



UNIVERSIDAD TÉCNICA DE COTOPAXI

DIRECCIÓN DE POSGRADO

MAESTRÍA EN ELECTROMECAÁNICA

MODALIDAD: PROYECTO DE INVESTIGACIÓN

Título:

Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto.

Trabajo de titulación previo a la obtención del título de Magíster en Electromecánica

Autor:

Sánchez Gamboa Franklin Israel

Tutor:

Mg. Cristian Fabian Gallardo Molina

LATACUNGA –ECUADOR

2022

AVAL DEL TUTOR

En mi calidad de Tutor del Trabajo de Titulación "Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto." presentado por Sánchez Gamboa Franklin Israel, para optar por el título Magíster en Electromecánica.

CERTIFICO

Que dicho trabajo de investigación ha sido revisado en todas sus partes y se considera que reúne los requisitos y méritos suficientes para ser sometido a la presentación para la valoración por parte del Tribunal de Lectores que se designe y su exposición y defensa pública.

Latacunga, mayo, 13, 2022



MSc. Mg. Cristian Fabian Gallardo Molina
C.C. 0502847692

AVAL DEL TRIBUNAL

El trabajo de Titulación: Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto, ha sido revisado, aprobado y autorizado su impresión y empastado, previo a la obtención del título de Magíster en Electromecánica; el presente trabajo reúne los requisitos de fondo y forma para que el estudiante pueda presentarse a la exposición y defensa.

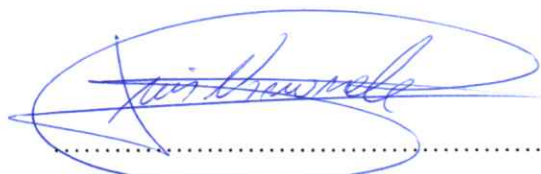
Latacunga, agosto, 03, 2022



.....
MSc. Edwin Homero Moreano Martínez

0502607500

Presidente del tribunal



.....
MSc. Luis Miguel Navarrete

1803747284

Lector 2



.....
MSc. Jefferson Alberto Porras Reyes

0704400449

Lector 3

DEDICATORIA

Dedico este trabajo en este momento a mi padre toda la vida me empujo a salir de mi zona de confort arriesgarme a incursionar en aventuras difíciles me compartió su convicción su forma de vivir.

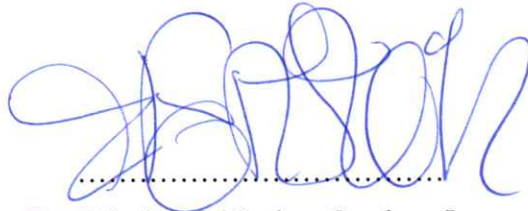
AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi familia Jessica y en especial a Aurora lo mejor que me ha pasado en la vida.

RESPONSABILIDAD DE AUTORÍA

Quien suscribe, declara que asume la autoría de los contenidos y los resultados obtenidos en el presente trabajo de titulación.

Latacunga, agosto, 03, 2022

A handwritten signature in blue ink, consisting of several loops and flourishes, positioned above a horizontal dotted line.

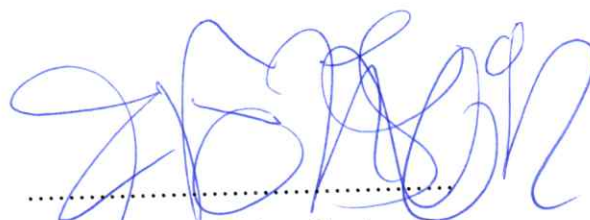
Franklin Israel Sánchez Gamboa, Ing.

1804865952

RENUNCIA DE DERECHOS

Quien suscribe, cede los derechos de autoría intelectual total y/o parcial del presente trabajo de titulación a la Universidad Técnica de Cotopaxi.

Latacunga, agosto, 03, 2022

A handwritten signature in blue ink, consisting of several loops and flourishes, positioned above a horizontal dotted line.

Franklin Israel Sánchez Gamboa, Ing.

1804865952

AVAL DEL PRESIDENTE DEL TRIBUNAL

Quien suscribe, declara que el presente Trabajo de Titulación: Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto, contiene las correcciones a las observaciones realizadas por los lectores en sesión científica del tribunal.

Latacunga, agosto, 03, 2022



MSc. Edwin Homero Moreano Martínez

0502607500

UNIVERSIDAD TÉCNICA DE COTOPAXI
DIRECCIÓN DE POSGRADO

MAESTRÍA EN ELECTROMECAÁNICA

Título: Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto

Autor: Sánchez Gamboa Franklin Israel

Tutor: Cristian Fabian Gallardo Molina, MSc.

RESUMEN

El control modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM) es una técnica utilizada frecuentemente dentro de la industria, pero existe poca información acerca de la eficiencia del controlador al efectuar este método. Esta investigación tiene como objetivo analizar la eficiencia del controlador de un motor asincrónico, mediante modulación de ancho de pulso de vector de espacio (SVPWM) en lazo abierto. En condiciones de operación con un torque constante de 1.5 Newton por metro variando la velocidad. Se lleva a cabo aplicando el modelo matemático, las fórmulas de tiempos de conmutación y vectores de espacio en un algoritmo en Simulink-Matlab tomando en cuenta los valores máximos y mínimos de operación aplicando el método de modulación de ancho de pulso de vector de espacio para generar la señal de disparo en el puente de Transistores Bipolares de Puerta Aislada (IGBT's), implementando el modelo en el módulo de prácticas Lucas Nulle tomando los datos de potencia y calculando la eficiencia para comparar con el modelo matemático y validar, resultando que la eficiencia del módulo de control varía según la velocidad de conmutación del bloque de semiconductores, con la operación de un motor de 0.37kW y 1KW a una velocidad de 200rpm la eficiencia del controlador alcanza un valor de 72.67% en el modelo físico que consta de 6 IGBT's de 1 kVA y 69 % en el modelo simulado presentando un error del 5 % y una velocidad de conmutación de los IGBT's de 248.641ms.

PALABRAS CLAVE: vector de espacio; PWM; motor asíncrono; eficiencia.

UNIVERSIDAD TECNICA DE COTOPAXI

DIRECCION DE POSGRADO

MAESTRÍA EN ELECTROMECAÁNICA

Title: Analysis of the efficiency of the control of an asynchronous motor by means of SVPWM in open loop.

Author: Sánchez Gamboa Franklin Israel

Tutor: Cristian Fabian Gallardo Molina, MSc.

ABSTRACT

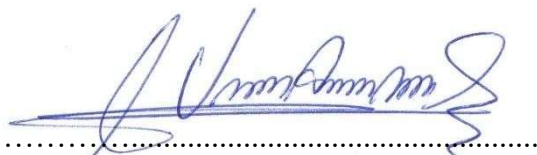
Space vector pulse width modulation (SVPWM) control is a technique frequently used within the industry, but there is little information about the efficiency of the controller when performing this method. This research aims to analyze the efficiency of the controller of an asynchronous motor, using space vector pulse width modulation (SVPWM) in open loop. In operating conditions with a constant torque of 1.5 Newton per meter varying the speed. It is carried out by applying the mathematical model, the formulas of commutation times and space vectors in an algorithm in Simulink-Matlab taking into account the maximum and minimum values of operation applying the space vector pulse width modulation method for generate the trigger signal in the Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT's) bridge, implementing the model in the Lucas Nulle practice module taking the power data and calculating the efficiency to compare with the mathematical model and validate, resulting that the efficiency of the control module varies according to the switching speed of the semiconductor block, with the operation of a motor of 0.37kW and 1KW at a speed of 200rpm, the efficiency of the controller reaches a value of 72.67% in the physical model that consists of 6 IGBT's of 1 kVA and 69% in the simulated model, presenting an error of 5% and a switching speed of the IGBTs of 248.641ms.

KEYWORDS: space vector;PWM; asynchronous motor; efficiency.

AVAL DE TRADUCCIÓN

Veronica Elizabeth Agama Molina con cédula de identidad número: 0502627672. Licenciada en Idiomas con número de registro de la SENESCYT: 1020-05-575345; CERTIFICO haber revisado y aprobado la traducción al idioma inglés del resumen del trabajo de investigación con el título: Análisis de la eficiencia del control de un motor asincrónico mediante SVPWM en lazo abierto de: Sánchez Gamboa Franklin Israel, aspirante a Magister en Electromecánica.

Latacunga, agosto, 03, 2022



MSc. Veronica Elizabeth Agama Molina
CC. 0502627672

Contenido

INTRODUCCIÓN.....	1
Antecedentes:.....	1
Planteamiento del problema	1
Formulación del problema:.....	2
Objetivo general:	2
Objetivos específicos.....	2
Justificación.....	3
Hipótesis	3
CAPÍTULO I. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA RELACIONADA CON MOTORES ASINCRONICOS Y CONTROL VECTORIAL.	4
1.1 Introducción y objetivo del capítulo.....	4
1.2 Antecedentes de la investigación relacionada con control vectorial de motores asincrónicos.	4
1.3 Fundamentación teórica relacionada con control vectorial en motores asincrónicos alimentados con sistemas fotovoltaicos.....	5
1.3.1 Motor de inducción.....	5
1.3.2 Inversores trifásicos.....	7
1.3.3 Industria de inversores fotovoltaicos.....	7
1.3.4 Eficiencia.....	7
1.3.5 Control Vectorial	9
1.3.6 Tipos de sistemas de control.....	10
1.4 Descripción del objeto del estudio.....	11
1.4.1 Técnicas de modulación escalares o PWM	11
1.4.2 Enfoques para la implementación de la modulación PWM:	12
1.4.3 La modulación PWM con inyección de señales de secuencia cero. En aplicaciones balanceadas de accionamientos de motores trifásicos AC.	15
1.4.4 Modulación de ancho de pulso del vector espacio (SVPWM).....	16
1.4.5 Estados de conmutación en inversores con modulación SVPWM.....	17
1.4.6 Tiempos de conmutación.....	20
1.4.7 Secuencia de conmutación.....	20
1.4.8 Transistor de potencia IGBT (Transistor Bipolar de Puerta Aislada)	22
1.4.9 Variador de frecuencia	23
1.4.10 Medidas de eficiencia del inversor	23

1.4.11 Transformaciones matemáticas para control vectorial	24
1.4.12 Transformada de Clark	24
1.4.13 Transformada de park	24
1.5 Conclusiones del capítulo I	25
CAPÍTULO II. METODOS PARA LA IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA EFICIENCIA DEL CONTROL DE UN MOTOR ASINCRÓNICO MEDIANTE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO DEL VECTOR DE ESPACIO EN LAZO ABIERTO.....	
27	27
2.1 Metodología.....	27
2.1.1 Tipo de investigación	27
2.1.2 Método.....	28
2.1.3 Técnica.....	29
2.1.4 Instrumentos	39
2.1.4.1 Descripción del sistema físico	39
CAPÍTULO III. ANÁLISIS DE RESULTADOS DE LA IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA EFICIENCIA DEL CONTROL DE UN MOTOR ASINCRÓNICO MEDIANTE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO DEL VECTOR DE ESPACIO EN LAZO ABIERTO.....	
45	45
3.1 Análisis de operación bajo diferentes entradas en el modelo matemático del sistema.	46
3.1.1 Caso 1	46
3.1.2 Caso 2	48
3.1.3 Caso 3	50
3.2 Análisis de operación bajo diferentes entradas en el modelo físico.....	54
3.2.1 Caso 1	54
3.2.2 Caso 2	55
3.3.3 Caso 3	56
IV CONCLUSIONES GENERALES	58
V RECOMENDACIONES	58

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura. 1 Motor de inducción asíncrono.....	6
Figura. 2 Voltaje inducido en un motor.....	6
Figura. 3 Diagrama de pérdidas en inversor.....	7
Figura. 4 Diagrama de inversor de voltaje continuo a alterno trifásico.	8
Figura. 5 Diagrama inversor y motor de inducción.....	10
Figura. 6 Diagrama de sistema de control en lazo abierto.....	11
Figura. 7 Diagrama de control de lazo cerrado.....	11
Figura. 8 Señales para control PWM.....	12
Figura. 9 Diagrama de una fase de control PWM.	13
Figura. 10 Procesos de comparación en control PWM.	13
Figura. 11 Señal portadora diente de sierra.	15
Figura. 12 Señal moduladora.....	15
Figura. 13 Diagrama de bloques señales moduladoras.	16
Figura. 14 Puente inversor trifásico.....	17
Figura. 15 Estados de conmutación de inversores trifásicos.	18
Figura. 16 Hexágono regular, posición de los estados de conmutación.....	19
Figura. 17 Plano complejo con vectores intermedios.....	19
Figura. 18 Tipos de alineaciones con 2 vectores nulos.	21
Figura. 19 Alineación simétrica en el primer sector con duración de los tiempos.....	21
Figura. 20 Alineación simétrica completa para los 6 sectores.	22
Figura. 21 Componente de corriente de estator.....	24
Figura. 22 Componentes de corriente de transformada de park.....	25
Figura. 23 Diagrama de flujo general del proyecto.....	28
Figura. 24 Diagrama de flujo de programación en MATLAB-Simulink.....	29
Figura. 25 Diagrama general en Matlab-Simulink.....	30
Figura. 26 Entrada Setpoint.....	30
Figura. 27 Entrada de datos.....	31
Figura. 28 bloque de transformación rpm a magnitud y ángulo.....	31
Figura. 29 Diagrama de control V/Hz.....	32
Figura. 30 Diagrama de control V/Hz integrador de velocidad.....	33
Figura. 31 Diagrama de control V/Hz cálculo de módulo de voltaje.....	33
Figura. 32 Bloque de transformación magnitud voltaje a pulsos.....	33
Figura. 33 Bloque de transformación de magnitud de voltaje a pulsos cambio de coordenadas.....	34
Figura. 34 Bloque de transformación de magnitud de voltaje a pulsos cambio de sistema por unidad.....	34
Figura. 35 Sectores de operación de vectores.....	35
Figura. 36 Bloque de generación de pulsos.....	35
Figura. 37 Bloque de cálculo de tiempos.....	36
Figura. 38 Bloque de cálculo e intervalos.....	36
Figura. 39 Representación sobre el plano de vectores en eje d y q.....	37

Figura. 40 Señal tipo diente de sierra para modulación.	37
Figura. 41 Modulación de señal.	38
Figura. 42 Bloque de condición para evitar cortocircuito.	38
Figura. 43 Puente de semiconductores.	38
Figura. 44 Sistema físico conectado.	39
Figura. 45 Fuente trifásica.	40
Figura. 46 Convertidores estáticos de conmutación forzada.	40
Figura. 47 Sistema de prueba de servomáquinas dinámicas.	41
Figura. 48 Interruptor tetrapolar.	42
Figura. 49 Máquina asíncrona trifásica 1.	43
Figura. 50 Máquina asíncrona trifásica 2.	43
Figura. 51 Vatímetro digital.	44
Figura. 52 Curva de eficiencia del inversor con control PWM.	45
Figura. 53 Entrada de datos caso 1.	46
Figura. 54 Tiempo de operación semiconductores caso 1.	46
Figura. 55 Tiempo de operación en ms caso 1.	47
Figura. 56 Señal de voltaje en estator caso 1.	47
Figura. 57 Curva de eficiencia del inversor con control SVPWM caso 1 motor 0.37KW.	47
Figura. 58 Datos de entrada caso 2.	48
Figura. 59 Tiempos de conmutación caso 2.	48
Figura. 60 Tiempos de conmutación en ms caso 2.	49
Figura. 61 Curva de eficiencia del inversor caso 2 motor 0.37KW.	49
Figura. 62 Datos de entrada caso 3.	50
Figura. 63 Tiempo de conmutación semiconductores caso 3.	50
Figura. 64 Tiempo de conmutación caso 3 en ms.	51
Figura. 65 curva de eficiencia del inversor caso 3 motor 0.37KW.	51
Figura. 66 curva de eficiencia del inversor caso 1 motor 1KW.	52
Figura. 67 curva de eficiencia del inversor caso 1 motor 1KW.	52
Figura. 68 curva de eficiencia del inversor caso 3 motor 1KW.	53
Figura. 69 Datos de entrada caso 1 sistema físico.	54
Figura. 70 Resultados de datos medidos en entada y salida del convertidor.	54
Figura. 71 Datos de entrada caso 2 sistema físico.	55
Figura. 72 Resultados de datos medidos en entada y salida del convertidor caso 2.	55
Figura. 73 Datos de entrada caso 3 sistema físico.	56
Figura. 74 Resultados de datos medidos en entada y salida del convertidor caso 3.	56

ÍNDICE DE ECUACIONES

$nsinc = 120 * feP$	Ec. 1 5
$eind = vxB * I$	Ec. 2 6
$n = PoutPout + Ploss$	Ec. 3 8
$Ploss = a0 + a1 * Pout + a2 * Pout2$	Ec. 4 8
$ma = ArAc$	Ec. 5 12
$mf = FrFc$	Ec. 6 12
$Vi ** (t) = Vi * t + vost, \quad (i = a, b, c)$	Ec. 7 16
$T1 = 3Vref Ts Vcc \sin\pi3 - \alpha$	Ec. 8 20
$T2 = 3Vref Ts Vcc \sin\alpha$	Ec. 9 20
$T0 = Ts - T1 - T2$	Ec. 10 20
$Ts = 16 * f$	Ec. 11 20
$V = 4.44 * f * \phi$	Ec. 12 32

GLOSARIO

PWM: Modulación de ancho de pulso

AC: Corriente alterna

DC: Corriente directa

SV: Vector de espacio

IGBT: Transistores Bipolares de Puerta Aislada

VAC: Voltaje alterno

VDC: Voltaje directo

VSI: Inversor de fuente de voltaje

VSI: Inversor de fuente de voltaje

Pin: Potencia de entrada

P out: Potencia de salida

IEEE: Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos

MPPT : Máximo punto de potencia

Ploss: potencia perdida

VSD: Regulador de velocidad variable

VFD: Variado de frecuencia

Va: voltaje en la fase a

Vb: Voltaje en la fase b

Vc: Voltaje en la fase c

INTRODUCCIÓN

Antecedentes: El presente proyecto se lleva a cabo siguiendo la línea de diseño, construcción y mantenimiento de elementos, prototipos y sistemas Electromecánicos y la sublínea eficiencia energética en sistemas electromecánicos y uso de fuentes renovables de energía al tener el objetivo de analizar de la eficiencia del controlador de un motor asincrónico mediante modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM) en lazo abierto está posicionada dentro de la líneas mencionadas porque estamos hablando de una máquina electromecánica y para el modelado se debe realizar un análisis energético y estamos de esta forma relacionando la sublínea de investigación.

Según estudios realizado a nivel nacional e internacional se han llevado a cabo experimentos en aplicaciones fotovoltaicas que alimentan a sistemas trifásicos conectados a la red también se han ejecutado investigaciones aplicando la técnica de control vectorial donde se priorizó el funcionamiento del motor que permitió el estudio de vibraciones en la máquina rotativa.

Planteamiento del problema Los motores de inducción son muy utilizados en los procesos industriales para suministrar potencia mecánica y, de esta manera, realizar tareas que requieren un gran esfuerzo. En estas máquinas se presenta dificultad en la implementación de técnicas de control lineales, puesto que la velocidad a la cual giran y la potencia que entregan dependen de la frecuencia de la señal de entrada y de la tensión de alimentación. [1]

Existe poco conocimiento de la eficiencia de los controladores que comandan estos motores, el control modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM) es una técnica utilizada frecuentemente dentro de la industria pero existe poca información acerca de la eficiencia del controlador al efectuar este método, también se presentan problemas cuando se utiliza esta programación en los variadores de frecuencia perdiendo el control de los motores por desconocimiento de los límites de operación que presenta este método aplicado en conjunto con el control voltaje sobre frecuencia en lazo abierto. Los Módulos Lucas Nulle que posee la Universidad Técnica de Cotopaxi nos dan la posibilidad de efectuar este tipo de aplicación y control, pero no existe un estudio de cómo se debe realizar.

Formulación del problema: El control modulación por ancho de pulso del vector espacio (SVPWM) es una técnica utilizada frecuentemente dentro de la industria, pero existe poca información acerca de la eficiencia del controlador al efectuar este método, también se presentan problemas cuando se utiliza la programación SVPWM en los variadores de frecuencia perdiendo el control de los motores por desconocimiento de los límites de operación.

Objeto y campo de acción

El objeto de investigación: Eficiencia del controlador de un motor asíncrono.

El campo de acción: eficiencia del controlador utilizando el método SVPWM.

Objetivo general: Analizar de la eficiencia del controlador de un motor asíncrono mediante modulación de ancho de pulso de vector de espacio en lazo abierto para conocer los límites de operación de velocidad adecuados en el motor.

Objetivos específicos

- Buscar información relacionada con sistemas de control SVPWM en bases de datos científicas validadas.
- Analizar las variables de velocidad, torque y eficiencia mediante modelo matemático implementado en Simulink-Matlab.
- Comparar el comportamiento del sistema simulado con el sistema real lucas nulle en diferentes parámetros de velocidad y manteniendo el torque constante.

Sistemas de tareas en relación a los objetivos específicos: estas son actividades que se realizarán para dar cumplimiento a cada objetivo específico planteado.

Objetivos específicos	Actividad (tareas)	Resultado de la actividad	Descripción de la actividad (técnicas e instrumentos)
1	Búsqueda de información en bases de datos científicas	Marco teórico consolidado	Recolección de información validada científicamente en

		respaldado en bases científicas fidedignas	motores de búsqueda que divulgan la ciencia.
2	Análisis de las variables de velocidad torque eficiencia en el comportamiento del control SVPWM	Entradas y salidas, modelo matemático SVPWM	Implementar y simular el modelo matemático en Matlab-Simulink.
3	<ul style="list-style-type: none"> Comparación resultados de simulación con datos de eficiencia del sistema implementado. 	Reporte de datos de la eficiencia del sistema.	Comparar el modelo matemático implementado en Matlab-Simulink con el modelo físico tomando datos de entrada y salida en el sistema.

Justificación El proyecto busca aportar en el estudio de los equipos de control aplicados en sistemas que utilizan motores de asíncronos de inducción enfocándose directamente en la eficiencia del controlador al utilizar un modelo matemático que permita monitorear el comportamiento de la velocidad torque y eficiencia del sistema utilizando modulación de ancho de pulso de vector de espacio.

Hipótesis Al aplicar el método SVPWM en la señal de disparo del puente de los semiconductores mejorará la eficiencia en el controlador de un motor asíncrono.

CAPÍTULO I. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA RELACIONADA CON MOTORES ASINCRONICOS Y CONTROL VECTORIAL.

