



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MAESTRÍA EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
OPCIÓN EN AUTOMATIZACIÓN

**“DISEÑO PRELIMINAR DE UN MOTOR TRIFÁSICO TIPO
BRUSHLESS” ***

T E S I S

Presentada para obtener el título de:
Maestro en Ciencias de la Electrónica, Opción en Automatización

Presenta:

Ing. Juan José Mitzi Mendoza**

Directores:

Dr. Sergio Vergara Limon (FCE-BUAP)

Dr. Fernando Reyes Cortés (FCE-BUAP)

Puebla, México

OCTUBRE 2020

* Investigación Financiada por proyecto VIEP-BUAP.

** Becario CONACYT.

Agradecimientos

Quiero agradecer profundamente a mi esposa Dareth por su inmenso apoyo y paciencia para la obtención de este logro, también por su compañía en los momentos difíciles durante el desarrollo de este proyecto.

A mis padres Fernando y Socorro por los valores que me inculcaron y por darme la educación necesaria que me ha proporcionado las herramientas necesarias para poder llegar y estar en este nivel de conocimientos.

Al Dr. Sergio Vergara Limon y la Dra. Aurora Vargas Treviño por su infinito apoyo y orientación tanto personal como académica para llevar a buen puerto la obtención de los objetivos de este proyecto.

A mis compañeros de la MCEA por su amistad y ayuda solidaria en todo momento.

A la plantilla de profesores de la MCEA Opción en Automatización por haber compartido una parte de su vasto conocimiento para mi formación académica.

A la Facultad de Ciencias de la Electrónica y a la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla por la oportunidad de aceptarme como uno de sus alumnos.

Al CONACYT por el apoyo económico brindado como uno de sus estudiantes becados y a la VIEP por el financiamiento para la realización de este proyecto de Tesis.

Dedicatoria

*A mi amada esposa Dareth
y a mis pequeñas hijas:
Anna V. y Vannia H.*

Resumen

En el desarrollo del trabajo de investigación se realiza el diseño preliminar de un motor trifásico tipo Brushless, también se realiza el diseño de la estructura que soporta las dos partes principales del motor que son el rotor y el estátor. Se lleva a cabo el estudio de los aspectos relacionados con la física de los componentes del motor, tales como las bobinas que integran el estátor, los imanes permanentes que utiliza el rotor, la velocidad de giro y el torque desarrollado por el rotor. Se caracteriza el motor trifásico tipo Brushless para encontrar los parámetros de voltaje y frecuencia para que opere de manera correcta. Para dicha caracterización se diseña un circuito manejador tipo trifásico basado en transistores BJT, a este circuito manejador se le aplican dos metodologías de accionamiento: la primera denominado accionamiento de 6 estados o 6 pasos, la cual se considera un accionamiento de tipo escalar; y el segundo método utilizado es el de modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM). Para la implementación del primer método se desarrolla el firmware en lenguaje AHDL en el software de Quartus Web propiedad de Altera, a su vez el software que se desarrolla es implementado en Código D, lenguaje de programación necesario para implementarlo en el sistema embebido. Dicho sistema que ha sido desarrollado por alumnos de la Maestría en Ciencias de la Electrónica está implementado en una tarjeta FPGA modelo DE0-CV. Los valores de caracterización se obtienen de acuerdo a la ecuación $\Phi_{max} = V/f$ [1], con esto se grafican los valores de V voltaje contra f frecuencia, donde Φ_{max} es el flujo máximo, que es el valor que se busca encontrar para que el motor opere de manera correcta. La velocidad del motor se calcula teóricamente y se realiza su medición mediante el uso de un tacómetro externo. Los valores de voltaje fueron sintonizados de manera manual y los valores de frecuencia se obtuvieron desde el sistema embebido. Durante el proceso de caracterización se opta por el diseño de un circuito de protección para el circuito manejador que evita que este se dañe constantemente durante las pruebas. Una vez realizada la caracterización se realiza el rediseño de la estructura que soporta al motor, de tal forma que las bobinas del estátor puedan ser extraídas mientras el motor se encuentra en movimiento, dicha modificación hace extraer el estátor del motor en movimiento, con el fin de observar que es lo que pasa con la velocidad del motor, en este caso del rotor. El fenómeno de aceleración no se logra utilizando el método de los 6 estados ni mediante el PWM senoidal, sin embargo, dicho fenómeno si se presenta cuando se utiliza un circuito manejador que utiliza el control directo de par, el cual monitorea de corrientes para controlar la modulación. Finalmente con esto se obtiene el factor de aumento de velocidad que existe en el rotor, en función de la distancia que separa al rotor del estátor.

Índice general

Agradecimientos	II
Resumen	IV
Introducción	XIII
1. Descripción del Motor Trifásico Tipo Brushless	1
1.1. Máquina Eléctrica	1
1.1.1. Motores Eléctricos	2
1.2. Generación de Campos Magnéticos	3
1.3. Ley de Ampère	3
1.4. Solenoide	4
1.5. Ley de Gauss en Magnetismo	4
1.6. Principio de Funcionamiento del Motor Trifásico Brushless	5
1.7. Diagrama de Bloques	10
1.8. Sistema Embebido	11
1.8.1. Lenguaje de Programación del Sistema Embebido	14
1.8.2. Compilador	15
1.8.3. Interface de Usuario	16
1.9. Tarjeta FPGA	20
1.9.1. Módulo de Comunicación Inalámbrica WiFi	22
1.10. Conclusiones	24
2. Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless	25
2.1. Diseño Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless	25
2.1.1. Rotor	26
2.1.2. Estátor	27
2.2. Base Motor Trifásico Tipo Brushless	29
2.2.1. Base	30
2.2.2. Postes Izquierdo y Derecho	30
2.2.3. Soporte Horizontal	31
2.2.4. Placa de Soporte para Estátor	31
2.2.5. Placa Posterior	33

2.2.6.	Placa Anterior 1	33
2.2.7.	Chumaceras	34
2.2.8.	Rolamientos Lineales	35
2.2.9.	Juego de Placas Anteriores	36
2.2.10.	Placa Anterior para Soporte de Tornillo	37
2.2.11.	Resortes	38
2.3.	Ensamblaje Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless	40
2.4.	Conclusiones	42
3.	Sistema Electrónico Motor Trifásico Tipo Brushless	43
3.1.	Accionamientos Eléctricos de Velocidad Variable	43
3.2.	Circuito Equivalente de un Motor Trifásico Tipo Brushless	44
3.2.1.	Balance de Potencias en un Motor Asíncrono	45
3.3.	Inversor	48
3.3.1.	Inversor Monofásico	48
3.3.2.	Inversor Trifásico	49
3.3.3.	Inversor Trifásico Aplicando el Método de los Seis Pasos	51
3.3.4.	Inversor PWM Senoidal	57
3.4.	Manejador Motor Trifásico Tipo Brushless	62
3.4.1.	Sistema de protección para manejador motor trifásico tipo Brushless	65
3.5.	Conclusiones	66
4.	Firmware y Software de Circuito Manejador Motor	67
4.1.	Diseño de Firmware	67
4.2.	Diseño de Software, método 6 Pasos	72
4.3.	Diseño de Software, PWM senoidal	74
4.4.	Conclusiones	82
5.	Resultados Experimentales	83
5.1.	Caracterización	83
5.1.1.	Formas de Onda Medidas Mediante Conmutación de 6 Estados	86
5.2.	Funcionamiento Mediante PWM Senoidal	88
5.2.1.	Formas de Onda Medidas Mediante PWM Senoidal	90
5.3.	Mecanismo de Extracción de Estátor	90
5.4.	Conclusiones	95
	Conclusiones Generales	96
	Bibliografía	98
	TOEFL-ITP	101
	Constancia de congreso	103

Artículo

105

Índice de figuras

1.	Patente de un motor eléctrico [4].	XIV
2.	Motor Brushless MAC marca Indramat [7].	XV
3.	Motocicleta eléctrica [8,10].	XV
4.	Bicicleta eléctrica [8,12].	XVI
5.	Bote acuático eléctrico [8].	XVI
6.	Motores auto eléctrico [8,13,14].	XVII
7.	Vehículos eléctricos IUSA [16]	XVII
1.1.	Máquina eléctrica: motor [17].	1
1.2.	Máquina eléctrica: generador [17].	1
1.3.	Una clasificación de motores [2].	2
1.4.	Dirección de la fuerza magnética F_B [19].	3
1.5.	Líneas de campo magnético en un solenoide [22].	4
1.6.	Líneas de atracción y repulsión magnética en imanes permanentes [23].	5
1.7.	Imán con dos dentro de un anillo de metal con dos salientes [3].	5
1.8.	Flujo de corriente en los embobinados del estátor [3].	6
1.9.	Cambio de dirección flujo de corriente en los embobinados del estátor [3].	6
1.10.	Motor con 3 fases [3].	7
1.11.	Estructura interna motor Brushless.	7
1.12.	Funcionamiento Motor Brushless, movimiento a la derecha.	8
1.13.	Funcionamiento Motor Brushless, movimiento a la izquierda.	9
1.14.	Diagrama de bloques del motor trifásico tipo Brushless.	10
1.15.	Sistema embebido.	11
1.16.	Puertos de entrada y salida de sistema embebido.	12
1.17.	Mapa de memoria RAM.	13
1.18.	Conjunto de instrucciones para programación del sistema embebido.	14
1.19.	Secuencia de pasos del compilador de código D.	15
1.20.	Proceso de compilación.	16
1.21.	Interface para realizar la carga del software.	17
1.22.	Pestaña acceso a memoria RAM.	17
1.23.	Interfaz para transferencia de parámetros.	18
1.24.	Interfaz para envío y monitoreo de parámetros.	19

1.25. Interfaz para lectura de datos.	20
1.26. FPGA DE0-CV [24].	21
1.27. Distribución de pines FPGA DE0-CV [24].	22
1.28. Módulo de comunicación inalámbrica WiFi [27].	22
1.29. Conexión entre el módulo de comunicación inalámbrica WiFi y la PC.	23
1.30. Terminal TeraTerm.	23
1.31. Parámetros de configuración del módulo WiFi.	24
2.1. Motor trifásico tipo Brushless.	25
2.2. Diseño preliminar del rotor.	26
2.3. Rotor.	26
2.4. Distribución y polaridades de los imanes permanentes.	27
2.5. Diseño preliminar del estátor.	27
2.6. Estátor.	27
2.7. Rotor y estátor.	28
2.8. Rotor y estátor del motor trifásico tipo Brushless [29].	28
2.9. Base del motor.	29
2.10. Dimensiones de la base de aluminio.	30
2.11. Dimensiones de los postes izquierdo y derecho.	31
2.12. Dimensiones del soporte horizontal.	31
2.13. Dimensiones de la placa de soporte del estátor.	32
2.14. Soporte del estátor.	32
2.15. Dimensiones de la placa posterior.	33
2.16. Placa posterior ensamblada con poste horizontal y chumacera.	33
2.17. Dimensiones de la placa anterior 1.	34
2.18. Placa posterior ensamblada al poste horizontal y chumacera.	34
2.19. Dimensiones de la chumacera de 3/4".	35
2.20. Rolamiento lineal de 8 mm.	35
2.21. Integración de rolamiento lineal con ejes móviles.	36
2.22. Dimensiones de las placas anteriores.	36
2.23. Ensamble de juego de placas anteriores.	37
2.24. Dimensiones de la placa base.	37
2.25. Integración de la placa anterior de la base con las placas anteriores.	38
2.26. Ensamble de la placa base y el tornillo de extracción del estátor.	38
2.27. Resortes.	39
2.28. Ensamble del mecanismo de extracción.	39
2.29. Ensamble del mecanismo de extracción con estátor.	39
2.30. Ensamble rotor del y del estátor.	40
2.31. Motor trifásico tipo Brushless ensamblado.	40
2.32. Funcionamiento del mecanismo de extracción.	41
2.33. Motor trifásico tipo Brushless, ensamble real.	41

3.1. Circuito equivalente aproximado de un motor de CA [31].	45
3.2. Conexión tipo estrella del estátor [31].	45
3.3. Variación del par útil en función de la velocidad [31].	48
3.4. Inversor monofásico [33].	49
3.5. Inversor trifásico [20].	50
3.6. Formas de onda de las señales de voltaje del inversor trifásico [33].	50
3.7. Inversor con interruptores ideales [30].	51
3.8. Paso 1 [30] del método de 6 pasos.	52
3.9. Paso 2 [30] del método de 6 pasos.	52
3.10. Paso 3 [30] del método de 6 pasos.	53
3.11. Paso 4 [30] del método de 6 pasos.	53
3.12. Paso 5 [30] del método de 6 pasos.	54
3.13. Paso 6 [30] del método de 6 pasos.	54
3.14. Señal de voltaje V_{AN} [30].	55
3.15. Forma de onda de la señal de corriente I_{AN} [30].	55
3.16. Circuito inversor simplificado e interconectado a las bobinas de estátor [3].	56
3.17. Gráfica de valores de voltaje de V_{UV} , V_{VW} y V_{WU}	57
3.18. Señales moduladoras V_A , V_B y V_C y señal portadora V_{tri} [30].	58
3.19. PWM senoidal [30].	58
3.20. Señal triangular.	59
3.21. Señales sinusoidales desfasadas 120 grados.	60
3.22. Señales triangular y senoidal [30].	60
3.23. Señal PWM senoidal [30].	60
3.24. Voltaje entre las fases U y V [30].	61
3.25. Señal de corriente I_{UV} [30].	61
3.26. Circuito inversor del motor trifásico tipo Brushless diseñado.	62
3.27. Análisis de una fase del circuito inversor trifásico.	63
3.28. Circuito de protección para inversor.	66
4.1. Bloque de firmware incrustado en el sistema embebido.	67
4.2. Diagrama de flujo del firmware del método de 6 pasos.	69
4.3. Bloque con firmware del método de 6 pasos.	70
4.4. Simulación bloque de firmware del método de 6 pasos.	70
4.5. Señales de salida circuito manejador para fase U y V	71
4.6. Señales de salida circuito manejador para fase U y V y V_{UV}	71
4.7. Firmware interconectado a circuito manejador motor Brushless.	72
4.8. Diagrama de flujo diseño de software el método de 6 pasos.	73
4.9. Interface de usuario para implementación del método de 6 pasos.	74
4.10. Señales senoidales $f(t)_U$, $f(t)_V$ y $f(t)_W$	75
4.11. Señal triangular $f(t)_T$	76
4.12. PWM senoidales SPWM(U), SPWM(V) y SPWM(W).	77
4.13. Bloques y código en LabView de PWM senoidal.	78

4.14. Diagrama de flujo PWM senoidal.	79
4.15. Interfaz de usuario de PWM senoidal.	80
4.16. Señales aplicadas a las entradas a' y b' del circuito manejador.	80
4.17. Fase U circuito manejador.	81
4.18. Señales de voltaje de las fases V_U , V_V y V_{UV}	81
5.1. Gráfica V/f , método de 6 pasos.	84
5.2. Gráfica V/f valores reales y linealización	84
5.3. Gráfica RPM vs f	85
5.4. Variación del par útil en función de la velocidad [31].	86
5.5. Puntos de medición de señales circuito manejador.	87
5.6. Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$	87
5.7. Gráfica V vs f PWM senoidal.	88
5.8. Gráfica de velocidad en RPM vs f PWM senoidal.	89
5.9. Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$	90
5.10. Extracción de estátor.	91
5.11. Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$ que proporcionan aceleramiento en el rotor al extraer el estátor.	91
5.12. Distancia de extracción.	93
5.13. Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$, método CDP.	94

Índice de tablas

1.1. Polarización de los electroimanes para giro a la derecha.	8
1.2. Polarización de los electroimanes para giro a la izquierda.	9
1.3. Distribución de los puertos de entrada del sistema embebido.	13
1.4. Distribución de los puertos de salida del sistema embebido.	13
2.1. Características del rotor y el estátor.	29
3.1. Tabla de estados para activación del inversor.	56
3.2. Máquina de estados para conmutación de switches.	65
3.3. Tablas de verdad del circuito de protección para inversor.	66
4.1. Valores de las salidas del bloque de firmware.	68
4.2. Mapeo de los puertos de salida.	68
4.3. Mapeo de los pines de salida.	68
4.4. Valores de salida del bloque de firmware del método de 6 pasos.	70
4.5. Asignación de salidas SPWM.	77
5.1. Valores reales caracterización del método de 6 pasos.	83
5.2. Valores medidos de voltaje (VCD), frecuencia (f) y RPM.	85
5.3. Valor calculado de K , método de 6 pasos.	86
5.4. Valores medidos de voltaje (VCD), frecuencia (f) y RPM del método PWM senoidal.	88
5.5. Valor calculado de K , método PWM Senoidal.	89
5.6. Tabla comparativa de valores de RPM para los métodos de 6 pasos, PWMS y Control directo de par.	92
5.7. Valores de RPM cuando se extrae el estátor.	92
5.8. Distancia de extracción del estátor.	93
5.9. Valor de K estátor dentro y fuera del rotor en el método de control directo de par.	94

Introducción

El amplio uso de motores como principal dispositivo de conversión de energía mecánica-eléctrica en diversos campos de la industria y de la vida cotidiana ha hecho que emerjan diferentes y variados tipos de motores, que van desde los que consumen apenas unos pocos miliwatts hasta los que consumen del orden de kilowatts [1]. En estos se incluye a los motores de corriente alterna (C.A.) y de corriente directa (C.D.), dentro de los cuales se pueden enumerar una gran variedad de motores tales como los motores síncronos, asíncronos, de inducción, de conmutador, motores de reluctancia variable y otros más [2][3]. Toda esta variedad de motores han surgido de acuerdo a las necesidades que predominan en cada periodo de tiempo en el cual se desarrollan.

En los últimos años el número de motores disponibles para diseño ha aumentado considerablemente, donde el uso creciente de motores tipo *stepper* y mayormente dispositivos *brushless* (sin escobillas) [1] se está dirigiendo a aplicaciones cada vez más específicas donde encontrar un conjunto actuador-controlador para una aplicación particular, no sólo depende de la velocidad y de los requisitos de torque, sino también del funcionamiento, respuesta, normalización, compatibilidad y obviamente el costo. El sistema de motor sin escobillas o Brushless se desarrolla para lograr el rendimiento de una máquina convencional sin los problemas asociados al uso de escobillas, tales como el desgaste de las piezas y el mantenimiento continuo.

El sistema de motor sin escobillas está surgiendo como una de las opciones más útiles para una amplia gama de aplicaciones que van de los *drivers* de disco duro (HD) donde son utilizados como eje principal con lo que se logra una velocidad de rotación alta, en unidades de disco ópticas, con la ventaja de tener bajo ruido, baja temperatura, una alta tolerancia a temperaturas altas y pueden soportar vibraciones logrando la estabilidad del sistema. En la industria automotriz son utilizados en los sistemas de aire acondicionado, limpiaparabrisas, bolsas de aire, puertas y asientos eléctricos, mientras que en la industria aeroespacial, los motores Brushless son usados en bombas centrífugas y cámaras de alta velocidad en elevadores, equipo médico y robots industriales [1].

La teoría moderna sobre las máquinas eléctricas fue establecida cuando M. Faraday descubrió el fenómeno de inducción electromagnética en 1831 [1].

En 1832 W. Sturgeon y T. Davenport diseñaron un motor eléctrico, en el cual el mayor problema era lograr conmutar la corriente por el magneto, el primer motor de CD surgió en 1837 [1].

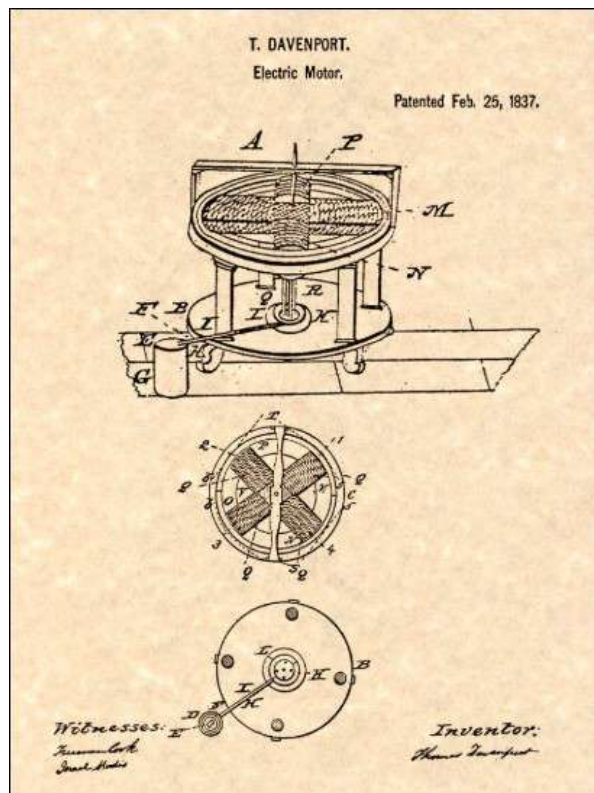


Figura 1: Patente de un motor eléctrico [4].

En 1930 se comenzó el desarrollo de motores Brushless en donde se implementó la conmutación electrónica. Sin embargo, en ese tiempo los dispositivos de electrónica de potencia se encontraban en una etapa temprana de desarrollo por lo que no se podía contar con un dispositivo de conmutación confiable. Así, este tipo de motor Brushless sólo fue usado en laboratorios [1].

En 1955, Harrison y Rye obtuvieron la patente de un circuito de conmutación que tomó el lugar del equipo de conmutación mecánica [5].

En 1962 la conmutación electrónica [6] del motor Brushless fue desarrollada con el uso de elementos Hall [1].

En 1970, un diodo de sensado magnético, cuya sensibilidad es más grande que la del elemento Hall fue usado exitosamente en el control de un motor Brushless de CD [1].

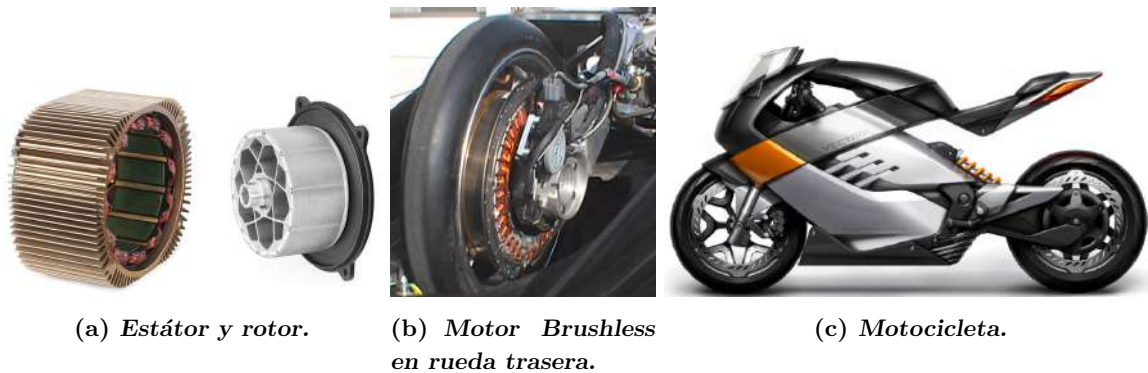
Posteriormente, con el avance de la industria eléctrica y, principalmente con el desarrollo

de la electrónica de potencia, se desarrollaron dispositivos semiconductores de potencia y alto desempeño con materiales tales como el Samario, el Cobalto y el NdFeB. En 1978 la empresa Indramat, para ese entonces una filial de Mannesmann Corporation de la República Federal de Alemania lanzó el motor Brushless MAC junto con su driver [7].



Figura 2: Motor Brushless MAC marca Indramat [7].

Ya para 1990, el rápido desarrollo de la teoría de control y las técnicas computacionales han promovido la evolución de los motores Brushless [1]. Estos se han extendido también a su uso en robots industriales, en elevadores, equipo médico, maquinaria textil, entre otras aplicaciones.



(a) *Estátor y rotor.*

(b) *Motor Brushless en rueda trasera.*

(c) *Motocicleta.*

Figura 3: Motocicleta eléctrica [8,10].

En la figura 3 se muestra una motocicleta eléctrica, uno de los vehículos más revolucionarios que existen en la actualidad. Este tipo de motocicletas sustituyen el motor de combustión por un motor Brushless [8], el cual para su funcionamiento requiere de un bloque de baterías. Dichas baterías son generalmente de 12 VCD cuyo tiempo de carga varía de cuatro a cinco

horas. Estas son recargadas mediante un dispositivo cargador similar al que utilizamos para nuestro smartphone. Estos motores no requieren refrigeración líquida ni por aire, los imanes permanentes mejoran considerablemente su funcionamiento en recorridos demandantes y puede mantener velocidades altas [9,10].

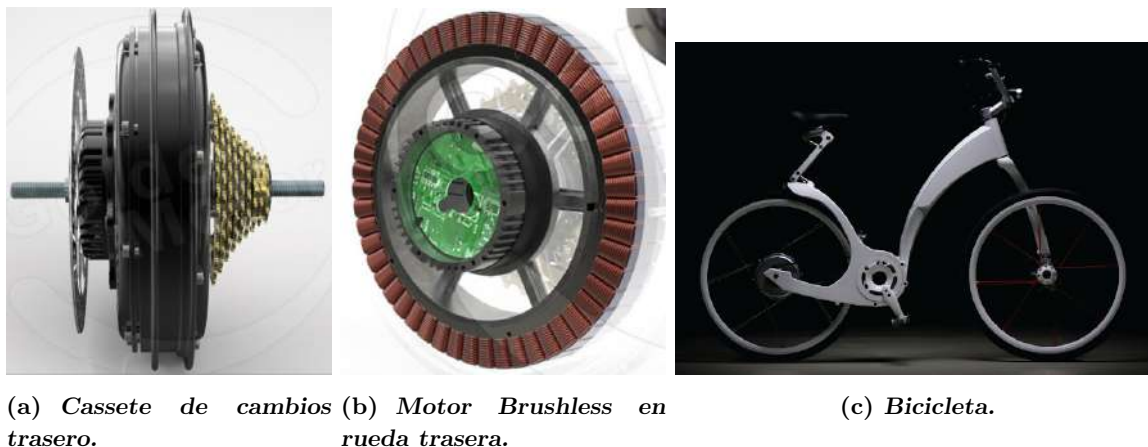


Figura 4: Bicicleta eléctrica [8,12].

En la figura 4 se muestra una bicicleta eléctrica, uno de los vehículos actuales que se utilizan como una opción alternativa de movilidad en las grandes ciudades y una opción cercana a las motos y los autos eléctricos. Los motores de estas bicicletas tienen un voltaje de operación es de 24 o 48 VCD [11], pueden además obtenerse kits de actualización para convertir una bicicleta normal a eléctrica, con la gran ventaja de que puede adaptarse a cualquier modelo.



Figura 5: Bote acuático eléctrico [8].

En la figura 5 se muestra un bote acuático impulsado por un motor Brushless, el cual tiene un torque alto y produce bajo ruido, opera con un voltaje de 24 a 120 VDC, alcanza una velocidad promedio de 2000-6000 rpm y tiene un sistema de enfriamiento líquido o mediante ventiladores [8].

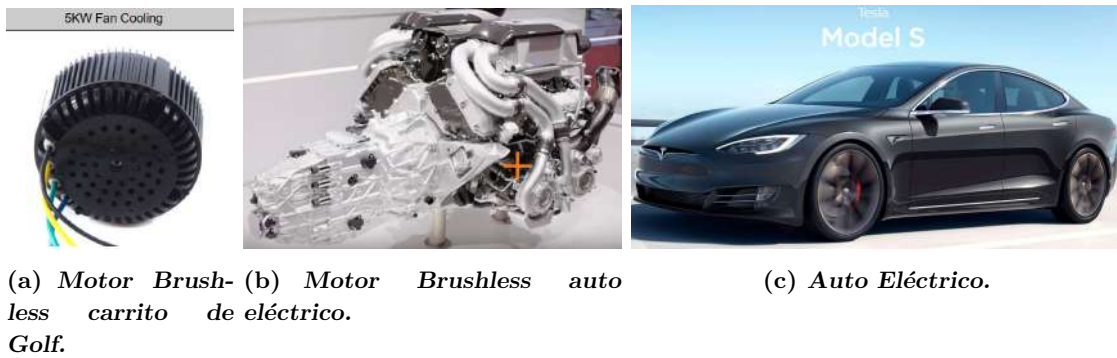


Figura 6: Motores auto eléctrico [8,13,14].

En la figura 6 se muestra dos motores Brushless, el primero corresponde a un motor utilizado en vehículos pequeños tal como un carrito de golf, el cual tiene un tamaño compacto, un peso de 11 a 11.35 Kg, ventilador de auto refrigeración, eje de acero inoxidable, con voltajes de operación de 48V/72V/96V/120 VCD, potencia de 3KW-7.5KW, velocidad promedio: 2000-6000 rpm y dirección dual [8]. También se muestra el motor utilizado en un vehículo más sofisticado y de última generación como es el motor eléctrico de un Tesla S [11, 12], el cual nos proporciona una aceleración de cero a 90 km/h en tan solo 2.4 segundos y una velocidad máxima de 260 km/h, cuenta además con controles de tracción y torque que funcionan para cualquier condición climática [15].



Figura 7: Vehículos eléctricos IUSA [16]

En México por ejemplo la empresa IUSA, presentó en el presente año 2020, durante el LATAM Mobility Summit que se realizó en la CDMX, vehículos híbridos y eléctricos. Se tiene conocimiento que las emisiones de CO₂ en México son de 700 millones de toneladas al año, razón por la cual es importante la incursión de estos vehículos, ya que esto propiciara una reducción de la emisión de estos gases. Dicha empresa dio a conocer su catálogo de vehículos eléctricos que consta de 4 modelos: 1) un SUV llamado Atl, 2) minivan denominado Lik, 3) una VAN con el nombre de Olin y 4) Balamm que es un autobús para el servicio público. Estos autos eléctricos tienen un motor síncrono de imán permanente y utilizan baterías de litio, ofrecen una autonomía de 200 km en el autobús y hasta 400 km en el modelo minivan. Las velocidades que pueden alcanzar van desde los 100 km/h en el autobús y hasta 140 km/h en el modelo SUV [16].

Debido a que la tecnología avanza rápidamente y a cada momento nos sorprende con nuevas técnicas de diseño, el desarrollo de este tipo de motores nos dará una independencia tecnológica fuerte, ya que el uso de estos es indispensable para el funcionamiento de robots tanto industriales como para investigación, para vehículos tales como bicicletas y motocicletas. Debido a que este tipo de motores está siendo empleados en el ámbito de la movilidad es importante conocer la manera en que funcionan y con esto proporcionar los conocimientos necesarios para su implementación práctica. El presente proyecto de tesis incrementará la infraestructura de plataformas experimentales de control en la Facultad de Ciencias de la Electrónica, este proyecto puede considerarse de gran impacto para la imagen de nuestra la Institución ya que la infraestructura que se generaría con base en el desarrollo propuesto, junto con la infraestructura existente, fortalecerá a la Maestría en Ciencias en la Electrónica, Opción en Automatización.

Objetivo

“Diseñar y construir un motor trifásico tipo Brushless”

Objetivos específicos:

- Estudiar los fundamentos de teoría electromagnética aplicados a motores.
- Estudiar los fundamentos de un motor trifásico tipo brushless.
- Diseñar el motor.
- Caracterizar los elementos del motor brushless.
- Diseñar y manufacturar las piezas del motor brushless.
- Diseñar el hardware necesario para el funcionamiento del motor.
- Realizar pruebas experimentales.
- Publicar de resultados.

Descripción de los capítulos y apéndices.

En el **capítulo 1** se muestra el diagrama de bloques del motor trifásico tipo brushless, se describe los aspectos físicos del motor, la estructura mecánica, esto es, la distribución que debe tener los imanes permanentes y su contraparte los electroimanes; se explica la forma en que se tienen que polarizar los electroimanes para poner en funcionamiento al motor y se presenta el sistema embebido que servirá para accionar el motor.

En el **capítulo 2** se describen la parte mecánica del motor, se muestra la estructura general de la base que soporta el motor, se describen cada una de las partes de la base del motor, el sistema de accionamiento mecánico para la extracción del estátor; se muestran los diseños del rotor y el estátor; se muestra el ensamble e integración del motor.

En el **capítulo 3** se explican de manera general los métodos de accionamiento eléctrico para el control de motores, se describe el circuito equivalente del motor trifásico, se muestra el principio de funcionamiento del inversor mediante los métodos de 6 pasos y PWM senoidal, se muestra el análisis del circuito electrónico y del sistema de protección del inversor.

