



**UNIVERSIDAD
DEL AZUAY**

DEPARTAMENTO DE POSGRADOS

MAESTRÍA EN SISTEMAS VEHICULARES

**Título: Optimización de topología de convertidor con fuente de voltaje para
aplicación en sistema de tracción eléctrica, utilizando transistores SiC.**

**Tesis previa a la obtención del título de Magíster
Sistemas Vehiculares**

Autor:

Ing. David Galindo Toapanta

Director:

Ing. Efrén Fernández Palomeque, Ph.D

Cuenca, Ecuador, 2020

Dedicatoria:

A mi Esposa, Verónica, por siempre estar conmigo
en cada uno de los pasos que doy en mi vida.

A mi hijo que es la mejor alegría que he tenido,
que ahora es parte mi vida, Juan David.

Agradecimientos:

A Dios por guiarme de manera correcta,
a la Universidad del Azuay por el apoyo durante
la realización del trabajo, en especial a mi tutor Efrén Fernández,
por todo el tiempo y apoyo brindado,
para la realización de la presente investigación.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTO	iii
ÍNDICE DE CONTENIDOS	iv
ÍNDICE DE FIGURAS	v
ÍNDICE DE TABLAS	vi
RESUMEN	vii
ABSTRACT	viii
1.INTRODUCCIÓN	1
2. METODOLOGÍA	3
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN	5
4. CONCLUSIONES	8
5. BIBLIOGRAFÍA	8

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig 1. Comparación de dispositivos SiC vs Si.....	1
Fig 2. Topología VSI con dispositivos de Si.....	2
Fig. 3. Técnica de Modulación SPWM.....	2
Fig 4. Representación del motor PMSM en los ejes dq.....	3
Fig 5. Diagrama de flujo del controlador FOC.....	3
Fig 6. Sistema de Control de velocidad, I_q , I_d , para motor PMSM.....	4
Fig 7. Control PI de corrientes, I_q , I_d , para motor PMSM	4
Fig 8. Respuesta al escalón de velocidad.....	4
Fig 9. Respuesta al escalón de I_d	4
Fig 10. Respuesta de torque 2Nm de PMSM.....	5
Fig 11. Salidas de corriente de PMSM.....	5
Fig 12. Salida controlada de velocidad PMSM.....	5
Fig 13. Esquema en PSIM VSI de PMSM.....	6
Fig 14. Esquema en PSIM de control FOC, de PMSM.....	6
Fig. 15. Corriente AC, De señal VAB, VAC, VBC.....	6
Fig. 16. Velocidad referencia y velocidad generada.....	6
Fig.17 Velocidad referencia y velocidad generada.....	6
Fig. 18 Salida de voltaje VSI: fase A (aplicado al PMSM)	7
Fig 19. Perdidas de conducción con SiC a 100kz.....	7
Fig 20. Perdidas de conmutación con SiC a 100kz.....	7
Fig 21. Pérdidas totales con SiC a 100kz, rms= 694w.....	7
Fig 22. Pérdidas totales con Si a 100kz, rms= 800w.....	8
Fig 23. Perdidas de Potencia SiC vs Si con topología VSI.....	8

ÍNDICE DE TABLAS

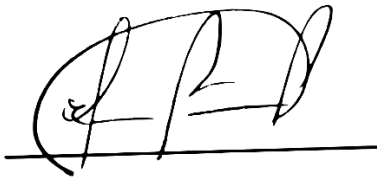
Tabla I. Constantes de los controladores Velocidad, Id., Iq.....	5
Tabla II. Parámetros de Simulación	6
Tabla III. Parámetros de Motor.....	6
Tabla IV. Parámetros de Mosfet SiC.....	6
Tabla V. Parámetros de IGBT Si.....	7

OPTIMIZACIÓN DE TOPOLOGÍA DE CONVERTIDOR CON FUENTE DE VOLTAJE PARA APLICACIÓN EN SISTEMA DE TRACCIÓN ELÉCTRICA, UTILIZANDO TRANSISTORES SiC.

RESUMEN

El presente estudio presenta mediante simulación, la mejora en eficiencia y el porcentaje de reducción de pérdidas en un convertidor VSI, utilizando dispositivos SiC, en un motor PMSM de 1 kW, mediante un control orientado al campo a una frecuencia de conmutación de 100 kHz. Se realiza un análisis comparativo entre dispositivos convencionales de silicio y SiC respecto a las pérdidas y eficiencia en el inversor estudiado.

Palabras Clave – Inversor con fuente de voltaje VSI, VSI, Carburo de silicio SiC, silicio Si, motor síncrono de imán permanente PMSM, Control orientado al campo FOC.



Ing. Efrén Fernández Palomeque, PhD.
Director del trabajo de titulación



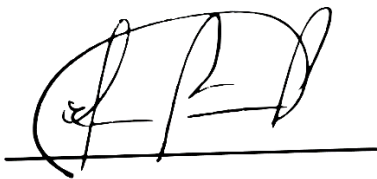
Ing. David Galindo Toapanta
Autor

OPTIMIZATION OF A CONVERTER TOPOLOGY WITH VOLTAGE SOURCE, FOR APPLICATION IN ELECTRICAL TRACTION SYSTEM, USING SiC TRANSISTORS.

ABSTRACT

This paper present the efficiency improvement and the percentage of loss reduction in a VSI converter by using SiC devices in a PMSM of 1 kW, through a field-oriented control at a switching frequency of 100 kHz. A comparative analysis is performed with respect to losses and efficiency between conventional silicon and SiC devices in the inverter studied.

Keywords – Voltage Source Inverter VSI, Silicon Carbide SiC, Silicon Si, Permanent Magnet Synchronous Motor PMSM, Field-Oriented Control FOC.



Ing. Efrén Fernández Palomeque, PhD.
Director del trabajo de titulación



Ing. David Galindo Toapanta
Autor



Translated by



David Galindo

David Leonardo Galindo Toapanta.

Trabajo de Grado.

Efrén Fernández Palomeque

Febrero, 2020.

Optimización de topología de convertidor con fuente de voltaje para aplicación en sistema de tracción eléctrica, utilizando transistores SiC.