1.1 Introducción y objetivo del capítulo.

En el presente capítulo se revisa el estado del arte referente a control de motores asincrónicos, control PWM y expone los estudios relevantes sobre estas máquinas y sistemas de control.

1.2 Antecedentes de la investigación relacionada con control vectorial de motores asincrónicos.

En aplicaciones del motor de inducción donde se requieren velocidades variables, la fuente de potencia debe suministrar voltajes con amplitud y frecuencia variables.

Actualmente existe gran variedad de técnicas de modulación utilizadas en el control de inversores trifásicos; una técnica empleada que deriva sus bases del área de las telecomunicaciones es la modulación por ancho de pulso (PWM - Pulse Width Modulation). Dentro de esta técnica se han propuesto diversos algoritmos de modulación, cada uno pretendiendo mejorar alguna característica dentro del proceso.[1]

Según un estudio realizado en India por [2] en un modelo de prototipo experimental de fotovoltaica en la azotea de 2 kWp paneles (12 paneles en serie-paralelo, cada uno de 250 W) que alimentan un sistema trifásico de 3 niveles Z-NPC-MLI conectado a la red desarrollado mediante de control SVPWM basado en el control de la corriente de histéresis. Cuando el inversor funciona en condiciones normales de panel fotovoltaico (temperatura: 27 °C e irradiancia: 1000 W / m²), el sistema entrega una salida de 300V, 50Hz. El controlador MPPT mantiene un voltaje de enlace de CC de 200 V. [2]

Equilibrado de puntos neutros realizado mediante simulación; el inversor entrega una salida de $\approx 300V$. De los resultados, se observó que la forma de onda de la corriente de salida del inversor es mantenida con el aumento del voltaje.

En el estudio realizado en Ecuador por [3] menciona que la modulación vectorial por ancho de pulso SVPWM se priorizó el funcionamiento del motor, escogiendo una alineación simétrica con 2 vectores nulos, una frecuencia de conmutación de 20 KHz que permite tener menores vibraciones en el motor y se encuentra en el rango óptimo para la conmutación de los IGBTs usados, además una modulación con 36 vectores intermedios que permite tener una señal de salida definida, se establece el tiempo de activación del vector nulo “t0” mínimo, obteniendo mayor voltaje de salida y por ende mayor torque en el motor como resultado si se ingresa al módulo 120 [VAC] la salida de voltaje línea línea que alimenta el motor es 120 [V], evitando que el motor reciba mayor o menor voltaje. [4]

1.3 Fundamentación teórica relacionada con control vectorial en motores asincrónicos alimentados con sistemas fotovoltaicos

1.3.1 Motor de inducción

La figura 1 muestra un motor de inducción con un rotor de jaula de ardilla. Se aplicó un conjunto trifásico de voltajes al estator y fluye de él un conjunto trifásico de corrientes. Estas corrientes producen un campo magnético BS que gira en sentido contrario al de las manecillas del reloj. La velocidad de rotación del campo magnético, como se muestra en la ecuación 1. [5]

$$n_{sinc} = \frac{120 * fe}{P} \quad \text{Ec. 1}$$

Donde:

- fe = Frecuencia.
- P = número de par de polos de la máquina.

Este campo magnético giratorio BS pasa sobre las barras del rotor e induce un voltaje en ellas.[6]

El voltaje inducido en cierta barra de rotor está dado por la ecuación 2

$$e_{ind} = (v \times B) * l$$

Ec. 2

donde

v = velocidad de la barra en relación con el campo magnético

B = vector de densidad de flujo magnético

l = longitud del conductor en el campo magnético

Lo que produce el voltaje inducido que se puede ver en la figura 2, en la barra del rotor es el movimiento relativo del rotor en comparación con el campo magnético del estator. La velocidad de las barras superiores del rotor en relación con el campo magnético es hacia la derecha, por lo que el voltaje inducido en las barras superiores va hacia afuera de la página, mientras que el voltaje inducido en las barras inferiores va hacia adentro de la página. Esto tiene como resultado la generación de un flujo de corriente hacia afuera de las barras superiores y hacia adentro de las barras inferiores. Sin embargo, puesto que el ensamblado del rotor es inductivo.[6]



Figura. 1 Motor de inducción asíncrono.

Fuente: [6]

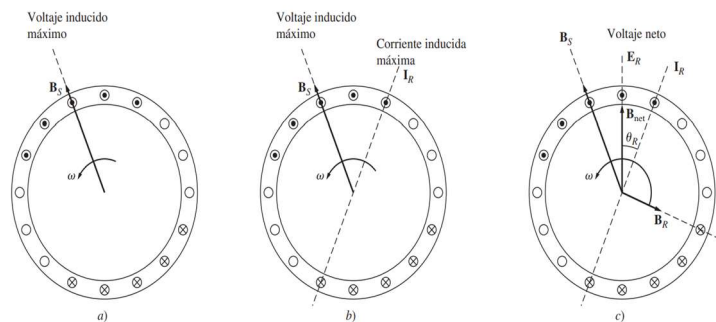


Figura. 2 Voltaje inducido en un motor.

Fuente: [6]

1.3.2 Inversores trifásicos

El estudio de los inversores trifásicos se puede realizar a través de tres inversores monofásicos separados, de forma que cada uno de ellos suministre su tensión de salida desfasada 120° con respecto a los otros dos; sin embargo, esta configuración requeriría un acceso separado a cada fase de la carga, lo que en líneas generales no es posible. Por otro lado, dicha configuración necesita doce interruptores. Por tanto, resulta más conveniente utilizar la configuración mostrada en la figura, compuesta por tres ramas simples, una por cada fase.

1.3.3 Industria de inversores fotovoltaicos

Para armonizar el crecimiento de la industria de los sistemas de generación fotovoltaica se han desarrollado una serie de estándares internacionales que establecen algunos requerimientos especiales para la fabricación de inversores conectados a la red, tales como: Aislamiento galvánico por razones de seguridad, como es el caso de España a través del Real Decreto RD-1699/2011 y detección anti-isla, como se define en la recomendación IEEE 1574.[7]

1.3.4 Eficiencia

La eficiencia de micro-inversor se determina a través del cálculo de las pérdidas en sus etapas constructivas, las cuales generalmente son asociadas a la disipación mediante efecto Joule y a las conmutaciones en los dispositivos electrónicos de potencia como se puede ver en la figura 3. La eficiencia es el índice de conversión de potencia (η), que da razón de la fracción de la potencia de entrada (P_{in}) que es transferida a la salida (P_{out}). La diferencia (P_{loss}) es disipada en forma de calor al interior del inversor.

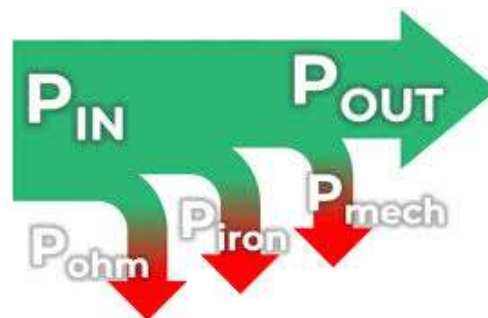


Figura. 3 Diagrama de pérdidas en inversor.

Fuente: [7]

Se puede observar que a medida que aumentan las pérdidas en el micro-inversor disminuye la eficiencia del mismo, lo cual repercute en la eficiencia total de la arquitectura de electrónica de potencia distribuida. Por otra parte es importante indicar que las pérdidas en un inversor pueden ser determinadas mediante la siguiente relación empírica

$$n = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad \text{Ec. 3}$$

$$P_{loss} = a_0 + a_1 * P_{out} + a_2 * P_{out}^2 \quad \text{Ec. 4}$$

donde los coeficientes a_0 , a_1 y a_2 representan los distintos tipos de pérdidas físicas en un micro-inversor.

El modelo usado para representar un micro-inversor en una aplicación como se ve en la figura 4 debe incluir la captura de las dependencias de potencia que se presentan en el mismo, dado que en dichas instalaciones es muy común la variación continua del voltaje en el bus de DC provocadas por las variaciones en la radiación, que afectan de manera directa el punto de eficiencia del sistema.[7]

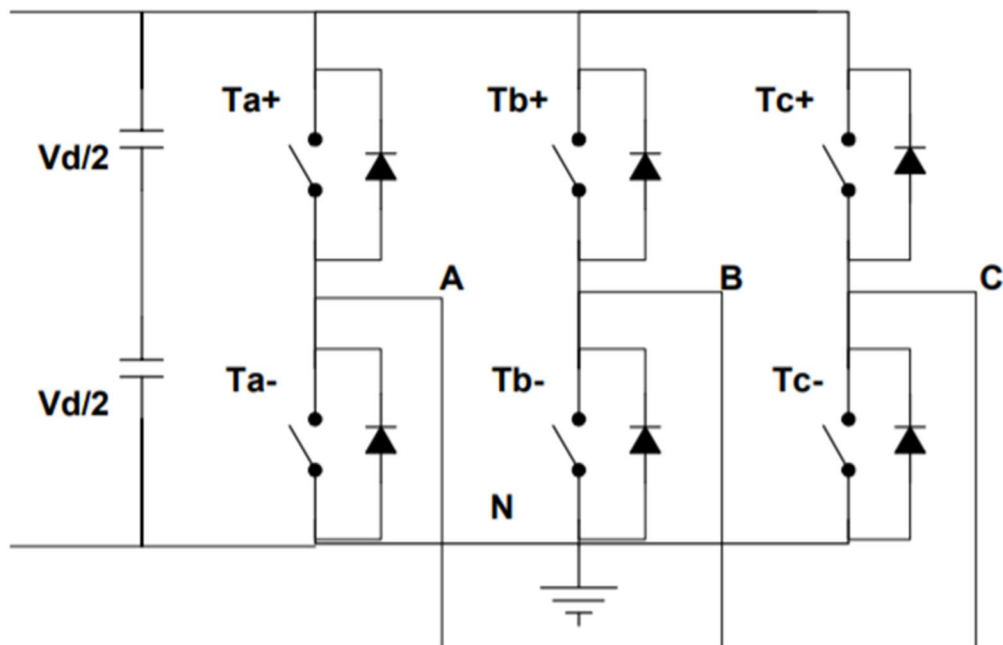


Figura. 4 Diagrama de inversor de voltaje continuo a alterno trifásico.

Fuente: [7]

1.3.5 Control Vectorial

La estrategia de Control Vectorial se basa en extrapolar la técnica de control de motores de corriente continua al ámbito de los motores de inducción. Para ello y debido a que una máquina de corriente alterna carece de dos bobinados desacoplados se recurre al expediente de referenciar el sistema trifásico alterno de corrientes estáticas a un sistema de coordenadas no estacionario que gira sincrónicamente con el campo magnético rotórico. En este nuevo sistema de referencia las corrientes estáticas pueden ser tratadas como vectores rotantes, de ahí el nombre de control vectorial o también control de campo orientado.

El paso siguiente es descomponer este vector en dos componentes: una I_d colineal con el campo rotórico y la restante I_q en cuadratura. La primera resulta ser responsable del flujo magnético de la máquina y se la designa como corriente de magnetización, la segunda genera el par motriz y se la llama corriente activa. Por la vía de esta transformación de coordenadas resulta entonces posible desacoplar el modelo matemático de la máquina de inducción y controlar estas componentes en forma independiente de la misma manera que en un motor de corriente continua se controlan las corrientes de campo y armadura, obteniéndose similares respuestas dinámicas.

Una vez determinados en este sistema de referencia no estacionario los valores requeridos de I_d e I_q se aplica una transformación de coordenadas inversa que arroja por resultado las consignas de magnitud y fase de las corrientes alternas estáticas.[8]

Estas consignas se aplican a la entrada del inversor regulador de corriente quien genera como respuesta las señales PWM (Dispositivos de Modulación por Ancho de Pulso) de disparo que atacarán los IGBT's (Transistores de Potencia) de la etapa de potencia generando las tensiones que alimentan los bobinados del motor.

Cabe mencionar que para poder ejecutar las rutinas de transformación de coordenadas es necesario contar con el ángulo θ , esta necesidad da origen a dos estrategias diferentes: registrar, mediante dos transductores magnéticos en el entrehierro, la magnitud y posición del flujo Φ_m (Control Vectorial Directo) o estimar la amplitud y orientación de Φ_m mediante un encóder o tacogenerador

(Control Vectorial Indirecto). Como la Fig. 5. muestra, el motor es alimentado a través de un inversor por una fuente de voltaje de C.C.

El inversor consiste en seis IGBTs y seis diodos. Dos de las corrientes del estátor son medidas, y junto a la medición del ángulo θ , son analizadas en la unidad de control donde se aplican las transformaciones de coordenadas y se obtiene las señales de control que son transmitidas a la interface la cual interviene en el inversor para obtener los valores apropiados de corrientes y tensiones para la alimentación del motor.

Este proceso debe ser realizado en un intervalo de tiempo muy pequeño, debido a que el flujo Φ_m gira, y los valores cambian para cada nueva posición.[8]

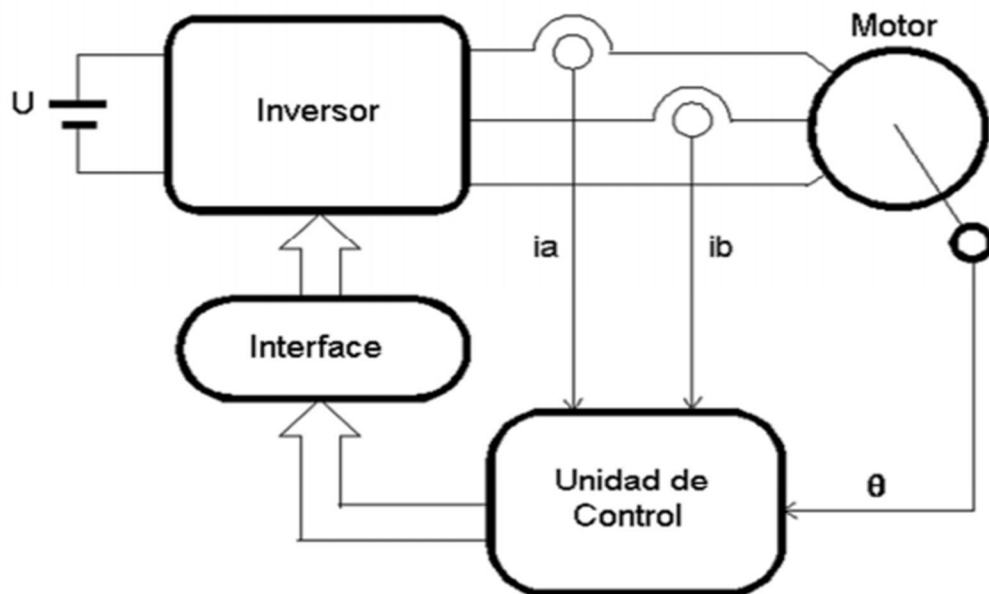


Figura. 5 Diagrama inversor y motor de inducción.

Fuente: [8]

1.3.6 Tipos de sistemas de control

1.3.6.1 Sistemas de control en lazo abierto

El sistema en lazo abierto se caracteriza por no tener ninguna realimentación, a su vez son sencillos y solo la señal de entrada actúa en el proceso. La estabilidad, la mayoría de veces trabaja con aproximados, pero no puede compensar completamente todas las perturbaciones el diagrama de este tipo de control en lazo abierto se puede ver en la figura 6.[3]

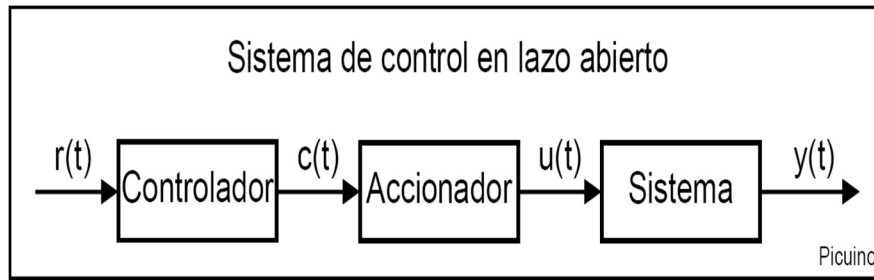


Figura. 6 Diagrama de sistema de control en lazo abierto.

Fuente: [3]

1.3.6.2 Sistemas de control en lazo cerrado

Son los sistemas que tienen realimentación y la acción de control necesariamente se encuentra en función de la señal de salida. Las perturbaciones sean internas o externas deben ser compensadas, por lo cual son más complejos respecto al control en lazo abierto el diagrama de este control en lazo cerrado se puede ver en la figura 7. [3]

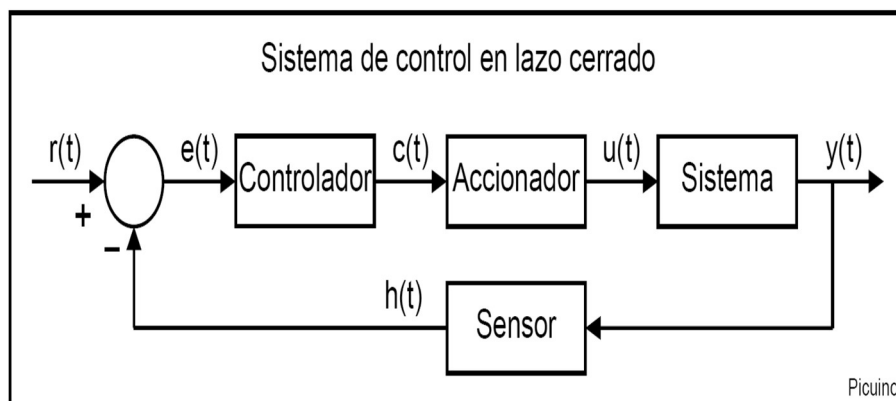


Figura. 7 Diagrama de control de lazo cerrado.

Fuente: [3]

1.4 Descripción del objeto del estudio

1.4.1 Técnicas de modulación escalares o PWM

Se usa en inversores DC/AC monofásicos y trifásicos. Se basan en la comparación de una señal de referencia a modular y una señal portadora de forma triangular o diente de sierra que se puede observar en la Figura 8; la comparación generará un tren de pulsos de ancho específico que se utilizan en la conmutación del puente inversor. La relación entre la amplitud de la señal portadora y la señal de referencia

se llama «índice de modulación» y se representa por «ma», donde Ar es la amplitud de la señal de referencia y Ac es la amplitud de la señal portadora. El índice de modulación permite obtener tensión variable a la salida del inversor.[9]

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad \text{Ec. 5}$$

$$m_f = \frac{F_r}{F_c} \quad \text{Ec. 6}$$

La relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de referencia se denomina «índice de frecuencia» y se representa por «mf» (2), idealmente mf debe ser mayor a 21 y la frecuencia de la portadora múltiplo de la frecuencia de la señal de referencia.

El índice de frecuencia determina la distorsión armónica de la señal de salida la cual es una medida de su contenido armónico. La variación de la señal de referencia y la secuencia de conmutación dan como resultado diferentes técnicas de modulación PWM, cada una modifica la eficiencia de la conversión, las pérdidas por conmutación en el puente inversor y la pureza de la señal de salida.[9]

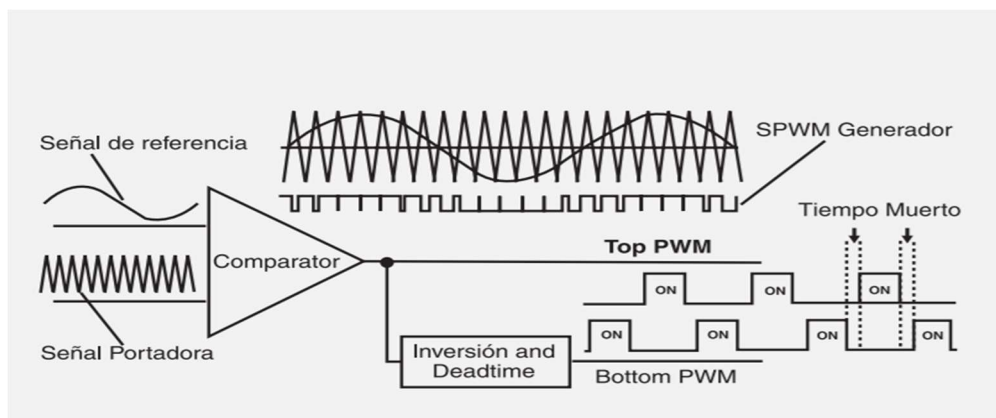


Figura. 8 Señales para control PWM.

Fuente: [9]

Las técnicas de modulación PWM se basan en el principio de balance voltio-segundo. Según este principio, el ciclo de trabajo del tren de pulsos generado está determinado por el voltaje con amplitud y frecuencia deseada a la salida del inversor.

1.4.2 Enfoques para la implementación de la modulación PWM:

- Modulación PWM basada en portadora (CB-PWM).

- Modulación PWM basada en vectores espaciales (SV-PWM).

Para ilustrar el principio de funcionamiento de la técnica PWM basada en portadora obsérvese el diagrama de la Figura 9, que corresponde a la fase a del inversor trifásico. En la Figura 9, las señales de activación de los interruptores superior e inferior, S_a y $S_{a'}$ respectivamente, se obtienen mediante la comparación entre las amplitudes de una señal de alta frecuencia denominada portadora y una señal de baja frecuencia denominada moduladora o de referencia. Para el cálculo de las señales S_a y $S_{a'}$ es suficiente un único proceso de comparación puesto que estas son complementarias. Al considerar el inversor trifásico, son necesarios 3 procesos de comparación simultáneos, uno para cada fase como se muestra en la Figura 11.

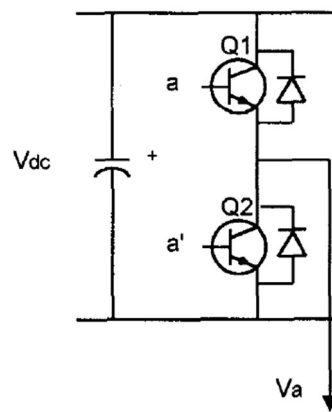


Figura. 9 Diagrama de una fase de control PWM.

Fuente: [9]

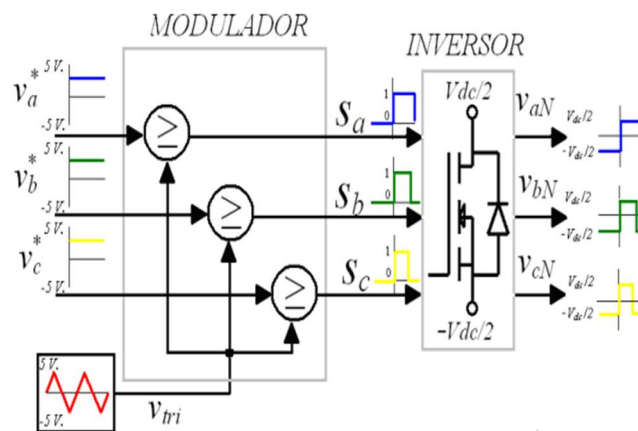


Figura. 10 Procesos de comparación en control PWM.

