

Sistema híbrido inteligente para el control y operación de un convertidor elevador en modo Soft-Switching.

Luis Alfonso Fernandez-Serantes*, Jose Luis Casteleiro-Roca, Jose Luis Calvo-Rolle

Departamento de Ingeniería Industrial, Ferrol, A Coruña, España.

To cite this article: Fernandez-Serantes, L.A., Casteleiro-Roca, J.L., Calvo-Rolle, J.L. 2022. Hybrid intelligent system for a half-bridge converter control and soft switching ensurement. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 19, 356-368. <https://doi.org/10.4995/riai.2022.16656>

Resumen

En este trabajo de investigación se presenta una estrategia de control inteligente implementada en un convertidor elevador con topología de medio puente. El sistema se usa para asegurar que el convertidor funcione en modo *Soft-Switching*. El primer paso es realizar el análisis del convertidor de potencia, mostrando los dos posibles modos de funcionamiento: *Hard-Switching* y *Soft-Switching*. Posteriormente se implementa un modelo inteligente con el fin de identificar el modo de funcionamiento del convertidor. Este modelo se basa en un algoritmo de clasificación mediante técnicas inteligentes que es capaz de diferenciar entre los dos modos de funcionamiento. Se han obtenido muy buenos resultados de clasificación y una alta precisión, permitiendo la implementación del modelo en la estrategia de control del convertidor. La implementación de este sistema permite asegurar que el convertidor funcione en el modo deseado: modo *Soft-Switching*.

Palabras clave: Clasificación, Convertidor elevador, Electrónica de potencia, Conmutación suave, Conmutación dura

Hybrid intelligent system for detection of Soft-Switching mode and control of a boost converter.

Abstract

In this work, an intelligent control based on artificial intelligence is presented. This novel control strategy aims to ensure that a half-bridge boost converter operates in soft-switching mode. As first step, an analysis of the power circuit is done, presenting the two possible operating modes: Hard- and Soft-Switching. Then, a hybrid intelligent model is implemented with the aim of classifying the converter operating mode. A clustering method and three different classification algorithms are implemented and the comparison between their results is done. Moreover, the intelligent model is implemented in the control loop of the converter with the aim of ensuring that the converter operates in Soft-switching mode.

Keywords: Classification, Half-bridge buck, Power electronics, Soft-switching, Hard-switching.

1. Introducción

En los últimos años, la electrónica de potencia se ha convertido en uno de los principales temas en la industria electrónica. Los convertidores de potencia se encuentran en la mayoría de los dispositivos que se usan a diario: desde un teléfono móvil hasta los vehículos actuales; son la base del suministro eléctrico tanto en electrodomésticos como en equipos industriales. Hoy

en día, con la introducción de los vehículos eléctricos y la tendencia actual de las energías renovables, se están realizando múltiples trabajos de investigación centrados tanto en la mejora de las topologías existentes como en su optimización: buscando nuevas aplicaciones, nuevos materiales, tratando de aumentar la eficiencia, etc. Fernandez-Serantes et al. (2016); Al-bayati et al. (2017). Así, incluso las grandes empresas internacionales como Google, están impulsando la investigación y el desarrollo

* Autor para correspondencia: luis.alfonso.fernandez.serantes@udc.es
Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)

de nuevas tecnologías y diseños a través de premios, con el fin de optimizar los convertidores actuales Neumayr et al. (2020).

Como ejemplo de dichas investigaciones, en Fernandez-Serantes et al. (2016); Al-bayati et al. (2017); Gueguen (2015); Whitaker et al. (2013); Tulbure and Kadar (2017) se describen mejoras implementadas en los convertidores de potencia ya conocidos; modificando las estrategias de control, sustituyendo las tecnologías de fabricación de los transistores (utilizando materiales de banda ancha), etc. En muchos de estos trabajos el objetivo principal es reducir las pérdidas de potencia y obtener el diseño más pequeño, lo que significa que el diseño sea más eficiente y capaz de entregar la máxima potencia posible.

Una de las principales mejoras que se ha introducido para reducir las pérdidas es la sustitución de los diodos por transistores. Este cambio disminuye las pérdidas de conducción y evita la caída de tensión directa de los diodos. Este cambio tiene un gran efecto especialmente en aplicaciones de bajo voltaje, ya que la tensión directa del diodo representaba un alto porcentaje con respecto a la tensión de salida del convertidor Eraydin and Bakan (2020).

Otra mejora es el uso de topologías que permiten la conmutación en modo *soft*. El uso de estos convertidores permiten la reducción de las pérdidas de conmutación prácticamente a cero. Esta reducción de pérdidas se produce cuando se da una de estas dos condiciones durante la conmutación de los transistores: la corriente se lleva a 0 A o la tensión reduce a 0 V en el dispositivo en conmutación. Estas condiciones se consiguen gracias a la resonancia de diferentes componentes en el convertidor de potencia, como son los condensadores y/o bobinas/transformadores. Como ejemplo, en el convertidor resonante LLC (bobina-bobina-condensador) la resonancia tiene lugar entre el condensador de resonancia, la inductancia de resonancia y la inductancia del transformador Wang et al. (2007). En otros casos, aunque no sea posible lograr la condición de 0 corriente o 0 tensión, aún es posible disminuir la tensión a un cierto valor. En este caso, el convertidor conmutaría cuando la tensión estuviese en su nivel mínimo, evitando de esta forma la conmutación a plena tensión. Son los llamados convertidores quasi-resonantes, como por ejemplo el convertidor *flyback* Huang et al. (2012).

El uso de estas técnicas de conmutación SS permite la reducción de las pérdidas en los convertidores, con el consecuente aumento de la eficiencia. Además, cabe remarcar que este tipo de conmutación reduce las interferencias electromagnéticas emitidas por los convertidores al conmutar.

Mantener al convertidor operando el punto de funcionamiento idóneo, menores pérdidas posibles y mayor eficiencia, requiere un control adecuado. El controlador, además de asegurar que la corriente y tensión deseada sean suministradas en la salida, debe asegurar su operación en el rango de menores pérdidas. La optimización del convertidor se realiza actualmente en la fase del diseño, limitando los rangos operacionales del convertidor.

En este artículo se presenta un controlador que mide y detecta el modo de conmutación durante la operación normal del convertidor, con el fin de localizar cualquier desviación de los parámetros iniciales y poder reaccionar ante cualquier cambio de las condiciones idóneas de funcionamiento.

El controlador propuesto se basa en las técnicas inteligentes para detectar el modo de funcionamiento del convertidor.

Dependiendo de este modo, el controlador propuesto reconduce el convertidor para que opere en modo SS. Por otro lado, un controlador de corriente y tensión se encargan de mantener la tensión de salida deseada.

Además, con el fin de mejorar los convertidores de potencia, cabe destacar que en los últimos años se han introducido nuevos materiales en la electrónica de potencia: los materiales de banda ancha, como son el Carburo de Silicio (SiC) y el Nitruro de Galio (GaN). Ambos tienen mejores características que se pueden aplicar en la electrónica de potencia: velocidades de conmutación más altas, mayor resistencia a la tensión, mejor conductividad térmica, menor resistencia en conducción, etc. El uso de este tipo de materiales supone, por lo tanto, una buena oportunidad para aumentar la eficiencia y reducir el tamaño de los convertidores de potencia. Hoy en día, gracias a los beneficios ya mencionados y la reducción del coste de producción, el SiC y el GaN ya están reemplazando los dispositivos de Silicio (Si) en los convertidores de potencia Al-bayati et al. (2017). Además, con la introducción de estos nuevos materiales, el uso de algunas técnicas para lograr *Soft-Switching* se vuelve más atractivas Neumayr et al. (2020).

Por otra parte, la Inteligencia Artificial (IA) se está expandiendo rápidamente en todas las áreas de investigación, incluida la electrónica de potencia, desarrollando sistemas capaces de aprender; proporcionando soluciones en muchas aplicaciones Zhao et al. (2021). En el diseño de componentes, como en Tao Liu et al. (2005); Guillod et al. (2020), la IA se utiliza en el diseño de bobinas, mejorando los métodos tradicionales de desarrollo y proporcionando resultados precisos en comparación con las mediciones de los prototipos. En Tahiliani et al. (2019); Zhan et al. (2018); Wei et al. (2015), los autores propusieron un sistema de control inteligente que fue implementando en el controlador embebido que mejora, de esta manera, la autonomía del sistema. En Tahiliani et al. (2019); Wei et al. (2015), el sistema inteligente se utiliza para extraer la máxima energía en sistemas de energía renovable, como turbinas eólicas o paneles solares, buscando el punto de máxima potencia en tiempo real.

La IA tiene un gran potencial en este campo, ayuda a los diseñadores a seleccionar los componentes adecuados y a elegir, entre una gran cantidad de soluciones, la mejor opción para lograr el mejor rendimiento.

En comparación con los métodos ZVS o ZCS tradicionales, como los presentados en Li et al. (2019) o en Beiranvand et al. (2011), en este artículo se presenta un método que detecta y reconduce el modo de operación del convertidor sin interacción del desarrollador, permitiendo liberar al ingeniero de dicho proceso de ajuste del convertidor.

