaría la fabricación de una nueva placa completa. En contraste, el enfoque modular permite realizar ajustes, reemplazos o mejoras en una placa específica sin afectar al resto del sistema.

Desde el punto de vista constructivo y experimental, el uso de placas independientes también simplifica el montaje y la depuración del sistema. La interconexión mediante cables posibilita reconfigurar el circuito, medir señales en distintos puntos y aislar fallas de manera más eficiente, aspectos fundamentales durante la etapa de validación experimental. Asimismo, esta estrategia reduce el riesgo de pérdida total del sistema ante un error de diseño o una falla localizada, ya que una placa dañada puede ser reemplazada sin necesidad de reconstruir el conjunto completo.

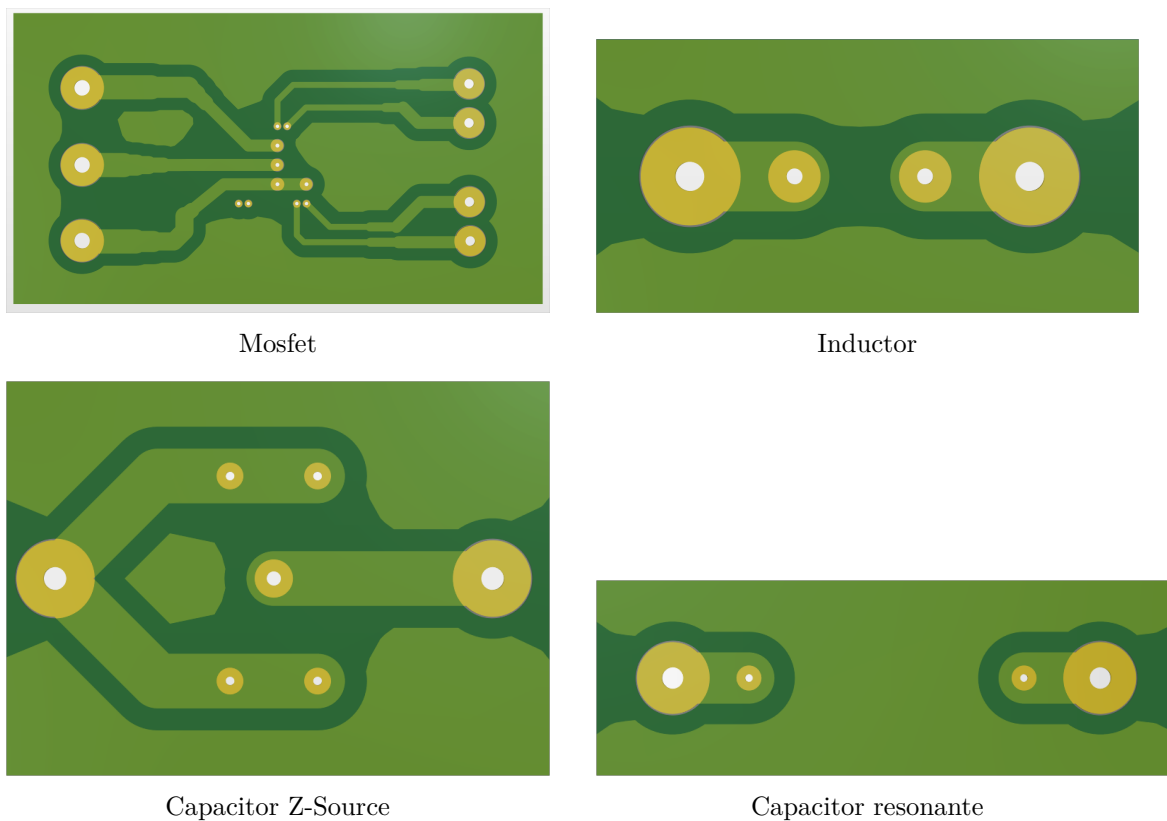


Figura 5.13: Proceso de diseño y construcción del PCB

5.1.5.a. Efectos parásitos asociados a la interconexión mediante cables

El uso de placas de circuito impreso separadas, interconectadas mediante conductores externos, introduce inevitablemente elementos parásitos adicionales en el sistema, los cuales deben ser considerados en el análisis del comportamiento eléctrico del convertidor. En

particular, los cables de interconexión presentan inductancias parásitas superiores a las de pistas cortas y anchas implementadas directamente en una PCB, así como capacitancias distribuidas respecto al entorno y a otros conductores cercanos.

Estas inductancias parásitas pueden generar sobretensiones transitorias durante los eventos de conmutación, de acuerdo con la relación $V = L di/dt$, especialmente en trayectorias donde circulan corrientes elevadas con flancos rápidos. Asimismo, el aumento del área de los lazos de corriente provocado por la interconexión mediante cables puede incrementar la emisión de interferencia electromagnética y favorecer el acoplamiento no deseado entre subsistemas.

Adicionalmente, la combinación de inductancias y capacitancias parásitas puede dar lugar a resonancias no intencionales, manifestadas como sobreoscilaciones o *ringing* en las formas de onda de tensión y corriente. Estos fenómenos son característicos en sistemas de electrónica de potencia operando en el rango de decenas de kHz y deben ser tenidos en cuenta al interpretar los resultados experimentales.

No obstante, en el contexto de este trabajo, el enfoque modular adoptado permitió reducir significativamente la complejidad constructiva y facilitar la etapa de validación experimental. Para mitigar los efectos parásitos mencionados, se procuró minimizar la longitud de los conductores de interconexión, emplear trayectorias de retorno cercanas y mantener una disposición física compacta de los subsistemas. En futuras iteraciones del diseño, una integración más avanzada en una única PCB permitiría reducir aún más estos efectos y optimizar el desempeño electromagnético del sistema.

5.2. Banco de trabajo

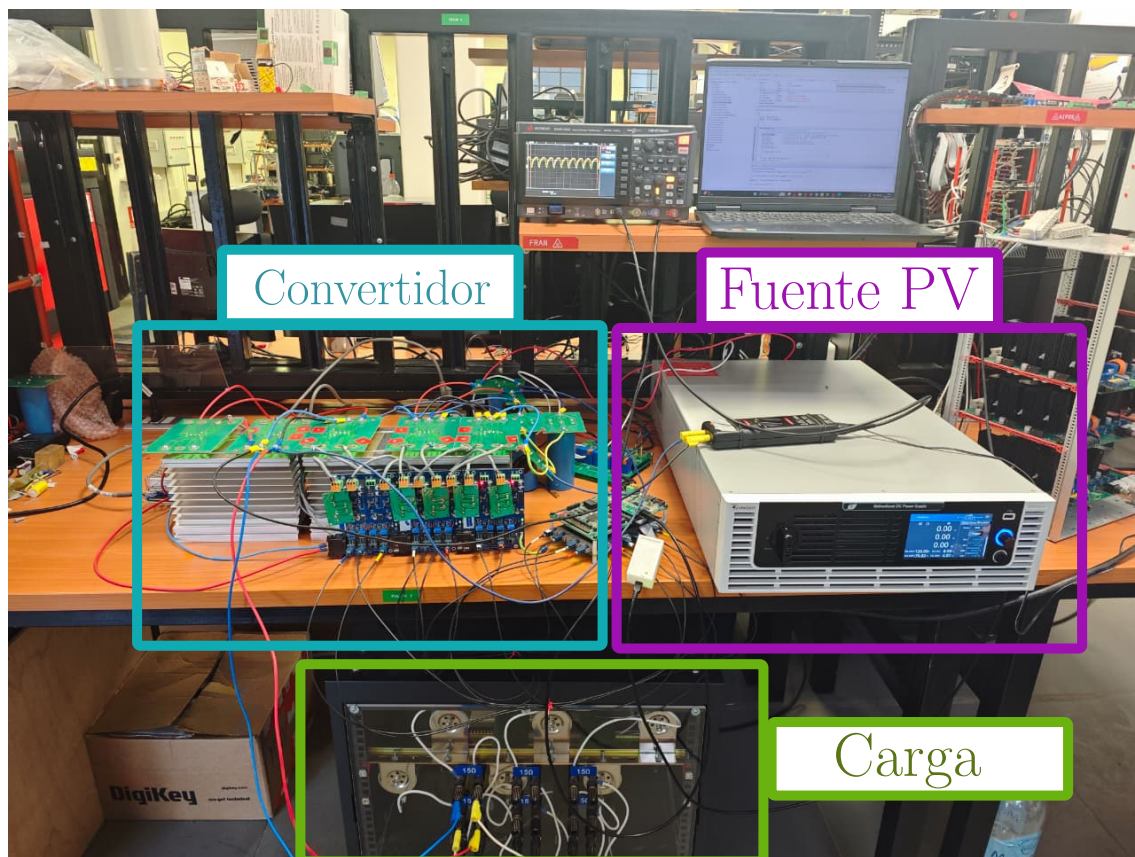


Figura 5.14: Fuente fotovoltaica, convertidor y carga.

5.3. Plataforma digital BRAIn

La plataforma digital *BRAIn* [19] (*Board for Research, Academic and Industrial applications*) es una tarjeta de control diseñada para la implementación de algoritmos de control en tiempo real, orientada principalmente a aplicaciones de electrónica de potencia y accionamientos eléctricos. Su arquitectura se basa en la integración de dos elementos de procesamiento digital complementarios: un procesador digital de señales (DSP) y una matriz de compuertas programables (FPGA), lo que permite una distribución eficiente de las tareas de cálculo y de manejo de periféricos.

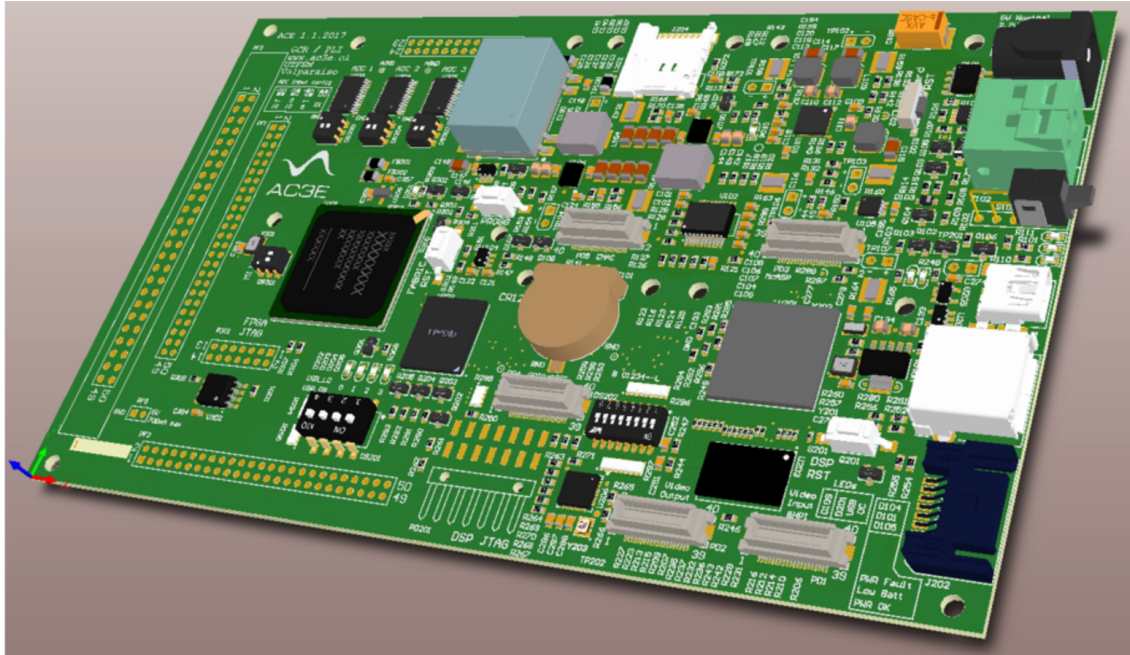


Figura 5.15: Plataforma de control BRAIn [19]

El elemento central de procesamiento corresponde al DSP *TMS320C6748* de Texas Instruments, un procesador de arquitectura VLIW capaz de operar con aritmética de punto fijo y punto flotante, con una frecuencia de reloj de hasta 456 MHz. Este dispositivo se encarga principalmente de la ejecución del algoritmo de control, el cálculo de las leyes de control en tiempo discreto y la coordinación general del sistema. Para ello, dispone de memorias internas de alta velocidad (L1 y L2), además de memoria externa DDR2, lo que permite optimizar la ubicación del código y de las variables según los requerimientos temporales de la aplicación.

Por otra parte, la FPGA, basada en la familia *Artix-7* de Xilinx, cumple un rol fundamental en el manejo de los periféricos de hardware. Entre sus principales funciones se encuentran la generación de señales PWM, la administración de temporizadores, la sincronización de eventos y el control de los convertidores analógico-digitales (ADC). Esta separación funcional permite que las tareas críticas en tiempo se ejecuten directamente en hardware, reduciendo la carga computacional del DSP y mejorando el determinismo temporal del sistema de control.

La plataforma BRAIn incorpora convertidores ADC de 14 bits, con frecuencias de muestreo de hasta 1 MSPS, cuyos rangos de tensión de entrada pueden configurarse mediante interruptores *dip-switch*. Asimismo, los moduladores PWM implementados en la FPGA

permiten operar en distintos modos de modulación, incluyendo configuraciones unipolares y bipolares, con control de tiempo muerto y actualización sincrónica de los registros de referencia, características especialmente relevantes en aplicaciones de convertidores de potencia.

Desde el punto de vista de desarrollo de software, la programación del DSP se realiza mediante la interfaz JTAG, utilizando el entorno *Code Composer Studio*. Los algoritmos de control se implementan en lenguaje C, siguiendo un esquema de ejecución en tiempo discreto basado en interrupciones periódicas, lo que garantiza un tiempo de muestreo fijo para las mediciones, el procesamiento y la actualización de las acciones de control. Adicionalmente, la plataforma permite la comunicación en tiempo cuasi-real con *Matlab*, facilitando la visualización de variables internas, la calibración de señales y el ajuste de parámetros durante la etapa de validación experimental.