Fuente: [9]

En la Figura 10, las señales de entrada del bloque modulador son el conjunto trifásico de moduladoras V_a V_b V_c y la señal portadora V_{tri} ; la salida está compuesta por las señales lógicas de compuerta de los interruptores: S_a , S_b y S_c . El bloque inversor toma como señal de entrada al conjunto $S_i(i=a,b,c)$ y entrega a la salida un tren de pulsos $V_{in}(t)$ con amplitud $\pm V_{dc}/2$ y ancho variable. Por simplicidad, la descripción del proceso de modulación se realizará con base en el esquema normalizado de la Figura y su análisis se concentrará en la fase a, teniendo en cuenta que las fases b y c presentan las mismas formas de onda pero desfasadas -120° y -240° respectivamente.

La señal portadora. Esta señal generalmente es periódica y su frecuencia está determinada por diversos criterios, tales como: el nivel de pérdidas por conmutación permitido, la velocidad de conmutación de los dispositivos semiconductores de la etapa de potencia y las regulaciones de compatibilidad electromagnética vigentes, entre otras. La forma más común de la señal portadora es la triangular, sin embargo, otras variantes conocidas son: la diente de sierra con pendiente positiva, la diente de sierra con pendiente negativa y versiones aleatorias que varían entre las tres anteriores.[1]

La forma de la señal portadora define el tipo de control que se hace sobre los flancos de la señal modulada. Cuando la portadora es una diente de sierra el control del ancho de pulso se hace sobre uno de los flancos; en el caso de la pendiente negativa el control se realiza sobre el flanco de subida y los pulsos resultantes están alineados hacia la derecha, esta variación del PWM es denominada Leading Edge PWM (ver Figura 12b)). Cuando la pendiente es positiva el control se realiza sobre el flanco de bajada, y la variación se denomina Trailing Edge PWM; en este caso los pulsos resultantes están alineados hacia la izquierda (ver Figura 12c). Cuando la portadora es triangular, en cada periodo de portadora se generan 2 intersecciones con la moduladora, permitiendo el control tanto del flanco de subida como del flanco de bajada de los pulsos resultantes; esta variación se denomina Double Edge PWM.

La señal moduladora. La señal moduladora contiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseadas y por esta razón se conoce también como señal de referencia. Su forma puede tomar diversos perfiles. En la ya mencionada PWM

sinusoidal el conjunto de señales moduladoras $V_i^*(i=a,b,c)$, corresponde al expuesto en la Figura 11 y Figura 12. Otras formas empleadas en las aplicaciones de accionamientos eléctricos se ilustran en la Figura 11. Note que en la Figura 12 presenta el diagrama para generar una señal modulada.[9]

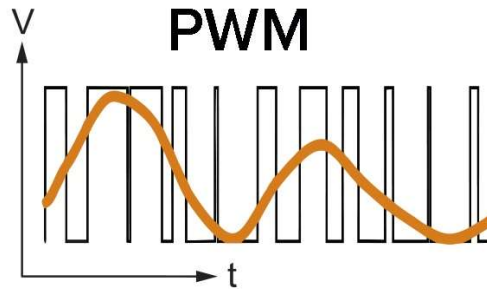


Figura. 11 Señal portadora diente de sierra.

Fuente: [9]

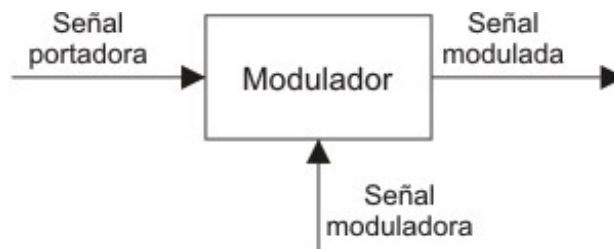


Figura. 12 Señal moduladora.

Fuente: [9]

1.4.3 La modulación PWM con inyección de señales de secuencia cero. En aplicaciones balanceadas de accionamientos de motores trifásicos AC.

El punto neutro de la carga n está aislado con respecto al punto medio N del bus DC de la Figura 13. Por lo tanto, es posible inyectar cualquier señal entre estos dos puntos sin afectar los voltajes y corrientes línea a línea a la salida del inversor. Sin embargo, desde el punto de vista del inversor, la presencia de esta señal inyectada, denominada señal de secuencia cero (ZSS), modifica las características de desempeño de la modulación, entre ellas: el rango de modulación lineal, las pérdidas por conmutación y el espectro del tren de pulsos modulados. La Figura 13, ilustra el proceso de inyección en donde el bloque Generador de ZSS se encarga de calcular la señal de secuencia cero (ZSS) a partir de la información de las tres señales moduladoras fundamentales.[1]

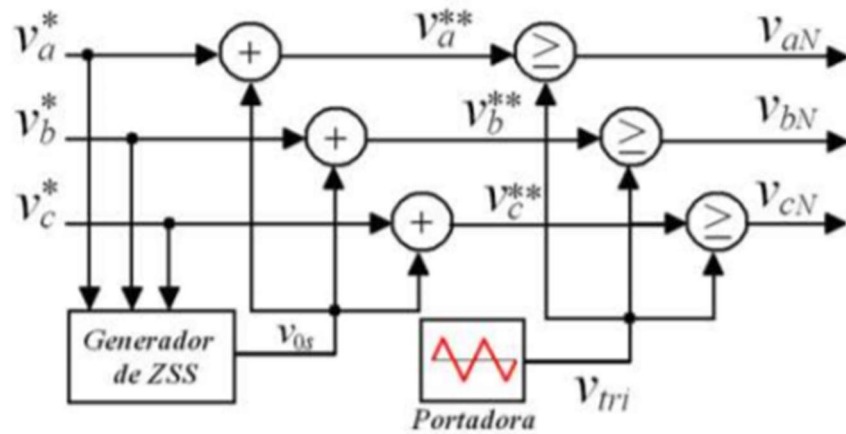


Figura. 13 Diagrama de bloques señales moduladoras.

Fuente: [9]

Del diagrama de bloques de la Figura 13 se deduce que las nuevas señales moduladoras se construyen a partir de las fundamentales y la señal de secuencia cero de la siguiente manera:

$$V_i^{**}(t) = V_i^*(t) + v_{0s}(t), \quad (i = a, b, c) \quad \text{Ec. 7}$$

En donde:

$V_i^{**}(t)$ es la señal moduladora

$V_i^*(t)$ es la señal moduladora fundamental

$v_{0s}(t)$ es la señal de secuencia cero

1.4.4 Modulación de ancho de pulso del vector espacio (SVPWM)

De acuerdo a [10] el SVPWM sus siglas en inglés son Space Vector Pulse Wide Modulation que en español significa Modulación de Ancho de Pulso del Vector Espacio, normalmente es llamado modulación vectorial por ancho de pulso para inversores trifásicos. Una de las principales características es que todo el sistema trifásico es representado por un solo vector. La técnica SVPWM refiere que mediante tiempos y un orden determinado se selecciona los estados de conmutación de los interruptores del inversor en cada período existente.[10]

De acuerdo a [10] Son varias aplicaciones en las cuales la modulación SVPWM presenta ventajas, por ejemplo, en control de motores trifásicos se puede

descomponer las variables del motor para tener un control independiente de velocidad y torque. También para generación de energía eléctrica a través de dispositivos que entreguen voltaje directo DC, o cualquier aplicación en controladores digitales porque su implementación se convierte más simple que cualquier otra modulación PWM.

El sistema trifásico del SVPWM, necesariamente, tiene una representación vectorial donde utiliza las transformadas de Clarke y Park para su funcionamiento.[10]

1.4.5 Estados de conmutación en inversores con modulación SVPWM

En la Figura 14, se observa que el inversor trifásico tiene 6 dispositivos de conmutación que van a ser llamados interruptores, la fuente de alimentación es de corriente continua, los interruptores asignados S1, S2, S3, S4, S5, S6 del inversor trifásico nunca pueden estar ambos de la misma rama cerrados.

En estado ON o 1 lógico porque se produce un cortocircuito en el inversor; es decir, mientras $S1 = 1$ obligatoriamente $S4 = 0$, y así con los dos pares restantes siendo su complemento inverso.[3]

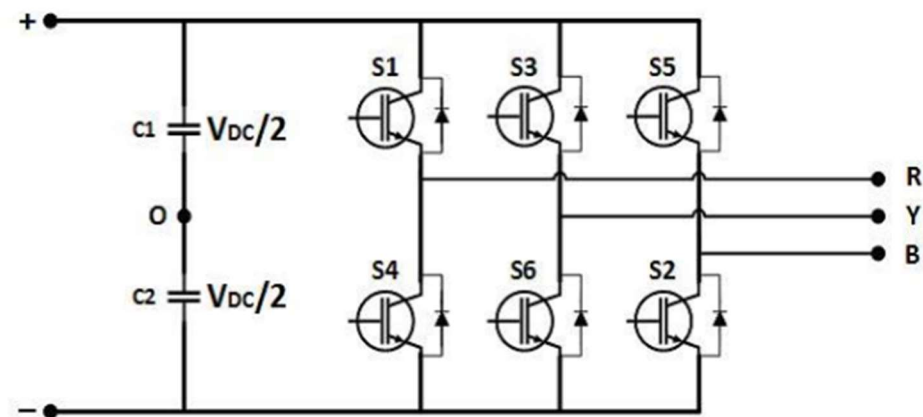


Figura. 14 Puente inversor trifásico.

Fuente: [3]

Los estados de conmutación se determinan solo con los interruptores superiores, en este caso son S1, S3 y S5, se tiene 8 diferentes estados con una lógica de conmutación que generan las señales trifásicas sinusoidales, los estados se presentan en la figura 15.[3]

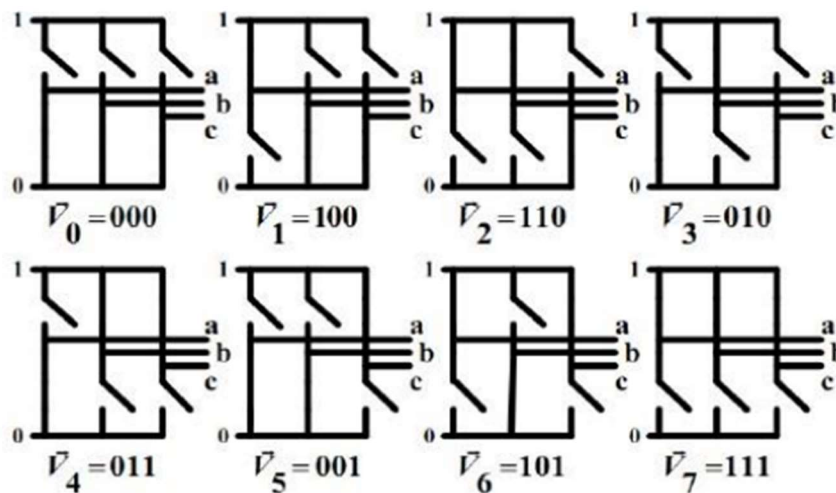


Figura. 15 Estados de conmutación de inversores trifásicos.

Fuente: [3]

Los vectores V_0 y V_7 son llamados vectores nulos o vectores cero. Esto ocurre cuando los 3 interruptores superiores se encuentran cerrados o abiertos y no existe tensión, por el contrario los demás vectores son llamados vectores activos y con la transformada de Clarke, se presenta la Tabla 1 que corresponde a los valores de tensión en cada estado.[3]

Tabla 1 Voltajes en forma rectangular y polar.

Paso	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	$ V $	$\angle V$
1	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	300°
2	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	0	$2/3 V_{CD}$	0°
3	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	60°
4	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	120°
5	$-2/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$1/3 V_{CD}$	$-2/3 V_{CD}$	0	$2/3 V_{CD}$	180°
6	$-1/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	$-1/3 V_{CD}$	$-1/\sqrt{3} V_{CD}$	$2/3 V_{CD}$	240°

Fuente: [3]

Con los valores de tensión, magnitud del vector y ángulo de cada uno, se representa un diagrama vectorial que forma un hexágono regular donde cada vector está desfasado 60° y las regiones que forman dos vectores se llaman sectores, se representa en la figura 16.[3]

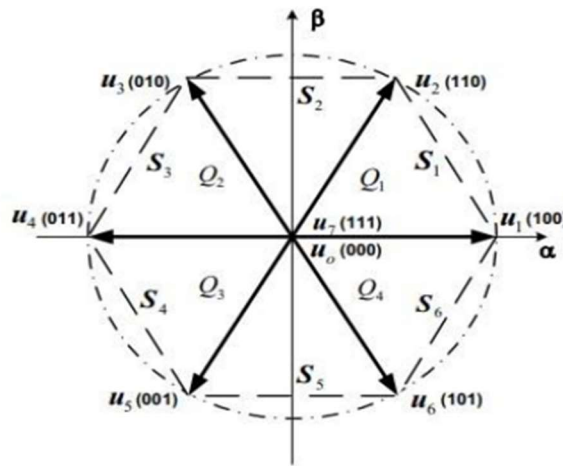


Figura. 16 Hexágono regular, posición de los estados de conmutación.

Fuente: [3]

En la Figura 17 , los sectores están representados como S1, S2, S3, S4, S5, S6, los cuadrantes como Q1, Q2, Q3, Q4, los vectores activos representan cada arista y los 2 vectores nulos se encuentran en el centro del plano ya que no poseen valor de módulo. Estos vectores también son llamados vectores directores, son los únicos que puede generar el inversor trifásico de 6 interruptores por lo tanto son fijos en el plano complejo, mientras más vectores existe en el plano más sinusoidal es la señal de salida y directamente produce menos armónicos, para ello existe un vector de referencia, el cual gira por todo el plano complejo saltando de un vector director a otro, se presenta a continuación en la Figura 18 un plano con los 6 vectores directores y 6 vectores intermedios, uno en cada sector.[3]

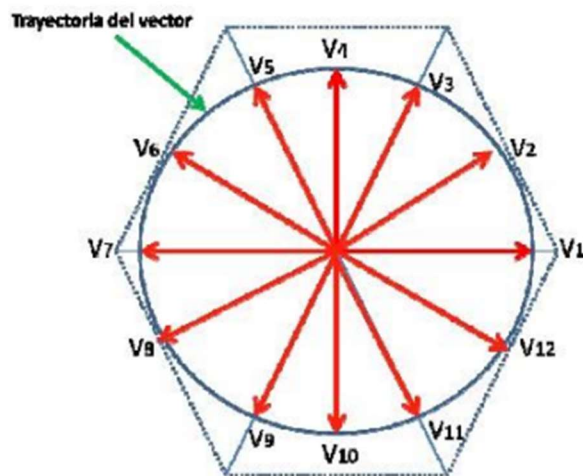


Figura. 17 Plano complejo con vectores intermedios

Fuente: [3]

El vector de referencia es el que gira por todo el plano presentado anteriormente, conmuta entre los dos vectores directores según el sector en el que se encuentre y uno o los dos vectores nulos, esto quiere decir que se debe conocer los tiempos de conmutación de cada vector y la secuencia determinada.[3]

1.4.6 Tiempos de conmutación

El vector de referencia V_{ref} puede ser representado en el plano complejo, pero solo con sus vectores directores más cercanos. Según esta representación, las ecuaciones para determinar los tiempos de activación de cada vector son:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}V_{ref} T_s}{V_{cc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad \text{Ec. 8}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}V_{ref} T_s}{V_{cc}} \sin(\alpha) \quad \text{Ec. 9}$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad \text{Ec. 10}$$

$$T_s = \frac{1}{6 \cdot f} \quad \text{Ec. 11}$$

Donde:

T_s : Periodo en cada sector

f : Frecuencia de la señal sinusoidal del sistema, divide para 6 porque son 6 sectores

V_{ref} : Módulo del vector de referencia

α : Ángulo entre el vector de referencia y el vector director

V^1 sus valores esta entre 0° y 60°

$\pi/3$: Ángulo entre los dos vectores directores, es igual a 60°

T_1 : Tiempo de aplicación del vector director V^1

T_2 : Tiempo de aplicación del vector director V^2

T_0 : Tiempo de aplicación del vector nulo V^0 o V^7

1.4.7 Secuencia de conmutación

En la distribución de los ciclos de trabajo depende mucho el tiempo de activación de los vectores nulos, en el hecho de que se pueden aplicar los dos vectores o uno solo, el uso de dos vectores nulos minimiza el contenido de armónicos en la señal

pero las pérdidas de conmutación aumenta, mientras que con un solo vector minimiza las pérdidas de conmutación pero los armónicos aumentan, se llega a una controversia y se debe escoger el tipo de secuencia según la aplicación asignada del inversor, comúnmente, cuando se trata de transformación de bloques de grandes potencias es recomendable el uso de un solo vector nulo para conmutar. Se tiene 4 diferentes tipos, que se puede observar en la Figura 18.[3]

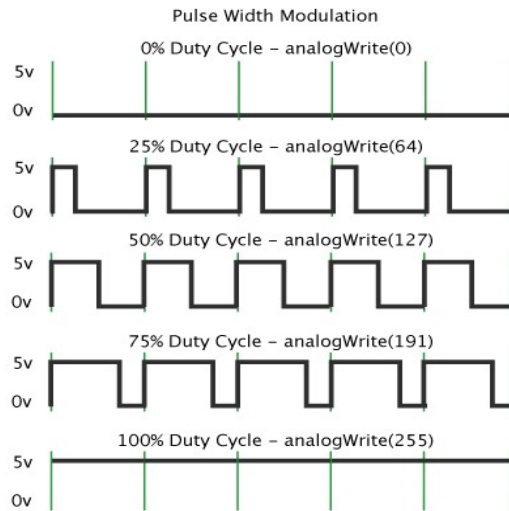


Figura. 18 Tipos de alineaciones con 2 vectores nulos.

Fuente: [3]

La diferencia de todas las alineaciones de la Figura 19 es la simetría que presentan; sin embargo, para obtener una frecuencia de conmutación fija y una reducción en los armónicos, el inversor debería cambiar su estado una sola vez por sector, la alineación simétrica que se presenta a continuación es la que cumple con los requisitos en la señal de salida y presenta mejor simetría con respecto a las otras alineaciones en la forma de onda de modulación, la cual se presenta en la Tabla 2.

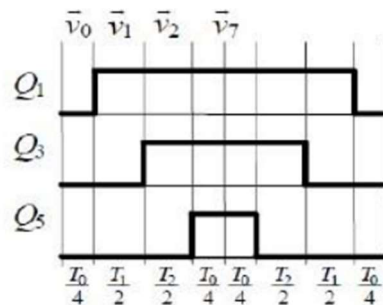


Figura. 19 Alineación simétrica en el primer sector con duración de los tiempos.

Fuente: [3]

Tabla 2 Secuencia de vectores usando 2 vectores nulos.

SECUENCIA DE VECTORES EN CADA ZONA	
ZONA 1	SECUENCIA
1	V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0
2	V0-V3-V2-V7-V2-V3-V0
3	V0-V3-V4-V7-V4-V3-V0
4	V0-V5-V4-V7-V4-V5-V0
5	V0-V5-V6-V7-V6-V5-V0
6	V0-V1-V6-V7-V6-V1-V0

Fuente: [3]

Con ello las formas de las señales de salida en cada sector serían las que se muestran en la figura 20:

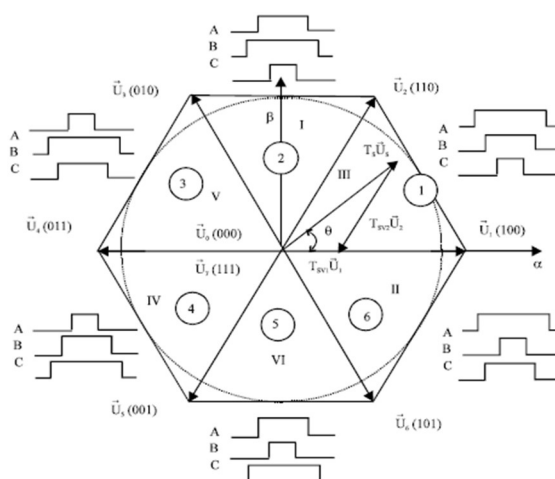


Figura. 20 Alineación simétrica completa para los 6 sectores.

Fuente: [3]

1.4.8 Transistor de potencia IGBT (Transistor Bipolar de Puerta Aislada)

El transistor de es un dispositivo controlado por tensión que requieren la aplicación continua de tensión “gate-source” con magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo, y los únicos instantes en los que existe flujo de corriente de “gate” es en la transición encendido - apagado, o viceversa, debido a la carga y descarga de la capacitancia interna. Posee tiempos de conmutación muy cortos y se

encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos (ns) o cientos de nanosegundos, dependiendo del tipo del dispositivo.[3]

1.4.9 Variador de frecuencia

El variador de frecuencia es la solución eficaz para mejorar la eficiencia energética, reducir el consumo de energía y las emisiones de dióxido de carbono. En esta página hablaremos de las características, las ventajas y el funcionamiento de los variadores de frecuencia. Los variadores o convertidores de frecuencia son sistemas que se encuentran entre la fuente de alimentación eléctrica y los motores eléctricos. Sirven para regular la velocidad de giro de los motores de corriente alterna (AC).

Por sus siglas en inglés, solemos referirnos al variador de frecuencia como VFD, que viene de variable frequency drive. A pesar de ello, también están presentes en el mercado otras acepciones como puede ser VSD (variable speed drive o regulador de velocidad variable) o ASD (adjustable speed drive).[11]

1.4.10 Medidas de eficiencia del inversor

La eficiencia del inversor es un valor que indica cuánta energía continua (potencia de entrada) se convierte en energía alterna (potencia de salida). En general, se consideran dos tipos de pérdidas eléctricas en estos equipos: a) las dependientes de la potencia de entrada, causadas por la conmutación de los interruptores de potencia y las pérdidas en los conectores en el lado de continua, y; b) las de tipo independientes, producidas en el propio inversor inherentes al funcionamiento de sus circuitos. Ambos tipos de pérdidas conforman la curva característica de la eficiencia de un inversor como se ve en la figura 21.