En el **capítulo 4** se describe el proceso para el desarrollo del circuito manejador del motor trifásico tipo brushless, la cual incluye el diseño del firmware y software, se describen los algoritmos aplicados en el sistema embebido para el desarrollo del sistema de accionamiento del motor mediante el método de los 6 pasos y el método de PWM senoidal.

En el **capítulo 5** se presentan los resultados obtenidos experimentalmente al aplicar el accionamiento por el método de los 6 pasos y el PWM senoidal, para cada caso se realiza la extracción del rotor cuando el motor se encuentra en movimiento.

Finalmente se redactan las conclusiones generales y los posibles trabajos a futuro para dar continuidad a este proyecto de tesis.

En el **Apéndice A** se presenta la acreditación TOEFL-ITP.

En el **Apéndice B** se presenta la constancia del Congreso Internacional Academia Journals Hidalgo 2019.

En el **Apéndice C** se presenta el artículo publicado en Memorias del Congreso Internacional Academia Journals Hidalgo 2019.

Capítulo 1

Descripción del Motor Trifásico Tipo Brushless

1.1. Máquina Eléctrica

Una máquina eléctrica es un dispositivo que es capaz de convertir energía eléctrica en energía mecánica, en este caso se le llama motor, pero si convierte energía mecánica en energía eléctrica se denomina entonces generador [17].

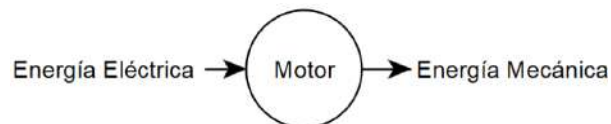


Figura 1.1: Máquina eléctrica: motor [17].

Los motores y generadores son muy comunes en la vida cotidiana debido a que utilizan o generan electricidad, la cual es una fuente de energía limpia y eficiente, fácil de controlar y transmitir a grandes distancias [18]. Para el caso de los motores eléctricos, estos no requieren de ventilación ni de un combustible que se suministre constantemente comparados con los motores de combustión interna, por esta razón son adecuados en lugares donde no se desea tener residuos contaminantes.



Figura 1.2: Máquina eléctrica: generador [17].

1.1.1. Motores Eléctricos

En la figura 1.3 se muestra una clasificación de los motores eléctricos, como se puede observar, existe una gran variedad de motores que se dividen principalmente en dos categorías: los que tienen como fuente de energía la corriente alterna (C.A.) y los que funcionan con corriente directa (C.D.). Aquí se puede también apreciar que los motores brushless están clasificados dentro de la categoría de motores de C.A. y en la subcategoría de motor síncrono [2].

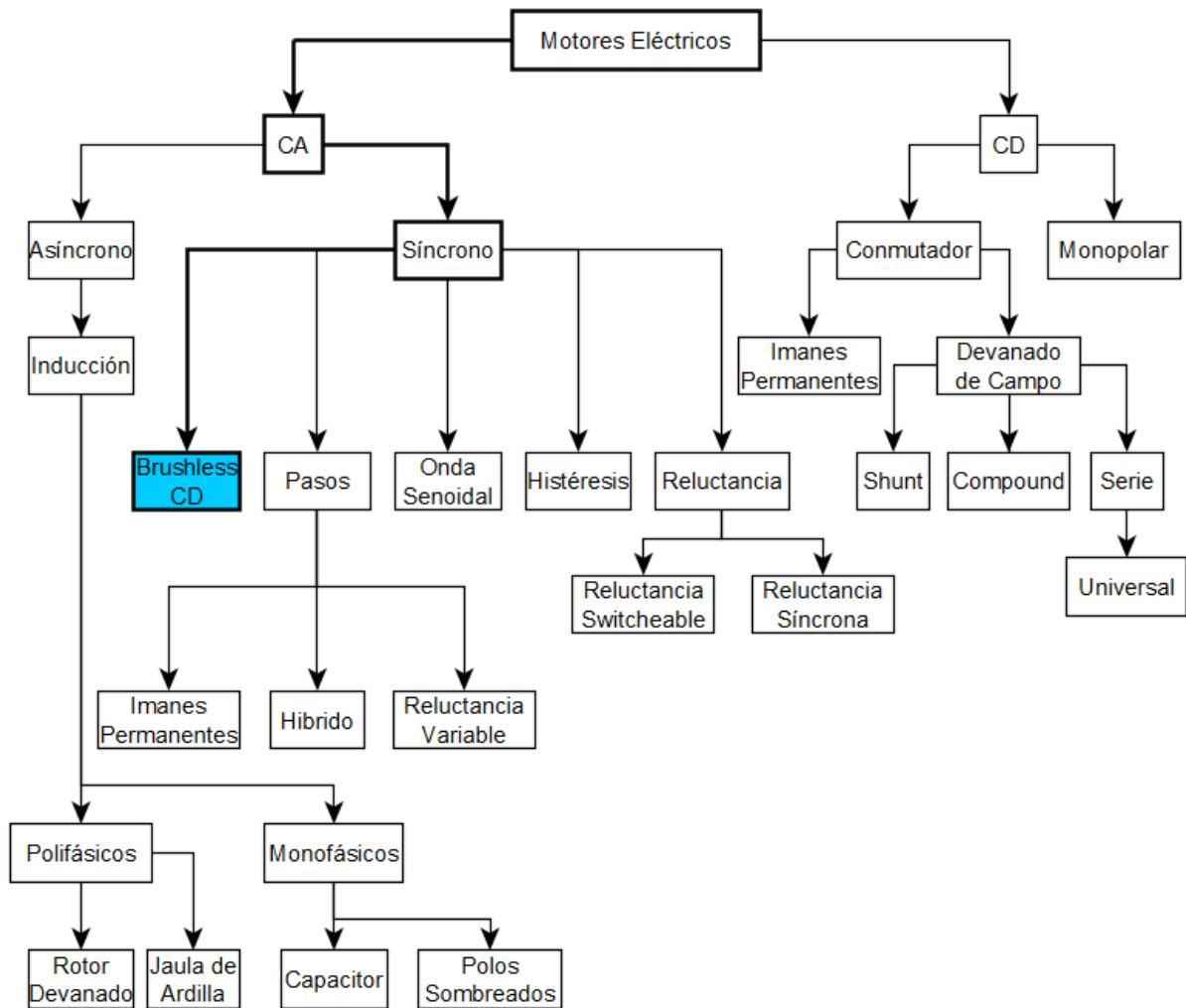


Figura 1.3: Una clasificación de motores [2].

Los motores brushless, aunque aparecen clasificados dentro de los motores de C.A. funcionan con una fuente de alimentación de C.D., esto es debido a que son manejados por pulsos de corriente directa rectangulares [2], asemejándose estos pulsos al funcionamiento de los motores de C.D. con escobillas.

1.2. Generación de Campos Magnéticos

Se puede definir un campo magnético \vec{B} en algún punto en el espacio, en función de la fuerza magnética \vec{F}_B que ejerce el campo magnético sobre una partícula cargada que se mueve con una velocidad v . Dicha partícula se identifica como un objeto de prueba. Suponiendo que el campo eléctrico y el campo gravitacional son nulos alrededor del objeto de prueba, se obtienen los siguientes resultados [19]:

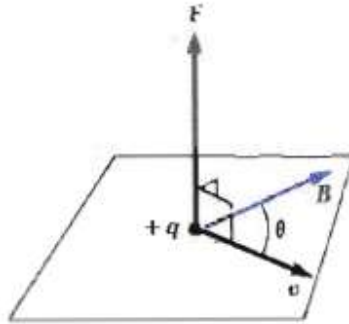


Figura 1.4: Dirección de la fuerza magnética \vec{F}_B [19].

- La magnitud F_B de la fuerza magnética ejercida sobre la partícula es proporcional a la carga q y a la velocidad v de la partícula de prueba (figura 1.4).
- La magnitud y la dirección de \vec{F}_B solo dependen de la velocidad, de la magnitud y de la dirección del campo magnético \vec{B} .
- Si el vector de velocidad de la partícula forma un ángulo $\theta \neq 0$ con el campo magnético, la fuerza magnética actúa en dirección perpendicular a v y a \vec{B} .

Estos resultados pueden expresarse de la siguiente forma [19]:

$$\vec{F}_B = qv \times \vec{B} \quad (1.1)$$

donde la ecuación (1.1) es considerada la definición operacional del campo magnético en algún punto en el espacio. La unidad de \vec{B} en el SI es el tesla T.

1.3. Ley de Ampère

A partir de la ley de Biot-Savart la cual se define como [20, 21]:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I d\vec{s} \times \vec{r}}{r^2} \quad (1.2)$$

donde el vector $d\vec{B}$ es perpendicular tanto a $d\vec{s}$ como al vector unitario \vec{r} , r es la distancia de $d\vec{s}$ hacia algún punto P , I es la corriente y μ_0 es la constante de permeabilidad del espacio libre

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Tm/A.}$$

De 1.2 se obtiene que el campo magnético \vec{B} creado en algún punto P es [21]:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 I \quad (1.3)$$

donde $\oint d\vec{s} = 2\pi r$ es la circunferencia de la trayectoria circular.

1.4. Solenoide

Un solenoide es un alambre largo fuertemente enrollado en forma de hélice que conduce una corriente eléctrica; con esta configuración se produce un campo magnético uniforme en el espacio rodeado por las vueltas de un alambre.

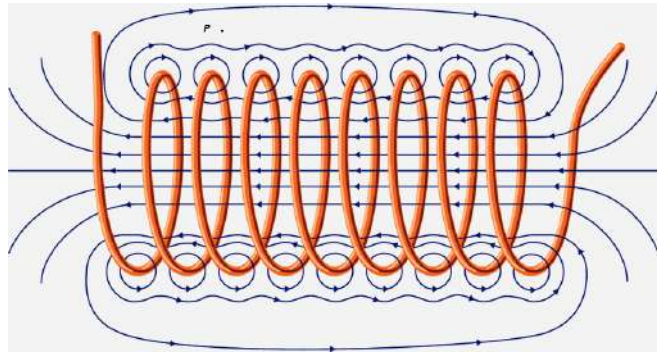


Figura 1.5: Líneas de campo magnético en un solenoide [22].

Aplicando la ley de Ampère a un solenoide ideal para obtener una expresión cuantitativa del campo magnético en el interior de un solenoide se tiene que [19]:

$$B = \mu_0 \frac{N}{l} I = \mu_0 n I \quad (1.4)$$

donde $n = N/l$ que es el número de vueltas por unidad de longitud.

1.5. Ley de Gauss en Magnetismo

El número de líneas que entran a la superficie S es igual al número de líneas que salen de ella, por lo tanto, el flujo magnético neto es igual a cero, lo cual se expresa como [19]:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (1.5)$$

Esta expresión se basa en el hecho experimental de que nunca han sido detectados polos magnéticos aislados (monopolos) y que no existen.

La ley de los polos magnéticos establece que los polos iguales se repelen y los polos diferentes se atraen (ver figura 1.6).

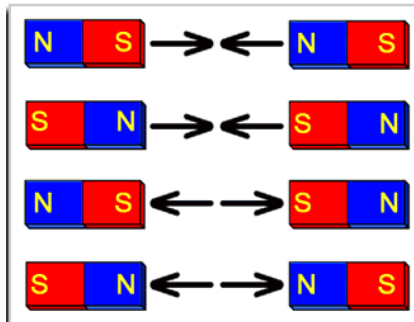


Figura 1.6: Líneas de atracción y repulsión magnética en imanes permanentes [23].

1.6. Principio de Funcionamiento del Motor Trifásico Brushless

Considerando un anillo de metal con dos salientes o polos, como se muestra en la figura 1.7, cada extremo de los imanes experimenta una fuerza radial pero en dirección opuesta. Si se gira el imán lentamente este tiende a volver a la posición de reposo en $\theta = 0$. El imán experimentará una fuerza que tratará de alinearlo con los polos del estátor. Esto pasa porque la fuerza de atracción entre el imán y los polos del estátor se incrementa conforme la distancia entre los dos disminuye, ya que el imán puede girar libremente, esta fuerza se encuentra en la dirección tangencial, por lo tanto se produce un torque $\vec{\tau}$ [3].

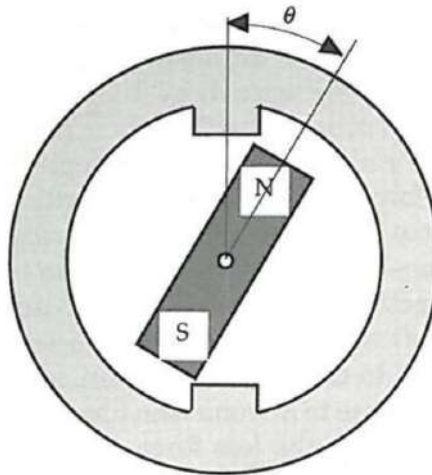


Figura 1.7: Imán con dos dentro de un anillo de metal con dos salientes [3].

Si ahora se agrega un embobinado en los 2 polos salientes del anillo de metal o estátor, como se muestra en la figura 1.8, al aplicar una corriente que proviene de una fuente de voltaje de C.D. en una dirección determinada los polos se magnetizan, ante esta situación, la fuerza de atracción

entre el imán y los polos del estátor producen un torque llamado torque de alineamiento, este es el torque que es usado para que los motores realicen un trabajo.

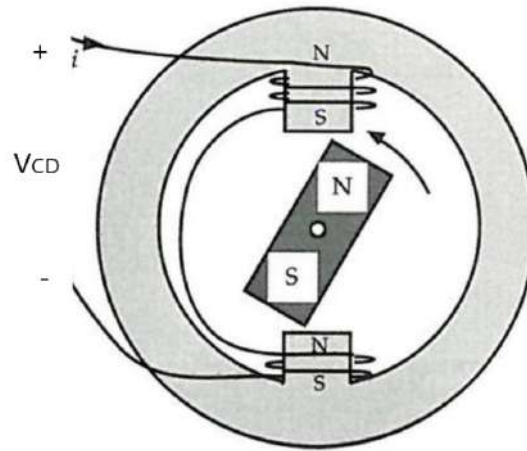


Figura 1.8: Flujo de corriente en los embobinados del estátor [3].

Existe otro torque llamado de repulsión cuando se cambia la dirección de la corriente, esto se produce al cambiar la polaridad de la fuente de voltaje, puesto que ahora la corriente va en dirección opuesta entonces los polos se magnetizarán de forma opuesta, como se muestra en la figura 1.9. En este caso los polos repelen a los el imán haciendo que se mueva en la dirección opuesta.

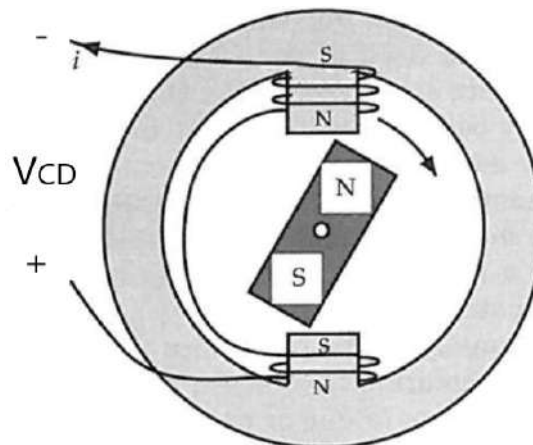


Figura 1.9: Cambio de dirección flujo de corriente en los embobinados del estátor [3].

Para lograr que el imán gire continuamente, es común utilizar más de un par de embobinados en el estátor. La figura 1.10 muestra tres pares de embobinados etiquetados como *A*, *B* y *C*. Creando electromagnetos en los polos del estátor que atraigan o repelan al imán producirá que este se mueva continuamente, esto se logra energizando y desenergizando las tres fases [3].

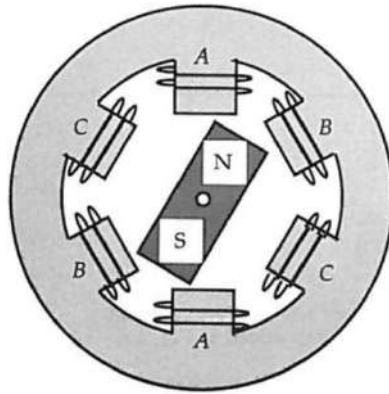


Figura 1.10: Motor con 3 fases [3].

El motor mostrado en la figura 1.10 tiene 2 polos magnéticos (imán permanente) en el rotor y 6 embobinados en el estátor, la razón por la cual se escogen 3 fases es porque con esto es posible minimizar el número de dispositivos electrónicos de potencia necesarios para controlar la dirección de la corriente de los embobinados.

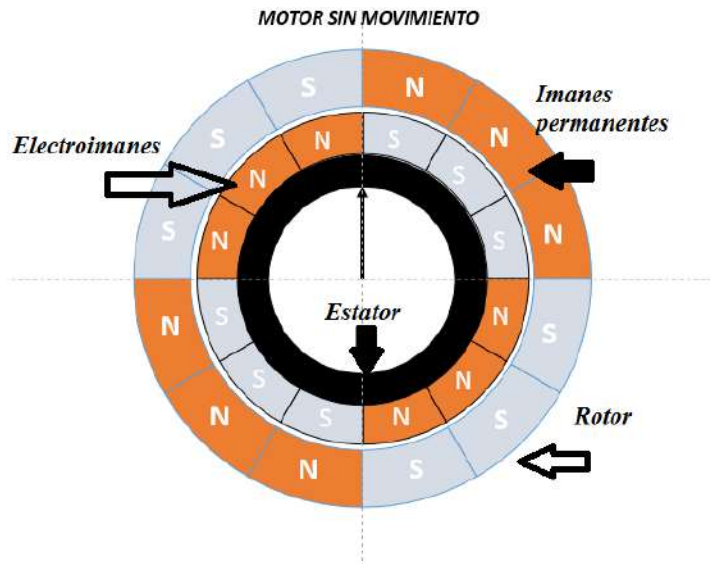


Figura 1.11: Estructura interna motor Brushless.

El diagrama que ilustra la estructura de un motor Brushless con imanes permanentes colocados en el rotor consta de 12 imanes, los cuales son colocados en tercias como se ilustra en la figura 1.11. Esto es, 3 imanes permanentes con la misma polaridad, los cuales están colocados contiguamente, por lo que el rotor consta entonces de 4 tercias, en el estátor se encuentran entonces 12 bobinas que formarán el grupo de electroimanes igualmente colocados en tercias emparejados con los imanes permanentes. Se realiza la distribución de esta forma con el propósito de que, al llevar a cabo las polarizaciones de los electroimanes de manera adecuada, se pueda predecir qué dirección de giro tendrá el rotor del motor trifásico tipo Brushless.

Polarización de los electroimanes												Estado del Motor
E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8	E9	E10	E11	E12	
S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	Reposo
N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	Giro Derecha
N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	Giro Derecha
N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	Giro Derecha
S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	Giro Derecha
S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	Giro Derecha
S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	Giro Derecha/Inicio

Tabla 1.1: Polarización de los electroimanes para giro a la derecha.

La secuencia en que se realizan las polarizaciones de los electroimanes para el giro a la derecha se muestra arriba en la tabla 1.1, donde E1 hasta E12 indican el número de electroimán y las letras S y N la polaridad que tendrán estos en cada instante, con lo que el motor se pondrá en funcionamiento.

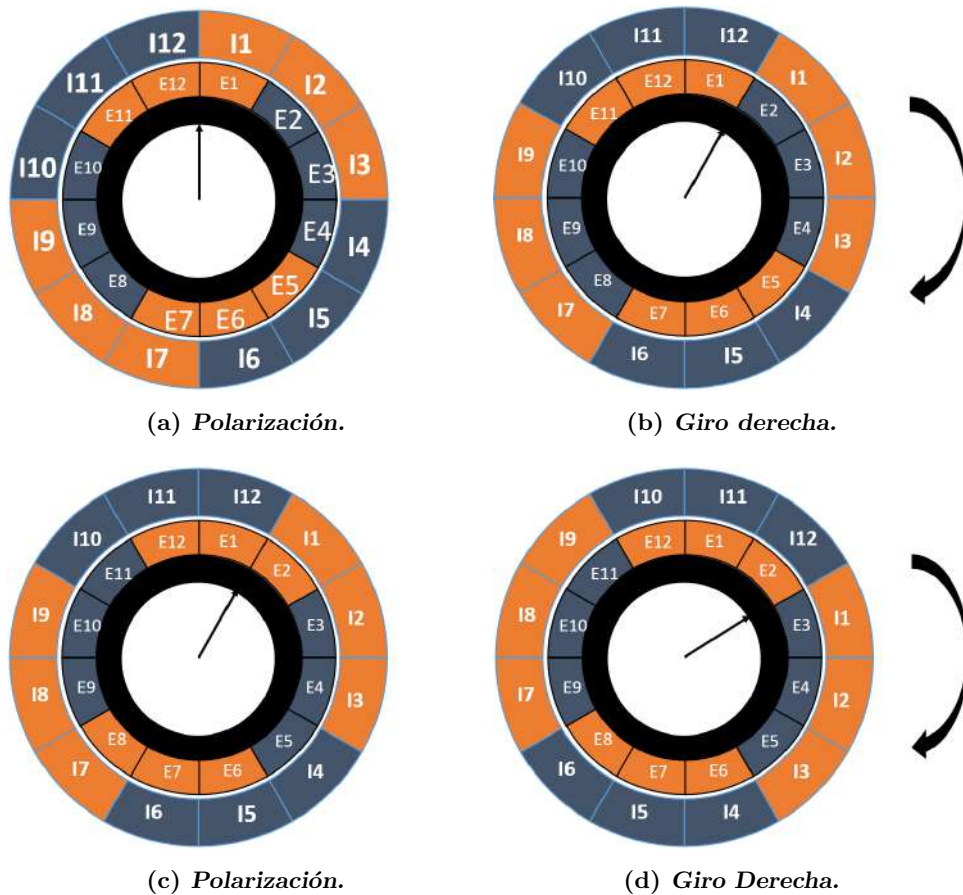


Figura 1.12: Funcionamiento Motor Brushless, movimiento a la derecha.

Ahora en las figuras 1.12(a), (b), (c) y (d) se ilustra la polarización que se aplica a los electroimanes para que la dirección de giro del motor en dirección de las manecillas de reloj. Esto se logra polarizando los electroimanes de manera secuencial de acuerdo a la tabla 1.1.

Polarización de los electroimanes												Estado del Motor
E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7	E8	E9	E10	E11	E12	
S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	Reposo
S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	Giro Izquierda
S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	Giro Izquierda
N	N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	Giro Izquierda
N	N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	Giro Izquierda
N	S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	Giro Izquierda
S	S	S	N	N	N	S	S	S	N	N	N	Giro Izquierda/Inicio

Tabla 1.2: Polarización de los electroimanes para giro a la izquierda.

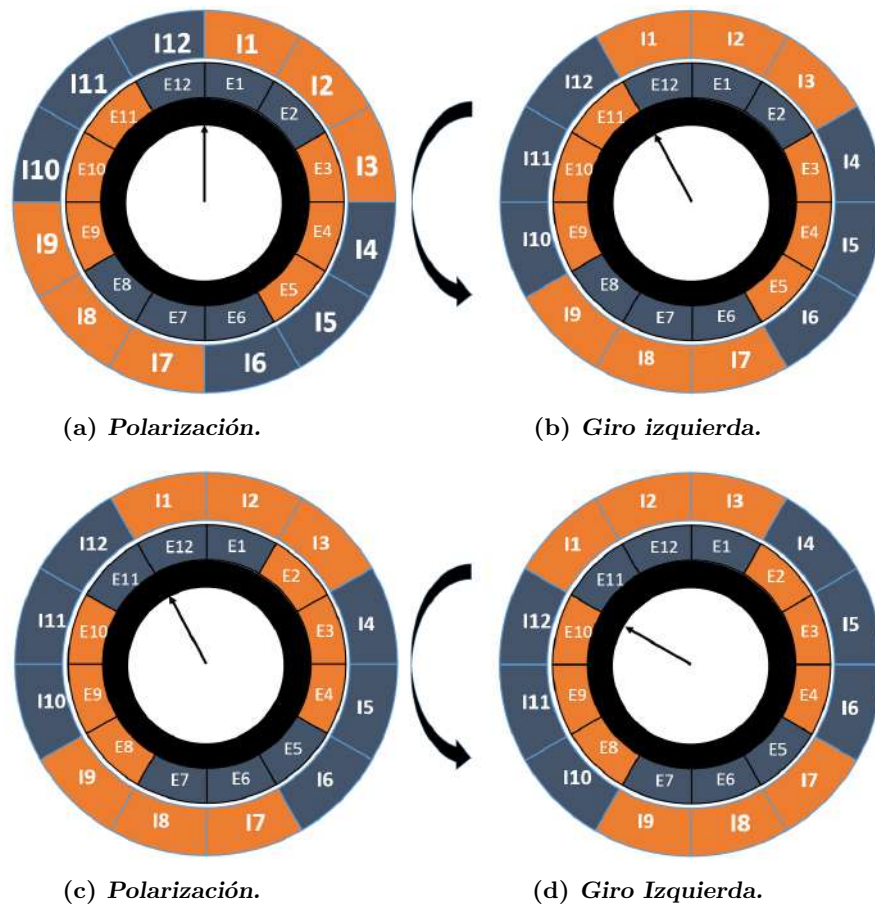


Figura 1.13: Funcionamiento Motor Brushless, movimiento a la izquierda.

En las figuras 1.13 (a), (b), (c) y (d) se ilustra la dirección de giro del motor en dirección contraria a las manecillas de reloj, esto se logra polarizando los electroimanes de manera secuencial de acuerdo a la tabla 1.2.

1.7. Diagrama de Bloques

El motor trifásico tipo Brushless está integrado por 4 bloques: el primero es el motor brushless que está formado por el rotor y el estátor, el segundo es la electrónica con su etapa de potencia constituida por el circuito inversor trifásico y la fuente de voltaje variable de C.D., el tercero es el sistema embebido que se encuentra implementado en la tarjeta FPGA DV0-CV [24] y que tiene un módulo de comunicación WiFi y el cuarto bloque es la interface de LabVIEW instalada en una PC, tal como se muestra en la figura 1.14.

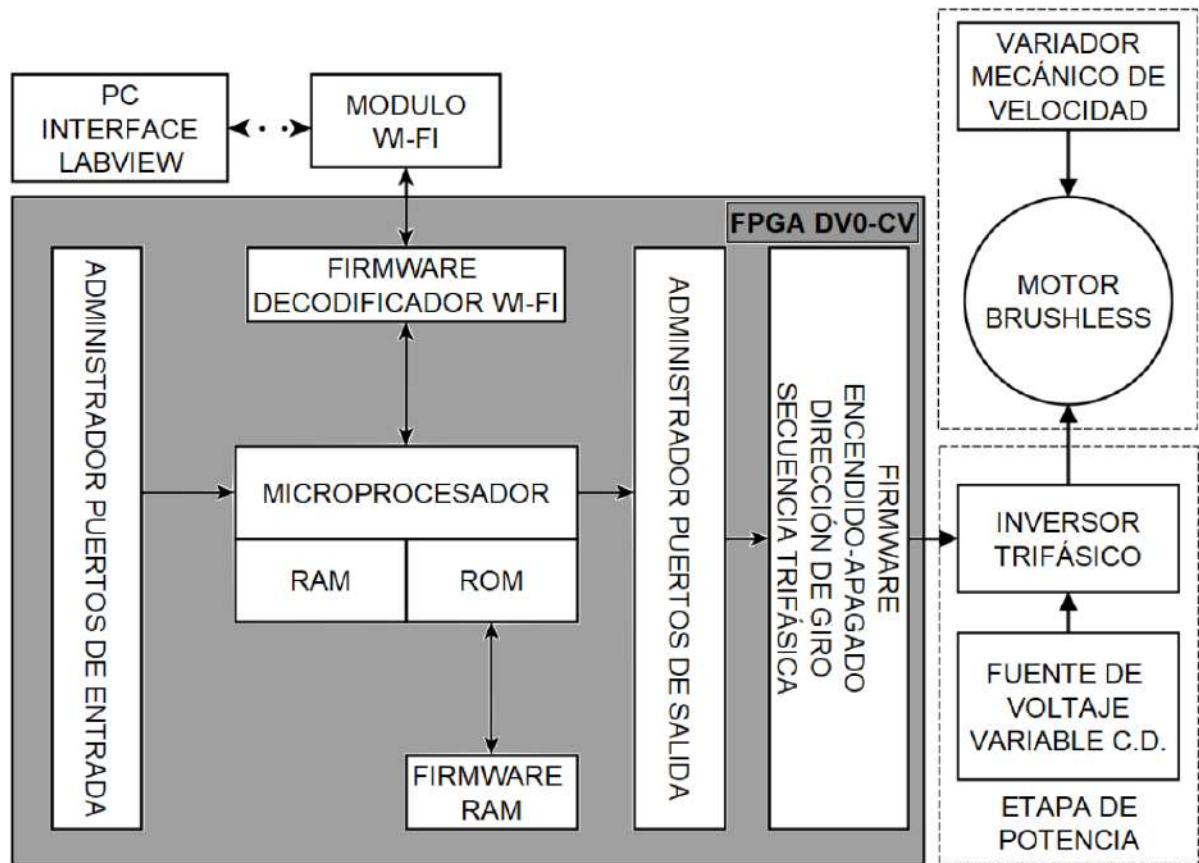


Figura 1.14: Diagrama de bloques del motor trifásico tipo Brushless.

En el bloque del motor brushless se desarrolla toda la estructura mecánica necesaria para que el motor pueda funcionar de manera adecuada, es decir, que en este bloque se hace el montaje del rotor y estátor en una base que está diseñada para que el variador mecánico de velocidad pueda realizar la función de la extracción del estátor cuando el rotor se encuentre en movimiento. En el bloque de la etapa de potencia se desarrolla el cálculo de los valores del

circuito inversor trifásico que es alimentado por una fuente de voltaje variable de C.D., las salidas del inversor trifásico son conectadas al motor brushless para poder su movimiento. En el sistema embebido se desarrolla el firmware necesario para generar la secuencia de control trifásica que será aplicada al circuito inversor, es también en este firmware donde se implementa la dirección de giro del motor y el control del encendido y apagado del inversor para poner al motor en movimiento o en reposo, respectivamente. Finalmente, en la interface de LabVIEW se desarrolla la plataforma que utiliza el usuario para controlar el encendido y apagado del motor, la dirección de giro y la velocidad del motor.

1.8. Sistema Embebido

El sistema embebido utilizado para el sistema de control del motor trifásico tipo brushless se muestra en la figura 1.15. Este sistema cuenta con un microprocesador principal, un módulo de memoria RAM, el módulo que administra los puertos de salida, otro módulo que se encarga de los puertos de entrada y un puerto para uso exclusivo de WiFi. Tiene además un puerto de conexión USB y un dispositivo de salida de video.

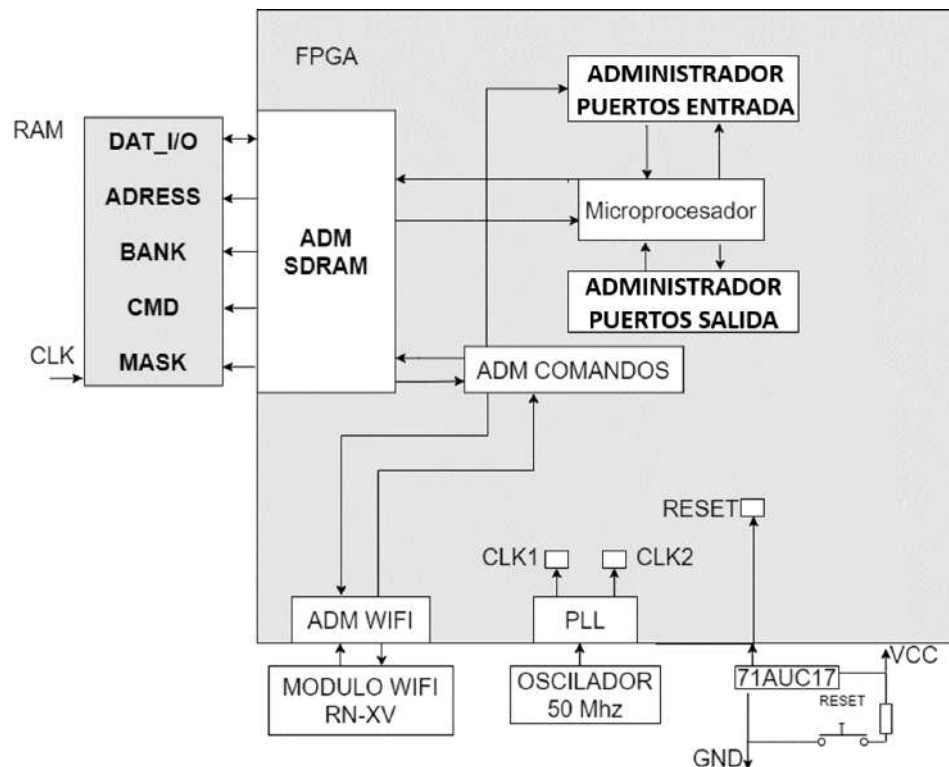


Figura 1.15: Sistema embebido.

