VOLUMEN 48
XXXI Verano De la Ciencia
ISSN 2395-9797
www.jovenesenlaciencia.ugto.mx

Diseño y Evaluación de Transformador de Estado Sólido basado en el Convertidor Matricial Directo

Design and Evaluation of a Solid-State Transformer based on the Direct Matrix Converter

José Merced Lozano García[1], Xiomara González Ramírez[1], Josafat Robledo García[1], Itzel Alejandra Ruelas Cárdenas[1], Miguel Ángel Salaís Laurel[1], Elena del Rocío Dávila Álvarez[1]

[1]Departamento de Ingeniería Eléctrica, División de Ingenierías del CIS, Universidad de Guanajuato, Salamanca, Gto., México.
jm.lozano@ugto.mx, x.gonzalez@ugto.mx, j.robledogarcia@ugto.mx, ia.ruelascardenas@ugto.mx, ma.salaislaurel@ugto.mx, elena.davila@ugto.mx

Resumen

En este trabajo se presenta el diseño y evaluación operativa de un transformador de estado sólido basado en convertidores matriciales directos para aplicaciones de redes inteligentes. La configuración propuesta utiliza dos etapas de conversión CA-CA acopladas mediante un transformador de alta frecuencia, con el propósito de eliminar el enlace de corriente directa comúnmente empelado en otras arquitecturas de transformadores de estado sólido. Inicialmente, se desarrolla el diseño de un transformador trifásico de alta frecuencia de 10.5 kVA, 440 V – 220/127 V y 5 kHz, y se compara con un transformador convencional de 60 Hz con características nominales equivalentes, evidenciando una reducción significativa en el tamaño y peso del núcleo magnético. Psteriormente, se incorpora el convertidor matricial directo como interfaz de conversión de frecuencia, utilizando una estrategia de modulación directa en el espacio vectorial modificada. La operación del sistema se valida mediante simulaciones en MATLAB/SIMULINK®, considerando una conversión de 60 Hz a 5 kHz en el lado primario y de 5 kHz a 60 Hz en el lado secundario. Los resultados muestran que la configuración propuesta permite genera señales de salida con baja distorsión armónica y obteniéndose una distorsión total de 5.43 % en la entrada del transformador de alta frecuencia y de 4.3 % en la carga. Estos resultados evidencian la factibilidad operativa del transformador de estado sólido propuesto como una alternativa compacta, bidireccional y sin enlace de corriente directa intermedio, con potencial para futuras funciones de compensación de disturbios y mejorar la calidad de energía.

Palabras clave: transformador de estado sólido; convertidor matricial directo; transformador de alta frecuencia; redes eléctricas inteligentes; calidad de energía.

Introducción

La modernización de los sistemas eléctricos de potencia está impulsada por la integración creciente de fuentes renovables distribuidas, sistemas de almacenamiento, microrredes, cargas electrónicas, centros de datos y estaciones de carga para vehículos eléctricos (Hannan et al., 2020). Este escenario demanda equipos capaces de operar con flujos bidireccionales de potencia, mejorar la calidad de energía, integrar redes híbridas de corriente alterna (CA) y corriente directa (CD) y proporcionar funciones avanzadas de control que no pueden ser satisfechas plenamente por los transformadores convencionales de baja frecuencia. Aunque estos últimos son robustos, eficientes y económicamente competitivos, presentan limitaciones asociadas a su gran volumen, baja controlabilidad, incapacidad para regular dinámicamente tensión y frecuencia, ausencia de interfaces CD y limitada respuesta ante perturbaciones o fallas (Khan et al., 2022). En este contexto, el transformador de estado sólido (SST, por sus siglas en inglés), también denominado transformador electrónico de potencia ha surgido como una alternativa tecnológica para las redes eléctricas inteligentes. Un SST combina convertidores electrónicos de potencia, aislamiento galvánico mediante un transformador de media/alta frecuencia y estrategias de control digital. Esta estructura permite reducir el tamaño del elemento magnético, sintetizar las formas de onda de entrada y salida, desacoplar perturbaciones entre puertos y proporcionar funcionalidades como regulación de tensión, compensación de potencia reactiva, corrección del factor de potencia, filtrado de armónicos, limitación de corriente de falla, operación bidireccional y conexión flexible entre sistemas de CA y CD (Cervero et al., 2023).

El estado del arte clasifica las arquitecturas SST principalmente en topologías de una, dos y tres etapas. Las configuraciones de una etapa realizan conversión directa CA–CA o CD–CD mediante un enlace de alta frecuencia, por lo que pueden ofrecer mayor densidad de potencia y menor número de componentes; sin embargo, presentan mayores exigencias sobre los interruptores y menor flexibilidad para corrección del factor de potencia (Mishra, et al., 2021). Las topologías de dos etapas incorporan un enlace CD en el lado de alta o baja tensión, lo que facilita la integración de cargas, fuentes renovables o almacenamiento. Las topologías de tres etapas, típicamente formadas por un rectificador, un convertidor CD–CD aislado y un inversor, son las más estudiadas por su elevada controlabilidad y compatibilidad con redes inteligentes, aunque su complejidad, costo y pérdidas aumentan debido al mayor número de conversiones de energía (Predescu, et al., 2025). Para aplicaciones de media tensión, se han propuesto estructuras multinivel como los convertidores con punto neutro fijado (NPC), puente H en cascada (CHB) y el convertidor matricial multinivel (MMC), así como arreglos modulares tipo entrada-serie-salida-paralelo (ISOP), debido a la necesidad de distribuir los esfuerzos de tensión y mejorar la escalabilidad del sistema (Cervero et al., 2023). Paralelamente, el desarrollo de semiconductores de banda amplia, principalmente SiC y GaN, ha favorecido el incremento de la frecuencia de conmutación, la reducción de pérdidas y el diseño de Mes más compactos. Sin embargo, la literatura reciente señala que aún persisten retos importantes en eficiencia global, aislamiento a alta frecuencia, envejecimiento dieléctrico, protección, costo, comunicación, ciberseguridad, estandarización y confiabilidad a largo plazo (Chandran et al., 2025).

Dentro de las alternativas SST, las topologías basadas en convertidores matriciales resultan particularmente atractivas porque permiten realizar conversión CA–CA directa sin utilizar un enlace de CD voluminoso. Esta característica puede reducir la dependencia de capacitores electrolíticos, incrementar la densidad de potencia y mejorar potencialmente la vida útil del sistema (Shadfar et al. 2021). En particular, dado que el convertidor matricial directo (CMD) fue concebido como un cambiador de frecuencia, se puede aprovechar esta característica para lograr una configuración de SST compacta, al utilizar un transformador de alta frecuencia (TAF) como enlace, que además pueda ofrecer conversión bidireccional, ausencia de etapa CD intermedia, control de voltaje, y mejoramiento de la calidad de la energía. No obstante, esta solución exige resolver desafíos asociados a la conmutación segura, la modulación, el control del flujo de potencia, la calidad de onda, el comportamiento ante cargas desbalanceadas y la protección del convertidor (Predescu, et al., 2025).