Donde se comprueba que la eficiencia del inversor es directamente proporcional a la potencia del sistema, es decir, a mayor potencia que se consuma en AC, mayor será la eficiencia del inversor y esta varía con la potencia de entrada.[12]

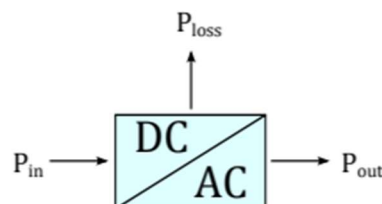


Figura. 21 Diagrama de pérdidas en inversor.

Fuente: [12]

1.4.11 Transformaciones matemáticas para control vectorial

Para el estudio del motor asincrónico y de sus accionamientos se hace necesario el uso de transformaciones matemáticas, que relacionen las corrientes eléctricas en el estator, para así obtener un modelo dinámico de la máquina.[8]

1.4.12 Transformada de Clark

La primera transformación de coordenadas, llamada Transformada de Clarke , convierte un conjunto trifásico en otro bifásico, ambos estacionarios y con la misma referencia del estator. Este sistema de coordenadas estacionario (eje α , eje β) se obtiene de tal modo que el eje α coincida con la horizontal y el eje β este 90° adelantado con respecto del anterior. En la Fig. 22. Se puede observar cómo se obtiene la corriente del estator I_s representada en componentes los dos ejes estacionarios (i_α e i_β , respectivamente).[8]

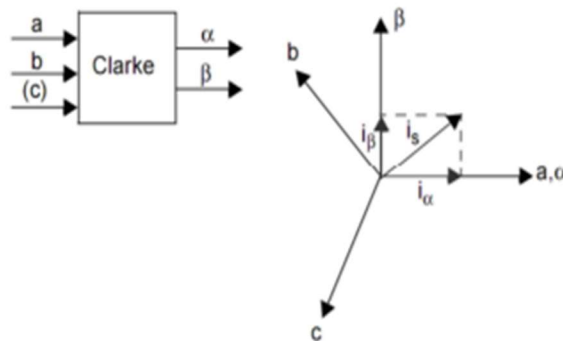


Figura. 22 Componente de corriente de estator.

Fuente: [8]

1.4.13 Transformada de park

Esta obtiene a partir del sistema bifásico estacionario, un sistema rotativo que se mueve respecto al primero a la velocidad correspondiente al campo magnético giratorio del estator. Este sistema de dos ejes giratorios (eje d o eje directo y eje q o eje de cuadratura) se ubica adelantado al eje α en un ángulo θ (Ángulo de desplazamiento del rotor con respecto a la horizontal), el cual representa el ángulo de desplazamiento del flujo magnético del rotor con respecto a la horizontal. La corriente I_s se representa mediante dos nuevas componentes, la componente en el eje directo I_d y la del eje en cuadratura I_q como se ve en la figura 23.[8]

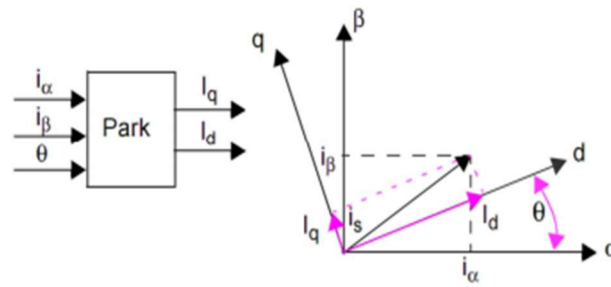


Figura. 23 Componentes de corriente de transformada de park.

Fuente: [8]

1.5 Conclusiones del capítulo I

Las bases de información científica muestran que la técnica de control SVPWM se construye a partir de un proceso de cálculo matemático utilizando las transformadas de Clarke y Park permitiendo obtener una referencia circular móvil de vectores de espacio que se mueven a través de 6 sectores la ubicación del vector en un determinado sector dependerá del cálculo de los tiempos en específico de 3 tiempos dos tiempos que dan como resultado la proyección hacia sus componentes horizontal y vertical y un tercer tiempo que determina el origen o también conocido como tiempo en cero, la eficiencia de una máquina en general se calcula a partir de conocer la potencia de entrada y la potencia que entrega de esta forma se podría calcular la eficiencia del controlador conectado al motor asíncrono, sin embargo el estudio relacionado con un sistema de un motor de inducción controlado vectorialmente el ancho de pulso del voltaje enfocado a la eficiencia frente a otros métodos de control no existe información suficiente, por esta razón se reitera la importancia de la investigación en curso.

Para adecuar y controlar la señal de voltaje que alimenta a un motor de corriente alterna trifásico se requiere utilizar la modulación PWM necesariamente, los métodos derivados del control PWM que se centran en monitorear y modificar las señales de voltaje DC-AC involucradas en la etapa de switcheo afectan directamente la eficiencia del sistema.

La estrategia de Control Vectorial se basa en tomar como referencia la técnica de control de motores de corriente continua aplicados a motores de inducción. Debido

a que una máquina de corriente alterna carece de dos bobinados desacoplados se recurre a referenciar el sistema trifásico alterno de corrientes estáticas a un sistema de coordenadas no estacionario que gira sincrónicamente con el campo magnético rotórico. En este nuevo sistema de referencia las corrientes estáticas pueden ser tratadas como vectores rotantes, que podemos aprovechar su manipulación para mejorar la eficiencia del sistema.

CAPÍTULO II. METODOS PARA LA IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA EFICIENCIA DEL CONTROL DE UN MOTOR ASINCRÓNICO MEDIANTE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO DEL VECTOR DE ESPACIO EN LAZO ABIERTO.

En este capítulo se definen los métodos, procedimientos y condiciones para evaluar el funcionamiento del sistema y dar solución al problema planteado.

La Investigación se lleva a cabo utilizando el cálculo de los tiempos de conmutación para generar el vector de espacio y el método experimental para determinar la eficiencia del sistema.

El objetivo principal de este capítulo es determinar el modelo a ser implementado en software la programación, los elementos, los procesos más adecuados para implementar el sistema y para determinación de la eficiencia del mismo.

Además, se detallan las características técnicas de cada uno de los elementos del módulo “Training systems for electric machines, drivers and power electronics” utilizados en la implementación física del sistema para evaluar el comportamiento.

2.1 Metodología

2.1.1 Tipo de investigación

El tipo de investigación que se utilizó para llevar a cabo es cuantitativo debido a que este proyecto se mide los datos del comportamiento de voltaje y corriente del controlador estos datos son cuantificables esto permite realizar análisis finales de eficiencia. Finalmente se contrasta la hipótesis planteada a partir de los resultados obtenidos.

2.1.2 Método

El método que se lleva a cabo con el proyecto es el método inductivo por que utiliza el razonamiento para cálculos de vectores y tiempos de conmutación para obtener conclusiones que parten de experimentos evaluados de velocidades de 200rpm 1300rpm y 3600rpm.

Para llegar a conclusiones de eficiencia en el controlador, cuya aplicación posteriormente en sistemas con controladores de motores asíncronos que utilicen el método SVPWM sea de carácter general, se inicia con un estudio individual del comportamiento del sistema controlador motor y se formulan conclusiones que servirán de forma general en aplicaciones de este tipo.

En la figura 24, se detalla el diagrama de flujo general del proyecto.

2.1.2.1 Diagrama de flujo general del proyecto

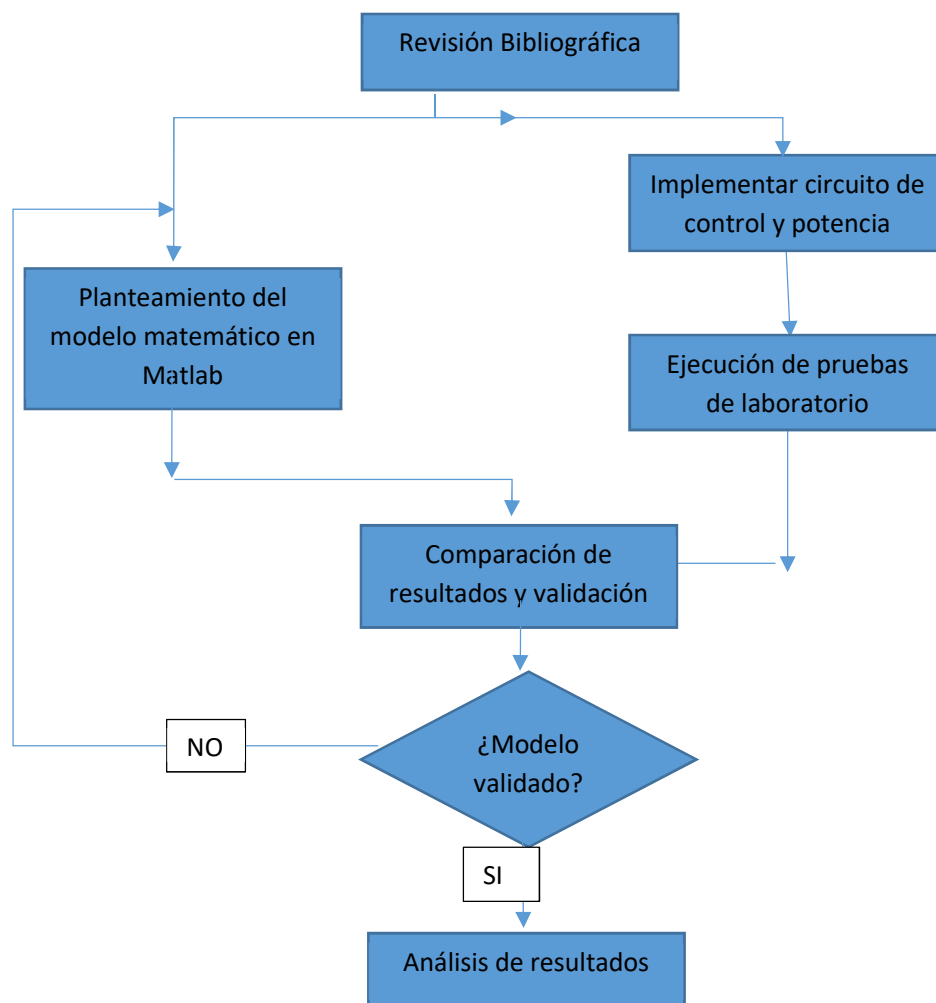


Figura. 24 Diagrama de flujo general del proyecto.

2.1.3 Técnica

La técnica que se lleva a cabo para desarrollar este proyecto involucra la simulación que se hace en el software Matlab-Simulink dentro de esta simulación se ejecutan cálculos y finalmente se hacen mediciones de voltaje corriente para obtener la eficiencia del controlador. A continuación, se detalla el sistema implementado en Matlab junto con los bloques que ejecutan el cálculo y la medición.

2.1.3.1 Diagrama de flujo del programa implementado en SIMULINK-MATLAB

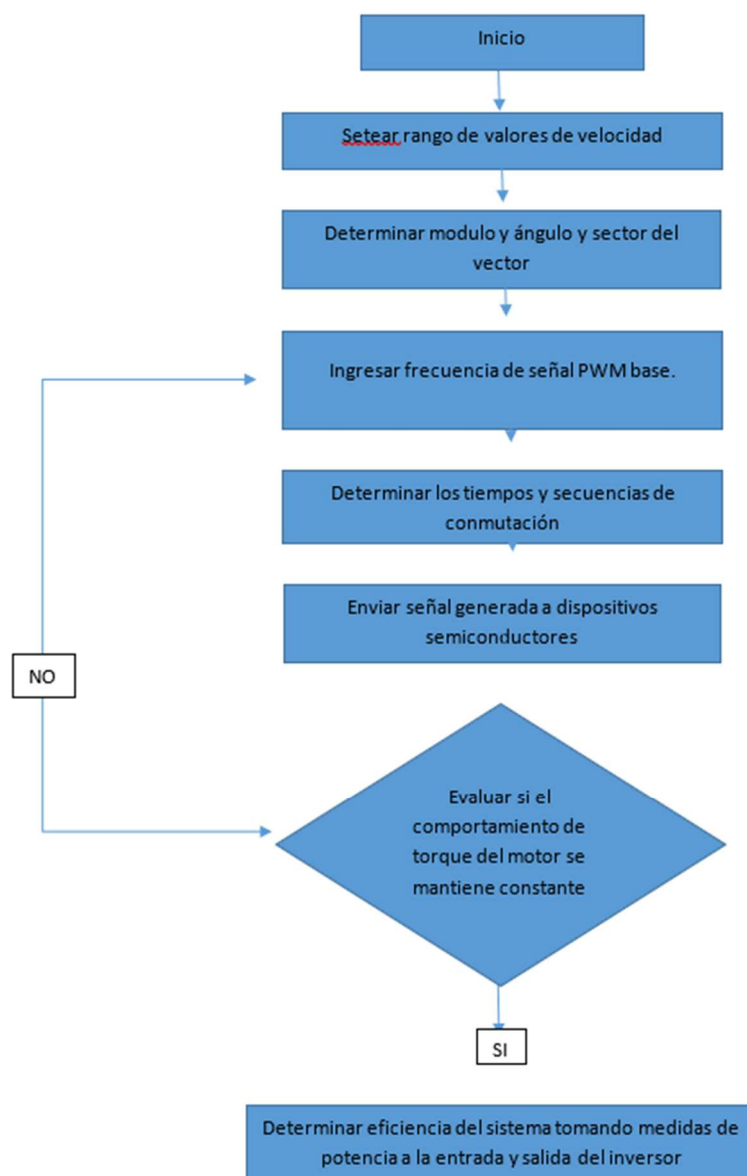


Figura. 25 Diagrama de flujo de programación en MATLAB-Simulink

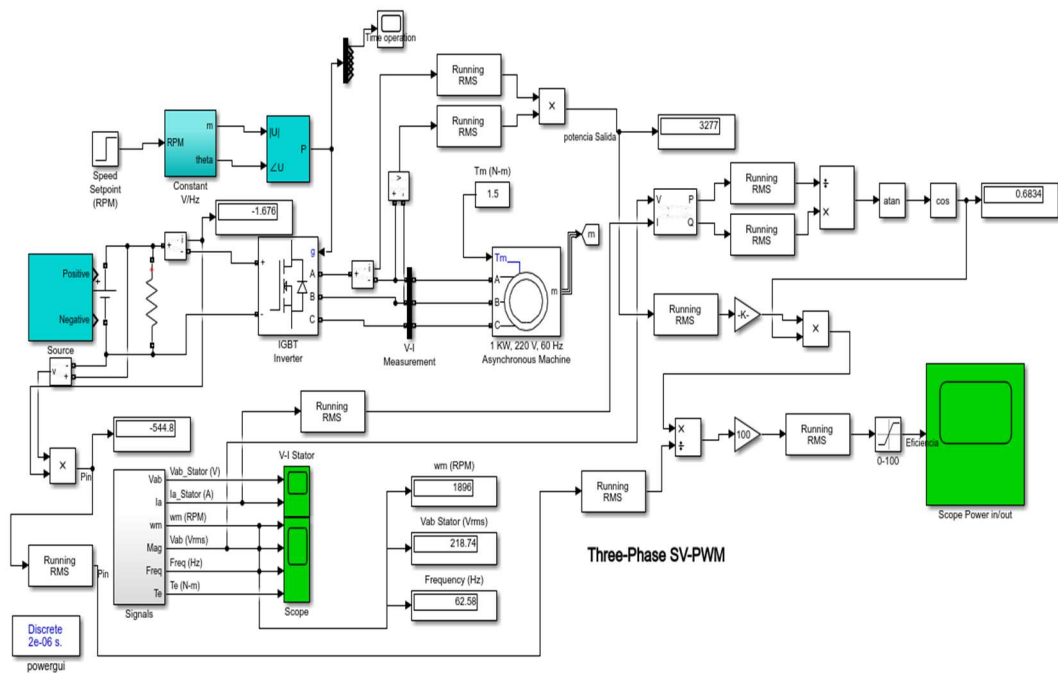


Figura. 26 Diagrama general en Matlab-Simulink

Fuente: simulink librería eléctrica

El diagrama general que se encuentra en la figura 26 muestra el sistema en conjunto del controlador el motor y los instrumentos de medición, los bloques que obtiene la transformación Clark de Park y los tiempos del vector de espacio.

El motor fue obtenido de las librerías eléctricas de Matlab-Simulink la configuración de los bloques de medición y presentación de gráficas fueron implementadas en el presente proyecto.

2.1.3.2 Detalle de bloques

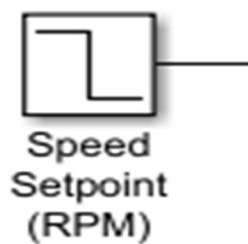


Figura. 27 Entrada Setpoint

Fuente: simulink librería eléctrica

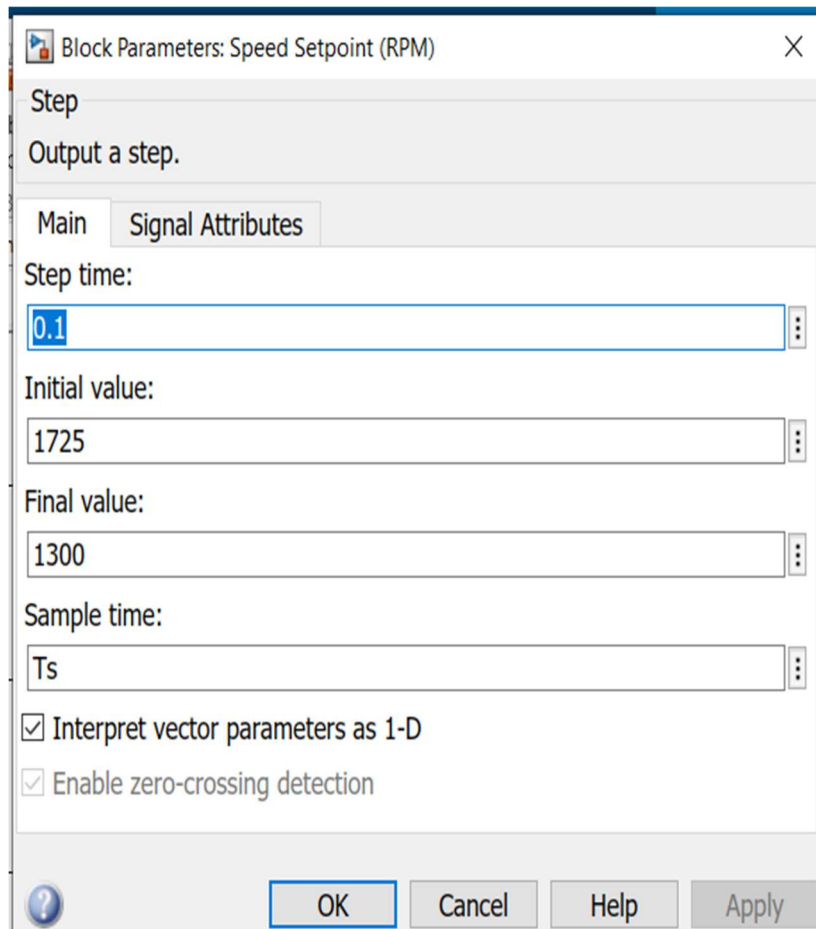


Figura. 28 Entrada de datos.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque de la figura 27 permite ingresar el dato de velocidad dando doble clic se despliega el bloque de la figura 28 bloque ingresamos los valores de velocidad máximo y mínimo que queremos que alcance el motor.

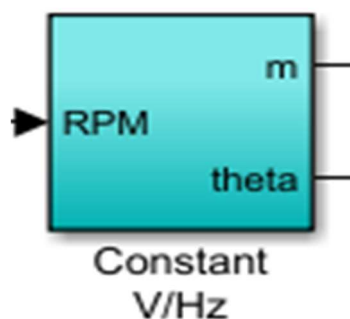


Figura. 29 bloque de transformación rpm a magnitud y ángulo.

Fuente: simulink librería eléctrica

En el bloque de la figura 29 bloque se ejecuta el control V/Hz constante que parte de la siguiente ecuación.

$$V = 4.44 * f * \phi \quad \text{Ec. 12}$$

Donde:

V= voltaje

f = frecuencia

ϕ =flujo magnético

Despejando tenemos:

$$V/f = 4.44 * \phi$$

Se considera que el flujo magnético es constante por esta razón se utiliza este control, en vacío operaría sin problema, pero con carga el flujo magnético no permanece constante en cargas que demandan alto torque baja velocidad con este tipo de control el torque se debilita.

Constant V/Hz
Control

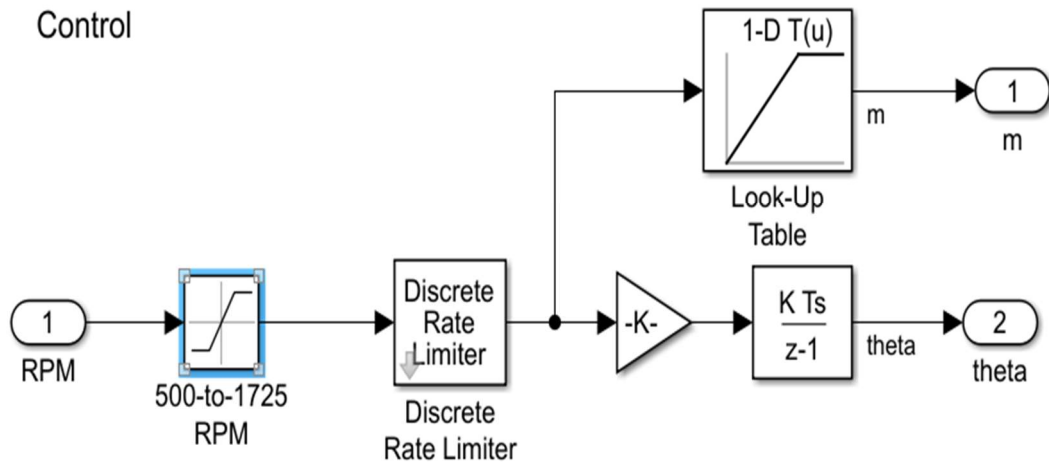


Figura. 30 Diagrama de control V/Hz

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque seleccionado en azul de la figura 30 limita la velocidad máxima y mínima que se puede ingresar. Se debe tener un límite máximo debido a que en este control se puede sobre modular y en el puente de semiconductores voy a tener inconvenientes de calentamiento y debe tener un límite de mínima velocidad porque

a bajas revoluciones la máquina va a perder magnetización y la máquina se va a detener.