Este artículo se centra en la detección de modos de funcionamiento *Hard-Switching* (HS) versus *Soft-Switching* (SS). En la sección 2 se realiza el análisis de un convertidor elevador síncrono (de medio puente) y su esquema de control. La sección 3 describe las técnicas inteligentes utilizadas para identificar el modo de operación y cómo se crea el modelo. La sección 4 describe el uso del modelo de clasificación en el convertidor de potencia. Después, en la sección 5, se presentan los resultados del modelo empleado y, finalmente, se extraen las conclusiones y se presentan los trabajos futuros en la sección 6.

2. Caso de estudio

En esta sección se presenta el caso de estudio a lo largo de 4 subsecciones diferentes para proporcionar una explicación más completa y sencilla. En la primera parte se presenta el convertidor de potencia utilizado en este trabajo. Después se explica el controlador del convertidor, detallando como se realiza tanto el control de tensión como el control de corriente. Posteriormente se explica la diferencia entre el *Hard-Switching* y el *Soft-Switching* en relación a este convertidor. Por último, se presentan las simulaciones del convertidor utilizado.

2.1. Convertidor elevador de medio puente

El caso de estudio es el convertidor elevador con topología de medio puente que se muestra en la Figura 1. Se seleccionó dicha topología ya que es una de las topologías más simples y utilizadas. Así mismo, el medio puente es el componente base de la mayoría de los convertidores de potencia, como el convertidor reductor, puente completo, etc. Este convertidor está compuesto por cuatro partes principales: el filtro de entrada, representado en la Figura 1 por el condensador de entrada (Cin), la bobina de elevación (L), los componentes de conmutación, en este caso T1 y T2 y el condensador de salida (Cout).

Tradicionalmente, el convertidor elevador está compuesto por un interruptor controlado (T1), un *MOSFET*, y un interruptor no controlado, un diodo. Con el objetivo de aumentar la eficiencia evitando la tensión directa del diodo y proporcionar un mejor control de la salida, especialmente cuando el rango de elevación es muy elevado o muy pequeño, se implementa el convertidor con un segundo interruptor (T2). De esta manera, el voltaje directo del diodo ya no está presente y las pérdidas dependen únicamente de la resistencia de conducción del transistor inferior (T2). Éste transistor funciona de manera complementaria al transistor superior, como lo haría el diodo: cuando el transistor superior (T1) está conduciendo, el transistor inferior (T2) se mantiene apagado; y viceversa. El punto de conexión entre estos dos componentes se llama nudo de conmutación (Vsw), en este nudo la tensión es una onda cuadrada que varía entre Vout, cuando T1 está conduciendo, y tierra (0V), cuando T2 está conduciendo. La señal cuadrada tiene una cierta frecuencia que coincide con la frecuencia de conmutación (fsw) de los transistores, y el ciclo de trabajo (D) es el tiempo en que el interruptor inferior está encendido (Vsw = 0V) con respecto al período de la de conmutación. El voltaje de salida del convertidor elevador es inversamente proporcional a uno menos el ciclo de trabajo ($V_{out} = V_{in}/(1 - D)$). Así mismo, si se analiza el convertidor con el método de señal pequeña, se obtiene que la función de transferencia del convertidor de control al voltaje de salida es:

$$G_{vd} = G_{d0} \frac{1 - \frac{s}{w_z}}{(1 + \frac{s}{Q \cdot w_0} + \frac{s^2}{w_0^2})} \tag{1}$$

donde:

$$G_{d0} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \tag{2}$$

$$Q = (1 - D) \cdot R \sqrt{\frac{C}{L}} \tag{3}$$

$$w_0 = \frac{(1 - D)}{\sqrt{LC}} \tag{4}$$

$$w_z = \frac{(1 - D)^2 \cdot R}{L} \tag{5}$$

La bobina de elevación se conecta al nudo de conmutación y se utiliza para elevar el voltaje de entrada, almacenando energía durante el ciclo de trabajo y liberandola posteriormente. El condensador de salida se encarga de filtrar el rizado de corriente de la bobina y eliminar el ruido generado por la conmutación.

Aunque anteriormente se mencionó que ambos transistores funcionan de forma complementaria, la señal para encender los dispositivos no es al 100 % complementaria. Debido a los retrasos en el encendido y apagado de los dispositivos y con el objetivo de evitar una transconducción entre la tensión de entrada y la tierra (provocando un cortocircuito), se implementa un retraso adicional en la señal de control. Este retraso se denomina retardo de enclavamiento, tiempo en el que ambos transistores están abiertos. Durante este tiempo, la corriente fluye a través del diodo antiparalelo del transistor superior (interno al propio transistor) o se coloca un diodo adicional en paralelo a este mismo.

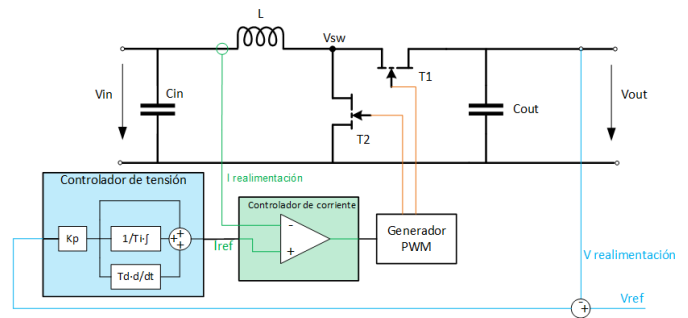


Figura 1: Convertidor elevador síncrono (en medio puente).

La Figura 3 muestra como es la tensión (en rojo) y la corriente (en azul) que fluye a través del transistor superior. En un primer instante, el transistor está bloqueando la tensión. Cuando se aplica la señal de control en la puerta, comienza el encendido: el canal del transistor comienza a conducir y, por lo tanto, la tensión a través del dispositivo disminuye mientras la corriente aumenta. Finalmente, el dispositivo entra en saturación y conduce la corriente mientras la tensión se mantiene baja; solo existe la caída de tensión causada por la resistencia de conducción del dispositivo, provocando las pérdidas de conmutación.

Por otro lado, cuando la tensión en la puerta disminuye, el dispositivo se apaga. El canal del transistor comienza a cerrarse, a aumentar su impedancia, lo que provoca que la corriente que fluye a través del canal disminuya mientras aumenta la tensión. Una vez la transición ha terminado, el dispositivo bloquea nuevamente la tensión aplicada.

La bobina se diseña con el objetivo de almacenar energía y liberarla para elevar la tensión de salida. La selección del valor correcto se realiza de acuerdo con la Ecuación (6). Tradicionalmente, el diseño se hacía con el objetivo de mantener bajo el rizado de la corriente, entre el 5 % y el 20 % de la corriente de entrada. La pequeña amplitud en la corriente de rizado en la bobina facilita el filtrado de la corriente de salida por el con-

densador, ya que la corriente de rizado que es absorbida por él es menor y, por lo tanto, la corriente de salida es más estable.

$$L = \frac{(V_{salida} - V_{entrada}) \cdot D}{f \cdot I_{rizado}} \quad (6)$$

donde L es el valor de la bobina, $V_{entrada}$ es la tensión de entrada del convertidor, V_{salida} es la tensión de salida del convertidor, D es el ciclo de trabajo, f es el frecuencia de conmutación y I_{rizado} es el rizado de la corriente en la bobina.

En este trabajo, el método seguido para la selección de la bobina es permitir un rizado del 200 % de la corriente media, para las mismas condiciones que el método tradicional. Esto ocasiona que la corriente disminuya a 0A en cada uno de los ciclos, facilitando asimismo la conmutación en modo SS (ZCS).

2.2. Controlador

El convertidor se usa generalmente para proporcionar la tensión de salida deseada, por lo que se necesita una regulación de esta. Una forma común de controlar este convertidor es utilizando un controlador proporcional-integrador-derivativo (PID). El regulador toma la tensión de salida generada por el convertidor y compara este valor con el llamado valor de referencia o de consigna, que es definido por el usuario/aplicación. El valor obtenido se llama error.

Posteriormente, el error se multiplica por una constante proporcional. El valor obtenido se integra y se deriva. La salida del regulador se obtiene mediante la suma de las tres partes. Finalmente, este valor se utiliza para activar la señal de control para los interruptores del convertidor de potencia. La Ecuación (7) muestra la expresión del regulador PID.

$$u_t = K_p \cdot \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{e(t)}{dt} \right] \quad (7)$$

donde $u(t)$ es la señal de control, $e(t)$ es la señal de error que se obtiene de la diferencia entre la referencia y la salida del sistema; los parámetros del regulador son: K_p , ganancia proporcional, T_i , tiempo integral y T_d , tiempo derivativo.

En la Figura 1 se muestra el circuito con el controlador utilizado para mantener la tensión de salida del convertidor.

El controlador PID, definido por la ecuación (7) y representado en la Figura 2, se encarga de regular la tensión de salida del convertidor. Con este fin, se mide la tensión de salida del convertidor y está se compara con el valor de consigna, obteniendo la señal de error. Dicho error es la entrada del controlador PID, como se puede ver en la Figura 2.

La salida del controlador proporciona la entrada del controlador de pico de corriente, el cual reacciona más rápido y regula la corriente de la bobina.

