

Generador de pulsos bipolares de alta tensión basado en el Convertidor Modular Multinivel para aplicaciones de Campos Eléctricos Pulsantes

Fernando Dávalos Hernández¹, Omar F. Ruiz-Martínez¹ y Julieta Domínguez-Soberanes¹

¹Universidad Panamericana. Facultad de Ingeniería. Jose María Escrivá de Balaguer 101, Villas Bonaterra, Aguascalientes, 20296, México, fdavalos@up.edu.mx, ofruizm@up.edu.mx, jdominguez@up.edu.mx.

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y la validación por simulación de un generador de pulsos bipolares de alta tensión basado en un Convertidor Modular Multinivel (MMC) para aplicaciones de Procesamiento por Campos Eléctricos Pulsantes (PEF). La arquitectura emplea cinco submódulos por brazo con transistores comerciales de 1200 V, permitiendo generar pulsos cuadrados de hasta ± 5 kV con una frecuencia de repetición de 200 Hz y anchos de pulso activos entre 2 μ s y 10 μ s, aplicados a una carga resistiva variable representativa del comportamiento eléctrico del elemento tratado. El dimensionamiento del capacitor de cada submódulo (100 nF) se realizó considerando criterios energéticos y de estabilidad dinámica, incluyendo el análisis de la resonancia LC con un inductor de salida de 100 nH. Las simulaciones en PLECS (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation) demostraron la generación estable de pulsos de 10 kV pico a pico bajo variaciones dinámicas de carga con ruido blanco superpuesto. Asimismo, se validó mediante simulación que la estrategia de inserción con retardo aleatorio mantiene el balance de tensión entre submódulos dentro de $\pm 10\%$. Como trabajo futuro se contempla la implementación experimental del prototipo y el desarrollo integral de un sistema PEF.

Palabras clave— campos eléctricos pulsantes, convertidor modular multinivel, pulso bipolar, PLECS.

Modular Multilevel Converter–Based High-Voltage Bipolar Pulse Generator for Pulsed Electric Field Applications

Abstract

This paper presents the design and simulation-based validation of a high-voltage bipolar pulse generator based on a Modular Multilevel Converter (MMC) for Pulsed Electric Field (PEF) applications. The proposed architecture employs five submodules per arm using 1200 V commercial transistors, enabling the generation of square bipolar pulses up to ± 5 kV with a repetition frequency of 200 Hz and pulse widths ranging from 2 μ s to 10 μ s, applied to a variable resistive load representative of the electrical behavior of the treated element. The submodule capacitor (100 nF) was sized considering both energy and dynamic stability criteria, including LC resonance analysis with a 100 nH output inductor. PLECS simulations demonstrated stable generation of 10 kV peak-to-peak pulses under dynamic load variations with superimposed white noise. Additionally, the open-loop random delay insertion strategy successfully maintained submodule voltage balance within $\pm 10\%$. Future work includes the experimental implementation of the prototype and the development of a fully integrated PEF system.

Keywords— bipolar pulse, Modular Multilevel Converter, PLECS, Pulsed Electric Fields.

I. INTRODUCCIÓN

El Procesamiento por Campos Eléctricos Pulsantes (PEF) constituye una de las tecnologías emergentes de procesamiento no térmico más estudiadas para la conservación de alimentos líquidos. Entre sus aplicaciones se encuentran jugos, bebidas, productos vegetales y leche, donde se busca reducir la carga microbiana preservando en mayor medida las propiedades sensoriales y nutricionales del producto. Debido a su relevancia industrial y a la disponibilidad de información sobre sus propiedades eléctricas, la leche se selecciona en este trabajo como caso de estudio para el diseño y validación mediante simulación del convertidor propuesto.

La leche es un alimento de alto valor nutricional que contiene proteínas, lípidos, carbohidratos, vitaminas y minerales esenciales; sin embargo, su composición la convierte también

en un medio altamente susceptible al crecimiento microbiano. Tradicionalmente, la inocuidad de la leche se garantiza mediante tratamientos térmicos como la pasteurización y el tratamiento UHT (Ultra High Temperature). Aunque estos métodos son efectivos para la inactivación de patógenos, pueden provocar cambios en el perfil sensorial, desnaturalización de proteínas del suero y alteraciones en propiedades funcionales del producto [1], [2]. En respuesta a estas limitaciones, han surgido tecnologías no térmicas orientadas a preservar la calidad nutricional y sensorial sin comprometer la seguridad microbiológica.

Entre estas tecnologías destaca el Procesamiento por Campos Eléctricos Pulsantes (PEF), el cual consiste en la aplicación de pulsos eléctricos de alta intensidad y corta duración, típicamente en el rango de microsegundos, con intensidades de campo del orden de 10–50 kV/cm [3], [4]. Estos pulsos inducen

Recibido: 21 de febrero de 2026

Aceptado: 20 de julio de 2026

Publicado: 31 de julio de 2026

fenómenos de electroporación en las membranas celulares, aumentando su permeabilidad y provocando la inactivación microbiana sin incrementar significativamente la temperatura del alimento [5]. Diversos estudios han demostrado la viabilidad del PEF en leche y otros productos líquidos, evidenciando mejoras en la retención de propiedades sensoriales y nutricionales respecto a procesos térmicos convencionales [3], [6].