A pesar de los avances reportados en prototipos desarrollados por instituciones como ABB/Hitachi Energy, Siemens, GE, ETH, EPRI, FREEDM y diversos proyectos europeos, la adopción masiva de SST aún se encuentra limitada por la diferencia entre la madurez de los componentes y la preparación del sistema completo para operación en campo. Revisiones recientes destacan que los SST son especialmente prometedores en aplicaciones donde sus funciones adicionales justifican el incremento de costo y complejidad, tales como redes híbridas CA/CD, microrredes, tracción eléctrica, integración renovable, cargadores rápidos, centros de datos y sistemas de almacenamiento (Liserre et al., 2024). En este sentido, y considerando que el convertidor matricial ha demostrado su capacidad para operar en distintas aplicaciones, como se describe en Mohammad et al. (2023), el diseño y evaluación de un SST basado en un convertidor matricial trifásico directo constituye una contribución pertinente al estado del arte, al explorar una configuración compacta, bidireccional y sin enlace CD intermedio, con potencial para aplicaciones donde la densidad de potencia, la reducción de componentes pasivos y la flexibilidad de conversión sean criterios prioritarios. Como una primera incursión en el tema, en el presente trabajo se propone el diseño y evaluación operativa de una configuración de SST basada en el acoplamiento de CMDs a un TAF. Con la finalidad de evidenciar la pertinencia de la propuesta, se incluye la comparativa estructural entre un transformador convencional de baja frecuencia y uno de alta frecuencia, para finalmente evaluar la adecuada operación del SST propuesto, utilizando CMDs en las terminales de alta y baja tensión del transformador. La verificación operativa se realiza mediante la simulación del SST en la herramienta MATLAB/SIMULINK® haciendo énfasis en la calidad de las señales generales en las distintas etapas del SST.

Configuraciones de Transformadores de Estado Sólido

Como se mencionó anteriormente, los SSTs han surgido ante la necesidad de contar con dispositivos capaces de satisfacer los requerimientos de control, flexibilidad y calidad de la energía que demandan las redes eléctricas inteligentes. En este sentido, actualmente se han propuesta varias arquitecturas para estos transformadores, las cuales se pueden clasificar dentro de las categorías mostradas en la Fig.1, de acuerdo con el número de etapas de conversión de energía. El SST de una etapa, Fig. 1a, solo realiza una conversión de energía CA-CA que puede ser con un convertidor matricial o un puente activo dual (DAB). En el arreglo

ISSN 2395-9797
www.jovenesenlaciencia.ugto.mx

de dos etapas, Fig. 1b, en el lado de medio voltaje la potencia es transferida al lado secundario a través del TAF, y después, a través de una etapa de conversión CD-CA, es posible regular el voltaje en el lado de bajo voltaje. De manera similar en el SST de la Fig. 1c, primeramente, en el lado de medio voltaje se realiza la rectificación del voltaje de CA, para así transferir la energía a través del TAF, y obtener un voltaje regulado en el lado de bajo voltaje. Finalmente, en la configuración mostrada en la Fig. 1d, dos enlaces de CD son generados en ambos lados del transformador durante las dos etapas de conversión entre CA y CD. Esta configuración es la que ofrece más funcionalidades, ya que además de regular el voltaje y la corriente de salida del transformador, es posible realizar control de potencia reactiva, compensación de variaciones de voltaje severas, y estabilizar el factor de potencia.

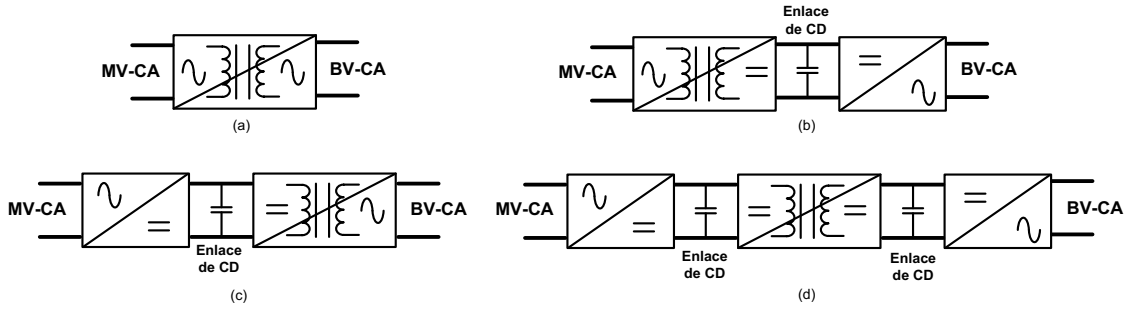


Figura 1. Configuraciones de SST. a) SST de una etapa. b) SST de dos etapas con enlace de CD en el lado secundario. c) SST de dos etapas con enlace de CD en el lado primario. d) SST de tres etapas con enlaces de CD en ambos lados.
Fuente: Elaboración Propia

Por esta razón, en el presente trabajo se propone la implementación de una configuración de SST con dos etapas de conversión de energía, pero CA-CA, para evitar la inclusión de enlaces de CD. El esquema del SST propuesto se presenta en la Fig. 2. En este arreglo el CMD conectado al lado primario transforma las señales de CA de baja frecuencia (60 Hz) a señales de CA de media/alta frecuencia (en este trabajo 5 kHz). Después de transferirse la energía a través del transformador diseñado para operar a esa frecuencia, el CMD del secundario regresa las señales de CA a la frecuencia convencional de operación (60 Hz). Además de aprovechar la característica de conversión de frecuencia del CMD, en trabajos como el de Lozano et al. (2015), se demuestra que el convertidor puede operar para brindar más funcionalidades al equipo. Por ejemplo, el CMD en el primario podría eliminar cualquier disturbio de calidad de la energía que se presentara en el sistema de suministro, como sags, swells, distorsión armónica y desbalances; mientras que el CMD del secundario se encargaría de regular los voltajes de acuerdo con las necesidades de la carga, e incluso generar señales híbridas CA/CD para el suministro de distintos tipos de cargas (Lozano et al., 2025).



