

# Evaluación del Desempeño de los Convertidores Trifásicos de 2 y 3 Niveles para Controlar una MSIP en Aplicaciones de Tracción de Vehículos Eléctricos

Lara-Cardoso, J.<sup>1</sup>; Hernández-Flores, C.<sup>2</sup>; Arjona-López, M. A.<sup>3</sup>

## Datos de Adscripción:

<sup>1</sup>  Jorge Lara Cardoso. Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico Superior de Lerdo. Departamento de Posgrado. [jorge\\_lara\\_c@yahoo.com](mailto:jorge_lara_c@yahoo.com). <https://orcid.org/0000-0002-2746-7044>

<sup>2</sup> Concepción Hernández Flores. TNM Instituto Tecnológico de La Laguna. División de Estudios de Posgrado e Investigación. [coni.hernandez@ieee.org](mailto:coni.hernandez@ieee.org). <https://orcid.org/0000-0002-4757-5309>

<sup>3</sup> Marco Antonio Arjona López. TNM Instituto Tecnológico de La Laguna. División de Estudios de Posgrado e Investigación. [marjona@ieee.org](mailto:marjona@ieee.org). <https://orcid.org/0000-0003-1826-4066>

**Resumen** - En este trabajo se presenta la evaluación del desempeño del convertidor trifásico de 2 (CT2N) niveles y del convertidor trifásico de 3 niveles (CT3N) con topología de Punto Neutro Fijado (PNF) para controlar una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP) en aplicaciones de tracción de vehículos eléctricos. La configuración del CT2N es más simple, pues se compone de tan solo 6 dispositivos TBCA (Transistor Bipolar de Compuerta Aislada) de potencia, mientras que el CT3N requiere 12, además de 6 diodos de recuperación rápida. Asimismo, la técnica de modulación de vectores espaciales (MVE) requerida es más compleja en el convertidor de 3 niveles. Con el objetivo de realizar una comparación cualitativa y cuantitativa del desempeño de ambos convertidores, se han llevado a cabo diferentes pruebas en todo el rango de velocidad bajo el máximo torque. Este análisis comparativo se ha validado mediante simulación en el software de Matlab-Simscape. Los resultados obtenidos muestran que los 2 convertidores permiten controlar satisfactoriamente la MSIP. Sin embargo, el CT3N tiene un mejor desempeño, ya que al conmutar a una menor frecuencia alcanza una mayor eficiencia y ventajosamente también es capaz de generar una señal de salida de voltaje con una menor distorsión que el CT2N. Así pues, se concluye que, aunque el CT3N PNF es más complejo y costoso, éste representa una solución de mayor calidad y de mejor desempeño viable para aplicaciones exigentes como la tracción de vehículos eléctricos.

**Palabras Clave** – Convertidor Trifásico PNF, Matlab-Simscape, Máquina Síncrona de Imanes Permanentes, Modulación de Vectores Espaciales, Vehículos Eléctricos.

**Abstract** - This work presents the performance evaluation of a three-phase two-level converter (2LC) and a three-phase three-level converter (3LC) with a Neutral Point Clamped (NPC) topology for controlling a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) in electric vehicle traction applications. The 2LC configuration is simpler, consisting of only six IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) power devices, whereas the 3LC requires twelve IGBTs and six fast-recovery diodes. Additionally, the space vector modulation

(SVM) technique is more complex in the three-level converter. To perform a qualitative and quantitative comparison, both converters were tested across the entire speed range under maximum torque conditions. The comparative analysis was validated through simulations using Matlab-Simscape. Results indicate that both converters effectively control the PMSM; however, the 3LC demonstrates superior performance. By switching at a lower frequency, it achieves higher efficiency and generates an output voltage signal with lower distortion compared to the 2LC. In conclusion, although the NPC 3LC is more complex and costly, it provides a higher-quality, better-performing solution suitable for demanding applications such as electric vehicle traction.

**Keywords** - Electric Vehicles, Matlab-Simscape, Permanent Magnet Synchronous Machine, Space Vector Modulation, Three-phase NPC Converter.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos basados en interruptores de estado sólido compuestos por materiales semiconductores. Estos convertidores son capaces de modificar las características de la forma de onda de entrada, e.g., la amplitud, la frecuencia o la fase. Además, permiten ejecutar tareas de control y regular la transferencia de energía entre sistemas. La manera de interconectar los interruptores de potencia del convertidor da origen a una amplia variedad de topologías o configuraciones cada una de ellas con características muy particulares (Mohan, 2009).

Los convertidores multinivel (CMN) son utilizados en diversas aplicaciones como son los sistemas de conversión de energía eólica y fotovoltaica, los vehículos eléctricos, el filtrado activo y los cargadores de batería, entre otras (Ali et al., 2024), (Jahns y Dai, 2017), (Safayatullah et al., 2022). Estos CMN tienen la ventaja de ser capaces de generar una señal senoidal de mejor calidad utilizando una frecuencia de conmutación más baja, lo que implica menores pérdidas de conmutación y una mayor eficiencia (Choudhury et al., 2014), (Sejpal et al., 2013). Además, debido a la menor frecuencia de conmutación, el filtro pasivo requerido a la salida del convertidor es de un menor dimensionamiento, y con ello un menor costo, volumen y peso. También se logra una menor interferencia electromagnética (IEM) gracias a la reducción en la frecuencia de trabajo. Por otro lado, las topologías multinivel tienen la capacidad de manejar mayores voltajes y potencias, y al mismo tiempo sus interruptores experimentan un menor estrés o cambio de voltaje por unidad de tiempo (Vahedi et al., 2016).

Un inconveniente de los convertidores multinivel es que consisten de un mayor número de interruptores, lo que conlleva a un mayor costo. Además, también requieren de estrategias de modulación más complejas (Triana et al., 2023). Sin embargo, al tener más interruptores es posible implementar técnicas de tolerancia a fallas, lo que no es posible con topologías simples. Las topologías multinivel más maduras son la de capacitor flotante - CF (FC - Flying Capacitor), la de puentes H en cascada - PHC (CHB - Cascaded-H Bridge) y la de punto neutro fijado - PNF (NPC - Neutral Point Clamped). La configuración CF requiere la precarga de sus capacitores y presenta una limitante para operar a bajas frecuencia de conmutación. La topología PHC tiene la ventaja de una alta modularidad. Sin embargo, tiene el inconveniente de requerir una fuente aislada de CD por cada una de sus celdas. A pesar de que la topología PNF requiere de la implementación de técnicas para compensar el desbalance de voltaje de sus capacitores, solo requiere de una fuente aislada (Lara et al., 2022).