Desde el punto de vista eléctrico, la implementación del PEF requiere generadores capaces de producir pulsos de alta tensión con control preciso de amplitud, ancho y frecuencia de repetición. Las formas de onda cuadradas bipolares son particularmente atractivas debido a su uniformidad durante el pulso y a la reducción de fenómenos de polarización en los electrodos del sistema de tratamiento [7], [8]. Sin embargo, la generación de pulsos de varios kilovoltios representa un desafío significativo en términos de aislamiento, esfuerzo eléctrico y complejidad del sistema.

En la literatura se han reportado diversas topologías para la generación de pulsos de alta tensión, incluyendo estructuras tipo Marx, arreglos Blumlein, convertidores DC-DC elevadores y configuraciones con transformadores de alta frecuencia [9], [10]. Si bien estas soluciones permiten alcanzar niveles elevados de tensión, comúnmente dependen de fuentes de corriente directa (DC, Direct Current) de muy alto voltaje o dispositivos semiconductores especializados, lo que incrementa el costo y la complejidad del sistema.

Por otro lado, los convertidores multinivel han demostrado ser una alternativa eficiente en aplicaciones de media y alta tensión, particularmente en sistemas de transmisión en corriente directa de alta tensión (HVDC, High Voltage Direct Current) y generación de potencia [11]. En años recientes, la versatilidad de la arquitectura del Convertidor Modular Multinivel (MMC) ha propiciado la expansión de su campo de aplicación hacia sistemas de media tensión. Entre estos desarrollos destacan las estaciones de carga ultra-rápida para vehículos eléctricos [12], la infraestructura de transporte ferroviario en media tensión DC (MVDC) [13], así como el desarrollo de topologías híbridas avanzadas [14].

Con base en este dinamismo tecnológico, el presente trabajo propone adaptar dicha flexibilidad del MMC en un generador de pulsos bipolares de alta tensión, orientado a aplicaciones PEF en leche. A diferencia de los generadores tradicionales tipo Marx o Blumlein que dependen de descargas puras de capacitores o fuentes de extrema alta tensión, nuestra propuesta utiliza transistores comerciales de 1200 V combinados con una estrategia de retardo aleatorio en lazo abierto. Esta contribución minimiza la complejidad algorítmica y garantiza un balance pasivo ante dinámicas de carga, ofreciendo una solución técnicamente viable y económicamente accesible para aplicaciones agroindustriales, especialmente en entornos donde la escalabilidad y el control preciso del pulso son factores determinantes.

El resto del artículo se organiza de la siguiente manera. La

Sección II describe la topología propuesta, la estrategia de control y el dimensionamiento de los principales componentes. La Sección III presenta las condiciones de simulación y los resultados obtenidos para diferentes escenarios de operación. Finalmente, la Sección IV resume las principales conclusiones y plantea las líneas de trabajo futuro.

II. DESARROLLO DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

El convertidor propuesto se basa en una topología MMC configurada para la generación de pulsos bipolares de alta tensión, la Fig. 1 muestra el arreglo general del convertidor. Además de los submódulos de potencia, la Fig. 1 incluye las fuentes simétricas de ± 5 kV que alimentan el convertidor, el inductor de salida L_1 , encargado de limitar las variaciones rápidas de corriente, la carga resistiva que representa el medio tratado y los bloques lógicos de control (NOT y generadores de pulsos), responsables de generar las señales complementarias de disparo para cada submódulo y evitar la conducción simultánea de los interruptores de un mismo medio puente. La estructura emplea cinco submódulos (SM) por brazo en configuración de medio puente, conectados en serie, la Fig. 2 muestra el arreglo interno de los submódulos. Cada submódulo puede manejar tensiones de hasta 1000 V. Los submódulos están compuestos por dos interruptores semiconductores (Q1 y Q2) con tensión nominal de 1200 V y un capacitor de almacenamiento, lo que permite la inserción o el bypass del voltaje del capacitor en el brazo correspondiente.