5.3.1. Divisores de reloj

La FPGA de la plataforma BRAIn dispone de un oscilador externo de 100 MHz, el cual constituye el reloj base para el funcionamiento de todos los procesos internos. No obstante, en muchas aplicaciones resulta necesario que ciertos módulos o señales operen a frecuencias menores o distintas, ya sea para adecuarse a las características de periféricos externos o para cumplir con requerimientos específicos del sistema de control.

Con este objetivo, la FPGA incorpora cuatro señales de habilitación de reloj, denominadas `clk_stb0` a `clk_stb3`, cuya frecuencia puede ser configurada mediante instrucciones provenientes del DSP. Estas señales se generan a partir del reloj base mediante divisores programables, permitiendo obtener distintos dominios de frecuencia dentro de la plataforma. La frecuencia de cada una de estas señales de habilitación viene dada por

$$f_{\text{clk_stbx}} = \frac{100 \text{ MHz}}{\text{clkstbdivx_reg}}, \quad x \in \{0, 1, 2, 3\}, \quad (5.1)$$

donde `clkstbdivx_reg` corresponde al registro divisor asociado a cada señal.

El registro `clkstbdivx_reg` puede tomar cualquier valor entero comprendido entre 2 y 65535. La utilización de los valores 0 o 1 provoca la detención del respectivo reloj de habilitación. En caso de configurarse valores superiores a 65535, sólo los 16 bits menos significativos del registro son considerados por el sistema.

La principal aplicación de estas señales de habilitación es permitir el ajuste fino de la frecuencia de las señales triangulares empleadas por los moduladores PWM. De esta forma, los divisores de reloj introducen un grado de libertad adicional en la definición de la frecuencia de conmutación, facilitando la adaptación del sistema a distintos regímenes de operación sin necesidad de modificar la frecuencia base del oscilador.

5.3.2. Moduladores

El firmware de la plataforma BRAIn dispone de seis módulos de modulación, denominados `MODULATOR0` a `MODULATOR5`. Cada uno de estos módulos incorpora un generador de señal triangular de 16 bits, implementado mediante un temporizador (*Timer*) definido en el archivo `timer_core.v`, y una etapa de modulación encargada de la generación de las señales PWM correspondientes.

La arquitectura modular de estos bloques permite configurar de manera flexible tanto la frecuencia como la forma de la señal triangular, lo que resulta fundamental para la implementación de estrategias de modulación en convertidores de potencia.

5.3.2.a. Timers

Los temporizadores asociados a cada modulador pueden operar de forma completamente independiente o sincronizada entre sí, dependiendo de la configuración seleccionada. Entre los principales aspectos configurables de los *Timers* se encuentran los siguientes:

1. **Forma de la cuenta:** Cada *Timer* puede configurarse para contar de manera ascendente, descendente o ascendente–descendente, entre los valores 0x0000 y MnMAXCNT, siendo este último definido por el usuario. Este comportamiento determina la forma de la señal generada, permitiendo implementar señales tipo diente de sierra o señales triangulares simétricas.

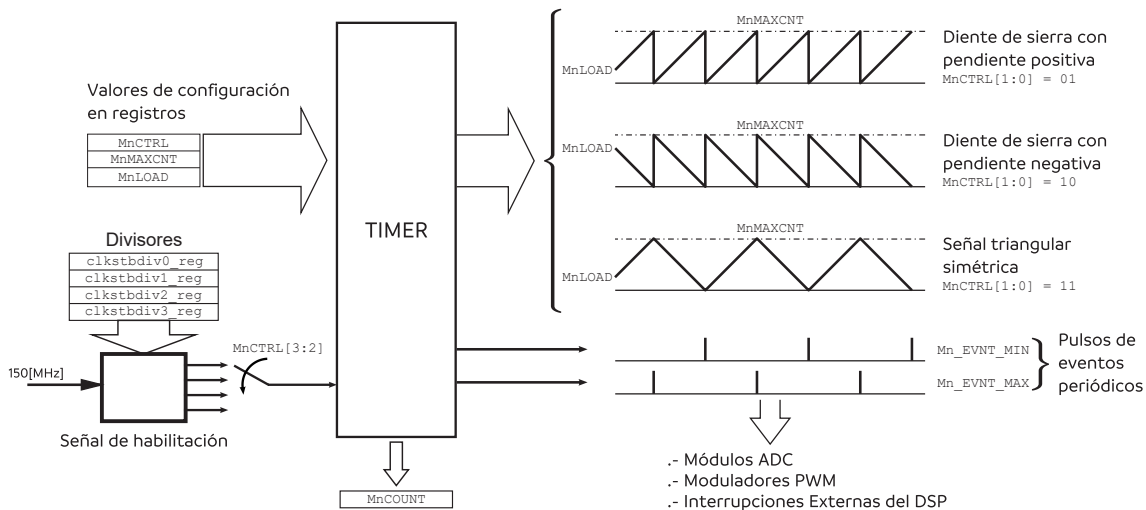


Figura 5.16: Funcionamiento del módulo Timer. [19]

2. **Paso base de conteo:** El incremento o decremento de la cuenta del *Timer* se realiza en una unidad por cada pulso del habilitador base seleccionado. La selección de dicho habilitador se realiza mediante los bits MnCTRL[3:2], según:

- 00: clk_stb0
- 01: clk_stb1
- 10: clk_stb2
- 11: clk_stb3

3. **Eventos generadores de interrupciones:** Cada *Timer* puede generar señales de evento (*flags*) cuando la cuenta alcanza valores extremos, permitiendo disparar interrupciones hacia el DSP u otros módulos de la FPGA:

- MnCTRL[4]=1: Genera un evento cuando MnCOUNT = 0.
- MnCTRL[5]=1: Genera un evento cuando MnCOUNT = MnMAXCNT.

4. **Modo de operación del *Timer*:** El modo de funcionamiento se define mediante los bits MnCTRL[1:0]:

- 00: *Timer* detenido.

- 01: Cuenta ascendente (diente de sierra con pendiente positiva).
 - 10: Cuenta descendente (diente de sierra con pendiente negativa).
 - 11: Cuenta ascendente–descendente (señal triangular simétrica).
5. **Valor inicial de la cuenta:** El registro `MnLOAD` define el valor inicial desde el cual comienza la cuenta del *Timer*. Por defecto, este valor es cero.
6. **Pendiente inicial de la cuenta:** En el caso de operación en modo triangular simétrico, el bit `MnCTRL[6]` permite definir la pendiente inicial de la señal:
- `MnCTRL[6]=0`: Pendiente negativa.
 - `MnCTRL[6]=1`: Pendiente positiva.
7. **Operación independiente o sincronizada:** Los *Timers* `Timer1` a `Timer5` pueden operar de forma independiente o sincronizada respecto a un *Timer* maestro, según la configuración del bit `MnCTRL[7]`. En particular:
- `Timer0` opera siempre de manera independiente.
 - Para `Timer1`, `Timer2` y `Timer3`, la sincronización se realiza respecto de `Timer0`.
 - Para `Timer4` y `Timer5`, la sincronización se realiza respecto de `Timer3`.

En modo sincronizado, cada vez que la cuenta del *Timer* maestro alcanza cero, el *Timer* esclavo carga el valor `MnLOAD` y ajusta su pendiente de acuerdo con `MnCTRL[6]`. Además, el *Timer* sincronizado adopta los valores `MnMAXCNT`, `MnCTRL[3:2]` y `MnCTRL[1:0]` del *Timer* maestro correspondiente.

Los *Timers* se interconectan con diversos módulos de la FPGA a través de las señales `Mn_EVNT_MIN` (`MnCOUNT = 0`) y `Mn_EVNT_MAX` (`MnCOUNT = MnMAXCNT`), cumpliendo dos funciones principales. Por una parte, actúan como generadores de bases de tiempo para la ejecución de tareas a tasas de muestreo constantes, tales como la evaluación de controladores discretos. Por otra parte, permiten la generación de señales triangulares utilizadas en esquemas de modulación por ancho de pulso (PWM).

Estas señales de evento se emplean para sincronizar la actualización de los registros de comparación de los moduladores PWM, el disparo de conversiones en los ADCs y la generación de interrupciones hacia el DSP. El valor instantáneo de la cuenta de cada *Timer* se encuentra disponible en todo momento a través del registro `MnCOUNT` correspondiente.

Cabe destacar que la configuración de los *Timers* puede modificarse dinámicamente durante la operación del sistema, lo que permite ajustar en línea tanto la frecuencia de conmutación como el índice de modulación del modulador PWM. No obstante, el efecto de dichas modificaciones puede requerir algunos ciclos de reloj antes de verse reflejado en el comportamiento efectivo del modulador.

5.3.2.b. Moduladores PWM

Como se señaló en la subsección anterior, dentro de cada módulo `MODULATORn` existe un submódulo denominado `pwm3p_core.v`, el cual implementa propiamente la etapa de modulación por ancho de pulso (PWM). Este bloque se encarga de comparar la señal triangular generada por el *Timer* con las referencias de modulación, produciendo las señales de disparo correspondientes para las etapas de potencia.

Entre los principales aspectos configurables de cada modulador PWM se encuentran los siguientes:

1. **Encendido y apagado del modulador PWM:** El estado de habilitación del modulador se controla mediante el bit `MnPWMCTRL_REG[12]`:
 - `MnPWMCTRL_REG[12]=0`: Modulador PWM apagado.
 - `MnPWMCTRL_REG[12]=1`: Modulador PWM encendido.

2. **Tipo de modulador:** El modulador puede operar en configuración *bipolar* o *unipolar*, permitiendo generar distintos niveles de tensión a la salida, tal como se ilustra en la Fig. 5.17.
 - **Modulación bipolar** (`MnPWMCTRL_REG[13]=0`): El módulo opera como tres moduladores bipolares independientes. En este caso, se encuentran disponibles los tres registros de referencia `MnCMPR1`, `MnCMPR2` y `MnCMPR3`, cada uno asociado a un par de señales de disparo:
 - `MnCMPR1` → (`Mn_g_R1_p`, `Mn_g_R1_n`)
 - `MnCMPR2` → (`Mn_g_R2_p`, `Mn_g_R2_n`)
 - `MnCMPR3` → (`Mn_g_R3_p`, `Mn_g_R3_n`)
 - **Modulación unipolar** (`MnPWMCTRL_REG[13]=1`): El módulo opera como un modulador unipolar, utilizando únicamente el registro `MnCMPR1`. En este modo se generan dos pares de pulsos de disparo:
 - (`Mn_g_R1_p`, `Mn_g_R1_n`)
 - (`Mn_g_R2_p`, `Mn_g_R2_n`)

los cuales corresponden a las dos piernas de un puente en H.

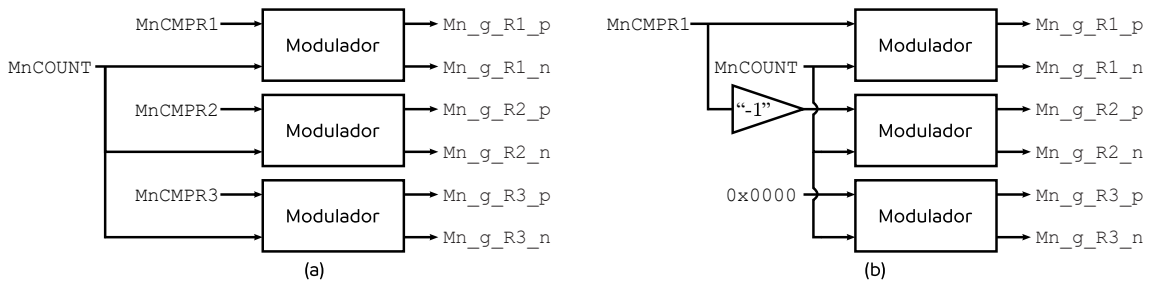


Figura 5.17: Bloque PWM configurado para modulación: (a) Bipolar; (b) Unipolar. [19]

3. **Duración del tiempo muerto:** El tiempo muerto entre conmutaciones se configura mediante el campo `MnPWMCTRL_REG[9:0]`, el cual define su duración según la relación:

$$t_{dead} = \text{MnPWMCTRL_REG}[9:0] \times 10 \mu s.$$

4. **Lógica de salida:** La polaridad de las señales de salida se define mediante el bit `MnPWMCTRL_REG[11]`:
 - `MnPWMCTRL_REG[11]=0`: Lógica positiva, es decir, $Mn_g_Rx_p = 1$ si $MnCMPRx > MnCOUNT$.
 - `MnPWMCTRL_REG[11]=1`: Lógica negativa, es decir, $Mn_g_Rx_p = 0$ si $MnCMPRx > MnCOUNT$.

La polaridad seleccionada también afecta al funcionamiento del tiempo muerto. En lógica positiva se genera el tiempo muerto convencional, mientras que en lógica negativa se produce un “tiempo vivo” de duración equivalente.

5. **Actualización sincrónica de los registros de referencia:** Con el objetivo de evitar falsas conmutaciones o *glitches* (Figura 5.18), el modulador permite aplicar las referencias de manera sincrónica con la señal triangular. Para ello, los nuevos valores se almacenan inicialmente en un *registro shadow* y se transfieren a los registros de comparación activos en eventos específicos:

- $MnPWMCTRL_REG[14]=1$: Carga del registro *shadow* en $MnCMPR1$ a $MnCMPR3$ cuando $MnCOUNT = 0$ ($Mn_EVNT_MIN=1$).
- $MnPWMCTRL_REG[15]=1$: Carga del registro *shadow* en $MnCMPR1$ a $MnCMPR3$ cuando $MnCOUNT = MnMAXCNT$ ($Mn_EVNT_MAX=1$).