En este trabajo se presenta un estudio comparativo de desempeño entre el convertidor trifásico de 2 niveles y el convertidor trifásico de 3 niveles con diodos fijados al punto neutro para controlar una máquina síncrona de imanes permanentes en aplicaciones de tracción de vehículos eléctricos. El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II describe los convertidores de 2 y de 3 niveles bajo estudio, y también explica las técnicas de modulación utilizadas en cada uno de ellos. Además, presenta el modelo la máquina síncrona de imanes permanentes en el marco de referencia giratorio  $dq$ . La sección III presenta y discute los resultados de simulación obtenidos en Matlab-Simscape. Finalmente, la sección IV presenta las conclusiones y algunas observaciones importantes.

## II. PARTE TÉCNICA DEL ARTÍCULO

En esta sección se describen los convertidores trifásicos de 2 y 3 niveles bajo estudio. También se presentan las técnicas de modulación utilizadas en cada uno de ellos. Además, se presenta el modelado de la máquina síncrona de imanes permanentes en el marco de referencia giratorio  $dq$ .

La Figura 1A y 1B muestra los diagramas del convertidor binivel y del convertidor de 3 niveles con topología PNF implementados en el software de Matlab-Simscape, los cuales están conectados a las fases del estator de la máquina síncrona de imanes permanentes. Observe que el convertidor de 2 niveles consiste de solo seis interruptores de potencia ( $S_1$ - $S_6$ ), mientras que el convertidor de 3 niveles consiste de doce interruptores de potencia ( $S_1$ - $S_{12}$ ), dos capacitores ( $C_1$ ,  $C_2$ ) y 6 diodos ( $D_1$ - $D_6$ ).

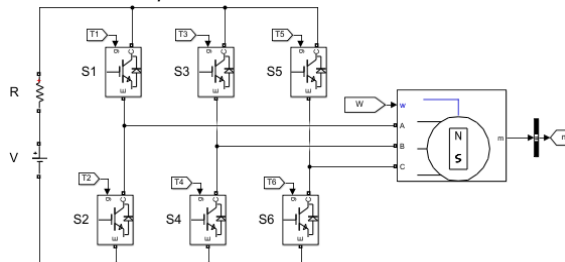
### 2.1 Técnica de Modulación del Convertidor de 2 Niveles.

La modulación de ancho de pulso basada en vectores espaciales SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) ha sido implementada en el convertidor de 2 niveles (PLECS, 2023). La Figura 2 muestra los vectores espaciales y los seis sectores para la modulación implementada en el CT2N, mientras que la Tabla 1 muestra el correspondiente estado de los seis interruptores  $S_1$ - $S_6$  del convertidor para cada uno de los ocho vectores  $V_0$ - $V_7$ . Observe que los vectores  $V_0$  y  $V_7$  son vectores

nulos donde el voltaje de salida es cero. La comilla en los interruptores pares representa el estado complementario, lo cual es necesario para no cortocircuitar el bus de DC.

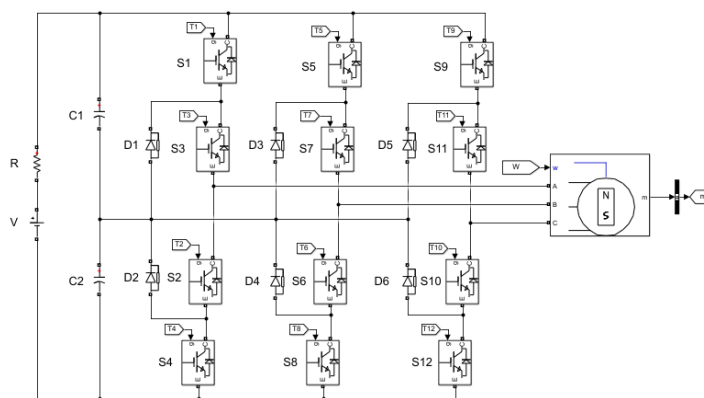
**Figura 1-A**

Bloques y etiquetas del convertidor electrónico de potencia de dos niveles en Matlab-Simscape.



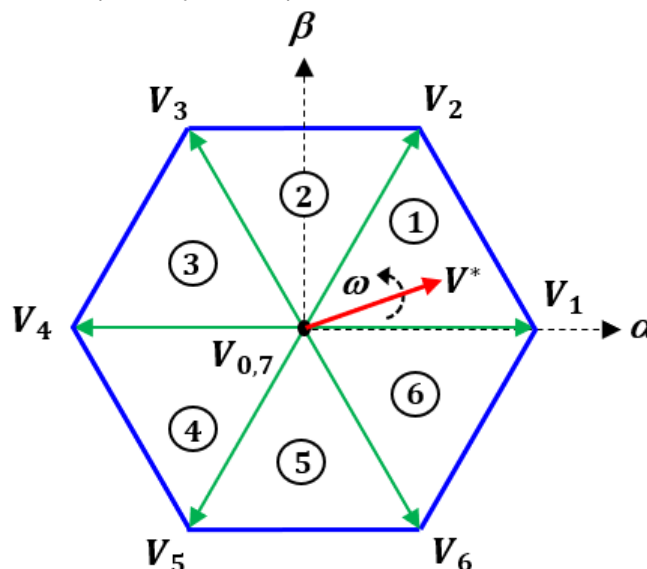
**Figura 1-B**

Bloques y etiquetas del convertidor electrónico de potencia de tres niveles en Matlab-Simscape.



**Figura 2**

Vectores espaciales y sectores para la modulación del CT2N.



El vector de referencia  $V^*$  es sintetizado a partir de los tres vectores del sector donde se ubique  $V^*$ . El tiempo total de duración está definido como:

$$T_s \cdot V^* = T_0 \cdot V_0 + T_1 \cdot V_A + T_2 \cdot V_B \quad (1)$$

**Tabla 1**

Vectores espaciales y el correspondiente estado de los interruptores para la modulación del CT2N.