Figura 2. Configuración del SST basado en el convertidor matricial directo.
Fuente: Elaboración Propia

En los trabajos de revisión sobre el estado del arte de esta tecnología, destacan que se pueden obtener estructuras de transformadores más compactas, y ligeras, lo que puede reducir costos en los materiales de construcción y en los traslados e instalación. Como contraparte, su implementación implica costos elevados asociados a los dispositivos semiconductores y una mayor complejidad en las topologías de conversión empleadas (She et al., 2013). No obstante, lo que resulta evidente es que las redes eléctricas modernas demandan la inclusión de dispositivos multifuncionales avanzados que suplan a las tecnologías convencionales, ya que están siendo sobrepasadas por los avances tecnológicos. En este sentido, los SSTs surgen como un área de investigación atractiva, que debe ser atendida.

Diseño de Transformador de Potencia basado en el Convertidor Matricial

En esta sección se describen los elementos principales del SST propuesto: el TAF y el CMD. Para evidenciar algunas de las ventajas estructurales que se logran al utilizar un TAF de potencia con respecto a uno convencional, primeramente, se presentan los procedimientos básicos de diseño para cada uno de estos transformadores, destacando las dimensiones obtenidas y los parámetros eléctricos principales. Posteriormente, se introduce el CMD, describiendo brevemente su principio de operación.

Diseño de Transformador para Altas Frecuencias

Se plantea el diseño de un transformador con las siguientes características:

- Transformador trifásico con potencia nominal de 10.5 kVA, conformado por tres bancos monofásicos de 3.5 kVA. Frecuencia nominal de 5 kHz, voltaje primario 440 V, y voltaje secundario 127 V.

El núcleo se formará a partir del acoplamiento de dos piezas en U, del modelo comercial Tipo U93/76/30, con las dimensiones, que se muestran en la Fig. 3. El material del núcleo es ferrita MnZn grado 3C90, elegida por su baja conductividad y mínimas pérdidas por corrientes de Focault a altas frecuencias.

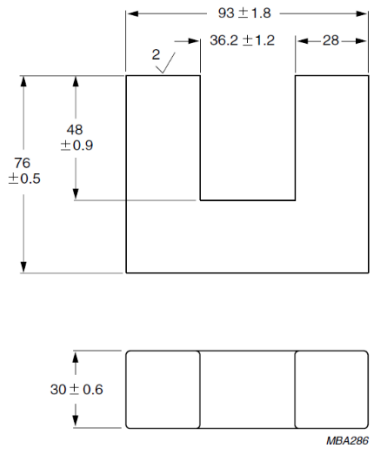


Figura 3. Estructura geométrica básica del núcleo del transformador
Fuente: FERROXCUBE. U93/76/30 Datasheet, 2008.

El procedimiento de cálculo de los devanados primario y secundario parte del área geométrica del núcleo, A_{cf} = 8.40 x 10^{-4} m^2. Considerando un factor de apilamiento magnético de 1, el área efectiva A_c resulta en el mismo valor. Asimismo, estableciendo una densidad de flujo máxima de diseño, B_m = 0.2 T para evitar la saturación térmica de la ferrita, se determina el número de vueltas del devanado primario,

$$N_p = \frac{V_p}{4.44 \cdot B_m \cdot A_c \cdot f} = \frac{440}{4.44 \cdot 0.2 \cdot 8.4x10^{-4} \cdot 5000} \approx 118 \text{ vueltas} \quad (1)$$

$$N_s = N_p \left(\frac{127}{440} \right) \approx 34 \text{ vueltas} \quad (2)$$

Para el dimensionamiento ante el Efecto Piel y el Criterio de Litz, se utiliza la frecuencia de 5 kHz. Así, la profundidad de penetración (δ) en el cobre se restringe a,

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \approx 0.92 \text{ mm} \quad (3)$$

ISSN 2395-9797
www.jovenesenlaciencia.ugto.mx

donde ρ es la resistividad del cobre (1.68×10^{-8} Ω.m), f la frecuencia, y μ la permeabilidad magnética del cobre (≈ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m). Este valor se toma como base para establecer un diámetro máximo de hilo sólido de $d \leq 1.84$ mm.

Las corrientes por fase en el transformador son,

$$I_p = \frac{S}{V_p} = \frac{3500}{440} = 7.954 A \quad (4)$$

$$I_s = \frac{S}{V_s} = \frac{3500}{127} = 27.559 A \quad (5)$$

Para transportar las corrientes nominales se eligen conductores tipo Litz. Para el devanado primario, la sección total del conductor es de 3.31 mm^2 (12 AWG comercial), de diámetro d_{cA} = 2.05 mm; mientras para el devanado secundario se elige un conductor con sección de 8.37 mm^2 (8 AWG comercial), con diámetro igual a d_{cB} = 3.26 mm.

En lo referente al dimensionamiento de la ventana del núcleo y la distribución geométrica radial (W) del devanado, al contar con una altura de ventana neta disponible de h_b = 86 mm restando los márgenes del aislamiento, Fig. 3, se tiene lo siguiente:

- Para el devanado secundario, considerando un diámetro externo con aislamiento de D_{cb} = 5.3 mm, se podrían distribuir 16 vueltas/capa; por lo que para alcanzar el total de vueltas se utilizarían 3 capas, resultando en una distribución radial para el devanado de baja tensión, de W_B = 15.9 mm.
- Para el devanado primario, considerando un diámetro externo D_{ca} = 3.2 mm, su tendrían 26 vueltas/capa, por lo que el total de vueltas se distribuirían en 5 capas. Así, W_A = 16.00 mm, para el devanado de alta tensión.

El ancho total ocupado en la ventana, considerando una barrera central aislante, BAR, de 3.155 mm y un aislamiento del carrete, E_m, de 0.1 mm, es,

$$W = 2E_m + W_A + W_B + BAR = 0.2 + 16.00 + 15.9 + 3.155 = 35.255 \text{ mm} \quad (6)$$

Al ser menor que 36.2 mm, medida del espacio físico de la ventana del núcleo U93/76/30, la viabilidad constructiva geométrica queda validada.

A continuación, se presenta el procedimiento para la determinación de la longitud del conductor, y el peso total de los devanados. Este procedimiento inicia con el cálculo de la vuelta media y la longitud del conductor. Asumiendo una aproximación circular para el perímetro de la bobina montada sobre el núcleo, los radios medios y las longitudes totales del conductor (L_{cu}) se determinan como se indica en seguida,

Bobina secundaria:

$$V_{mB} = \pi(D + W_B) = \pi(30 + 15.9) = 144.19 \text{ mm} \quad (7)$$

$$L_{cuB} = V_{mB} \cdot N_B = 0.14419 \cdot 34 = 4.902 \text{ m (8AWG Litz)} \quad (8)$$

Bobina primaria:

$$V_{mA} = \pi(D + W_A) = \pi(30 + 16) = 144.513 \text{ mm} \quad (9)$$

$$L_{cuA} = V_{mA} \cdot N_A = 0.14451 \cdot 118 = 17.052 \text{ m (12AWG Litz)} \quad (10)$$

donde V_{mB}, y V_{mA} son las longitudes de la vuelta media del devanado de baja y alta tensión, respectivamente; D es el ancho de la sección transversal del núcleo; N_B y N_A, son el número de vueltas en los devanados de baja y alta tensión, y L_{cuB} y L_{cuA}, son las longitudes totales de los conductores de los devanados.