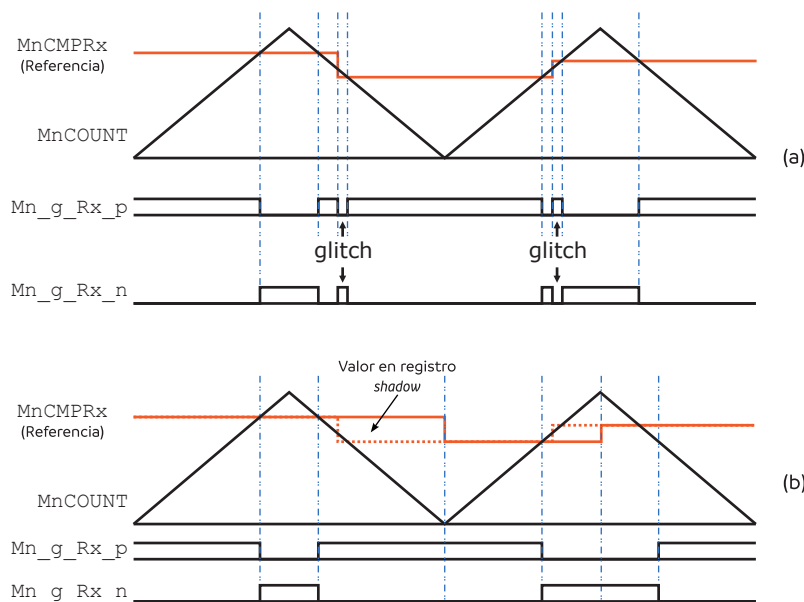


Figura 5.18: PWM (sin tiempo muerto) con manejo de referencia: (a) Asincrónica; (b) Sincrónica. [19]

5.4. Configuración para ZS-SRC

Dado que la estrategia de control implementada requiere el uso de una modulación híbrida, se emplean dos moduladores PWM de la plataforma BRAIn. En el primer modulador se utilizan los tres registros de referencia disponibles, mientras que en el segundo modulador se utiliza únicamente un registro de referencia. Ambos moduladores operan en configuración bipolar.

En el caso de los moduladores bipolares asociados al primer modulador, las señales de disparo se obtienen comparando la señal triangular con el valor correspondiente al ciclo de trabajo del estado de *shoot-through*, definido como $D_{st} \cdot MMAXCNT$. Esta formulación permite que, ante variaciones del valor máximo del contador, el ciclo de trabajo asignado al estado de *shoot-through* se mantenga constante en términos relativos. A partir de esta

comparación se generan las señales de disparo $MO_g_R1_p$ y $MO_g_R2_p$, correspondientes a los interruptores S_1 y S_4 , respectivamente.

Por otra parte, los dos moduladores bipolares restantes se configuran utilizando una referencia de signo opuesto, definida como $-D_{st} \cdot MOMAXCNT$. De esta forma, se obtienen las señales de disparo $MO_g_R3_p$ y $M1_g_R1_p$, asociadas a los interruptores S_2 y S_3 , respectivamente, completando así la secuencia de conmutación requerida por la modulación híbrida.

El ajuste de la frecuencia de conmutación se realiza manteniendo constante el divisor de reloj $CLKSTBDIV1$ y variando el valor del registro $MOMAXCNT$. En este esquema, el incremento de la frecuencia de conmutación se logra aumentando el factor F , definido como la relación entre la frecuencia de conmutación y la frecuencia de resonancia del sistema. En consecuencia, la frecuencia de operación del modulador queda determinada por la relación $MOMAXCNT/F$, lo que permite modificar la frecuencia sin alterar la coherencia temporal de la modulación ni los índices de trabajo previamente definidos.

Listing 5.1: main.c

```

1 MOMAXCNT = MO_MAX / F;
2 M1MAXCNT = MO_MAX / F;
3
4 MOCMPR1 = (dst + deltam) * MOMAXCNT;
5 MOCMPR2 = (dst + deltam) * MOMAXCNT;
6 MOCMPR3 = (1 - dst + deltam) * MOMAXCNT;
7 M1CMPR1 = (1 - dst + deltam) * M1MAXCNT;

```

La variable `dst` corresponde al ciclo de trabajo deseado del estado de *shoot-through*, mientras que `deltam` representa un término de ajuste interno utilizado para compensar el tiempo muerto introducido por la plataforma BRAIn. Dicho tiempo muerto se mantiene constante y es independiente de la configuración del temporizador, por lo que el término `deltam` permite corregir su efecto sobre el índice de modulación efectivo.

Cabe destacar que el modulador `MODULATOR5` cumple un rol central en la implementación del control digital, ya que es el encargado de generar las interrupciones periódicas que definen el instante de ejecución del algoritmo de control. En particular, este modulador se configura en modo de conteo ascendente y se utiliza como base de tiempo para establecer el período de muestreo del sistema.

Los eventos generados por el `MODULATOR5` son empleados para disparar la rutina de interrupción del DSP, dentro de la cual se actualizan las variables de control. De este modo, el modulador `MODULATOR5` determina directamente el valor del período h , asociado al tiempo de muestreo del controlador discreto, así como el cálculo y la actualización del ciclo de trabajo utilizado en la estrategia de modulación implementada.

En consecuencia, la correcta configuración de los registros asociados a `MODULATOR5`, en particular `M5CTRL` y `M5MAXCNT`, resulta fundamental para garantizar una ejecución periódica, determinista y sincronizada del algoritmo de control, asegurando la coherencia temporal entre la generación de interrupciones y la actualización de los índices de modulación.

Listing 5.2: config.c

```

1
2 CLKSTBDIV0 = 1;
3 CLKSTBDIV1 = 1;
4
5 MOCTRL     = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP;
6 MOMAXCNT   = MO_MAX;
7 MOPWMCTRL  = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
8 MOLOAD     = 0;
9
10 M1CTRL     = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP |
    MOD_SYNC_TO_MASTER;
11 M1MAXCNT   = MO_MAX;
12 M1PWMCTRL  = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
13 M1LOAD     = 0;
14
15 M5CTRL     = MOD_MODE_UP | MOD_CLKSEL_0;
16 MOD_INT_MIN | MOD_INT_MAX | MOD_INT_MINMAX
17 M5MAXCNT   = M5_MAX;
18 M5PWMCTRL  = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
19 M5LOAD     = 0;

```

Dado que el valor definido para `MO_MAX` es 1764,7 y que el divisor de reloj asociado al temporizador corresponde a `CLKSTBDIV1 = 1`, la frecuencia base de conmutación resultante es de 28,33 kHz. Este valor difiere de la frecuencia de diseño original, fijada en 33,33 kHz, debido a que los inductores utilizados en la implementación física no presentan exactamente el valor nominal de inductancia especificado por el fabricante.

Como consecuencia de esta desviación, la frecuencia de resonancia efectiva del sistema se ve desplazada respecto del valor teórico inicialmente considerado. Por esta razón, se optó por ajustar la frecuencia de conmutación del convertidor, de manera de hacerla coincidir con la frecuencia de resonancia real del tanque resonante, asegurando así una operación adecuada del sistema y manteniendo las condiciones de funcionamiento deseadas.

Listing 5.3: app.h

```

1 #define MO_MAX    1764.7
2 #define M5_MAX    588.23

```

Tal como se ilustra en la Fig. 5.19, el `Timer0` es el encargado de generar los eventos de interrupción que gobiernan la ejecución periódica del algoritmo de control en el DSP. Estos eventos se producen en instantes específicos de la señal triangular asociada al temporizador, permitiendo una sincronización precisa entre la modulación y el cálculo del control.

En particular, la frecuencia a la cual el `Timer0` genera interrupciones resulta equivalente a tres veces la frecuencia de conmutación asociada al régimen resonante del convertidor. Asimismo, esta frecuencia de interrupción corresponde a dos veces la frecuencia de conmutación más elevada presente en el esquema de modulación implementado. De esta forma, se garantiza que el controlador discreto se ejecute con una resolución temporal suficiente para capturar adecuadamente la dinámica del sistema, incluso en los intervalos de conmutación más rápidos.

Este esquema de sincronización permite que las mediciones, el cálculo del control y la actualización de las referencias PWM se realicen de manera determinista y alineada con los eventos relevantes de la modulación, asegurando coherencia temporal entre el lazo de

control y el comportamiento del convertidor resonante.

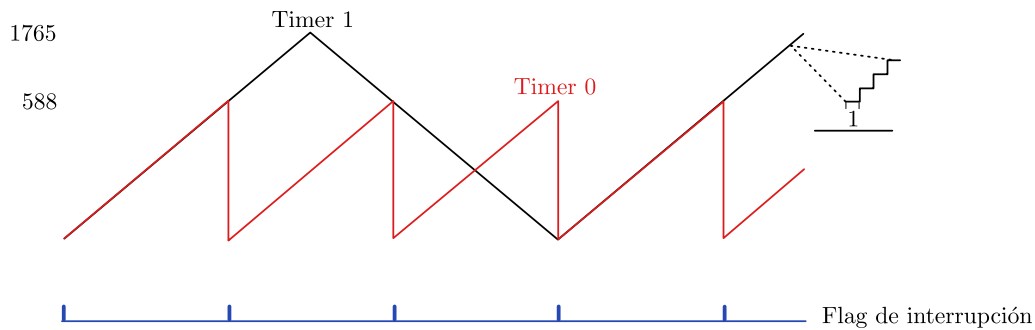


Figura 5.19: Formas de onda de los Timer0 y Timer1 [19]

5.4.1. Configuración del simulador fotovoltaico Chroma

Para la realización de los ensayos experimentales se utilizó una fuente de alimentación bidireccional programable *Chroma*, configurada para operar como simulador de arreglo fotovoltaico (*Solar Array Simulator*). Este equipo permite emular de forma controlada la característica eléctrica $I-V$ de un generador fotovoltaico real, garantizando condiciones repetibles y seguras durante las pruebas del convertidor y del sistema de control. El simulador fue operado en modo *SAS* (*Solar Array Simulator*), habilitando la generación de una curva $I-V$ característica definida por los parámetros eléctricos fundamentales del panel fotovoltaico. Los parámetros configurados en el simulador corresponden a:

$$V_{OC} = 120 \text{ V}, \quad I_{SC} = 8 \text{ A}, \quad V_{MP} = 70,82 \text{ V}, \quad I_{MP} = 4,57 \text{ A}.$$

El uso del simulador Chroma permitió desacoplar los ensayos experimentales de las condiciones ambientales reales, tales como variaciones de irradiancia y temperatura, asegurando que las diferencias observadas en el comportamiento del sistema se debieran exclusivamente a la topología del convertidor y a la estrategia de control implementada. Asimismo, la naturaleza bidireccional del equipo garantizó una operación estable incluso durante transitorios asociados al arranque del sistema y a la acción del algoritmo MPPT, evitando colapsos de tensión o limitaciones artificiales de corriente.

5.5. Resultado experimental

5.5.1. Validación experimental de la modulación híbrida y comparación con simulación

Con el objetivo de validar experimentalmente la modulación híbrida propuesta para el convertidor ZS–SRC, se realizaron mediciones de las señales de disparo y de las principales variables eléctricas del sistema bajo distintas condiciones de operación. En particular, se verificó el correcto seguimiento de la frecuencia de conmutación, el correcto ajuste del índice de modulación asociado al estado *shoot-through* y la coherencia del comportamiento dinámico respecto de los resultados obtenidos en simulación.

La Figura 5.20 presenta las señales de disparo medidas experimentalmente para dos valores representativos del ciclo de *shoot-through*. En ambos casos se observa que la modulación sigue correctamente la frecuencia de conmutación deseada y que el índice de modulación asociado al estado *shoot-through* corresponde al valor programado. Asimismo, las señales presentan niveles de tensión adecuados para garantizar el encendido y apagado correcto de los MOSFET, lo que confirma que la modulación híbrida propuesta es efectiva y físicamente realizable.

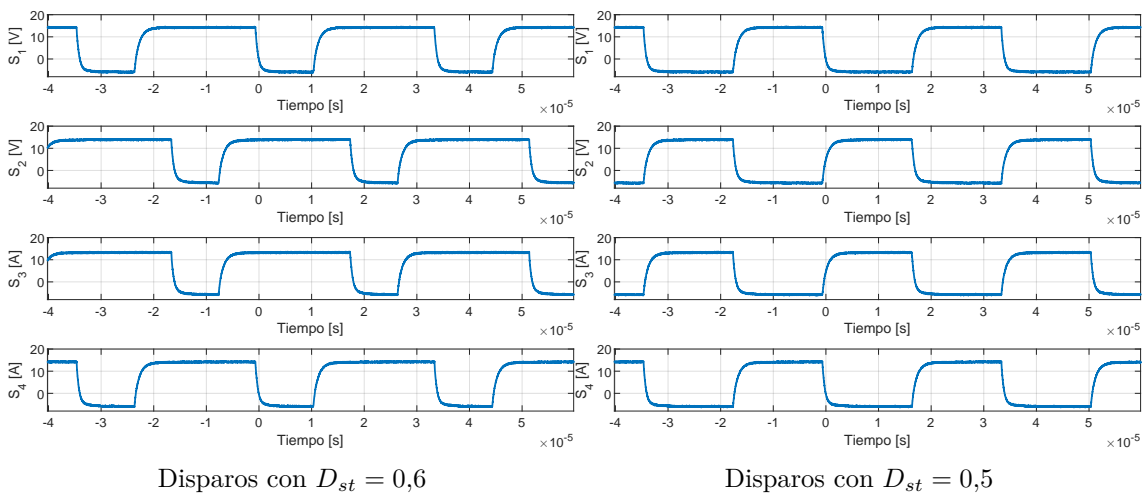


Figura 5.20: Señales de disparo experimentales para la modulación híbrida propuesta.

Bajo condición de frecuencia nominal, la comparación entre simulación y experimento se muestra en la Figura 5.21. El valor medio de la tensión de carga medido experimentalmente fue de 63,57 V, mientras que en simulación se obtuvo un valor de 78,11 V. Si bien existe una diferencia cuantitativa atribuible a pérdidas no modeladas, tolerancias de componentes y caídas en los semiconductores, las formas de onda de corriente presentan el mismo comportamiento dinámico. En particular, el valor máximo de corriente fue de 8,10 A en simulación y 6,83 A en el experimento, manteniendo la misma tendencia temporal y validando el modelo dinámico empleado.