El controlador de pico de corriente se basa en un comparador, en el cual las entradas son la corriente en la bobina y la salida del controlador de tensión previamente explicado. La salida de este controlador se encarga de reiniciar la señal de PWM.

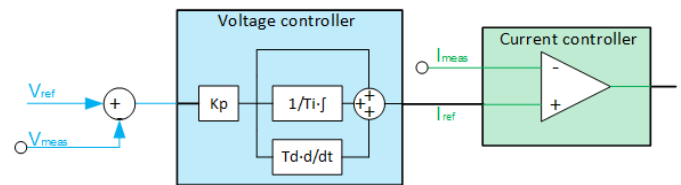


Figura 2: Controlador de tensión y corriente.

Dado que la bobina está en serie con la carga, la tensión de salida va a ser proporcional a la corriente que circula, de acuerdo a la expresión $V = I \cdot R$.

2.2.1. Regulador de tensión

La tensión de salida se mide y se compara con el valor de consigna. El convertidor ya podría funcionar con solo este regulador, simplemente comparando la salida del regulador PID con una señal triangular. De esta forma, la tensión de salida se establecería pero sin tener en cuenta la corriente que fluye a través del convertidor.

En la Figura 2, el regulador de tensión está representado en azul.

2.2.2. Regulador de corriente

Además del regulador para garantizar la tensión de salida deseada, se agrega un control de corriente en cascada. Este regulador toma la corriente medida en la bobina como señal de control y la compara con la salida del regulador de tensión.

La señal de control del convertidor se obtiene del regulador de corriente.

2.2.3. Generador de PWM

Como parte del circuito de regulación, hay un generador de señal PWM (*Puls Width Modulation*). El objetivo de esta parte es convertir la señal de control del regulador en una señal PWM. Esta señal se utiliza para encender y apagar los transistores. En este trabajo, la señal se genera con un biestable RS (*Reset/Set*): cuando la corriente alcanza el valor obtenido por el controlador, el comparador dispara su salida y la señal de puerta del transistor superior se apaga (el transistor inferior se enciende). Por otro lado, el reinicio del biestable ocurre cuando la señal del reloj, que controla la frecuencia de conmutación, lo resetea.

Gracias a este método es posible regular la corriente a la que ocurre la conmutación de los transistores. Como se muestra en la sección A de la Figura 5, si el rizado se mantiene bajo, el valor de la corriente instantanea se mantiene cerca del valor promedio.

Cuando la señal de control procedente del regulador de corriente se establece demasiado alta, como en la sección B de la Figura 5, el rizado de la corriente también es alto, alcanzando cero en cada uno de los ciclos de conmutación. De esta manera, cuando la corriente llega a cero amperios, la conmutación ocurre sin pérdidas.

2.3. Modos de conmutación Hard y Soft

El modo de conmutación explicado en la sección anterior 2.1 es el llamado modo de conmutación *Hard*, como se muestra en la Figura 3.

Por otro lado, el convertidor propuesto también se puede operar en otro modo diferente, llamado modo de conmutación *Soft*. En este caso, como se muestra en la Figura 4, las transiciones de encendido y/o apagado se realizan bajo una determinada condición: conmutación con corriente cero (ZCS: *Zero Current Switching*) o conmutación con tensión cero (ZVS: *Zero Voltage Switching*). Como en el ejemplo de la Figura, cuando se aplica la señal de puerta, la tensión comienza a disminuir mientras que la corriente se mantiene en cero. Una vez que la tensión ha caído, la corriente comienza a subir hasta su valor máximo. Después, durante el apagado, ocurre una situación similar: la corriente baja a cero antes de que la tensión comience a subir. Esta condición de ZCS o ZVS se logra principalmente por la resonancia de componentes en el circuito que hace que la tensión/corriente se reduzca; o, de ser necesario, se agregan componentes adicionales al circuito para lograr estas condiciones, como condensadores amortiguadores, tanques LC de resonancia, etc.

El límite entre los dos modos de operación ocurre cuando la corriente/tensión en ZCS/ZVS está cerca de 0A/0V. De esta forma, las pérdidas descienden desde algunos kilovatios a unos pocos vatios.

El objetivo de alcanzar una condición de SS es disminuir las pérdidas durante la conmutación. Como se puede ver en las Figuras 3 y 4 se muestra la potencia en los modos HS y SS, gracias al desplazamiento de la corriente o tensión durante la conmutación, las pérdidas de potencia, que se calculan según $P(t) = v(t) \cdot i(t)$, pueden reducirse significativamente.

En concreto, en este trabajo, los componentes de resonancia en el circuito propuesto son la bobina y el condensador de salida del transistor (*Coss*), que se puede utilizar como amortiguador no disipativo, descargando el canal del transistor antes de que ocurra la conmutación. Así, el convertidor puede funcionar en modo SS Mohan et al. (2003).

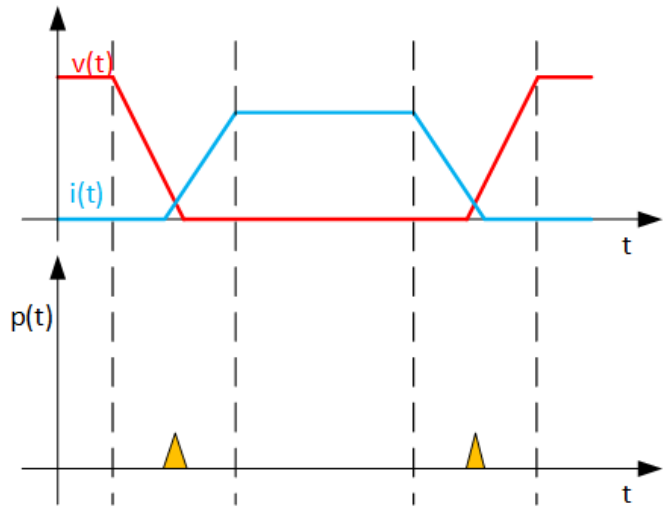


Figura 4: Conmutación en modo *Soft-switching*.

La selección de la bobina juega un papel importante para que el convertidor funcione en los diferentes modos. Su dimensionado determina el valor de rizado, así como la corriente que fluye a través de los transistores, y de esta manera permite realizar ZCS.

La forma tradicional de diseñar la bobina se debe reconsiderar para lograr el modo SS. Como se explica en Neumayr et al. (2020); Fernandez-Serantes et al. (2016), el modo de corriente triangular (TCM: *Triangular Current Mode*) puede ser beneficioso para el convertidor permitiendo el SS de los transistores.

Como se muestra en la Figura 5, cuando el valor de la bobina es alto, el rizado de la corriente se puede mantener bajo, como se ha hecho tradicionalmente. Por otro lado, si el valor de la bobina es bajo, el rizado de la corriente es muy alto, incluso cruzando la corriente a cero. Esto hecho permite encender los transistores en ese instante, haciendo posible la reducción de las pérdidas de conmutación considerablemente.

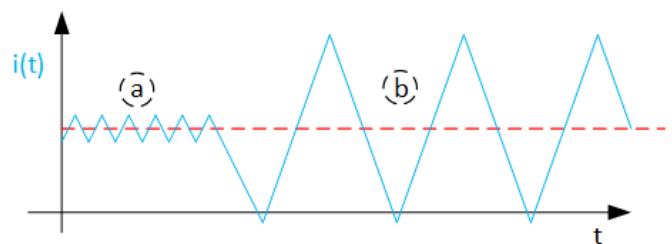


Figura 5: Rizado de corriente con diferentes bobinas.

En este trabajo, el método SS se basa en un rizado de corriente de cruce por cero, incluso dejando que la corriente fluya ligeramente en dirección opuesta.

Este modo de funcionamiento permite una reducción de las pérdidas de conmutación, pero como inconveniente se incrementa la corriente cuadrática media (RMS: *Root Mean Square*) en la bobina y en los transistores. Este aumento de la corriente RMS provoca mayores pérdidas en el estado de conducción. Para evitar un aumento extremadamente alto de éstas y gracias a que las pérdidas de conmutación son muy reducidas, el convertidor debería funcionar a frecuencias más altas. Así, ese au-

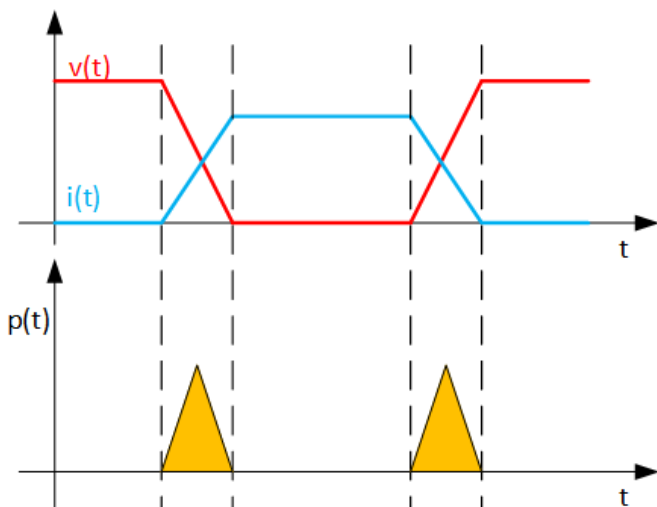


Figura 3: Conmutación en modo *Hard-switching*.

mento de la frecuencia de conmutación también permite un diseño más reducido del filtro, parte principal de volumen en los convertidores, y un aumento de la densidad de potencia.