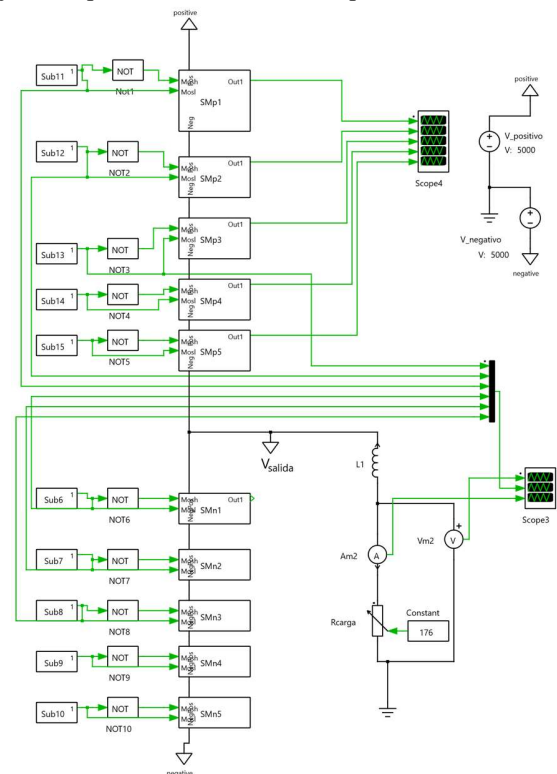


Fig. 1. Arreglo general del convertidor propuesto, basado en el convertidor modular multinivel.

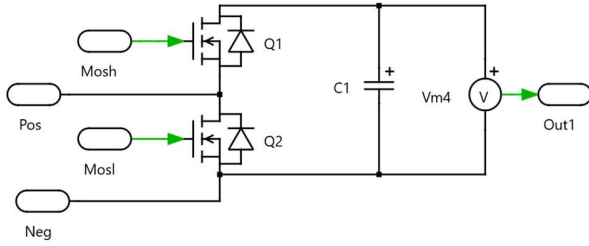


Fig. 2. Arreglo interno de cada submódulo.

A. Estructura del MMC

El principio de operación del MMC se basa en la suma controlada de los voltajes almacenados en los capacitores de los submódulos insertados. Para el brazo positivo, el voltaje de salida puede expresarse como:

$$V_p(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t) V_{Ci} \quad (1)$$

y para el brazo negativo:

$$V_n(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t) V_{Ci} \quad (2)$$

donde $N = 5$ es el número de submódulos por brazo, V_{Ci} corresponde al voltaje del capacitor del submódulo i , y $S_i(t) \in \{0,1\}$ representa el estado de inserción (1) o bypass (0).

El voltaje pulsado aplicado a la carga se define como:

$$V_{salida}(t) = V_p(t) - V_n(t) \quad (3)$$

En condición ideal de balance, todos los capacitores presentan el mismo voltaje promedio, lo que permite alcanzar tensiones de hasta ± 5 kV (10 kV pico a pico) mediante la inserción controlada de los cinco submódulos por brazo.

B. Estrategia de control

Para asegurar el balanceo de los voltajes de los capacitores en los submódulos, se incorporó una estrategia de inserción retardada con componente aleatoria. El retardo aplicado a cada submódulo se define como:

$$\tau_i = \alpha_i T \quad (4)$$

donde T es el período de conmutación y α_i es una variable aleatoria uniformemente distribuida dentro de un rango entre 0 y 0.05 del periodo de conmutación. Esta técnica permite distribuir el esfuerzo eléctrico y evitar acumulaciones de carga sin balancear entre los submódulos. La Fig. 3 muestra la inserción del tiempo aleatorio al generador del pulso de control del SM.

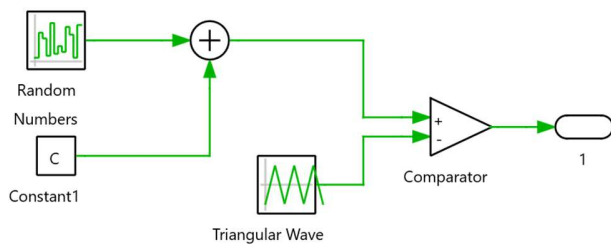


Fig. 3. Diagrama de bloques de la estrategia de inserción con retardo aleatorio en PLECS.

Cada submódulo opera como un medio puente, por lo que los interruptores superior e inferior reciben señales

complementarias generadas mediante compuertas lógicas NOT, tal como se muestra en la Fig. 1. De esta forma, cuando un interruptor es activado, el dispositivo complementario permanece deshabilitado, evitando conducción simultánea dentro del mismo submódulo. En la simulación se asumieron interruptores ideales, por lo que no fue necesario incorporar tiempos muertos adicionales. La implementación experimental sí contemplará dichos tiempos muertos dentro del circuito driver.

C. Dimensionamiento del capacitor del SM

Con base en las aplicaciones típicas de Procesamiento por Campos Eléctricos Pulsantes (PEF, por sus siglas en inglés), la frecuencia de repetición del pulso se fijó en 200 Hz, mientras que los anchos de pulso activos (duración del nivel de tensión aplicado a la carga) son ajustables entre $2 \mu s$ y $10 \mu s$. Estos valores no corresponden a tiempos muertos ni a tiempos de apagado de los interruptores. Para ello, la contribución principal de este trabajo se centra en el correcto dimensionamiento de los componentes del MMC para generar los pulsos cuadrados bipolares sin distorsión significativa en la amplitud. Durante el intervalo de conducción del pulso, el capacitor del submódulo entrega energía a la carga a través del inductor de salida, por lo que su valor debe ser suficiente para evitar una caída de tensión apreciable en dicho intervalo.