Este sistema embebido es una computadora y, como tal, cuenta con su unidad central de procesamiento (CPU), con decodificadores que administran las señales de los puertos de entrada y de salida, cuenta con una unidad de memoria RAM. Este sistema funciona con un reloj interno

de 100 MHz. Con el módulo WiFi se realiza la interacción de este con una PC y así poder llevar a cabo su programación.

El sistema embebido tiene disponibles 6 puertos de entrada, los cuales tienen un bus de 32 bits y cuentan con 3 puertos de salida igual de 32 bits como se muestra en la figura 1.16. Estos puertos son decodificados por el Microprocesador, de tal forma que se utiliza un solo bus de datos para la entrada y otro bus para la salida.

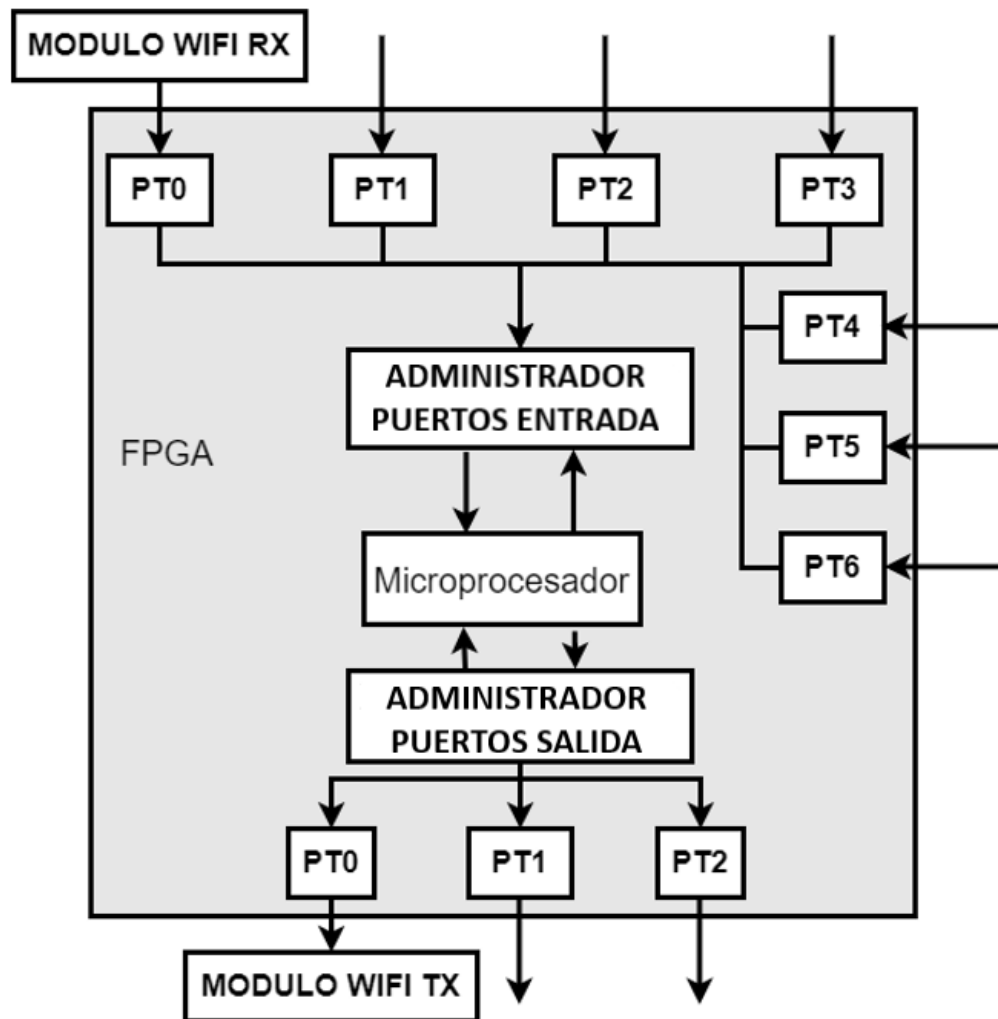


Figura 1.16: Puertos de entrada y salida de sistema embebido.

En la tabla 1.3 se muestra la distribución de los puertos de entrada donde se observa que en un inicio estos puertos se encuentran vacíos, exceptuando al PT0 que está dedicado exclusivamente para a la comunicación WiFi y no está disponible para usuarios.

PT0	No usar PT0[32]	Reservado para la lectura del módulo WIFI PT0[31-1]
PT1	No usar PT1[32]	Bits de usuario PT1[31-1]
PT2	No usar PT2[32]	Bits de usuario PT2[31-1]
PT3	No usar PT3[32]	Bits de usuario PT3[31-1]
PT4	No usar PT4[32]	Bits de usuario PT4[31-1]
PT5	No usar PT5[32]	Bits de usuario PT5[31-1]
PT6	No usar PT6[32]	Bits de usuario PT6[31-1]

Tabla 1.3: Distribución de los puertos de entrada del sistema embebido.

En la tabla 1.4 se muestra la distribución de los puertos de salida donde, a diferencia de los puertos de entrada sólo se tienen disponibles dos tres puertos ya que el PT0 pertenece a la comunicación WiFi, como se mencionó anteriormente [25] .

PT0	No usar PT1[32]	Reservado para escritura del módulo WIFI PT0[31-1]
PT1	No usar PT1[32]	Bits de usuario PT1[31-1]
PT2	No usar PT1[32]	Bits de usuario PT2[31-1]

Tabla 1.4: Distribución de los puertos de salida del sistema embebido.

Los valores de las variables o constantes pueden ser almacenados tanto en registros como en la memoria RAM, estos valores son procesados en el microprocesador de acuerdo al algoritmo programado por el usuario. Los valores obtenidos son entonces entregados a la salida para su aplicación al sistema físico, en este caso al motor trifásico tipo brushless.

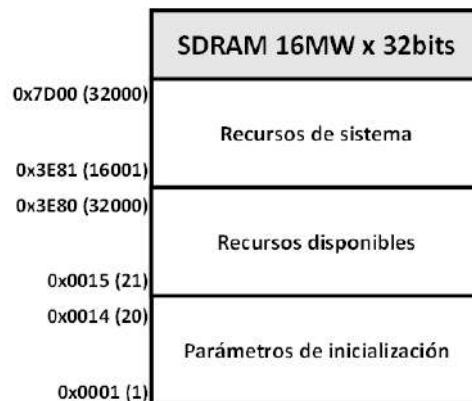


Figura 1.17: Mapa de memoria RAM.

En la figura 1.17 se muestra la distribución de la memoria RAM, es en este bloque donde se almacenan temporalmente los parámetros de inicialización que el sistema requiere, esta tiene espacio para almacenar los valores de los cálculos aritméticos, trigonométricos y lógicos que realiza el microprocesador.

1.8.1. Lenguaje de Programación del Sistema Embebido

Para poder utilizar el sistema embebido es necesario el uso de un lenguaje de programación, dicho lenguaje se denomina Código D [26], el cual permite al usuario ejecutar diferentes funciones de acuerdo a las necesidades específicas del sistema a trabajar. Este lenguaje consta de una serie de instrucciones básicas tales como operaciones aritméticas, trigonométricas, lógicas, operación bit a bit, manejo de números enteros y de punto flotante. La sintaxis de cada una de estas operaciones se muestra en la figura 1.18.

INSTRUCCIÓN Y SINTAXIS				
IF	R	>, <, >=, <=	R o N	
CÓDIGO A REALIZAR SI LA CONDICIÓN ES CIERTA				
ENDIF				
WHILE	R	>, <, >=, <=	R o N	
CÓDIGO A REALIZAR REPETIDAMENTE SI LA CONDICIÓN ES CIERTA				
ENDWHILE				
FOR	N (VALOR DE INICIO)	N (VALOR DE AUMENTO)	N (VALOR FINAL)	
CÓDIGO A REALIZAR REPETIDAMENTE				
ENDFOR				
DELAY				
R	=	N		
R	=	R	+	R o N
R	=	R	-	R o N
R	=	R	*	R o N
R	=	R	/	R o N
R	=	R o N	^	R o N
R	=	LN		R o N
R	=	EXP		R o N
R	=	SQRT		R o N
R	=	SIN		R o N
R	=	COS		R o N
R	=	TAN		R o N
R	=	CSC		R o N
R	=	SEC		R o N
R	=	COT		R o N
R	=	SINH		R o N
R	=	COSH		R o N
R	=	TANH		R o N
R	=	CSCH		R o N
R	=	SECH		R o N
R	=	COTH		R o N
R	=	ARCSIN		R o N
R	=	ARCCOS		R o N
R	=	ARCTAN		R o N
LRAM	DIRECCIÓN	R		
ERAM	R	DIRECCIÓN		
LPOR	P	R		
EPOR	R	P		

Figura 1.18: Conjunto de instrucciones para programación del sistema embebido.

Como se observa en la figura 1.18 se tienen: i) la sentencia condicional IF; ii) las sentencias cíclicas WHILE y FOR; iii) la instrucción DELAY para realizar los retardos necesarios debido a que la velocidad del sistema embebido es de 100 MHz; iv) se tienen las operaciones aritméticas y trigonométricas, las cuales son operadas mediante registros R, dichos registros almacenan datos de 32 bits, estos datos son numéricos de tipo entero o de punto flotante; v) se cuenta con doce registros en total para ser utilizados en el procesamiento de los datos, sin embargo esta capacidad de almacenaje de datos se aumenta considerablemente haciendo uso de la memoria RAM, lo que hace que la cantidad de datos que se pueden almacenar y procesar sea altamente extensa. Para esto se tienen las instrucciones para guardar y extraer datos ERAM y LRAM, respectivamente y vi) se tienen las operaciones de escritura y lectura de puertos LPOR y EPOR, las cuales nos sirven para ingresar datos al sistema embebido, para realizar su procesamiento y para enviar datos al sistema externo que se está manejando.

1.8.2. Compilador

Para llevar a cabo la implementación del algoritmo deseado se hace uso de la serie de instrucciones básicas que se describieron anteriormente, entonces dicho código es escrito en un archivo de texto, el cual necesita ser procesado para pasarlo a un lenguaje que pueda interpretar el sistema embebido. Este traductor se denomina compilador código D, el cual nos genera un código hexadecimal que es el que será proporcionado a nuestro sistema embebido.



Figura 1.19: Secuencia de pasos del compilador de código D.

En la figura 1.19 se muestra la interfaz que utiliza el compilador, dicho compilador cuenta con cinco pestañas las cuales se utilizan para de cargar código (1), nueva compilación (2), compilar y generar código ensamblador (3), generar archivo hexadecimal (4) y finalizar (5).

La pestaña *Cargar Código* permite seleccionar el archivo de texto a compilar, la pestaña *Nueva Compilación* indica al compilador que se va a iniciar una compilación nueva, por lo tanto elimina las compilaciones anteriores, en la pestaña de *Compilar y Generar Archivo Ensamblador* se genera como su nombre lo indica el archivo ensamblador cuya extensión es .ens, que es el paso intermedio entre el archivo de texto cuya extensión es .txt y el archivo Hexadecimal. Este archivo es por lo tanto es generado con la pestaña *Generar Archivo Hex*, una vez realizados estos pasos de forma secuencial se tiene ya listo el archivo que será cargado al sistema embebido. El compilador de código D tiene un apartado que indica si el archivo de texto donde se encuentra nuestro código tiene algún error, en cuyo caso no se podrá realizar la compilación hasta que sea corregido.

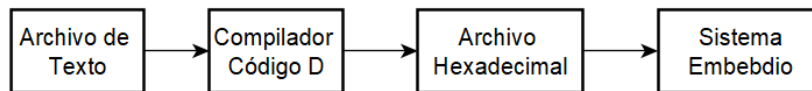


Figura 1.20: Proceso de compilación.

El proceso para llevar a cabo la compilación del algoritmo escrito en el archivo de texto se muestra en la figura 1.20, donde una vez generado el archivo de texto se realiza el proceso de conversión a código hexadecimal, el cual será finalmente cargado al sistema embebido.

1.8.3. Interface de Usuario

La Interfaz de usuario para la descarga del algoritmo creado por el usuario se muestra en la figura 1.21. Esta interfaz está desarrollada en el software LabVIEW, la cual es una interfaz base sobre la cual se hacen las modificaciones necesarias para adaptarla a las necesidades propias del proyecto. Esta interfaz cuenta con 3 pestañas, estas son: i) *Descarga de Software* (A), que es en donde se realiza la carga del archivo Hexadecimal; ii) la pestaña *Descargar Datos a RAM* (B), que se utiliza para el almacenamiento de datos en la memoria RAM; iii) la pestaña de *Ejecución de Programa* (C), que es en donde se realiza la carga de los parámetros y se pone en funcionamiento el sistema embebido. Además se tiene la pestaña de *Manual de Usuario* (D), donde se encuentra la ayuda necesaria para el uso adecuado de la interfaz de usuario. La comunicación con esta interfaz se realiza inalámbricamente utilizando el WiFi de la PC dado, que el sistema embebido cuenta con su módulo WiFi como se mencionó anteriormente. Se tiene también un indicador de *Estado* que muestra el estatus de la comunicación WiFi entre la PC y el sistema embebido. Este sirve para verificar que el sistema embebido se encuentre funcionando adecuadamente y no se tenga pérdida de información al realizar la descarga del archivo Hexadecimal; este indicador se muestra en el recuadro (4) junto con el botón *Terminar* que se encarga de interrumpir o terminar la comunicación WiFi.



Figura 1.21: Interface para realizar la carga del software.

Cuando se selecciona la pestaña *Descarga de Software* (A) se tiene disponible el botón descargar, el cual indica al sistema embebido que se va a descargar el archivo Hexadecimal al sistema embebido, este botón se muestra en el recuadro (2). También tenemos una barra que indica el estatus del inicio y fin de la descarga del archivo, en caso de existir algún error en la descarga este será desplegado en el recuadro de mensajes (3). En el recuadro (1) se tienen dos indicadores numéricos: HDIR y HMINST, estos son dos vectores se utilizan para la depuración de la transferencia de datos entre la PC y el sistema embebido.

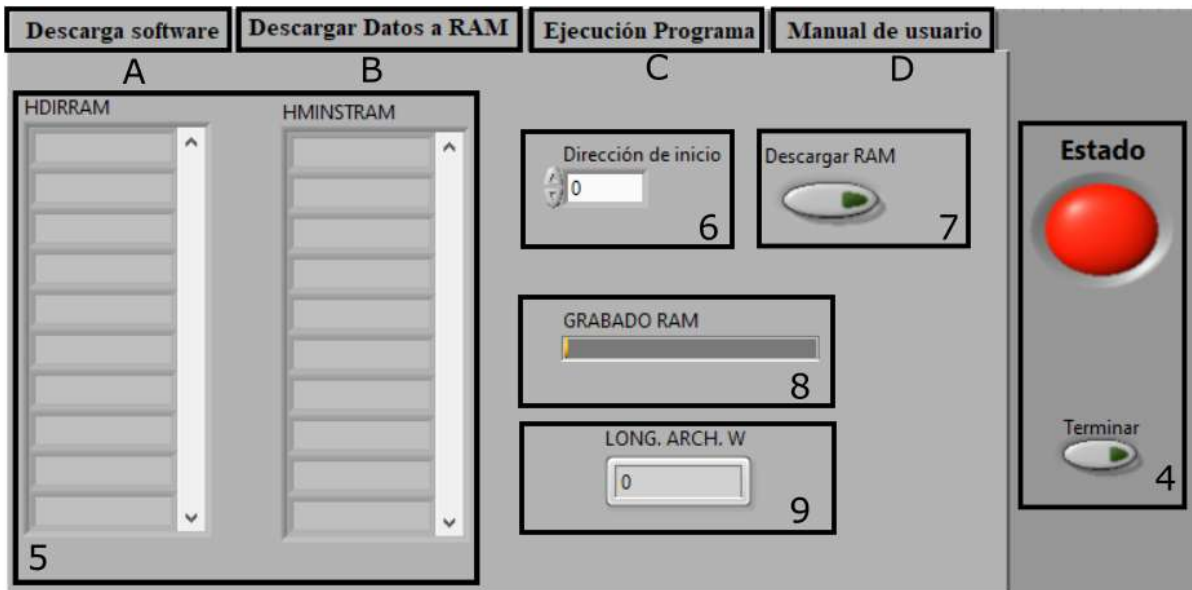


Figura 1.22: Pestaña acceso a memoria RAM.

En la figura 1.22 se muestra la interfaz que aparece cuando se selecciona la pestaña (B) que es *Descargar Datos a RAM*. Entonces se pueden usar datos que son exclusivos para su manipulación en la memoria RAM, estos datos pueden ser accedidos por el procesador para su implementación en el algoritmo del usuario. Aquí se tiene disponible el botón de *Descarga* que da acceso a la tabla de datos, como se indica en el recuadro (7); en el recuadro (8) se tiene un indicador de descarga en memoria RAM, en el recuadro (6) se selecciona la dirección de memoria la cual indica al procesador a partir de qué posición se va a almacenar la información. En el recuadro (5) se tienen los vectores HDIRRAM y HMINSTRAM, los cuales depuran los datos de la memoria RAM, y finalmente, en el recuadro (9) se tiene el indicador de dimensión de tabla de datos por transferir.

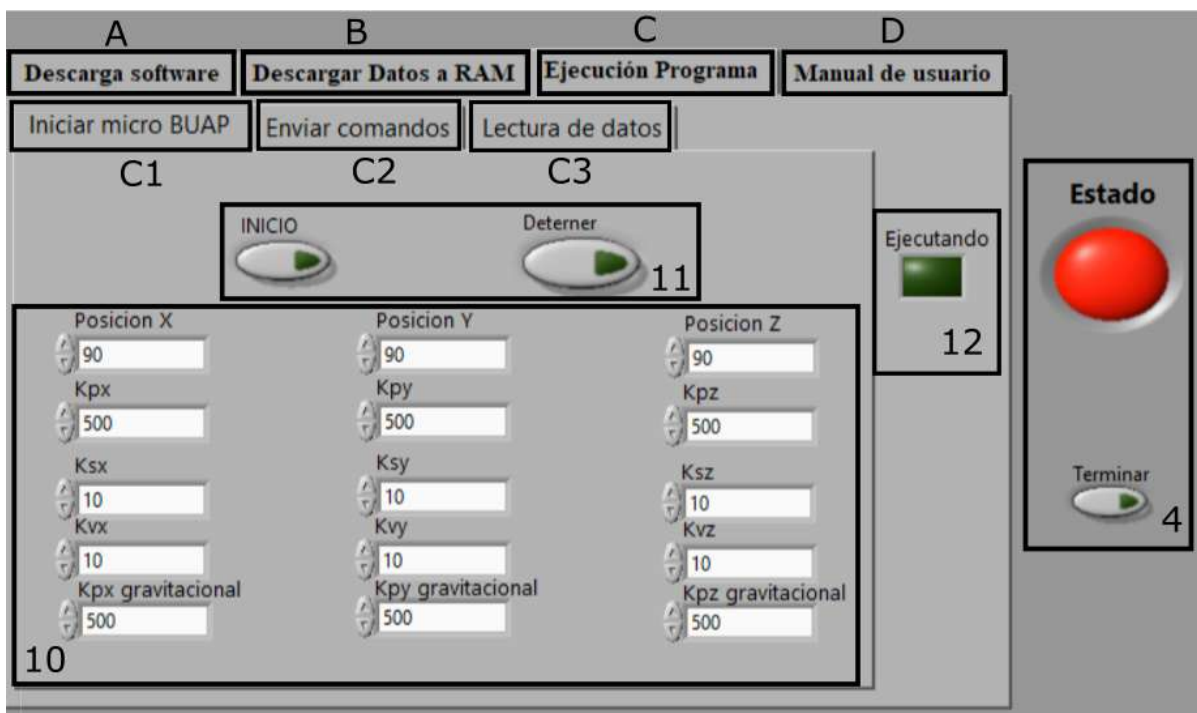


Figura 1.23: Interfaz para transferencia de parámetros.

En la figura 1.23 se muestra la interfaz de usuario base para realizar la carga de parámetros que aparece cuando se selecciona la pestaña (C) *Ejecución Programa*. En esta también se tienen tres pestañas adicionales: C1, C2 y C3, cuando se selecciona la pestaña C1 que es *Iniciar micro BUAP*, se tiene la posibilidad de guardar y enviar 15 valores de parámetros diferentes los cuales se indican en el recuadro 10. Estos valores son enviados al sistema embebido con el botón *INICIO* que se muestra en el recuadro (11), donde este botón también activa al sistema embebido, que iniciará todo el procesamiento matemático y lógico que ha sido programado por el software desarrollado por el usuario. Para detener la operación del sistema se utiliza el botón *DETENER*; en el recuadro (12) se muestra un indicador, el cual muestra si el sistema se encuentra en funcionamiento.

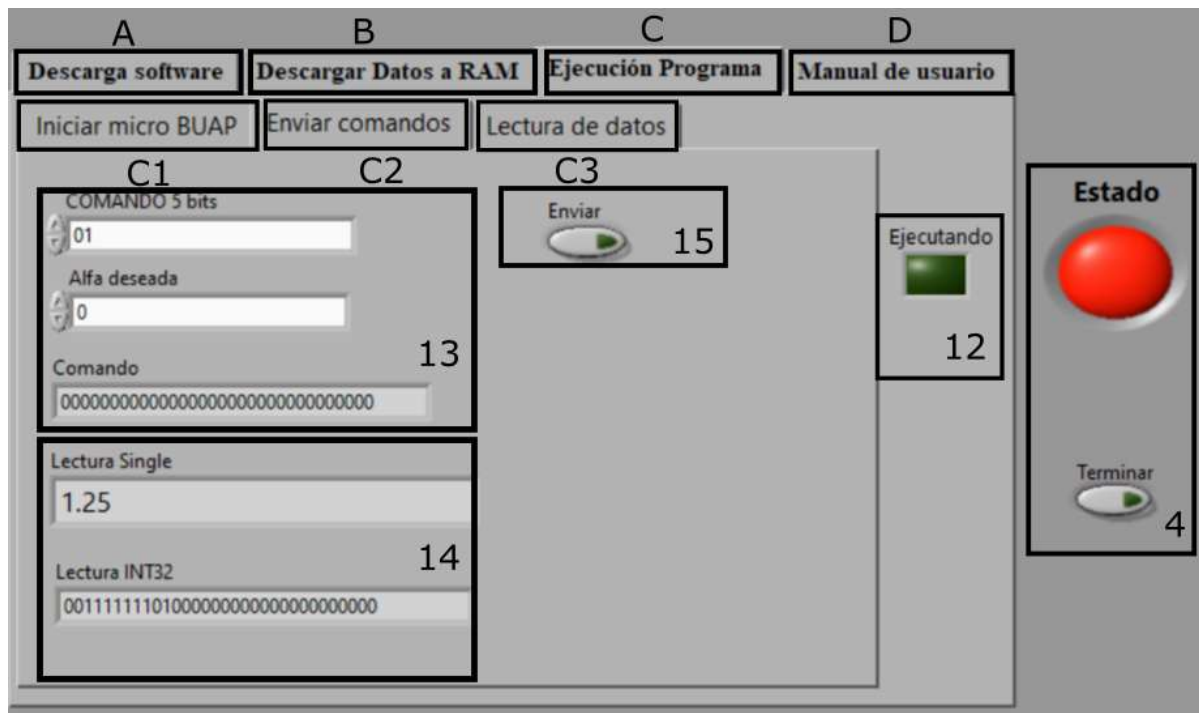


Figura 1.24: Interfaz para envío y monitoreo de parámetros.

Cuando se selecciona la pestaña *C2 Enviar Comandos*, la interface que aparece se muestra en la figura 1.24. En esta se tiene la posibilidad de enviar un parámetro específico al sistema embebido, este se ingresa en el apartado *COMANDO 5 bits*, que es donde se indica en cuál de los 15 parámetros disponibles se va a almacenar el dato a enviar, luego entonces en el apartado *Alfa Deseada* se ingresa el valor del parámetro, estos se muestran en el recuadro 13. La ventana *Comando* indica el equivalente de los dos valores ingresados en el formato en el que es entendible al sistema embebido. En el recuadro (14) se pueden monitorear los datos enviados al sistema embebido que esta en dos formatos; el primero que está indicado en el apartado *Lectura Single*, el cual es un dato que puede leer el usuario y el de *Lectura INT32* que es el dato que el sistema está interpretando. En el recuadro (15) se tiene el botón *Enviar* que es el que se encarga de enviar el parámetro deseado al sistema embebido.

Al seleccionar la última pestaña que corresponde a *Lectura de Datos (C3)*, tenemos la pantalla que se muestra en la figura 1.25, en esta se puede visualizar los datos recibidos en la computadora (ver recuadro 16); los datos recibidos son programados de acuerdo a las necesidades del usuario en el software descargado al procesador. Se cuenta también con la función de almacenar los datos recibidos (ver recuadro 17), ahí se encuentra también un botón que sirve para iniciar el proceso de grabado en el archivo deseado. Con esto se genera un archivo de texto con extensión *.DAT*, donde cada línea de datos corresponde a una lectura hecha por la interfaz, este archivo tiene la restricción que consiste en transferir los datos del procesador en formato entero y, posteriormente, estos se visualizan en formato de punto flotante, lo que

hace necesario que se realice un acondicionamiento de la información para su correcta lectura y posterior interpretación.

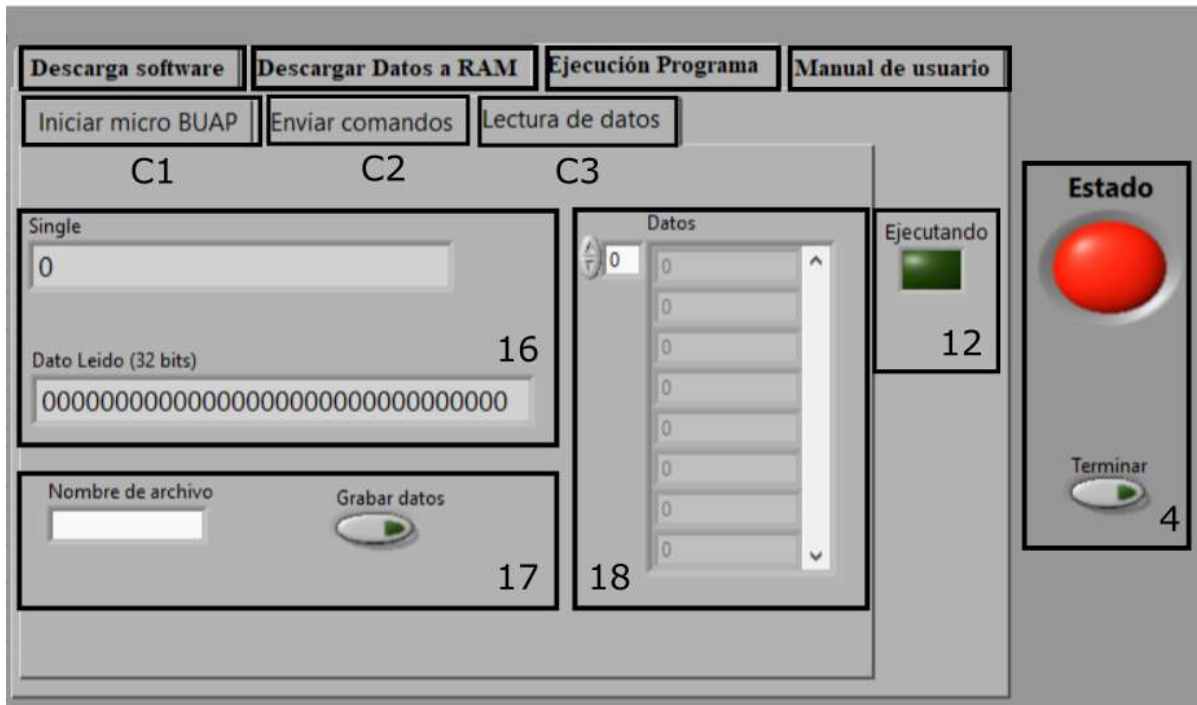


Figura 1.25: Interfaz para lectura de datos.

Finalmente en el recuadro (18) se puede visualizar cada dato por línea, en este caso solo sirve como un indicador de la grabación de datos, ya que todos los datos se graban en el archivo .DAT como se mencionó anteriormente.

1.9. Tarjeta FPGA

EL sistema embebido se encuentra implementado en una tarjeta de desarrollo FPGA modelo DE0-CV [24], la cual fue seleccionada por su costo bajo y la capacidad de compuertas disponibles para realizar su programación. Otro de los motivos para su implementación en el FPGA es el hecho de que es posible implementar módulos de propósito específico *IP*, es decir que con esto se puede desarrollar firmware adicional para una tarea específica. Además se pueden correr diversos módulos de firmware en paralelo, esto a nivel sistemático es considerado como control en tiempo real. La implementación del sistema embebido completo solo ocupa una parte de la FPGA en emular el microprocesador.

La FPGA cuenta una ranura de expansión para tarjetas SD para aumentar la capacidad de memoria, tiene una SDRAM propia utilizada para almacenar las instrucciones de los programas desarrollados. Como se aprecia en la figura 1.26, la tarjeta cuenta con puertos de entrada salida de tipo USB, VGA y PS/2; además cuenta con dos bloques de expansión para terminales de

40 pines, que pueden ser configurados como interfaces de entrada o salida en función de las necesidades del usuario. Se tienen 4 botones, se incluye un botón de *reset general* de la tarjeta y un bloque de 10 switch que pueden ser utilizados para generar interrupciones o para realizar alguna otra operación necesaria.

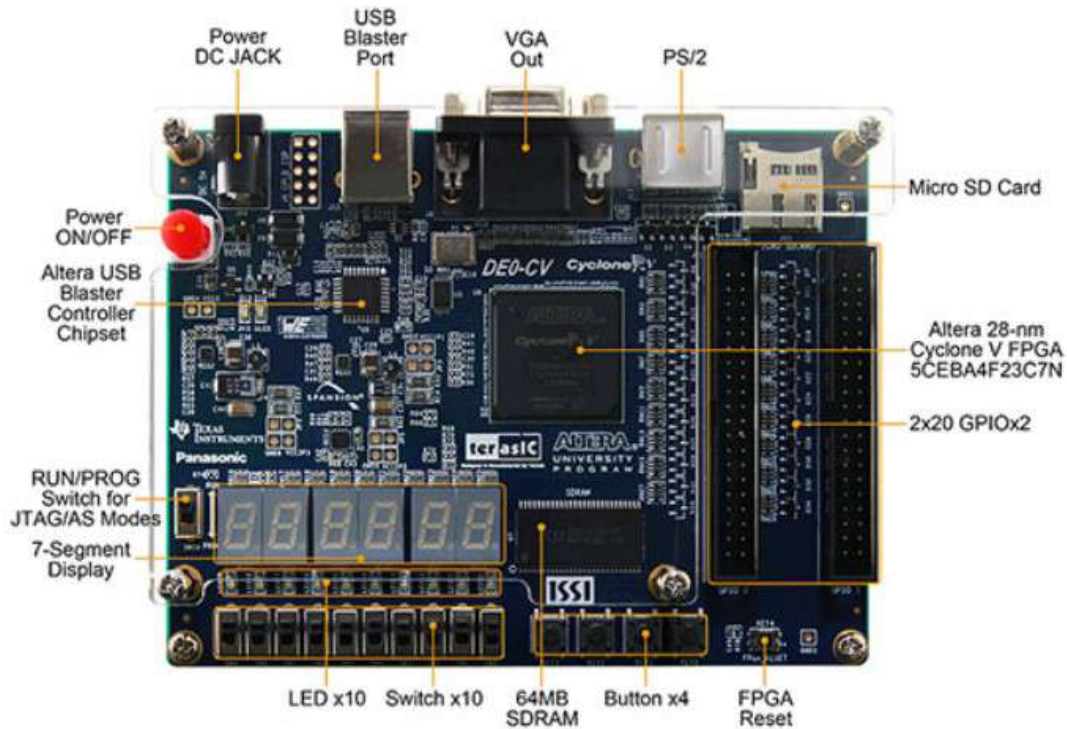


Figura 1.26: FPGA DE0-CV [24].