| VECTOR ESPACIAL | ESTADO DE LOS INTERRUPTORES |             |             |
|-----------------|-----------------------------|-------------|-------------|
|                 | $S_1, S'_2$                 | $S_3, S'_4$ | $S_5, S'_6$ |
| $V_0, V_7$      | 0                           | 0           | 0           |
| $V_1$           | 1                           | 0           | 0           |
| $V_2$           | 1                           | 1           | 0           |
| $V_3$           | 0                           | 1           | 0           |
| $V_4$           | 0                           | 1           | 1           |
| $V_5$           | 0                           | 0           | 1           |
| $V_6$           | 1                           | 0           | 1           |

donde  $V_A$  puede ser los vectores  $V_1$  o  $V_4$ , mientras que  $V_B$  puede ser los vectores  $V_2, V_3, V_5$  o  $V_6$ . Los tiempos de duración en cada uno de estos vectores, así como en el vector nulo se calculan con las siguientes expresiones (Gebreel, 2011):

$$T_1 = m \cdot T_s \cdot \sin \left[ \left( \frac{n \cdot \pi}{3} \right) - \theta \right] \quad (2)$$

$$T_2 = m \cdot T_s \cdot \sin \left[ \theta - \left( \frac{n-1}{3} \right) \cdot \pi \right] \quad (3)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4)$$

donde  $n$  representa el número de sector, el cual puede tomar cualquier valor entero entre uno y seis, mientras que es el ángulo del vector de referencia  $V^*$ , su rango está limitado entre 0 y 60° pues cada sector es un sextante del hexágono. Observe que la suma de los tiempos de duración en los tres vectores es igual al periodo de conmutación  $T_s$  del convertidor. El índice de modulación  $m$  está definido como:

$$m = \left( \frac{\sqrt{3}}{V_{DC}} \right) |V^*| \quad (5)$$

donde  $V_{DC}$  es el voltaje de directa del bus del convertidor.

## 2.2 Técnica de Modulación del Convertidor de 3 Niveles.

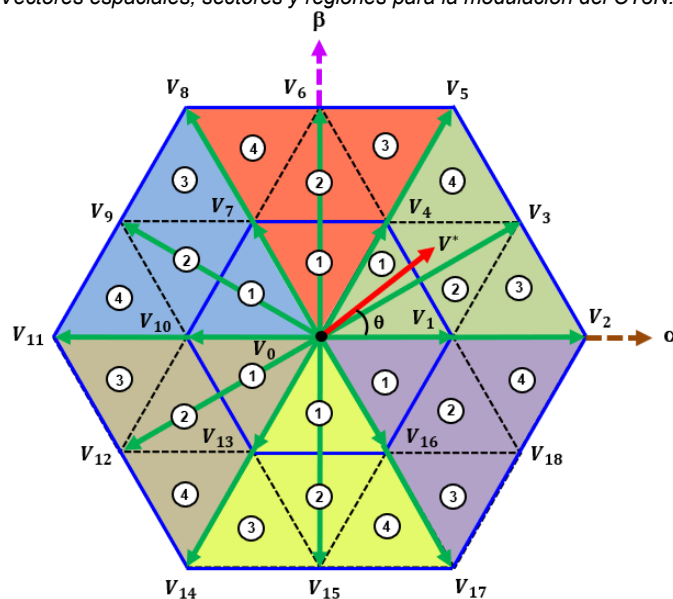
La modulación de ancho de pulso basada en vectores espaciales SVPWM ha sido implementada en el convertidor de 3 niveles (Xue, 2012).

La Figura 3 muestra los seis sectores con sus cuatro regiones (subsectores) cada uno, así como los diecinueve vectores espaciales  $V_0$ - $V_{18}$  para la modulación implementada en el CT3N. Observe que los sectores 1-6 están identificados en sentido antihorario por los colores verde, rojo, azul, café, amarillo y morado, respectivamente, mientras que las regiones 1-4 dentro de cada sector están etiquetadas dentro de un círculo.

La Tabla 2 muestra el estado de voltaje de los brazos de salida (A, B, C) del CT3N en función del estado de los interruptores  $S_1$ - $S_{12}$ . Observe que para la fase A y sus respectivos interruptores del brazo izquierdo ( $S_1$ - $S_4$ ) están en color rojo, para la fase B y sus interruptores del brazo medio ( $S_5$ - $S_8$ ) están en verde, y para la fase C y sus interruptores del brazo derecho ( $S_9$ - $S_{12}$ ) están en azul.

**Figura 3**

Vectores espaciales, sectores y regiones para la modulación del CT3N.



**Tabla 2**

Voltaje de salida de cada fase del CT3N en función del estado de los interruptores de su respectivo brazo.

| ESTADO DE LOS INTERRUPTORES |                    |                    |                    | VOLTAJE DE FASE DE SALIDA | ESTADO DE VOLTAJE DEL BRAZO (FASE A/B/C) |
|-----------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|---------------------------|------------------------------------------|
| $S_1, S_5, S_9$             | $S_2, S_6, S_{10}$ | $S_3, S_7, S_{11}$ | $S_4, S_8, S_{12}$ |                           |                                          |
| 1                           | 0                  | 1                  | 0                  | $+V_{dc}/2$               | +                                        |
| 0                           | 1                  | 1                  | 0                  | 0                         | 0                                        |
| 0                           | 1                  | 0                  | 1                  | $-V_{dc}/2$               | -                                        |

La Tabla 3 muestra los correspondientes estados de conmutación de los diecinueve vectores espaciales, así como su clasificación en función de su magnitud, i.e., nulo, pequeño, mediano y grande. Observe que existen tres opciones o combinaciones posibles para generar el vector nulo ( $V_0$ ) y dos opciones para generar los vectores pequeños ( $V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$ ), mientras que existe una sola opción para generar tanto los vectores medianos ( $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}, V_{18}$ ) como los vectores grandes ( $V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$ ).

En función de la dirección de la corriente en el bus de DC del C3TN, las dos opciones para generar los vectores pequeños tienen el efecto de cargar/descargar los capacitores de división, lo que permite compensar el fenómeno de desbalance de voltaje que experimenta esta topología PNF.

El vector de referencia  $V^*$  es sintetizado a partir de los tres vectores ( $V_A$ ,  $V_B$ ,  $V_C$ ) de la respectiva región del sector donde se ubique  $V^*$ . El tiempo total de duración está definido

$$T_s \cdot V^* = T_1 \cdot V_A + T_2 \cdot V_B + T_3 \cdot V_C \quad (6)$$

donde se cumple la siguiente condición:

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 \quad (7)$$

**Tabla 3**

CT3N: Estados de conmutación de los vectores espaciales y su clasificación en función de su magnitud.