Durante el tiempo activo del pulso, el sistema puede aproximarse como una fuente escalón aplicada a una carga resistiva R_{carga} a través de un inductor de salida $L1$. La dinámica está gobernada por:

$$L1 \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_{salida} \quad (5)$$

Para un pulso corto ($t_p = 4 \mu s$) y considerando que:

$$\tau_{L1} = \frac{L}{R} \quad (6)$$

con $L1 = 100 \text{ nH}$ y $R_{carga} = 100 \Omega$:

$$\tau_{L1} = \frac{100 \times 10^{-9}}{100} = 1 \times 10^{-9} s = 1 \text{ ns} \quad (7)$$

dado que $t_p \gg \tau_L$, la corriente alcanza prácticamente su valor estacionario durante el pulso, por lo que podemos aproximar:

$$I \approx \frac{V_{salida}}{R_{carga}} \quad (8)$$

Para un pulso de ± 5 kV:

$$I \approx \frac{5000}{100} = 50 \text{ A} \quad (9)$$

Durante el pulso, el capacitor del submódulo se descarga suministrando corriente aproximadamente constante. La variación de tensión en un capacitor se define como:

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (10)$$

asumiendo corriente aproximadamente constante:

$$\Delta V = \frac{It}{C1} \quad (11)$$

despejando el valor mínimo requerido de capacitancia:

$$C1 = \frac{It_p}{\Delta V} \quad (12)$$

Si se desea limitar la caída de tensión a un 2% del voltaje del submódulo (por ejemplo, 20 V sobre 1000 V nominales por SM):

$$C = \frac{50 \times 4 \times 10^{-6}}{20} = 10 \mu F \quad (13)$$

Sin embargo, en el MMC propuesto, la energía es compartida entre cinco submódulos por brazo y el pulso completo no descarga totalmente un solo capacitor, sino que la corriente se distribuye dinámicamente según la estrategia de inserción. Además, la energía requerida por pulso es:

$$E_{pulso} = \frac{V_{salida}^2}{R_{carga}} t_p \quad (14)$$

$$E_{pulso} = \frac{(5000)^2}{100} (4 \times 10^{-6})$$

$$E_{pulso} = 1 J$$

la energía almacenada en cada capacitor de 100 nF a 1000 V es:

$$E_{C1} = \frac{1}{2} CV^2 \quad (15)$$

$$E_C = 0.5(100 \times 10^{-9})(1000)^2$$

$$E_C = 0.05 J$$

Dado que existen cinco submódulos por brazo, la energía total almacenada es del orden de 0.25 J. No obstante, el MMC propuesto no opera como un generador de descarga pura de capacitores. A diferencia de topologías tipo Marx o Blumlein, el convertidor está alimentado por un bus DC de alta tensión, por lo que la energía entregada a la carga durante el pulso no proviene exclusivamente de los capacitores.

En esta arquitectura, los capacitores funcionan principalmente como elementos de soporte de tensión, mientras que la potencia instantánea es suministrada dinámicamente por el bus DC. Por ello, el dimensionamiento del capacitor se basa en limitar la variación de tensión (ΔV) durante el pulso, más que en cubrir la energía total requerida.

Además, la baja frecuencia de repetición (200 Hz) garantiza un tiempo de recarga (5 ms) ampliamente superior a la duración del pulso (4 μ s), asegurando la recuperación completa de los capacitores entre ciclos. En consecuencia, un valor de 100 nF por submódulo resulta adecuado para mantener la estabilidad y la amplitud del pulso dentro de los límites aceptables.

Bajo estas condiciones, se seleccionó un valor de:

$$C1 = 100 nF$$

Este valor garantiza baja variación de tensión durante el pulso, un tiempo de recuperación adecuado entre pulsos, tamaño físico y costo razonables y además una compatibilidad con capacitores de película de 1–2 kV disponibles comercialmente.

Por esta razón, el dimensionamiento presentado se realiza inicialmente a nivel de submódulo, ya que éste constituye la unidad básica de diseño del MMC. Posteriormente, el análisis considera la interacción de los cinco submódulos mediante el cálculo de la capacitancia equivalente del brazo y el estudio

dinámico desarrollado en la Sección II-D, incorporando así el comportamiento conjunto de la estructura modular.

D. Análisis dinámico del frente del pulso

Adicionalmente al criterio energético, es necesario evaluar la interacción dinámica entre el capacitor equivalente del brazo del MMC y el inductor de salida L_1 , con el fin de evitar oscilaciones resonantes durante las transiciones de conmutación.