Esta tarjeta cuenta con las siguientes características principales:

- Chip Cyclone V.
- 49 K Elementos de lógica programable.
- 3080 Kbits de memoria embebida.
- 4 PLLs fraccionales.
- Dispositivo de configuración serial de Altera EPCS64.
- 64 Mbyte SDRAM, x 16 bits de bus de datos.
- Dos bloques de 40 pines de expansión.
- Socket para tarjetas Micro SD.

En la figura 1.18 se presenta la distribución de pines físicos que se utilizan para conectar al sistema físico en función del software programado.

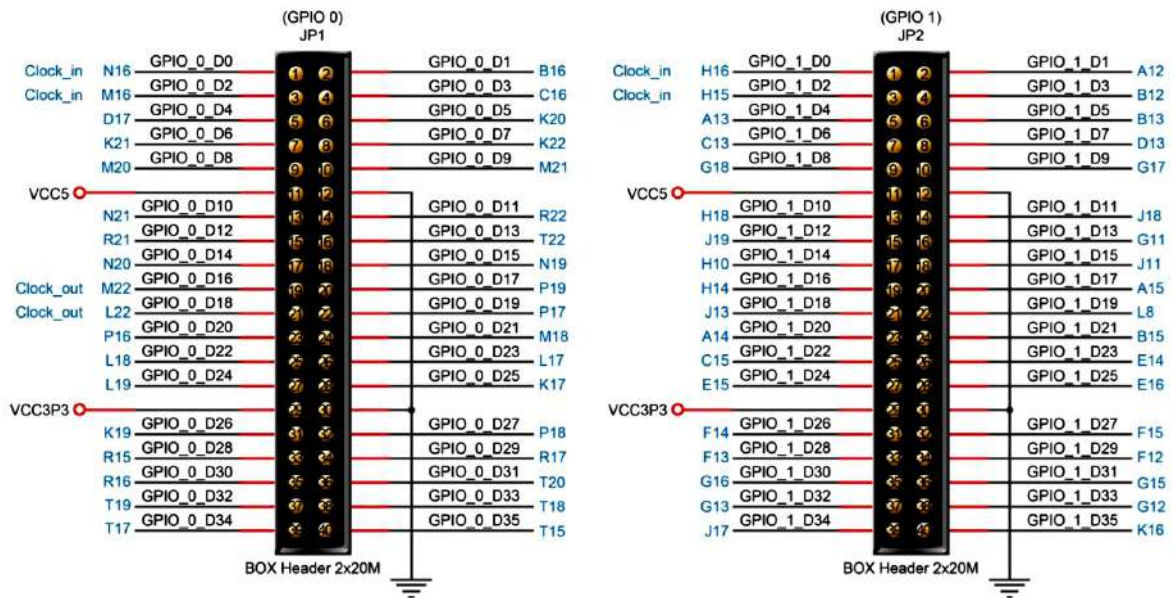


Figura 1.27: Distribución de pines FPGA DE0-CV [24].

1.9.1. Módulo de Comunicación Inalámbrica WiFi

Como se ha mencionado anteriormente, el sistema embebido posee un módulo de comunicación WiFi el cual es la interfaz que sirve para realizar la programación de este mediante una PC y el software Labview. Dicho módulo se muestra en la figura 1.28. Este módulo se conecta al sistema embebido mediante el puerto PT0.

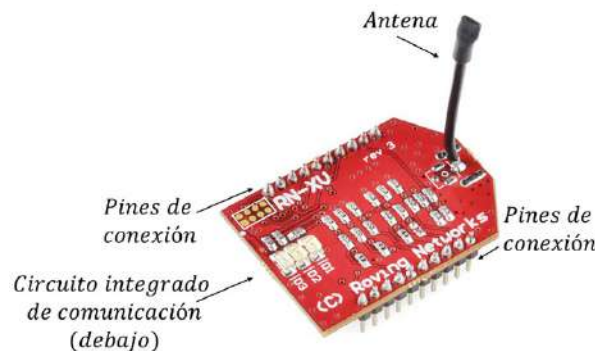


Figura 1.28: Módulo de comunicación inalámbrica WiFi [27].

Este módulo se configura mediante la asignación de un IP, su modo de operación es en modo punto de acceso o AP (*Access Point*) de esta forma se crea una red inalámbrica que será accesada a través del ordenador, de esta forma se tiene una comunicación directa entre PC y sistema embebido.

Para configurar el módulo se realiza primero la conexión entre la PC y el módulo, (ver figura 1.29), donde se observa que el nombre de la red que proporciona el módulo es WiFly-EZX-ac; al seleccionar esta red la PC se conecta automáticamente, posteriormente se procede a configurar ciertos parámetros del módulo para que pueda acoplarse al sistema embebido.

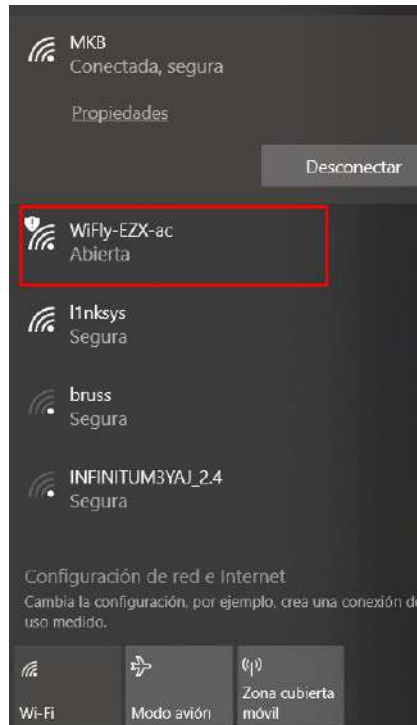


Figura 1.29: Conexión entre el módulo de comunicación inalámbrica WiFi y la PC.

Para configurar los parámetros se hace uso del software TeraTerm, donde se ingresan los valores de IP que trae por defecto el módulo, el cual es IP: 1.2.3.4, el tipo de conexión o servicio en este caso Telnet y el número de puerto que es 2000.

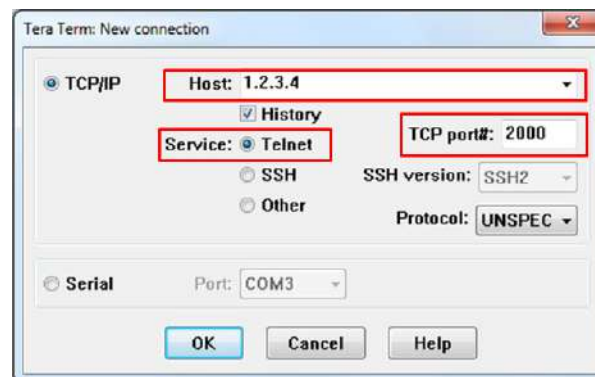
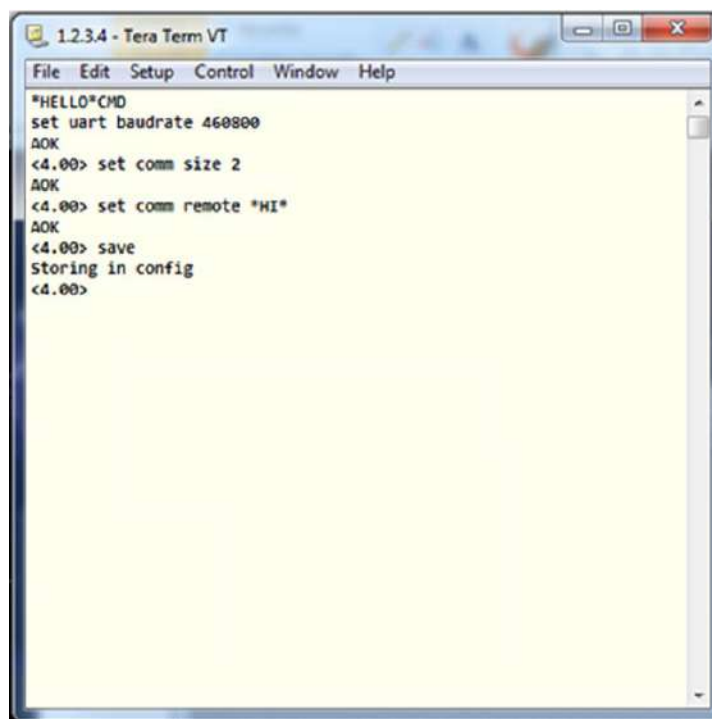


Figura 1.30: Terminal TeraTerm.

Con esto se logra acceder a la consola de comandos del módulo WiFi (ver figura 1.31), el cual

muestra la palabra de bienvenida *Hello*.



```
1.2.3.4 - Tera Term VT
File Edit Setup Control Window Help
*HELLO*CMD
set uart baudrate 460800
AOK
<4.00> set comm size 2
AOK
<4.00> set comm remote *HI*
AOK
<4.00> save
Storing in config
<4.00>
```

Figura 1.31: Parámetros de configuración del módulo WiFi.

Es aquí donde se configura la velocidad de transmisión o *baudrate* en 460800, el tamaño de la palabra que es de 5 y el mensaje de bienvenida HOLA. Con esto se tiene listo el módulo WiFi para que pueda ser reconocido por el sistema embebido y por ende poder realizar la comunicación entre la PC y el sistema embebido inalámbricamente.

1.10. Conclusiones

Al estudiar y describir los fenómenos físicos que ocurren al hacer pasar una corriente en un conductor, se obtuvo la idea general de cómo se tienen que hacer los cambios en la dirección de esta para poder cambiar la polaridad del campo magnético y la interacción que se logra al usar un imán permanente al acercarlo al campo generado por el electroimán. Con esto se comprendió la forma en que el rotor puede girar sin que exista un contacto físico con las bobina del estátor y de esta manera comprender el funcionamiento del motor brushless. Se introdujo el sistema embebido que se utilizara para llevar a cabo el accionamiento del motor trifásico tipo brushless y se llevó a cabo el estudio de sus componentes y las prestaciones disponibles para su correcto uso.

Capítulo 2

Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless

El sistema mecánico del motor trifásico tipo brushless se diseña con el software SolidWorks versión 2017, aquí se desarrollaron los diseños preliminares del rotor, el estátor, el soporte y el sistema mecánico de extracción del estátor.

2.1. Diseño Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless

En la figura 2.1 se muestra el motor ensamblado totalmente, se aprecian las vistas lateral y en perspectiva donde se indican las 2 partes principales del motor [28]: el rotor y el estátor, se muestran también el eje que sirve como soporte para el rotor y los resortes que se encargan de 2 funciones: la primera es la de soporte para el estátor y la segunda para darle estabilidad cuando se realice la extracción del estátor de su posición original cuando se necesite, el resto de las partes se describen posteriormente.

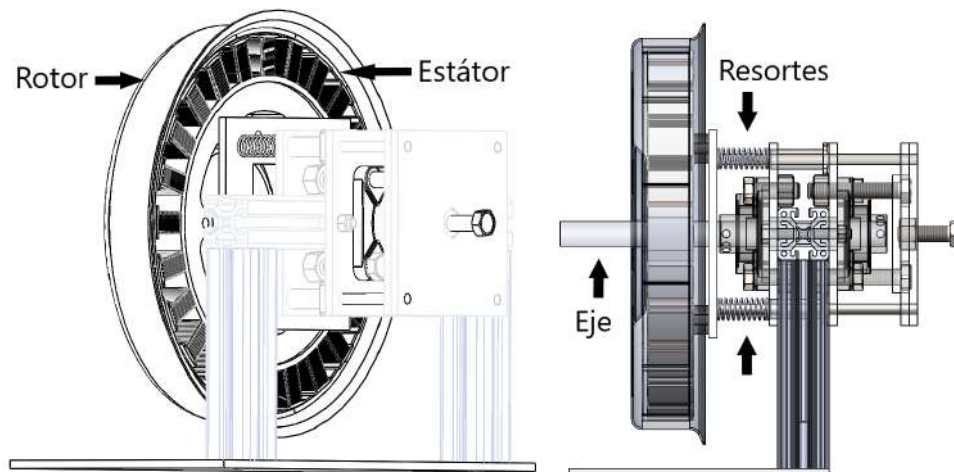


Figura 2.1: Motor trifásico tipo Brushless.

2.1.1. Rotor

Para integrar el rotor se utilizará una base circular metálica con un diámetro interno de 30.10 cm, ancho de 5.50 cm y grosor de aproximadamente 0.80 cm. Estas dimensiones se ilustran en la figura 2.2.

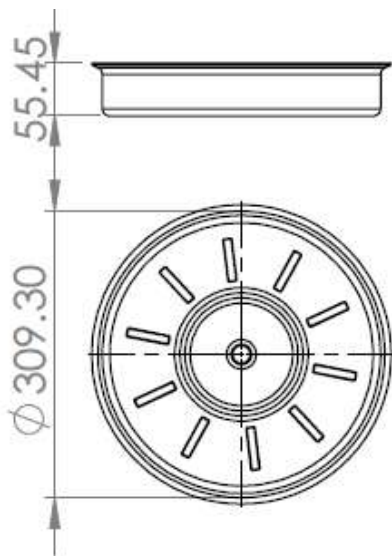


Figura 2.2: Diseño preliminar del rotor.

En esta base se integrarán los doce imanes permanentes, los cuales están distribuidos en el interior de la base como se muestra en la figura 2.3.

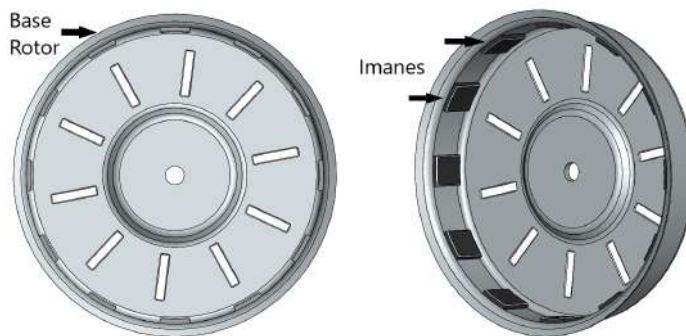


Figura 2.3: Rotor.

Los imanes permanentes están colocados en tercias, es decir que tres imanes permanentes tendrán la polaridad norte (N). Contiguamente al lado derecho e izquierdo de esta tercia se tendrá otra tercia de imanes permanentes con polaridad sur (S), de tal forma que los doce imanes permanentes quedan colocados como se muestra en la figura 2.4.

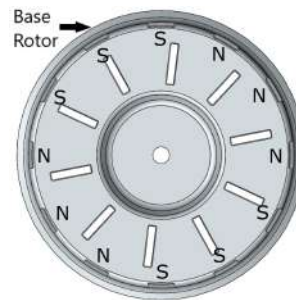


Figura 2.4: Distribución y polaridades de los imanes permanentes.

2.1.2. Estátor

El estátor consta de doce bobinas distribuidas como se muestra en la figura 2.5, estas bobinas formarán los electroimanes, los cuales están conectados en configuración estrella o Y y se distribuyen en la base del estátor que se denomina núcleo, la separación entre cada electroimán es de 0.59 cm, el núcleo tiene entonces un diámetro de 28.50 cm, como se muestra en la figura 2.5

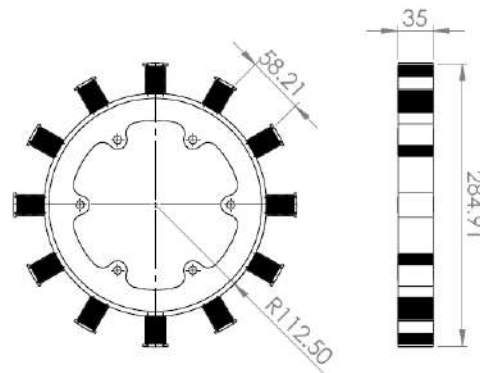


Figura 2.5: Diseño preliminar del estátor.

En la figura 2.6 se muestra el diseño del estátor con las doce bobinas, las cuales están interconectadas en configuración Y.

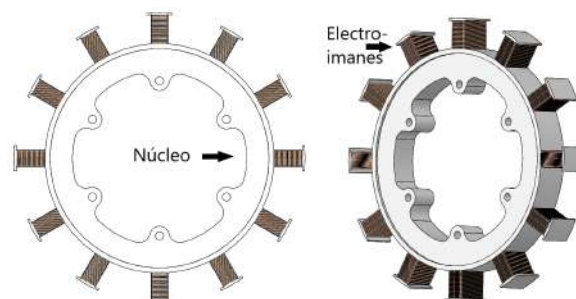


Figura 2.6: Estátor.



Figura 2.7: Rotor y estátor.

En la figura 2.7 se muestra la integración del rotor y el estátor del motor trifásico. Como tal no se llevó a cabo la manufactura del estátor y el rotor diseñados, debido al costo alto que implica la realización de una sola pieza. Sin embargo, en el desarrollo de la investigación de motores trifásicos tipo Brushless se encontró que este tipo de motores son implementados en lavadoras de la marca LG modelo WFS1783 [29]. La diferencia es que estos motores están integrados por 36 bobinas en lugar de las 12 que se habían propuesto en el diseño y consta de 36 imanes permanentes agrupados en doce bloques en lugar de solo 12 imanes permanentes. Cada imán permanente está formado por 3 imanes con lo que de igual manera se tienen 36 imanes permanentes. Se realizó entonces la búsqueda del estátor y rotor que utiliza este electrodoméstico, los cuales fueron adquiridos a través del portal de compras en línea. Las piezas que se adquirieron no son nuevas, fueron retiradas de un equipo dañado, sin embargo al realizar las pruebas a los embobinados estos se encontraron funcionales, el rotor adquirido presentaba algunos daños en los imanes permanentes, sin embargo estos fueron reemplazados.



Figura 2.8: Rotor y estátor del motor trifásico tipo Brushless [29].

En la figura 2.8 se muestra el rotor, el cual consta de 12 imanes permanentes y el estátor que está integrado por 36 bobinas interconectadas en configuración Y.

En la tabla 2.1 se muestran las características del rotor y el estátor utilizados en este proyecto.

Características Rotor	Características Estátor
Diámetro: 30.0 cm	Diámetro Base: 26.5 cm
Grosor: 5.0 cm	Grosor Base estátor: 1.50 cm
Número de Imanes Permanentes: 12×3	Número de Bobinas: 36
Material Imanes: Ferrita	Tipo de Conexión: Conexión tipo Y
Peso: 2489.4 gr	Dimensiones Bobinas (W \times H \times D): 1.50 cm \times 2.50 cm \times 3.20 cm
	Peso: 2454.3 gr

Tabla 2.1: Características del rotor y el estátor.

2.2. Base Motor Trifásico Tipo Brushless

En la figura 2.9 se muestra la vista de la base que se diseñó para el soporte del estátor y el rotor, es decir, el mecanismo que soporta completamente al motor trifásico tipo Brushless.

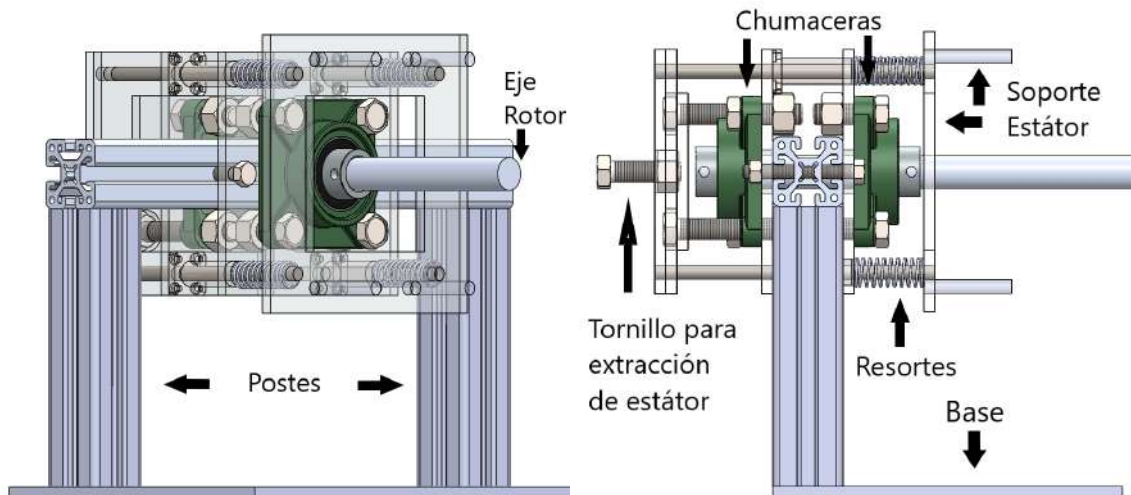


Figura 2.9: Base del motor.

En la figura 2.9 se muestra el diseño del soporte del motor, este consta de las siguientes partes: 1 base de aluminio colocada de manera horizontal, 3 perfiles de aluminio (dos de los cuales son colocados de forma vertical denominados postes y uno de forma horizontal soportado por los dos primeros de menor longitud), 6 placas de aluminio colocadas de manera vertical (dos de las cuales están fijadas al poste horizontal) y 2 chumaceras de 3/4". Sobre la placa frontal se

colocará el estátor, el cual tiene cuatro tornillos que lo sujetaran, el rotor será sostenido por un eje, este eje atravesará las dos chumaceras de pared que le permitirán girar libremente.

El tornillo de extracción de estátor servirá para hacer que el soporte del estátor se mueva horizontalmente, esto con el propósito de que cuando el motor esté en funcionamiento, es decir que el rotor se encuentre en movimiento, se pueden retirar las bobinas del estátor de manera manual y lenta con el propósito de observar cuál es el comportamiento de giro del rotor.

Los resortes harán la función de mantener de manera vertical al soporte del estátor, de tal manera que, al hacer la extracción de este, no se afecte la alineación que existe entre el rotor y el estátor con el fin de evitar que colapsen los imanes permanentes con las bobinas del estátor.

Las piezas que integran la base son de aluminio con un grosor de 1/4" de pulgada, las chumaceras son de metal al igual que la tornillería de sujeción, estas partes se describen a continuación.

2.2.1. Base

La base de aluminio es la que soporta los dos postes verticales que sostienen a todo el mecanismo del motor, esta tiene las siguientes características:

- Material: Aluminio 1/4" de grosor
- Dimensiones: 40 cm × 20 cm

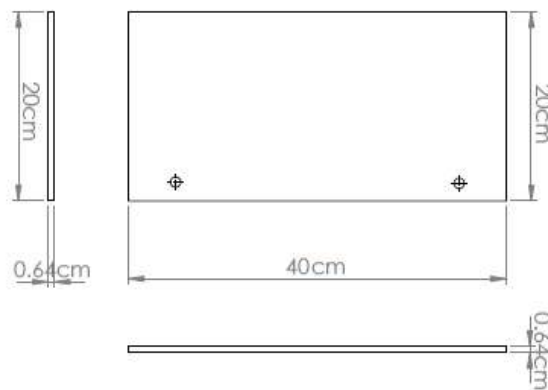


Figura 2.10: Dimensiones de la base de aluminio.

2.2.2. Postes Izquierdo y Derecho

Se utilizan dos postes de aluminio tipo perfil, estos van colocados sobre la base de aluminio y también se encargan de sostener el poste horizontal, estos tienen las siguientes características:

- Material: Perfil Aluminio 4 cm × 4 cm
- Longitud: 14 cm

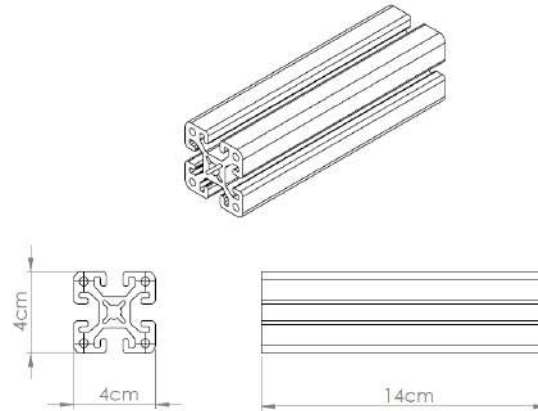


Figura 2.11: Dimensiones de los postes izquierdo y derecho.

2.2.3. Soporte Horizontal

El soporte horizontal va sobre los dos postes verticales, este tiene las siguientes características:

- Material: Perfil Aluminio 4 cm × 4 cm
- Longitud: 34 cm

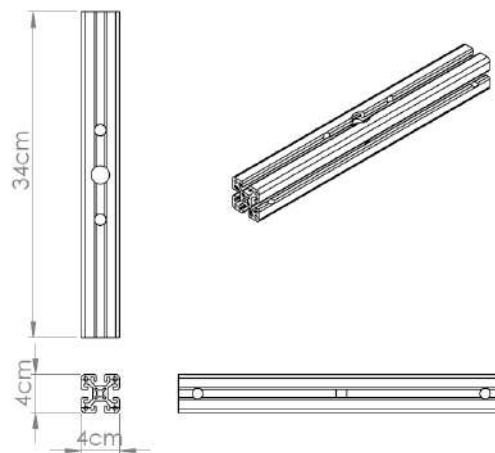


Figura 2.12: Dimensiones del soporte horizontal.

2.2.4. Placa de Soporte para Estátor

La placa que sirve para dar soporte al estátor tiene las siguientes características:

- Material: Aluminio 1/4" grosor
- Largo: 16 cm × Ancho: 16 cm
- Orificio Central: 9 cm × 9 cm

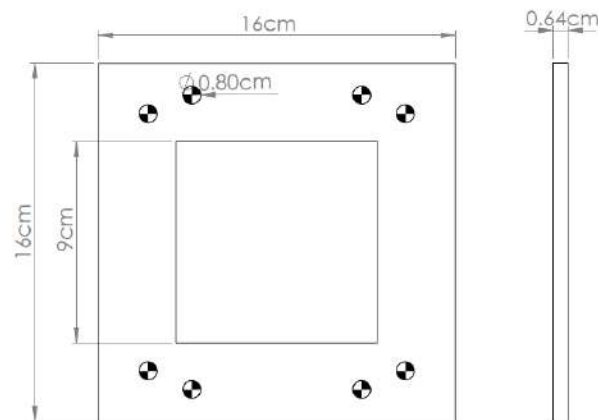


Figura 2.13: Dimensiones de la placa de soporte del estátor.

Esta placa tiene cuatro postes de 0.8 cm de diámetro y 5.03 cm de longitud, que son los que se encargan de dar soporte al núcleo del estátor.

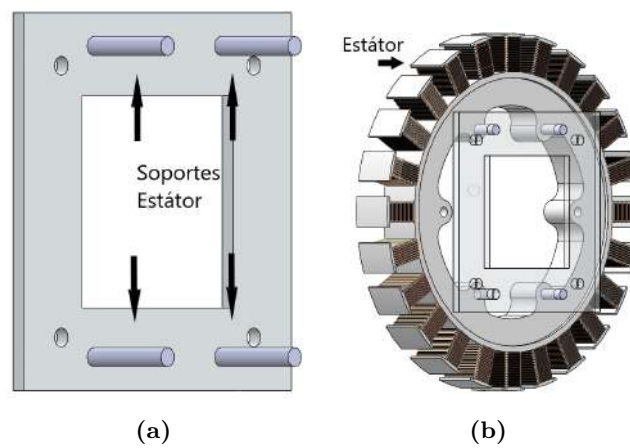


Figura 2.14: Soporte del estátor.

En la figura 2.14b), se muestra el ensamble entre la placa de soporte para el estátor y el estátor y como se puede apreciar el estátor está soportado por cuatro ejes que se indican en la figura 2.14a).

2.2.5. Placa Posterior

La placa posterior sirve para sujetar la placa de soporte del estátor y una chumacera de pared, esta tiene las siguientes características:

- Material: Aluminio 1/4" grosor
- Largo: 14.0 cm × Ancho: 14.0 cm

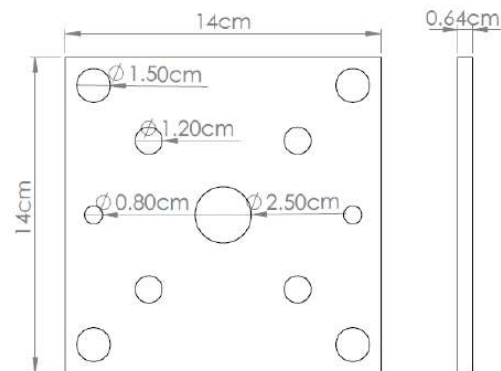


Figura 2.15: Dimensiones de la placa posterior.

Esta placa va sujeta al poste horizontal mediante dos tornillos de 5/16" pulgadas como se muestra en la figura 2.16.

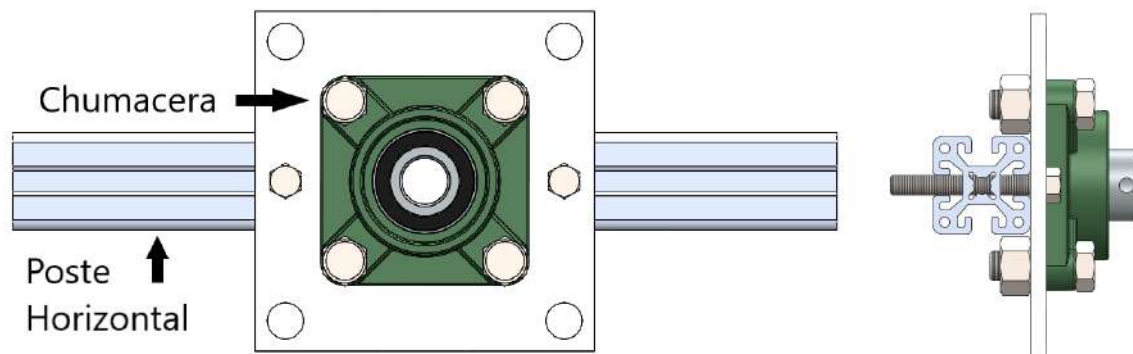


Figura 2.16: Placa posterior ensamblada con poste horizontal y chumacera.

2.2.6. Placa Anterior 1

La placa anterior 1 tiene las mismas características que la placa posterior, también forma parte del sistema de sujeción de la placa de soporte del estátor.

- Material: Aluminio 1/4" grosor
- Largo: 14.0 cm × Ancho: 14.0 cm

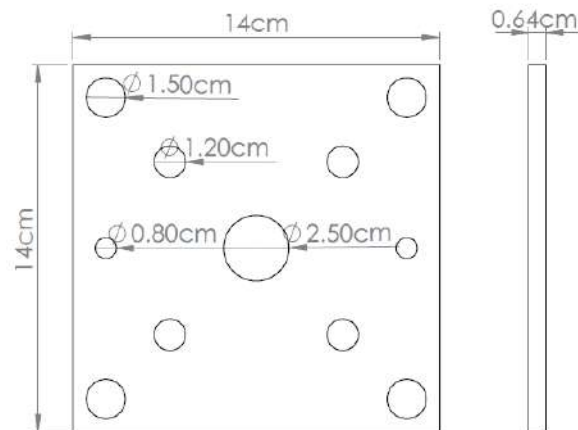


Figura 2.17: Dimensiones de la placa anterior 1.

En la placa posterior 1 van colocados 4 rolamientos lineales, los cuales están sujetos en cada una de las esquinas, dicha placa también está sujeta al poste horizontal mediante dos tornillos de 5/16" in. En esta placa va colocada la segunda chumacera de pared que complementa a la chumacera de la placa posterior, las cuales soportan el eje del estátor, este ensamble se muestra en la figura 2.18.

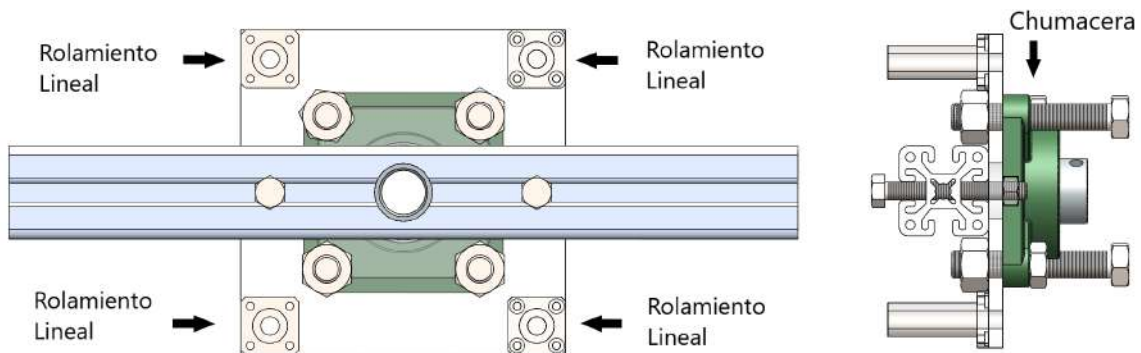


Figura 2.18: Placa posterior ensamblada al poste horizontal y chumacera.