INTRODUCCIÓN

El rápido agotamiento de los recursos petrolíferos de la tierra, demanda el desarrollo de vehículos eléctricos altamente eficientes (EV) y vehículos eléctricos híbridos (HEV), este último, que combina la tecnología de los motores de combustión interna con las máquinas eléctricas y sus convertidores electrónicos [2].

La definición de convertidor de energía lleva implícita la transformación de un modo de energía a otro, en un caso particular un convertidor DC-DC. Los convertidores del motor HEV y EV utilizan los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), como elemento primario de la conmutación, con diodos de silicio Si como el diodo de retorno, diseñado para controlar los motores trifásicos [2] como por ejemplo los SMPMSM.

Una opción para mejorar la eficiencia de los convertidores, es el despliegue de (SiC), el cual posee una serie de propiedades [3], esta tecnología proporcionaría los medios para mejorar la eficacia del sistema inversor, mientras que reduce la necesidad de elaborar sistemas de gestión térmica que añaden tamaño, peso y coste a los vehículos además permite trabajar a mayor frecuencia, temperaturas superiores y mayor densidad de potencia; lo que permitirá disminuir el tamaño de los elementos pasivos. Como se muestra en la Figura 1, los elementos de SiC tienen ventajas sobre los de Si [3].

Optimización de topología de convertidor con fuente de voltaje para aplicación en sistema de tracción eléctrica, utilizando transistores SiC.

David Galindo
Universidad del Azuay
Cuenca, Ecuador
dgalindo@uazuay.edu.ec

Efrén Fernández
Universidad del Azuay
Cuenca, Ecuador
efernandez@uazuay.edu.ec

Resumen El presente estudio presenta mediante simulación, la mejora en eficiencia y el porcentaje de reducción de pérdidas en un convertidor VSI, utilizando dispositivos SiC, en un motor PMSM de 1 kW, mediante un control orientado al campo a una frecuencia de conmutación de 100 kHz. Se realiza un análisis comparativo entre dispositivos convencionales de silicio y SiC respecto a las pérdidas y eficiencia en el inversor estudiado.

Palabras Clave – Inversor con fuente de voltaje VSI, VSI, Carburo de silicio SiC, silicio Si, motor síncrono de imán permanente PMSMPMSM, Control orientado al campo FOC.

I. INTRODUCCIÓN

El rápido agotamiento de los recursos petrolíferos de la tierra, demanda el desarrollo de vehículos eléctricos altamente eficientes (EV) y vehículos eléctricos híbridos (HEV), este último, que combina la tecnología de los motores de combustión interna con las máquinas eléctricas y sus convertidores electrónicos [1]. En la búsqueda de una mayor eficiencia en los sistemas de propulsión de los vehículos eléctricos, las investigaciones se han concentrado en el sistema de control de los motores. El diseño de estos sistemas consiste en el desarrollo de convertidores de potencia DC / AC que controlan los motores eléctricos, en particular los PMSM. Es en este punto donde la contribución de semiconductores desarrollados con SiC juegan un papel importante.

Los dispositivos de SiC tiene muchos beneficios que hace que sea interesante para el diseño de convertidores de potencia (Fig.1), teniendo en cuenta su alta eficiencia a alta frecuencia, operación a alta temperatura y también la reducción de pérdidas de potencia en la activación en comparación con los elementos de silicio convencionales.

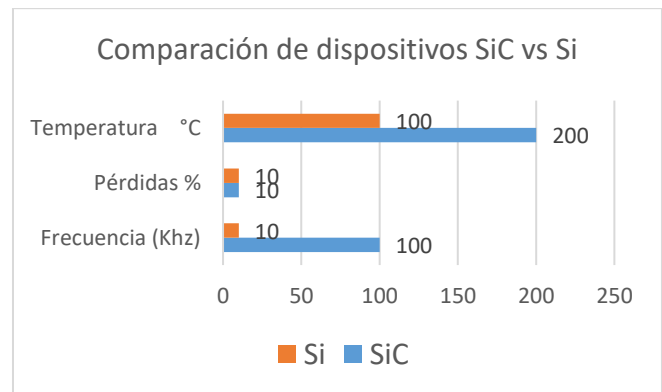


Fig. 1. Comparación de dispositivos SiC vs Si.

En este trabajo se presenta la implementación de un control FOC en un PMSM través de simulación, usando una topología VSI con elementos de SiC a alta frecuencia. El trabajo se organiza como sigue: Sección II describe las topologías convencionales, la aplicación de la topología VSI con los dispositivos de carburo de silicio a alta frecuencia. Sección III presenta el diseño del algoritmo de modulación, control FOC y características de PMSM. La sección IV presenta los resultados de las simulaciones, las conclusiones y propuesta de trabajos futuros.

II. PROBLEMÁTICA Y DISEÑO DE LA TOPOLOGIA VSI

El tamaño, peso y pérdidas de potencia de los convertidores de voltaje, son sin duda los problemas más comunes en los sistemas de tracción eléctrica, a esto se agrega los problemas que se pueden generar al utilizar una topología VSI con elementos IGBT de Silicio que trabajan a un rango de temperatura no mayor a 120 grados centígrados y su activación está por debajo de 10 kHz. Además, la adaptación de un sistema de enfriamiento por líquido muy robustos que agregan más peso sistema[2]-[3].

Existen varios tipos de topologías de convertidores de potencia electrónicos para sistemas de tracción eléctrica, siendo los principales:

VSI: es la topología más utilizada en híbridos y sistemas de tracción de eléctrico debido a al tipo de almacenamiento de tensión en los mismos.

Esta topología utiliza un gran condensador en el bus de corriente continua con el objetivo de filtrar la corriente entrada, manteniendo un nivel de voltaje constante[2].

CSI: tiene un componente inductor que es como almacenamiento de energía, tiene la capacidad de manejar alto voltaje, tiene protección contra cortocircuitos y voltaje de salida sinusoidal debido al efecto de los condensadores de filtro de salida AC [3].

ZSI: las ventajas de esta topología son la eficiencia y bajo costo, en comparación con las topologías VSI y CSI, esta requiere inductores y condensadores más pequeños cuando se trabaja a altas frecuencia y posee alta confiabilidad con respecto a disminuir las emisiones EMI [4].

A. Topología VSI, Convertidor DC/DC,

El propósito principal de estas topologías es proveer una fuente de voltaje trifásica, donde la amplitud, fase y frecuencia de los voltajes siempre puedan ser controlables.