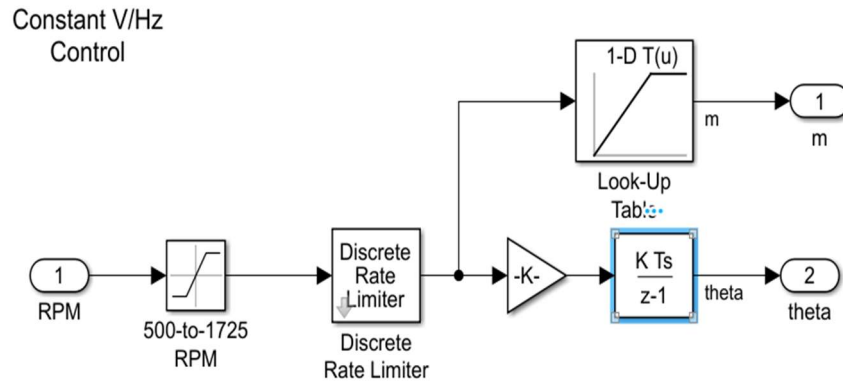


Figura. 31 Diagrama de control V/Hz integrador de velocidad.

Fuente: simulink librería eléctrica

En el bloque seleccionado en azul de la figura 31 integra la velocidad para obtener el ángulo.

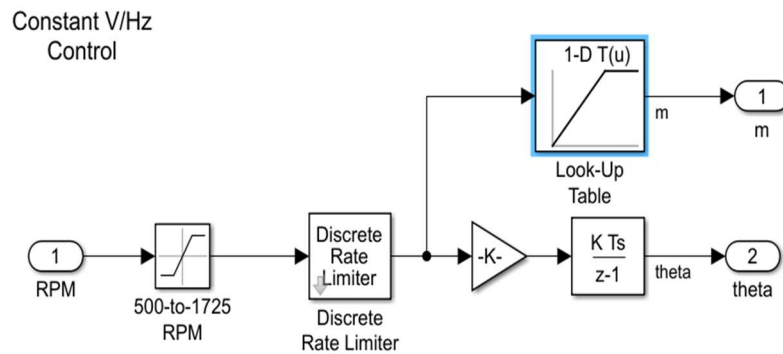


Figura. 32 Diagrama de control V/Hz cálculo de módulo de voltaje.

Fuente: simulink librería eléctrica

En el bloque seleccionado en azul de la figura 32 calcula el voltaje en función de la frecuencia la frecuencia se encuentra a partir de la velocidad.



Figura. 33 Bloque de transformación magnitud voltaje a pulsos.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque presentado en la figura 33 toma el dato de voltaje y ángulo calculado previamente para generar pulsos de control para el puente de semiconductores. Dentro de este bloque se presenta los siguientes cálculos.

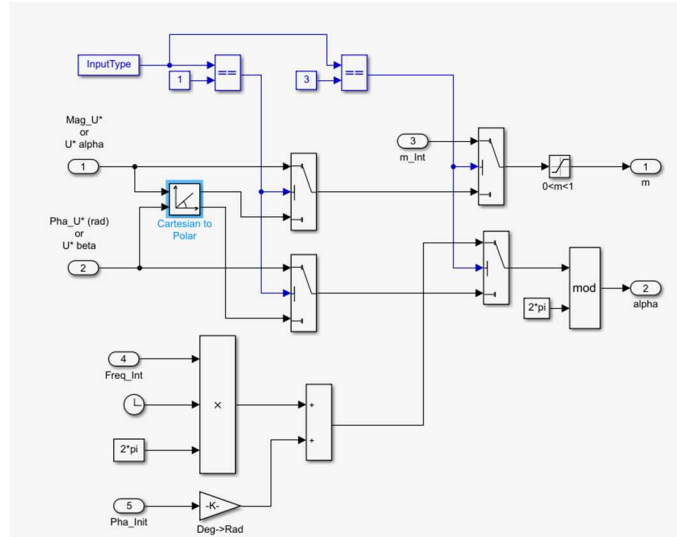


Figura. 34 Bloque de transformación de magnitud de voltaje a pulsos cambio de coordenadas.

Fuente: simulink librería eléctrica

En el bloque seleccionado en azul de la figura 34 transforma los valores de voltaje y ángulo a coordenadas polares en este punto está aplicando el concepto de la transformada de park

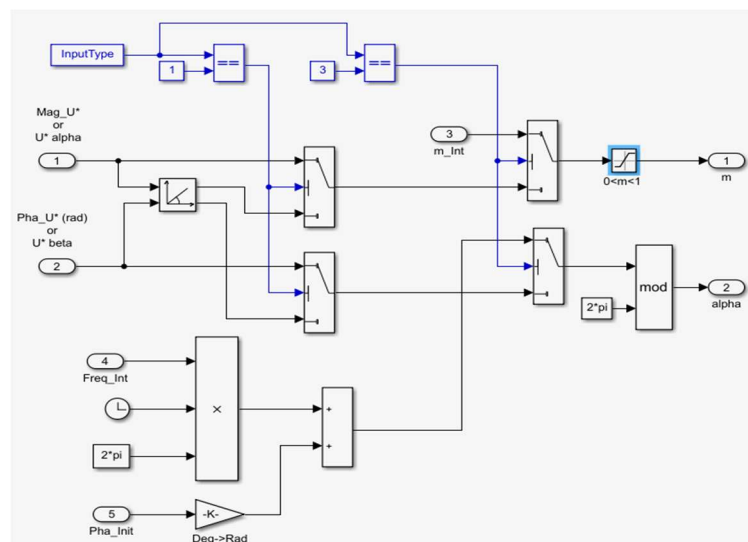


Figura. 35 Bloque de transformación de magnitud de voltaje a pulsos cambio de sistema por unidad.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque seleccionado en azul de la figura 35 transforma el valor del módulo del voltaje en por unidad para que los valores de los vectores de espacio permanezcan dentro de la circunferencia que es la zona de control estable como se ve en la figura 36.

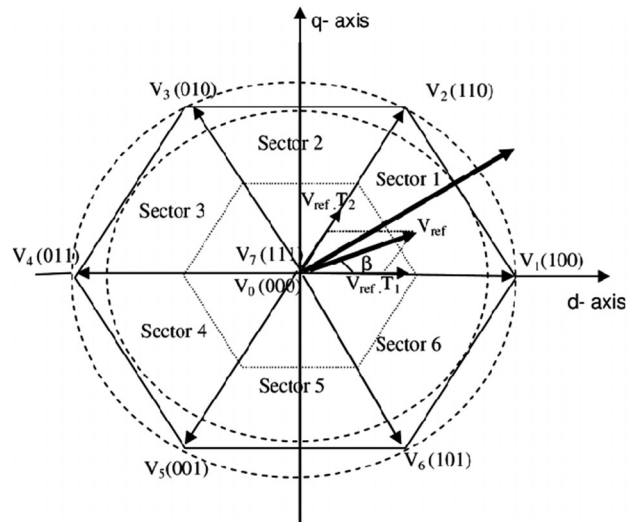


Figura. 36 Sectores de operación de vectores.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque seleccionado en azul presentado en la figura 37 a continuación genera los pulsos para controlar el puente de semiconductores.

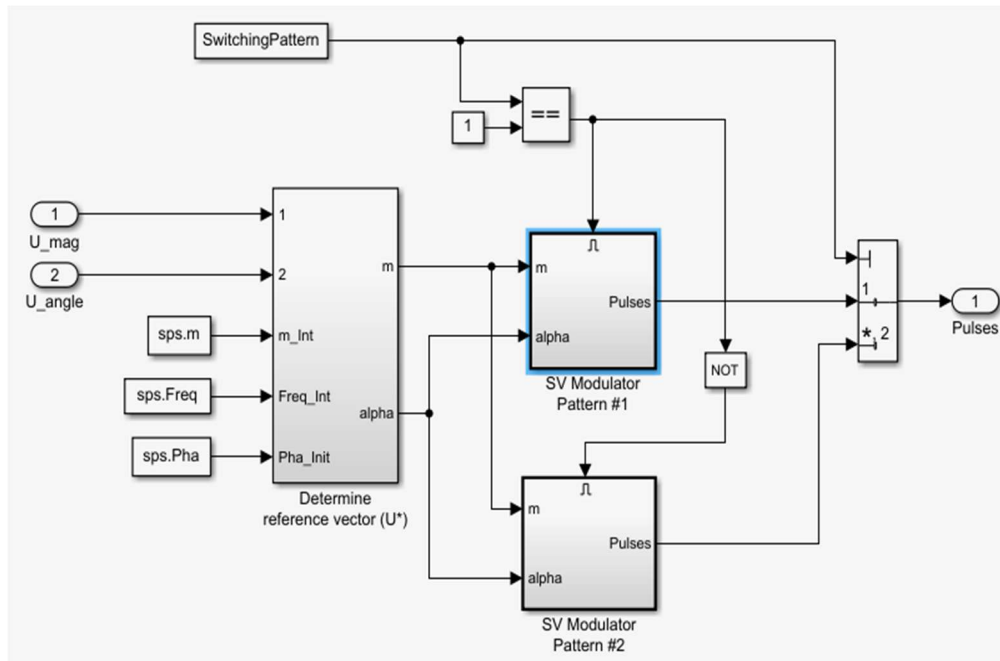


Figura. 37 Bloque de generación de pulsos.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque presentado en azul en la figura 38 a continuación determina el sector en el plano del valor del voltaje.

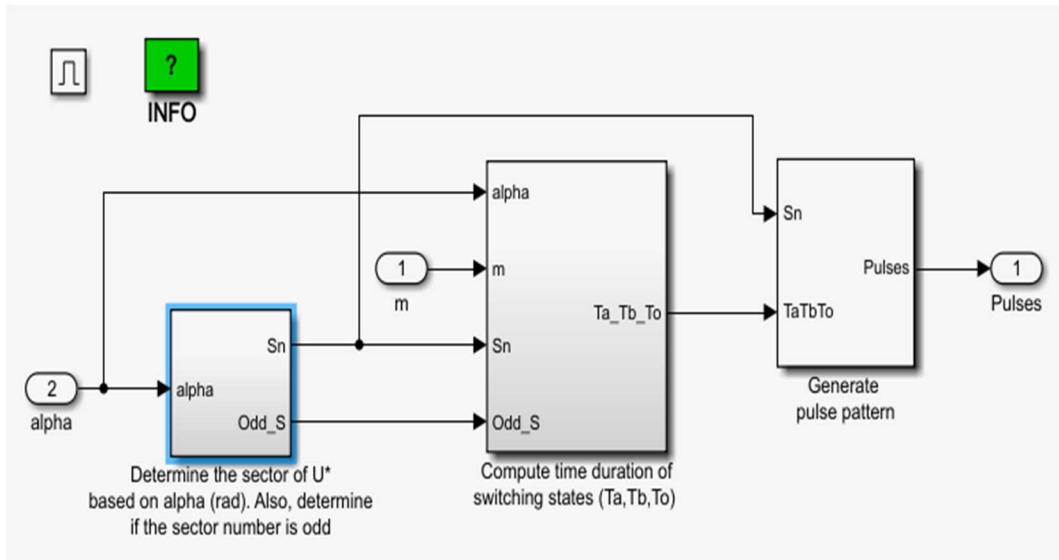


Figura. 38 Bloque de cálculo de tiempos.

Fuente: simulink librería eléctrica

El bloque seleccionado en azul presentado en la figura 39 calcula los tiempos de conmutación para construir el vector en el plano. Calcula T_a , T_b , T_0 .

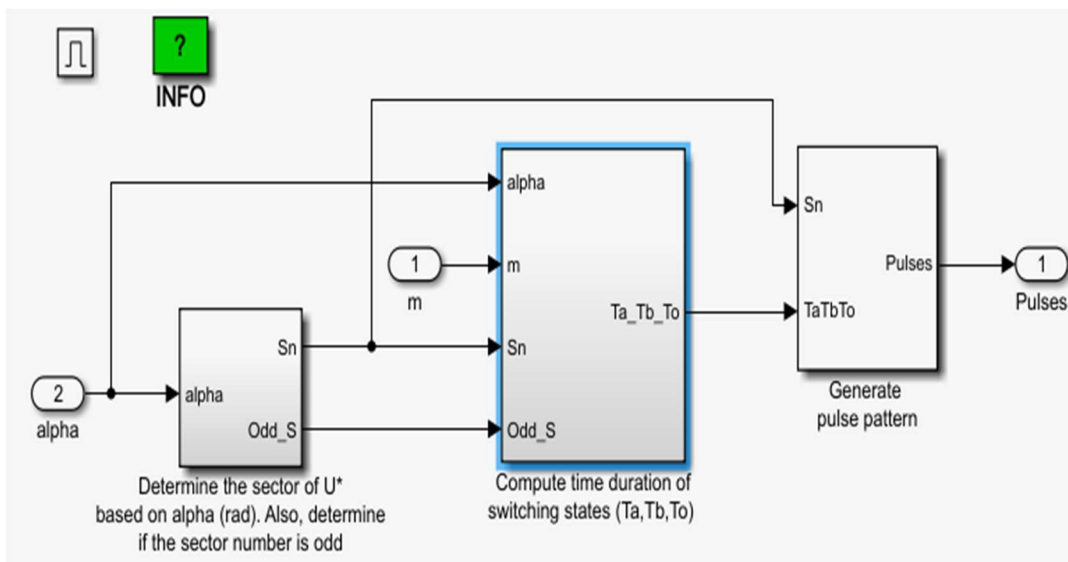


Figura. 39 Bloque de cálculo e intervalos.

Fuente: simulink librería eléctrica

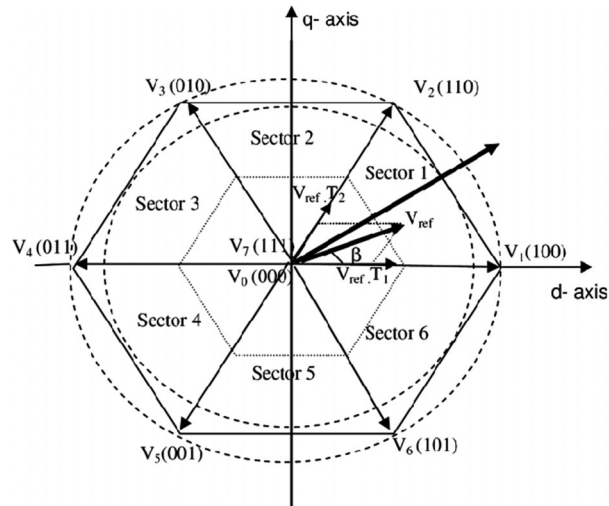


Figura. 40 Representación sobre el plano de vectores en eje d y q.

Fuente: simulink librería eléctrica

Ahora que ya contamos con los tiempos de conmutación el módulo del vector y el ángulo podemos modular la señal para esto visualizamos en la figura 40. Aquí nos muestra una señal diente de sierra que varía desde -1 hasta +1, pero como nuestra señal de módulo de voltaje la tenemos en por unidad variando de 0 a 1 se desplaza la señal diente de sierra 1 en el eje y positivo y se multiplica por 0.5. El comportamiento de la señal portadora se puede ver en la imagen 41.

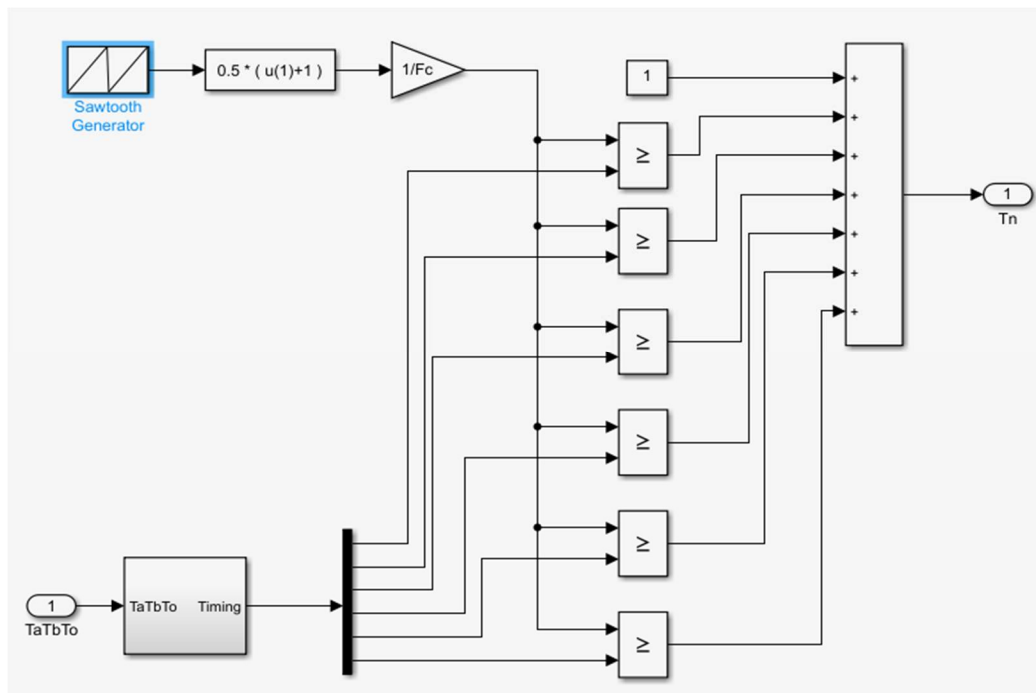


Figura. 41 Señal tipo diente de sierra para modulación.

Fuente: simulink librería eléctrica

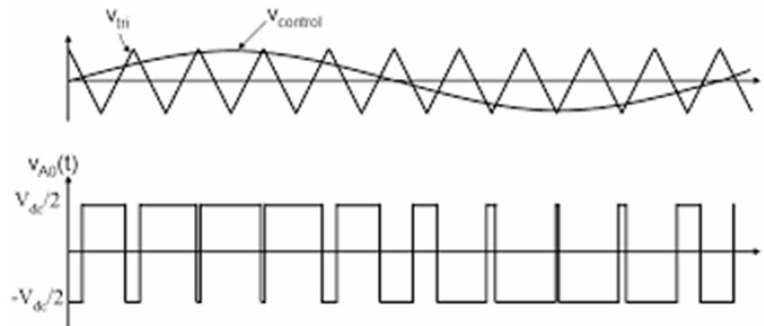


Figura. 42 Modulación de señal.

Fuente: simulink librería eléctrica

En el bloque seleccionado en azul de la figura 42 podemos ver que sirve para salvaguardar al sistema de un cortocircuito para que cuando se activen Q1 Q3 y Q5 no se active Q2 Q4 y Q6 y finalmente genera las 6 señales de pulso para el puente de semiconductores que se puede ver en la figura 43 y 44.

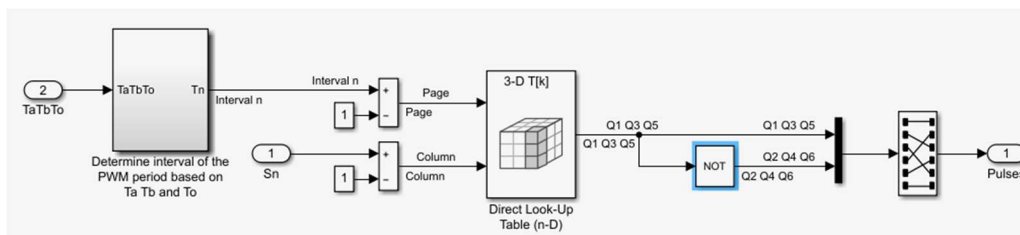


Figura. 43 Bloque de condición para evitar cortocircuito.

Fuente: simulink librería eléctrica

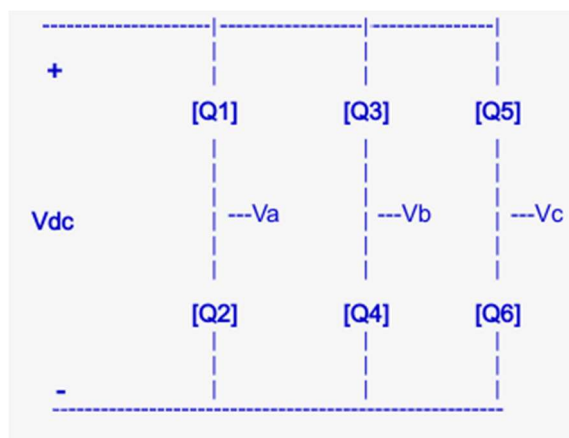


Figura. 44 Puente de semiconductores.

Fuente: simulink librería eléctrica

2.1.4 Instrumentos

Los instrumentos utilizados en el proyecto es el software Matlab-Simulink junto con sus librerías eléctricas también se utilizó el módulo de prácticas Lucas Nulle “Training systems for electric machines, drivers and power electronics” de electrónica de potencia que cuenta la Universidad Técnica de Cotopaxi a continuación se detalla los elementos del módulo de prácticas utilizado en el proyecto.

El presente proyecto se lleva a cabo utilizando el módulo de convertidores estáticos de conmutación forzada de 1KVA, dos motores uno de 0.37kW y el segundo de 1KW no se pueden implementar mas potencias en los motores debido a la limitación de la potencia del módulo de convertidores estáticos de conmutación forzada y también por la limitante de los motores de inducción que dispone el módulo lucas nulle son únicamente de las dos potencias mencionadas.

2.1.4.1 Descripción del sistema físico

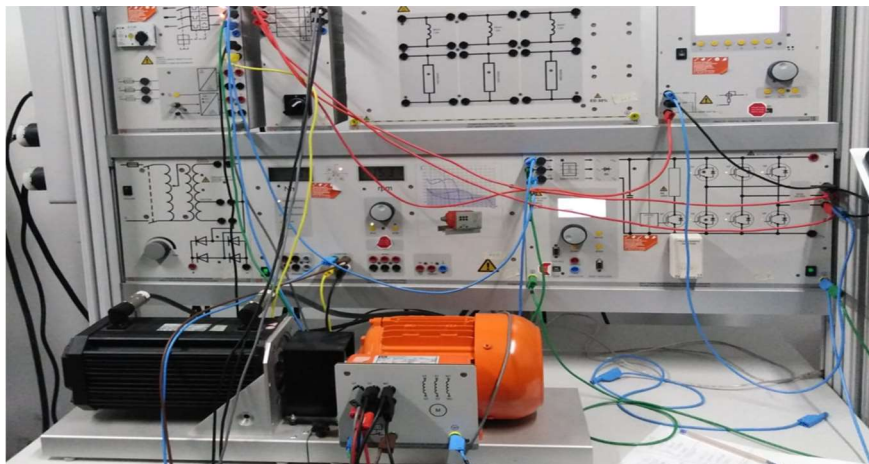


Figura. 45 Sistema físico conectado.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 45 se presentan los elementos que se utilizaron para validar el modelo matemático del presente proyecto se llevó a cabo mediante el módulo “Training systems for electric machines, drivers and power electronics” este módulo didáctico cuenta con todos los elementos necesarios para validar el funcionamiento del sistema en físico, estos elementos se describen a continuación.