| VECTOR ESPACIAL | ESTADO DE CONMUTACIÓN |     |     | VECTOR                     |         |
|-----------------|-----------------------|-----|-----|----------------------------|---------|
|                 | 1                     | 2   | 3   | MAGNITUD (V)               | TIPO    |
| $V_0$           | +++                   | 000 | --- | 0                          | NULO    |
| $V_1$           | +00                   | 0-- |     | $\frac{V_{dc}}{3}$         | PEQUEÑO |
| $V_4$           | ++0                   | 00- |     |                            |         |
| $V_7$           | 0+0                   | -0- |     |                            |         |
| $V_{10}$        | 0++                   | -00 |     |                            |         |
| $V_{13}$        | 00+                   | --0 |     |                            |         |
| $V_{16}$        | +0+                   | 0-0 |     | $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$  | MEDIANO |
| $V_3$           | +0-                   |     |     |                            |         |
| $V_6$           | 0+-                   |     |     |                            |         |
| $V_9$           | -+0                   |     |     |                            |         |
| $V_{12}$        | -0+                   |     |     |                            |         |
| $V_{15}$        | 0-+                   |     |     | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | GRANDE  |
| $V_{18}$        | + - 0                 |     |     |                            |         |
| $V_2$           | + - -                 |     |     |                            |         |
| $V_5$           | ++ -                  |     |     |                            |         |
| $V_8$           | - + -                 |     |     |                            |         |
| $V_{11}$        | - + +                 |     |     | $\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}$ | GRANDE  |
| $V_{14}$        | - - +                 |     |     |                            |         |
| $V_{17}$        | + - +                 |     |     |                            |         |

La Tabla 4 muestra las expresiones para calcular los tiempos de duración  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$  en las cuatro regiones del sector uno (Gebrael, 2011). Para los otros cinco sectores se utilizan las mismas expresiones solo que el ángulo se calcula a partir de la función módulo para que siempre esté en el rango de 0 a 60°.

La Figura 4 muestra los bloques de la modulación SVPWM del CT3N PNF en Matlab-Simscape.

**Tabla 4**

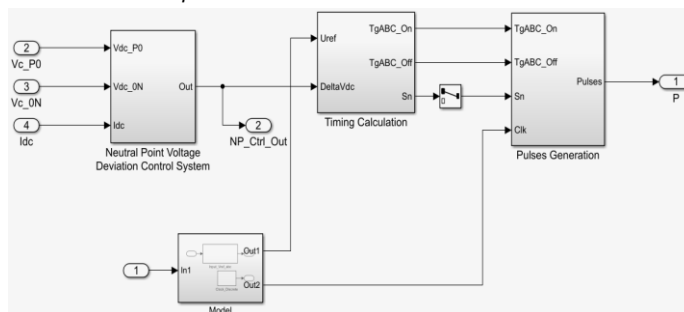
Tiempos de duración en las cuatro regiones del sector uno para la modulación SVPWM del CT3N.

| REGIÓN / SUBSECTOR | $T_1$                                                                                  | $T_2$                                                                                  | $T_3$                                                                                  |
|--------------------|----------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------|
| 1                  | $T_s \cdot \left[ 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$     | $T_s \cdot \left[ 1 - 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$ | $T_s \cdot [2 \cdot m \cdot \sin(\theta)]$                                             |
| 2                  | $T_s \cdot [1 - 2 \cdot m \cdot \sin(\theta)]$                                         | $T_s \cdot \left[ 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1 \right]$ | $T_s \cdot \left[ 1 - 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$ |
| 3                  | $T_s \cdot \left[ 2 - 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$ | $T_s \cdot [2 \cdot m \cdot \sin(\theta)]$                                             | $T_s \cdot \left[ 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1 \right]$ |
| 4                  | $T_s \cdot [2 \cdot m \cdot \sin(\theta) - 1]$                                         | $T_s \cdot \left[ 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$     | $T_s \cdot \left[ 2 - 2 \cdot m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$ |

El nodo donde se unen los puntos medios de los diodos de cada brazo con el punto medio de los capacitores de división corresponde al neutro del CT3N PNF. Cuando el valor medio de la corriente de este neutro es diferente de cero se presenta un desbalance en los capacitores, lo que significa que el voltaje entre ellos es diferente. El bloque de control de desviación mostrado en la Figura 4 compensa esta diferencia de voltaje, para así obtener una señal de voltaje con los niveles simétricos de la mitad del voltaje del bus de DC. También se observa el bloque para el cálculo de los tiempos de duración de los vectores conforme a la Tabla 4, así como el bloque para la generación de los pulsos.

**Figura 4**

Bloques de la modulación SVPWM para el convertidor PNF de 3 niveles en Matlab-Simscape.



La Tabla 5 muestra algunos de los parámetros de los convertidores de dos y tres niveles. Note que el voltaje del bus es el mismo para ambos convertidores, pero la frecuencia de conmutación es muy inferior en el CT3N, lo que implica menores pérdidas y una mayor eficiencia.

**Tabla 5**

Parámetros de los convertidores de 2 y 3 niveles.

| PARÁMETRO                                   | VALOR |      | UNIDAD |
|---------------------------------------------|-------|------|--------|
|                                             | CT2N  | CT3N |        |
| Voltaje del bus de DC                       | 350   |      | V      |
| Frecuencia de conmutación                   | 20    | 5    | kHz    |
| Capacitancia de los capacitores de división | -     | 4    | mF     |

### 2.3 Modelo de la MSIP en el Marco de Referencia DQ.

A continuación, se presenta el modelado de la máquina síncrona de imanes permanentes en el marco de referencia giratorio  $dq$  (Lara et al., 2016).

Los voltajes  $\vec{V}_d$  y  $\vec{V}_q$  en coordenadas  $dq$  se expresan como:

$$\vec{V}_d = R_s \vec{I}_d + \frac{d\vec{\Phi}_d}{dt} - P\omega_m \vec{\Phi}_q \quad (8)$$

$$\vec{V}_q = R_s \vec{I}_q + \frac{d\vec{\Phi}_q}{dt} + P\omega_m \vec{\Phi}_d \quad (9)$$

donde  $R_s$  es la resistencia del estator,  $\vec{I}_d$  e  $\vec{I}_q$  representan los componentes directo  $d$  y en cuadratura  $q$  de la corriente del estator,  $\vec{\Phi}_d$  y  $\vec{\Phi}_q$  significan los flujos magnéticos  $dq$ ,  $\omega_m$  es la velocidad angular mecánica del rotor y  $P$  es el número de pares de polos de la máquina.