En la topología VSI estándar de tres fases (Fig.2), los transistores de cualquier posición del inversor (T1 y T2, T3 y T4, o T5 y T6) no pueden ser conectados simultáneamente, porque esto daría como resultado un corto circuito a través del suministro de voltaje del enlace de DC. De modo semejante, para evitar los estados indefinidos en el VSI y de esa manera voltajes de línea a la salida indefinidos, los interruptores de cualquier posición del inversor no pueden ser desconectados simultáneamente, de lo contrario esto resultará en voltajes que dependerán de la polaridad de la corriente de línea respectiva[5].

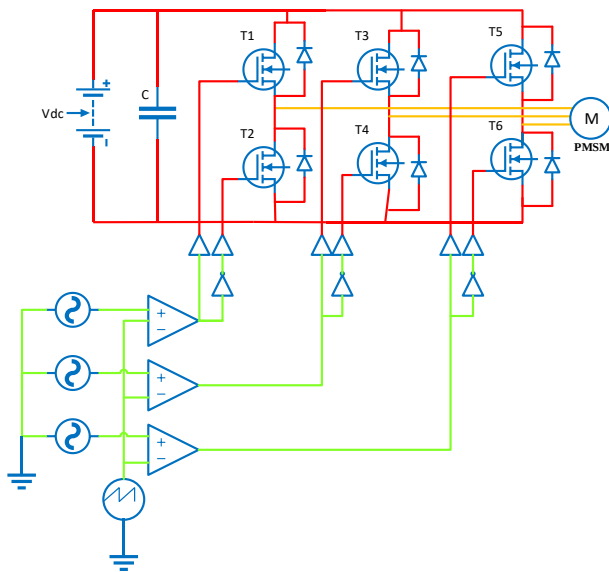


Fig 2. Topología VSI con dispositivos de Si.

B. Técnica de Modulación PWM

La técnica de modulación PWM sirve para la generación de las señales de disparo para el control de los convertidores de potencia, estas señales originalmente eran generados usando circuitos electrónicos. En la actualidad, los microprocesadores y microcontroladores han dominado el diseño de generadores de señales de control.

Esta técnica es usada debido su capacidad de controlar la tensión, la frecuencia y contenido de armónicos en una única etapa de potencia. El método más eficiente de controlar la ganancia (por lo tanto, la tensión de salida) es incorporar control (PWM). Las técnicas utilizadas comúnmente son:

- Modulación PWM senoidal (SPWM).
- Modulación PWM basada en vectores espaciales (SVPWM)

La técnica de modulación usada en este trabajo es la SPWM.

C. Modulación de ancho de pulso sinusoidal SPWM

El objetivo principal de esta técnica de modulación es la obtención de formas de onda de corriente, donde las pérdidas son mínimas, esta característica también permite la reducción de la tensión de línea y minimización de armónicos [6]. La técnica de la modulación SPWM (Fig.3) consiste en comparar una onda de alta frecuencia o señal portadora a una señal de baja frecuencia conocida como la señal de modulación de referencia [7] determinado el ancho de los pulsos de voltaje de salida del inversor.

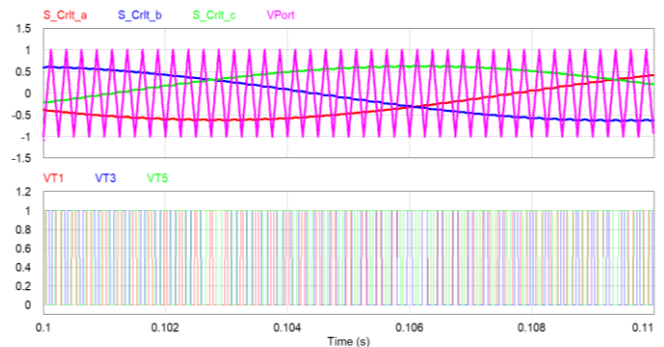


Fig. 3. Técnica de Modulación SPWM

III. DISEÑO DEL CONTROL FOC

En esta sección se describe el diseño de la técnica de modulación, el control FOC para PMSM, se realizan las simulaciones utilizando PSIM.

A. Motor sincrónico de imanes permanentes

En los motores síncronos la velocidad es proporcional a la frecuencia del voltaje aplicado a su estator [8]. La velocidad con que gira el rotor es igual a la del campo magnético giratorio generado por el estator, por ello el nombre de síncronos.

No posee bobinas de excitación en el rotor, estas son reemplazadas por imanes permanentes[9].

El motor de imanes permanentes alimentado con CA trifásico genera un campo magnético giratorio de magnitud constante [9]. La velocidad del campo magnético giratorio está dado por la ecuación (1) [9].

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (1)$$

Donde:

n_s = Velocidad de campo magnético (rpm)

f = Frecuencia eléctrica (Hz)

P = Numero de polos

La velocidad depende de la frecuencia del voltaje aplicado a los devanados del estator y del número de polos, y no de la carga mecánica [9]. Al ser fijo el número de polos, si se mantiene la misma frecuencia del voltaje de la armadura, la velocidad del motor se mantendrá constante con cualquier carga hasta la potencia máxima[9].

B. Modelado del motor síncrono de imanes permanentes

Es complicado trabajar con el modelo de un PMSM referenciado en un sistema trifásico, es simplificado aplicando la transformación de Clark a un sistema de referencia de dos ejes [10] obteniendo la ecuación 2. Las dos transformaciones usadas son α y β , siendo estos ortogonales entre sí (Fig.4). Luego se aplica una transformación de Park asociada al rotor se le llama dq y es un sistema de referencia de dos ejes que giran a la velocidad del rotor, y se obtiene la ecuación 3 [10].

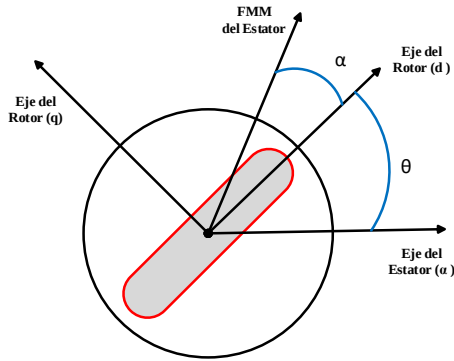


Fig 4. Representación del motor PMSM en los ejes dq [10].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

Donde V_d y V_q son voltajes en el eje de referencia dq. i_d e i_q son corrientes en el eje de referencia dq. V_a , V_b y V_c son voltajes de la línea trifásica. θ desplazamiento angular de los ejes del estator y del rotor.