Para el cálculo de los pesos de los devanados, primario (P_{BA}) y secundario (P_{BB}), se utilizan las tablas de peso nominal por unidad de longitud del fabricante. Para los conductores seleccionados se tiene:

- Calibre 8 AWG: 62.02 lb/1000 ft ≈ 0.0983 kg/m
- Calibre 12 AWG: 24.96 lb/1000 ft ≈ 0.03714 kg/m

Por lo tanto,

$$P_{BB} = 4.902 \cdot 0.0983 = 0.4818 \text{ kg} \quad (11)$$

$$P_{BA} = 17.052 \cdot 0.03714 = 0.6333 \text{ kg} \quad (12)$$

Estos pesos contemplan intrínsecamente el aislamiento propio de los conductores específicos.

Para la determinación del peso del núcleo de ferrita ($P_{núcleo}$), se considera el valor de 0.76 kg por cada pieza en U, Fig. 1, por lo que el peso total sería de 1.52 kg (Ferroxcube, 2008).

En relación con el cálculo del peso de aislamientos especiales ($P_{Aislamiento_Total}$), barrera (P_{BAR}) y molde (P_{molde}), se modela el volumen de resina epóxica (densidad = 1.9 g/cm^3) para la barrera central y para el molde aislante perimetral se considera baquelita (densidad = 1.4 g/cm^3).

$$V_{BAR} = BAR \cdot 2C \cdot E = 3.155 \cdot 2 \cdot 48 \cdot 28 = 8{,}480.64 \text{ mm}^3 = 8.480 \text{ cm}^3 \quad (13)$$

$$P_{BAR} = 8.480 \cdot 1.9 = 16.11 \text{ g} = 16.11x10^{-3} \text{ kg} \quad (14)$$

$$V_{molde} = 2 \cdot [2C \cdot E \cdot 4] = 2 \cdot [2 \cdot 48 \cdot 28 \cdot 4] = 21{,}504 \text{ mm}^3 = 21.504 \text{ cm}^3 \quad (15)$$

$$P_{molde} = 21.504cm^3 \cdot 1.4 = 30.1056x10^{-3} \text{ kg} \quad (16)$$

$$P_{\text{Aislamiento_Total}} = 8.480x10^{-3} + 30.105x10^{-3} = 38.585x10^{-3} \text{ kg} \quad (17)$$

El peso total integrado del transformador (P_T) resulta en,

$$P_{T/unidad} = P_{BB} + P_{BA} + P_{núcleo} + P_{\text{Aisl_Total}} = 0.4818 + 0.6333 + 1.52 + 0.0385 = 2.673 \text{ kg} \quad (18)$$

$$P_T = 3 \cdot 2.673 = 8.020 \text{ kg} \quad (19)$$

Finalmente, el cálculo de los parámetros del trasformador comienza con las resistencias de los devanados, como se ilustra en las ecuaciones (20) y (21),

$$R_{dB} = \rho \frac{L_{cuB}}{A_{cB}} = 0.0172 \frac{4.902}{8.37} = 0.0100 \ \Omega \quad (20)$$

$$R_{dA} = \rho \frac{L_{cuA}}{A_{cA}} = 0.0172 \frac{17.052}{3.31} = 0.088 \ \Omega \quad (21)$$

donde R_{dB} y R_{dA} son las resistencias de los devanados secundario y primario, respectivamente.

Las inductancias de dispersión de cada devanado se determinan a partir de las ecuaciones (22) y (23),

$$X_{dB} = \frac{1}{h_b} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot N_B^2 \cdot \left[\frac{1}{3} V_{mB} W_B + V_{m_prom}(BAR) + \frac{1}{3} V_{mA} W_A \right] = 1.0562\Omega \quad (22)$$

$$X_{dA} = \frac{1}{h_b} \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot N_A^2 \cdot \left[\frac{1}{3} V_{mB} W_B + V_{m_prom}(BAR) + \frac{1}{3} V_{mA} W_A \right] = 12.7217\Omega \quad (23)$$

donde h_b es la altura de la bobina (0.086 m); ω es la frecuencia angular (31,415.926 rad/s); μ_0 es la permeabilidad del vacío ($4\pi x10^{-7}$ H/m); N_B = 34 vueltas; N_A = 118 vueltas; V_{mB} = 0.14419 m; W_B = 0.0159 m;

V_{m_prom} es la longitud de la vuelta promedio igual a (V_{mB} + V_{mA}) / 2 = 0.14435 m; *BAR* = 0.003155 m, V_{mA} = 0.144513 mm; y W_A = 0.016 m.

Diseño de Transformador para Bajas Frecuencias

Para este diseño se considera un equipo trifásico integrado en un núcleo tipo columna. Los parámetros nominales del transformador a considerar son los mismos que para el transformador anterior, solo que en este caso la frecuencia es de 60 Hz y la potencia de 10 kVA. Para la composición del núcleo se considera lámina de acero al silicio de grano orientado grado M-4 (espesor de 0.27 mm) con recubrimiento CARTLITE (Cleveland-Cliffs, 2021). La densidad de flujo operativa de diseño es de 1.6 T (punto óptimo en la curva de saturación de material), y el factor de apilamiento magnético (K_a) es del 95%.

El procedimiento de cálculo inicia con la determinación del voltaje por vuelta (V/N) y la sección del núcleo (A_c), para esto se aplica la constante empírica de diseño para transformadores de distribución trifásicos comerciales,

$$\frac{V}{N} = 0.076 \cdot \sqrt{f \cdot kVA} = 0.076 \cdot \sqrt{60 \cdot 10} = 1.861 \text{ V/vuelta} \tag{24}$$

A partir de este parámetro, se determina el área efectiva del núcleo, A_c, utilizando la ecuación para una onda sinusoidal pura (60 Hz),

$$A_c = \frac{V/N}{4.44 \cdot B \cdot f} = \frac{1.861}{4.44 \cdot 1.6 \cdot 60} = 0.004366 \text{ m}^2 \tag{25}$$

El área física geométrica, A_{cf}, requerida en la columna del núcleo es,

$$A_{cf} = \frac{A_c}{K_a} = \frac{0.004366}{0.95} = 0.004595 \text{ m}^2 \tag{26}$$