Los flujos magnéticos se pueden expresar en función de las inductancias  $dq$  totales  $L_d$  y  $L_q$ , así como del enlace de flujo  $\vec{\lambda}_r$  del imán permanente como se indica a continuación:

$$\vec{\Phi}_d = L_d \cdot \vec{I}_d + \vec{\lambda}_r \quad (10)$$

$$\vec{\Phi}_q = L_q \cdot \vec{I}_q \quad (11)$$

Las inductancias totales también se pueden expresar en función de las inductancias de fuga  $L_{ld}$  y  $L_{lq}$ , y de las inductancias magnetizantes  $L_{md}$  y  $L_{mq}$  como:

$$L_d = L_{ld} + L_{md} \quad (12)$$

$$L_q = L_{lq} + L_{mq} \quad (13)$$

El flujo del rotor también se puede expresar en función de la componente  $d$  de la inductancia magnetizante y de una fuente de corriente constante  $\vec{I}_r$  representativa para los imanes del rotor como se muestra a continuación:

$$\vec{\lambda}_r = L_{md} \cdot \vec{I}_r \quad (14)$$

El torque electromagnético  $\tau_e$  producido por la MSIP en función de las variables eléctricas viene dado por:

$$\tau_e = K [\vec{\Phi}_d \cdot \vec{I}_q - \vec{\Phi}_q \cdot \vec{I}_d] \quad (15)$$

y en función de las variables mecánicas está definido como:

$$= J \frac{d\omega_m}{dt} + F \frac{d\theta_m}{dt} + \tau_d + \tau_m \quad (16)$$

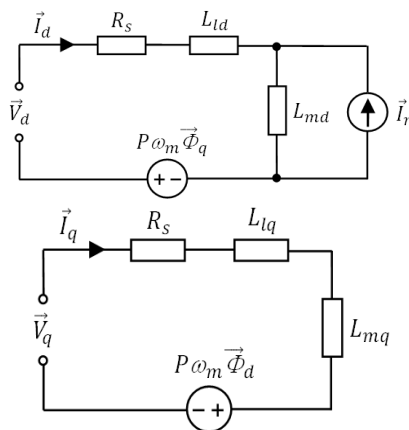
donde  $K$  es igual a  $3P/2$ ,  $J$  representa el momento de inercia combinado del rotor y la carga,  $F$  representa el factor de fricción viscosa y  $\theta_m$  es la posición mecánica del rotor, mientras que  $\tau_d$  y  $\tau_m$  son el torque de fricción estática y el torque mecánico del eje, respectivamente.

La Figura 5 muestra los circuitos eléctricos resultantes a partir de las ecuaciones (8)-(14), mientras que la Figura 6 presenta el diagrama a bloques del modelo dinámico de la MSIP transformando las ecuaciones diferenciales (8) y (9) en su forma integral, y así poder calcular las corrientes del estator  $\vec{I}_d$  e  $\vec{I}_q$  a partir de los respectivos voltajes.

La Figura 7 muestra los bloques en Matlab-Simscape para generar las corrientes trifásicas del estator de la MSIP a partir de los datos del modelo. Observe que para esto se utilizaron fuentes de corriente, ya que se requiere de una interfaz eléctrica entre la MSIP y el convertidor electrónico de potencia que la alimenta.

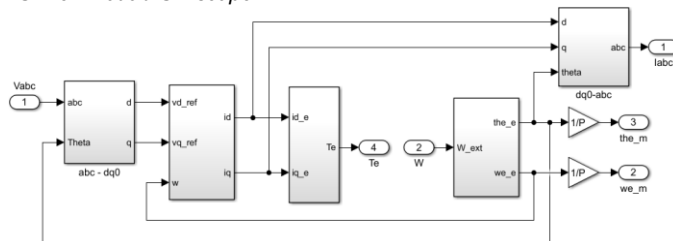
**Figura 5**

Circuito eléctrico resultante del modelado de la MSIP. (Arriba) Componente directa de voltaje:  $\vec{V}_d$ . (Abajo) Componente en cuadratura de voltaje  $\vec{V}_q$ .



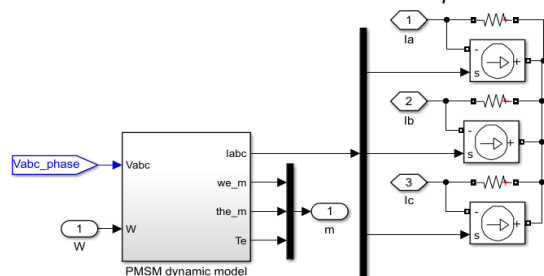
**Figura 6**

Diagrama a bloques de la implementación del modelo dinámico de la MSIP en Matlab-Simscape.



**Figura 7**

Generación de las corrientes del estator a partir de los datos del modelo dinámico de la MSIP desarrollado en Matlab-Simscape.



Los principales parámetros de la MSIP utilizada en las pruebas con los convertidores de 2 y 3 niveles se presentan en la Tabla 6.

**Tabla 6**  
*Parámetros de la MSIP.*

| PARÁMETRO                              | VALOR | UNIDAD      |
|----------------------------------------|-------|-------------|
| Potencia máxima ( $P_{max}$ )          | 90    | $kW$        |
| Velocidad máxima ( $\omega_{max}$ )    | 9,000 | $rpm$       |
| Torque máximo ( $\tau_{max}$ )         | 180   | $N \cdot m$ |
| Corriente máxima ( $I_{max}$ )         | 400   | $A$         |
| Resistencia del estator ( $R_s$ )      | 20    | $m\Omega$   |
| Inductancia del estator ( $L_d, L_q$ ) | 80    | $\mu H$     |
| Flujo del rotor ( $\lambda_r$ )        | 0.060 | $V \cdot s$ |
| Número de pares de polos ( $P$ )       | 5     | -           |

### III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentan y discuten los resultados obtenidos al simular en Matlab-Simscape el control de la MSIP mediante los convertidores de 2 y 3 niveles.

Para regular el torque generado por la máquina eléctrica se ha implementado la técnica COC - Control Orientado en Campo (FOC - Field Oriented Control, por sus siglas en inglés) (Lara y Chandra, 2018), (MATLAB HELP, 2025).

La Figura 8 muestra las curvas obtenidas para la MSIP controlada por el convertidor de 3 niveles. La prueba realizada consiste en variar la velocidad de la máquina eléctrica desde 0  $rpm$  hasta 9,000  $rpm$  mientras desarrolla el torque máximo (180  $Nm$  antes de la velocidad base de 5,000  $rpm$  y 96  $Nm$  a la velocidad máxima). Observe que a la MSIP le toma 9 segundos alcanzar las 9,000  $rpm$  partiendo de su estado estático. Note que las corrientes y los voltajes del estator alcanzan valores pico de 400  $A$  y 182  $V$ , respectivamente.