2.4. Circuito simulado

La Figura 6 muestra el circuito simulado utilizado en este trabajo para estudiar el funcionamiento del convertidor elevador de medio puente. Como herramienta de simulación se ha utilizado LTSpice. Los componentes utilizados en la simulación son los predeterminados, a excepción de los transistores. Los transistores son modelos de simulación obtenidos de un fabricante, en este caso GaN Systems GaN-Systems (2018), y representan el modelo de comportamiento del dispositivo.

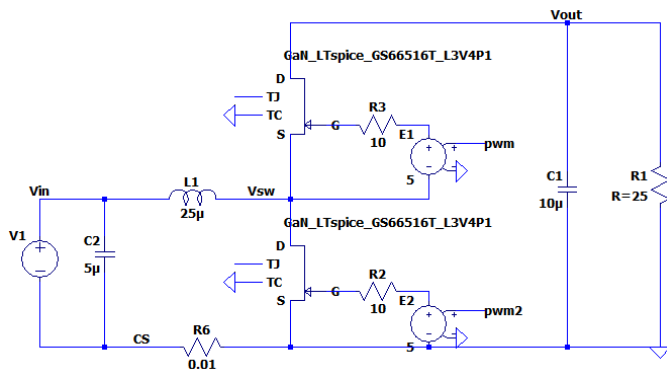


Figura 6: Convertidor elevador de medio puente simulado.

Además, los otros componentes utilizados en las simulaciones son:

- Fuente de entrada: la tensión de entrada es generada por una fuente de tensión de corriente continua. La tensión de entrada aplicada es de 200 V.
- Condensador de entrada: aunque la fuente de tensión es ideal, se coloca un condensador de entrada de 5 µF antes de la bobina con el objetivo de filtrar el rizado de corriente.
- Transistores: los transistores elegidos son de la empresa GaN Systems. La referencia del fabricante es GS66516T GaN-Systems (2018). Son dispositivos de Nitruro de Galio de 650 V, con una resistencia en conducción de 25 mΩ y una capacidad de corriente de 60 A.
- Señal de activación de los transistores: La señal de puerta es simulada por una fuente de tensión ideal que genera una señal cuadrada. La tensión aplicada varía de 0 a 5 V, el ciclo de trabajo se establece en 50 % y la frecuencia de conmutación varía para lograr HS o SS, entre 80 kHz y 2 MHz.
- Resistencia de puerta: con el objetivo de limitar la corriente máxima en la puerta, se coloca una resistencia de 10 Ω.
- Bobina: el valor de la bobina se elige de acuerdo con la ecuación (6), considerando los valores anteriores y asumiendo que el rizado es del 20 % en HS o 200 % en SS,

para permitir el ZCS. En este caso, la bobina elegida es de 25 µH.

- Condensador de salida: su valor se ha definido para filtrar la tensión de salida y proporcionar estabilidad al circuito. En este caso, el valor elegido es 10 µF.
- Resistencia de carga: cuyo valor varía de 25 a 500 Ω. La variación de la carga proporciona diferentes puntos de operación para obtener el conjunto de datos.

Además del convertidor de potencia, se ha agregado el regulador. En este caso, se agrega un regulador analógico a la simulación que está compuesto por 2 partes diferentes: el regulador de tensión y el regulador de corriente.

El regulador de tensión se muestra en la Figura 7, donde los diferentes componentes se utilizan para implementar la expresión del PID de la ecuación (7).

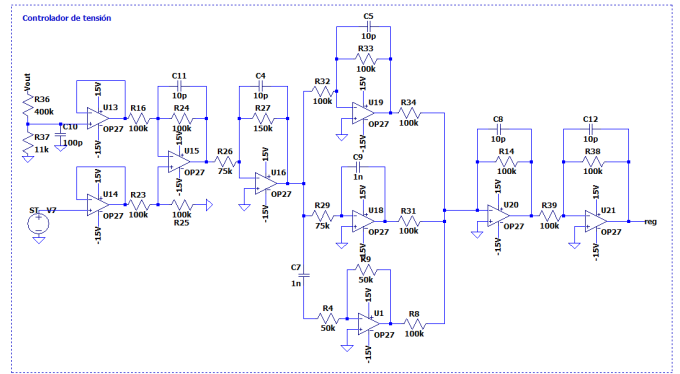


Figura 7: Regulador de tensión.

Los componentes del regulador son:

- Medición de tensión de salida: comenzando desde la izquierda, primero hay un divisor de tensión seguido de un circuito seguidor. Esta parte se utiliza para medir la tensión de salida del convertidor.
- Referencia/consigna: La fuente de tensión V7 es el valor de consigna para el regulador PID.
- Cálculo del error: el amplificador operacional U15 se utiliza para calcular la señal de error a partir de la medición de tensión y el valor de referencia/consigna.
- Regulador PID, parte proporcional: La parte proporcional se calcula en el amplificador operacional U16, que multiplica la entrada por cierto factor.
- Regulador PID, parte integral: El amplificador operacional U18 está integrando el error a lo largo del tiempo.
- Regulador PID, parte derivada: El amplificador operacional U1 deriva el error a lo largo del tiempo.
- Suma: Finalmente, la salida de la rama proporcional, la rama integral y la rama derivada, se suman para obtener la salida del controlador.

Por otro lado, el regulador de corriente se muestra en la Figura 8 y está compuesto por las siguientes partes:

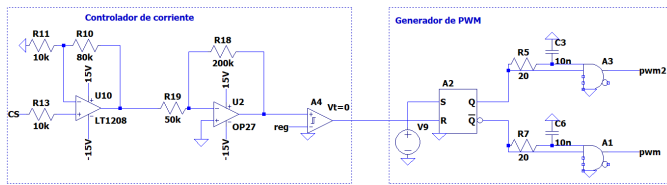


Figura 8: Regulador de corriente y generador PWM.

- **Medida de corriente:** la medida de corriente se realiza con una resistencia en serie colocada en el convertidor (R6 en la Figura 6). A continuación, esta señal se amplifica con el amplificador operacional U10. El amplificador U2 se emplea para invertir el signo de la señal y amplificarla de nuevo.
- **Comparador:** el comparador A4 se utiliza para comparar la corriente en el regulador de corriente. El comparador A4 da la señal de apagado del transistor superior.

El último elemento que se muestra en la Figura 8 es el generador PWM, que genera una señal PWM a una frecuencia fija.

- **Biestable RS:** esta parte se utiliza para establecer la señal PWM en nivel alto al iniciar el ciclo y se pasa a nivel bajo cuando la corriente alcanza el valor de corriente definido por el regulador.
- **Fuente V9:** esta fuente se utiliza para definir la frecuencia de conmutación del convertidor. Establece el flanco ascendente para reiniciar el biestable.
- **Generador de retardo de enclavamiento:** esta parte del circuito implementa el retardo de enclavamiento entre la señal del transistor superior y la señal del transistor inferior, evitando un cortocircuito entre el voltaje de salida y tierra a través de los transistores.

En total, se han realizado 80 simulaciones diferentes, variando del modo HS y SS. La carga se varía de 25 a 500 ohmios y la frecuencia de conmutación acorde para mantener el modo de operación deseado. Cuando el convertidor se utiliza en modo HS, el rizado de la corriente se define en 20 % y cuando el convertidor funciona en modo SS, el rizado de corriente se establece en 200 %. Su valor se calcula de acuerdo con la ecuación (6).

3. Modelo híbrido inteligente

La detección y clasificación de los diferentes modos de conmutación, modo HS y SS, del convertidor se realiza con un modelo inteligente. Con el fin de clasificar los modos, se han aplicado cuatro técnicas diferentes al conjunto de datos obtenido. Los datos se obtienen de los resultados de la simulación explicada en la sección anterior.

Como se muestra en la Figura 9, los datos de simulación se preprocesan para obtener los datos más representativos, que

proporcionan mayor información sobre el comportamiento del convertidor.

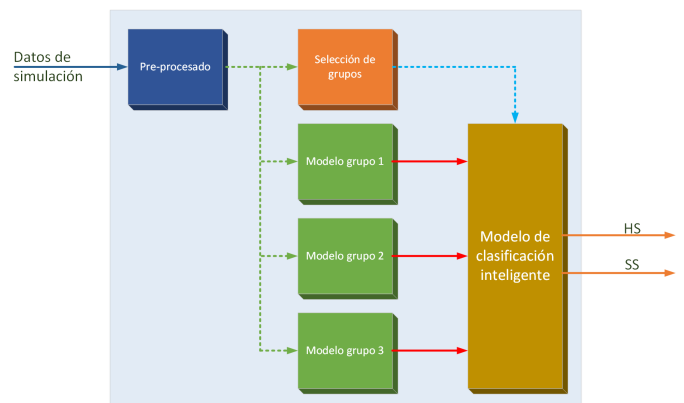


Figura 9: Modelo híbrido inteligente.