C. Control FOC

El control FOC es un método de control de máquinas de inducción, el objetivo es controlar el motor de inducción en forma similar a como se controla una máquina de corriente continua. Para el control con este método solo se requiere estimar la posición angular del motor, la cual se obtiene de integrar la velocidad instantánea en el eje de la misma [11].

Las principales ventajas de utilizar el control FOC son:

- Mejor regulación de torque a bajas velocidades
- Mayor exactitud en la regulación de velocidad

Para esta técnica de control es necesario un sensor de velocidad para realimentar la velocidad, así como un sensor de corriente para realimentar un lazo de corriente. Son estas señales las que usan los controladores de torque y velocidad para regular la velocidad manteniendo el torque constante prácticamente desde velocidad 0 hasta la velocidad máxima (dato de placa del motor).

En (Fig.5) se puede apreciar un esquema del controlador FOC, los módulos que lo conforman son: Tres controladores PI, el inversor, las transformadas de *Clarke*, *Park* y sus inversas, el medidor de posición y velocidad y el inversor trifásico.

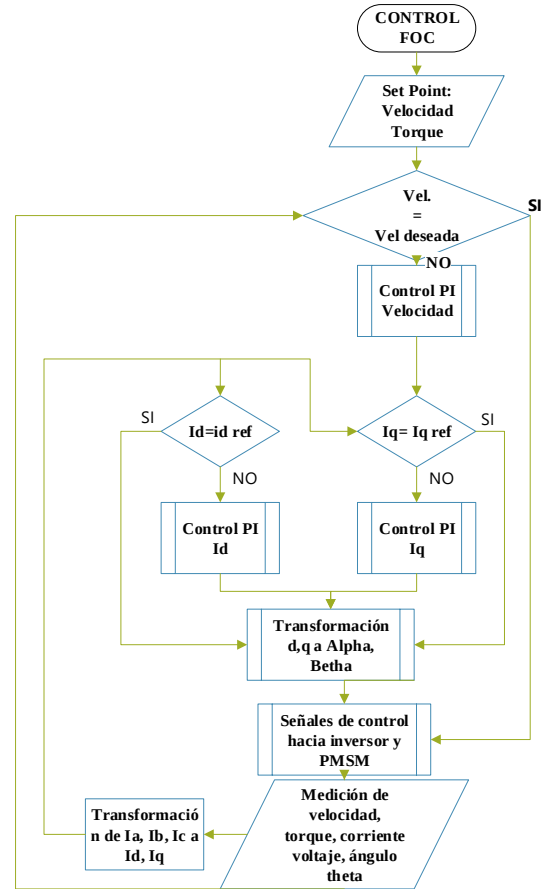


Fig 5. Diagrama de flujo del controlador FOC

El inversor convierte el voltaje deseado en el dominio del tiempo y se los aplica al motor. Las salidas de los controladores PI se les aplica la transformada inversa de Park y Clarke y éste genera los voltajes de fase equivalentes. La corriente que demanda el motor se mide solo en dos fases, por ser un sistema balanceado la tercera se estima en función de las dos corrientes. Las corrientes se le aplican la transformada de Clarke y Park y son las entradas de los controladores PI. La posición y velocidad se miden con un *Encoder*.

El controlador FOC usa 2 controladores tipo Proporcional Integral (PI) y un PID (Fig.6), el PID convertir las variaciones de velocidad a la corriente en i_q deseada (I_{QREF}), el otro controlador controla la corriente i_q y su salida es el voltaje V_q que se le aplicara al motor. El otro controlador PI trata que la corriente $i_d = 0$, su salida controla al voltaje V_d [12].

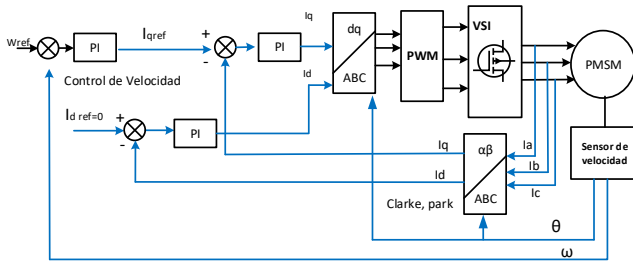


Fig 6. Sistema de Control de velocidad, I_q , I_d , para motor PMSM.

D. Obtención de las funciones de transferencia y Constantes K_P y K_I .

Para obtener las ecuaciones de transferencia de control de corriente y velocidad se colocó los valores del motor y se procedió a obtener la función de transferencia de cada una de las etapas de la planta con la herramienta de análisis lineal (Fig.7), para el control de corrientes se utiliza un controlador PI para control de flujo y par constante.

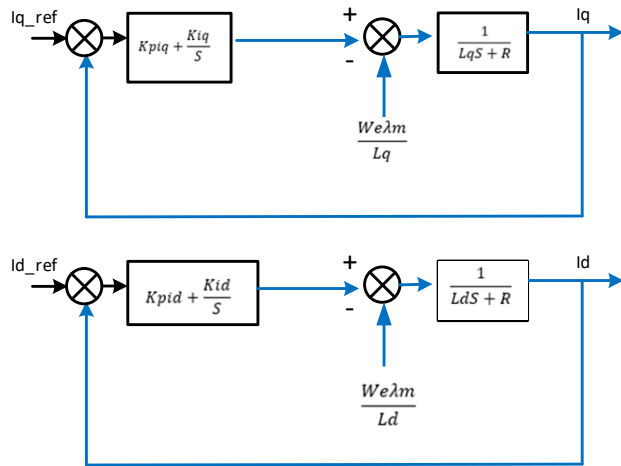


Fig 7. Control PI de corrientes, I_q , I_d , para motor PMSM.

Para obtener las funciones de transferencia se utilizó la herramienta Linear Analysis de la aplicación Control Desing, de Simulink.