Cuando los cinco submódulos están insertados en serie, la capacitancia equivalente vista desde la salida está dada por:

$$C_{eq} = \frac{C_1}{N} \quad (16)$$

donde $N = 5$. Para $C_1 = 100$ nF, sustituyendo en (14):

$$C_{eq} = \frac{100 \text{ nF}}{5} = 20 \text{ nF}$$

La frecuencia natural del sistema RLC equivalente está dada por:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_{eq}}} \quad (17)$$

y en términos de frecuencia:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq}}} \quad (18)$$

Sustituyendo $L_1 = 100$ nH y $C_{eq} = 20$ nF en (16):

$$f_0 \approx 112 \text{ MHz}$$

lo que corresponde a un período natural de aproximadamente:

$$T_0 \approx 8.9 \text{ ns}$$

Este valor es tres órdenes de magnitud menor que el ancho de pulso de 4 μ s, por lo que cualquier fenómeno resonante ocurre en una escala temporal mucho menor que la duración del pulso.

El factor de amortiguamiento del sistema está dado por:

$$\zeta = \frac{R_{carga}}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_1}} \quad (19)$$

Sustituyendo los valores del sistema en (17):

$$\zeta \gg 1$$

lo que indica un sistema fuertemente sobreamortiguado. En consecuencia, no se esperan oscilaciones apreciables ni fenómenos de “ringing” en el frente del pulso, garantizando estabilidad dinámica y una forma de onda cuadrada limpia en la carga.

III. RESULTADOS DE SIMULACIONES

A. Condiciones de simulación

Las simulaciones se realizaron en el entorno PLECS 4.9.6 (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation), licencia patrocinada para fines académicos. Se modeló una carga resistiva variable entre 176 Ω y 100 Ω , seleccionada a partir de valores equivalentes reportados para cámaras de tratamiento PEF de leche bajo diferentes condiciones de conductividad eléctrica. El valor de 176 Ω representa la condición inicial de menor conductividad del medio, mientras que 100 Ω corresponde al escenario de mayor conductividad considerado

durante el tratamiento PEF. Este descenso dinámico en la resistencia equivalente se fundamenta en que, bajo la acción de campos eléctricos pulsantes, la conductividad eléctrica de la leche aumenta debido al incremento moderado de temperatura por efecto Joule y a la electroporación de las membranas grasas y celulares, lo cual libera iones hacia el medio líquido, un fenómeno ampliamente documentado en la literatura reciente [15]. Cabe señalar que la adopción de un modelo puramente resistivo constituye una aproximación funcional; en un escenario experimental integral, los electrodos de la cámara PEF presentarán un comportamiento capacitivo parásito que deberá ser considerado en el diseño de los filtros de salida. Este rango permite representar la disminución de la resistencia equivalente asociada al incremento de la conductividad del medio durante el proceso de tratamiento. Asimismo, se introdujeron variaciones dinámicas de impedancia para emular cambios en la conductividad del producto durante el proceso.

Este enfoque permitió evaluar la estabilidad del pulso, el balance de los capacitores y el esfuerzo eléctrico sobre los interruptores bajo condiciones cercanas a la operación real.

B. Componentes

Para la selección de componentes se analizaron aquellos aptos para la aplicación y generación de los pulsos de alto voltaje.

En la simulación, las señales de compuerta corresponden a pulsos lógicos ideales generados por los bloques de control de PLECS, por lo que no se modeló explícitamente el circuito driver ni el nivel de tensión de activación de los dispositivos. Esta consideración es adecuada debido a que el objetivo del trabajo es evaluar el comportamiento funcional de la topología propuesta y no el diseño del sistema de disparo.

Para la selección de transistores se utilizaron del tipo carburo de silicio (SiC, por sus siglas en inglés), de la marca Wolfspeed CREE por su confiabilidad y respuesta de conmutación en entornos de alta tensión.

Los capacitores de bypass fueron seleccionados con un gran margen de voltaje para futuras implementaciones del prototipo. Cabe destacar que para las simulaciones se tomaron los valores de tolerancia de la capacitancia provistos por el fabricante; esto se valida en la prueba que garantiza el balanceo incluso ante cambios de la capacitancia inicial.

El valor de la inductancia de salida se optó por extraer de los parámetros de un inductor de potencia de la marca Würth.

La Tabla 1 muestra los parámetros utilizados para la simulación en base a los modelos de cada componente.

TABLA I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Item	Modelo	Valor
Q1 y Q2	C3M0075120D	$V_{DS_{MAX}}=1.2$ kV y $r_{DS(ON)}=75$ m Ω
C1	940C20P1K-F	2kV DC, 100 nF $\pm 10\%$
L1	7443000910100	Würth 100 nH 125 $\mu\Omega$
F _{PWM}	NA	200 Hz
Ciclo de trabajo	NA	0.16 %
R _{carga}	NA	Regulable entre 176 y 100 Ω
V _{positivo} y V _{negativo}	NA	+5 kV y -5 kV

C. Generación de pulsos bipolares

Una vez establecidos los parámetros de simulación, se procedió a simular la generación de los pulsos bipolares con una carga fija de 100 Ω . En esta prueba se comprobaron los tiempos aleatorios de activación para cada SM de los brazos superior e inferior. Garantizando la generación del pulso bipolar de 8 μ S de duración. La Fig. 4 muestra los resultados de dicha simulación.