La condición de sobrefrecuencia ($F = 1,2$) se presenta en la Figura 5.22. En este caso, la simulación predice una tensión media de carga de 62,74 V, mientras que el valor experimental fue de 61,78 V. La reducción de la tensión respecto del punto resonante concuerda con el comportamiento esperado del convertidor resonante operando en régimen inductivo, donde el incremento de la impedancia del tanque limita la corriente y la potencia transferida. Las formas de onda de corriente muestran una alta correspondencia entre

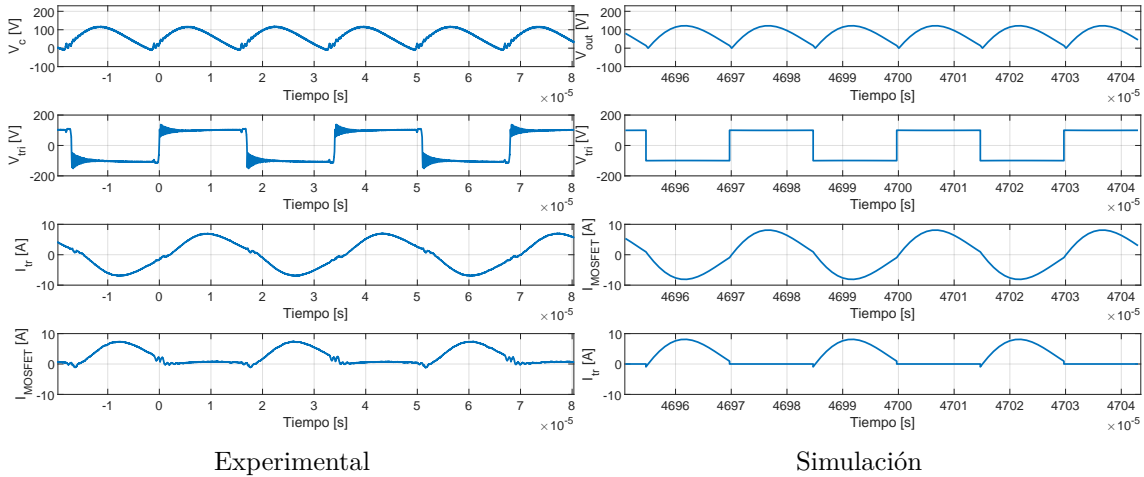


Figura 5.21: Comparación experimental y simulada para la condición de frecuencia nominal.

simulación y experimento.

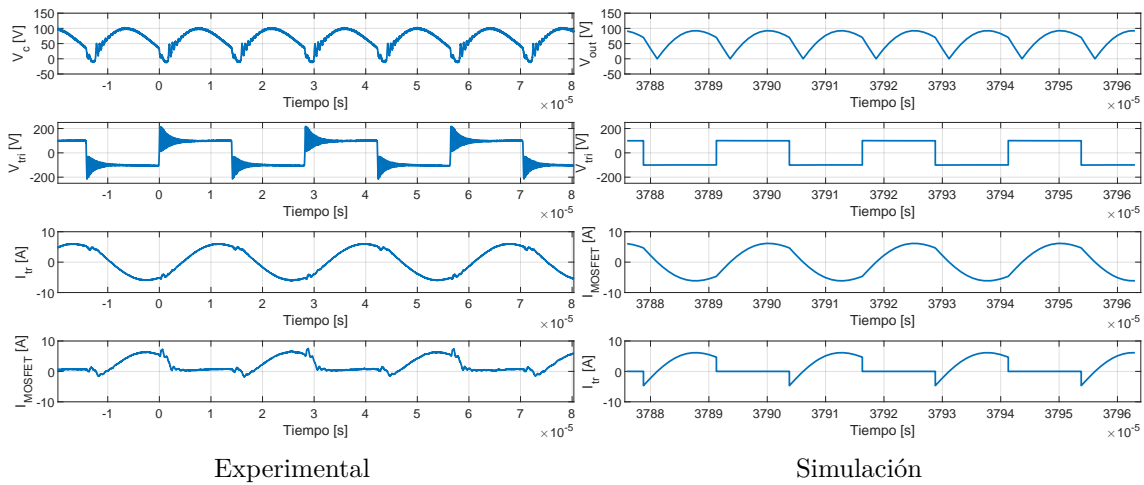


Figura 5.22: Comparación experimental y simulada en condición de sobrefrecuencia.

En condición de subfrecuencia ($F = 0,8$), mostrada en la Figura 5.23, la simulación arroja una tensión media de 55,31 V, mientras que experimentalmente se midió un valor de 44,41 V. A pesar de la diferencia cuantitativa, el comportamiento general concuerda con la teoría: la operación por debajo de la resonancia incrementa la corriente del tanque, pero las pérdidas reales del sistema limitan la tensión efectiva transferida a la carga. Las formas de onda mantienen la tendencia prevista por el modelo.

Finalmente, la Figura 5.24 presenta la comparación para una condición con *shoot-through* elevado. En el experimento, utilizando una modulación normalizada en el rango $[0, 1]$ con $D_{st} = 0,6$, se obtuvo una tensión media de carga de 80,07 V. Este resultado es coherente con la simulación equivalente, realizada con modulación normalizada en $[-1, 1]$ y $D_{st} = 0,2$, donde se obtuvo una tensión media de 121,35 V. Las diferencias se explican por la distinta normalización de la modulación y por las pérdidas adicionales del montaje experimental, mientras que el efecto elevador de la red Z-Source se manifiesta claramente en ambos casos.

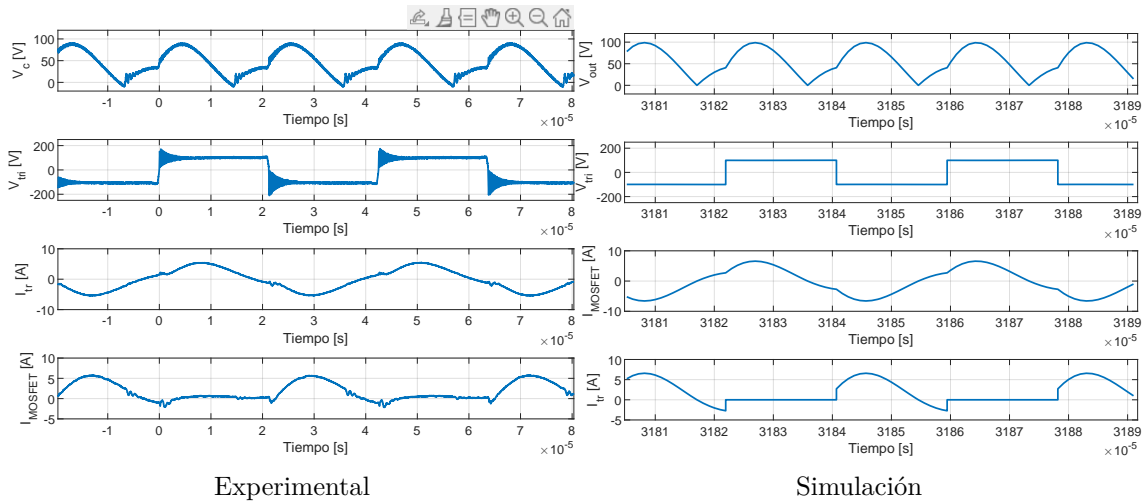


Figura 5.23: Comparación experimental y simulada en condición de subfrecuencia.

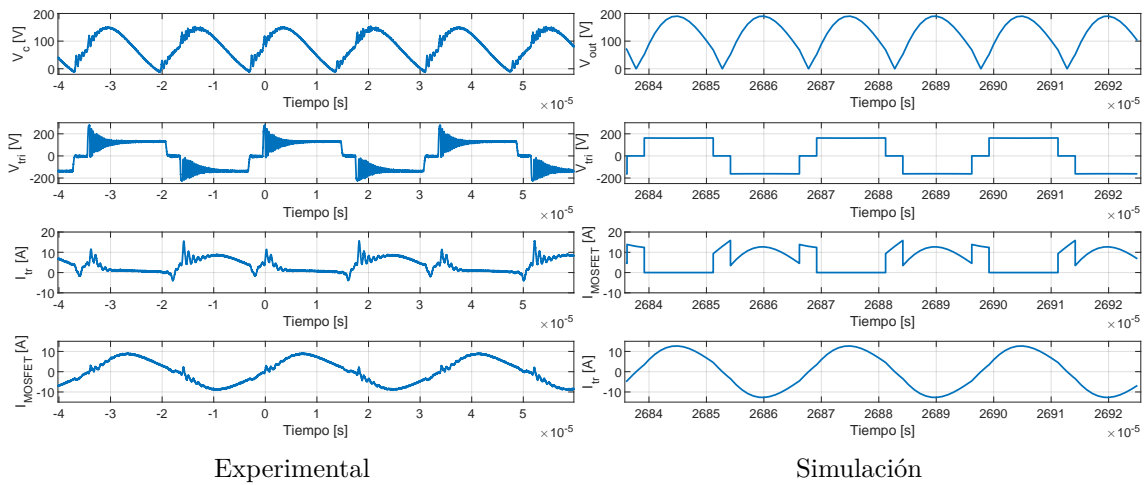


Figura 5.24: Comparación experimental y simulada para $D_{st} = 0,6$.

5.5.2. Validación experimental del control de tensión del panel fotovoltaico

Con el objetivo de validar el desempeño del control de tensión del panel fotovoltaico implementado sobre el convertidor ZS–SRC en configuración PISO, se realizaron diversos ensayos experimentales orientados a evaluar su comportamiento dinámico bajo condiciones representativas de operación. En particular, se analizaron el arranque del sistema, el seguimiento ante cambios en la referencia de tensión y la capacidad de rechazo frente a perturbaciones externas asociadas a variaciones en la característica del generador fotovoltaico.

La Figura 5.25 muestra el comportamiento del sistema durante el encendido del convertidor, partiendo desde una condición inicial sin regulación activa. Se observa que la tensión del panel fotovoltaico V_{pv} converge de forma progresiva hacia el valor de referencia, sin presentar oscilaciones significativas ni inestabilidad. El transitorio inicial está dominado por la dinámica equivalente de primer orden del sistema, junto con el efecto de filtrado introducido por el condensador de entrada del convertidor, lo que se traduce en un arranque suave y controlado.

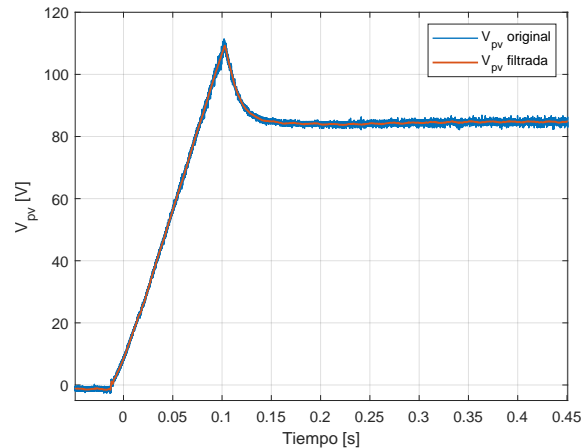


Figura 5.25: Respuesta del sistema durante el encendido del convertidor con control de tensión del panel fotovoltaico.

Posteriormente, se evaluó la capacidad del controlador para seguir cambios en la referencia de tensión del panel fotovoltaico. Las Figuras 5.26 y 5.27 presentan la respuesta temporal de V_{pv} frente a escalones positivos y negativos en la referencia, respectivamente. En ambos casos, el controlador ajusta adecuadamente la variable de actuación asociada a la ganancia del convertidor, desplazando el punto de operación hacia el nuevo valor deseado. La respuesta presenta un tiempo de establecimiento acotado y un sobreimpulso reducido, sin saturación de la señal de control, lo que confirma la correcta elección de los parámetros del lazo de regulación.

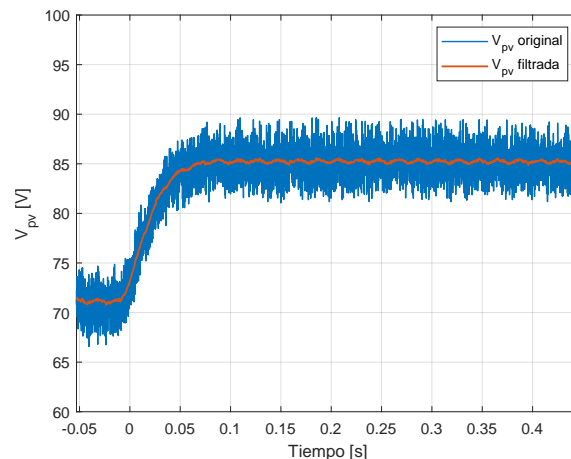


Figura 5.26: Seguimiento del control ante un escalón positivo en la referencia de tensión del panel fotovoltaico.

Finalmente, se analizó la capacidad de rechazo de perturbaciones del control, considerando variaciones abruptas en la curva característica del panel fotovoltaico, equivalentes a cambios en las condiciones ambientales. Las Figuras 5.28 y 5.29 muestran la respuesta del sistema frente a perturbaciones positivas y negativas, respectivamente. En ambos ensayos se observa que el controlador compensa eficazmente la perturbación, restituyendo el valor de V_{pv} a su referencia en un tiempo reducido y sin oscilaciones sostenidas. Este comportamiento evidencia una adecuada robustez del sistema frente a variaciones externas

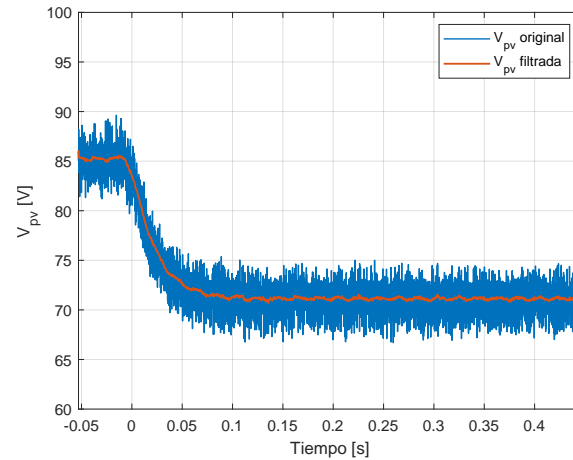


Figura 5.27: Seguimiento del control ante un escalón negativo en la referencia de tensión del panel fotovoltaico.

y confirma la estabilidad del lazo de control.