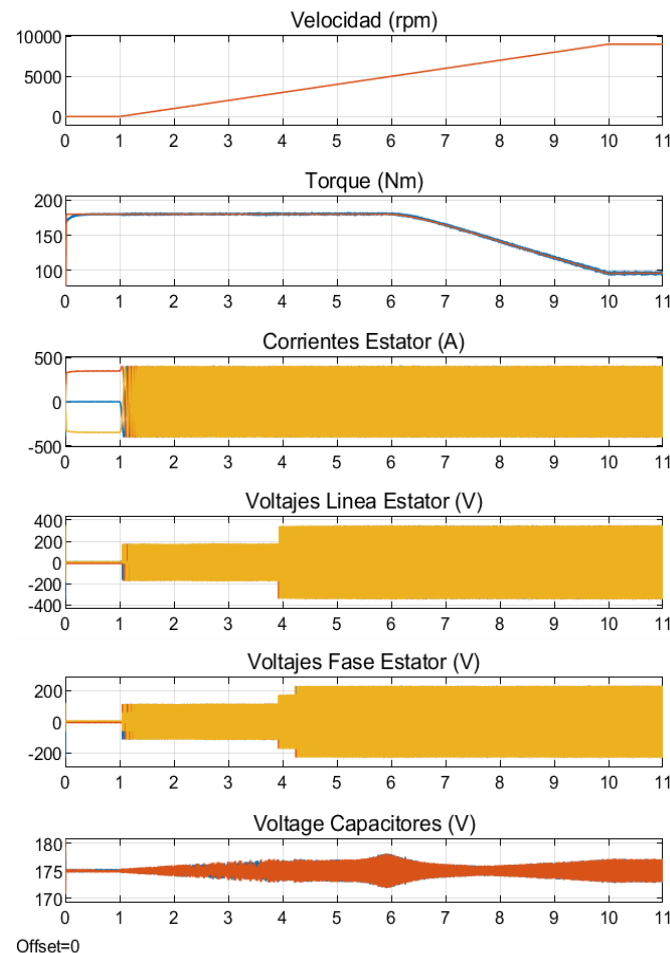
La Figura 9 muestra un acercamiento en  $t = 5s \pm 4ms$  de las curvas mostradas en la Figura 8. Se puede observar que las corrientes del estator son senoidales y como el desbalance de voltaje en los capacitores está correctamente compensado, manteniéndolo confinado en un rango de  $\pm 3 V$ . También se pueden apreciar los 5 niveles en los voltajes de línea del estator, así como los 9 niveles en los voltajes de fase del estator.

La Figura 10 muestra las curvas obtenidas para la MSIP controlada por el convertidor de 2 niveles. La prueba realizada es la misma que se aplicó en el caso anterior con el CT3N. Las curvas mostradas también son las mismas, excepto el voltaje de los capacitores pues no los hay en la topología binivel. Observe como las oscilaciones de torque son muy grandes ( $\pm 10 Nm$ ) en comparación con las obtenidas en el caso del convertidor de 3 niveles ( $\pm 2 Nm$ ).

La Figura 11 muestra un acercamiento en  $t = 5s \pm 4ms$  de las curvas mostradas en la Figura 10. Se puede observar que las corrientes del estator no son senoidales pues están distorsionadas, lo que genera un torque menos preciso y a su vez provoca un desempeño de menor calidad en el control de la MSIP. También se pueden apreciar los 3 niveles en los voltajes de línea del estator, así como los 5 niveles en los voltajes de fase del estator.

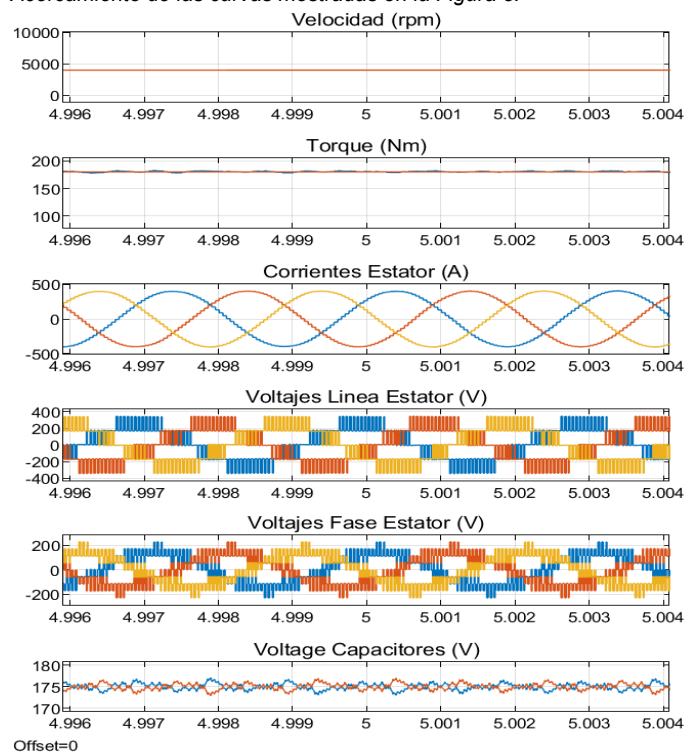
Las Figuras 12, 13 y 14 muestran la comparativa de los espectros obtenidos para la corriente, para el voltaje de línea y para el voltaje de fase de la MSIP, respectivamente, al ser controlada mediante el CT2N y el CT3N. Observe que la distorsión armónica total - DAT (THD - Total Harmonic Distortion, por sus siglas en inglés) para la corriente del estator es de 2.32% con el convertidor de 2 niveles, mientras que con el convertidor de 3 niveles es de tan solo 0.92%. Para el CT2N, la DAT del voltaje de línea y del voltaje de fase es de 15.54% y 15.66%, respectivamente, mientras que, para el CT3N, la DAT es de tan solo 6.73% y 6.74%. Es importante resaltar que, con el CT3N, las componentes fundamentales de la corriente, del voltaje de línea y del voltaje de fase son de 400.9  $A$ , 250.6  $V$  y 144.7  $V$ , respectivamente, las cuales son superiores a las obtenidas con el CT2N de 398.2  $A$ , 227.6  $V$  y 131.3  $V$ . Estos datos representan un mejor desempeño del CT3N en comparación con el CT2N.