Asumiendo una sección transversal cuadrada para la columna del núcleo, *D* = *E*, ver Fig. 4, se tiene,

$$D = E = \sqrt{A_{cf}} = \sqrt{0.004596} = 0.067779 \text{ m} \approx 67.779 \text{ mm} \tag{27}$$

Para el cálculo del número de vueltas por fase en los devanados primario, N_A, y secundario, N_B, se considera la conexión en delta para el primario y estrella para el secundario. Por lo tanto,

$$N_A = \frac{V_{fA}}{V/N} = \frac{440}{1.861} = 236.43 \rightarrow 237 \text{ vueltas} \tag{28}$$

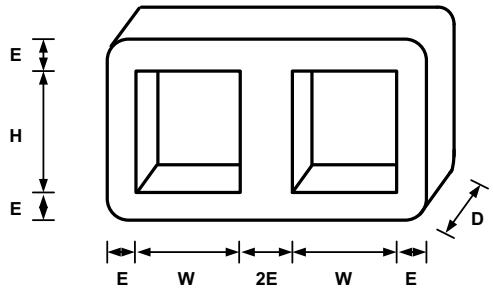


Figura 4. Estructura geométrica básica del núcleo tipo columna del transformador trifásico
Fuente: Elaboración Propia

Para el devanado secundario,

$$N_B = \frac{V_{fB}}{V/N} = \frac{127}{1.861} = 68.24 \rightarrow 69 \text{ vueltas} \quad (29)$$

A diferencia del procedimiento de diseño para el transformador de alta frecuencia, para 60 Hz, el efecto piel tiene una penetración profunda en el cobre (≈ 8.5 mm), lo cual supera holgadamente los diámetros requeridos, de modo que se emplean conductores comerciales macizos o soleras estándar. Las corrientes por fase en el transformador son,

$$I_{fA} = \frac{S}{3 \cdot V_{fA}} = \frac{10000}{3 \cdot 440} = 7.575A \quad (30)$$

$$I_{fB} = \frac{S}{3 \cdot V_{fB}} = \frac{10000}{3 \cdot 127} = 26.246A \quad (31)$$

Adoptando una densidad de corriente-objetivo conservadora, J_{cu} = 2.6 A/mm^2, para evitar sobre calentamiento continuo, se definen los conductores a utilizar en los devanados.

- Para el devanado primario se selecciona un conductor de calibre 12 AWG con sección nominal de 3.309 mm^2, y diámetro D_{c1} = 2.0525 mm.
- Para el devanado secundario se selecciona una cinta o solera de aluminio con sección cuadrada de 14.577 mm^2.

Para determinar la geometría de las bobinas y la integración en la ventana del núcleo, se comienza por el dimensionamiento del devanado secundario. Se considera un espesor total del conductor más aislamiento igual a E_{CB} = 3.818 mm, por lo que al considerar que las 69 se acomodaran en una sola capa, se pueden determinar la altura de la bobina, H_B, y la de la ventana, H, mediante las ecuaciones (32) y (33),

$$H_B = E_{CB} \cdot N_B = 3.818 \cdot 69 = 263.435 \text{ mm} \quad (32)$$

$$H = H_B + 2(10) = 263.435 + 20 = 283.435 \text{ mm} \quad (33)$$

Los 10 mm en cada extremo se dejan para el aislamiento de guarda a tierra, M_{gB}. El ancho total radial ocupado por el devanado secundario, W_B, se determina mediante la ecuación (34)

$$W_B = (E_{CB} + E_{ACB})N_{capas} = (3.818 + 0.254) \cdot 1 = 4.071 \text{ mm} \quad (34)$$

donde EACB es el aislamiento entre capas, igual a 0.254 mm.

Para la bobina de alta tensión, la altura de la bobina H_A, se determina mediante,

$$H_A = H_B - 2M_{gA} = 283.435 - 2 \cdot 9.52 = 264.395 \text{ mm} \quad (35)$$

en este caso, para aislamientos de clase 15, se considera M_{gA} = 9.2 mm. Así, en el devanado de alta tensión, el número de vueltas por capa resulta en,

$$N_{vpc} = H_A / D_{c1} = 164.395 / 2.0525 = 128.81 = 128 \text{ vueltas} \quad (36)$$

Así, el número de capas apara este devanado sería de, 237 / 128 = 2 capas. Por lo tanto, el ancho radial para esta bobina es,

$$W_A = (D_{c1} + E_{ACA})N_{capas} = (2.0525 + 0.254) \cdot 2 = 4.613 \text{ mm} \quad (37)$$

En acho total requerido para la ventana del núcleo trifásico (W_{BT}), Fig. 2, se determina como sigue,

$$W_{BT} = E_m + W_B + BAR + W_A = 7 + 4.071 + 5 + 4.613 = 20.684 \text{ mm} \quad (38)$$

donde, E_m = 7 mm, y BAR = 5 mm. Esta dimensión define el espaciamiento geométrico horizontal entre las columnas del núcleo trifásico, W en Fig. 4.

Para determinar la geometría de los devanados, así como sus parámetros eléctricos, se calculan las longitudes medias de vuelta (V_{mB} y V_{mA}), considerando los factores de tolerancia de forma (f_{dB} = 1.30),

Para el devanado secundario:

- La longitud de separación $L_m = D + 7 = 67.794 + 7 = 74.794$ mm; el radio medio del devanado $r_B = [E_m + 0.5(W_B)](f_{dB}) = [3.2 + 0.5(4.071 \text{ mm})](1.30) = 6.8061$ mm; la distancia $S_B = E/2 + E_m + 0.5(W_B) = 67.794(0.5) + 3.2 + 0.5(4.071) = 39.1325$ mm; así, la vuelta media resulta en,

$$V_{mB} = 2L_m + 2\pi\sqrt{\frac{r_B^2 + S_B^2}{2}} = 2(74.794) + 2\pi\sqrt{\frac{6.806^2 + 39.132^2}{2}} = 326.05 \text{ m} \quad (39)$$

La resistencia en el devanado secundario sería,

$$R_{dB} = \rho\frac{V_{mB}\cdot N_B}{A_{cB}} = 2.82x10^{-8}\frac{0.326\cdot 69}{0.003818^2} = 0.0435\ \Omega \quad (40)$$

Para el devanado primario:

- El radio medio del devanado (r_A) = $[E_m + W_B + BAR + 0.5(W_A)](f_{dB})$ = [3.2 + 4.071 + 5 + 0.5(4.613)](1.30) = 18.950 mm; la distancia $S_A = E/2 + E_m + W_B + BAR + 0.5(W_A) = 67.794(0.5) + 3.2 + 4.071 + 5 + 4.613(0.5) = 48.474$ mm; así, la vuelta media resulta en,

$$V_{mA} = 2L_m + 2\pi\sqrt{\frac{r_A^2 + S_A^2}{2}} = 2(74.794) + 2\pi\sqrt{\frac{48.474^2 + 18.950^2}{2}} = 381.116 \text{ mm} \quad (41)$$