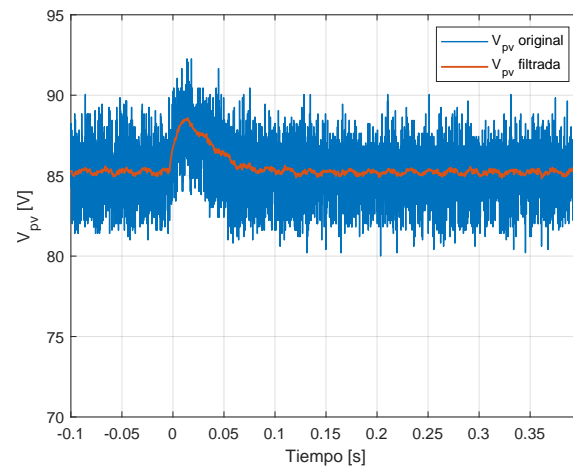


Figura 5.28: Respuesta del control frente a una perturbación positiva en la característica del panel fotovoltaico.

En conjunto, los resultados experimentales demuestran que el control de tensión del panel fotovoltaico cumple satisfactoriamente con los objetivos de diseño. El sistema presenta un arranque estable, un seguimiento preciso de la referencia y una efectiva capacidad de rechazo de perturbaciones, validando tanto el modelo dinámico adoptado como la estrategia de control implementada sobre el convertidor ZS-SRC.

5.5.3. Resultados experimentales del control MPPT y análisis de potencia parcial

La Figura 5.30 muestra el comportamiento del sistema durante el encendido completo operando con el algoritmo MPPT activo. En este ensayo, el convertidor inicia su operación desde condiciones iniciales sin conocimiento previo del punto de máxima potencia del generador fotovoltaico. A medida que el algoritmo MPPT entra en funcionamiento, el controlador ajusta dinámicamente las variables de control del convertidor, desplazando

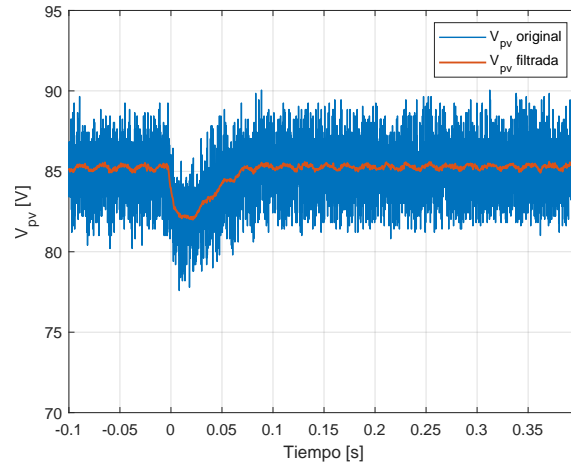


Figura 5.29: Respuesta del control frente a una perturbación negativa en la característica del panel fotovoltaico.

el punto de operación del panel hasta converger al MPP correspondiente en 2 segundos, bajo las condiciones de irradiancia y temperatura impuestas. El registro evidencia una convergencia estable y sostenida, confirmando que el algoritmo es capaz de localizar automáticamente el punto de máxima potencia y mantenerlo en régimen estacionario.

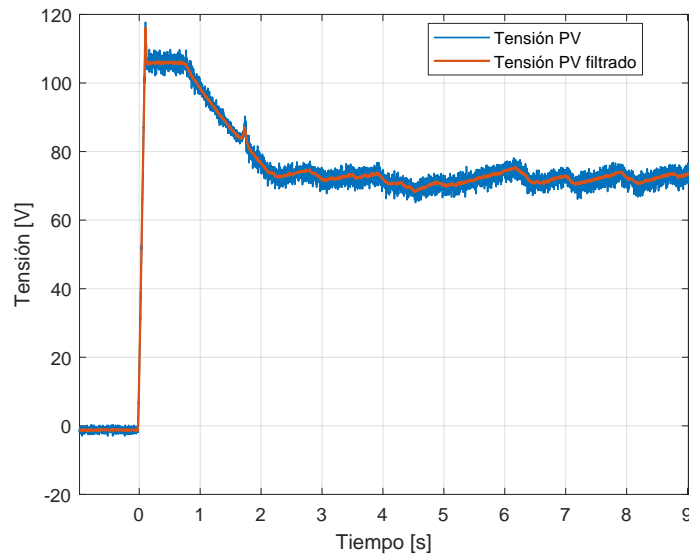


Figura 5.30: Encendido del sistema operando con el algoritmo MPPT activo.

Una vez alcanzado el régimen estacionario en el MPP, se analizaron las condiciones de operación para las topologías ZS-SRC y ZS-SRC PISO, con el objetivo de evaluar la fracción de potencia efectivamente procesada por el convertidor y su impacto en la eficiencia global del sistema. La Figura 5.31 presenta las formas de onda de tensión del panel fotovoltaico, tensión de carga y corriente del panel para ambas configuraciones, medidas en condiciones equivalentes de operación en el MPP.

En el caso de la topología ZS-SRC, la potencia promedio extraída desde el generador fotovoltaico fue de $P_{pv} = 332,96$ W, mientras que la potencia promedio entregada a la carga alcanzó $P_c = 264,95$ W. Esto se traduce en una eficiencia experimental de 79,58 %,

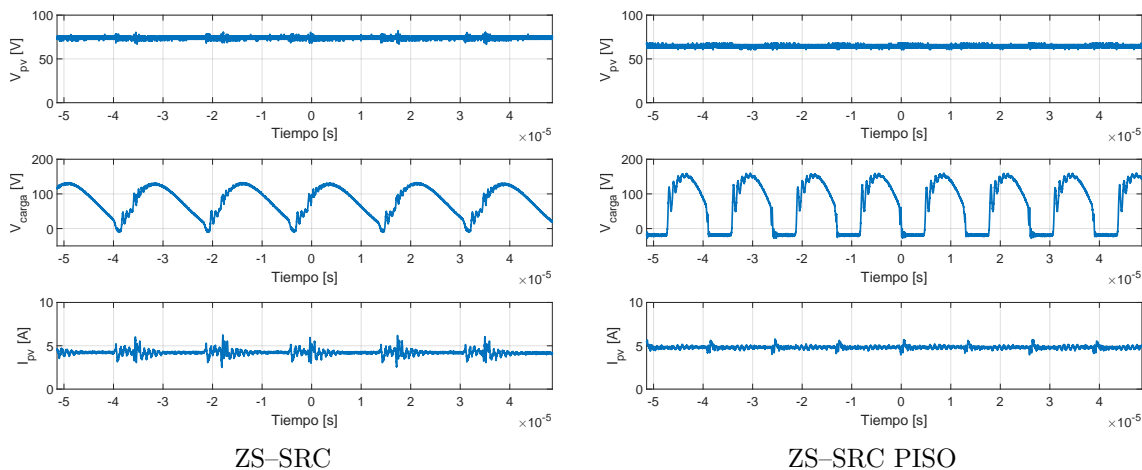


Figura 5.31: Tensión del panel fotovoltaico, tensión de carga y corriente del panel en operación en el MPP.

con pérdidas totales del orden de 68,00 W. Al comparar estos resultados con la simulación, donde se obtuvo una eficiencia de 89,55 %, se observa una diferencia atribuible principalmente a las pérdidas no ideales presentes en el sistema real, tales como pérdidas de conducción y conmutación en los semiconductores, resistencias serie en los elementos pasivos y efectos térmicos.

Para la configuración ZS-SRC PISO, los resultados experimentales evidencian una mejora significativa en el desempeño energético. En este caso, la potencia promedio del generador fotovoltaico fue de $P_{pv} = 366,43$ W y la potencia promedio transferida a la carga alcanzó $P_c = 317,99$ W, lo que corresponde a una eficiencia experimental de 86,78 %, con pérdidas reducidas a 48,43 W. Esta tendencia concuerda con los resultados simulados, donde la eficiencia alcanzó 93,03 % y las pérdidas se redujeron a 41,81 W.

La comparación entre ambas topologías confirma el efecto de potencia parcial característico de la configuración PISO. En este esquema, una fracción significativa de la potencia se transfiere directamente desde el generador hacia la carga, reduciendo la energía que debe ser procesada por el convertidor resonante. Como consecuencia, disminuyen las pérdidas asociadas a los dispositivos de conmutación y a los elementos del tanque resonante, lo que se traduce en una mayor eficiencia global del sistema.

Tabla 5.1: Comparación de eficiencia y pérdidas en el punto de máxima potencia para las distintas topologías.

Topología	Experimental		Simulación	
	η [%]	Pérdidas [W]	η [%]	Pérdidas [W]
ZS-SRC	79.58	68.00	89.55	62.72
ZS-SRC PISO	86.78	48.43	93.03	41.81

Capítulo 6

Conclusiones

El presente trabajo abordó de manera integral el análisis, diseño, simulación e implementación experimental de un convertidor resonante en serie con capacidad buck–boost, integrado con una red de impedancia *Z-Source* y operando en régimen de potencia fraccionaria, aplicado a sistemas de generación fotovoltaica. A lo largo de la memoria se demostró que la combinación de estas tres estrategias —resonancia, red *Z-Source* y procesamiento de potencia parcial— constituye una arquitectura altamente eficiente, flexible y robusta frente a las condiciones variables propias de las fuentes de energía renovable.

Desde el punto de vista teórico, el estudio permitió profundizar en los principios de funcionamiento de los convertidores resonantes en serie, destacando sus ventajas en términos de conmutación suave y reducción de pérdidas por conmutación. No obstante, también se evidenciaron sus limitaciones inherentes, particularmente la restricción al modo *buck* y la degradación de la eficiencia bajo condiciones de carga liviana o amplias variaciones del voltaje de entrada. En este contexto, la incorporación de la red *Z-Source* se posicionó como una solución efectiva, al permitir extender el rango de ganancia del convertidor hacia un comportamiento *buck–boost* en una sola etapa, sin incrementar de forma significativa la complejidad estructural ni comprometer la integridad de los dispositivos de conmutación.

El análisis y modelado de la red *Z-Source* integrada al convertidor resonante evidenciaron que esta topología no solo amplía el rango operativo del sistema, sino que además introduce una mayor tolerancia a perturbaciones y estados transitorios, tales como variaciones abruptas de irradiancia o condiciones de disparo simultáneo. Esta característica resulta particularmente relevante en aplicaciones fotovoltaicas, donde la robustez y la confiabilidad del sistema son aspectos críticos. Los resultados obtenidos confirman que la red *Z-Source* permite desacoplar parcialmente las exigencias del panel fotovoltaico respecto del lado de continua, facilitando la implementación de estrategias de control más estables y eficientes.

Uno de los aportes más relevantes de este trabajo fue el estudio detallado del régimen de potencia fraccionaria aplicado al convertidor resonante con red *Z-Source*, mediante las configuraciones PISO y SIPO. El análisis comparativo desarrollado tanto en simulación como en resultados experimentales demostró que el procesamiento parcial de potencia permite reducir significativamente el esfuerzo eléctrico sobre los componentes activos y pasivos, disminuyendo las pérdidas de conducción y conmutación. Asimismo, se constató que esta estrategia mejora la eficiencia global del sistema, especialmente en escenarios donde el convertidor no necesita procesar la totalidad de la potencia entregada por el generador fotovoltaico.

La comparación entre las configuraciones PISO y SIPO permitió identificar diferencias claras en términos de distribución de esfuerzos, eficiencia y comportamiento dinámico. Si bien ambas topologías presentan ventajas específicas, los resultados obtenidos permitieron seleccionar aquella que ofreció el mejor compromiso entre eficiencia energética, estabilidad operativa y simplicidad de implementación, validando así la hipótesis inicial planteada en los objetivos del trabajo. Esta selección no se basó únicamente en métricas de eficiencia, sino también en consideraciones prácticas asociadas a la implementación experimental, tales como el número de componentes, la sensibilidad a tolerancias paramétricas y la facilidad de control.

En cuanto a la estrategia de control, la implementación del algoritmo de MPPT demostró ser adecuada para la topología propuesta, permitiendo maximizar la extracción de potencia del panel fotovoltaico bajo variaciones de irradiancia y temperatura. El análisis dinámico del sistema evidenció que el convertidor es capaz de seguir el punto de máxima potencia de forma estable, sin introducir oscilaciones significativas ni comprometer la operación resonante del tanque. Esto confirma que la integración del MPPT con un convertidor de frecuencia variable y red *Z-Source* es viable y efectiva, siempre que se consideren adecuadamente las interacciones entre el control y la dinámica del sistema resonante.

La validación experimental realizada en el banco de pruebas permitió corroborar los resultados obtenidos en simulación, evidenciando una alta coherencia entre ambos enfoques. Las mediciones de tensiones, corrientes, potencia y eficiencia confirmaron el correcto funcionamiento del convertidor resonante con red *Z-Source* en régimen de potencia fraccionaria, así como la efectividad del control implementado. Asimismo, la experiencia experimental permitió identificar fenómenos no ideales, tales como efectos de inductancias parásitas, tolerancias de componentes y limitaciones prácticas de los dispositivos reales, los cuales fueron discutidos y analizados críticamente, aportando un valor adicional al trabajo.