Función de transferencia de velocidad w

$$y1: \frac{7335 s^2 + 4.362e06 s + 3.101e06}{s^4 + 338.4 s^3 + 1.155e05 s^2 + 4.362e06 s + 3.101e06} \quad (4)$$

Función de transferencia de i_q .

$$y2: \frac{0.1176 s^3 + 69.88 s^2}{s^4 + 338.4 s^3 + 1.155e05 s^2 + 4.362e06 s + 3.101e06} \quad (5)$$

Función de transferencia de i_d .

$$y3: \frac{4555 s + 2.273e06}{s^2 + 4893 s + 2.273e06} \quad (6)$$

En (Fig.8) se puede apreciar la respuesta al escalón de velocidad de y y en (Fig.9) el control de corriente I_d .

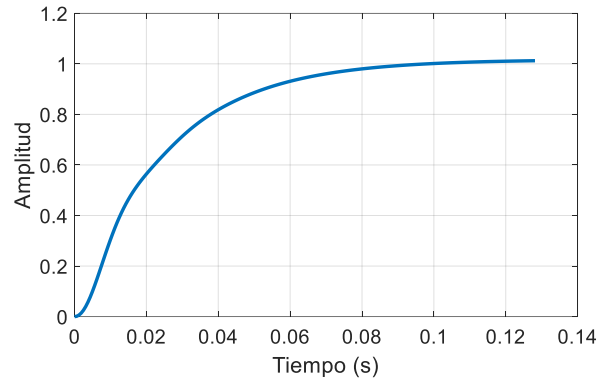


Fig 8. Respuesta al escalón de velocidad.

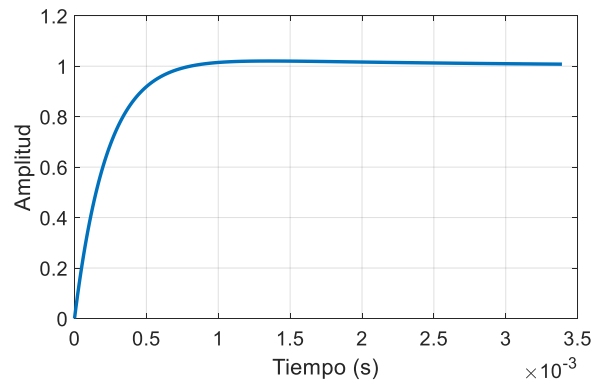


Fig 9. Respuesta al escalón de I_d .

Una vez obtenidas las funciones de transferencia, y realizado el suavizado de las curvas mediante la herramienta PID Tuning de Simulink, se obtienen los valores de las constantes K_P y K_I para los controles de velocidad y corrientes i_d , i_q que se muestran en la Tabla I.

Tabla I. Constantes de los controladores Velocidad, Id., Iq.

CONTROL	KP	KI
VELOCIDAD	2	2.7
Id	5.34	1214
Iq	0.008	3.27

Una vez obtenidos las constantes Kp y Ki se procede a realizar la simulación en el software Simulink de Matlab, obteniendo las curvas: en (Fig.10) el torque con valor constante de 2Nm, en (Fig.11) las señales de corriente del motor, y en (Fig.12) la respuesta de velocidad a 500 rad/seg.

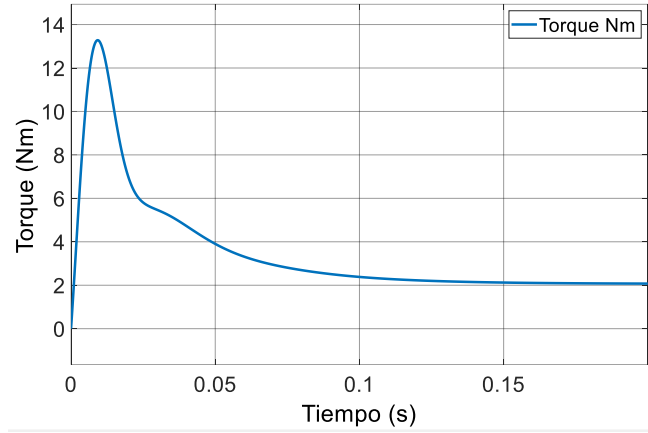


Fig 10. Respuesta de torque 2Nm de PMSM.

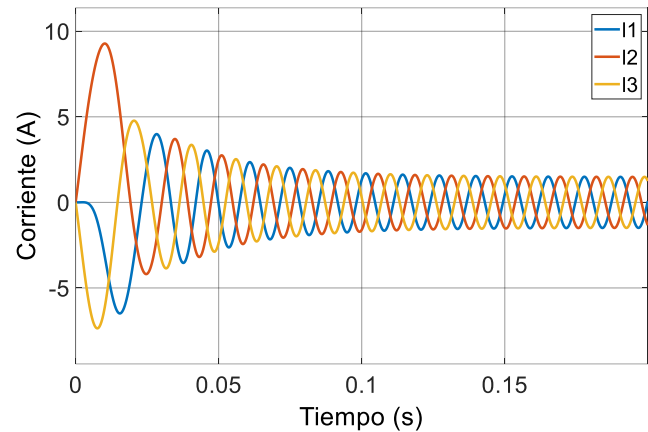


Fig 11. Salidas de corriente de PMSM.

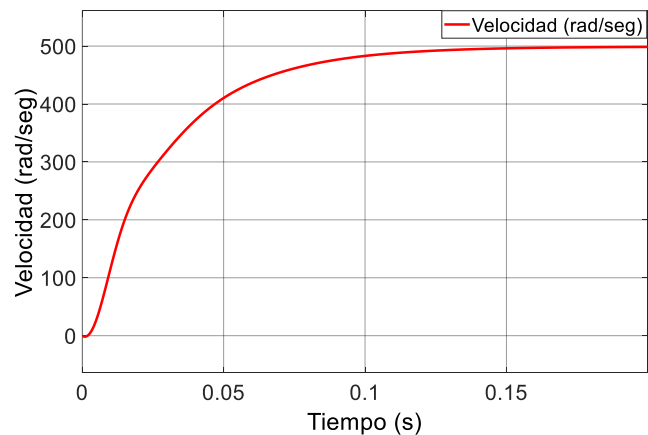


Fig 12. Salida controlada de velocidad PMSM.