3.1. Conjunto de datos

El conjunto de datos se obtiene de la simulación con la herramienta LTSpice. El circuito se ha simulado en diferentes puntos de operación, donde la carga varía a una tensión de salida específica. Para tener datos consistentes, el circuito se mantiene sin cambios durante toda la recopilación de datos. En total, se han obtenido 80 resultados de simulación, una combinación de datos de HS y SS, 50 % de cada tipo con el objetivo de tener un conjunto de datos equilibrado.

En este circuito, se miden diferentes variables para obtener el conjunto de datos:

- **Tensión de entrada:** la tensión de entrada aplicada se mantiene constante a 200 V.
- **Tensión de salida:** la tensión de salida se controla para que sea 400 V y tenga un rizado máximo del 5 %.
- **Tensión del nudo de conmutación (nudo V_{sw} Figura 6):** es una señal cuadrada que varía de 0 a 400 V. La frecuencia de esta señal también es variable, entre 80 kHz y 2 MHz.
- **Corriente en la bobina:** tiene forma triangular. La corriente varía de acuerdo con la carga y la frecuencia de conmutación. En HS, como se muestra en la Figura 10, el rizado se mantiene al 20 % de la corriente de entrada mientras que en SS, Figura 11, el rizado es aproximadamente 2 veces la corriente de entrada, para garantizar que la corriente caiga a 0 A.
- **Corriente de salida:** depende de la carga, que es un parámetro que varía para cada una de las simulaciones.

La Figura 10 muestra un gráfico con 4 de las 5 variables importadas, donde el convertidor opera en modo HS: la tensión en el nudo de conmutación en azul, la corriente en la bobina en rojo y la tensión de salida en la carga en verde; así como las pérdidas en uno de los transistores en azul celeste. De manera similar, la Figura 11 muestra las mismas variables cuando el convertidor está funcionando en modo SS. Como se puede ver, la corriente cae hasta 0A en el modo SS mientras que en HS el rizado se mantiene pequeño.

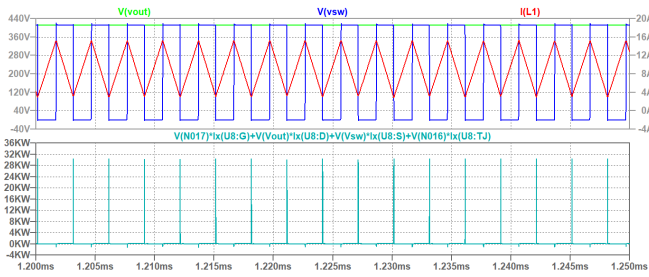


Figura 10: Resultados de la simulación en modo HS.

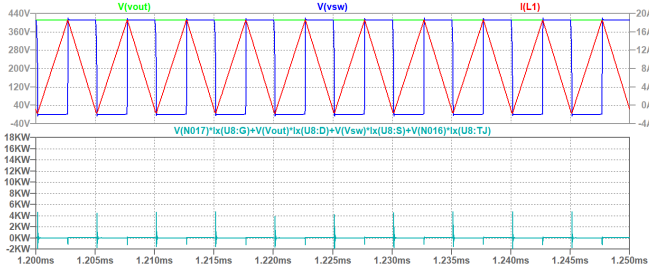


Figura 11: Resultados de la simulación en modo SS.

Una vez se han obtenido los datos de la simulación, se ha realizado un análisis de todas ellas, pero se ha prestado especial atención a la tensión del nudo de conmutación, ya que refleja cómo se produce la transición.

A partir de estas variables simuladas se han calculado nuevas variables, creando el conjunto de datos final para construir el modelo.

Los datos iniciales de la tensión de conmutación (V_{sw}) se utilizan como base. Se calcula la primera y segunda derivada de dicha señal. De esta forma, se eliminan los estados de encendido y apagado, ya que su derivada es 0, mientras que la información de las transiciones permanece.

Además, los flancos ascendente y descendente de V_{sw} se analizan por separado. Para ello, suponemos que el flanco de subida comienza en el 5% de la tensión de salida y termina en el 95% de dicha tensión; de forma similar se calcula el flanco de bajada. Estas transiciones se analizan cuidadosamente, ya que proporcionan información de cómo sucede la conmutación. Como se muestra en la Figura 12, las transiciones proporcionan información de los tiempos de subida y bajada (t_r y t_f , respectivamente), que son diferentes en HS y SS, proporcionando información sobre el modo de funcionamiento. A estos datos, también se les ha calculado la primera y segunda derivada.

A partir de los datos de los flancos de subida y bajada, se ha calculado la integral, obteniendo el área bajo la señal (ar y af), un indicador perfecto de las transiciones.

En total, se obtienen 8 señales derivadas de V_{sw} para cada una de las simulaciones: los datos iniciales (señal roja en la Figura 12), la primera y la segunda derivadas de los datos iniciales, los datos del flanco de subida/bajada (señal azul punteada en la Figura 12), la primera y segunda derivadas de esta última señal, la integral del flanco de subida (área ar en 12) y la integral del flanco de bajada (área af en 12).

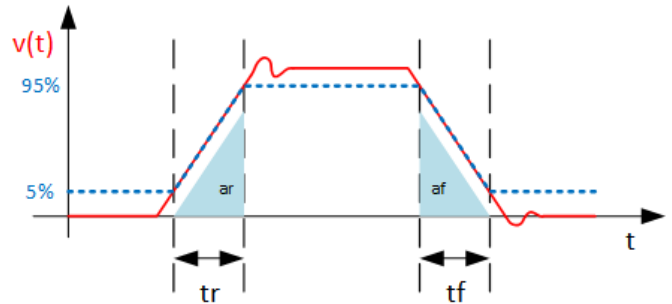


Figura 12: Flanco de subida y bajada de la tensión en el nudo de conmutación, en azul, y la señal original en rojo.

Para que los datos sean más significativos y más fáciles de analizar, se han calculado los siguientes parámetros para cada una de las 8 variables: promedio, desviación estándar, varianza, covarianza, RMS y distorsión armónica total (THD). Dando como resultado una matriz de 8x6 para cada una de las 80 simulaciones.

Las variables utilizadas en el conjunto de datos se resumen en la Tabla 1.

Tabla 1: Resumen de las variables del conjunto de datos.

Señales	Parámetros aplicados a cada señal
Datos originales	Promedio Desviación estándar
Primera derivada de los datos originales	
Segunda derivada de los datos originales	Varianza Covarianza
Datos del flanco de subida/bajada	
Primera derivada de los datos del flanco de subida/bajada	RMS THD
Segunda derivada de los datos del flanco de subida/bajada	
Integral del flanco de subida	
Integral del flanco de bajada	

3.2. Métodos

Los algoritmos de clasificación utilizados en esta investigación son el perceptrón multicapa (MLP), la máquina de vectores soporte (SVM), el análisis de discriminación lineal (LDA) y el clasificador de conjuntos (*ensemble*). Estos métodos se describen a continuación.

3.2.1. Agrupación de datos. El algoritmo K-Means.

El algoritmo K-Means es una técnica comúnmente utilizada para crear grupos en conjuntos de datos. Este algoritmo forma grupos de acuerdo con la similitud de las muestras Qin and Suganthan (2005); Kaski et al. (2005). Las muestras no etiquetadas x se comparan con el resto de las muestras y forman los grupos en función de la distancia entre cada muestra y los centroides. Los grupos se definen por sus centroides, que se eligen como el centro geométrico del grupo.

3.2.2. Perceptrón multicapa (MLP)

Un perceptrón es una red neuronal artificial que tiene solo una capa oculta de neuronas. Cuando se usa la misma estructura, pero con múltiples capas ocultas, se refiere a ella como perceptrón multicapa. La estructura es la siguiente: una capa de entrada, que forma la entrada al algoritmo, después una o más capas ocultas que cada una tiene neuronas con una función de activación concreta, y una capa de salida, cuyo número de neuronas depende de las salidas deseadas. Todas estas capas están conectadas entre sí por conexiones ponderadas. Estos pesos se ajustan con el objetivo de disminuir el error de la salida Tahiliani et al. (2019).

3.2.3. Análisis de discriminación lineal (LDA)

Otro método utilizado para la clasificación es el análisis de discriminación lineal (LDA). Este método se basa en una reducción de dimensión, proyectando los datos desde un espacio de alta dimensionalidad a un espacio de baja dimensión, donde se realiza la separación de las clases. Este método usa un vector de peso W , que proyecta el conjunto dado por el vector de datos E de tal manera que maximiza la separación de clases de los datos pero minimiza la separación de los datos intraclase Thapngam et al. (2012). La proyección se realiza de acuerdo con la ecuación (8). La separación es buena cuando las proyecciones de la clase implican exponer una gran distancia a lo largo de la dirección del vector W .

$$P_i = W^T E_i \quad (8)$$

El LDA proporciona a cada muestra su proyección y la etiqueta de clase. El análisis proporciona dos resultados, primero una decisión gradual que posteriormente se convierte en una decisión binaria. Este método maximiza la relación entre la varianza entre clases y la varianza dentro de la clase, encontrando la mejor separación de las clases. El rendimiento del método aumenta con la distancia entre las muestras Marchesan et al. (2016).