En términos globales, esta memoria aporta una visión completa y aplicada del diseño de convertidores DC–DC avanzados para generación fotovoltaica, combinando fundamentos teóricos sólidos, modelado matemático, simulación detallada y validación experimental. Los resultados obtenidos demuestran que la arquitectura propuesta constituye una alternativa competitiva frente a topologías convencionales, ofreciendo mejoras sustanciales en eficiencia, flexibilidad operativa y robustez frente a condiciones ambientales variables.

Finalmente, este trabajo sienta las bases para futuras líneas de investigación, tales como la optimización del diseño del tanque resonante, la implementación de estrategias de control más avanzadas, la integración con sistemas de almacenamiento de energía o la escalabilidad hacia niveles de potencia superiores. Asimismo, el uso de dispositivos MOSFET operando como diodos en determinadas etapas del convertidor abre la posibilidad de analizar, en trabajos futuros, topologías alternativas en las que dichos dispositivos sean utilizados activamente como elementos de conmutación en reemplazo de diodos convencionales, permitiendo evaluar potenciales mejoras en eficiencia, reducción de pérdidas por conducción y mayor flexibilidad en la estrategia de control. En este sentido, la memoria no solo cumple con los objetivos planteados inicialmente, sino que también abre nuevas oportunidades de desarrollo en el ámbito de la conversión de energía fotovoltaica de alta eficiencia, contribuyendo de manera significativa al avance de soluciones tecnológicas orientadas a un sistema energético más sostenible y eficiente.

Capítulo 7

Imágenes de Convertidor

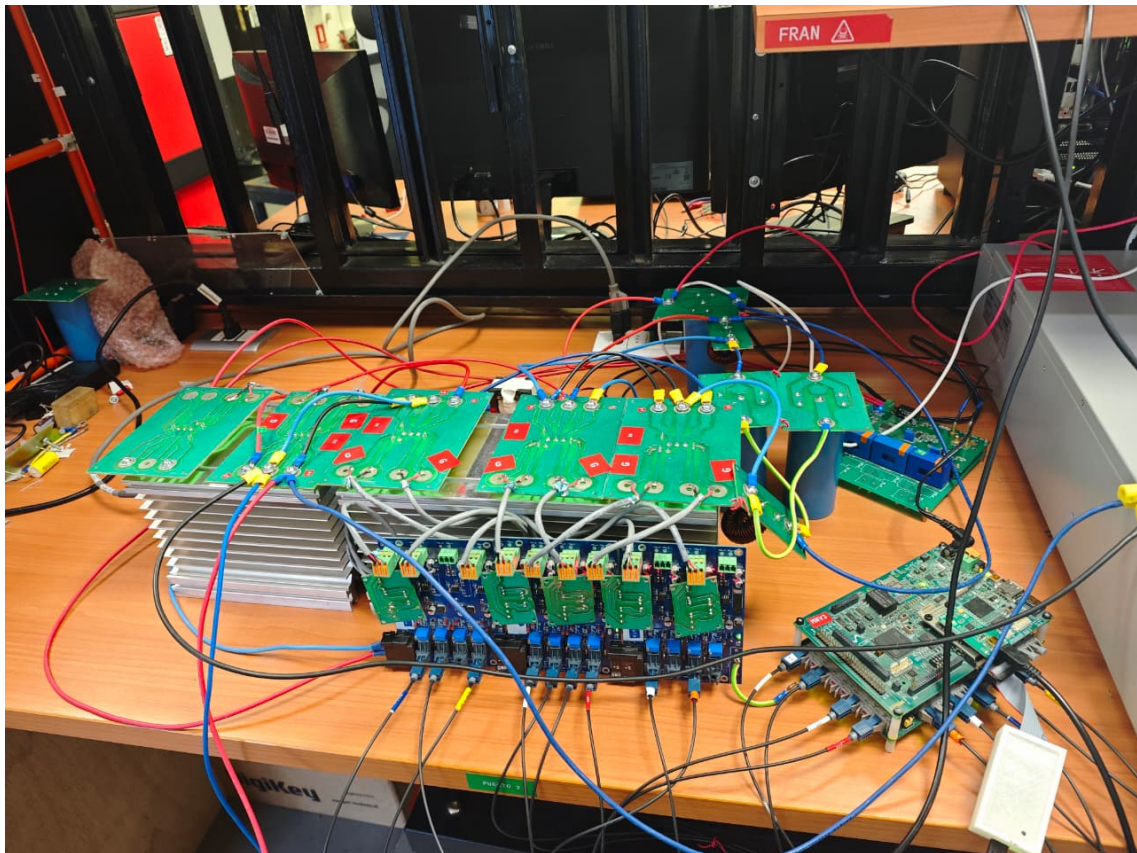


Figura 7.1: Convertidor.

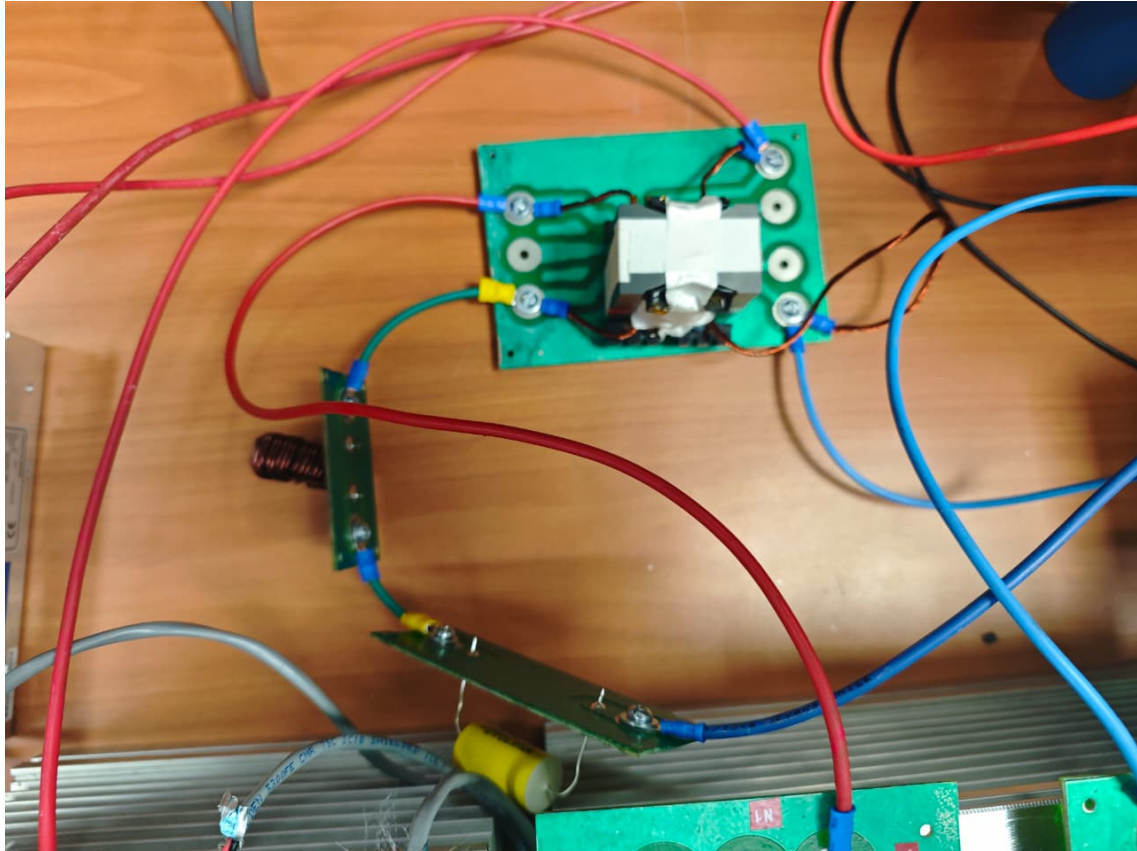


Figura 7.2: Tanque resonante.

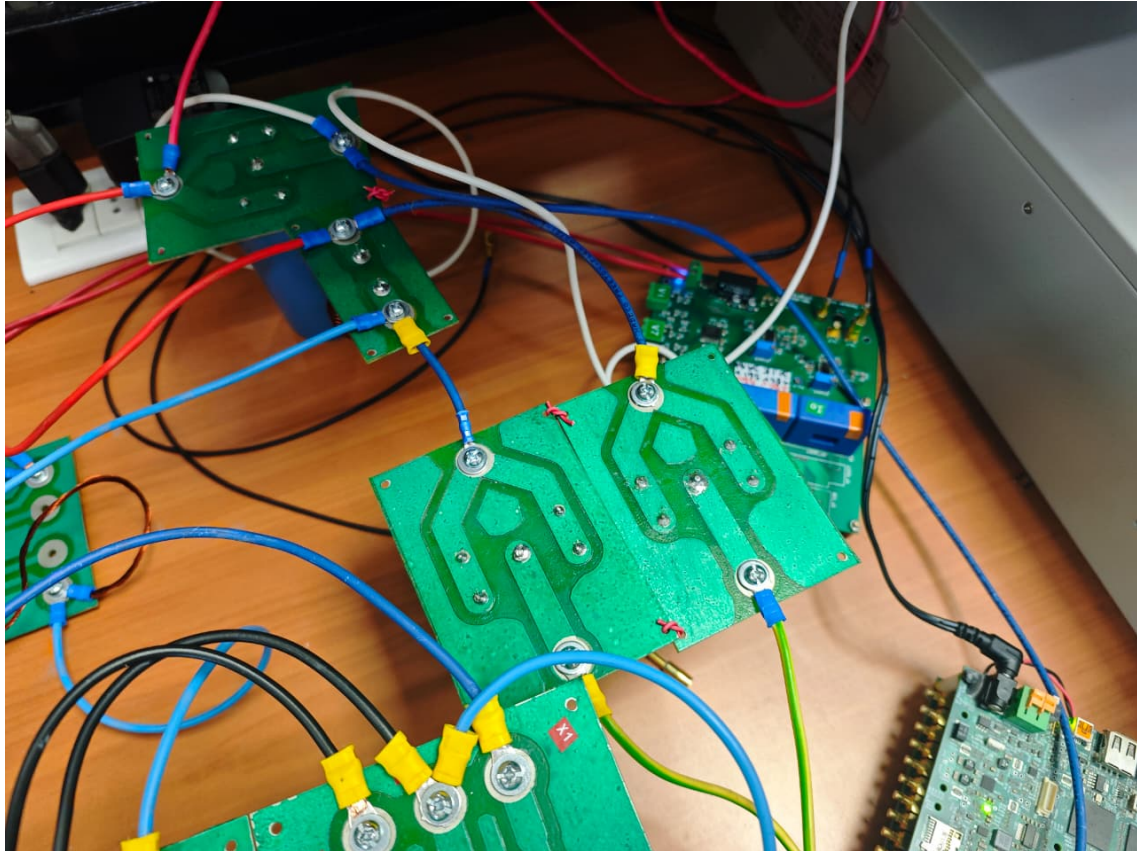


Figura 7.3: Z-Source

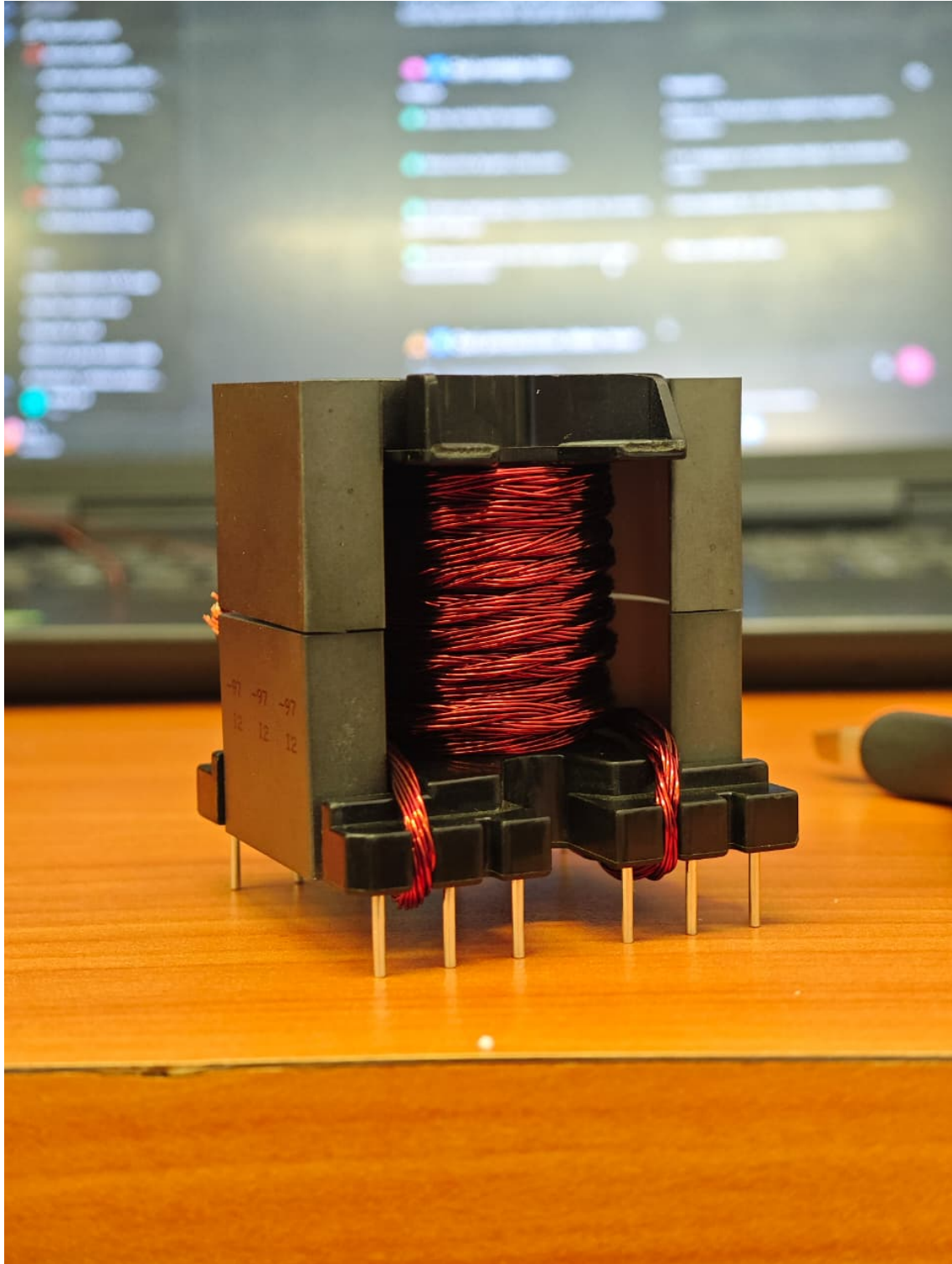


Figura 7.4: Transformador.