**Figura 8**  
*Curvas obtenidas de la MSIP controlada mediante el CT3N.*



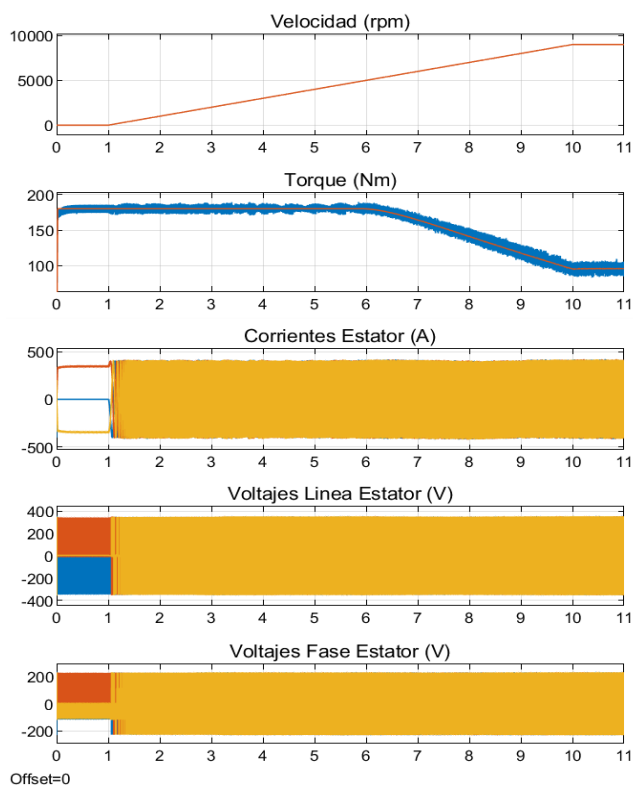
**Figura 9**

*Acercamiento de las curvas mostradas en la Figura 8.*



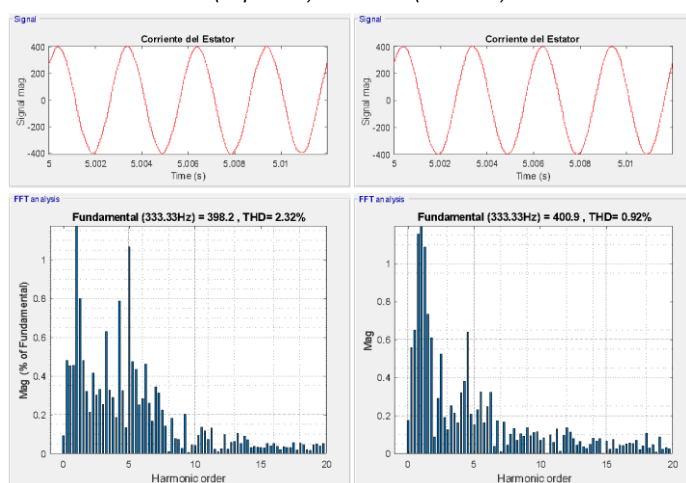
**Figura 10**

*Curvas obtenidas de la MSIP controlada mediante el CT2N.*



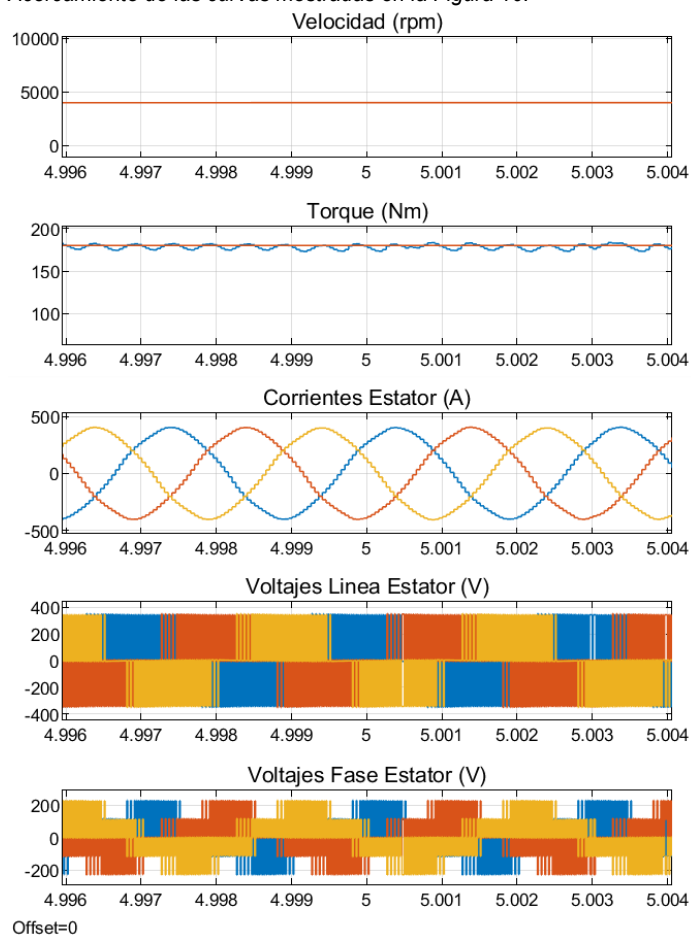
**Figura 12**

*Comparativa de los espectros de la corriente del estator de la MSIP controlada mediante: (Izquierda) El CT2N. (Derecha) El CT3N.*



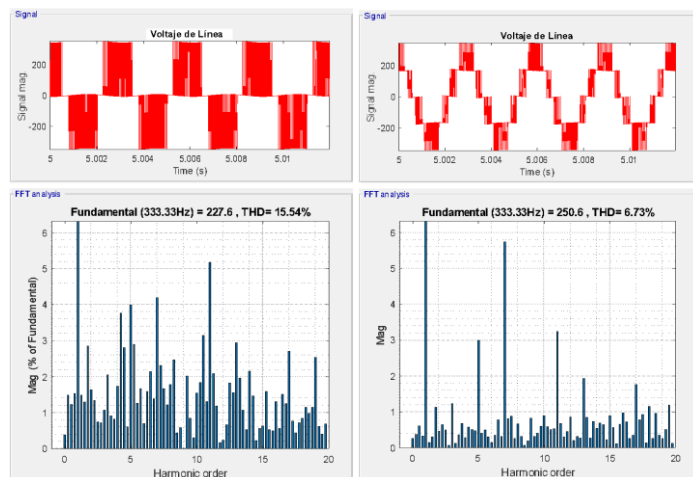
**Figura 11**

*Acercamiento de las curvas mostradas en la Figura 10.*



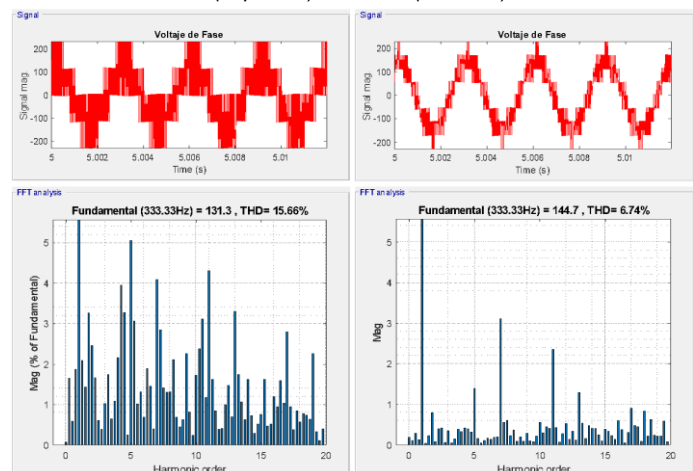
**Figura 13**

Comparativa de los espectros del voltaje de línea del estator de la MSIP controlada mediante: (Izquierda) El CT2N. (Derecha) El CT3N.