3.2.4. Máquina de vectores de soporte (SVM)

Un método comúnmente utilizado en la clasificación es la máquina de vectores de soporte (SVM), que es un algoritmo supervisado de aprendizaje automático Liu et al. (2020). El algoritmo intenta encontrar dos hiperplanos paralelos que maximicen la distancia mínima entre dos clases dentro de las muestras Liu et al. (2020). Por lo tanto, los vectores se definen como instancias de entrenamiento presentadas cerca del hiperplano y la proyección del conjunto de datos se realiza en un espacio de características de alta dimensionalidad utilizando un operador de núcleo.

3.2.5. Clasificador de conjuntos (ensemble)

El término clasificador de conjunto (*ensemble*) se utiliza para definir múltiples métodos de clasificación que se utilizan en combinación con el objetivo de mejorar el rendimiento de los clasificadores individuales Agrawal et al. (2019). Se utilizan comúnmente para tareas de clasificación. El conjunto realiza un proceso de regularización con el fin de aumentar el rendimiento predictivo Uysal and Güvenir (1999).

3.3. Medición del rendimiento de clasificación

Una vez que se crea un modelo para cada uno de los métodos anteriores, los modelos se validan. Los resultados de los modelos se comparan con los datos que se han clasificado correctamente y esta comparación se resume en una matriz de confusión.

La matriz de confusión es un método comúnmente utilizado para evaluar la calidad de un clasificador. En esta matriz, las clases sirven como etiquetas para las filas y columnas de una matriz cuadrada.

La entrada a esta matriz son los valores verdaderos y los valores predichos, donde los valores verdaderos componen las columnas mientras que los predichos las filas Düntsch and Gediga (2020).

Por lo general, las entradas de la matriz son dos clases de decisión, positivas (P) y negativas (N), y las entradas de la tabla se denominan verdaderos positivos (VP), falsos positivos (FP), verdaderos negativos (VN) o falsos negativos (FN) Düntsch and Gediga (2020).

Una vez creada la matriz de confusión, existen 5 indicadores que se utilizan para analizar la precisión de los modelos y comparar los resultados entre ellos. Estos indicadores son los siguientes: sensibilidad, especificidad, valor de predicción positivo, valor de predicción negativo y precisión Düntsch and Gediga (2020).

3.4. Descripción de experimentos

En primer lugar, se ha probado el modelo sin grupos, para luego ver la comparación con el modelo híbrido.

A partir del conjunto de datos inicial, los datos se dividen en dos subconjuntos, uno utilizado para entrenar los diferentes modelos y otro conjunto utilizado para validar el modelo. En este caso, los datos se dividen en 75-25 %, donde el 75 % de los datos se utiliza para entrenar el modelo y el resto se utiliza para validarlo. La división del conjunto de datos se realiza de forma aleatoria.

Una vez que los datos se agrupan en dos conjuntos, se entrenan los diferentes modelos:

- MLP: el algoritmo elegido es la retropropagación de Levenberg-Marquardt. Este algoritmo ha sido entrenado variando el un número de neuronas de 1 a 10 en la capa oculta.
- LDA: el tipo discriminante es el LDA regularizado, en el que todas las clases tienen la misma matriz de covarianza.
- SVM: ha sido entrenado usando la función de *kernel* lineal, comúnmente usada para el aprendizaje de dos clases.
- Ensemble: el método de conjunto utilizado es una regresión logística adaptativa que se utiliza para la clasificación binaria. El número de ciclos del conjunto varía de 10 a 100 en pasos de 10. La función utilizada es el árbol de decisiones.

Posteriormente, los datos de validación se utilizan para verificar si los modelos se han entrenado correctamente.

Una vez obtenidos los resultados sin grupos, se han creado diferentes agrupamientos para crear un modelo híbrido. El número de grupos se ha variado de 2 a 10. El método utilizado ha sido K-Means, como se explicó en la sección anterior 3.2. Después, a cada grupo obtenido con K-Means, se han aplicado los modelos de clasificación anteriores y también se ha hecho la validación del modelo de la misma manera.

4. Propuesta planteada

La principal contribución de esta investigación es la definición e implementación del modelo híbrido en el regulador del convertidor como se muestra en la Figura 13. Ésta Figura muestra un flujograma empleado en el control de convertidor para alcanzar el modo de operación SS.

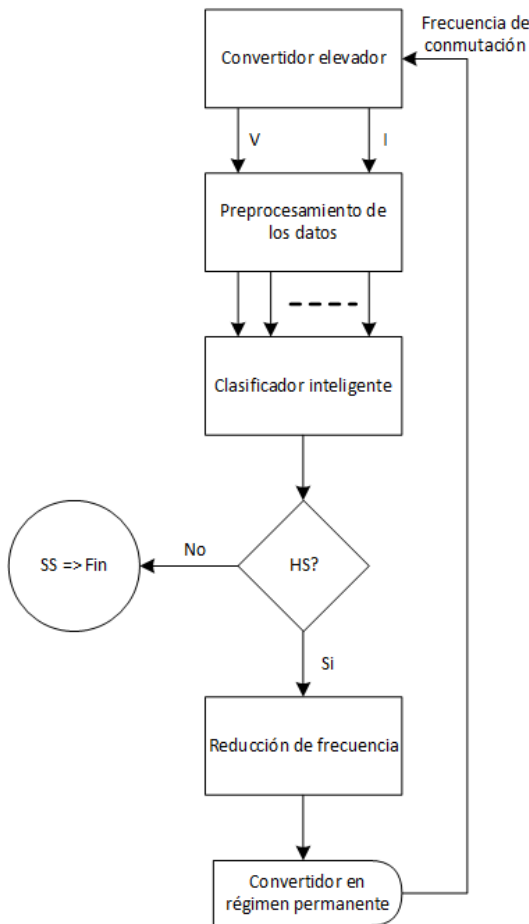


Figura 13: Flujograma para el control en modo *Soft-switching*.

Este flujograma representa una estrategia de control del convertidor elevador para operar en condiciones de SS. Primero, se miden las variables utilizadas para el clasificador inteligente. Estas variables se describen en la sección 3.1, como la tensión en el nudo de conmutación, la corriente, etc. Después, el sistema clasifica y determina en qué modo de funcionamiento está el convertidor. Si el convertidor está en HS, la frecuencia cambia y espera hasta que se alcance de nuevo un estado estable. Si el convertidor ya está en modo SS, el flujograma indica que la configuración del convertidor es la correcta y no afecta a la frecuencia de conmutación.

Al disminuir la frecuencia de conmutación, el rizado en la corriente aumenta, ya que se permite que la energía almacenada en la bobina disminuya hasta 0A. En este instante, cuando la corriente es 0A, el convertidor empezaría a operar en modo ZCS y al continuar disminuyendo la frecuencia, se permite que la dirección de la corriente cambie (negativa) y recargue la capacitancia parásita de los transistores (C_{oss}).

Los decrementos de frecuencia realizados por el controlador que se presenta en el flujograma son de 10 Hz. De esta manera, cada vez que la secuencia se repite, se disminuye la frecuencia en 10 Hz hasta que el sistema detecta que el convertidor está en modo SS.

Este sistema de control inteligente puede interactuar incluso si hay cambios en la carga o cualquier condición externa del convertidor, ya que el sistema está verificando el modo de funcionamiento de forma continua.

En la Figura 14 se representa el esquema de la implementación real del modelo de control en el convertidor elevador. Como se puede apreciar detector de SS controla la frecuencia de conmutación del convertidor influyendo en el generador PWM. Las otras partes del control: el regulador de tensión y corriente, se mantienen como se explicó anteriormente.

El controlador de tensión y corriente se sitúan dentro del microcontrolador, ya que se desea una rápida respuesta ante cambios de carga. Por otra parte, el modelo de detección de SS se realiza actualmente con un osciloscopio para la medida de la tensión en el nudo de conmutación. Esta medida es crítica para el modelo y muy exigente debido al tiempo de encendido de los transistores, que se encuentra en el rango de los nano-segundos.

La medida de la tensión en el nudo de conmutación realizada por el osciloscopio se envía al modelo implementado en MATLAB que, mediante la comunicación con el microcontrolador, es capaz de variar la frecuencia de conmutación del convertidor.

El retraso entre la medida de la tensión en el nudo de conmutación y la reacción del controlador sobre el sistema, provoca que el convertidor opere en modo HS durante unos ciclos. Esto provocará un aumento de la temperatura hasta que se establezca de nuevo el sistema. Este aumento de temperatura no resulta crítico para el convertidor, ya que rápidamente se restablece el modo SS, reduciendo de nuevo las pérdidas y disminuyendo la temperatura a valores normales.

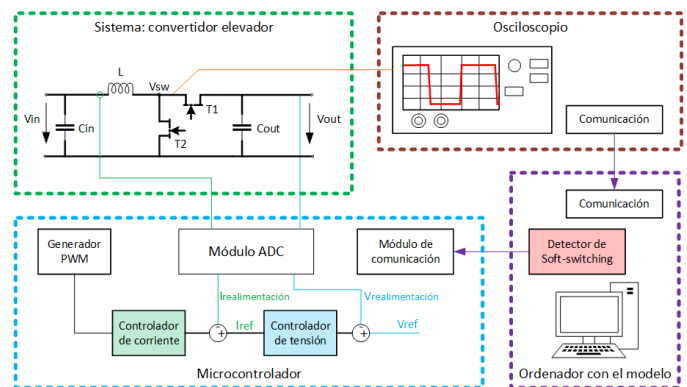


Figura 14: Esquema de la implementación del modelo en el control del convertidor elevador.