La resistencia en el devanado primario sería,

$$R_{dA} = \rho\frac{V_{mA}\cdot N_A}{A_{cA}} = 1.724x10^{-8}\frac{0.381\cdot 237}{3.3086x10^{-6}} = 0.4705\ \Omega \quad (42)$$

En lo referente al peso del núcleo, para un núcleo trifásico de 3 columnas del tipo laminado E-I, el peso total del acero se calcula multiplicando la densidad del silicio (7650 kg/m^3) por el volumen geométrico tridimensional del conjunto estructurado,

$$P_{núcleo} = 7650\cdot D\cdot[2\cdot E\cdot(H + W) + \pi\cdot E^2] \quad (43)$$

al sustituir los valores números de cada parámetro (D = 0.067794 m, E = 0.067794 m, H = 0.28343 m, y W = 0.020684 m), el peso total del núcleo resulta en 28.8733 kg.

Finalmente, la reactancia de dispersión en baja tensión X_{dB}, se determina utilizando la formulación para devanados concéntricos,

$$X_{dB} = \frac{1}{h_b}\cdot\omega\cdot\mu_0\cdot N_B^2\cdot\left[\frac{1}{3}V_{mB}W_B + V_{m_prom}(BAR) + \frac{1}{3}V_{mA}W_A\right] = 0.02225\ \Omega \quad (44)$$

donde V_{m_prom} = [(V_{mA} + V_{mB}) / 2] = 0.3535 m, h_b = 0.28343 m, ω = 377 rad/s; μ_0 = 12.5663x10^{-7} H/m, N_B = 69, V_{mB} = 0.32605 m, W_B = 0.004071 m, BAR = 0.005 m, V_{mA} = 0.381116 m y W_A = 0.004613 m.

Comparativa entre transformadores

En la Tabla 1 se muestra una breve comparativa entre los transformadores diseñados. El hecho de haber seleccionado un núcleo comercial para el TAF, en lugar de diseñarlo, afecta un poco la comparativa debido a que con el diseño se podría haber optimizado el dimensionamiento del núcleo, lo que afecta el cálculo de varios de los parámetros finales. Sin embargo, a pesar de este factor, en la Tabla 1 aún se pueden apreciar diferencias notorias en las dimensiones estructurales de los dos transformadores, principalmente en el peso del núcleo y en la altura de este. En cuanto a los conductores, mientras que en el TAF se necesitaron 4.902 m de conductor calibre 8 AWG y 17.052 m de conductor calibre 12 AWG, en el transformador para bajas frecuencias se requirieron 22.50 m de solera de aluminio de sección igual a 14.577 mm^2, y 90.297 m de conductor calibre 12 AWG

***Tabla 1**. Comparativa entre parámetros clave de transformadores*

Tipo de Transformador	Parámetro	Valor
Altas Frecuencias	Altura y ancho del núcleo	152 mm, 93 mm (por fase)
	Peso del núcleo	1.52 kg (por fase)
	Resistencia e Inductancia devanado primario	0.088 Ω, 405 µH
	Resistencia e Inductancia devanado secundario	0.010 Ω, 33.6 µH
	Número de vueltas en los devanados	118, 34
Bajas Frecuencias	Altura y ancho del núcleo	419 mm, 312.48 mm
	Peso del núcleo	28.873 kg
	Resistencia e Inductancia devanado primario	0.4705 Ω, 696 µH
	Resistencia e Inductancia devanado secundario	0.0435 Ω, 59.0 µH
	Número de vueltas en los devanados	237, 69

Aun cuando sería necesario detallar más los procedimientos de diseño de ambos transformadores, con los resultados generados se verifican las ventajas estructurales que se tienen al utilizar TAFs en sistemas de potencia.

Convertidor Matricial Directo

La estructura del CMD trifásico se presenta en la Fig. 5. El convertidor consiste en un arreglo de nueve interruptores bidireccionales que interconectan las tres terminales de entrada con las tres terminales de salida (Lozano, et al., 2015). Las relaciones de los voltajes y corrientes de entrada y salida en el convertidor se expresan mediante las Ecs. (45) y (46),

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{45}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{46}$$

Los elementos de la matriz *S* representan el estado de los interruptores (*encendido = 1, apagado = 0*). Los voltajes (v_A, v_B, v_C) y (v_a, v_b, v_c), corresponden a los voltajes de entrada y salida, respectivamente; mientras que (i_a, i_b, i_c) e (i_A, i_B, i_C), representan las corrientes de entrada y salida del convertidor, respectivamente.

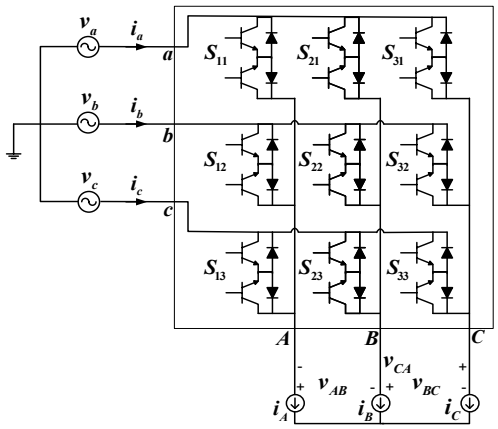


Figura 5. Esquema del convertidor matricial directo trifásico.
Fuente: Elaboración propia.

La técnica de modulación utilizada en este trabajo es la presentada en (Lozano, et al., 2015), denominada modulación directa en el espacio vectorial modificada (MDSVM, por sus siglas en inglés). Al regular los tiempos de operación de los interruptores del CMD es posible generar los voltajes de referencia a la frecuencia deseada. En la estrategia MDSVM, las señales eléctricas trifásicas en el dominio del tiempo, son transformadas a vectores complejos en el espacio vectorial mediante la trasformada de Park. Es importante resaltar que, en este trabajo, por cuestiones de espacio, no se incluye una descripción de la estrategia MDSVM, para una explicación más detallada consultar (Lozano, et al., 2015).

Resultados de Simulación

La simulación del SST propuesto se llevó a cabo mediante la herramienta MATLAB/SIMULINK®. En la Fig. 6 se presenta el sistema implementado en simulación. Los parámetros más importantes utilizados en la simulación se incluyen en la Tabla 2.