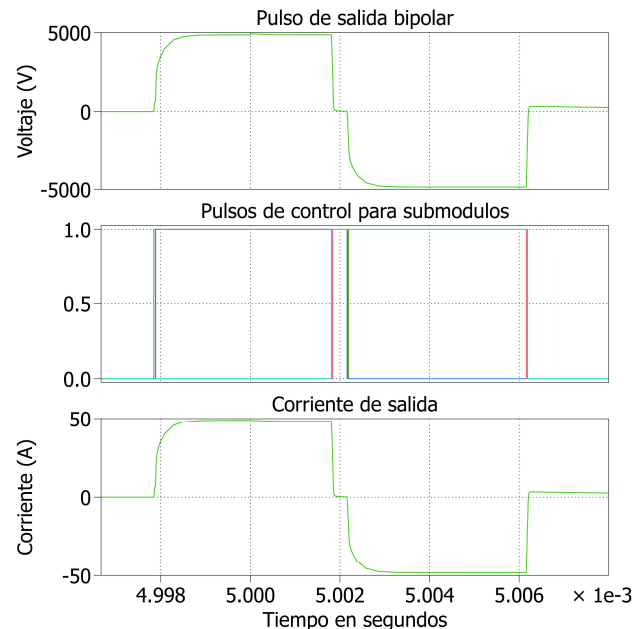


Fig. 4. Generación de pulso bipolar.

D. Balanceo de los submódulos

La siguiente prueba se centró en garantizar la capacidad de balancear el voltaje de los submódulos con la inserción de un tiempo aleatorio en el generador de pulsos de control para el SM. Para esta prueba se cambiaron intencionalmente los valores de capacitancia para el C1_{SMp1} y el C1_{SMp5}; utilizando un valor de 10% superior al nominal para el C1_{SMp1} y un valor del 10% inferior al nominal para el C1_{SMp5}.

Los resultados de la simulación para esta prueba se muestran en la Fig. 5. Se puede observar que los voltajes para cada SM permanecen dentro del rango de tensiones entre $\pm 10\%$ del voltaje nominal de 1 kV a lo largo de 240 segundos.

E. Cambio dinámico de R_{carga}

La Fig. 6 muestra la respuesta del convertidor ante un cambio dinámico en la resistencia de carga, empleando una carga resistiva variable entre 176 Ω y 100 Ω para representar cambios en la conductividad eléctrica del medio durante el tratamiento PEF, con la superposición de ruido blanco con una desviación estándar de 5 Ω para emular perturbaciones asociadas al comportamiento dinámico del producto durante el proceso PEF. Este rango de variación no pretende representar un valor universal para la leche, sino un escenario representativo de cambios en la impedancia equivalente observados durante el procesamiento PEF, con el objetivo de evaluar la robustez del convertidor frente a perturbaciones de carga.

Como se observa, los pulsos de salida permanecen correctamente balanceados dentro del rango de ± 5 kV durante todo el intervalo de simulación. No se aprecia distorsión

significativa en la amplitud ni deformaciones en la forma de onda, lo que indica que el sistema mantiene una regulación adecuada aún bajo variaciones rápidas de impedancia.

En cuanto a la corriente de salida, esta evoluciona de aproximadamente ± 28 A cuando la carga es de 176Ω , hasta alcanzar ± 50 A conforme la resistencia disminuye a 100Ω , comportamiento consistente con la relación $I = V/R$. A pesar del incremento en la demanda de corriente y de la presencia de ruido blanco, no se detectan oscilaciones, sobreimpulsos ni pérdida de simetría entre semiciclos positivo y negativo.

La estabilidad simultánea del voltaje y la corriente de salida confirma que la estrategia de control implementada y el dimensionamiento de los componentes permiten mantener el balance energético de los submódulos incluso ante condiciones de carga variables. Este resultado respalda la robustez del esquema de inserción con retardo aleatorio y demuestra que el convertidor puede operar de manera estable bajo escenarios representativos de variaciones reales en la conductividad del medio tratado.

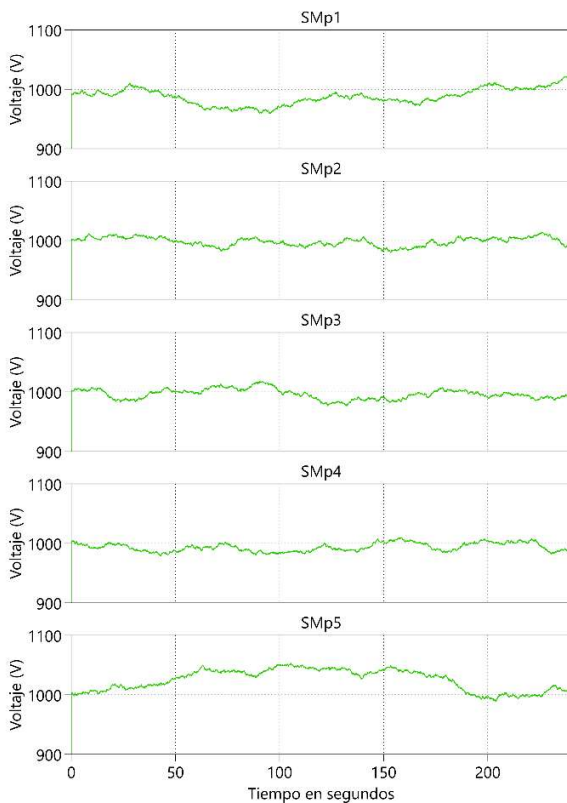


Fig. 5. Voltajes por cada SM del brazo positivo.