5. Resultados

En esta sección se mostrarán los resultados obtenidos en este trabajo.

Como resumen de los resultados obtenidos, la Tabla 2 muestra la precisión obtenida con cada configuración del modelo híbrido, permitiendo así la comparación entre ellos. A partir de un número de clusters superior a 4, el modelo alcanza el 100 % de clasificación en todos los casos.

Cuando el modelo se ejecuta sin grupos (modelo global, un único grupo), el MLP7 logra el mejor resultado con una precisión de 0,9706. Cuando el número de clústeres es dos, se ha alcanzado el 100 % de precisión y, en el peor de los casos, una precisión de 0,7895. Para obtener el 100 % como se mencionó, para un grupo se usa MLP1 mientras que para el otro grupo se usa MLP5.

La estructura de la Tabla 2 es la siguiente: primero una columna con un solo grupo. Luego, el número de grupo junto al número de grupos totales empleados en el modelo.

Son múltiples las técnicas empleadas, desde las tradicionales a las más incipientes, siendo la combinación de ellas en un modelo híbrido la que arroja los mejores resultados.

Cuando se prueba el convertidor sin el flujograma de control del modo SS presentado, los resultados obtenidos ante un cambio de carga son los que se muestran en la Figura 15: el convertidor comienza a operar en modo SS, configurado por el usuario y cuando se produce el cambio en la carga, el convertidor pierde este modo de funcionamiento. En esta Figura, se muestra la tensión de salida (azul) así como la corriente por la bobina (verde). El convertidor opera en modo SS de 0,8ms a 1ms, después se aumenta la carga y el regulador sigue el valor de referencia pero el convertidor se aleja del modo SS, y una vez que se desconecta la carga y se vuelve a configurar la carga anterior, el convertidor vuelve a entrar en modo SS. Así mismo, en dicha Figura 15 se puede apreciar como en SS la corriente de rizado disminuye hasta los 0 A, mientras que en HS se mantiene un rizado menor y siempre positivo.

Por otro lado, en la Figura 16 se muestra el mismo convertidor operando con el flujograma de detección del modo SS que se ha explicado. El convertidor opera en modo SS con cualquier cambio de carga y recupera el estado estable de tensión rápidamente. En esta Figura se muestran las mismas variables que en la Figura previa, con el convertidor operando en modo SS de 0,8ms a 1ms, después la carga aumenta y, en comparación con la Figura anterior, el regulador sigue el valor de referencia y el convertidor aún opera en modo SS. Además, una vez que se desconecta esta carga y se vuelve a configurar la carga anterior, el convertidor continúa en modo SS.

Como se puede apreciar en las Figuras 15 y 16, el máximo de las pérdidas en el instante de conmutación cuando el convertidor está en SS es inferior a 1 kW. En cambio en la Figura 15, cuando el convertidor opera en HS, el pico máximo de pérdidas es de 30-32 kW, y en la Figura 16, es de 18 kW y se recupera rápido, disminuyendo las pérdidas hasta unos 5-6 kW pico.

Además, con el fin de determinar las pérdidas durante la conmutación, se ha procedido a realizar los cálculos comparando el modo HS con el SS.

Para ello, se ha definido que el rizado en modo HS es del 20% y en modo SS del 200% respecto al valor medio de la corriente en la bobina. Se considerará además una frecuencia de conmutación de 500kHz, una corriente en la bobina de 8A y que se ha empleado el transistor GS66516T GaN-Systems (2018); resultando el cálculo de las pérdidas en lo siguiente:

Modo HS:

$$P_{Coss} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot f_{sw} \cdot V^2 = 0,5 \cdot 335 pF \cdot 500 kHz \cdot 400V^2 = 13,4W \tag{9}$$

$$P_{VI} = \frac{1}{2} V \cdot I_{avg} \cdot t_r \cdot f_{sw} = 0,5 \cdot 400V \cdot 8A \cdot 12,4ns \cdot 500kHz = 9,92W \tag{10}$$

$$P_{sw} = P_{Coss} + P_{VI} = 13,4 + 9,92 = 23,32W \tag{11}$$

Modo SS:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot f_{sw} \cdot V^2 = 0,5 \cdot 335 pF \cdot 500kHz \cdot 4V^2 = 1,34mW \tag{12}$$

$$P_{VI} = \frac{1}{2} V \cdot I_{avg} \cdot t_r \cdot f_{sw} = 0,5 \cdot 4V \cdot (-1A) \cdot 12,4ns \cdot 500kHz = 12,4mW \tag{13}$$

$$P_{sw} = P_{Coss} + P_{VI} = 1,34mW + 12,4mW = 13,74mW \tag{14}$$

Como se puede apreciar, la reducción de pérdidas de conmutación es de 23,32W en modo HS comparado con 13,74mW en modo SS, en este caso.

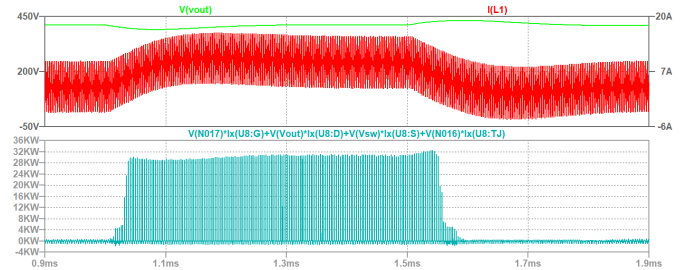


Figura 15: Resultados sin usar el flujograma presentado.

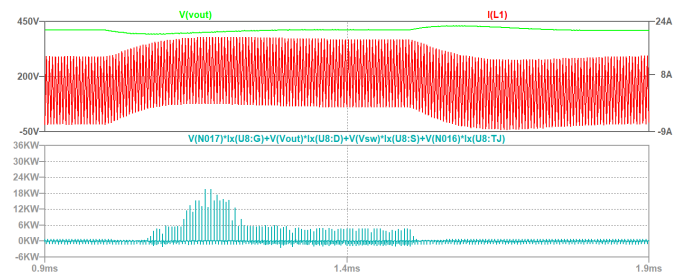


Figura 16: Resultados usando el flujograma: convertidor en modo SS.

Como se muestra en la Figura 17, el convertidor ha sido implementado y la Figura 18 muestra los resultados obtenidos: el convertidor operando en modo SS. La corriente es representada en verde mientras que la tensión en el nudo de conmutación se representa en amarillo. En este caso, el convertidor opera con un voltaje de salida de 200V, una carga de 10A y una frecuencia de conmutación de 1MHz.

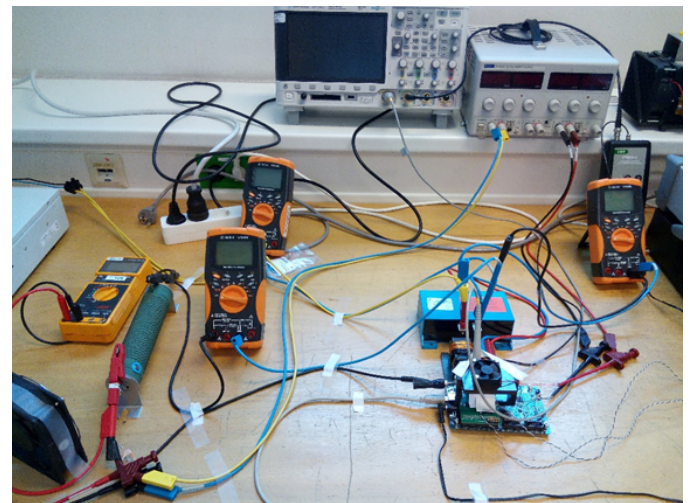


Figura 17: Implementación real del convertidor.

Tabla 2: Precisión obtenida por cada uno de los modelos y configuraciones.

Clusters	1 cluster	2 clusters		3 clusters			4 clusters			
	# of cluster	1 of 2	2 of 2	1 of 3	2 of 3	3 of 3	1 of 4	2 of 4	3 of 4	4 of 4
MLP1	0.81538	1	0.94737	0.89474	1	1	1	1	1	1
MLP2	0.73529	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
MLP3	0.62264	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
MLP4	0.55882	0.94737	0.94737	0.89474	1	1	1	1	1	1
MLP5	0.79412	0.88889	1	1	1	1	1	1	1	1
MLP6	0.60294	0.94737	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
MLP7	0.97059	0.94737	0.94737	0.89474	1	1	1	1	1	1
MLP8	0.73529	0.94737	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
MLP9	0.86765	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
MLP10	0.52941	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
SVM	0.77941	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
LDA	0.60294	1	0.94737	1	1	1	1	1	1	1
Ensemble10	0.51471	0.94737	0.78947	1	1	1	0.8	1	1	1
Ensem.20-100	0.51471	1	0.78947	1	1	1	0.8	1	1	1

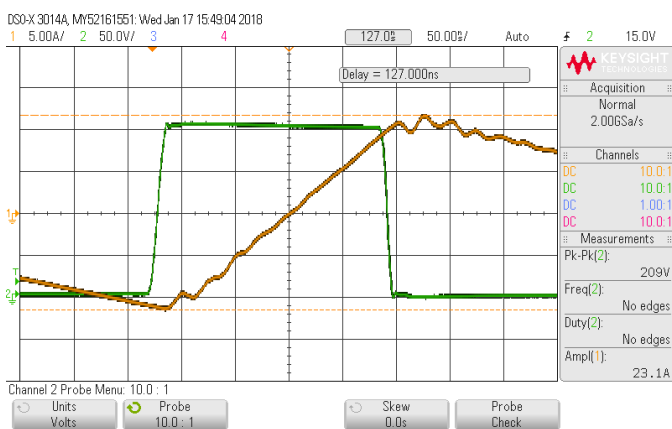


Figura 18: Tensión (verde) y corriente (amarillo) en modo SS.