E. Pérdidas de Energía

Las pérdidas de potencia en el convertidor de energía VSI pueden analizarse en función de pérdidas de conducción y de conmutación. Las pérdidas de conducción para el Mosfet y el diodo ya sea para dispositivos de SiC o Si se pueden determinar mediante las siguientes ecuaciones.

Pérdidas en Mosfet:

$$P_{con} = \left(R_{on} * i^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{m \cos \phi}{3\pi} \right) \right) \quad (7)$$

Pérdidas en Diodo:

$$P_{con} = \frac{1}{2} \left(V_D * \frac{i}{\pi} * R_{on} \frac{i^2}{4} \right) - m \cos \phi V_D \frac{i}{8} + R_{on} \frac{i^2}{3\pi} \quad (8)$$

Dónde: i es la corriente pico, Ron es la resistencia en ON, V_D es el voltaje de drenaje de los diodos, m es el índice de modulación y $\cos \phi$ es el factor de potencia.

Las pérdidas de conmutación son determinadas mediante las siguientes ecuaciones.

$$P_{sw} = f_{sw} (E_{ON} + E_{OFF}) \frac{V_i}{V_{Nom} i_{Nom}} \quad (9)$$

$$P_{sw} = f_{sw} Err \frac{V_i}{V_{Nom} i_{Nom}} \quad (10)$$

Donde:

E_{ON} son las pérdidas de conmutación para activación del Mosfet y E_{OFF} son las pérdidas de conmutación a apagado del Mosfet.

IV. Simulaciones y Resultados

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones en el programa PSIM.

En la primera parte se muestran los resultados de topología VSI con dispositivos de SiC, se presentan pérdidas de conducción y las pérdidas de conmutación. En la segunda parte se muestran los resultados de las simulaciones con dispositivos de Si. Por último, se presenta una comparación del uso de elementos de SiC y de Si.

Los parámetros para la simulación de alta frecuencia y las características de los dispositivos se presentan en la Tabla II.

Tabla II. Parámetros de Simulación

Parámetros Simulación	
V dc	250V
Frecuencia de conmutación	100KHz
Velocidad Motor	500rpm

Los datos del motor PMSM se presentan en la Tabla III.

Parámetros Motor	
RS (estator)	0.2425 Ω
Ls(estator)	0.00139 H
Rr(rotor)	0.855 Ω
Lr(rotor)	0.00074 H
Lm(magnetización)	0.041 H
No. Polos	4
Momento de Inercia	0.002kg.m ²
Torque	5 Nm

En (Fig.13) se puede apreciar los esquemas del convertidor VSI y en (Fig.14) el esquema del control FOC, realizados en el software PSIM.

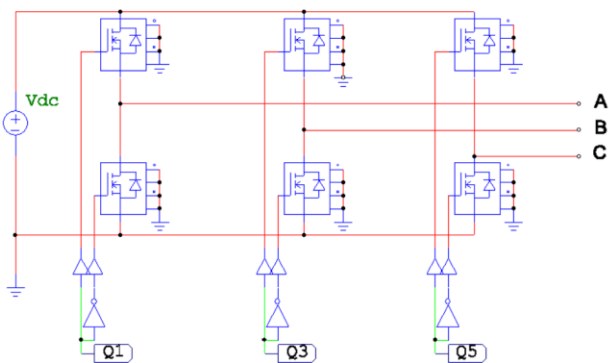


Fig 13. Esquema en PSIM VSI de PMSM.

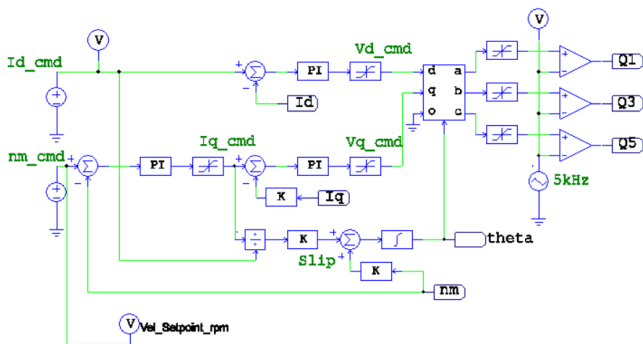


Fig 14. Esquema en PSIM de control FOC, de PMSM.

A. Simulaciones usando Mosfet SiC

En la Tabla IV se presentan las características del dispositivo Mosfet de SiC a usar para la simulación.

Parámetros de Mosfet SiC	
Transistor de potencia	Mosfet SiC
VDS	600V
A	150A
Temperatura	150 °C
RDS	0.53 Ω

Modelo	Infineon FCD7N60
--------	------------------

En (Fig.15) se puede observar las formas de onda de corriente trifásica del inversor.

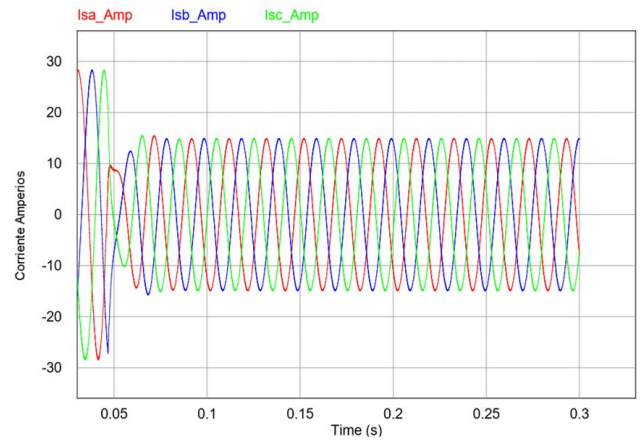


Fig. 15. Corriente AC, De señal VAB, VAC, VBC

En la (Fig.16) se puede observar la velocidad con objetivo de 500rad/seg.

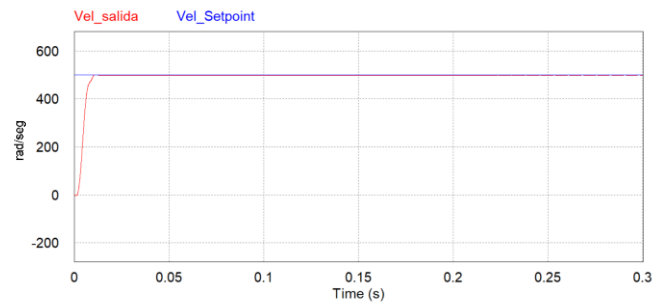


Fig. 16. Velocidad referencia y velocidad generada

En (Fig.17) se puede observar el torque con objetivo de 2Nm.