A partir de los resultados obtenidos, es posible establecer métricas de desempeño cuantitativas que validan la viabilidad de la topología. El sistema logró un tiempo de subida del pulso (t_r) de aproximadamente 45 ns. En estado estacionario, el rizado máximo de tensión en los capacitores de los submódulos se mantuvo restringido a menos del 2.5%, mientras que el error de amplitud del pulso en la carga fue inferior al 1.2%. En términos comparativos, estas métricas demuestran que, frente a topologías tradicionales tipo Marx que experimentan caídas de tensión severas durante el pulso, el MMC propuesto distribuye de manera mucho más eficiente el esfuerzo de tensión por interruptor sin comprometer la forma de onda.

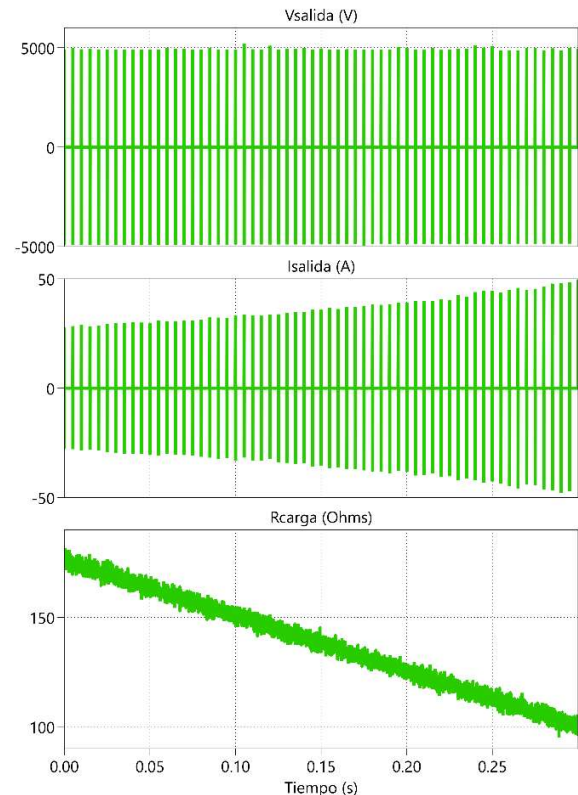


Fig. 6. Cambio dinámico de Rcarga.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el diseño y validación por simulación de un generador de pulsos bipolares de alta tensión basado en un Convertidor Modular Multinivel (MMC) para aplicaciones de Procesamiento por Campos Eléctricos Pulsantes (PEF). La arquitectura propuesta permite alcanzar tensiones de hasta ± 5 kV utilizando transistores comerciales de 1200 V en configuración modular, distribuyendo el esfuerzo eléctrico entre submódulos y reduciendo la necesidad de dispositivos especializados de muy alta tensión.

El dimensionamiento del capacitor de los submódulos se realizó considerando tanto criterios energéticos como estabilidad dinámica del frente del pulso. El análisis demostró que un valor de 100 nF por submódulo resulta adecuado para limitar la variación de tensión durante pulsos de 4 μ s, mientras que el estudio de resonancia LC confirmó un comportamiento fuertemente sobreamortiguado, garantizando una forma de onda estable y libre de oscilaciones significativas. Las simulaciones en PLECS validaron la generación de pulsos cuadrados bipolares bajo condiciones variables de carga representativas del comportamiento eléctrico de la leche.

Asimismo, se comprobó que la estrategia de inserción con retardo aleatorio en lazo abierto permite mantener el balance de tensión entre submódulos incluso ante variaciones intencionales de capacitancia del $\pm 10\%$, evidenciando robustez frente a tolerancias de componentes y condiciones dinámicas.

No obstante, si el sistema se escala a un mayor número de submódulos o se plantea su operación continua durante periodos prolongados, resulta recomendable implementar un

esquema de supervisión de voltaje en lazo cerrado que permita un control más preciso de la inserción de los submódulos y del balance de energía interno. Esto permitiría mejorar la estabilidad a largo plazo, reducir posibles desbalances acumulativos y fortalecer la viabilidad del sistema en aplicaciones industriales de mayor potencia.

En conjunto, la topología propuesta representa una alternativa técnica viable, escalable y económicamente accesible frente a generadores de pulsos tradicionales basados en descargas de capacitores o estructuras tipo Marx, abriendo la posibilidad de desarrollar sistemas PEF más compactos y adaptables a aplicaciones agroindustriales.