Figura. 46 Fuente trifásica.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 46 se muestra la alimentación de tensión de red para corriente alterna y trifásica. La fuente de alimentación de la red ha sido adaptada por la empresa Lucas Nulle especialmente para su empleo con máquinas eléctricas, las características se detallan a continuación.

- Salidas: o Corriente trifásica: L1, L2, L3, N a través de casquillos de seguridad de 4mm
- Dispositivos de protección: o Disyuntor de protección del motor, ajustable de 6,3A a 16A o Disyuntor de baja tensión o Desconexión de seguridad
- Conexión a la red: 3 x 230/400V, 50/60Hz por medio de conector CEE con cable de 1,8m

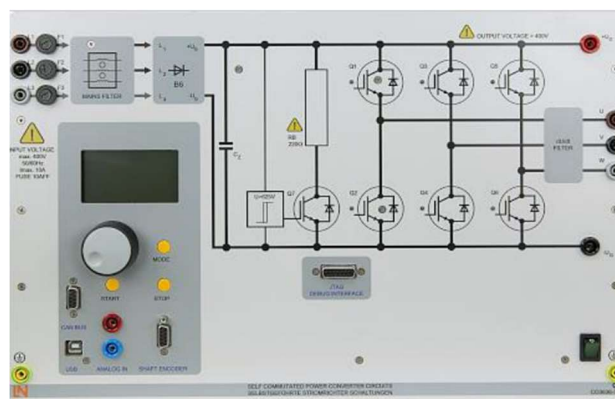


Figura. 47 Convertidores estáticos de conmutación forzada.

Fuente: Lucas nulle

El sistema didáctico de convertidores estáticos de conmutación forzada se presenta en la figura 47 este permite el montaje y el análisis de circuitos de electrónica de potencia con IGBTs Además de los semiconductores de potencia, el sistema cuenta con los dispositivos de activación y medición de todas las variables importantes.

- Unidad de control con inversor IGBT de 6 pulsos
- Unidad de activación y medición controlada por medio de procesamiento digital de señales
- Medición integrada de 3 corrientes y 6 tensiones
- Control electrónico y desconexión por sobretensión y sobrecarga
- Función integrada de regulación para el montaje de accionamientos controlados
- Interfaz para integración a la unidad Matlab
- Frecuencias PWM seleccionables
- Puerto USB
- Entrada para sensor incremental
- Entrada analógica
- Chopper de frenado integrado
- Tensión de conexión: 3 x 47 V a 220 V, 60 Hz
- Potencia máxima de salida: 1 kVA



Figura. 48 Sistema de prueba de servomáquinas dinámicas.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 48 se presenta el banco de pruebas de servomotores es un sistema completo para el análisis de máquinas eléctricas y accionamientos. Consta de una unidad de control digital, un freno y el software ActiveServo. El sistema conjuga la tecnología más moderna con una manipulación sencilla.

El freno conforma una unidad de servofreno asíncrono, autorrefrigerado, con resolvidor. La conexión del cable del motor y el sensor se realiza por medio de un conector insertable a prueba de polarización inversa. La máquina posee control térmico y conforma, con la unidad de control, un sistema de accionamiento y de freno libre de deriva y que no necesita calibración.

- Máxima velocidad de giro: 4000 rpm
- Máximo par de giro: 10 Nm
- Supervisión de temperatura: mediante un sensor continuo (KTY)
- Resolución del resolvidor: 65536 impulsos / revolución
- Dimensiones: 275 x 210 x 210 mm (ba. x al. x pr.)

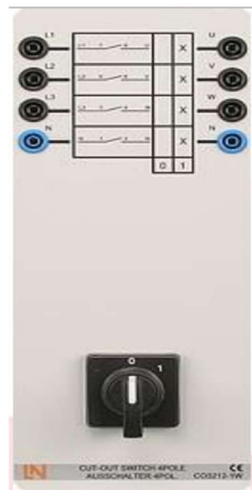


Figura. 49 Interruptor tetrapolar.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 49 se encuentra el interruptor tetrapolar que cuenta con las características detalladas a continuación.

- Posición del conmutador: 0 - 1 (interruptor giratorio)
- Carga de contacto: 690 V, 12 A máx.

- Entradas y salidas: casquillos de seguridad de 4 mm



Figura. 50 Máquina asincrónica trifásica 1.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 50 se encuentra la imagen de la primera máquina utilizada en el proyecto esta cuenta con las siguientes características.

- Tensión nominal: 400/230 V, 60 Hz
- Corriente nominal: 0,95 A / 1,65 A
- Velocidad nominal de giro: 3600 rpm
- Potencia nominal: 0,37 kW
- Coseno phi: 0,76

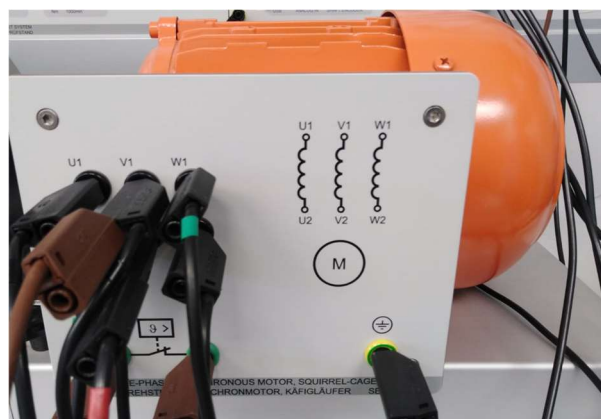


Figura. 51 Máquina asincrónica trifásica 2.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 51 se encuentra la imagen de la segunda máquina utilizada en el proyecto esta cuenta con las siguientes características.

- Tensión nominal: 400/230 V, 60 Hz
- Corriente nominal: 3.8 A / 2.2 A
- Velocidad nominal de giro: 3600 rpm
- Potencia nominal: 1 kW
- Coseno phi: 0,83

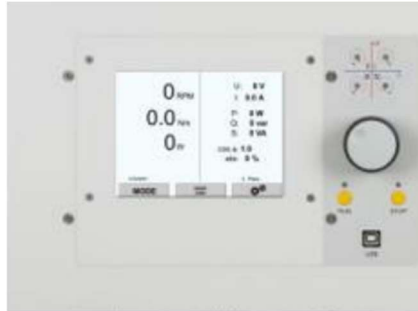


Figura. 52 Vatímetro digital.

Fuente: Lucas nulle

En la figura 52 se encuentra el vatímetro digital utilizado para medir la potencia de entrada y salida.

2.2 Conclusiones del capítulo 2

- Se utilizó el método de investigación cuantitativo debido a que este proyecto se midió los datos de eficiencia del modulo de convertidores estáticos de conmutación forzada, utilizando vatímetros con los que medimos la potencia aparente a la entrada y a la salida para posteriormente tabular estos datos que se pueden ver en el anexo 1 a diferentes velocidades de operación.
- Utilizando la librería eléctrica de Matlab-Simulink se obtuvo el modelo matemático de control de ancho de pulso mediante vector de espacio que toma como entrada el dato de velocidad del motor de 500rpm hasta 1750rpm para posteriormente convertirlo en 2 señales utilizando las transformadas de Clarke y Park posteriormente se calcula los tiempos de conmutación T_a , T_b , T_0 como se ve en la figura 41 del vector de voltaje de referencia que estará rotando, dicha rotación dependerá de la frecuencia que solicite el sistema y el módulo del vector dependerá del voltaje que solicite el sistema empleando el control V/f que se ve en la figura 32.

CAPÍTULO III. ANÁLISIS DE RESULTADOS DE LA IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE LA EFICIENCIA DEL CONTROL DE UN MOTOR ASINCRÓNICO MEDIANTE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO DEL VECTOR DE ESPACIO EN LAZO ABIERTO.

En este capítulo se plantea analizar los resultados de las simulaciones implementadas en el software Matlab-Simulink y comparar estos datos con el sistema implementado.

Para responder a la hipótesis se ha comparado el modelo SVPWM con el modelo convencional PWM para generar una señal trifásica esta comparación se realizó a condiciones iguales en los dos sistemas con una velocidad de 1300 rpm a una carga de 1.5 Newton por metro, la eficiencia con el sistema convencional PWM presentó una eficiencia de 41% como se ve en la figura 53 y el método SVPWM alcanzó una eficiencia del 49 % como se ve en la figura 58.

Una vez verificado el incremento de eficiencia al utilizar este método se realiza un análisis del sistema SVPWM para conocer el comportamiento y límites de operación, se evalúa tomando en cuenta tres velocidades 200 rpm 1300rpm y 3600rpm manteniendo un torque constante de 1.5N*m en cada caso de parámetro de velocidad se evalúa la eficiencia del controlador.

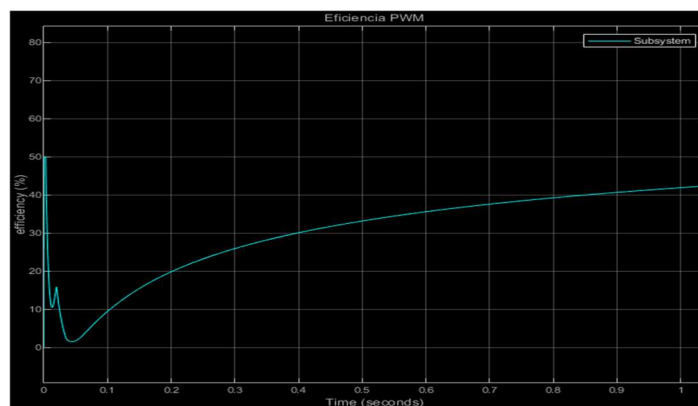


Figura. 53 Curva de eficiencia del inversor con control PWM.

Fuente: simulink librería eléctrica

3.1 Análisis de operación bajo diferentes entradas en el modelo matemático del sistema.

3.1.1 Caso 1 Motor 0.37KW

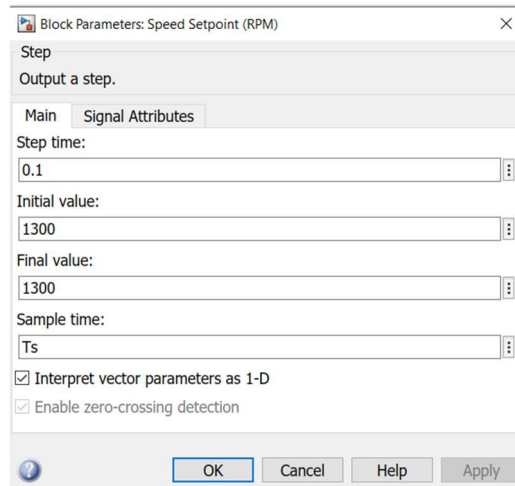


Figura. 54 Entrada de datos caso 1.

Fuente: simulink librería eléctrica

Ingresando las siguientes condiciones de entrada presentadas en la figura 54 tenemos los resultados que se ven a continuación.

Las señales de disparo para el puente de semiconductores en el semiconductor Q1 cambia de estado en el orden 31.322 ms esta señal se puede ver en la figura 55 donde el eje y viene dada la señal digital 0 significa apagado 1 significa encendido, en la figura 56 se muestra el tiempo de cambio de estado que es el valor de delta T.

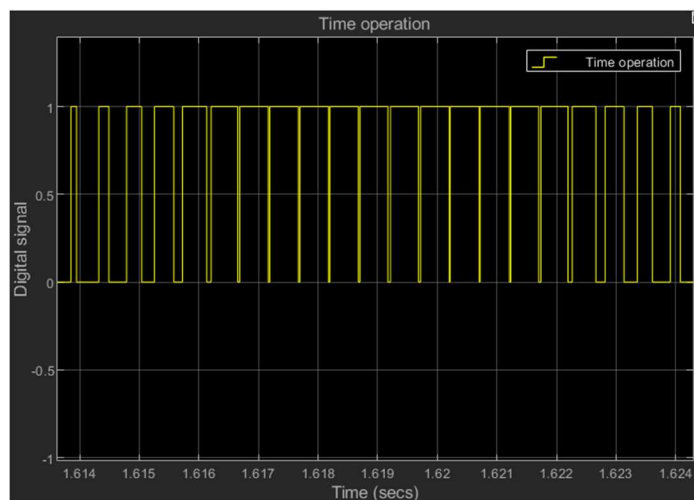


Figura. 55 Tiempo de operación semiconductores caso 1.

Fuente: simulink librería eléctrica

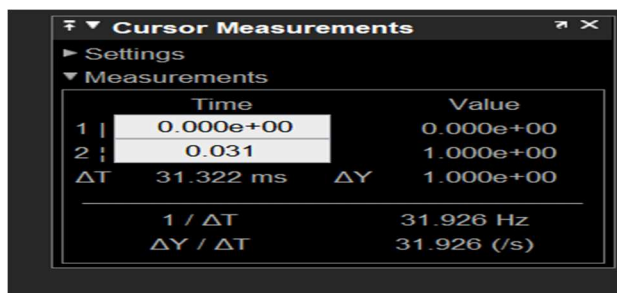


Figura. 56 Tiempo de operación en ms caso 1.

Fuente: simulink librería eléctrica

Las señales de voltaje y corriente en los bornes del motor se pueden visualizar en la figura 57 como se aprecia la señal de voltaje no se presenta como la señal sinusoidal convencional si no es una señal escalonada producto de la conmutación de los semiconductores.

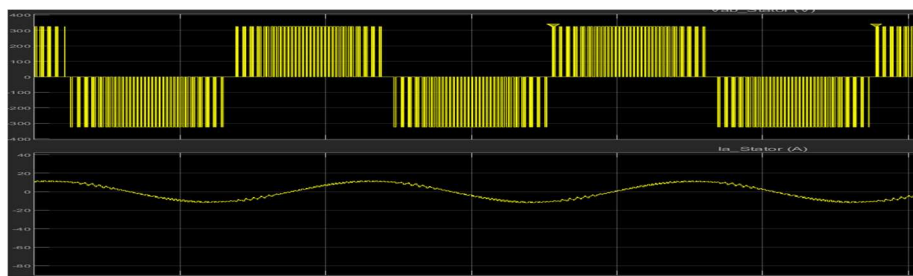


Figura. 57 Señal de voltaje en estator caso 1.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 58 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia 49% con el motor de 0.37KW.

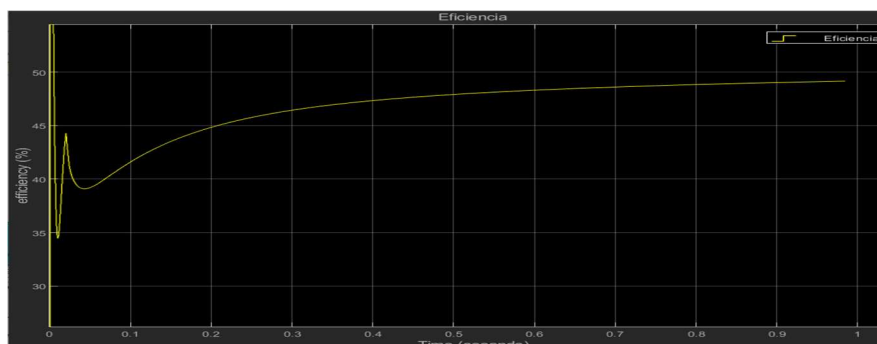


Figura. 58 Curva de eficiencia del inversor con control SVPWM caso 1 motor 0.37KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

3.1.2 Caso 2 Motor 0.37KW

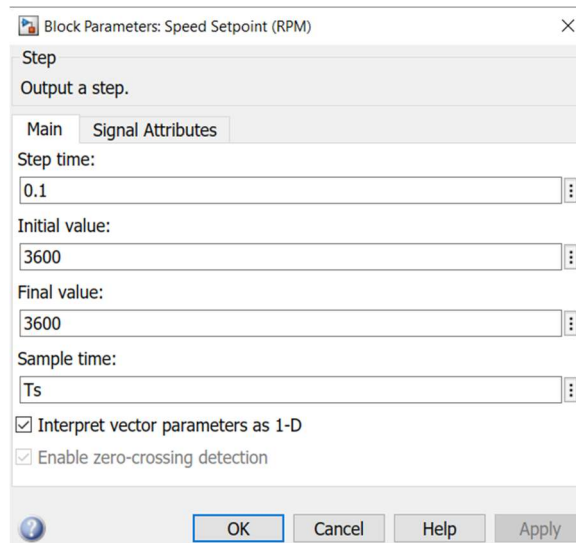


Figura. 59 Datos de entrada caso 2.

Fuente: simulink librería eléctrica

Ingresando las siguientes condiciones de entrada presentadas en la figura 59 tenemos los resultados que se ven a continuación.

Las señales de disparo que se pueden ver en la figura 60 es una señal digital que en el eje y cuando está en cero significa apagado y cuando alcanza el valor de 1 significa encendido, esta señal alimenta el puente de semiconductores en el semiconductor Q1 cambia de estado en el orden 18.696 ms como se ve en la figura 61 el valor de delta T.

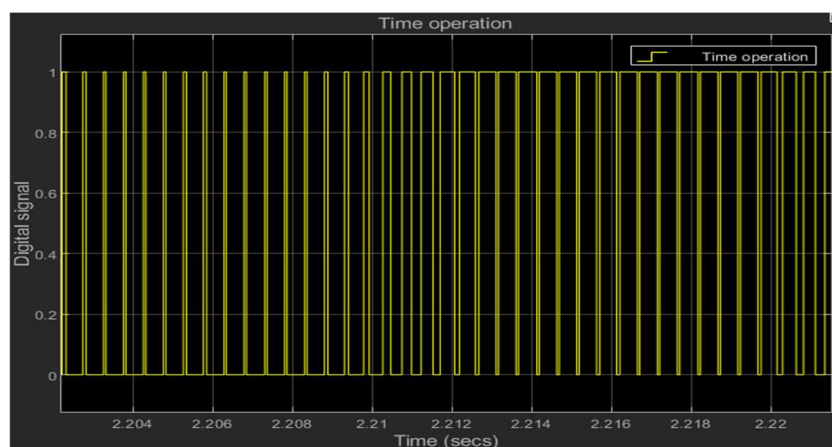


Figura. 60 Tiempos de conmutación caso 2.

Fuente: simulink librería eléctrica

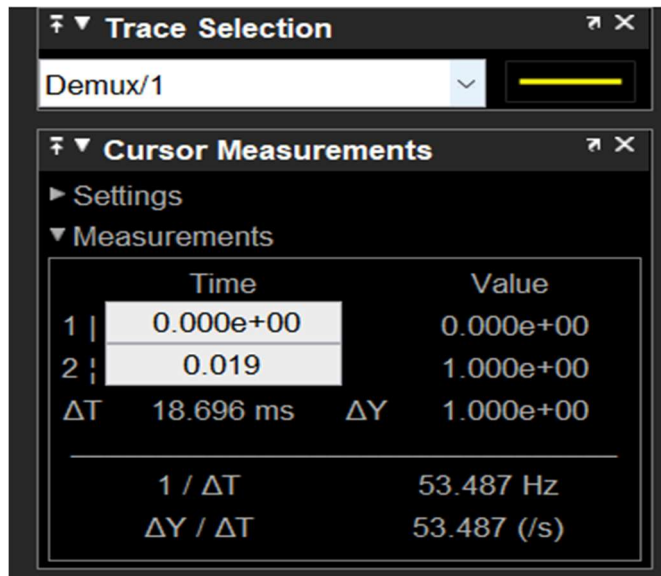


Figura. 61 Tiempos de conmutación en ms caso 2.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 62 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia de 45.4% con el motor de 0.37KW.

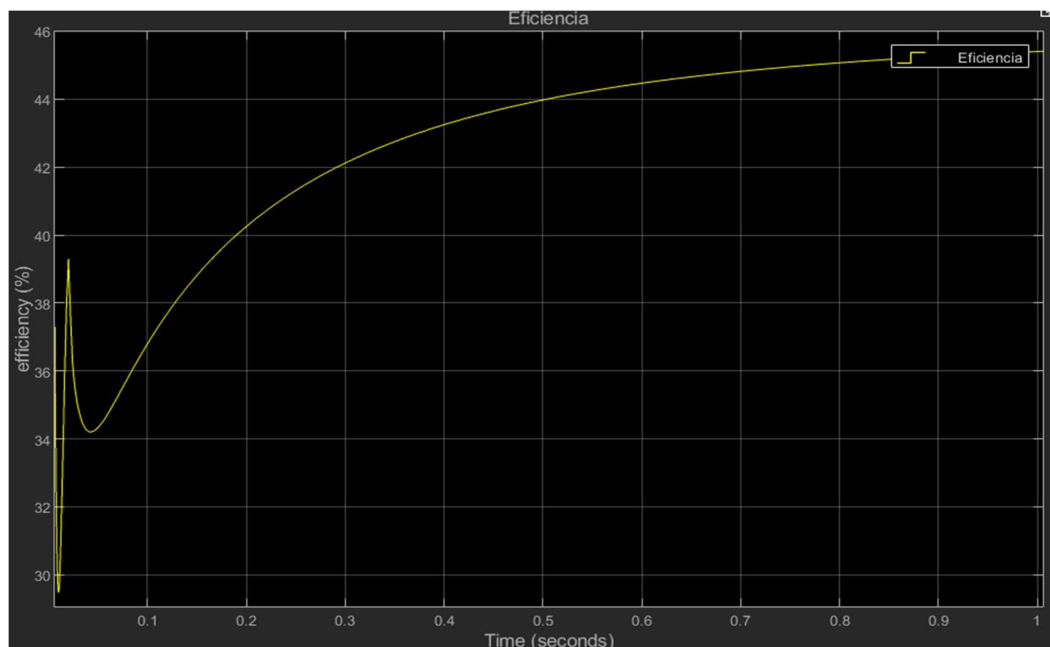


Figura. 62 Curva de eficiencia del inversor caso 2 motor 0.37KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

3.1.3 Caso 3 Motor 0.37KW

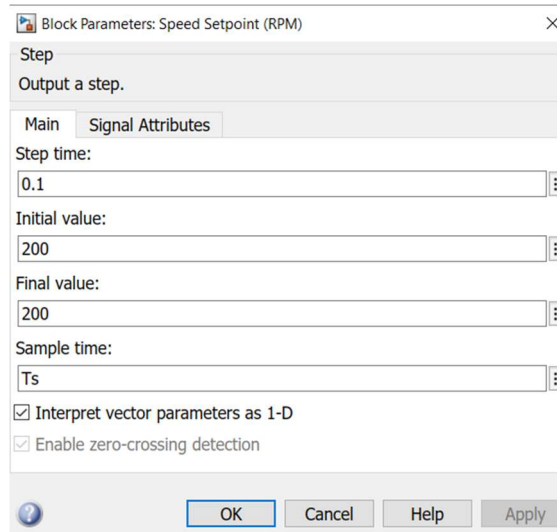


Figura. 63 Datos de entrada caso 3

Fuente: simulink librería eléctrica

Ingresando las siguientes condiciones de entrada presentadas en la figura 63 tenemos los resultados que se ven a continuación.