6. Conclusiones y trabajos futuros

Este documento propone un método novedoso para detectar el modo HS o SS de funcionamiento de un convertidor elevador y para controlar que dicho convertidor funcione siempre en modo SS.

El método se basa en un modelo híbrido inteligente basado en técnicas de clasificación para predecir el modo de operación. En este trabajo, los datos para la creación del modelo se obtienen mediante simulación, obteniendo las variables significativas para la detección. Estos datos se utilizan para diferenciar entre los modos HS y SS. Las entradas del modelo son datos de simulación, que se dividen en 5 variables principales: tensión de entrada, tensión de salida, tensión del nudo de conmutación, corriente de salida y corriente en la bobina. Finalmente, el modelo se utiliza en la aplicación para verificar cómo funciona el convertidor con diferentes cargas y cambios en éstas.

En general, la mayoría de los modelos pueden predecir los modos de operación cuando se utiliza un modelo híbrido con 2 o más grupos. Al tener un solo grupo de datos, el mejor rendimiento del modelo es del 0,9706. Por otro lado, cuando se utiliza un modelo híbrido con 2 clústeres o más, la mayoría de los métodos predicen la clasificación a la perfección.

El uso del modelo híbrido en este trabajo es una herramienta muy útil para la detección de los modos de operación en con-

vertidores de potencia y, por tanto, ayuda al diseño y al aumento de la eficiencia.

La implementación de la estrategia de control presentada para la detección del modo SS, además, ayuda a asegurar que el convertidor opere con menores pérdidas de conmutación y que se incremente la eficiencia del mismo.

Los trabajos futuros estarán orientados a disminuir el coste computacional del modelo mediante reducción dimensional y posterior desarrollo del circuito propuesto con el objetivo de aplicar este método con datos reales. Además, se pretende aplicar la técnica presentada en otro tipo de convertidores de potencia más complejos. Y se harán más pruebas con el fin de generalizar el método para su aplicación en otros convertidores de potencia.

Agradecimientos

El CITIC, como Centro de Investigación del Sistema Universitario de Galicia, está financiado por la Consellería de Educación, Universidade e Formación Profesional de la Xunta de Galicia a través del Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER) y la Secretaría Xeral de Universidades (Ref.ED431G 2019 / 01).

Referencias

- Agrawal, U., Soria, D., Wagner, C., Garibaldi, J., Ellis, I.O., Bartlett, J.M., Cameron, D., Rakha, E.A., Green, A.R., 2019. Combining clustering and classification ensembles: A novel pipeline to identify breast cancer profiles. *Artificial Intelligence in Medicine* 97, 27 – 37. doi:https://doi.org/10.1016/j.artmed.2019.05.002.
- Al-bayati, A.M.S., Alharbi, S.S., Alharbi, S.S., Matin, M., 2017. A comparative design and performance study of a non-isolated dc-dc buck converter based on si-mosfet/si-diode, sic-jfet/sic-schottky diode, and gan-transistor/sic-schottky diode power devices, in: 2017 North American Power Symposium (NAPS), pp. 1–6. doi:10.1109/NAPS.2017.8107192.
- Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, M.R., Alavi, S.M.H., 2011. Using llc resonant converter for designing wide-range voltage source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58, 1746–1756. doi:10.1109/TIE.2010.2052537.
- Dütsch, I., Gediga, G., 2020. Indices for rough set approximation and the application to confusion matrices. *International Journal of Approximate Reasoning* 118, 155 – 172. doi:https://doi.org/10.1016/j.ijar.2019.12.008.

- Eraydin, H., Bakan, A.F., 2020. Efficiency comparison of asynchronous and synchronous buck converter, in: 2020 6th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), pp. 30–33. doi:10.1109/EPECS48981.2020.9304966.
- Fernandez-Serantes, L.A., Berger, H., Stocksreiter, W., Weis, G., 2016. Ultra-high frequent switching with gan-hemts using the coss-capacitances as non-dissipative snubbers, in: PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, pp. 1–8.
- GaN-Systems, 2018. GS66516T Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor. GaN Systems Inc. Rev 180422.
- Gueguen, P., 2015. How power electronics will reshape to meet the 21st century challenges?, in: 2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD), pp. 17–20. doi:10.1109/ISPSD.2015.7123378.
- Guillod, T., Papamanolis, P., W. Kolar, J., 2020. Artificial neural network (ann) based fast and accurate inductor modeling and design. IEEE Open Journal of Power Electronics 1, 284–299. doi:10.1109/OJPEL.2020.3012777.
- Huang, G.C., Liang, T.J., Chen, K.H., 2012. Losses analysis and low standby losses quasi-resonant flyback converter design, in: 2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 217–220. doi:10.1109/ISCAS.2012.6271718.
- Kaski, S., Sinkkonen, J., Klami, A., 2005. Discriminative clustering. Neurocomputing 69, 18–41.
- Li, Y., Ruan, X., Zhang, L., Dai, J., Jin, Q., 2019. Optimized parameters design and adaptive duty-cycle adjustment for class e dc–dc converter with on-off control. IEEE Transactions on Power Electronics 34, 7728–7744. doi:10.1109/TPEL.2018.2881170.
- Liu, M.Z., Shao, Y.H., Li, C.N., Chen, W.J., 2020. Smooth pinball loss nonparallel support vector machine for robust classification. Applied Soft Computing, 106840doi:https://doi.org/10.1016/j.asoc.2020.106840.
- Marchesan, G., Muraro, M., Cardoso, G., Mariotto, L., da Silva, C., 2016. Method for distributed generation anti-islanding protection based on singular value decomposition and linear discrimination analysis. Electric Power Systems Research 130, 124 – 131. doi:https://doi.org/10.1016/j.epsr.2015.08.025.
- Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., 2003. Power electronics: converters, applications, and design. John Wiley & sons.
- Neumayr, D., Bortis, D., Kolar, J.W., 2020. The essence of the little box challenge-part a: Key design challenges solutions. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications 5, 158–179. doi:10.24295/CPSSSTPEA.2020.00014.
- Qin, A.K., Suganthan, P.N., 2005. Enhanced neural gas network for prototype-based clustering. Pattern recognition 38, 1275–1288.
- Tahiliani, S., Sreeni, S., Moorthy, C.B., 2019. A multilayer perceptron approach to track maximum power in wind power generation systems, in: TENCON 2019 - 2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON), pp. 587–591. doi:10.1109/TENCON.2019.8929414.
- Tao Liu, Wenjun Zhang, Zhiping Yu, 2005. Modeling of spiral inductors using artificial neural network, in: Proceedings. 2005 IEEE International Joint Conference on Neural Networks, 2005., pp. 2353–2358 vol. 4. doi:10.1109/IJCNN.2005.1556269.
- Thapngam, T., Yu, S., Zhou, W., 2012. Ddos discrimination by linear discriminant analysis (lda), in: 2012 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC), IEEE. pp. 532–536.
- Tulbure, A., Kadar, M., 2017. Power electronics methods to improve energy efficiency in the public transportation system, in: 2017 International Conference on Engineering, Technology and Innovation (ICE/ITMC), pp. 1277–1281. doi:10.1109/ICE.2017.8280027.
- Uysal, I., Güvenir, H.A., 1999. An overview of regression techniques for knowledge discovery. The Knowledge Engineering Review 14, 319–340.
- Wang, Z., Lou, Z., Chen, H., 2007. A novel dual-lc resonant soft switching converter for super high frequency induction heating power supplies, in: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 2561–2566. doi:10.1109/PESC.2007.4342418.
- Wei, C., Zhang, Z., Qiao, W., Qu, L., 2015. Reinforcement-learning-based intelligent maximum power point tracking control for wind energy conversion systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics 62, 6360–6370.
- Whitaker, B., Barkley, A., Cole, Z., Passmore, B., McNutt, T., Lostetter, A.B., 2013. High-frequency ac-dc conversion with a silicon carbide power module to achieve high-efficiency and greatly improved power density, in: 2013 4th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 1–5. doi:10.1109/PEDG.2013.6785611.
- Zhan, X., Wang, W., Chung, H., 2018. A neural-network-based color control method for multi-color led systems. IEEE Transactions on Power Electronics 34, 7900–7913.
- Zhao, S., Blaabjerg, F., Wang, H., 2021. An overview of artificial intelligence applications for power electronics. IEEE Transactions on Power Electronics 36, 4633–4658. doi:10.1109/TPEL.2020.3024914.