Como trabajo futuro, y con base en los componentes seleccionados y detallados en la Tabla 1, se plantea la implementación del prototipo físico del convertidor propuesto con el fin de validar experimentalmente los resultados obtenidos en simulación. Esta etapa permitirá evaluar el desempeño real bajo condiciones de conmutación de alta tensión, analizar pérdidas, esfuerzos térmicos y efectos parasitarios asociados a inductancias y capacitancias distribuidas. De manera complementaria, se proyecta el desarrollo e integración de una cámara de tratamiento PEF adecuada para aplicaciones en leche, lo que permitirá realizar pruebas experimentales de inactivación microbiana y correlacionar parámetros eléctricos con resultados fisicoquímicos y microbiológicos. Asimismo, se considera pertinente explorar y comparar otras topologías de conversión AC/DC o DC/DC capaces de generar el bus de alta tensión requerido, con el objetivo de optimizar eficiencia, densidad de potencia y escalabilidad del sistema en aplicaciones industriales de mayor capacidad.

REFERENCIAS

- [1] M. A. Shabbir, H. Ahmed, A. A. Maan, A. Rehman, M. T. Afraz, M. W. Iqbal, I. M. Khan, R. M. Aadil, W. Ashraf, and M. R. Khan, "Effect of non-thermal processing techniques on pathogenic and spoilage microorganisms of milk and milk products," *Food Science and Technology*, vol. 41, pp. 279–294, 2021.
- [2] P. Sfakianakis and C. Tzia, "Conventional and innovative processing of milk for yogurt manufacture; development of texture and flavor: A review," *Foods*, vol. 3, no. 1, pp. 176–193, 2014.
- [3] M. Soltanzadeh, S. H. Peighambaroust, P. Gullon, J. Hesari, B. Gullón, K. Alirezalu, and J. Lorenzo, "Quality aspects and safety of pulsed electric field (PEF) processing on dairy products: A comprehensive review," *Food Reviews International*, vol. 38, suppl. 1, pp. 96–117, 2020.
- [4] K. Huang and J. Wang, "Designs of pulsed electric fields treatment chambers for liquid foods pasteurization process: A review," *Journal of Food Engineering*, vol. 95, no. 2, pp. 227–239, 2009.
- [5] M. M. Góngora-Nieto, D. R. Sepúlveda, P. Pedrow, G. V. Barbosa-Cánovas, and B. G. Swanson, "Food processing by pulsed electric fields: Treatment delivery, inactivation level, and regulatory aspects," *LWT – Food Science and Technology*, vol. 35, no. 5, pp. 375–388, 2002.
- [6] A. Šalaševičius, D. Uždavinytė, M. Visockis, P. Ruzgys, and S. Šatkauskas, "Effect of pulsed electric field (PEF) on bacterial viability and whey protein in the processing of raw milk," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 23, p. 11281, 2021.
- [7] M. Coban and M. Fidan, "High voltage pulse generator for pulsed electric field treatments," in *Proc. 3rd Int. Symp. Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, Ankara, Turkey, 2019, pp. 1–4.
- [8] M. R. Q. R. Abadi, M. H. Marzebali, V. Abolghasemi, and M. H. Anisi, "High-voltage pulse generators for electroporation applications: A systematic review," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 64933–64951, 2022.
- [9] M. A. Elgenedy, A. M. Massoud, S. Ahmed, and B. W. Williams, "A high-gain, high-voltage pulse generator using sequentially charged modular multilevel converter submodules for water disinfection applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp. 1394–1406, 2018.
- [10] A. Darwish, M. A. Elgenedy, S. J. Finney, B. W. Williams, and J. R. McDonald, "A step-up modular high-voltage pulse generator based on isolated input-parallel/output-series voltage-boosting modules and modular multilevel submodules," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2207–2216, 2019.
- [11] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodríguez, M. A. Pérez, and J. I. León, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [12] S. K. Sahu, S. Prasoon, S. Gaurav and C. Kumar, "Operation and Control of Modular Multilevel DC-DC Converter for EV Charging Application," 2023 11th National Power Electronics Conference (NPEC), Guwahati, India, 2023, pp. 1–6, doi: 10.1109/NPEC57805.2023.10384926.
- [13] S. Sarkar and A. Das, "A DC-DC Modular Multilevel Converter Topology with Single Arm for MVDC Railway Application," 2023 IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Helsinki, Finland, 2023, pp. 1–6, doi: 10.1109/ISIE51358.2023.10227946.
- [14] R. Shahane, K. N. Rao and A. Shukla, "A Review on Hybrid Modular Multilevel Converters for Medium Voltage Applications," 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1–8, doi: 10.1109/ECCE50734.2022.9948019.
- [15] J. R. et al., "Effect of Pulsed Electric Field Treatment on the Electrical Conductivity and Structural Properties of Milk," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 15, p. 7559, 2022.