Capítulo 8

Codigos Brain

Listing 8.1: main.c

```
1 #include <Ingresando_tablas_app.h>
2 #include "aceC6748.h"
3 #include "assert.h"
4 #include "soc_C6748.h"
5 #include "psc.h"
6 #include "hw_psc_C6748.h"
7 #include "ace_monitor.h"
8 #include "math.h"
9
10 double dst = 0.5;
11 double F = 1;
12 double M = 1;
13 double deltam = 0;
14 double prueba = 1764.7;
15 double VREF_MAX = 2.5;
16 double VREF_MIN = 0.7;
17 double v_ref = 2;
18 double prom_vol, prom_corr;
19 double cnt4 = 0;
20 static double acc_vol = 0.0;
21 static double acc_corr = 0.0;
22 double x_act = 0;
23 double m_k_1 = 0;
24 double x_act_k_1 = 0;
25 double error = 0;
26 float P_OLD = 0;
27 float V_OLD = 0;
28 float delta_V;
29 float P_IN_sal;
30 double deltaP;
31
32 float b0 = 0.000000003947490990428068;
33 float b1 = 0.000000007894981980856135;
34 float b2 = 0.000000003947490990428068;
35 float a1 = -1.999822284682942;
36 float a2 = 0.9998223004729055;
37 float s1 = 0.0;
```

```
38 float s2 = 0.0;
39 float Ipv_f = 0.0;
40
41 float a_DPDV_MAX = 2;
42 float a_DPDV_MIN = -2;
43 float a_DELTA_V_MIN = 0.005;
44 float a_acclerationFactor = 0.25;
45 double a_STEP_MAX = 0.1;
46
47 extern void Init_Platform(void);
48 extern void Init_Interrupts(void);
49 extern void Init_Adc(void);
50 extern void Init_Iop(void);
51 extern void Init_Mod(void);
52 extern void Init_DS_LED(void);
53 extern void InitEncEss(void);
54
55 int16_t Med_ADC0_A1;
56 float Voltaje_ADC0_A1;
57 int16_t Med_ADC0_A2;
58 float Corriente_ADC0_A2;
59
60 void main(void)
61 {
62     Init_Platform();
63     Init_Mod();
64     Init_Adc();
65     Init_Iop();
66     Init_DS_LED();
67     InitEncEss();
68     Init_Interrupts();
69
70     PSCModuleControl(SOC_PSC_1_REGS, HW_PSC_UART2,
71                     PSC_POWERDOMAIN_ALWAYS_ON, PSC_MDCTL_NEXT_ENABLE);
72     ACE_DSPUART_PinMuxSetup(SOC_UART_2, FALSE);
73
74     while (1) { }
75 }
76 void ADC_fpgaSyncInterrupt_isr(void)
77 {
78     double x;
79     double y;
80
81     Med_ADC0_A2 = ADC0CHA2;
82     Corriente_ADC0_A2 = ((float)Med_ADC0_A2 / 8192.0f) * 10.0f;
83     x = Corriente_ADC0_A2;
84     y = b0 * x + s1;
85     float s1_new = b1 * x - a1 * y + s2;
86     float s2_new = b2 * x - a2 * y;
87     s1 = s1_new;
88     s2 = s2_new;
89     Ipv_f = y;
90 }
```

```
91 Med_ADC0_A1 = ADCOCHA1;
92 Voltaje_ADC0_A1 = ((float)Med_ADC0_A1 / 8192.0f) * 10.0f;
93
94 acc_vol += Voltaje_ADC0_A1;
95 acc_corr += Corriente_ADC0_A2;
96 cnt4++;
97
98 if (cnt4 >= 1000)
99 {
100     double prom_vol = acc_vol * 0.001;
101     double prom_corr = acc_corr * 0.001;
102
103     double P_IN = prom_vol * prom_corr;
104     double deltaV = prom_vol - V_OLD;
105     double deltaP = P_IN - P_OLD;
106
107     double dV_local = (fabs(deltaV) < 1e-6) ? 1e-6 : deltaV;
108     double dPdV = deltaP / dV_local;
109
110     if (dPdV > a_DPDV_MAX) dPdV = a_DPDV_MAX;
111     if (dPdV < a_DPDV_MIN) dPdV = a_DPDV_MIN;
112
113     double step = a_DELTA_V_MIN + a_acclerationFactor *
114                 a_DELTA_V_MIN * fabs(dPdV);
115     if (step > a_STEP_MAX) step = a_STEP_MAX;
116
117     if (deltaP > 0.0)
118     {
119         if (deltaV > 0.0) v_ref += step;
120         else v_ref -= step;
121     }
122     else
123     {
124         if (deltaV > 0.0) v_ref -= step;
125         else v_ref += step;
126     }
127
128     if (v_ref > VREF_MAX) v_ref = VREF_MAX;
129     if (v_ref < VREF_MIN) v_ref = VREF_MIN;
130
131     V_OLD = prom_vol;
132     P_OLD = P_IN;
133     P_IN_sal = P_IN;
134
135     acc_vol = 0.0;
136     acc_corr = 0.0;
137     cnt4 = 0;
138 }
139
140 error = -v_ref + Voltaje_ADC0_A1;
141 x_act = -4 / K_p * m_k_1 - x_act_k_1;
142 M = 0.5f * K_p * (error - x_act);
143
144 if (M > sat_pos) M = sat_pos;
```

```

144     else if (M < sat_neg) M = sat_neg;
145
146     m_k_1 = M;
147     x_act_k_1 = x_act;
148
149     double disc, F1, F2, Fmax, a, d;
150
151     if (M > 1.0)
152     {
153         F = 1.0;
154         d = (3.0 - 1.0 / M) / 4.0;
155     }
156     else if (M > 0.0 && M <= 1.0)
157     {
158         a = Qinv * sqrt(1.0 / (M * M) - 1.0);
159         disc = a * a + 4.0;
160         F1 = (-a + sqrt(disc)) * 0.5;
161         F2 = ( a + sqrt(disc)) * 0.5;
162
163         if (F1 > 0.0 && F2 > 0.0)      Fmax = (F1 > F2) ? F1 : F2;
164         else if (F1 > 0.0)           Fmax = F1;
165         else if (F2 > 0.0)           Fmax = F2;
166         else                          Fmax = 1.0;
167
168         F = Fmax;
169         d = 0.5;
170     }
171     else
172     {
173         F = 1.0;
174         d = 0.5;
175     }
176
177     dst = d;
178
179     MOMAXCNT = prueba / F;
180     M1MAXCNT = prueba / F;
181
182     MOCMPR1 = (dst + deltam) * MOMAXCNT;
183     MOCMPR2 = (dst + deltam) * MOMAXCNT;
184     MOCMPR3 = (1 - dst + deltam) * MOMAXCNT;
185     M1CMPR1 = (1 - dst + deltam) * M1MAXCNT;
186
187     INTOCLRFLG = INTO_ADCO_MASK;
188 }

```

Listing 8.2: config.c

```

1 #include <Ingresando_tablas_app.h>
2 #include "aceC6748.h"
3 #include "gpio.h"
4 #include "divsp.h"
5 #include "ace_interrupt.h"
6
7 extern void Init_Platform(void);

```

```
8 extern void Init_Interrupts(void);
9 extern void Init_Mod(void);
10 extern void Init_Adc(void);
11 extern void Init_Iop(void);
12 extern void Init_DS_LED(void);
13 extern void InitEncEss(void);
14
15 extern void Init_Platform(void)
16 {
17     ACE_PLL_initObserveClk(2, 2, ACE_PLL_OBS_PLL_OSCIN);
18     ACE_PLL_initObserveClk(2, 2, ACE_PLL_OBS_PLLO_SYSCLK1);
19     ACE_PLL_initPllOut0To300M();
20     ACE_PLL_initObserveClk(2, 2, ACE_PLL_OBS_PLL1_SYSCLK1);
21     ACE_EMIF_init(EMIFA_SOURCE_PLLOSYSCLK3);
22     ACE_DDR2_configDdr2MemoryController();
23 }
24
25 extern void Init_Interrupts(void)
26 {
27     ACE_INT_initDspIntController();
28     ACE_EMIF_initFpgaSyncInterruption(ADC_fpgaSyncInterrupt_isr);
29     ACE_INT_enabledSpGlobalInt();
30
31     INTOENABLE = INTO_ADCO_MASK;
32
33     INTOCLRFLG = 0xFFFF;
34     INT1CLRFLG = 0xFFFF;
35     INT2CLRFLG = 0xFFFF;
36 }
37
38 extern void Init_Mod(void)
39 {
40     CLKSTBDIV0 = 1;
41     CLKSTBDIV1 = 1;
42
43     MOCTRL = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP;
44     MOMAXCNT = MO_MAX;
45     MOPWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0.6);
46     MOLOAD = 0;
47
48     M1CTRL = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP |
49             MOD_SYNC_TO_MASTER;
50     M1MAXCNT = MO_MAX;
51     M1PWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
52     M1LOAD = 0;
53
54     M2CTRL = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP |
55             MOD_SYNC_TO_MASTER;
56     M2MAXCNT = MO_MAX;
57     M2PWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
58     M2LOAD = 0;
59
60     M3CTRL = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP |
61             MOD_SYNC_TO_MASTER;
```

```
59     M3MAXCNT  = MO_MAX;
60     M3PWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
61     M3LOAD   = 0;
62
63     M4CTRL    = MOD_MODE_UD | MOD_CLKSEL_1 | MOD_INISLO_UP |
64               MOD_SYNC_TO_MASTER;
65     M4MAXCNT  = MO_MAX;
66     M4PWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
67     M4LOAD   = 0;
68
69     M5CTRL    = MOD_MODE_UP | MOD_CLKSEL_0;
70     M5MAXCNT  = M5_MAX;
71     M5PWMCTRL = MOD_PWM_EN | MOD_PWM_DT(0);
72     M5LOAD   = 0;
73
74     MOCMPR1  = 0;
75     MOCMPR2  = 0;
76     MOCMPR3  = 0;
77
78     M1CMPR1  = 0;
79     M1CMPR2  = 0;
80     M1CMPR3  = 0;
81
82     M2CMPR1  = 0;
83     M2CMPR2  = 0;
84     M2CMPR3  = 0;
85
86     M3CMPR1  = 0;
87     M3CMPR2  = 0;
88     M3CMPR3  = 0;
89
90     M4CMPR1  = 0;
91     M4CMPR2  = 0;
92     M4CMPR3  = 0;
93
94     M5CMPR1  = 0;
95     M5CMPR2  = 0;
96     M5CMPR3  = 0;
97
98     MODTRIP012 = 0;
99     MODTRIP345 = 0;
100
101     MODNEGLOG012 = 0xFFFF;
102     MODNEGLOG345 = 0xFFFF;
103 }
104 extern void Init_Adc(void)
105 {
106     ADCOCTRL = ADC_ST_M5MAX | ADC_SEQCNV | ADC_EOCINT_EN;
107     ADC1CTRL = ADC_ST_M5MAX | ADC_SEQCNV;
108     ADC2CTRL = ADC_ST_M5MAX | ADC_SEQCNV;
109 }
110
111 extern void Init_Iop(void)
```

```
112 {
113     IOPODIR = 0x0010;
114     IOPOEEN = 0x0001;
115
116     IOPOEVT = 0xFFFF;
117     IOPOOUT = 0xAAAA;
118
119     IOP1DIR = 0x0000;
120     IOP2DIR = 0x0000;
121     IOP3DIR = 0x0000;
122     IOP4DIR = 0x0000;
123     IOP5DIR = 0x0000;
124     IOP6DIR = 0x0000;
125     IOP7DIR = 0x0000;
126     IOP8DIR = 0x0000;
127
128     IOP1EEN = 0x0000;
129     IOP2EEN = 0x0000;
130     IOP3EEN = 0x0000;
131     IOP4EEN = 0x0000;
132     IOP5EEN = 0x0000;
133     IOP6EEN = 0x0000;
134     IOP7EEN = 0x0000;
135     IOP8EEN = 0x0000;
136
137     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_00, 0x5555);
138     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_01, 0x5555);
139     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_02, 0x5555);
140     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_03, 0x5555);
141     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_04, 0x5555);
142
143     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_05, 0x0000);
144     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_06, 0x0000);
145     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_07, 0x0000);
146     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_08, 0x0000);
147     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_09, 0x0000);
148
149     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_10, 0x5555);
150     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_11, 0x5555);
151     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_12, 0x5555);
152     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_13, 0x5555);
153     ACE_PINMUX_ESS_writeRegister(ACE_PINMUX_ESS_REG_14, 0x5555);
154 }
155
156 extern void Init_DS_LED(void)
157 {
158     ACE_USRIO_setupDs0();
159     ACE_USRIO_setupDs1();
160     ACE_USRIO_setupDs2();
161     ACE_USRIO_setupDs3();
162
163     ACE_USRIO_setupLd0();
164     ACE_USRIO_setupLd1();
165     ACE_USRIO_setupLd2();
```

```
166     ACE_USRIO_setupLd3();
167 }
168
169 extern void InitEncEss(void)
170 {
171     ACE_ENC_ESS_configureDecoder(ACE_ENC_ESS_ENCO ,
172                                 ACE_ENC_ESS_SYNC_READ_CMIN_ONLY ,
173                                 ACE_ENC_ESS_SYNC_READ_TO_MOD5 ,
174                                 ACE_ENC_ESS_INDEX_SIGNAL_RESETS_COUNT
175                                 );
176
177     ACE_ENC_ESS_configureRadiansConversion(ACE_ENC_ESS_ENCO ,
178                                           ENC_PPR ,
179                                           POLEPAIRS);
180 }
```