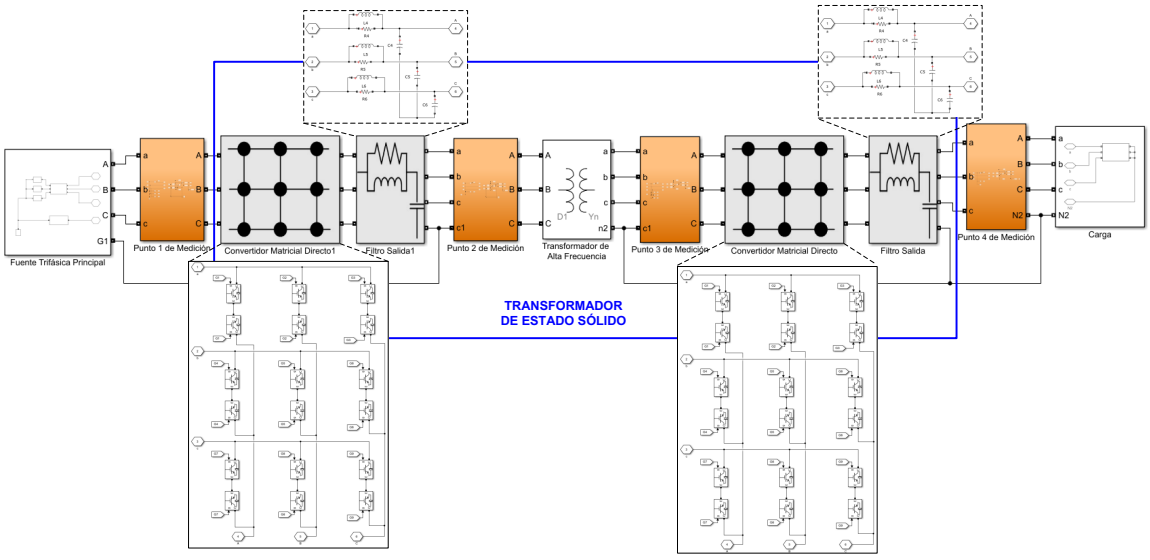


Figura 6. Esquema general del transformador de estado sólido basado en el convertidor matricial y simulado en MATLAB/SIMULINK®
Fuente: Elaboración Propia

***Tabla 2**. Parámetros para la simulación del SST*

Elemento	Parámetro	Valor
Transformador para Altas Frecuencias	Potencia nominal	10.5 kVA
	Voltaje primario	440 V
	Voltaje secundario	220 / 127 V
	Frecuencia nominal	5 kHz
	Resistencia e Inductancia devanado primario	0.088 Ω, 450 µH
	Resistencia e Inductancia devanado secundario	0.010 Ω, 33.6 µH
Convertidor Matricial	Frecuencia de conmutación	50 kHz
Filtro CMD Alto Voltaje	Resistencia	5 Ω
	Inductancia y capacitancia	89.58 µH, 5 µF
Filtro CMD Bajo Voltaje	Resistencia	1 k Ω
	Inductancia y capacitancia	5.4 mH, 20 µF
Carga	Resistencia e inductancia	15.48 Ω, 30.8 mH

Los parámetros utilizados para el TAF son los obtenidos en el diseño presentado anteriormente, esto es, 10.5 kVA, voltajes de 440 V – 220/127 V, y frecuencia de 5 kHz. Para que el CMD en el lado secundario pueda operar de manera adecuada, y generar señales de buena calidad, es necesario que el CMD del primario logre generar señales con la menor distorsión posible, esto también mejorará el desempeño el transformador. De esta manera, si se requieren generar señales sinusoidales de 5 kHz, la frecuencia de conmutación del convertidor debe ser mayor, por lo que, para estas pruebas se utiliza una frecuencia de 50 kHz.

Para la simulación, se utiliza una fuente trifásica a 60 Hz que suministrará la energía para el CMD conectado en el primario del TAF. Este convertidor debe elevar la frecuencia a 5 kHz para alimentar al TAF. El filtro conectado a la salida del primer convertidor se diseña para una frecuencia de corte de 7.52 kHz. Los voltajes en el secundario del TAF sirven como entrada para el segundo CMD, que tiene la función de generar voltajes a la frecuencia convencional (60 Hz) para alimentar la carga. En este caso, el filtro conectado a la salida de este convertidor utiliza una frecuencia de corte de 484.3 Hz, para eliminar distorsión de bajo orden.

En la Fig. 7 se presentan los resultados de la simulación. En esta figura se incluyen los voltajes medidos en tres puntos del sistema: *i*) en la fuente de suministro; *ii*) en la entrada del CMD del secundario; y *iii*) en las terminales de la carga.

Como se aprecia en la Fig. 7, los CMDs no exhiben dificultades para generar las señales a las frecuencias indicadas. La señal de entrada al TAF, Fig. 7b, muestra una distorsión total baja de 5.43%, aspecto que distingue a esta propuesta. De igual forma, el voltaje en la carga exhibe una distorsión baja, de apenas 4.33%, lo cual es consecuencia de la calidad adecuada del voltaje que se le suministra en la entrada. Es importante mencionar que ambos valores cumplen con los valores de THD (%) permitidos para voltajes < 1.0 kV, establecidos en el IEEE Std 519-2014, de Prácticas Recomendadas y Requerimientos para el Control de Armónicos en Sistemas Eléctricos de Potencia del IEEE.

La operación evaluada en este trabajo es de utilidad para validar la efectividad de la configuración propuesta, ya que cumple de manera adecuada con la función principal del transformador, además de que lo hace evitando la problemática asociada con la distorsión armónica inherente a la mayoría de las configuraciones de convertidores de potencia, y sin la necesidad de incluir un enlace de CD.