2.2.7. Chumaceras

Se utilizan 2 chumaceras de pared de 3/4" las cuales servirán para colocar el eje del rotor del motor trifásico tipo Brushless, estas sirven para que el rotor pueda girar libremente. Las dos chumaceras van colocadas en la placa posterior y en la placa anterior 1 y se muestran en la figura 2.19.

- Material: Metal.
- Diámetro interno: 2.10 cm
- Largo: 8.60 cm × Ancho: 8.53 cm, Grosor: 1.13 cm

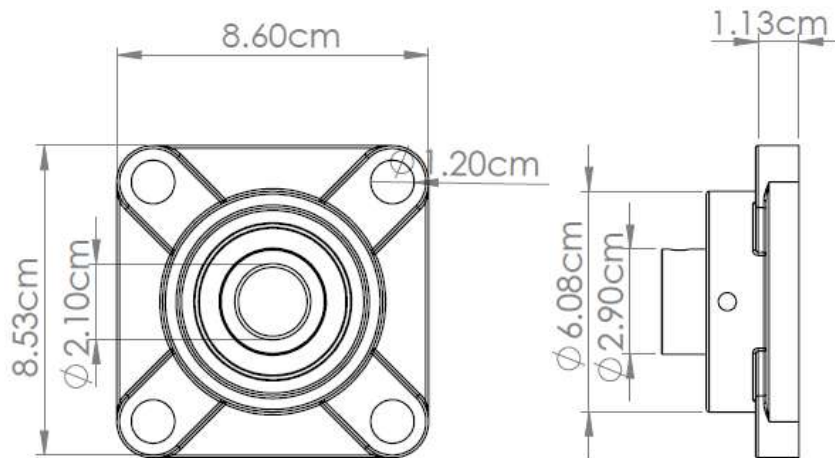


Figura 2.19: Dimensiones de la chumacera de 3/4".

2.2.8. Rolamientos Lineales

Se utilizan 4 rolamientos lineales de 8 mm, cuya función es la de sostener el soporte del estátor mediante cuatro ejes móviles en conjunto con las placas posterior y anterior, los ejes sirven también para poder extraer el estátor, estos tienen las dimensiones que se muestran en la figura 2.20.

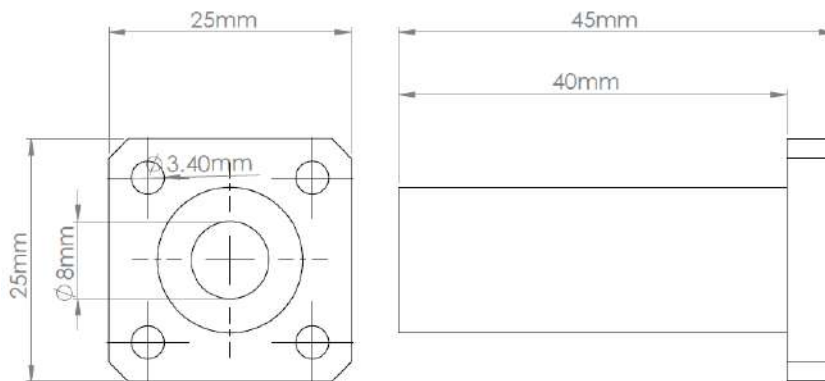


Figura 2.20: Rolamiento lineal de 8 mm.

En la figura 2.21 se muestra la integración de los 4 ejes móviles con los rolamientos lineales, se muestra también el ensamble con las demás piezas de la base del motor tales como: la placa posterior, la placa anterior y la placa de soporte del estátor, las chumaceras de pared y el soporte horizontal.

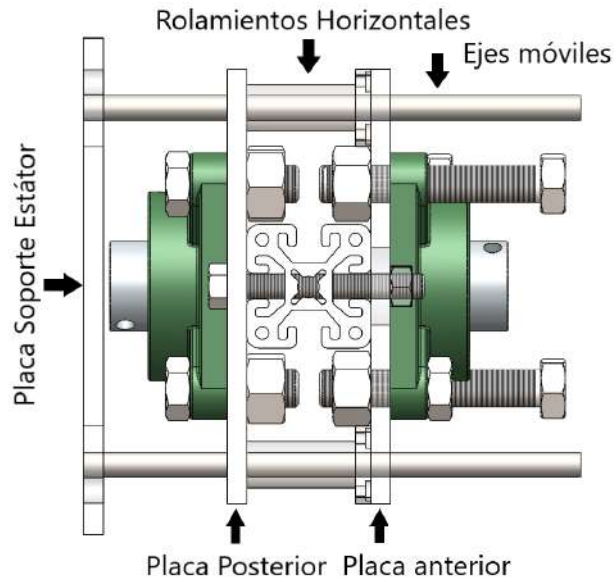


Figura 2.21: Integración de rodamiento lineal con ejes móviles.

En la placa posterior y la placa anterior van colocadas las 2 chumaceras de pared, como se mencionó anteriormente.

2.2.9. Juego de Placas Anteriores

Se utilizan 2 placas anteriores de las mismas características, las cuales van unidas una con otra de tal forma que forma una sola placa, estas funcionarán como soporte para el tornillo de extracción, las características de dichas placas son:

- Material: Aluminio 1/4" grosor.
- Largo: 14.0 cm × Ancho: 14.0 cm

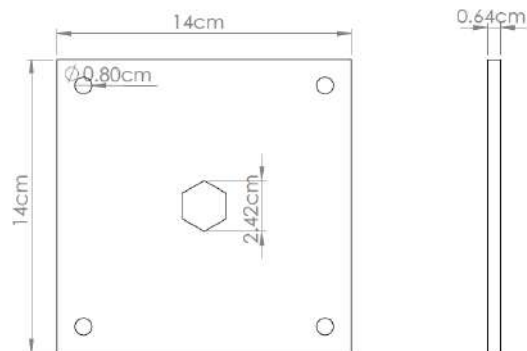


Figura 2.22: Dimensiones de las placas anteriores.

Estas placas tienen en su interior una tuerca que es la que sujetará al tornillo de extracción, es por eso que se utilizan dos placas de tal manera que la tuerca quede encapsulada.

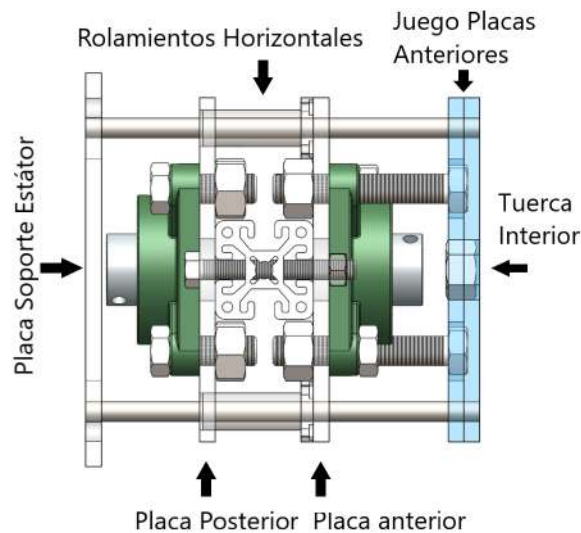


Figura 2.23: Ensamble de juego de placas anteriores.

En la figura 2.23 se muestra el ensamblaje de las placas anteriores con otra piezas descritas previamente, en esta se muestra la colocación de la tuerca del tornillo de extracción del estátor.

2.2.10. Placa Anterior para Soporte de Tornillo

Esta placa se encarga de ser el punto de apoyo del tornillo de extracción, razón por la cual no tiene ninguna perforación en medio, sus características son las siguientes:

- Material: Aluminio 1/4" grosor
- Largo: 9.0 cm × Ancho: 9.0 cm

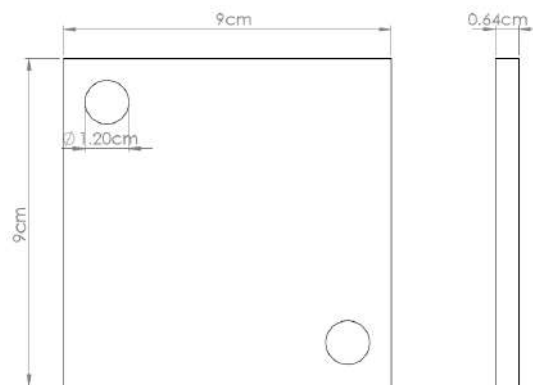


Figura 2.24: Dimensiones de la placa base.

Esta placa en conjunto con las dos placas anteriores se encargan de realizar la extracción del estátor mediante el tornillo de extracción.

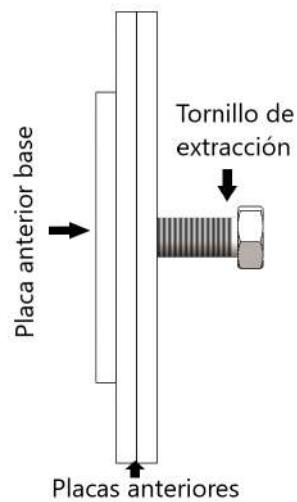


Figura 2.25: Integración de la placa anterior de la base con las placas anteriores.

En la figura 2.25 se muestra las tres placas integradas con la tuerca y el tornillo de extracción del estátor.

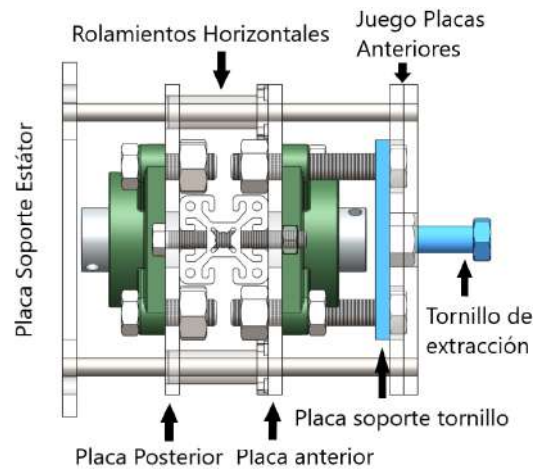


Figura 2.26: Ensamblaje de la placa base y el tornillo de extracción del estátor.

2.2.11. Resortes

Se utilizan 4 resortes como el que se muestra en la figura 2.27, cuya función principal es la de mantener a la placa que soporta el estátor en una posición vertical, de tal manera que cuando esta se ponga en movimiento, el rotor del motor trifásico se mantenga en dicha posición y de esta forma no se ocasione alguna colisión entre las bobinas del estátor y los imanes permanentes del rotor.

- Material: Metal
- Largo: 4.05 cm × Ancho: 1.46 cm

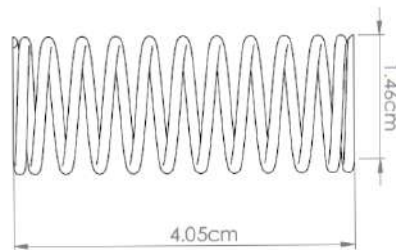


Figura 2.27: Resortes.

El sistema completo que integra a los resortes en la base del motor se muestra en la figura 2.28, en donde se tiene ya una vista del mecanismo de extracción casi completo.

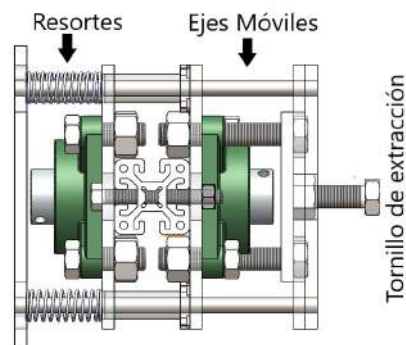


Figura 2.28: Ensamblaje del mecanismo de extracción.

El mecanismo de extracción consta entonces de cinco partes: resortes, los rodamientos horizontales, los ejes móviles, las placas anteriores y el tornillo de extracción.

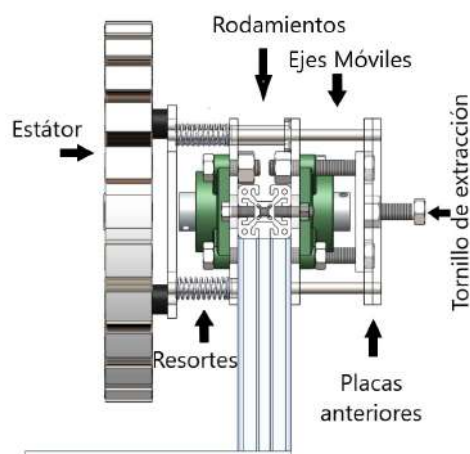


Figura 2.29: Ensamblaje del mecanismo de extracción con estátor.

En la figura 2.29 ya se muestra el ensamble correspondiente al mecanismo de extracción y al estátor del motor trifásico tipo Brushless, hasta aquí ya sólo falta integrar el rotor del motor, el cual va sujetado a un eje que a su vez atraviesa por las dos chumaceras.

2.3. Ensamblaje Sistema Mecánico Motor Trifásico Tipo Brushless

Con todas las partes descritas anteriormente se tiene ya completa la base que soportara al rotor y al estátor del motor trifásico tipo Brushless.



Figura 2.30: Ensamble rotor del y del estátor.

En la figura 2.30 se muestra el acoplamiento entre el rotor y el estátor, donde existe un eje que está ensamblado al rotor, dicho eje a su vez está insertado en las dos chumaceras de pared que integran la base del motor.

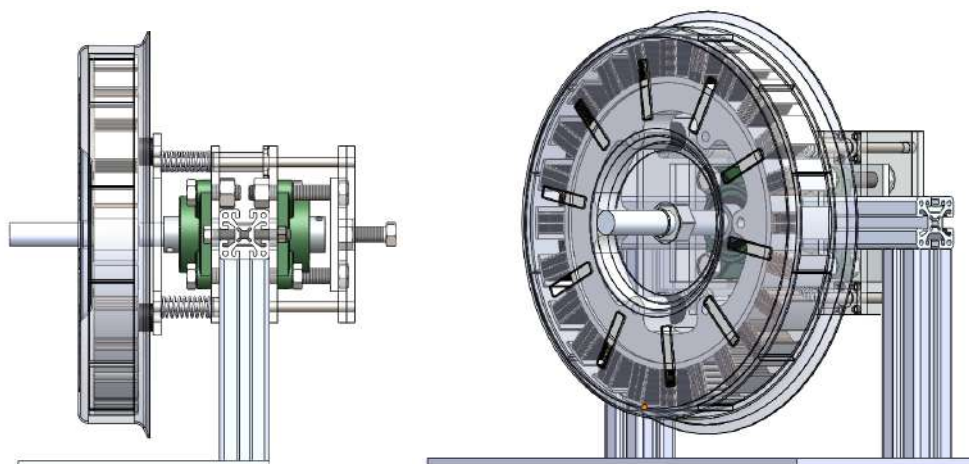


Figura 2.31: Motor trifásico tipo Brushless ensamblado.

En la figura 2.31 se muestra la vista lateral y en perspectiva del motor trifásico tipo Brushless ensamblado completamente. En la figura 2.32 se muestra la función del sistema de extracción del estátor, donde se aprecia que el estátor puede ubicarse tanto dentro como fuera del rotor.

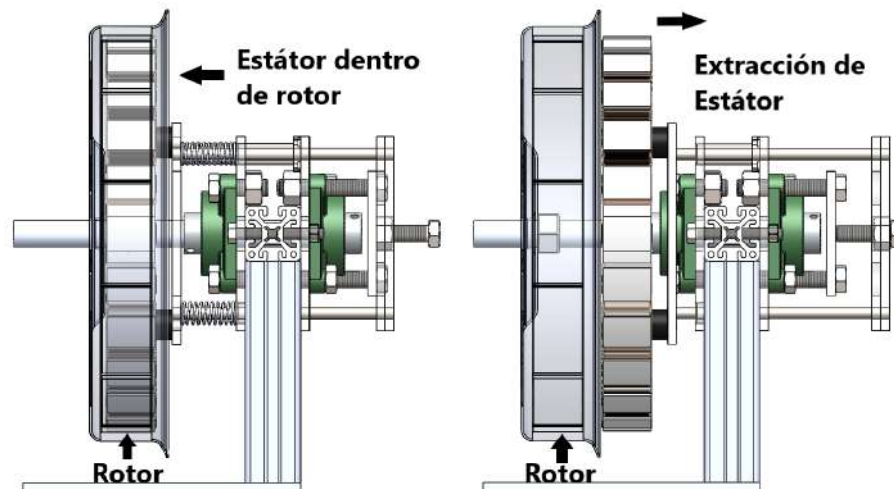


Figura 2.32: Funcionamiento del mecanismo de extracción.

Finalmente en la figura 2.33 se muestran dos vistas del ensamble real final del motor trifásico tipo Brushless. Se muestran una vista lateral y trasera del motor donde se puede ver el mecanismo de extracción del estátor y todas las partes del motor descritas anteriormente.



Figura 2.33: Motor trifásico tipo Brushless, ensamble real.

2.4. Conclusiones

El diseño del estátor y el rotor propuestos para el motor trifásico tipo Brushless presentó dificultades en el proceso de manufactura debido a que, al ser una pieza única el costo de esta es elevado razón por la cual en lugar de optar por su fabricación se adquirieron de estas piezas debido a que ya existen en el mercado de electrodomésticos con la única diferencia de que el motor diseñado consistía de solo 12 imanes permanentes y 12 electroimanes y, el adquirido tiene en total 36 imanes permanentes y 36 electroimanes, lo cual no es problema debido a que cumple con las mismas características del motor diseñado originalmente. El ensamble de cada una de las partes mecánicas presentó dificultades debido que el rotor y el estátor deben contar con una separación de aproximadamente 2.00 mm, razón por la cual el ajuste debe ser lo más exacto posible para evitar la colisión entre rotor y estátor

Capítulo 3

Sistema Electrónico Motor Trifásico Tipo Brushless

Los accionamientos eléctricos de velocidad variable han tenido un avance significativo desde que se iniciaron los estudios para el control de máquinas de CD, y esto ha permitido el empleo de los mismos número considerable de aplicaciones industriales, donde se requiere de una velocidad variable. En esta evolución han aparecido los accionamientos eléctricos empleando máquinas de CA. que logran tener un mejor desempeño, simplicidad y confiabilidad en cada una de las aplicaciones industriales [30].

3.1. Accionamientos Eléctricos de Velocidad Variable

Debido al desarrollo de la electrónica de potencia y del control digital, se há logrado mejorar los accionamientos para el control de motores, siendo las siguientes estrategias de control las más empleadas en la industria [30]:

- Control Escalar o Voltaje Frecuencia
- Control Vectorial
- Control Directo del Par.

El control escalar o control de voltaje/frecuencia es una estrategia de control con la, que mediante la variación de voltaje y la frecuencia de las señales de voltaje, se puede controlar la velocidad y el par del motor, este esquema tiene la ventaja de que puede operar en lazo abierto sin un sensor de velocidad. Sin embargo, presenta la desventaja de que se desprecian las caídas de tensión en el motor, lo que ocasiona que a frecuencias bajas (bajas velocidades) el par no es suficiente para vencer la inercia (depende de la carga) y se tiene que calcular un voltaje de compensación que dependerá del tipo de carga. Por lo que este control no es de alto desempeño, pero es ideal para su uso en sistemas que no requieren alto par y velocidades altas.

Se tiene también el control vectorial, como una técnica más reciente, propuesta por F. Blashke y K. Hasse. Esta permite la operación del motor de inducción en todo el rango de

velocidad, este método está basado en la orientación del campo magnético de una máquina con ejes de referencia rotatorios, lo que permite desacoplar el flujo magnético del rotor del par electromagnético [30].

Dentro del control vectorial hay dos métodos:

- Método directo de orientación de campo, el cual emplea sensores de flujo o modelos que son utilizados para calcular la magnitud y la posición de flujo del rotor [30].
- Métodos indirectos, los cuales toman como referencia la velocidad de deslizamiento para obtener la posición de flujo del rotor y realizar su orientación [30].

En ambos métodos se necesita realizar de manera correcta la orientación del vector de flujo del rotor, ya que si no se realiza adecuadamente existe una degradación en el control vectorial de la velocidad del motor.

Por último, se tiene el control directo de par (*DTC*), el cual es un método que permite controlar con precisión la velocidad y el par del motor sin emplear una técnica de modulación, donde se emplea solamente una tabla de selección. En el *DTC* se utilizan como variables para el control el flujo del estátor y el par electromagnético, debido a la cantidad de cálculos realizados es común el empleo de procesadores digitales de alta velocidad (*DSP*). Esto implica que el accionamiento siempre generará una combinación de conmutación óptima y que actúa de manera instantánea a cambios dinámicos como pueden ser los disturbios en la carga [30].

3.2. Circuito Equivalente de un Motor Trifásico Tipo Brushless

Un motor de CA en reposo se puede equiparar a un transformador, donde el devanado primario sería el estátor y el devanado secundario sería el rotor [31].

Cuando el motor gira a una velocidad n , la frecuencia de las corrientes en el rotor f_2 darán origen a su vez a un campo magnético de velocidad n_2 , de tal forma que la velocidad total del campo magnético giratorio en el estátor es $n_1 = n + n_2$, por lo que el campo del rotor girará en sincronismo con el estátor.

Las frecuencias de los circuitos primario y secundario son idénticas e iguales a f_1 , de igual forma ocurre con los transformadores, por lo que al igual que en los transformadores puede entonces reducirse el secundario al primario, teniendo en cuenta las relaciones de transformación de tensiones y corrientes. También se tiene en consideración que las corrientes primaria y secundaria son similares en magnitud.

Se puede demostrar que el circuito equivalente aproximado de un motor de CA reducido al primario es el que se muestra en el circuito de la figura 3.1, donde se tienen ciertos parámetros que, para que sean conocidos se requiere llevar a cabo un análisis en vacío y en cortocircuito

del motor en cuestión, donde: R_{fe} es la resistencia de pérdidas en el hierro, X_μ es la reactancia magnetizante (rama de vacío), $X_{CC} = X_1 + X'_2$ es la reactancia de cortocircuito, X'_2 es la reactancia del secundario reducido al primario, X_1 es la reactancia del primario, R'_2 es la resistencia del secundario reducida al primario, R_1 es la resistencia del primario y $R'_2[(1-S)/S]$ es la resistencia de carga reducida al primario.

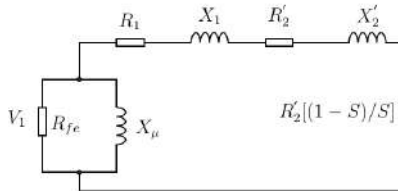


Figura 3.1: Circuito equivalente aproximado de un motor de CA [31].

3.2.1. Balance de Potencias en un Motor Asíncrono

El objetivo de un motor asíncrono es la transformación de la energía eléctrica absorbida de la red en energía mecánica disponible en el eje. La energía se transfiere del estátor al rotor a través del entrehierro, donde existe una relación entre las fuerzas de origen electromagnético que se desarrollan en el motor, dichas fuerzas crean un momento de rotación que es el par electromagnético de la máquina [2].

Cuando el devanado del estátor se encuentra conectado en Y o estrella, tal como se muestra en la figura 3.2, la potencia que el motor consume de la red es [31]:

$$P_1 = 3V_1 I_1 \cos \varphi_1 \tag{3.1}$$

$$Q_1 = 3V_1 I_1 \sin \varphi_1 \tag{3.2}$$

$$S_1 = 3V_1 I_1 \tag{3.3}$$

donde: P_1 es la potencia absorbida por el motor en Watts, Q_1 es la potencia reactiva absorbida por el motor en VAR, S_1 es la potencia aparente absorbida por el motor en VA, V_1 es la tensión simple o de fase, I_1 es la corriente de fase en A y φ_1 es el ángulo de desfase entre V_1 e I_1 .

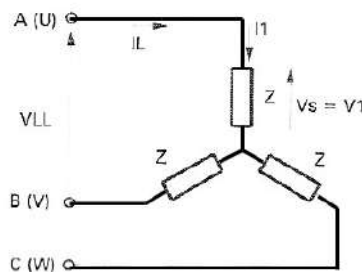


Figura 3.2: Conexión tipo estrella del estátor [31].

Debido a que $I_1 = I_L$ y $V_1 = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}}$, la potencia se expresa como [31]:

$$P_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{LL} \cos \varphi_1 \quad (3.4)$$

$$Q_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{LL} \sin \varphi_1 \quad (3.5)$$

$$S_1 = \sqrt{3}V_{LL}I_{LL} \quad (3.6)$$

donde: $V_1 = V_s$ es la tensión simple o de fase, $V_{AB} = V_{LL}$ es la tensión compuesta o de línea e I_L es la corriente de línea y I_1 es la corriente de fase.

La potencia mecánica interna P_{mi} que desarrolla el motor es [31]:

$$P_{mi} = P_a - P_{Cu2} = 3I_2'^2 R_2' \cdot \frac{1-S}{S} \quad (3.7)$$

$$\frac{P_{Cu2}}{P_{mi}} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{3R_2' \frac{1-S}{S} I_2'^2} = \frac{S}{1-S} \quad (3.8)$$

La potencia útil P_{util} en el eje es menor debido a las pérdidas mecánicas P_{mec} por rozamiento y ventilación,

$$P_{util} = P_{mi} - P_{mec} \quad (3.9)$$

El par útil en el eje M_{util} en función de la potencia útil P_{util} y de la velocidad angular ω es [31]:

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (3.10)$$

$$M_{util} = \frac{P_{util}}{\omega} = \frac{P_{util}}{\frac{2\pi n}{60}} = \frac{60P_{util}}{2\pi n} \quad (3.11)$$

Si se toma como referencia el circuito equivalente mostrado en la figura 3.1 se puede obtener el par M_i interno en función de los parámetros del motor [31]:

$$M_i = \frac{3 \frac{R_2'}{S} I_2'^2}{\omega_1} \quad (3.12)$$

$$I_2' = \frac{V_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_{CC}^2}} \quad (3.13)$$

entonces

$$M_i = \frac{3 \frac{R_2'}{S} V_1^2}{2\pi \frac{n}{60} \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_{CC}^2 \right]} = \frac{3R_2'}{\omega_1 S} \left[\frac{V_1^2}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_{CC}^2} \right] \quad (3.14)$$

Se puede también obtener la expresión del par en función del flujo máximo, lo que nos muestra una visión física del problema, entonces se tiene [31]:

$$M_i = \frac{3 \frac{R_2'}{S} I_2'^2}{2\pi \frac{n_1}{60}} = \frac{3}{\omega_1} \frac{R_2}{S} I_2^2 \quad (3.15)$$

Teniendo en cuenta que $\frac{R_2 I_2}{S} = E_2 \cos \varphi_2$, tenemos que el par interno M_i se puede expresar como sigue [31]:

$$M_i = \frac{3}{\omega_1} E_2 I_2 \cos \varphi_2 \quad (3.16)$$

Por otra parte, el valor de la f.e.m. inducida e_2 instantáneo en el rotor y el valor eficaz $E_2(rms)$, tomado en consideración que $\omega_2 = 2\pi f_2$ son por lo tanto [31]:

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 \omega_2 \Phi_{max} \cos \omega_2 t \quad (3.17)$$

$$E_2(rms) = \frac{N_2 \omega_2 \Phi_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f_2 N_2 \Phi_{max}}{\sqrt{2}} = \pi \sqrt{2} f_2 N_2 \Phi_{max} \quad (3.18)$$

sustituyendo en 3.16 se tiene:

$$M_i = \frac{3}{\omega_1} \cdot \pi \sqrt{2} \cdot f_2 \cdot N_2 \cdot \Phi_{max} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 = K \cdot \Phi_{max} \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \quad (3.19)$$

donde K es una constante y N_2 es el número de espiras por fase del secundario.

Si se desprecia el valor de la resistencia del estátor (R_1), el valor eficaz de la tensión estatórica será entonces parecido a la f.e.m. inducida en el estátor, con lo que se obtiene que [31]:

$$V_1 \simeq E_1 = \pi \sqrt{2} N_1 f_1 \Phi_{max} \quad (3.20)$$

Teniendo como resultado que, para que el flujo se mantenga constante se debe cumplir [31]:

$$\Phi_{max} = \text{cte} \Leftrightarrow \frac{V_1}{f_1} = \text{cte} \quad (3.21)$$

Esto indica que si el flujo se mantiene constante ($\Phi_{max} = \text{cte}$), el par motor también lo será, este se consigue manteniendo constante la relación V_1/f_1 . De esta manera [31].

$$\frac{V_1}{f_1} = K_1 = \text{cte} \Leftrightarrow \Phi_{max} = \text{cte} \quad (3.22)$$

En estas condiciones se cumple que $V_1 = K_1 f_1$.

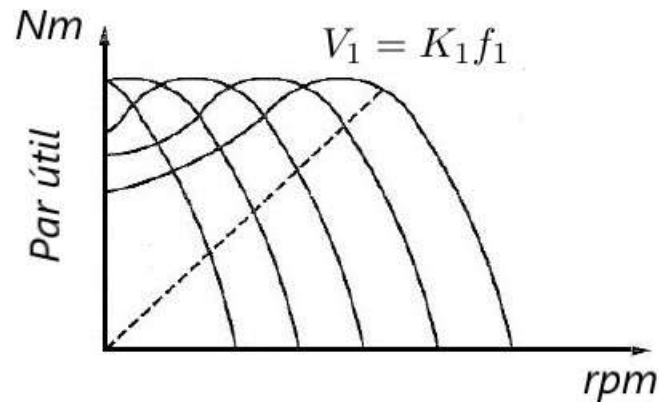


Figura 3.3: Variación del par útil en función de la velocidad [31].

La figura 3.3 indica que en la parte útil de la curva es la que describe una recta, lo que técnicamente indica que existe una buena regulación de velocidad.

Una de las desventajas de la estrategia (V/f) es que la relación se puede mantener constante, excepto a bajas velocidades, donde el voltaje presenta una caída de tensión, lo que provoca que el par obtenido no sea el suficiente para generar el flujo correcto y por lo tanto no se tenga control del par [30].

3.3. Inversor

Un inversor es un sistema que convierte energía eléctrica de una fuente de voltaje o corriente continua en una salida de CA de frecuencia variable, con voltaje o corriente adaptable. El voltaje que se obtiene tiene la forma de una onda periódica formada por tramos rectangulares o en forma de escalón, los cuales provienen de la fuente de alimentación de voltaje continuo o directo, suficiente para aplicaciones de mediana y pequeña potencia. Los inversores pueden ser de tipo monofásico o trifásico con salida de voltaje o de corriente [32]. Los inversores se utilizan en aplicaciones tales como: regulación de velocidad en motores de CA (síncronos y asíncronos), en sistemas de alimentación ininterrumpida, en calentamiento por inducción. El sistema de alimentación utilizado puede ser una batería, celdas solares o una fuente de corriente continua.

3.3.1. Inversor Monofásico

En la figura 3.4a) se muestra un inversor monofásico tipo puente, este tiene una fuente de voltaje continuo, cuatro interruptores que pueden ser transistores de unión (BJT), MOSFET, Tiristores o GTO. Los switch S_1 y S_2 conducen en el primer semiperíodo $T/2$ y los switch S_3 y S_4 conducen durante el segundo semiperíodo, siendo T el periodo de la señal resultante y por lo tanto tiene una frecuencia $f = \frac{T}{2}$, siendo f la frecuencia de la señal de voltaje generada en corriente alterna [33].

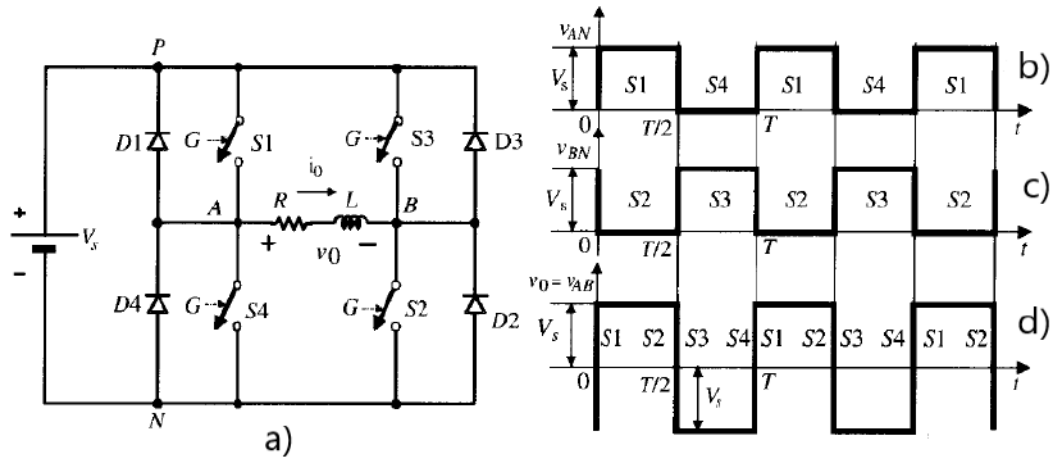


Figura 3.4: Inversor monofásico [33].