Listing 8.3: app.h

```
1  #include <stdint.h>
2
3  extern void ADC_fpgaSyncInterrupt_isr(void);
4
5  #define M0_MAX    1764,7
6  #define M5_MAX    588
7
8  #define sat_pos   5
9  #define sat_neg   0.385092
10 #define K_p       0.00049
11 #define fconm     100
12 #define Qinvs     0.471209
```

Capítulo 9

Imágenes PLECS

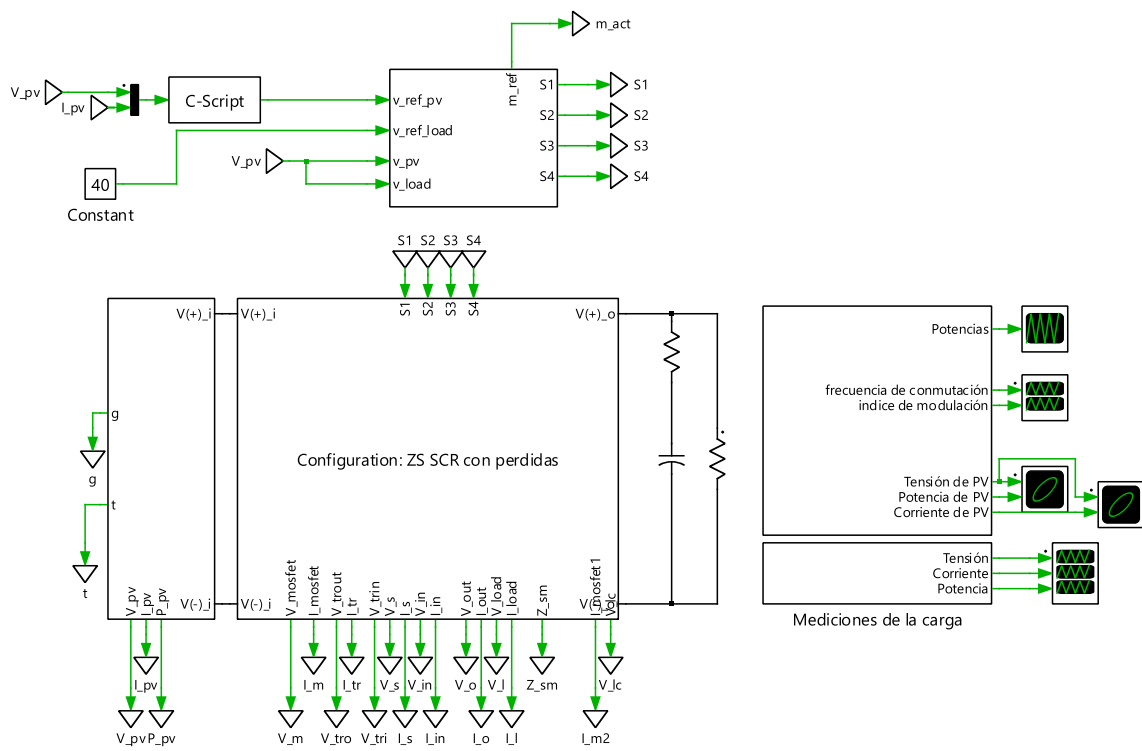


Figura 9.1: Simulación

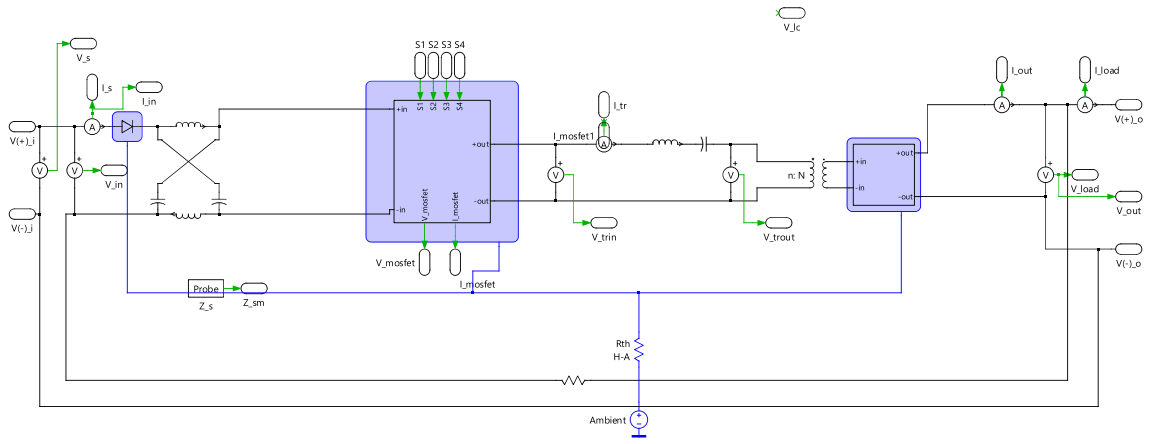


Figura 9.5: ZS SRC SIPO

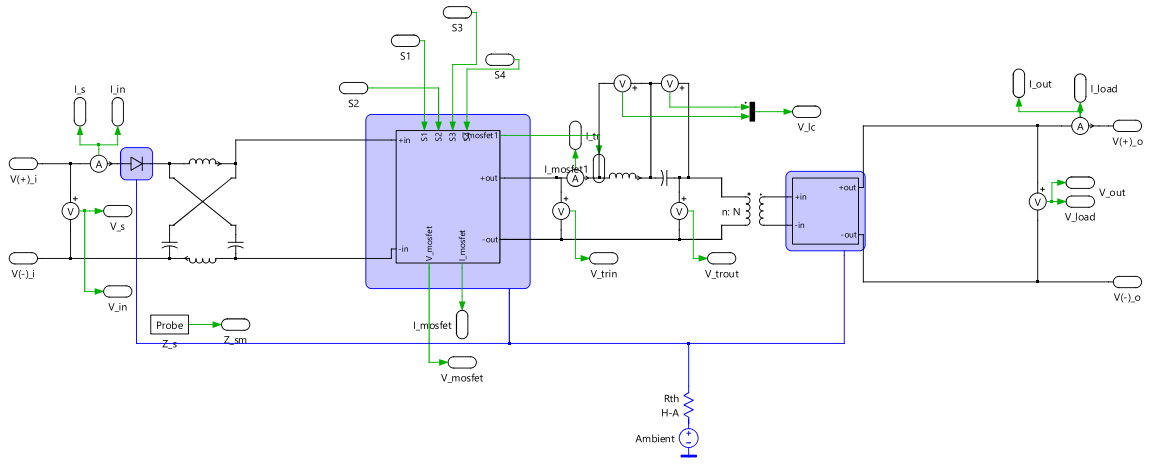


Figura 9.6: ZS SRC

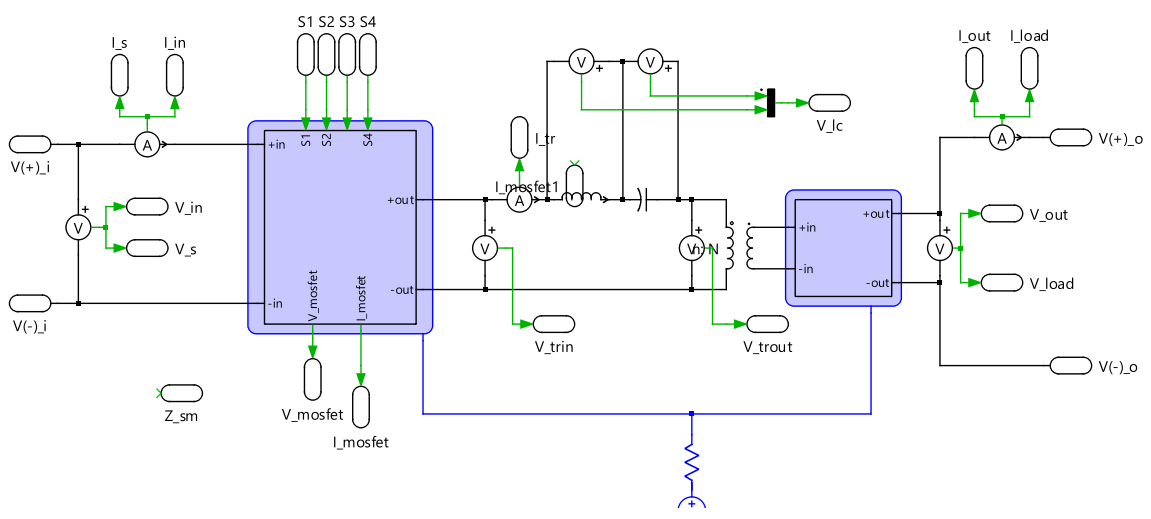


Figura 9.7: SRC

Bibliografía

- [1] M. G. Villalva, J. R. Gazoli y E. R. Filho, «Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n.º 5, págs. 1198-1208, 2009. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2013862.
- [2] W. D. Soto, S. A. Klein y W. A. Beckman, «Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance,» *Solar Energy*, vol. 80, n.º 1, págs. 78-88, 2006. DOI: 10.1016/j.solener.2005.06.010.
- [3] C. Carrero, J. Amador y S. Arnaltes, «A single procedure for helping PV designers to select silicon PV modules and evaluate the loss resistances,» *Renewable Energy*, vol. 32, n.º 15, págs. 2579-2589, 2007. DOI: 10.1016/j.renene.2007.01.001.
- [4] J. A. Gow y C. D. Manning, «Development of a model for photovoltaic arrays suitable for use in simulation studies of solar energy conversion systems,» en *Power Electronics and Variable Speed Drives, Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 429)*, 1996, págs. 69-74. DOI: 10.1049/cp:19960213.
- [5] ASTM International, *Standard Tables for Reference Solar Spectral Irradiances: Direct Normal and Hemispherical on 37° Tilted Surface*, ASTM G173-03 (AM1.5), Available at: <https://www.astm.org/g0173-03r20.html>, 2003.
- [6] E. I. Ortiz-Rivera y F. Z. Peng, «Analytical Model for a Photovoltaic Module using the Electrical Characteristics provided by the Manufacturer Data Sheet,» en *Proceedings of the 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2005, págs. 2087-2091. DOI: 10.1109/PESC.2005.1581875.
- [7] Plexim GmbH, *Single-Phase PV Inverter with Partial Shading (PLECS Demo Model)*, <https://www.plexim.com>, PLECS Demo Model, version 4.3.1. Incluye la implementación del modelo PV con filtro pasabajos para romper el bucle algebraico., 2023.
- [8] J. Anzola, I. Aizpuru y A. Arruti, «Non-Isolated Partial Power Converter for Electric Vehicle Fast Charging Stations,» *IEEE Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, págs. 18-22, 2020. DOI: 10.1109/PEDG48541.2020.9244345.
- [9] J. R. R. Zientarski, M. L. da Silva Martins, J. R. Pinheiro y H. L. Hey, «Evaluation of Power Processing in Series-Connected Partial-Power Converters,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n.º 1, págs. 343-352, 2019. DOI: 10.1109/JESTPE.2018.2869370.
- [10] N. G. F. dos Santos, J. R. R. Zientarski y M. L. d. S. Martins, «A Review of Series-Connected Partial Power Converters for DC–DC Applications,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021. DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3082869.

-
- [11] J. Anzola, I. Aizpuru y A. Arruti, «Partial Power Processing Based Converter for Electric Vehicle Fast Charging Stations,» *Electronics*, vol. 10, n.º 3, pág. 260, 2021. DOI: 10.3390/electronics10030260.
- [12] O. Abdel-Rahim, A. Chub, A. Blinov y D. Vinnikov, «Buck-Boost Resonant Z-Source Partial Power Converter,» en *2022 3rd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, 2022, págs. 1-6. DOI: 10.1109/SGRE53517.2022.9774095.
- [13] H. Cha, F. Z. Peng y D. Yoo, «Z-Source Resonant DC-DC Converter for Wide Input Voltage and Load Variation,» en *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, 2010, págs. 995-1000. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5542140.
- [14] A. K. Srivastava y N. Kumar, «Implementation of Z-Source Resonant Converter for Power Factor Correction Wireless Charging Applications,» en *2022 Second International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication and Sustainable Technologies (ICAECT)*, 2022, págs. 1-6. DOI: 10.1109/ICAECT55564.2022.9807952.
- [15] A. E. Alsafrani, «Integrated Z-Source Network into Semi-Dual-Bridge Resonant Converter,» en *2017 Saudi Arabia Smart Grid (SASG)*, 2017, págs. 1-8. DOI: 10.1109/SASG.2017.8356503.
- [16] W. Fröhr y H. Orttenburger, *Introducción al control electrónico*. Barcelona, España: Editorial Reverté, 1998.
- [17] P. A. Lezana Illesca, «Nociones sobre sistemas de tiempo discreto y aplicación en accionamientos eléctricos,» Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, inf. téc., 2022, Material de apoyo para el curso Accionamientos Eléctricos I (ELI328).
- [18] P. A. Lezana Illesca, «Diseño de Controladores Digitales,» Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile, inf. téc., 2021, Apunte docente, curso Accionamientos Eléctricos / Control Digital.
- [19] P. A. Lezana Illesca, *Manejo de la Plataforma Digital BRAIn para el Control de Accionamientos*, Manual técnico de la plataforma DSP-FPGA BRAIn, Valparaíso, Chile, 2022.