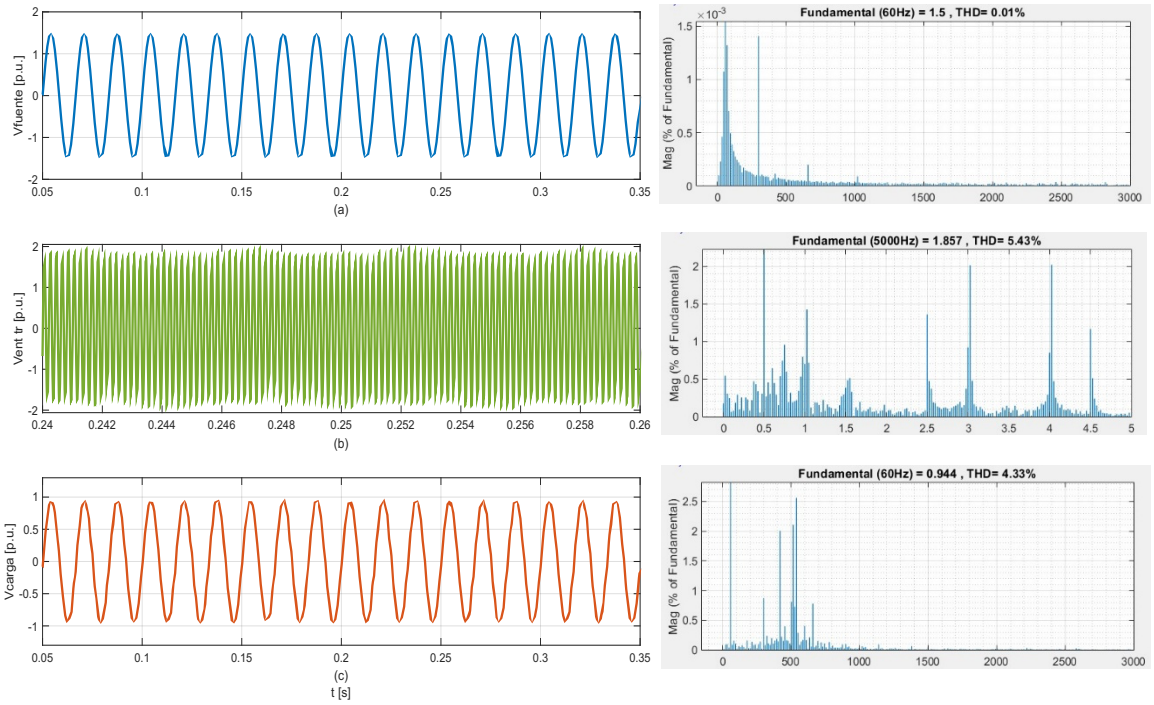


Figura 7. Voltajes en el transformador y sus espectros armónicos. a) Voltaje de la fuente principal. b) Voltaje de entrada al transformador de alta frecuencia. c) Voltaje en la carga
Fuente: Elaboración Propia

Conclusiones

Buscando contribuir con la atención de la demanda actual por el desarrollo de dispositivos de potencia multifuncionales que realicen acciones avanzadas de control dentro de las complejas redes eléctricas inteligentes, en el presente trabajo se propuso una configuración de SST basado en el CMD. El transformador incluye dos etapas de conversión de energía del tipo CA-CA, una en cada lado de un TAF, con la finalidad de eliminar la necesidad de incorporar enlaces de CD, y para brindarle la capacidad de incorporar en un futuro funciones de atenuación de disturbios de calidad de la energía, y compensación de potencia. Al incluir un TAF y CMDs se puede obtener un dispositivo compacto, con alta densidad de energía, multifuncional y con señales de baja distorsión armónica. Los CMDs utilizan la estrategia MDSVM, lo que le brinda al SST la capacidad para generar señales de salida controlables, aun cuando en el suministro exista algún disturbio. Para validar la factibilidad operativa de la propuesta, el SST se simuló con la herramienta MATLAB/SIMULINK®. Los resultados mostraron que los CMDs no tienen dificultad para generar señales de alta frecuencia a partir de señales de baja frecuencia y viceversa. En general, los resultados alcanzados en esta primera etapa del trabajo son alentadores, y han permitido vislumbrar varias áreas de oportunidad en las que se debe trabajar en un futuro, como el diseño óptimo del transformador y del filtro para los CMDs, la evaluación de la eficiencia y el desempeño operativo del SST en aplicaciones de atenuación de disturbios y compensación de potencia.

Bibliografía/Referencias

Cervero, D., Fotopoulou, M., Muñoz-Cruzado, J., Rakopoulos, D., Stergiopoulos, F., Nikolopoulos, N., Voutetakis, S., & Sanz, J. F. (2023). Solid State Transformers: A Critical Review of Projects with Relevant Prototypes and Demonstrators. Electronics, 12(4), 931. https://doi.org/10.3390/electronics12040931.

Chandran, D., Kumar, S. and Sanath, D. (2025) Solid State Transformers: A Comprehensive Review of Technology, Topologies, Applications, Research Gaps, and Future Directions. Journal of Power and Energy Engineering, 13, 30-64. doi: 10.4236/jpee.2025.136003.

Cleveland-Cliffs Inc. (2021). CARTLITE Grain-oriented Electrical Steel (M-4 Grade), Technical Catalog, OH, EE.UU.

FERROXCUBE. (2008), U93/76/30 U, I cores and accessories Datasheet. Ferroxcube International Holding B.V.

Hannan, M.A., Ker, P.J., Lipu, M.S.H., Choi, Z.H., Rahman, M.S.A., Muttaqi, K.M., Blaabjerg, F. (2020), State of the art of solid-state transformers: advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements. IEEE Access, 8, 19113-19132. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967345

Khan, S., Rahman, K., Tariq, M., Hameed, S., Alamri, B., Babu, T.S. (2022), Solid-state transformers: fundamentals, topologies, applications, and future challenges. Sustainability, 14(319). https://doi.org/10.3390/su14010319.

Liserre, M., Costa, L., Guo, Z., D'Amato, D., Queiroz, S.S., Huang, A. (2024), Last Developments and New Technologies in Solid-State Transformer. IEEE 15th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG),1-8. doi: 10.1109/PEDG61800.2024.10667423.

Lozano, J.M., Ramirez, J.M. (2015), Voltage compensator based on a direct matrix converter without energy storage. IET Power Electronics, 8, 321-332. https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0099.

Lozano, J.M., Ruiz, M.E., Landeros, K.M., Merchan, L.R., Hernández, I.A., Reyes, I.W. (2025), Integración de fuentes de energía en redes híbridas mediante el convertidor matricial. IEEE Reunión Internacional de Verano de Potencia (RVP-AI ROC&C), Acapulco, México, 1-6.

Mishra, D.K., Ghadi, M.J., Li, L., Hossain, M.J., Zhang, J., Ray, P.K., Mohanty, A. (2021), A review on solid-state transformer: A breakthrough technology for future smart distribution grids, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 133, 107255, https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107255.

Mohammad, A., Atif, I., Muhammad, K. (2023), A Review on Recent Advances in Matrix Converter Technology: Topologies, Control, Applications, and Future Prospects, International Journal of Energy Research, 6619262, 1-28. https://doi.org/10.1155/2023/6619262.

Predescu, D.-M., & Roșu, Ș.-G. (2025). Solid State Transformers: A Review—Part I: Stages of Conversion and Topologies. *Technologies*, *13*(2), 74. https://doi.org/10.3390/technologies13020074.

Shadfar, H., Ghorbani Pashakolaei, M., Akbari Foroud, A. (2021), Solid-state transformers: An overview of the concept, topology, and its applications in the smart grid. International Transactions on Electrical Energy Systems, 31(9), 12996. https://doi.org/10.1002/2050-7038.12996.

She, X., Huang, A.Q., Burgos, R. (2013), Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 1(3), 186-198. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917