En la figura 3.4b) se observa la forma de onda de la señal que se obtiene entre las terminales A y N, esto es, cuando se cierra el switch $S1$ el voltaje de V_{AN} es el voltaje de la fuente de alimentación V_s , mientras que cuando está cerrado el switch $S4$ el voltaje V_{AN} tiene un valor de cero. De forma análoga se obtiene la forma de onda de la señal entre las terminales B y N, la cual se muestra en la figura 3.4c). El voltaje entre las terminales A y B se calcula como $v_O = V_{AN} - V_{BN}$, la señal de onda que se obtiene se ilustra en la figura 3.4d), la cual es una onda periódica cuya amplitud máxima coincide con el valor de voltaje de la señal de alimentación V_s .

Está demostrado que al desarrollar la serie de Fourier de la señal de voltaje de la figura 3.4d) del inversor monofásico se tiene que [33]:

$$v_O = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (3.23)$$

Donde la frecuencia del inversor depende de la frecuencia de conmutación de los switches estáticos $S1$, $S2$, $S3$ y $S4$.

3.3.2. Inversor Trifásico

En la figura 3.5 se muestra un inversor trifásico tipo puente, el cual produce un voltaje trifásico a partir de una alimentación de corriente directa o continua V_s . El modo de operación de este inversor es básicamente el mismo que el del inversor monofásico descrito anteriormente, se puede decir que se ha agregado una rama más al inversor monofásico. Así que, de esta forma se tiene que las terminales R, S y T se conectan alternativamente (mediante los switch estáticos $S1$, $S2$, $S3$, $S4$, $S5$ y $S6$) a las terminales positiva y negativa de la fuente de alimentación de corriente continua, con esto se obtiene una señal de voltaje trifásico siempre que la conmutación de los interruptores estén desfasados 120° entre sí y se encuentren en conducción siguiendo un determinado orden cíclico.

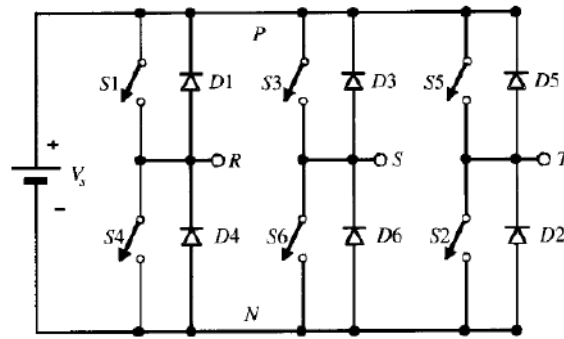


Figura 3.5: Inversor trifásico [20].

En la figura 3.6 se muestra el orden en que cada interruptor debe ser activado para obtener un ciclo o periodo completo de voltaje de salida. El control de la frecuencia del voltaje de salida está definido por la frecuencia de conmutación de los switch o interruptores. Tomando como referencia el voltaje en la terminal N negativa de la fuente de alimentación y, considerando una conmutación instantánea las señales de onda de los voltajes V_{RN} , V_{SN} y V_{TN} se muestran en las figuras 3.6a), 3.6b) y 3.6c), las cuales tienen una forma rectangular con un valor máximo de voltaje igual a V_S , de aquí que las señales de salida se obtienen con las siguientes ecuaciones [33]:

$$V_{RS} = V_{RN} - V_{SN} \quad (3.24)$$

$$V_{ST} = V_{SN} - V_{TN} \quad (3.25)$$

$$V_{TR} = V_{TN} - V_{RN} \quad (3.26)$$

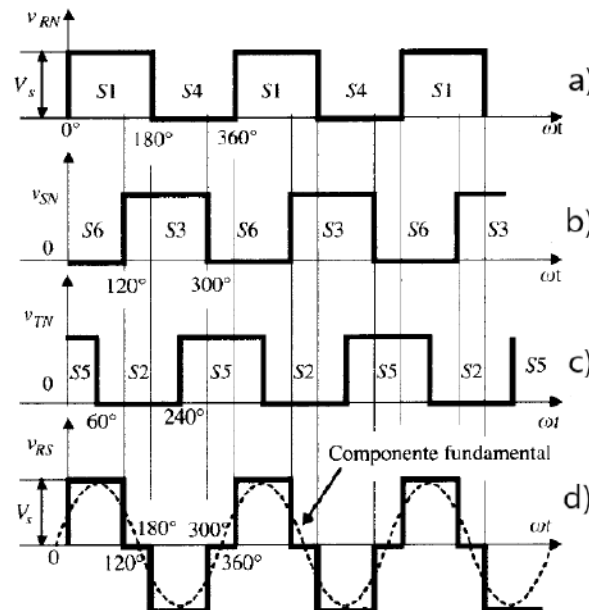


Figura 3.6: Formas de onda de las señales de voltaje del inversor trifásico [33].

En la figura 3.6d) se muestra únicamente la primera señal de voltaje V_{RS} , cuyo desarrollo de Fourier es el siguiente [33]:

$$V_{RS} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{6} \sin(n\omega t) \quad (3.27)$$

cuyo desarrollo da como resultado [33]:

$$V_{RS} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_S \left(\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \dots \right) \quad (3.28)$$

lo cual indica que los voltajes de salida no tienen armónicos de orden tres ni múltiplos de tres, lo cual es evidente, ya que los valores de voltaje de las señales V_{RN} , V_{SN} y V_{TN} van en fase entre sí. Entonces al hacer las diferencias entre estas de acuerdo a: (3.24), (3.25) y (3.26), entonces las componentes armónicas se eliminan.

3.3.3. Inversor Trifásico Aplicando el Método de los Seis Pasos

El inversor trifásico es una fuente de voltaje (VSI) que sirve como alimentación de un motor, se debe aclarar que esta técnica de seis pasos [30] no se considera una técnica de modulación de ancho de pulsos (PWM) debido a que la magnitud de la señal de voltaje es constante. Por otro lado, la frecuencia de la señal de la salida puede ser modificada al emplearse diferentes intervalos de conmutación de los semiconductores, los cuales son representados como interruptores ideales en la figura 3.7, donde se utilizan resistencias para simplificar su análisis.

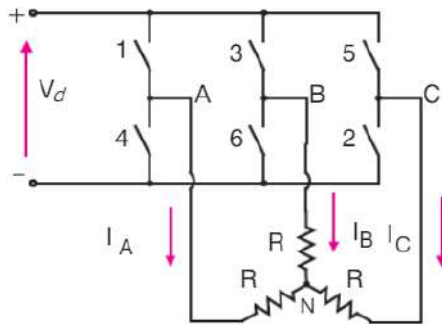


Figura 3.7: Inversor con interruptores ideales [30].

Para generar las señales trifásicas se requiere que la conmutación de los interruptores se realice de manera secuencial, de donde con los 6 interruptores se pueden tener 64 combinaciones, sin embargo considerando que en ningún momento se tienen que activar los interruptores ideales de una misma rama. Es decir que 1 y 4 no pueden cerrarse simultáneamente en ninguna de las combinaciones posibles debido a que esto ocasionaría un corto circuito. De igual manera ocurre con los interruptores 3 y 6 y 5 y 2, con esto el número de combinaciones posibles se reduce a 8 posibles arreglos seguros, de estas 8 solo existen 6 combinaciones que son funcionales. Estas combinaciones se muestran a continuación, en el primer caso con los interruptores 5, 6

y 1 cerrados se tiene que el circuito equivalente que se obtiene del inversor con interruptores ideales es el de la figura 3.8.

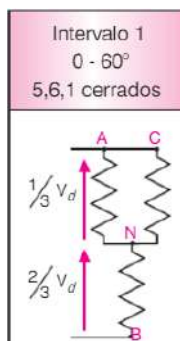


Figura 3.8: Paso 1 [30] del método de 6 pasos.

Los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.29)$$

$$V_{BN} = -\frac{2}{3}V_D \quad (3.30)$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.31)$$

Para el segundo caso se tiene que los interruptores que se encuentran cerrados son el 6, 1 y 2, como se indica a continuación en la figura 3.9.

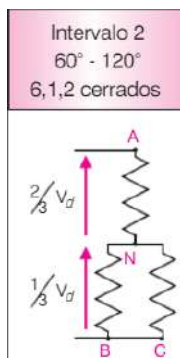


Figura 3.9: Paso 2 [30] del método de 6 pasos.

Los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = \frac{2}{3}V_D \quad (3.32)$$

$$V_{BN} = -\frac{1}{3}V_D \quad (3.33)$$

$$V_{CN} = -\frac{1}{3}V_D \quad (3.34)$$

Para el tercer caso se tiene que los interruptores cerrados son el 1, 2 y 3 como se indica a continuación en la figura 3.10.

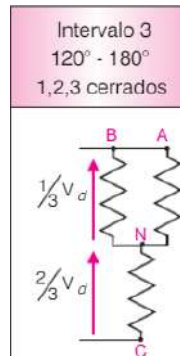


Figura 3.10: Paso 3 [30] del método de 6 pasos.

Aquí los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.35)$$

$$V_{BN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.36)$$

$$V_{CN} = -\frac{2}{3}V_D \quad (3.37)$$

Para el cuarto caso se tiene que los interruptores que se encuentran cerrados son el 2, 3 y 4, como se indica en la figura 3.11.

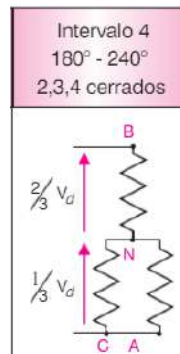


Figura 3.11: Paso 4 [30] del método de 6 pasos.

Ahora los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = -\frac{1}{3}V_D \quad (3.38)$$

$$V_{BN} = \frac{2}{3}V_D \quad (3.39)$$

$$V_{CN} = -\frac{1}{3}V_D \quad (3.40)$$

Para el quinto caso se tiene que los interruptores que se encuentran cerrados son el 3, 4 y 5, como se indica en la figura 3.12.

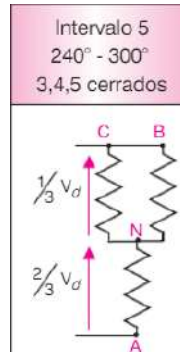


Figura 3.12: Paso 5 [30] del método de 6 pasos.

Ahora los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = -\frac{2}{3}V_D \quad (3.41)$$

$$V_{BN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.42)$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}V_D \quad (3.43)$$

Finalmente para el sexto caso se tiene que los interruptores que se encuentran cerrados son el 4, 5 y 6, como se indica en la figura 3.13.

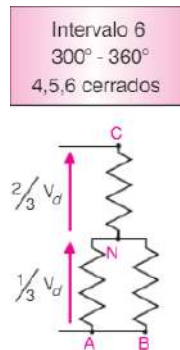


Figura 3.13: Paso 6 [30] del método de 6 pasos.

Los voltajes de fase V_{AN} , V_{BN} y V_{CN} son los siguientes:

$$V_{AN} = -\frac{1}{3}V_D$$

$$V_{BN} = -\frac{1}{3}V_D$$

$$V_{CN} = \frac{2}{3}V_D$$

Realizando la suma de todos los 6 pasos para el caso del voltaje de fase a neutro V_{AN} tenemos la señal ilustrada en la figura 3.14, donde vemos que el voltaje de fase nos muestra una trayectoria de 6 pasos.

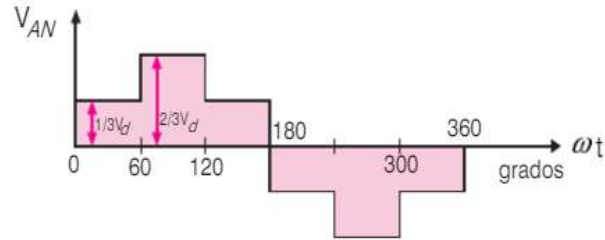


Figura 3.14: Señal de voltaje V_{AN} [30].

La forma de onda de la corriente en cada fase se puede definir por el efecto de los semiconductores durante los intervalos de conmutación, la cual es la que se muestra a continuación 3.15.

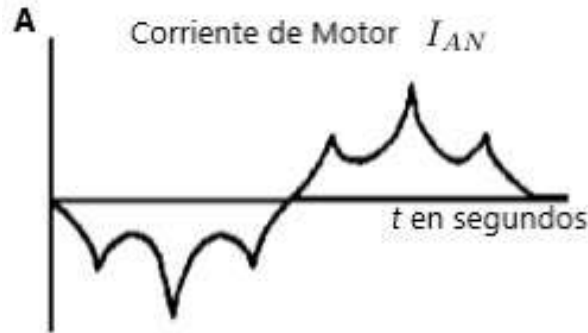


Figura 3.15: Forma de onda de la señal de corriente I_{AN} [30].

Las formas de onda de los voltajes de línea, figura 3.14, tienen un contenido de armónicos que se pueden expresar de la siguiente manera [30]:

$$V_{AN} = \frac{2}{\pi} V_d \left(\text{sen}\omega t + \frac{1}{5} \text{sen}\omega t + \dots + \frac{1}{9} \text{sen}\omega t + \frac{1}{11} \text{sen}\omega t + \dots \right) \quad (3.44)$$

donde V_d es el voltaje de entrada de corriente directa y ω es la frecuencia angular de la componente fundamental.

Cuando el motor es alimentado con una fuente de voltaje de 6 pasos también las formas de onda de las corrientes presentan un contenido de armónicos apreciable, que afecta su desempeño. Esto ocasiona que a altas frecuencias las reactancias de la máquina aumenten y a bajas frecuencias, esto ocasiona un calentamiento de la misma.

En la figura 3.16 se muestra el circuito equivalente simplificado del inversor con interruptores ideales, donde ahora de lo descrito anteriormente, los interruptores 1, 2, 3, 4, 5 y 6 se identifican como: *a*, *b*, *c*, *d*, *e* y *f*. También se sustituyeron las resistencias por bobinas, las cuales representan los embobinados del estátor, que están conectadas en Y.

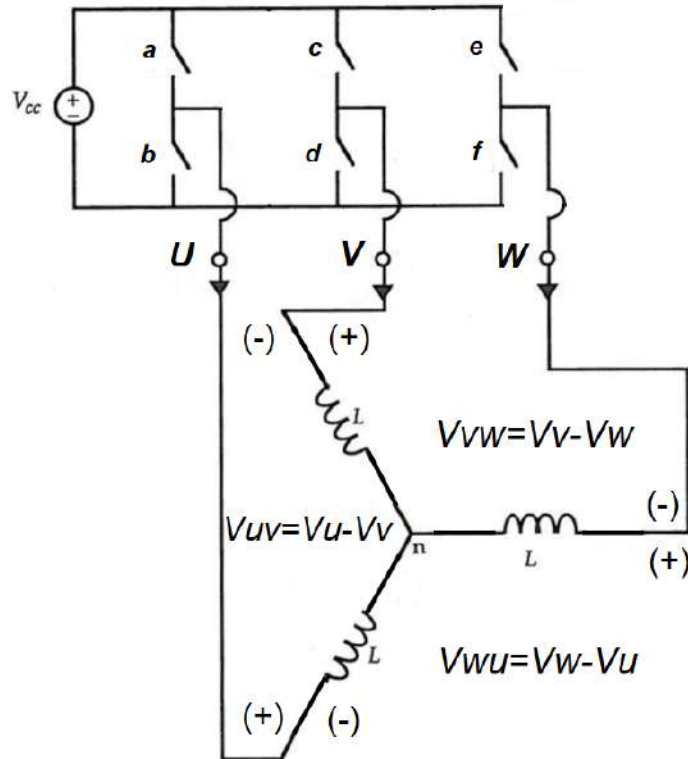


Figura 3.16: Circuito inversor simplificado e interconectado a las bobinas de estátor [3].

Realizando el análisis del circuito y teniendo en cuenta que sólo se pueden activar dos switch de manera simultánea, con la condición de que estos no se encuentren en la misma rama, de toda la gama de posibilidades se obtienen seis combinaciones que nos dan esas características, las cuales se muestran a continuación en la tabla 3.1.

Estados	a	b	c	d	e	f	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}
Estado 1	1	0	0	1	0	0	V_{CC}	$-\frac{V_{CC}}{2}$	$-\frac{V_{CC}}{2}$
Estado 2	0	0	0	1	1	0	$\frac{V_{CC}}{2}$	$-V_{CC}$	$\frac{V_{CC}}{2}$
Estado 3	0	1	0	0	1	0	$-\frac{V_{CC}}{2}$	$-\frac{V_{CC}}{2}$	V_{CC}
Estado 4	0	1	1	0	0	0	$-V_{CC}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$
Estado 5	0	0	1	0	0	1	$-\frac{V_{CC}}{2}$	V_{CC}	$-\frac{V_{CC}}{2}$
Estado 6	1	0	0	0	0	1	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$-V_{CC}$

Tabla 3.1: Tabla de estados para activación del inversor.

Aplicando la secuencia de la tabla de estados 3.1, se obtienen las siguientes señales que se muestran en la figura 3.17.

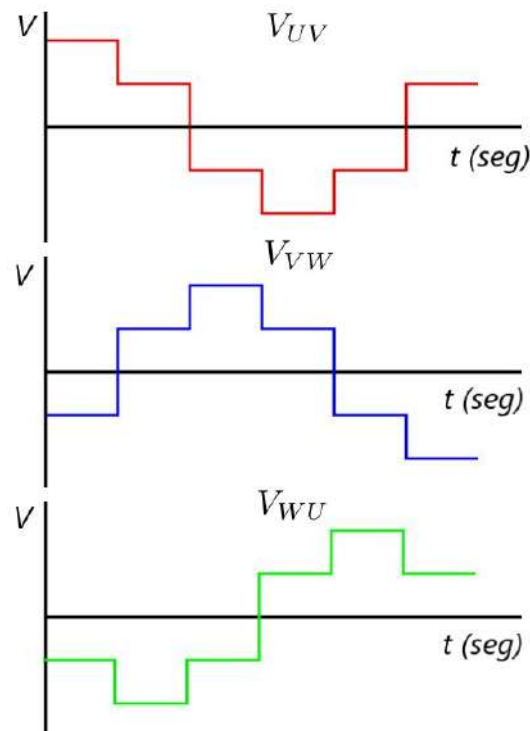


Figura 3.17: Gráfica de valores de voltaje de V_{UV} , V_{VW} y V_{WU} .

La gráfica de valores de cada fase muestra que entre cada señal hay un desfase de 120° . Tomando como referencia la señal V_{UV} , se tiene que la señal V_{VW} se encuentra desfasada 120° con respecto a V_{UV} y que la señal V_{WU} está desfasada 120° con respecto a V_{VW} y a su vez desfasada 240° con respecto a V_{UV} . Así mismo estas señales generadas son ahora un voltaje alterno que varía de valores positivos a negativos, de manera que estas 3 señales se denominan trifásicas y son las que dan el nombre al motor trifásico, donde a partir de una señal de voltaje directo se generan señales de voltaje alterno.

3.3.4. Inversor PWM Senoidal

La figura 3.18 muestra cómo con tres señales senoidales [44] V_A , V_B y V_C con un desfase de 120° , las cuales son las señales trifásicas senoidales de referencia que se identifican como las señales moduladoras, junto a estas 3 señales se muestran de igual manera la señal portadora que es una señal triangular V_{tri} .

En la figura 3.19 se muestran los periodos de conducción de los semiconductores de las fases A y B, los pulsos de disparo suceden cuando la señal de referencia cruza con la señal portadora y conmutan de manera negativa cuando la señal de referencia es menor que la onda triangular y es positiva cuando es mayor.

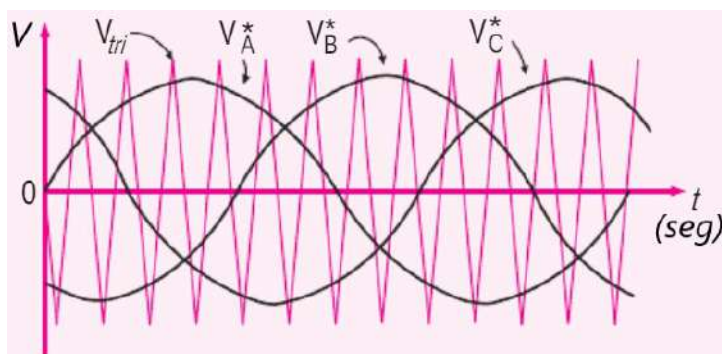


Figura 3.18: Señales moduladoras V_A , V_B y V_C y señal portadora V_{tri} [30].

donde el voltaje de salida de la fase A a neutro puede expresarse de la siguiente forma [30]:

$$V_{AN} = M \frac{V_d}{2} \text{sen}(\omega_1 t + \phi) + \sum \text{Armonicos} \quad (3.45)$$

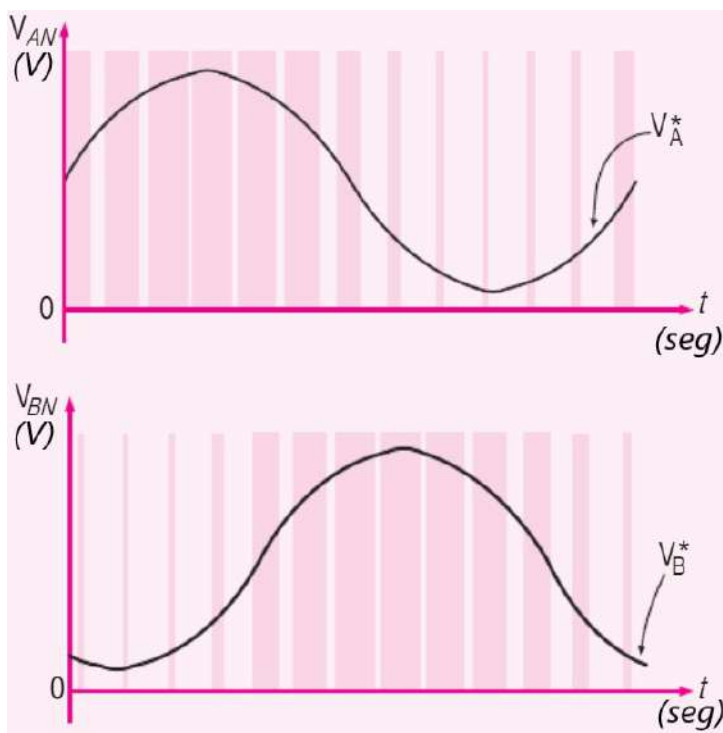


Figura 3.19: PWM senoidal [30].

donde M es el índice de modulación, que es la razón entre la amplitud de la onda de referencia y la amplitud de la onda portadora, la cual está dada por [30]:

$$M = \frac{V_{ref}}{V_{tri}}$$

V_d es el voltaje de CD, ω_1 es la frecuencia de la señal moduladora y ϕ es el desfase entre la entrada y la salida.

Para generar el PWM senoidal se tienen que generar primero una señal triangular, la cual es generada con la siguiente ecuación [35]:

$$f(t)_{tri} = \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos(n\omega_0 t) \quad n \text{ impar} \quad (3.46)$$

donde ω_0 es el frecuencia de la señal, t es el tiempo y n es el número (impar) de elemento de la serie, es decir 1,3,5,..., ∞ .

Con las ecuación (3.46) se obtiene que para un 10 elementos de n tenemos la señal triangular de la figura 3.20.

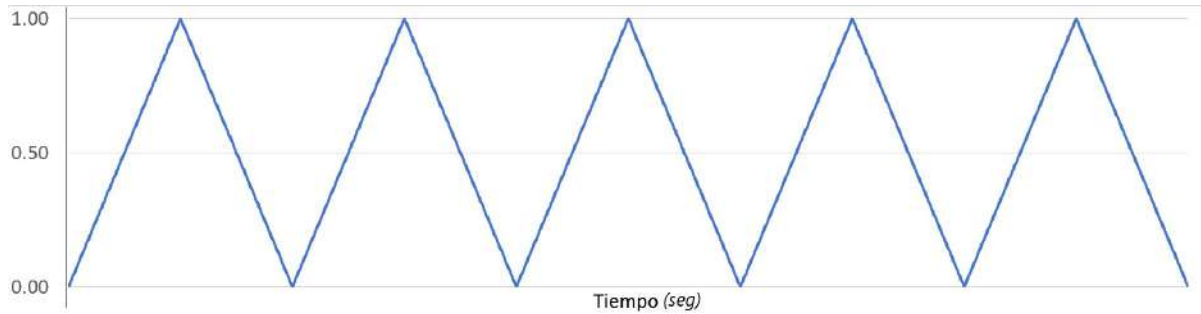


Figura 3.20: Señal triangular.

Ahora lo que se necesita generar es la señal senoidal, la cual se genera con la siguiente ecuación:

$$f(t) = \frac{a}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi t}{T} - \phi \right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.47)$$

donde a es la amplitud de la señal, T es el periodo de la señal, t es el tiempo y ϕ es el desfase.

Debido a que se necesitan tres señales sinusoidales desfasadas 120° , a partir de la ecuación (3.47) obtenemos:

$$f(t)_a = \frac{a}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi t}{T} \right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.48)$$

$$f(t)_b = \frac{a}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi t}{T} - 120 \right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.49)$$

$$f(t)_c = \frac{a}{2} \text{sen} \left(\frac{2\pi t}{T} - 240 \right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.50)$$

Con las ecuaciones 3.48, 3.49 y 3.50 se obtiene las 3 señales senoidales con un desfase de 120° y 240° con respecto a la primera señal senoidal $f(t)_a$, estas se muestran en la figura 3.21.

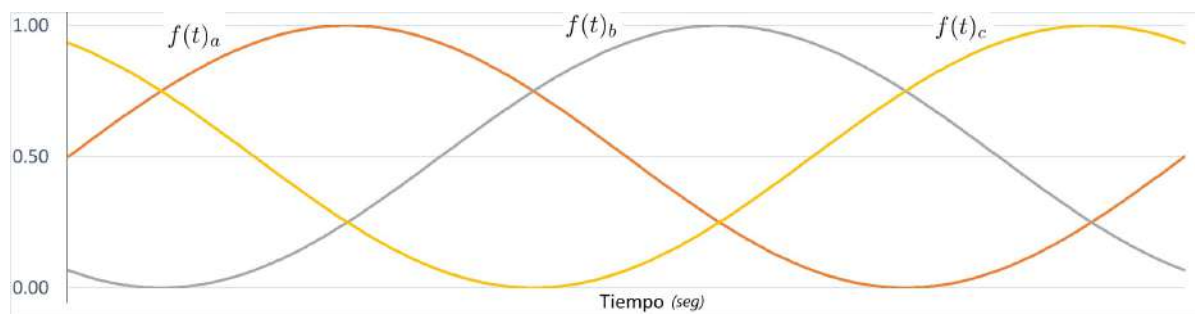


Figura 3.21: Señales sinusoidales desfasadas 120 grados.

Ahora, para obtener el PWM senoidal se tiene que hacer una comparación entre la señal triangular $f(t)_{tri}$ en color rojo y $f(t)_a$ en color azul, la cual se indica en la figura 3.22. Esto se hace con cada una de las tres señales sinusoidales, con lo que se obtiene que para la primera señal senoidal $f(t)_a$, el PWM generado es el que se muestra en la figura 3.23.

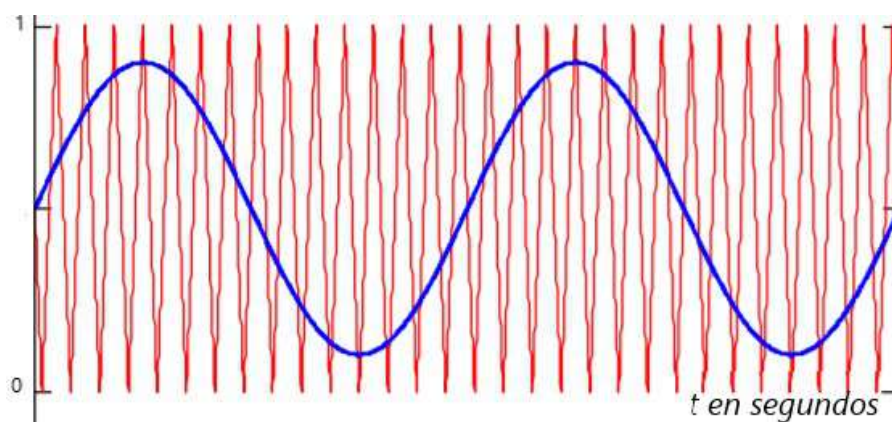


Figura 3.22: Señales triangular y senoidal [30].

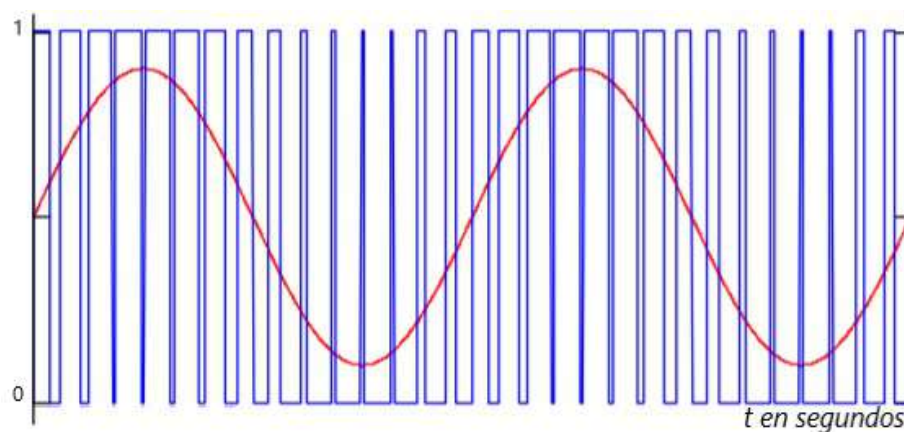


Figura 3.23: Señal PWM senoidal [30].

La señal que se obtiene se muestra en color azul en la figura 3.23, esta señal tiene una frecuencia que es igual a la frecuencia de la señal senoidal $f(t)_a$ que se indica en color rojo, como se observa solo representa valores de 0 o apagado y 1 o encendido, pero con intervalos de encendido y apagado en función de la comparación entre la señal triangular $f(t)_{tri}$ y senoidal $f(t)_a$. Estos valores de encendido y apagado son aplicados al switch del circuito manejador etiquetado con la letra a, a su vez esta señal en modo negado es aplicada al switch b, con lo que se logra no activar los switch a y b de la misma rama en instantes simultáneos. Haciendo esto para las otras dos señales senoidales $f(t)_b$ y $f(t)_c$ se obtienen las señales para los otros cuatro switch c-d y e-f, donde a partir de la comparación entre $f(t)_{tri}$ y $f(t)_b$, se obtienen las señales para c-d y de $f(t)_{tri}$ y $f(t)_c$ las señales para e-f.

De los switch a y b que controlan el voltaje de la fase V_U y de los switch c y d que controlan el voltaje de la fase V_V se obtiene la siguiente señal de voltaje de la figura 3.24, la cual representa la diferencia de entre estos voltajes y que es $V_{UV} = V_U - V_V$.



Figura 3.24: Voltaje entre las fases U y V [30].

Dicha señal de voltaje presenta una señal de corriente la que se asemeja también a una señal senoidal, como se muestra en la figura 3.25.

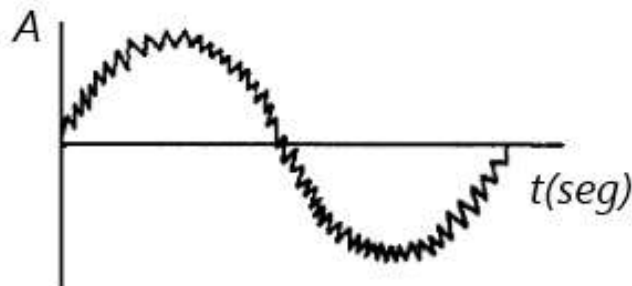


Figura 3.25: Señal de corriente I_{UV} [30].