**Figura 14**

Comparativa de los espectros del voltaje de fase del estator de la MSIP controlada mediante: (Izquierda) El CT2N. (Derecha) El CT3N.



#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la evaluación del desempeño del convertidor trifásico binivel y del convertidor trifásico de tres niveles con topología PNF para controlar la MSIP en aplicaciones de tracción de vehículos eléctricos.

La técnica de compensación del desbalance de los capacitores, la cual considera la diferencia de voltaje y el sentido de la corriente, tiene un muy buen desempeño, ya que la MSIP generó el torque máximo de 180 Nm desde estando su eje estático hasta las 5,000 rpm, y las oscilaciones del desbalance se mantuvieron en el rango de  $\pm 3$  V. Mientras que, cuando la máquina alcanzó las 9,000 rpm con un torque de 96 Nm, las oscilaciones del desbalance permanecieron en el rango de  $\pm 2$  V. En todo el rango de velocidad de la máquina, las oscilaciones de torque estuvieron

dentro de  $\pm 2$  Nm, equivalente a  $\pm 1$  % del torque máximo. Las formas de onda de la corriente del estator, del voltaje de línea y del voltaje de fase fueron de mejor calidad en el caso del CT3N pues su distorsión armónica fue menor en comparación con la obtenida con el CT2N.

A pesar de que el CT3N PNF consta de un mayor número de dispositivos semiconductores, de que su estrategia de modulación de vectores espaciales es más compleja y de que requiere de algoritmos de compensación del desbalance de sus capacitores, se concluye que, su calidad de control de la MSIP y su desempeño global es mejor que el del CT2N. Considerando que todo esto lo logra con una menor frecuencia de conmutación, siendo así más eficiente, el CT3N es más viable para ser utilizado en aplicaciones exigentes como la tracción de vehículos eléctricos.

#### V. AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen al Instituto Tecnológico Superior de Lerdo (ITSL) por el apoyo recibido para el desarrollo del presente trabajo de investigación.

#### VI. REFERENCIAS

- Ali, A., Mousa, H. H. H., Shaaban, M. F., Azzouz, M. A., y Awad, A. S. A. (2024). A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 12(3), 675–694. <https://doi.org/10.35833/MPCE.2023.000107>
- Choudhury, A., Pillay, P., y Williamson, S. S. (2014). Comparative Analysis Between Two-Level and Three-Level DC/AC Electric Vehicle Traction Inverters Using a Novel DC-Link Voltage Balancing Algorithm. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(3), 529–540. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2310140>
- Gebreel, A. A. G. M. (2011). *Simulation and Implementation of Two-Level and Three-Level Inverters by MATLAB and RT-LAB* [Master's thesis, Ohio State University]. OhioLINK Electronic Theses and Dissertations Center. [http://rave.ohiolink.edu/etdc/view?acc\\_num=osu1296051853](http://rave.ohiolink.edu/etdc/view?acc_num=osu1296051853)
- Jahns, T. M., y Dai, H. (2017). The Past, Present, and Future of Power Electronics Integration Technology in Motor Drives. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(3), 197–216. <https://doi.org/10.24295/CPSSTPEA.2017.00019>
- Lara, J., Xu, J., y Chandra, A. (2016). Effects of Rotor Position Error in the Performance of Field-Oriented-Controlled PMSM Drives for Electric Vehicle Traction Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(8), 4738–4751. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2549983>
- Lara, J., y Chandra, A. (2018). Performance Investigation of Two Novel HSFSI Demodulation Algorithms for Encoderless FOC of PMSMs Intended for EV Propulsion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(2), 1074–1083. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2733500>
- Lara, J., Hernández C., Arjona, M. A., Masís, L., y Chandra, A. (2022). Performance Evaluation of an Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter for Active Filtering in G2V-V2G and V2H Applications. *IEEE Access*, 10, 41607–41621. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3167694>

MATLAB HELP. (03 de Mayo de 2025). Space Vector Modulation  
*MathWorks Inc.*, <https://la.mathworks.com/discovery/space-vector-modulation.html>

Mohan, N., Undeland, T. M., y Robbins, W. P. (2009). *Electrónica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. McGraw Hill.

PLECS, (2023) SVPWM Control of a Grid-Connected Three-Level NPC Inverter [Archivo PDF]. *Plexim GmbH*,  
[https://www.plexim.com/sites/default/files/demo\\_models\\_categorized/tic2000/three\\_phase\\_npc\\_inverter.pdf](https://www.plexim.com/sites/default/files/demo_models_categorized/tic2000/three_phase_npc_inverter.pdf)

Safayatullah, M., Elrais, M. T., Ghosh, S., Rezaii, R., y Batarseh, I. (2022). A Comprehensive Review of Power Converter Topologies and Control Methods for Electric Vehicle Fast Charging Applications. *IEEE Access*, 10, 40753–40793.  
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3166935>

Sejpal, L., Lopes, L. A. C., Amar, M., y Williamson, S. S. (2013). Neutral-Point Voltage Balancing of Three-Level EV Traction Inverter Using Modified Carrier-Based SVM and THD Comparison with a Two-Level Inverter. *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 1–7. <https://doi.org/10.1109/ITEC.2013.6573490>

Triana, D. G., Lara, J., Hernández, C., y Arjona, M. A. (2023). Estudio Comparativo de las Plataformas SimPowerSystems de Matlab y Twin Builder de ANSYS para el Modelado y Control de un Convertidor Trifásico Back-to-Back NPC de 3 Niveles. *Revista Ciencia, Ingeniería y Desarrollo (CID) Tec Lerdo*, 9(1), 136–142.  
<http://repocid.itslerdo.edu.mx/coninci2023/CID-066.pdf>

Vahedi, H., Labbe, P.-A., y Al-Haddad, K. (2016). Balancing Three-Level Neutral Point Clamped Inverter DC Bus Using Closed-Loop Space Vector Modulation: Real-time Implementation and Investigation. *IET Power Electronics*, 9(10), 2076–2084. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0226>

Xue, V. (2012). Center-Aligned SVPWM Realization for 3-Phase 3-Level Inverter. *Texas Instruments Application Report*,  
<https://www.ti.com/lit/an/sprabs6/sprabs6.pdf>