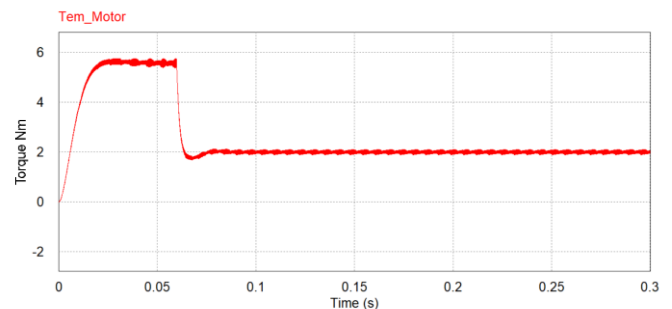


Fig.17 Velocidad referencia y velocidad generada

Finalmente, en (Fig.18) se puede apreciar el voltaje DC generado a la salida del inversor en VAB.

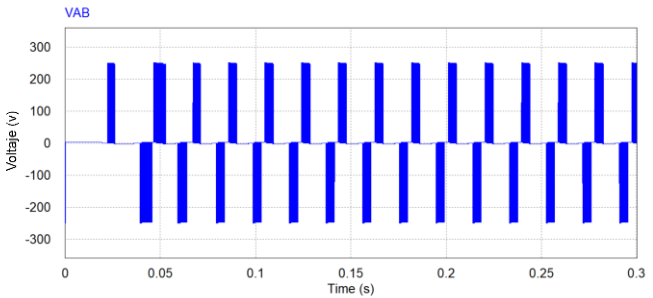
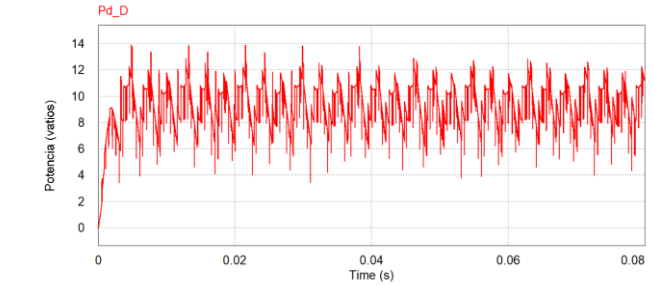
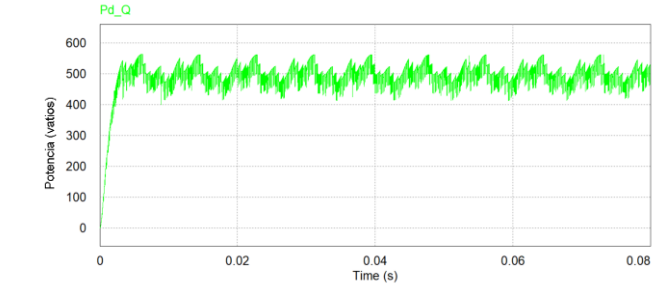


Fig. 18 Salida de voltaje VSI: fase A (aplicado al PMSM)

Las pérdidas usando SiC por conducción se muestran en (Fig. 19) y por conmutación se muestran en (Fig.20).

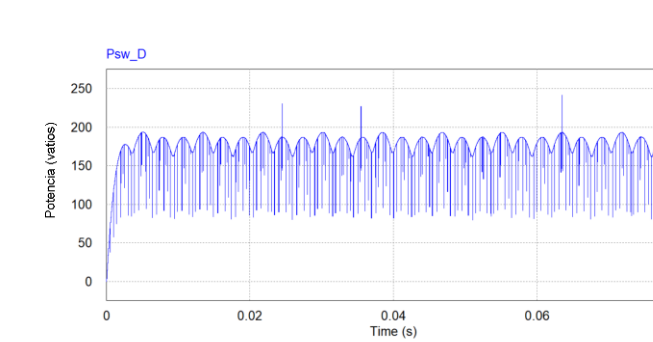


a. Pérdidas de conducción en diodo Pd_D con SiC a 100kHz, rms=9w.

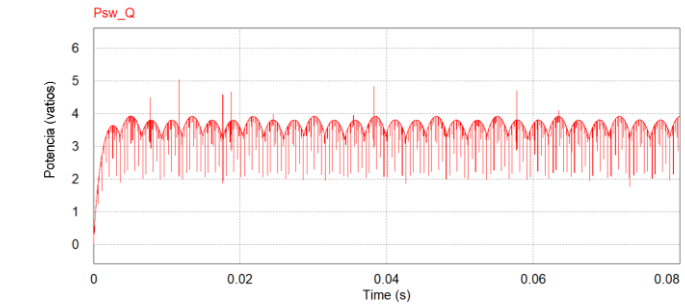


b. Pérdidas de conducción en transistor Pd_Q con SiC a 100kHz, rms=504w.

Fig 19. Pérdidas de conducción con SiC a 100kHz



a. Pérdidas de conmutación en diodo Psw_D con SiC a 100kHz, rms=177w.



b. Pérdidas de conmutación en transistor Psw_Q con SiC a 100kHz, rms=3w.

Fig 20. Pérdidas de conmutación con SiC a 100kHz

En (Fig.21) se puede apreciar las pérdidas totales usando SiC.

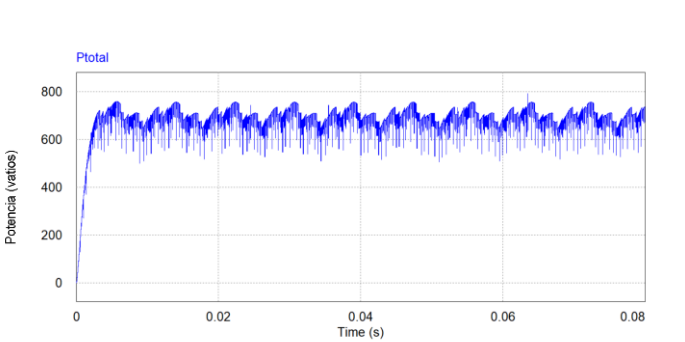


Fig 21. Pérdidas totales con SiC a 100kHz, rms= 694w

B. Simulaciones usando IGBT Si

En la Tabla V se presentan las características del dispositivo IGBT de (Si) a usar para la simulación.