3.4. Manejador Motor Trifásico Tipo Brushless

El circuito electrónico aplicado en la práctica es un circuito inversor trifásico [36, 37], el cual se utiliza para realizar la caracterización del motor trifásico tipo Brushless. Este está integrado por transistores PNP y NPN, que funcionan como switch, es decir que su modo de operación es en corte y saturación [38]. Se hace uso de la configuración Darlington [36] debido a que la cantidad de corriente que se utiliza es de hasta 10 A. Con el arreglo mostrado en el circuito de la figura 3.26 se obtiene tres salidas U , V y W , las cuales representan las 3 fases que necesita el motor, estas salidas son controladas por seis entradas cuya notación es a, b, c, d, e y f.

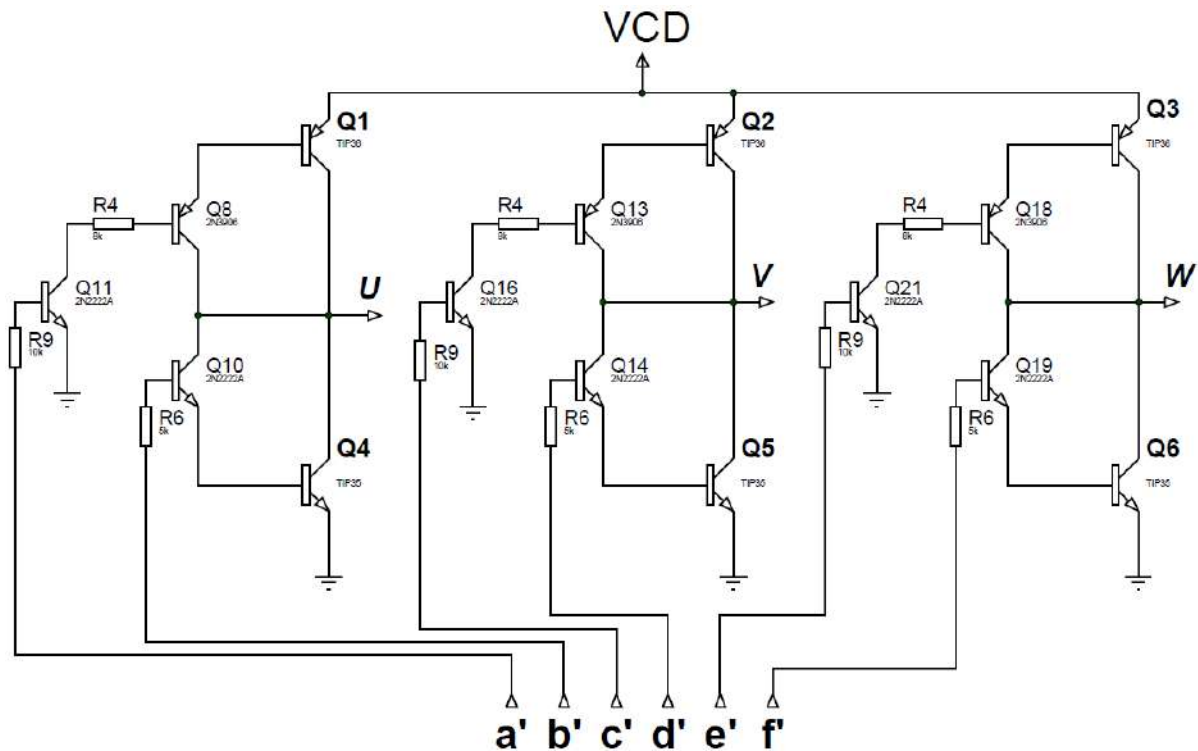


Figura 3.26: Circuito inversor del motor trifásico tipo Brushless diseñado.

Los cálculos del inversor se realizan sólo para una sola rama debido a que las tres ramas que conforman al inversor trifásico son idénticas, es decir que es suficiente con analizar una fase, donde al obtener los valores de sus componentes, los cuales son sólo resistencias, se tiene que al repetir estos valores para las otras dos fases se tiene el circuito inversor trifásico completo. Se tomó como rama la que contiene a las señales de control ayb. Debido a que la cantidad de corriente máxima que soportará el inversor es de 10 A, se hará uso de dos transistores de potencia uno del tipo NPN y otro PNP, tres transistores de uso general que en conjunto con los transistores de potencia harán la función de switcheo, la configuración de los transistores usada es tipo Darlington. Entonces los Transistores utilizados son los TIP 36 A, TIP 36 B, 2N222 y 2N3906, los cuales de acuerdo a su hoja de especificaciones cumplen con las características para ser integrados en el circuito inversor trifásico.

A continuación, se muestra el análisis del circuito inversor trifásico para la rama que suministra energía a la fase U . Dicho análisis incluye a los transistores Q1, Q8, Q11, Q4 y Q10, donde se inicia primero con la rama que incluye a los transistores Q1 y Q8, esto para obtener el valor de R4 en primer lugar, esto es:

$$B_T = B_{Q1} B_{Q8}$$

$$B_T = 15 \times 30$$

$$B_T = 450$$

$$B_F = \frac{B_T}{10}$$

$$B_F = \frac{450}{10}$$

$$B_F = 45$$

$$B_F = \frac{I_C}{I_B}$$

$$I_B = \frac{I_C}{B_F}$$

$$I_C = 10A$$

$$I_B = \frac{10}{45} = 222.2mA$$

$$R_4 = \frac{V_{CD} - V_{EB_{Q1}} - V_{EB_{Q8}} - V_{CE_{Q11}}}{I_B}$$

$$R_4 = \frac{40 - 1.2 - 0.7 - 0.7}{222.2} = 168.31 \Omega$$

Donde los valores de B_{Q1} y B_{Q8} son los valores de Beta B que se obtienen de la hoja de especificaciones de los transistores de potencia TIP36C y TIP35C, para lo cual se toma el valor más bajo para garantizar los estados de saturación y corte de dichos dispositivos.

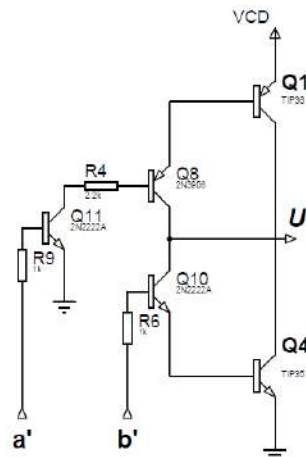


Figura 3.27: Análisis de una fase del circuito inversor trifásico.

De acuerdo a los cálculos realizados se tiene que el valor de la resistencia $R_4 = 168.3 \Omega$ es de 168.3, debido a que este no es un valor comercial se utiliza uno cuyo valor se aproxime al calculado, entonces el valor utilizado seleccionado es el de 180Ω .

A continuación se hace el análisis para el transistor Q11 que es el que activará y desactivará el arreglo Darlington. Dicha activación es controlada con la señal de entrada a' , aquí se busca encontrar el valor de R_9 :

$$\begin{aligned}
 B_T &= B_{Q11} = 30 \\
 B_F &= \frac{B_T}{10} = \frac{30}{10} = 3 \\
 B_F &= \frac{I_C}{I_B} \\
 I_B &= \frac{I_C}{B_F} \\
 I_C &= 0.222A \\
 I_B &= \frac{0.222A}{3} = .074A \\
 R_9 &= \frac{V_{CD} - V_{BE_{Q11}}}{I_B} \\
 R_9 &= \frac{3.3 - 0.7}{0.074} = 35.13 \Omega
 \end{aligned}$$

Los cálculos nos arrojan como resultado R_9 de 35Ω , igual que en el caso anterior este es un valor que no existe comercialmente y así es que se tomó una R_9 de 33Ω . El siguiente análisis incluye al transistor Q4 y al Q10, estos transistores son controlados por la señal de entrada b' aquí se encontrará el valor de la resistencia R_6 , luego entonces se tiene:

$$\begin{aligned}
 B_T &= B_{Q4}B_{Q10} \\
 B_T &= 15 \times 30 = 450 \\
 B_F &= \frac{B_T}{10} = \frac{450}{10} = 45 \\
 B_F &= \frac{I_C}{I_B} \\
 I_B &= \frac{I_C}{B_F} \\
 I_C &= 10A \\
 I_B &= \frac{10}{45} = 222.2mA \\
 R_6 &= \frac{V_{CD} - V_{EB_{Q1}} - V_{EB_{Q4}} - V_{CE_{Q10}}}{I_B} \\
 R_6 &= \frac{40 - 1.2 - 0.7 - 0.7}{222.2} = 168.31 \Omega
 \end{aligned}$$

De acuerdo a este último análisis tenemos que el valor de $R_6 = R_9 = 168.31 \Omega$, de acuerdo a esto se toma que $R_6 = 180 \Omega$, que es el valor comercial que se aproxima más al valor del calculado.

Estos valores de resistencias serán ocupados también para las otras dos ramas, que corresponden a las señales de las fases V y W respectivamente. Con esto lo que se obtiene es la descripción completa de los componentes que integran el circuito inversor trifásico.

Posterior a eso se tiene que las secuencias de conmutación que son aplicadas a los switch a' , b' , c' , d' , e' y f' del circuito inversor trifásico, cuyo circuito equivalente simplificado se mostró anteriormente en la figura 3.26, tendrá que tener las secuencias de encendido y apagado o conmutaciones, las cuales se muestran en la tabla 3.2.

	a'	b'	c'	d'	e'	f'
estado 1	0	0	0	1	1	0
estado 2	1	0	0	1	0	0
estado 3	1	0	0	0	0	1
estado 4	0	0	1	0	0	1
estado 5	0	1	1	0	0	0
estado 6	0	1	0	0	1	0

Tabla 3.2: Máquina de estados para conmutación de switches.

Donde el número 1 representa que está activado o encendido el switch respectivo y un cero indica que está desactivado o pagado el switch en cuestión. La tabla 3.2 está dividida en seis estados, los cuales representan las combinaciones que se deben aplicar para lograr que inversor trifásico pueda poner en funcionamiento al motor. Se puede observar que si tomamos los valores de las entradas a' y a' únicamente que son las señales que controlan una fase, en este caso U , en ninguno de los seis estados llegan a activarse simultáneamente, situación que ocasionaría un corto circuito y por ende el daño de esa fase del manejador del motor trifásico.

3.4.1. Sistema de protección para manejador motor trifásico tipo Brushless

Como se explicó anteriormente, el circuito equivalente del motor trifásico está constituido por bobinas, el cual está representado por 3 bobinas. Debido al comportamiento de estas bobinas es posible que los tiempos de conmutación de los transistores ocasionen que los dos transistores que suministran la energía a una fase del motor, queden activados por un periodo corto de tiempo, ocasionando un corto circuito por un instante. Es necesario instalar un circuito de protección que evite esta situación ya que no se pueden activar al mismo tiempo los switch a y b , que alimentan la salida U , o los switch c y d , que alimentan la salida V y también los switch e y f , que alimentan la salida W ; se diseña un circuito de protección para evitar estos cortos circuitos. En caso de que por error se activen los switch mencionados anteriormente en el mismo instante. El circuito de protección emplea para esto las compuertas XOR y AND [40], cuya configuración se muestra en la figura 3.28.

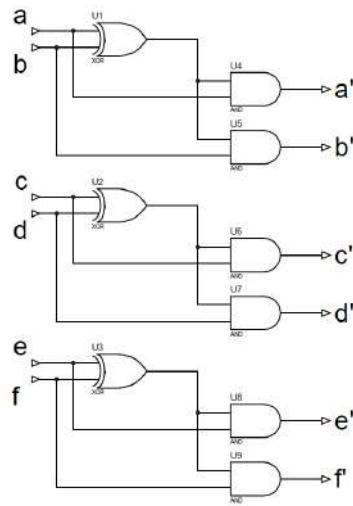


Figura 3.28: Circuito de protección para inversor.

cuyas tablas de verdad nos indican que el circuito cumple con la función de evitar que 2 switches de la misma rama se activen simultáneamente, tal como se indica en la tabla 3.3.

a	b	a'	b'	c	d	c'	d'	e	f	e'	f'
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0

Tabla 3.3: Tablas de verdad del circuito de protección para inversor.

Con este circuito de protección se tiene la certeza de que, cuando lleguen a activarse de manera simultánea, los transistores que representan los switch a y b' que alimentan la fase U, las salidas que entrega el circuito de protección a' y b' se encuentran en estado bajo con lo que se cumple la función de proteger al circuito manejador del motor trifásico tipo Brushless.

3.5. Conclusiones

Con el estudio del circuito equivalente del motor trifásico tipo Brushless se encontró que se puede obtener la relación lineal entre la frecuencia y el voltaje, con esto se puede llevar a cabo la caracterización adecuada del motor. En cuanto al inversor, se realizó la configuración para obtener las tres fases que necesita el motor para poder funcionar, se hizo uso de la configuración Darlington debido a que la cantidad de corriente que puede llegar a necesitar es alta, en este caso de 10 A, donde se agregó un circuito de protecciones para evitar que, debido a los tiempos de conmutación de los transistores, estos en determinado momento se encuentren en corto circuito y se dañen constantemente.

Capítulo 4

Firmware y Software de Circuito Manejador Motor

Se desarrolla el software y firmware necesario en el sistema embebido, este sistema es conectado al circuito inversor trifásico diseñado previamente. Con esto se activa y pone en funcionamiento al motor trifásico tipo brushless.

4.1. Diseño de Firmware

El bloque de firmware diseñado corresponde al generador de secuencia trifásica, dirección de giro y switch *ON/OFF* para el encendido y apagado. Se muestra remarcado en el recuadro rojo de la figura 4.1, este bloque es diseñado en el *Software Quartus Web* Versión 18 [41] utilizando lenguaje de programación AHDL (*Altera Hardware Design Lenguaje*) [42].

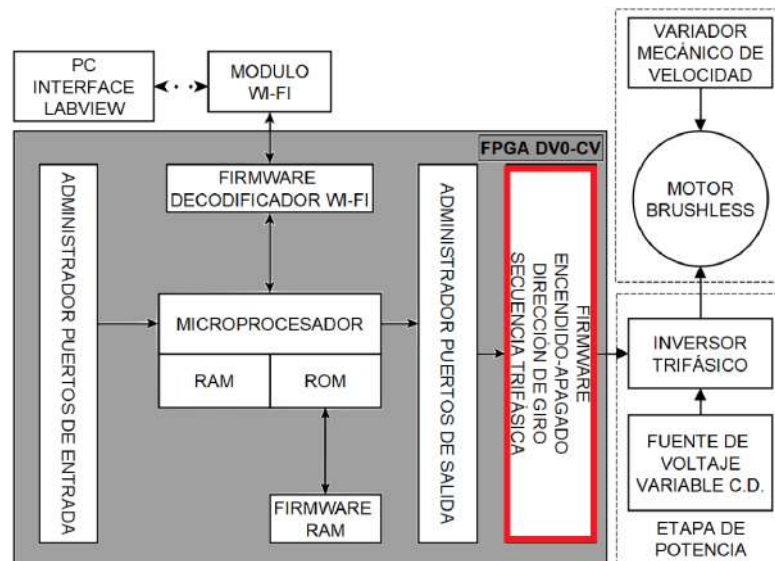


Figura 4.1: Bloque de firmware incrustado en el sistema embebido.

La secuencia trifásica que se necesita a la salida del bloque de firmware se muestra en la tabla 4.1. Se hace uso de una máquina de estados para generar cada una de las salidas que necesita el circuito inversor, se muestra para cada estado su valor en código binario y su equivalente en decimal.

	Salida Binario						Salida Decimal
Estado 1	0	0	0	1	1	0	6
Estado 2	1	0	0	1	0	0	36
Estado 3	1	0	0	0	0	1	33
Estado 4	0	0	1	0	0	1	9
Estado 5	0	1	1	0	0	0	24
Estado 6	0	1	0	0	1	0	18

Tabla 4.1: Valores de las salidas del bloque de firmware.

El bloque de firmware además de contar con una máquina de 6 estados, necesita de cinco señales de entrada las cuales son:

- El giro (Giro[1]), para el cual se ocupa un bit de control.
- El encendido (ON-OFF[1]), que también utiliza un bit de control.
- La frecuencia (INV-FR[21..0]), que utiliza 22 bits de control.
- El reset general del bloque.
- La señal de reloj de 100 MHz.

Como se mencionó anteriormente el sistema embebido cuenta con 32 bits en cada uno de sus dos puertos de salida, por lo que entonces la distribución de bits del generador de secuencia trifásica se muestra en la tabla 4.2.

PT1	No Usar	INVERSOR	ON/OFF	DIR GIRO	FRECUENCIA
BIT	[32]	[31 . . . 26]	[25]	[24]	[23 1]

Tabla 4.2: Mapeo de los puertos de salida.

A la salida del bloque de firmware se tienen 6 salidas físicas que corresponden a pines de los módulos de expansión de la tarjeta FPGA, esta distribución de pines se muestra en la tabla 4.3, dichos pines corresponden al Header JP1.

Salida	a	b	c	d	e	f
PIN	R16	T20	R15	R17	K19	P18

Tabla 4.3: Mapeo de los pines de salida.

Debido a que el sistema cuenta con un reloj de 100 MHz es necesario el uso de contadores para poder aplicar retardos y con esto poder generar la secuencia de salida con la frecuencia deseada.

El diagrama de flujo usado para el diseño de dicho bloque es el que se muestra en la figura 4.2.

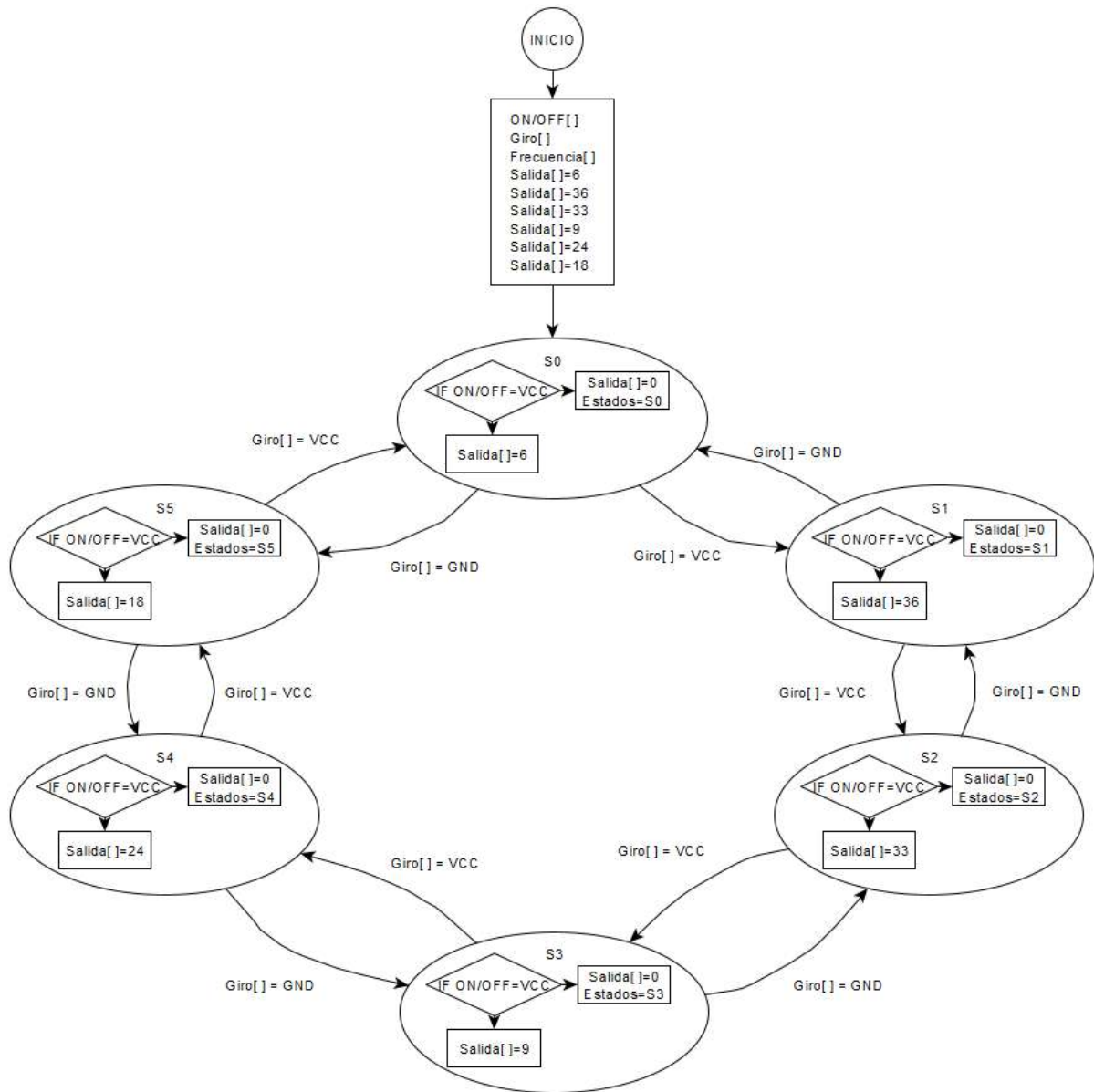


Figura 4.2: Diagrama de flujo del firmware del método de 6 pasos.

En este diagrama de flujo se muestran los seis estados etiquetados como S0 hasta S5, donde en cada estado se tiene la opción ON/OFF y el sentido de giro de tal forma que no importa en qué estado se encuentre la máquina de estados, siempre se tendrá la opción de apagar o

encender el bloque del inversor con lo que se puede arrancar o detener el motor y también es posible cambiar la dirección de giro del motor.

El bloque generado por Quartus Web se muestra en la figura 4.3 siguiente

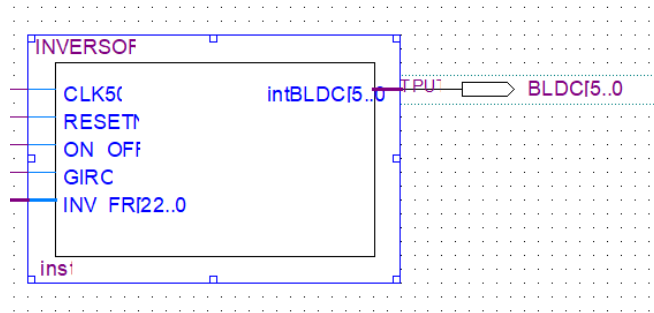


Figura 4.3: Bloque con firmware del método de 6 pasos.

Como se observa en la figura de arriba el bloque cuenta con las cinco señales de entrada y un bus de salida compuesto por seis señales las cuales van conectadas al circuito inversor.

Una vez que se tiene el bloque de Firmware se realizó la simulación para verificar que el bloque funcionara adecuadamente y con esto poder integrarlo al sistema embebido, dicha simulación se muestra en la figura 4.4

Name	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
RESETN	[Línea roja continua]											
BLDC[5..0]	6	36	33	9	24	18	[Línea roja continua]					
KONSTANT:inst1 ON_OFF	[Línea roja continua]											
KONSTANT:inst1 GIRO	[Línea roja continua]											
KONSTANT:inst1 INV_FR[22..0]	[Línea roja continua]											

Figura 4.4: Simulación bloque de firmware del método de 6 pasos.

En el recuadro azul se muestran las salidas del bloque construido, como se observa se tiene la secuencia de salida deseada que se mostró anteriormente en la tabla 4.4.

	Salida Binario						Salida Decimal
Estado 1	0	0	0	1	1	0	6
Estado 2	1	0	0	1	0	0	36
Estado 3	1	0	0	0	0	1	33
Estado 4	0	0	1	0	0	1	9
Estado 5	0	1	1	0	0	0	24
Estado 6	0	1	0	0	1	0	18

Tabla 4.4: Valores de salida del bloque de firmware del método de 6 pasos.

Ahora bien, ya que se observa que la simulación del Firmware funciona adecuadamente se realiza la interconexión al circuito manejador de motor trifásico y se realizan las mediciones correspondientes, estas se muestran en la figura 4.5 y en la figura 4.6.

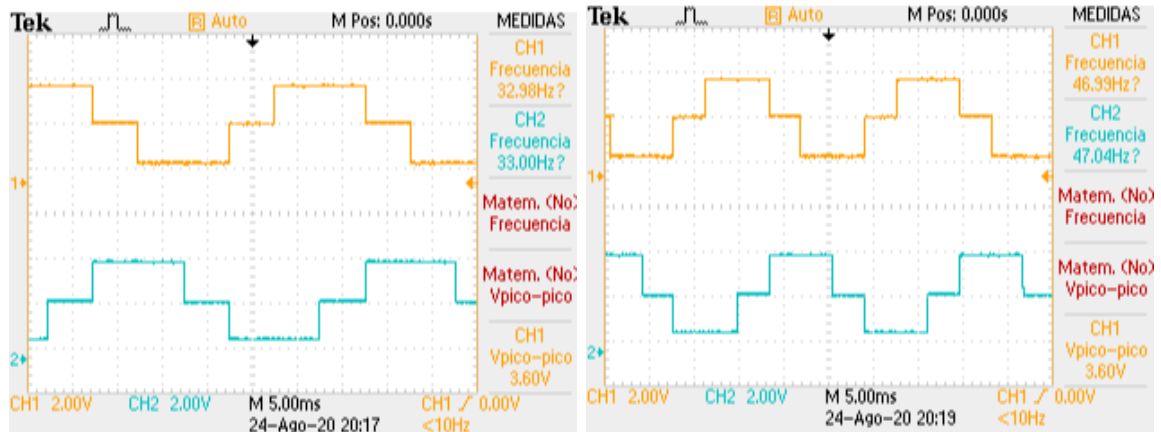


Figura 4.5: Señales de salida circuito manejador para fase U y V .

En la figura 4.5 se muestran la medición de dos señales, las cuales son la salida de la Fase U y V en color amarillo y verde respectivamente, se aplican dos frecuencias de prueba que son: 33 Hz y 47 Hz.

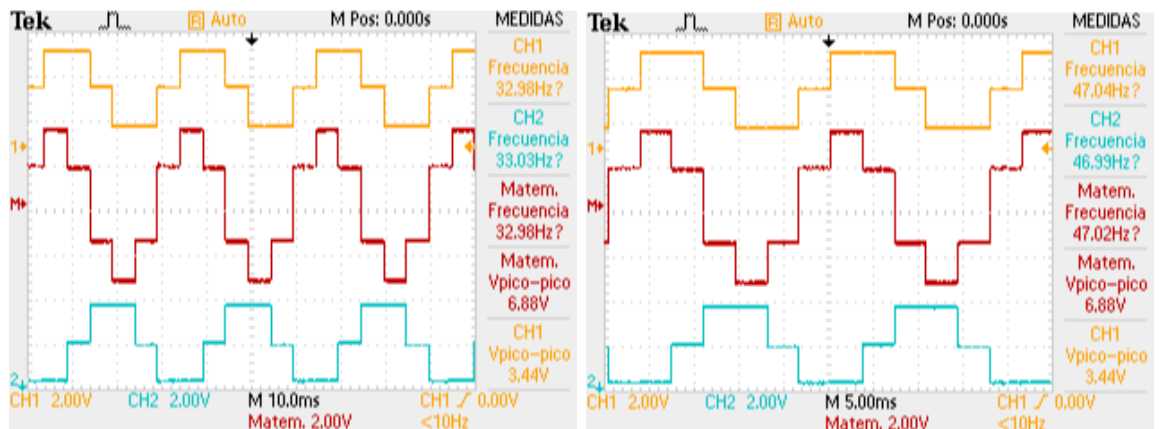


Figura 4.6: Señales de salida circuito manejador para fase U y V y V_{UV} .

Como se puede apreciar en la figura 4.6 se muestra la medición de tres señales, la señal en color amarillo es la señal de voltaje medida en la salida de la Fase U , es decir V_U y la señal en color verde esmeralda es la señal de voltaje de la Fase V , o lo que es V_V , dichas señales son señales de Voltaje Directo o Corriente Directa, ahora bien la señal en color rojo indica la diferencia matemática entre ambas señales, es decir que esta es el resultado de $V_{UV} = V_U - V_V$ para las frecuencias de 33 Hz y 47 Hz.

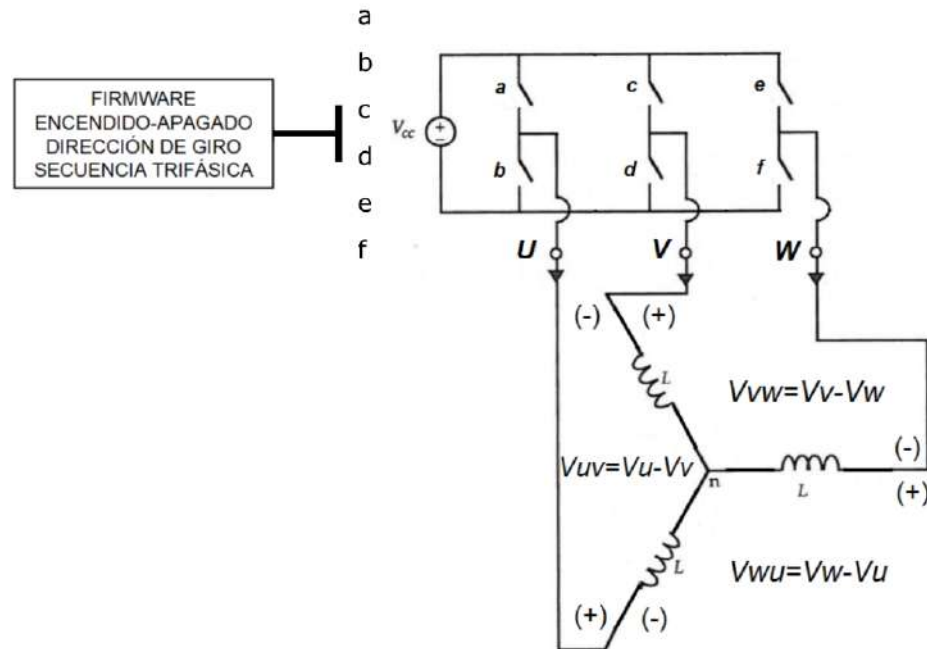


Figura 4.7: Firmware interconectado a circuito manejador motor Brushless.

En la figura 4.7 se muestra la conexión entre el bloque de Firmware y el circuito manejador, se muestra también los puntos en donde se realizan las mediciones correspondientes al voltaje de salida para la fase U y V .

Hasta este punto no se ha realizado la conexión del motor trifásico tipo Brushless, en su lugar se ha conectado un circuito resistivo que simula el embobinado del motor trifásico tipo Brushless.

4.2. Diseño de Software, método 6 Pasos

Una vez que se tiene desarrollado el firmware, este se agrega al sistema embebido, posterior a esto se desarrolla el software necesario para poner en funcionamiento el motor trifásico tipo Brushless, entonces de acuerdo al diseño del firmware se requiere de tres parámetros: ON/OFF, la dirección de giro y la frecuencia del inversor, de esta forma se desarrolla en algoritmo en Código D [26] que se encarga de realizar los cálculos necesarios de acuerdo a estos tres parámetros de entrada.

El valor de la frecuencia del inversor que envía el sistema embebido al motor trifásico es calculado de la formula 4.2, que como se observa de acuerdo al cálculo es el valor del periodo (inverso de la frecuencia).

$$T = \left(\frac{1}{F_{deseada}} \right) \times F_{reloj} \quad (4.1)$$

donde

- $F_{deseada}$ es la Frecuencia que se requiere en el inversor.
- El No. de estados es igual a 6.
- F_{reloj} , es la Frecuencia del reloj del sistema embebido que es de 100 MHz.

de aquí que la formula aplicada utilizada es la siguiente:

$$T = \left(\frac{1}{\frac{F_{deseada}}{6}} \right) \times 100 \times 10^6 \quad (4.2)$$

Esta ecuación 4.2 nos indica entonces los valores de los contadores necesarios para poder alcanzar las frecuencias del inversor deseadas.

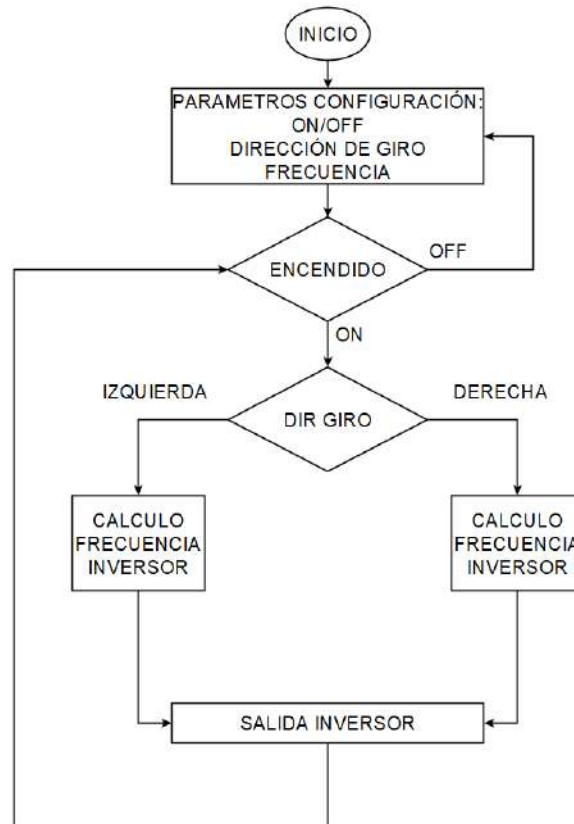


Figura 4.8: Diagrama de flujo diseño de software el método de 6 pasos.