Las señales de disparo que se puede ver en la figura 64 para el puente de semiconductores en el semiconductor Q1 cambia de estado en el orden 248.641 ms el tiempo que se aprecia en la figura 65 en el dato de delta T.

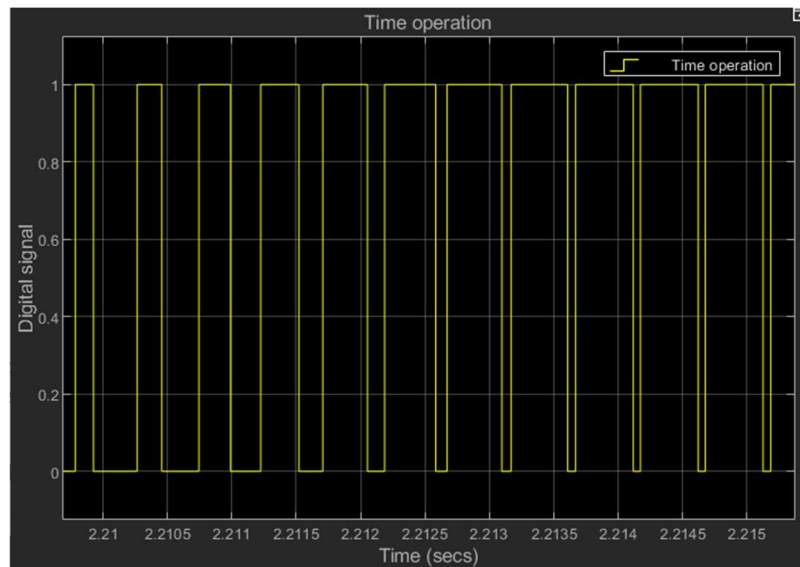


Figura. 64 Tiempo de conmutación semiconductores caso 3.

Fuente: simulink librería eléctrica

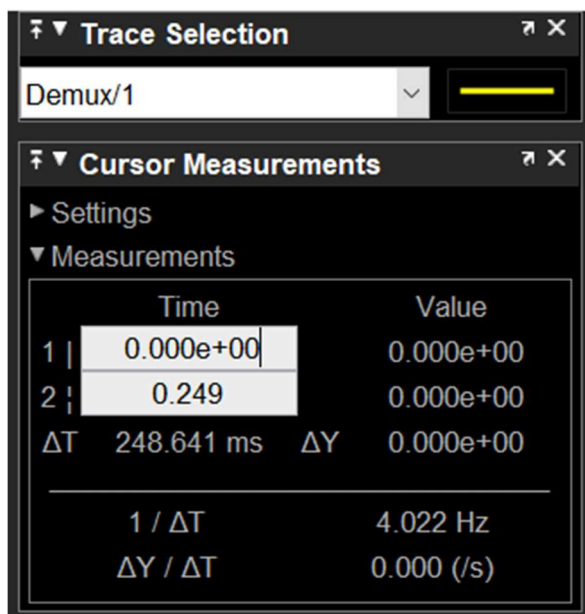


Figura. 65 Tiempo de conmutación caso 3 en ms.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 66 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia de 69% con el motor de 0.37KW.

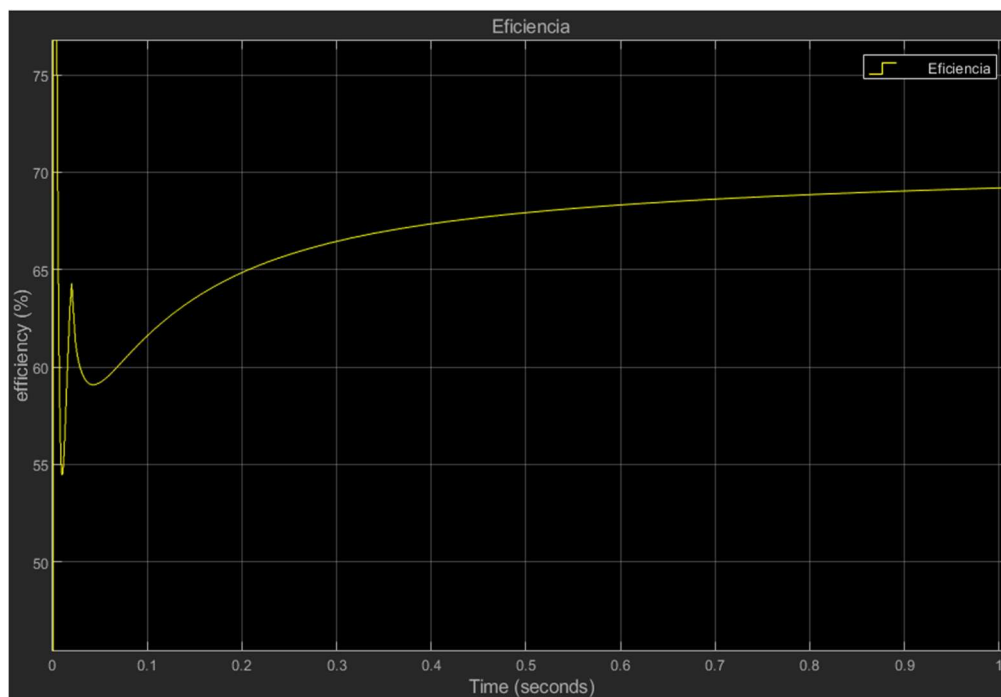


Figura. 66 curva de eficiencia del inversor caso 3 motor 0.37KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

Para el motor de 1KW se lleva el mismo procedimiento los resultados obtenidos se resumen en los resultados de eficiencia.

3.1.4 Caso 1 Motor 1KW

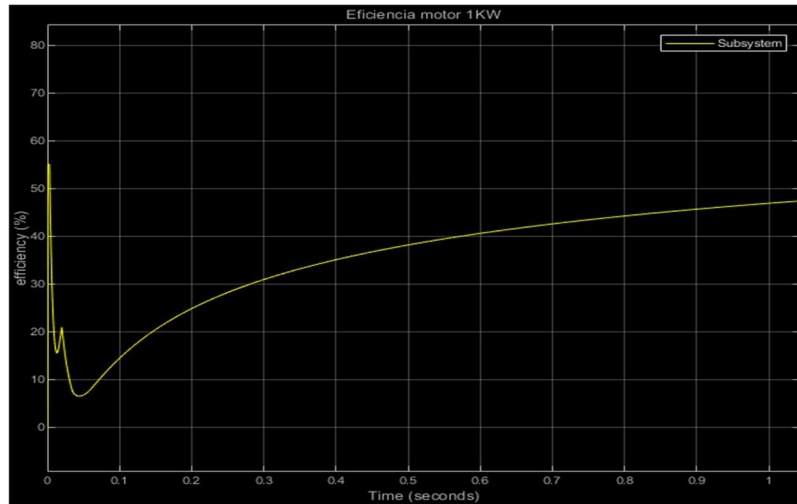


Figura. 67 curva de eficiencia del inversor caso 1 motor 1KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 67 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC con una velocidad de 1300rpm al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia de 49% con el motor de 1KW.

3.1.5 Caso 2 Motor 1KW

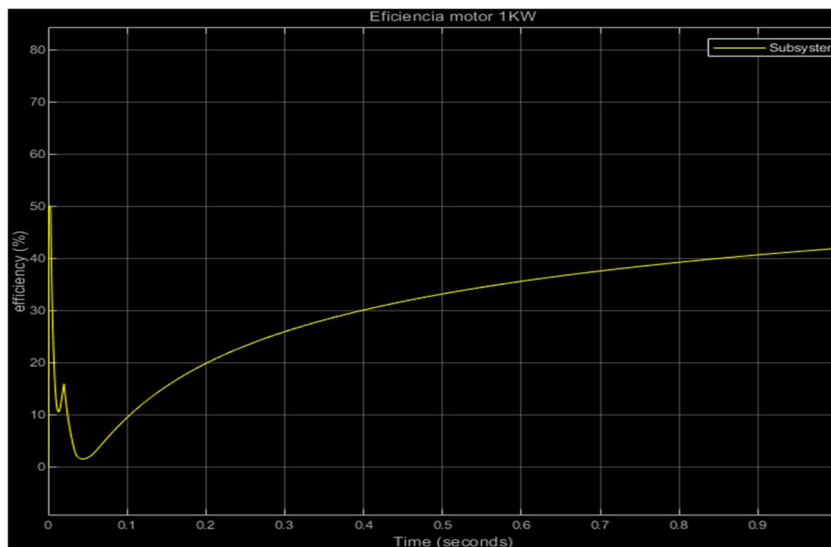


Figura. 68 curva de eficiencia del inversor caso 1 motor 1KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 68 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC con una velocidad de 1300rpm al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia de 45% con el motor de 1KW.

3.1.5 Caso 3 Motor 1KW

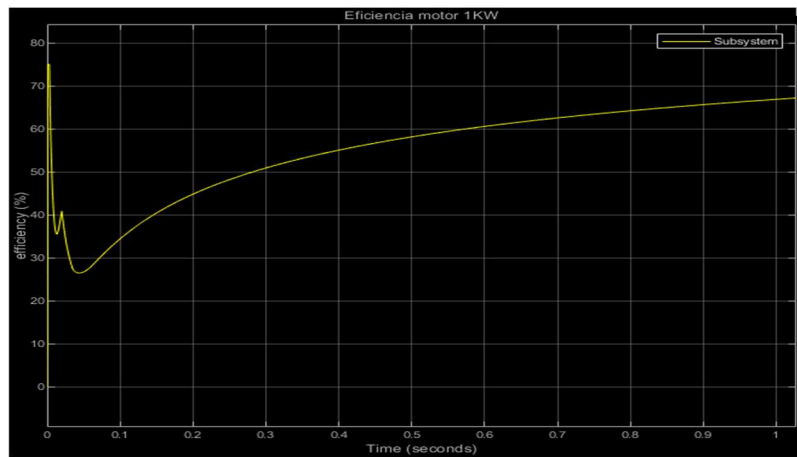


Figura. 69 curva de eficiencia del inversor caso 3 motor 1KW.

Fuente: simulink librería eléctrica

En la figura 69 se muestra el comportamiento de la eficiencia de la etapa de conversión de voltaje DC a AC con una velocidad de 200rpm al inicio de la curva se presenta un tramo inestable esto se debe al tiempo de estabilización del arranque del sistema posteriormente alcanza una eficiencia de 69% con el motor de 1KW.

TABLA 3

TABLA RESUMEN DE CASOS

Velocidad (rpm)	Tiempo de cambio de estado de semiconductores (ms)	Eficiencia de controlador con Motor 0.37KW (%)	del controlador con Motor 1KW (%)
1	1300	31.22	49
2	3600	18.696	45
3	200	248.641	69

En la tabla 3 se presenta el resultado de los 3 casos se puede evidenciar que la eficiencia baja conforme la velocidad se incrementa, también se observa que la eficiencia depende de la velocidad de conmutación del controlador y no está relacionada con la potencia del motor que se conecte.

3.2 Análisis de operación bajo diferentes entradas en el modelo físico.

A continuación, se presentan los 3 casos implementados en el sistema físico configurando el módulo de convertidores estáticos de conmutación forzada en control SVPWM, posteriormente se presenta la comparación tabulada de resultados.

3.2.1 Caso 1



Figura. 70 Datos de entrada caso 1 sistema físico.

Fuente: Lucas Nulle

En la figura 70 se presenta en el primer caso los datos de entrada de torque se setea en $1.5\text{N}\cdot\text{m}$ y la velocidad a 1300rpm .



Figura. 71 Resultados de datos medidos en entrada y salida del convertidor.

Fuente: Lucas Nulle

Con los datos seteados se obtienen los resultados presentados en la figura 71 una potencia de 165.4 VA en la salida y una potencia de 336 VA en la entrada, generando una eficiencia de 49.22%.

3.2.2 Caso 2



Figura. 72 Datos de entrada caso 2 sistema físico.

Fuente: Lucas Nulle

En la figura 72 se presenta en el segundo caso los datos de entrada de torque se setea en $1.5\text{N}\cdot\text{m}$ y la velocidad a 3600rpm , por la sensibilidad de la perilla de ajuste del equipo en la imagen se puede ver el valor 3548rpm .



Figura. 73 Resultados de datos medidos en entada y salida del convertidor caso 2.

Fuente: Lucas Nulle

Con los datos seteados en el segundo caso se obtienen los resultados presentados en la figura 73, una potencia de 214.4 VA en la salida y una potencia de 453 VA en la entrada, generando una eficiencia de 47.32%.

3.3.3 Caso 3



Figura. 74 Datos de entrada caso 3 sistema físico.

Fuente: Lucas Nulle

En la figura 74 se presenta en el segundo caso los datos de entrada de torque se setea en $1.5\text{N}\cdot\text{m}$ y la velocidad a 200rpm , por la sensibilidad de la perilla de ajuste del equipo en la imagen se puede ver el valor 211rpm .

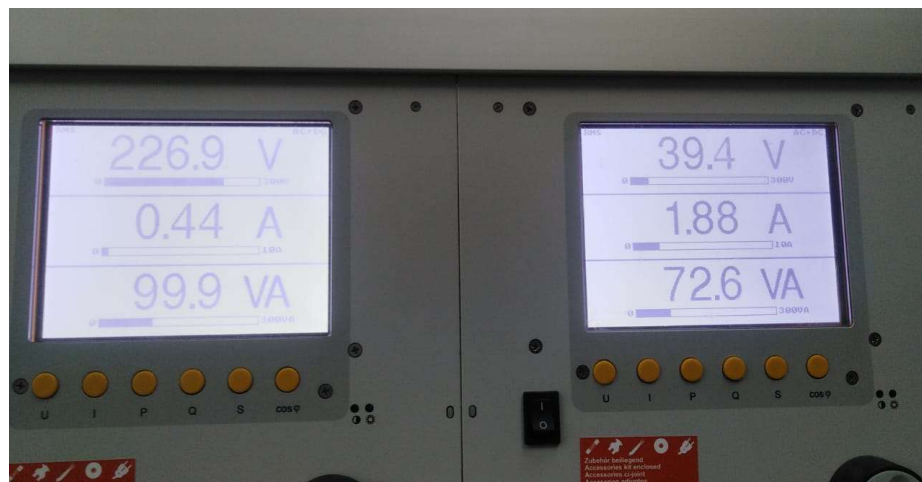


Figura. 75 Resultados de datos medidos en entada y salida del convertidor caso 3.

Fuente: Lucas Nulle

Con los datos seteados en el tercer caso se obtienen los resultados presentados en la figura 75, una potencia de 72.6 VA en la salida y una potencia de 99.9 VA en la entrada, generando una eficiencia de 72.67% .

TABLA 4

RESUMEN DE CASOS SISTEMA FÍSICO Y MODELO MATEMÁTICO.

Casos	Rango de velocidad (rpm)	Eficiencia sistema físico (%)	Eficiencia modelo matemático (%)	Error (%)
1	1300	49.22	49	0.4
2	3600	47.32	45.4	4.05
3	200	72.67	69	5

En la tabla 4 se presenta el resumen de resultados comparando el sistema físico con el modelo matemático el error mínimo alcanzado es 0.4 % y el máximo 5 %.

3.4 Conclusiones del capítulo 3

- La eficiencia del sistema SVPWM comparado con un control convencional a una velocidad de 1300 rpm y 1.5 Newton por metro alcanza en el modelo SVPWM un 49% y en el modelo convencional PWM un 41 % resultando un incremento de 16% en su eficiencia.
- El modelo matemático y el modelo físico se probó con dos motores por separado primero con un motor de 0.37 kW y el segundo con una potencia de 1kW pese a tener potencias diferentes como la investigación está centrada en la eficiencia del controlador, sometiendo los motores a diferentes escenarios de operación descritos en este capítulo el resultado de la eficiencia del controlador se mantiene igual debido a que la eficiencia del controlador depende de la velocidad de conmutación de los IGBT's y ésta depende de la velocidad a la que gira el motor por ejemplo a una velocidad del motor de 200rpm la velocidad de conmutación de los IGBT's es de 248.641 ms y la eficiencia del controlador resulta en 69%.

IV CONCLUSIONES GENERALES

- Analizando el sistema en interacción directa con los parámetros de operación del motor, el rango de velocidades en los que se realizó las pruebas fue de 200rpm a 3600rpm sin embargo después de evidenciar un comportamiento irregular en el mantenimiento del torque bajo condiciones de carga se determinó un rango de operación estable entre 500rpm a 1725 rpm porque el torque del motor se mantiene constante dentro de este rango de operación, fuera de estos límites tenemos una caída de torque.
- Operando el sistema debajo los 500 rpm el error del sistema frente a la validación con el sistema físico alcanza un valor de 5 % y también otro problema importante que se presenta en el sistema físico a velocidades inferiores a 500rpm tiende a perder la magnetización que se traduce en un detenimiento del motor teniendo un torque de salida de cero newtons por metro, por otro lado a velocidades mayores a 1725 rpm el sistema exige una velocidad de conmutación cercana a 18.696ms en el bloque de semiconductores, y el torque de la máquina ya no se mantiene constante como se puede ver en el Anexo 2 con velocidad a 3600 rpm.
- La eficiencia del sistema a una velocidad de 1725 rpm alcanza valores cercanos al 45% y el error comparado con el sistema físico alcanza un valor de 4 % por esta razón ya no se podría confiar en el modelo matemático fuera de este límite.

V RECOMENDACIONES

- Se recomienda para futuros trabajos implementar un sistema de control con retroalimentación en lazo cerrado y simular una interferencia para analizar el comportamiento del sistema.
- Se recomienda también para otros trabajos de investigación generar un modelo matemático para modelar el comportamiento de otro tipo de motores y evaluar la eficiencia del controlador.
- El rango de operación recomendada bajo carga para utilizar este modelo es de 500 rpm a 1700 rpm, a una velocidad inferior a 200rpm el motor se detendrá y a una velocidad superior a 3000rpm el sistema presenta un error

cercano al 5 % que consideramos es un error aceptable para validar el modelo matemático.

Bibliografías:

- [1] A. I. S. A. G *et al.*, “Artículo ISA_G18,” 2018.
- [2] S. K. Annam, R. K. Pongiannan, and N. Yadaiah, “A Hysteresis Space Vector PWM for PV Tied Z-Source NPC-MLI with DC-Link Neutral Point Balancing,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 54420–54434, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3068335.
- [3] M. Á. A. DELGADO, *DESARROLLO DE UN MÓDULO SVPWM CON UN CONTROLADOR EN LAZO CERRADO PARA LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA*. 2013.
- [4] E. Ambiental, “Utilización de energía solar en procesos industriales.”
- [5] I. E. F. D. Aranda, “Sistema híbrido fotovoltaico-eólico para la generación de energía eléctrica,” no. 13, 2013.
- [6] Chapman, *Máquinas eléctricas*. 2012.
- [7] R. A. Álvarez-López, “Aportes a la conversión DC-AC en sistemas fotovoltaicos: módulos inversores conectados en cascada,” *Thesis*, p. 103, 2015, [Online]. Available: <http://goo.gl/sShStX>.
- [8] P. L. Domínguez, “Técnicas de control vectorial en motores eléctricos asíncronos,” vol. 3, no. 1, pp. 438–450, 2013, [Online]. Available: <https://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=4548782>.
- [9] J. P. CONTRERAS, “Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación,” *El Hombre y la Máquina*, no. 25, pp. 70–83, 2005.
- [10] J. D. González, “Inversores Pwm,” pp. 1–26, 1998, [Online]. Available: <http://ieeee-pels-ies.es/Pels/Pdf/Leccion Inversores Juan Diaz.pdf>.
- [11] Arduino, “Arduino Mega 2560 Rev3 — Arduino Online Shop,” 2018. <https://store-usa.arduino.cc/products/arduino-mega-2560-rev3> (accessed Mar. 11, 2022).
- [12] A. D. P. MONTALUISA, *EVALUACION DE LA CALIDAD DE ENERGIA ELECTRICA EN INSTALACIONES FOTOVOLTAICAS CONECTADAS A LA RED DE BAJO VOLTAJE*. 2015.

III ANEXOS

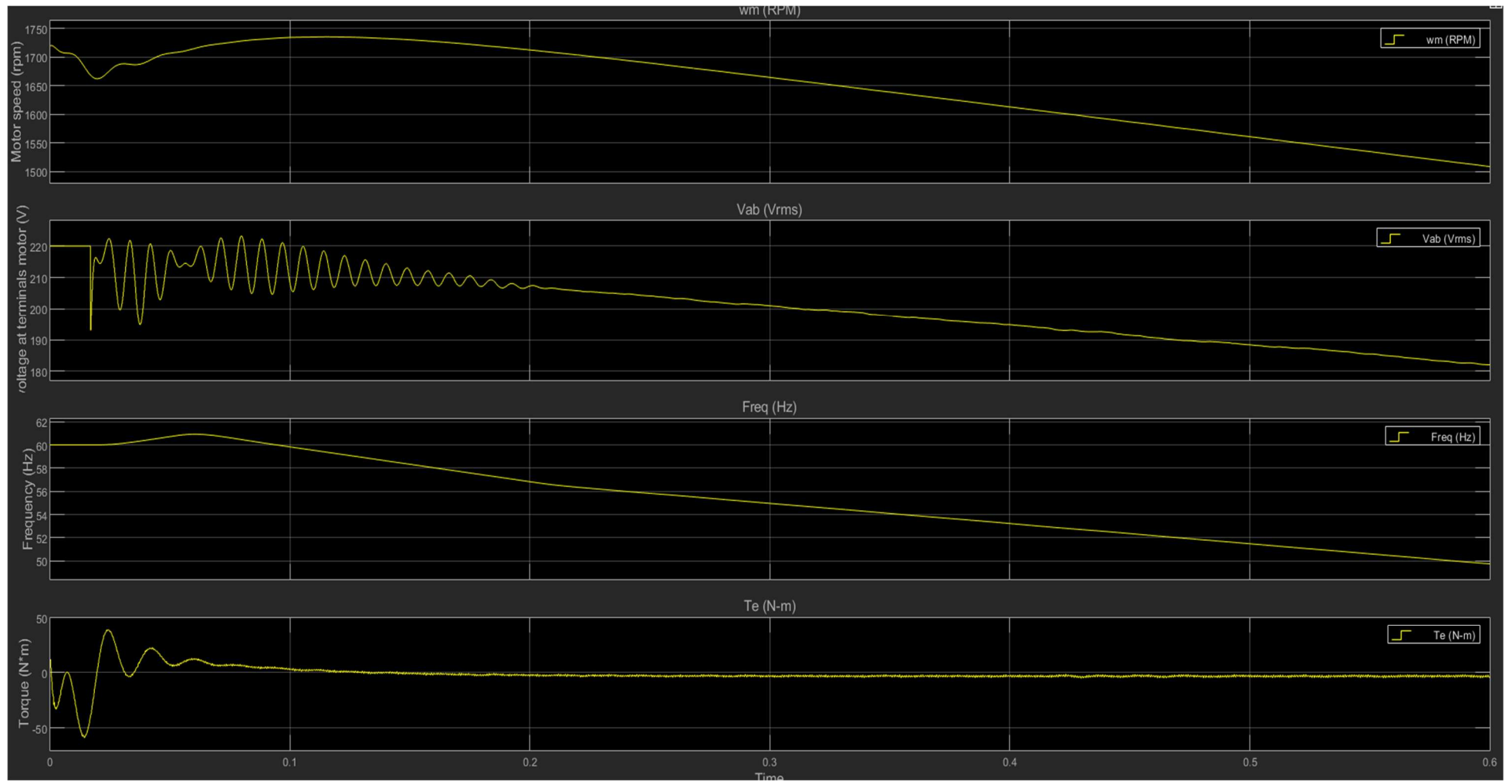
ANEXO 1 TABLA DE DATOS RECOLECTADOS DE EFICIENCIA.