Tabla V. Parámetros de IGBT Si	
Transistor de potencia	IGBT Si
VCE	600V
A	150A
Temperatura	150 °C
Modelo	Semikron SEMiX151GD066HDs

En (Fig.22) se puede apreciar las pérdidas totales de la simulación usando Dispositivos IGBT con Si.

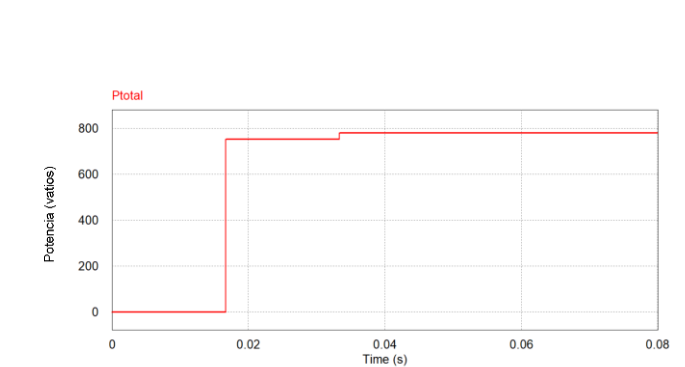


Fig 22. Pérdidas totales con Si a 100kHz, rms= 800w

En (Fig.23) se puede apreciar una comparativa de las pérdidas de potencia usando SiC y Si.

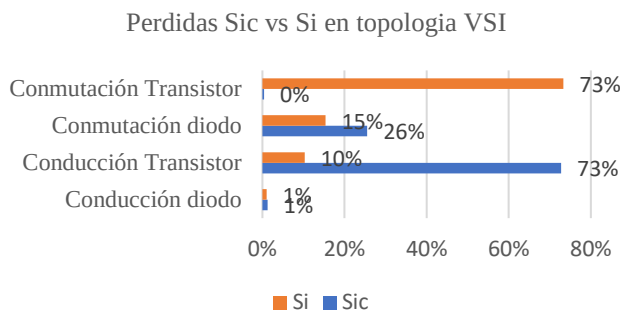


Fig 23. Perdidas de Potencia SiC vs Si con topología VSI

V. CONCLUSIONES

En esta investigación se ha estudiado el potencial uso de SiC en un sistema de tracción VSI a una frecuencia de conmutación de 100KHz, utilizando un transistor MOSFET Infineon FCD7N60 de 600v, en comparación con transistores IGBT de Si Semikron SEMiX151GD066HDs de 600v. Se encontró que las pérdidas de conmutación de los MOSFET de SiC fueron del 1%, mucho menores que las de los IGBT de Si con 75%, mientras que las pérdidas por conducción fueron menores con los de IGBT de Si con 10% con respecto a los MOSFET de SiC con 73%. Obteniendo las pérdidas totales con Transistores MOSFET de SiC de 779w y de con transistores IGBT DE Si de 693W. A partir de esta información se podrían desarrollar diferentes métodos control como por ejemplo una modulación de vector espacial SVM para obtener sistemas más eficientes.

El aumento de la frecuencia de conmutación con el uso de dispositivos de SiC, reduce el volumen y tamaño de los elementos pasivos del sistema, puesto que se requieren menos consumo de corriente al existir menos perdidas en la conmutación de los dispositivos de SiC.

El control FOC permite tener un manejo estable de la velocidad de referencia del motor a 500 rad/seg, manteniendo el torque seteado de 2Nm con un tiempo de estabilización de 0.1segundos, a la vez de eliminar los armónicos generados

por la conmutación a alta frecuencia de los elementos del convertidor.

Como trabajo futuro se propone la implementación del controlador en un arreglo de compuertas programadas en campo (FPGA), y la aplicación en un motor PMSM.

VI. REFERENCIAS

- [1] C. Toyota Motor, "High Efficiency SiC Power Semiconductor."
- [2] Haizhong Ye, Y. Yang, and A. Emadi, "Traction inverters in hybrid electric vehicles," in *2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2012, pp. 1–6.
- [3] Zhiqiao Wu and Gui-Jia Su, "High-performance permanent magnet machine drive for electric vehicle applications using a current source inverter," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008, pp. 2812–2817.
- [4] O. Hegazy, R. Barrero, J. Van Mierlo, P. Lataire, N. Omar, and T. Coosemans, "An advanced power electronics interface for electric vehicles applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5508–5521, 2013.
- [5] M. H. (Muhammad H. Rashid, *Power electronics handbook*. Academic Press, 2001.
- [6] E. R. C. Da Silva, E. C. Dos Santos, and C. B. Jacobina, "Pulsewidth modulation strategies," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 5, no. 2, pp. 37–45, Jun. 2011.
- [7] M. Patel and A. Patel, "Use of PWM techniques for power quality improvement," ... *J. Recent ...*, vol. 1, no. 4, pp. 99–102, 2009.
- [8] A. E. Fitzgerald, C. K. Jr., and S. D. Umans, *Electric Machinery (Mcgraw-Hill Series in Electrical Engineering. Power and Energy)*. McGraw Hill Higher Education, 2002.
- [9] M. Durán, G. Gerardo, and P. Caratozzolo, "Diseño de controladores no lineales basados en pasividad de motores síncronos de imanes permanentes y con devanado de campo," pp. 371–376, 2004.
- [10] B. L. Hernández, J. Javier, V. San, R. M. J. De, and H. R. Leyva, "Simulación en Simulink-PSIM del Control por Pasividad de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM)," vol. 1, no. October 2013, pp. 2–7, 2016.
- [11] A. Alzate Gómez, A. Escobar Mejía, and C. Torres P., "Control vectorial de la máquina de inducción," *Sci. Tech.*, vol. 3, no. 43, pp. 55–60, 2009.
- [12] H. Ramírez Leyva and E. Peralta Sanchez, "Implementación del Control de Campo Orientado de un Motor de Imanes Permanentes con base en un Controlador Digital de Señales," pp. 1–10.