Tiempo (s)	Eficiencia(%)		
	200rpm	1725rpm	3600 rpm
0,014285714	1.26504880164427	2.05282240938011	2.57049586322977
0,028571429	5.28020659519322	4.88140784333754	5.13211247669331
0,042857143	9.04609591975881	7.57049586322977	7.57696034452852
0,057142857	12.5860190126667	10.1321124766933	9.91458428459337
0,071428571	15.9213188624162	12.5769603445285	12.1535169633631
0,071428571	19.0712058604890	14.9145842845934	14.3014057743058
0,085714286	22.0528224093801	17.1535169633631	16.3651227076442
0,1	24.8814078433375	19.3014057743058	18.3508592441606
0,114285714	27.5704958632298	21.3651227076442	20.2642082580108
0,128571429	30.1321124766933	23.3508592441606	22.1102347450185
0,142857143	32.5769603445285	25.2642082580108	23.8935369823628
0,157142857	34.9145842845934	27.1102347450185	25.6182995117519
0,171428571	37.1535169633631	28.8935369823628	27.2883391389911
0,185714286	39.3014057743058	30.6182995117519	28.9071449653800
0,2	41.3651227076442	32.2883391389911	30.4779133121787
0,214285714	43.3508592441606	33.9071449653800	32.0035782674178
0,228571429	45.2642082580108	35.4779133121787	33.4868384724025
0,242857143	47.1102347450185	37.0035782674178	34.9301806708350
0,257142857	48.8935369823628	38.4868384724025	36.3359004640475
0,271428571	50.6182995117519	39.9301806708350	37.7061206490997
0,285714286	52.2883391389911	41.3359004640475	39.0428074604320
0,3	53.9071449653800	42.7061206490997	40.3477849886325
0,314285714	55.4779133121787	44.0428074604320	41.6227480102134
0,328571429	57.0035782674178	45.3477849886325	42.8692734288490
0,342857143	58.4868384724025	46.6227480102134	44.0888305002853
0,357142857	59.9301806708350	47.8692734288490	45.2827899892296
0,371428571	61.3359004640475	49.0888305002853	46.4524323862502
0,385714286	62.7061206490997	50.2827899892296	47.5989552954837
0,4	64.0428074604320	51.4524323862502	48.7234800892553
0,414285714	65.3477849886325	52.5989552954837	49.8270579131769
0,428571429	66.6227480102134	53.7234800892553	50
0,442857143	67.8692734288490	54.8270579131769	50
0,457142857	69.0888305002853	55	50
0,471428571	70.2827899892296	55	50
0,485714286	71.4524323862502	55	50
0,5	72.5989552954837	55	50
0,514285714	73.7234800892553	55	50
0,528571429	74.8270579131769	55	50
0,542857143	75	55	50

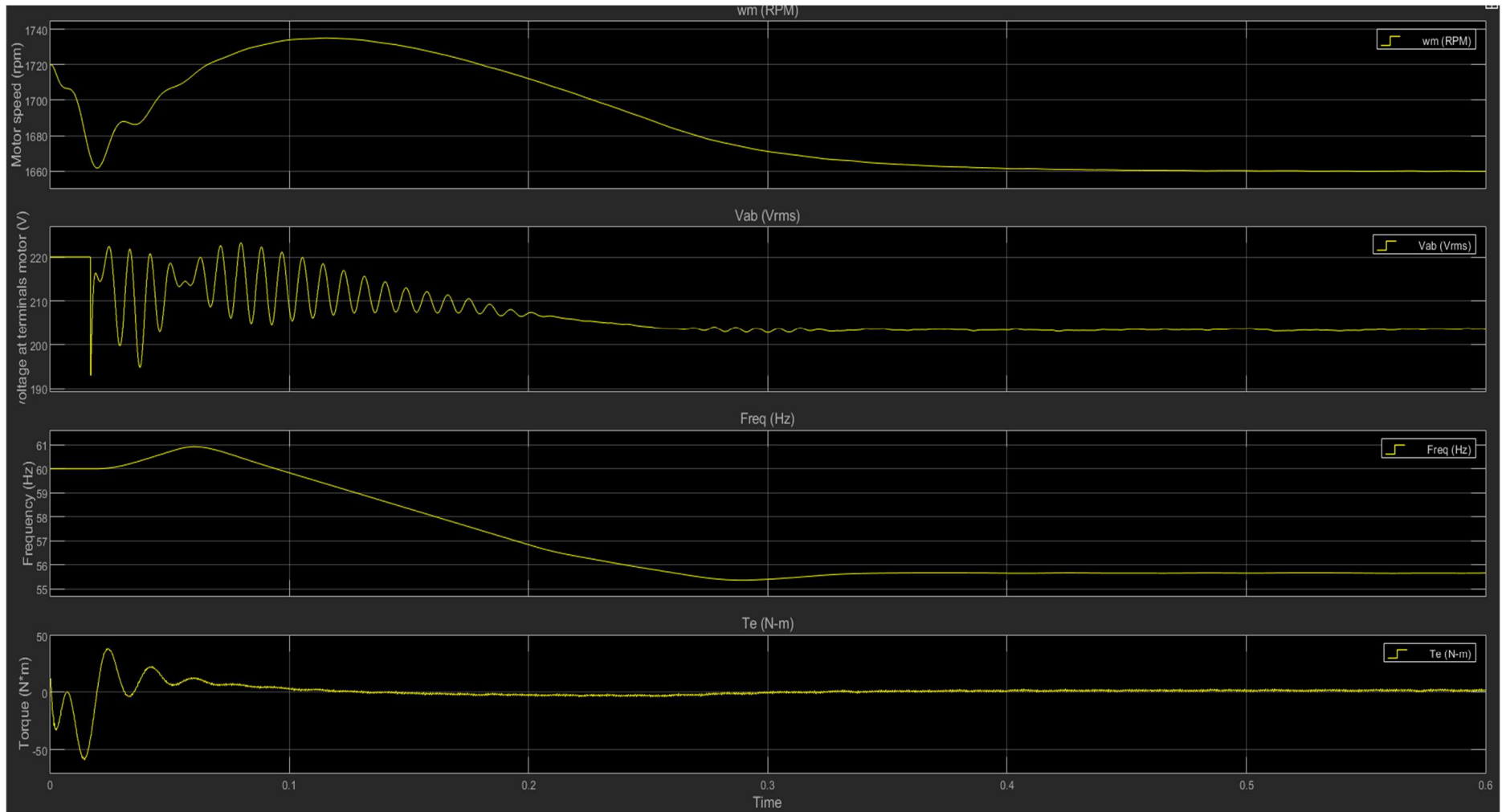
Tiempo (s)	Eficiencia (%)		
	500 rpm	1000 rpm	1500 rpm
0,01428571	2.58601901266665	1.92131886241616	1.07120586048899
0,02857143	5.92131886241617	5.07120586048899	4.05282240938011
0,04285714	9.07120586048899	8.05282240938011	6.88140784333754
0,05714286	12.0528224093801	10.8814078433375	9.57049586322977
0,07142857	14.8814078433375	13.5704958632298	12.1321124766933
0,07142857	17.5704958632298	16.1321124766933	14.5769603445285
0,08571429	20.1321124766933	18.5769603445285	16.9145842845934
0,1	22.5769603445285	20.9145842845934	19.1535169633631
0,11428571	24.9145842845934	23.1535169633631	21.3014057743058
0,12857143	27.1535169633631	25.3014057743058	23.3651227076442
0,14285714	29.3014057743058	27.3651227076442	25.3508592441606
0,15714286	31.3651227076442	29.3508592441606	27.2642082580108
0,17142857	33.3508592441606	31.2642082580108	29.1102347450185
0,18571429	35.2642082580108	33.1102347450185	30.8935369823628
0,2	37.1102347450185	34.8935369823628	32.6182995117519
0,21428571	38.8935369823628	36.6182995117519	34.2883391389911
0,22857143	40.6182995117519	38.2883391389911	35.9071449653800
0,24285714	42.2883391389911	39.9071449653800	37.4779133121787
0,25714286	43.9071449653800	41.4779133121787	39.0035782674178
0,27142857	45.4779133121787	43.0035782674178	40.4868384724025
0,28571429	47.0035782674178	44.4868384724025	41.9301806708350
0,3	48.4868384724025	45.9301806708350	43.3359004640475
0,31428571	49.9301806708350	47.3359004640475	44.7061206490997
0,32857143	51.3359004640475	48.7061206490997	46.0428074604320
0,34285714	52.7061206490997	50.0428074604320	47.3477849886325
0,35714286	54.0428074604320	51.3477849886325	48.6227480102134
0,37142857	55.3477849886325	52.6227480102134	49.8692734288490
0,38571429	56.6227480102134	53.8692734288490	51.0888305002853
0,4	57.8692734288490	55.0888305002853	52.2827899892296
0,41428571	59.0888305002853	56.2827899892296	53.4524323862502
0,42857143	60.2827899892296	57.4524323862502	54.5989552954837
0,44285714	61.4524323862502	58.5989552954837	55.7234800892553
0,45714286	62.5989552954837	59.7234800892553	56.8270579131769
0,47142857	63.7234800892553	60.8270579131769	57
0,48571429	64.8270579131769	61	57
0,5	65	61	57
0,51428571	65	61	57
0,52857143	65	62	57
0,54285714	65	63	57
0,55714286	65	64	57
0,57142857	65	65	57
0,6	65	66	57

ANEXO 2 SEÑALES DE PARÁMETROS DEL MOTOR.

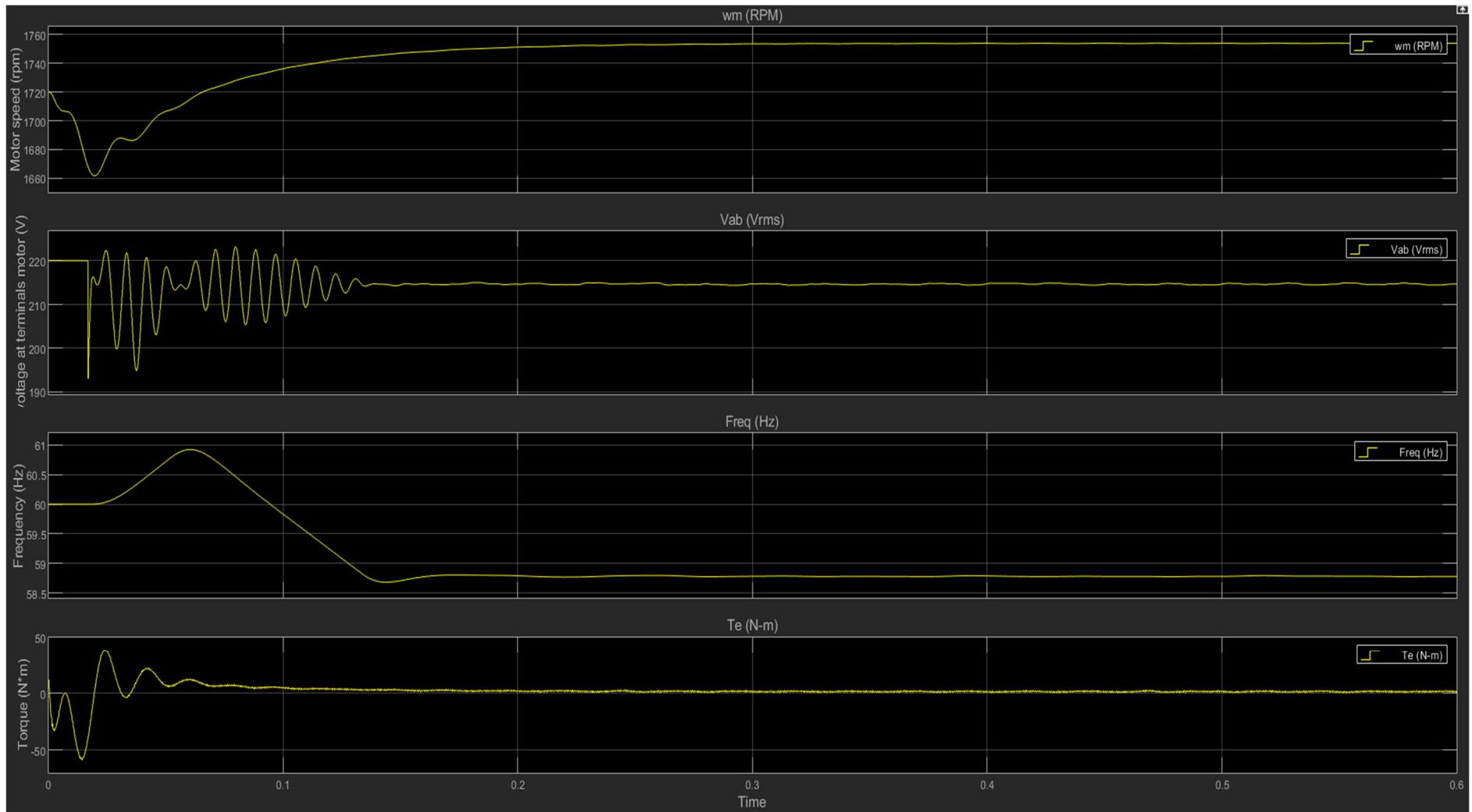
n=1500 rpm



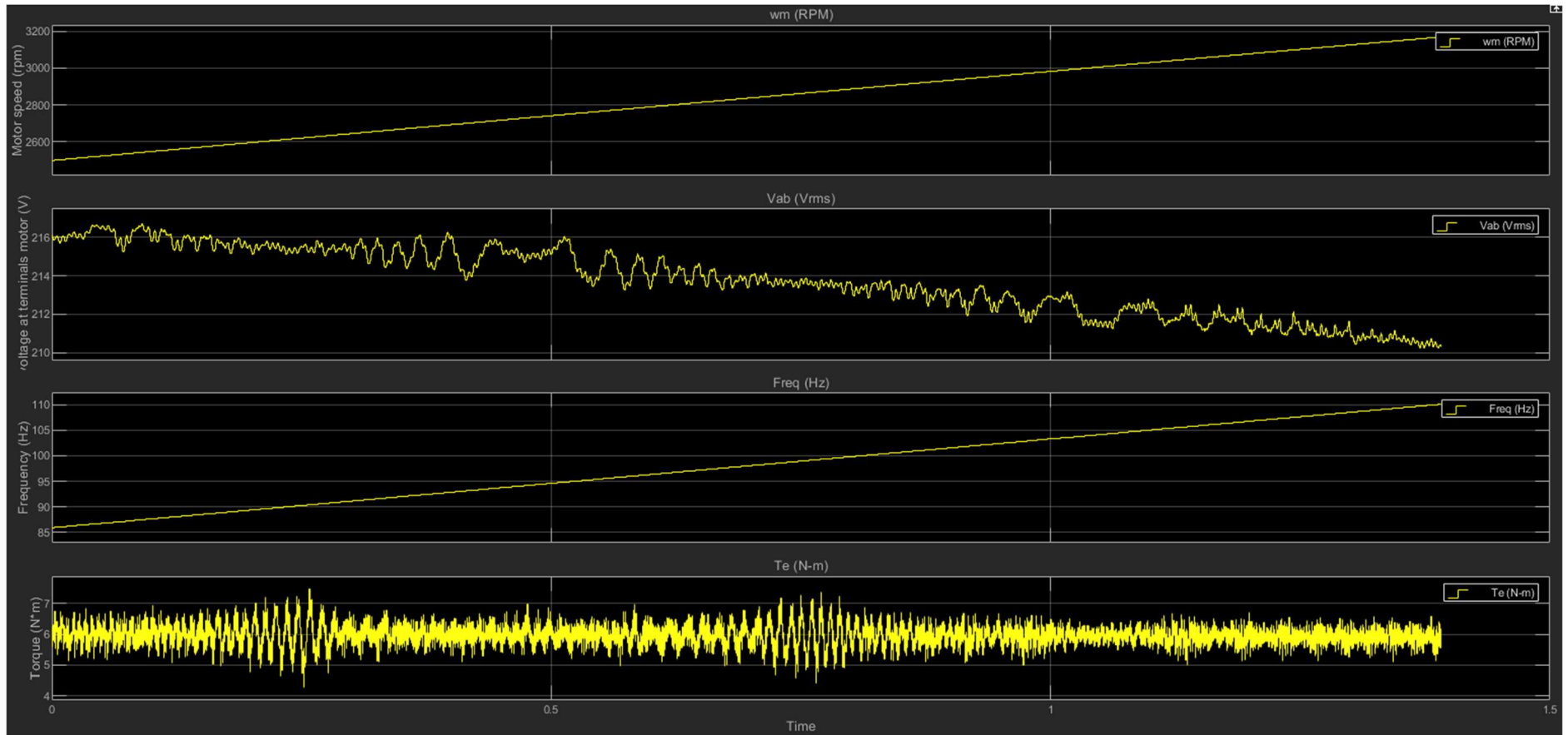
n=1600rpm

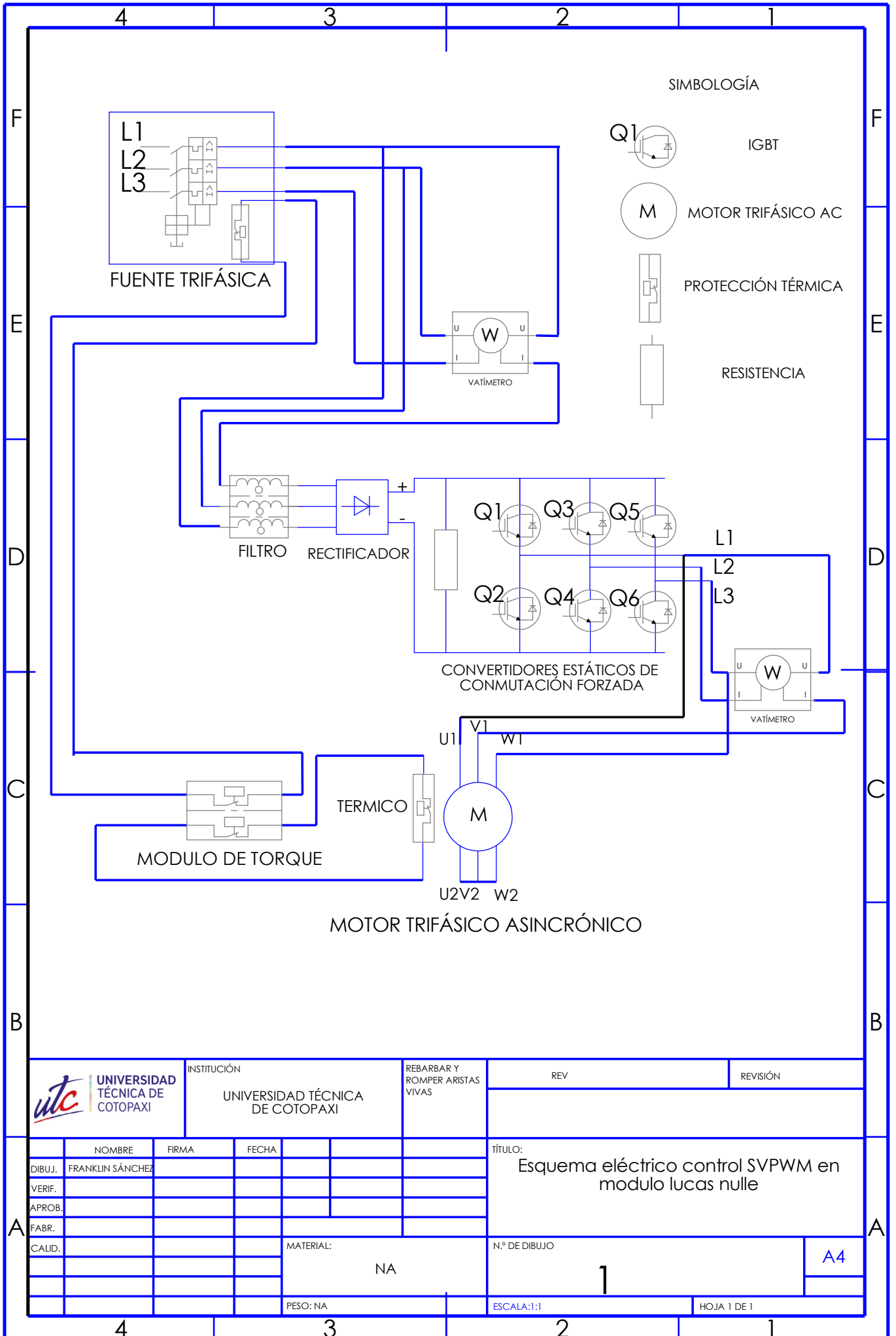


n=1750rpm



n=3600 rpm





		INSTITUCIÓN		REBARBAR Y ROMPER ARISTAS VIVAS		REV	REVISIÓN
		UNIVERSIDAD TÉCNICA DE COTOPAXI					
NOMBRE	FIRMA	FECHA				TÍTULO:	
DIBUJ.	FRANKLIN SÁNCHEZ					Esquema eléctrico control SVPWM en modulo lucas nulle	
VERIF.							
APROB.							
FABR.							
CALID.				MATERIAL:		N.º DE DIBUJO	A4
				NA		1	
				PESO: NA		ESCALA:1:1	HOJA 1 DE 1