En la figura 4.8 se muestra el diagrama de flujo que se emplea para poner en funcionamiento el motor, en primer lugar se hace una carga de sus parámetros de configuración, enseguida se verifica el estado encendido o apagado, donde si el parámetro encendido está en OFF el motor se encontrara en estado de reposo o apagado, en caso contrario con el parámetro encendido en ON se continua con la lectura del siguiente parámetro que es la dirección de giro, en cuyo caso la dirección de giro está determinada por la secuencia que sigue la máquina de estados,

es decir si la secuencia es del estado uno al estado seis la dirección de giro es en contra de las manecillas del reloj, si la secuencia se invierte entonces el giro es a favor de las manecillas del reloj, posteriormente se realiza el cálculo de la frecuencia, la cual determina la velocidad de cambio que existe entre cada uno de los seis estados, esta frecuencia nos proporciona también velocidad de giro del motor trifásico tipo Brushless en conjunto con el valor de voltaje que suministra la fuente de voltaje de corriente directa variable.

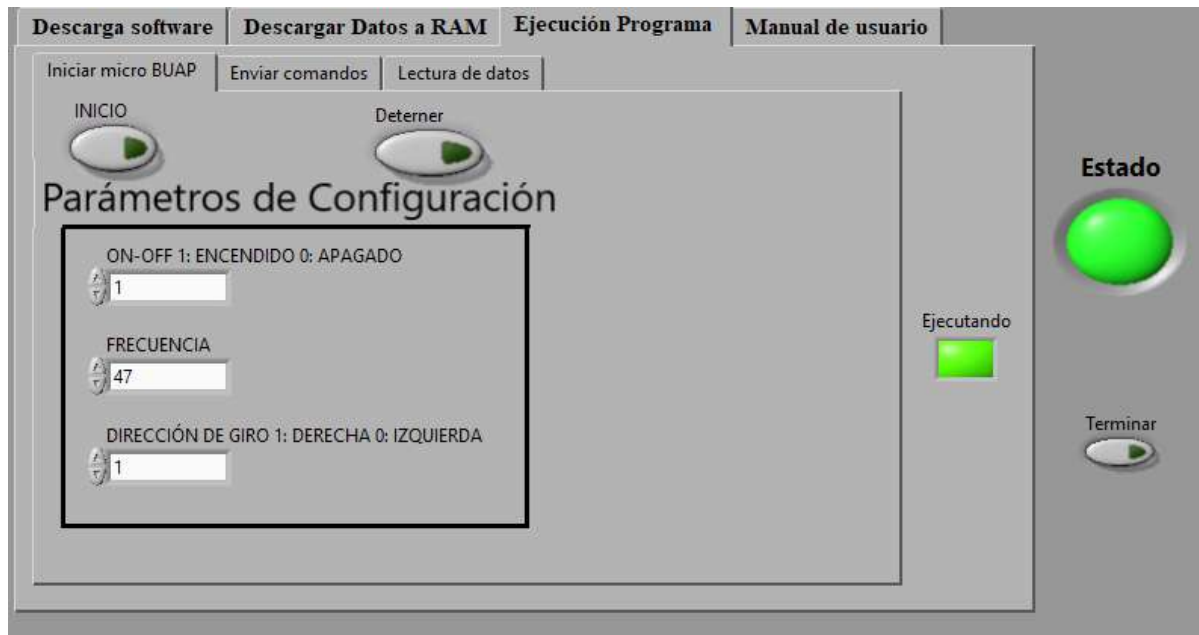


Figura 4.9: Interface de usuario para implementación del método de 6 pasos.

En la figura 4.9 se muestra la interface de usuario que se utiliza para la implementación del control del circuito manejador del motor trifásico tipo Brushless, en esta se indican los tres parámetros que utiliza y que se han mencionado anteriormente, donde el encendido y apagado se controlan con un bit, cuyo estado solo toma los valores de 1 o 0 respectivamente, este valor se ingresa en la casilla ON-OFF, los valores de frecuencia van desde 1 y hasta 50 Hz con incrementos de 1 Hz se ingresan en la segunda casilla denominada FRECUENCIA y finalmente la dirección de giro se controla también con un bit, con valores de 1 o 0 que indican el giro hacia derecha o izquierda respectivamente, donde dicho valor se ingresa en la tercera casilla llamada DIRECCIÓN DE GIRO.

4.3. Diseño de Software, PWM senoidal

Para obtener el PWM Senoidal se hace uso del lenguaje de programación código D descrito anteriormente, en este se desarrollan los algoritmos para producir las señales de onda senoidal, en este caso se necesitan tres señales desfasadas 120 grados con un período T_s y una amplitud a , también se necesita generar una señal de onda triangular con un periodo T_{tri} y una amplitud

igual a la amplitud de la señal senoidal, una vez que se tiene programadas las tres cuatro señales se realiza una comparación entre la señal triangular y cada una de las tres señales senoidales donde los valores que se obtengan de estas tres comparaciones nos generaran tres señales de salida, que son los PWM senoidales.

Para realizar esto lo primero que se realizo es una simulación en el software LabView [43], donde se programaron las siguientes ecuaciones para generar las señales senoidales.

$$f(t)_U = \frac{a}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.3)$$

$$f(t)_V = \frac{a}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s} - 120\right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.4)$$

$$f(t)_W = \frac{a}{2} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s} - 240\right) + \frac{a}{2} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.5)$$

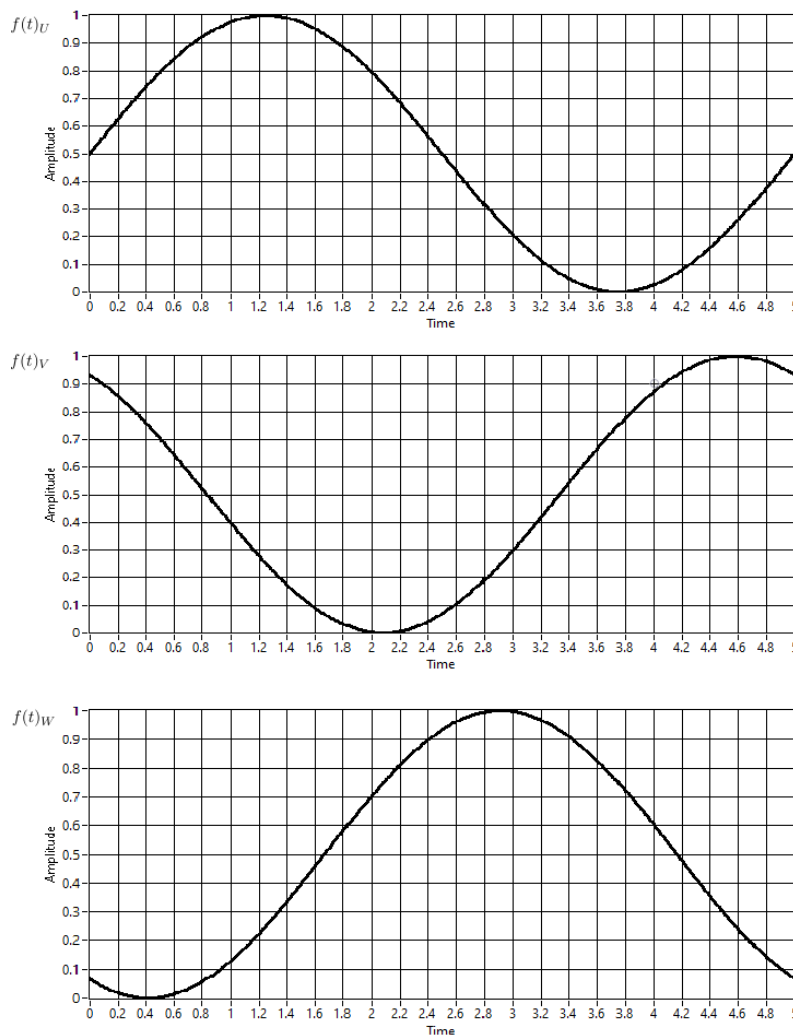


Figura 4.10: Señales senoidales $f(t)_U$, $f(t)_V$ y $f(t)_W$.

Como se observa en la figura 4.10 tenemos las tres señales senoidales desfasadas 120 grados en el caso de $f(t)_V$ y de 240 grados para $f(t)_W$ con respecto a la primera señal $f(t)_U$, en este caso para propósitos de simulación se tomó un periodo T_s de 5 segundos y una amplitud a de 1.

Para generar la señal triangular se hace uso de la siguiente ecuación desarrollada en una serie de Fourier [34]:

$$f(t)_T = \frac{1}{2} \left[\frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos(n\omega_0 t) \right] + \frac{1}{2} \quad n \text{ impar} \quad (4.6)$$

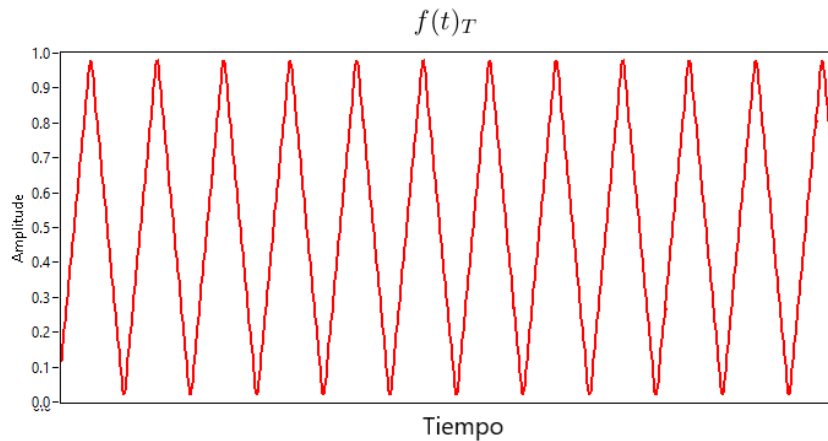
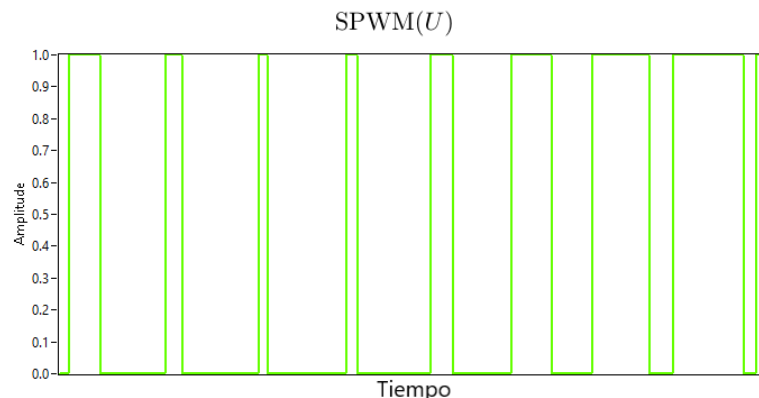


Figura 4.11: Señal triangular $f(t)_T$.

Para generar la señal triangular aplico una amplitud a de 1 y un periodo T_{tri} de 1 segundo, ahora que ya se tienen las cuatro señales se realiza la comparación de esta con cada una de las tres señales senoidales, en donde si el valor de la señal senoidal es mayor que el valor de la señal triangular el valor de salida tendrá una amplitud de 1. En caso contrario, es decir que el valor de la señal senoidal sea menor al valor de la señal triangular se tendrá entonces un valor de cero de amplitud, lo que nos da como resultado lo mostrado en la figura 4.12, donde estas tres señales representan los PWM senoidales SPWM(U), SPWM(V) y SPWM(W).



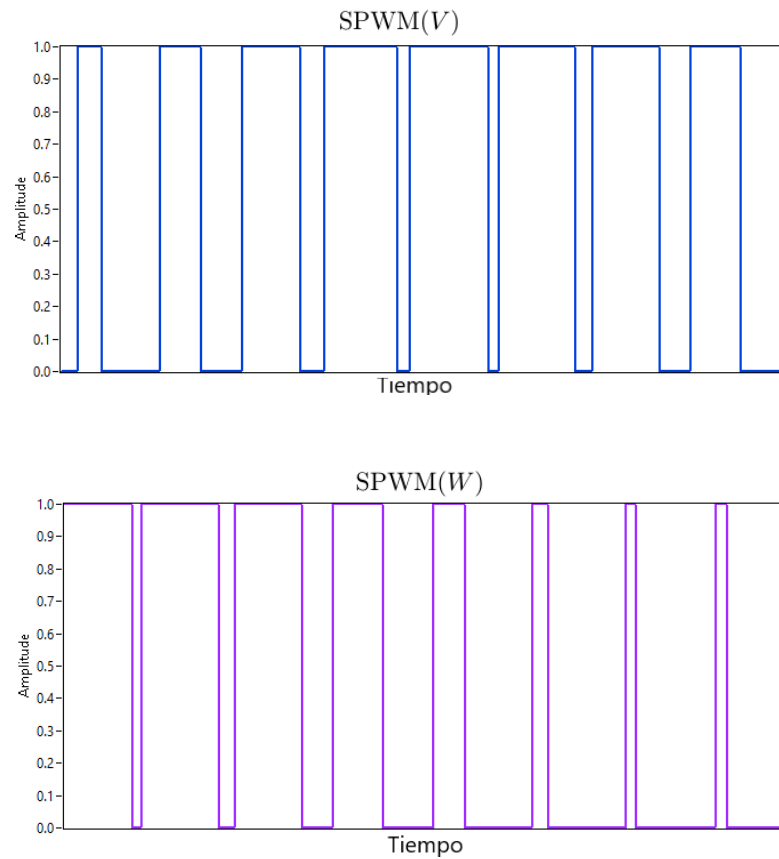


Figura 4.12: PWM senoidales $SPWM(U)$, $SPWM(V)$ y $SPWM(W)$.

Ahora bien ya que el manejador del motor trifasico tipo Brushless necesita de seis entradas y solo se tienen generadas tres señales SPWM se tienen que generar otras tres señales para completar las seis que se necesitan, esto se hace invirtiendo los valores de salida de las señales SPWM actuales por lo que ahora a partir de la señal $SPWM(U)$ su valor negado sera $\overline{SPWM(U)}$ con esto se obtienen las señales de activación para a' y b' .

Señales de Salida PWM Senoidal	Señales de entrada circuito inversor
$SPWM(U)$	a'
$\overline{SPWM(U)}$	b'
$SPWM(V)$	c'
$\overline{SPWM(V)}$	d'
$SPWM(W)$	e'
$\overline{SPWM(W)}$	f'

Tabla 4.5: Asignación de salidas SPWM.

En la tabla 4.5 se muestran el resto de señales que se necesitan donde con la señal SPWM(V) se obtiene también $\overline{SPWM(V)}$ que serán aplicadas a las señales de entrada c' y d' respectivamente y finalmente con la tercera señal SPWM(W) se obtiene $\overline{SPWM(W)}$ las cuales son aplicadas a las señales de entrada restantes e' y f' .

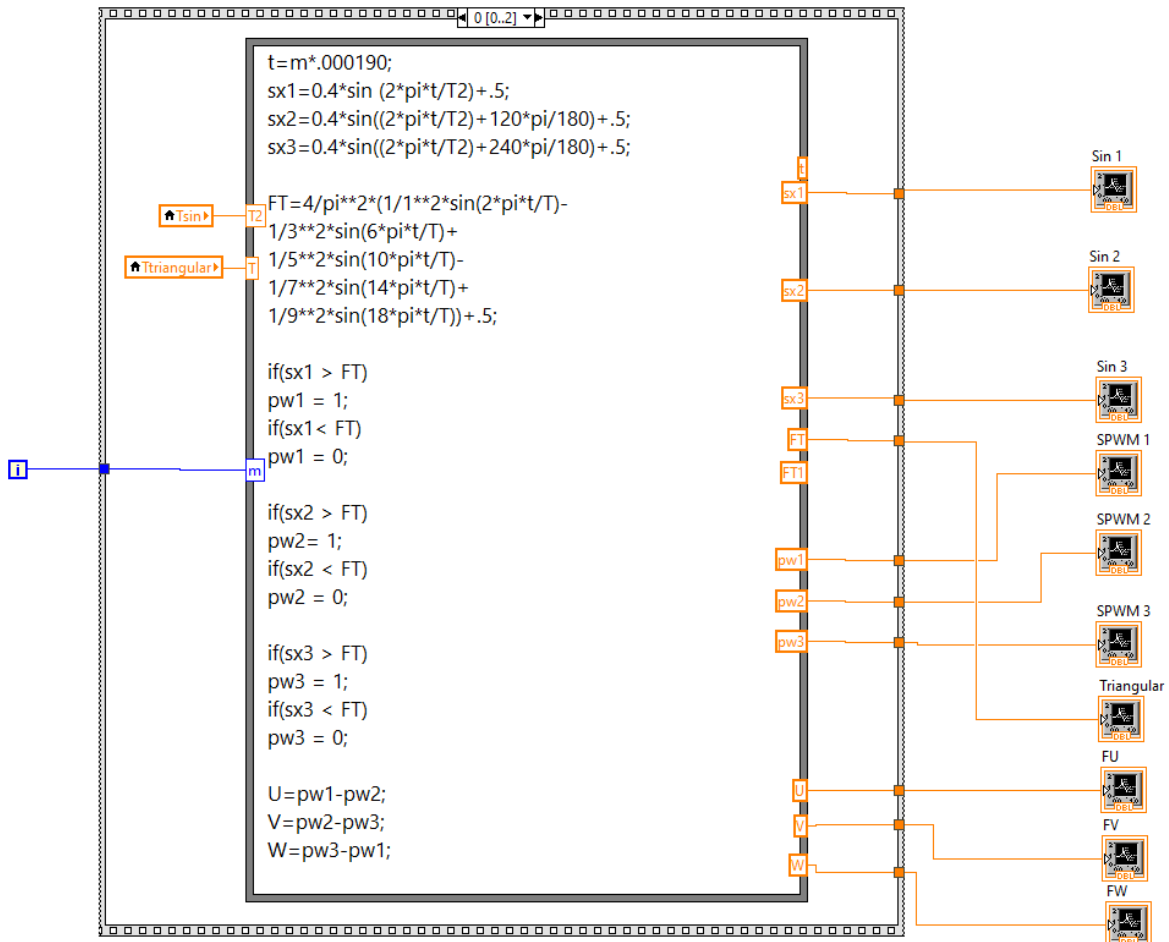


Figura 4.13: Bloques y código en LabView de PWM senoidal.

En la figura 4.13 se muestran el código y los bloques utilizados en el software Labview [40] para desarrollar el algoritmo PWM senoidal, se tienen los parámetros de entrada que se necesitan para generar las dos señales necesarias, estos son el periodo de la señal triangular y el de la señal senoidal y la amplitud que para ambas señales debe ser igual, este código sirve como base para desarrollar el código D.

El diagrama de flujo utilizado para crear el PWM Senoidal se muestra en la figura 4.14, en este se muestra el uso de la estructura WHILE para generar el ciclo que se repetirá en este caso de manera cíclica hasta que sea interrumpido por el usuario. Con esto la generación del PWM senoidal se mantendrá activa todo el tiempo que sea necesario.

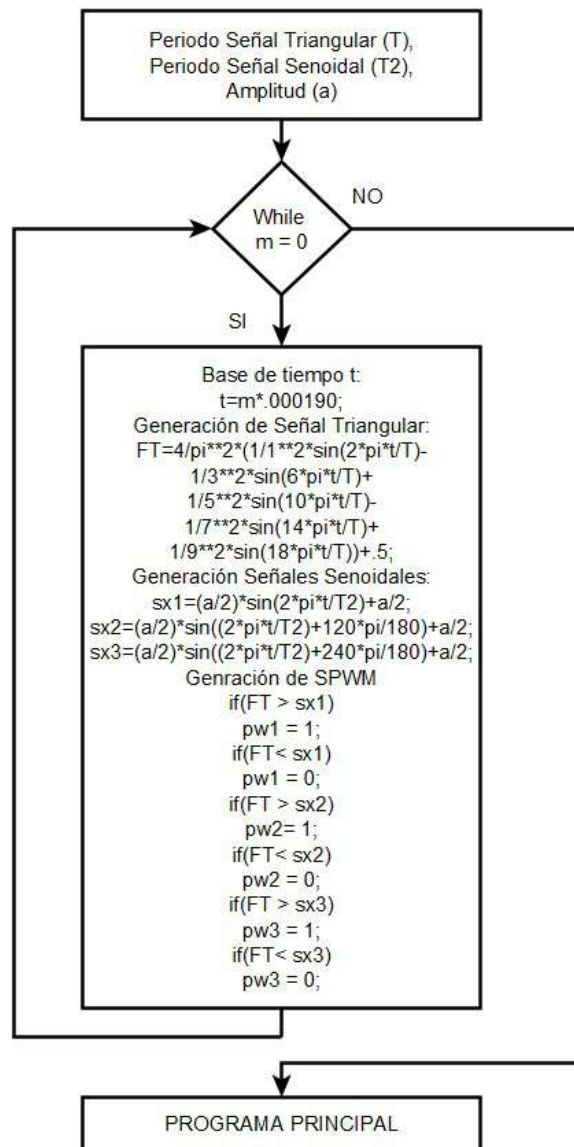


Figura 4.14: Diagrama de flujo PWM senoidal.

En la figura 4.14 se muestra que para generar los tres PWM senoidales, se hace uso de la secuencia condicional IF, la cual se encarga de hacer la comparación de la señal de onda triangular con las tres señales de onda senoidal, señalando que cada una de las señales senoidales se encuentran desfasada 120 grados una de otra, con esto se obtienen seis señales que corresponden a cada una de las entradas del circuito inversor trifásico.

En la figura 4.15 se muestra la interfaz de usuario de LabView la cual se ha modificado para el PWM Senoidal en donde se tienen 4 parámetros que son: el encendido y apagado, la dirección de giro, la frecuencia de la señal senoidal y el número de señales triangulares por cada señal senoidal, el donde los valores de Frecuencia para las señales senoidales va de 1 a 50 Hz con

incrementos de 1 Hz, el número de señales triangulares va en valores de 3 en 3, con un valor mínimo de 3 y un máximo de 15 señales triangulares, el encendido se controla con un bit en estado 1 para encendido y un valor de 0 para indicar que el motor esta apagado, de igual forma tenemos la casilla que controla el giro que de igual forma se sigue controlando con un bit.

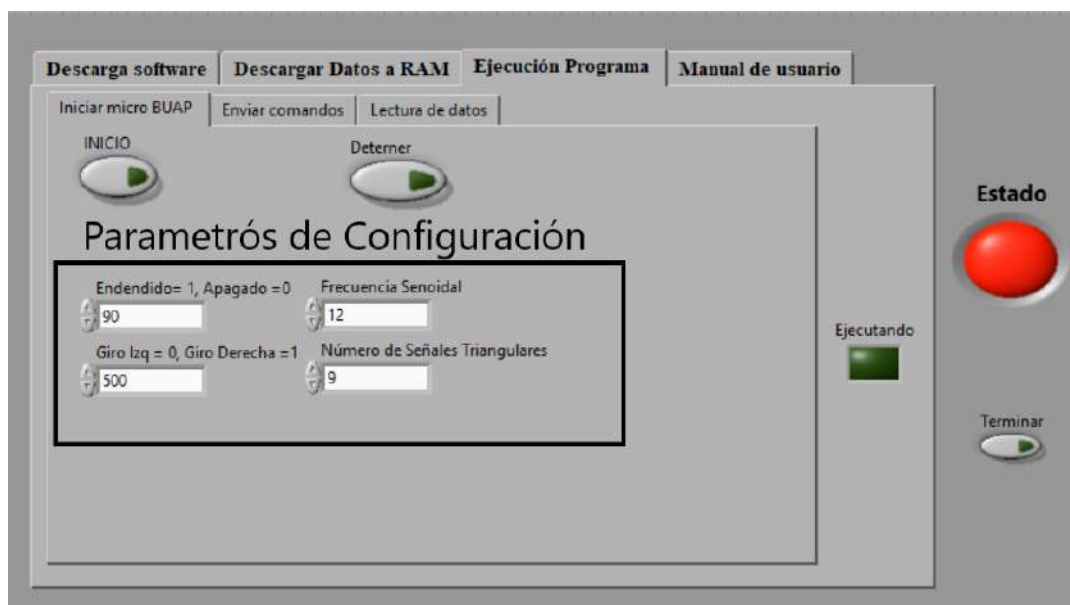


Figura 4.15: Interfaz de usuario de PWM senoidal.

Ahora bien, ya que se tiene el algoritmo del PWM senoidal y la interfaz de usuario para poder realizar las pruebas para observar si su funcionamiento corresponde al que se obtuvo en la simulación de Labview se realiza la interconexión al circuito manejador de motor trifásico, en este caso se realizan las mediciones correspondientes para la salida de la Fase U , estas se muestran en la figura 4.16

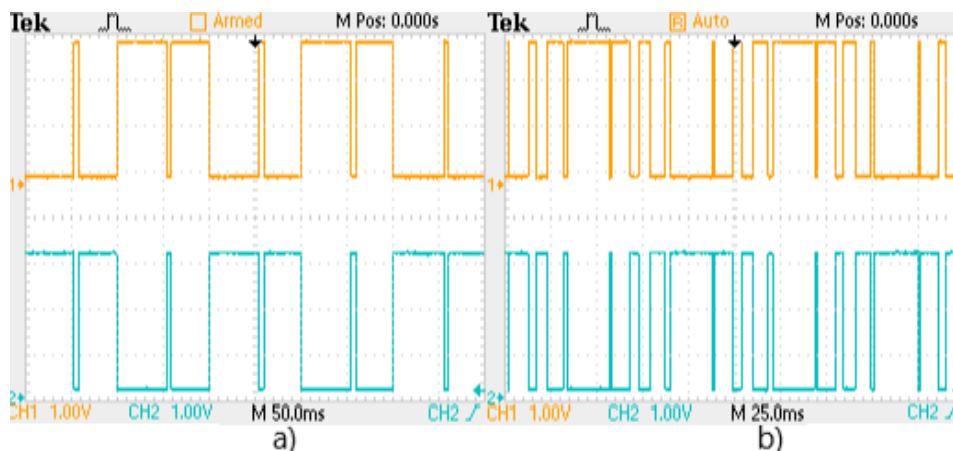


Figura 4.16: Señales aplicadas a las entradas a' y b' del circuito manejador.

Como se puede apreciar en la figura de 4.16 se muestra la medición de dos señales una en color amarillo y otra en color verde, las cuales corresponden a la señal que se necesita para activar a la fase U , donde la señal amarilla activa la entrada a' y la señal verde la entrada b' del circuito inversor, también se puede notar que estas dos señales tienen valores opuestos una de otra, es decir que cuando una está en estado alto, la otra en ese mismo instante de tiempo se encuentra en estado bajo y viceversa, esto para evitar un corto circuito en la rama de la fase U .

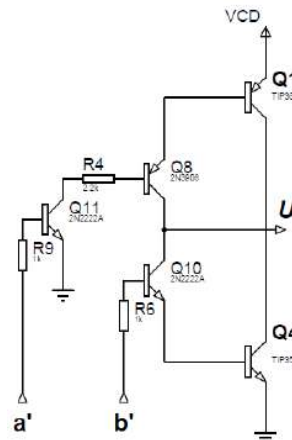


Figura 4.17: Fase U circuito manejador.

Las señales mostradas en la figura 4.16 son aplicadas a la primera rama del circuito manejador Brushless como se indica en la figura 4.17, las cuales corresponden a las entradas a' y b' .

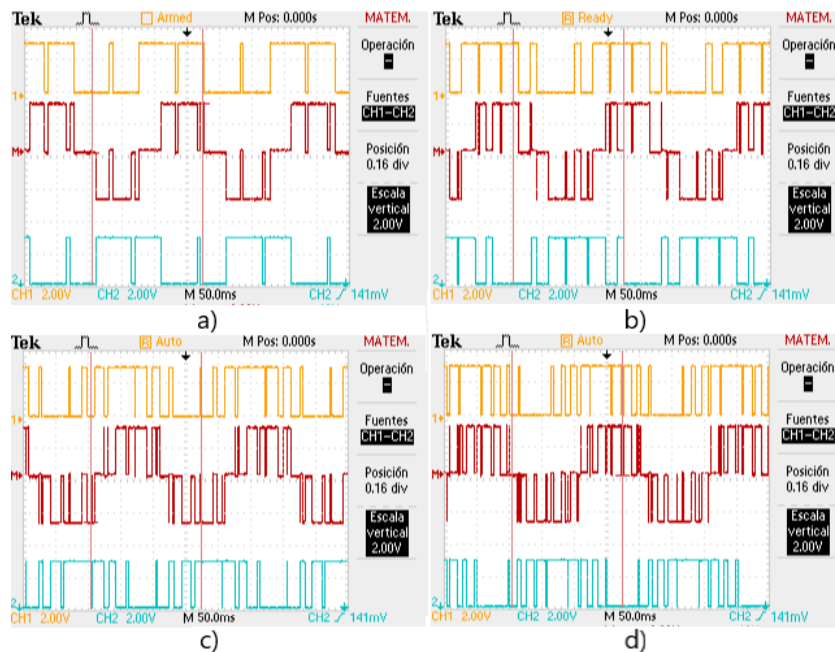


Figura 4.18: Señales de voltaje de las fases V_U , V_V y V_{UV} .

En la figura 4.18a) se muestra en color rojo el valor de voltaje V_{UV} , la cual es la diferencia entre las señales V_U y V_V las cuales se muestran en color amarillo y azul respectivamente, en este caso se utilizaron tres señales triangulares por una señal senoidal, en la figura 4.18b) son 6 señales triangulares en la figura 4.18c) son 9 señales triangulares y en la figura 4.18d) son doce señales triangulares por cada señal senoidal.

4.4. Conclusiones

En el desarrollo del firmware para la implementación del accionamiento por el método de los seis pasos fue necesario el uso de un reloj adicional que se calculó para poder entregar los tiempos de conmutación necesarios para cada estado, por otro lado el reloj para la implementación del PWM senoidal se realizó el cálculo del tiempo que se tarda el procesador en desarrollar todas los cálculos aritméticos y trigonométricos así como las operaciones lógicas para así determinar la frecuencia de la senoidal la cual sirve como base para calcular la frecuencia de la señal triangular. Debido a que la señal triangular debe ser es más rápida que la señal senoidal, se realizo la implementación de 3 y hasta 12 señales triangulares por cada señal senoidal. El desarrollo del PWM senoidal se hizo por software y no mediante firmware debido a que en el lenguaje AHDL no se pueden realizar los cálculos trigonométricos necesarios, así que para realizar esta tarea se utilizó el sistema embebido por lo que su diseño se realizó mediante software usando el código D.

Capítulo 5

Resultados Experimentales

Para realizar la caracterización del motor se utiliza la siguiente ecuación [2]:

$$\Phi_{max} = \text{cte} \Leftrightarrow \frac{V}{f} = \text{cte} \quad (5.1)$$

donde V es el voltaje proporcionado por la fuente de voltaje variable (0-40 VCD) y f es la frecuencia proporcionada por el sistema embebido en Hz.

5.1. Caracterización

Entonces tenemos que los valores obtenidos de Voltaje de CD (V) contra frecuencia (f) son los siguientes:

Voltaje	Frecuencia Hz	Voltaje	Frecuencia Hz	Voltaje	Frecuencia Hz
0	0.00	12	9.16	24	16.66
1	0.20	13	9.75	25	17.50
2	0.45	14	10.40	26	18.05
3	0.76	15	11.05	27	18.70
4	1.22	16	11.60	28	19.45
5	1.59	17	12.30	29	20.00
6	2.00	18	13.00	30	20.83
7	2.55	19	13.55	31	21.40
8	3.35	20	14.30	32	21.95
9	4.40	21	14.85	33	22.60
10	5.60	22	15.60	34	23.30
11	7.15	23	16.20	35	23.85
				36	24.50

Tabla 5.1: Valores reales caracterización del método de 6 pasos.

Graficando estos resultados se obtuvo la gráfica que se muestra en la figura 5.1:

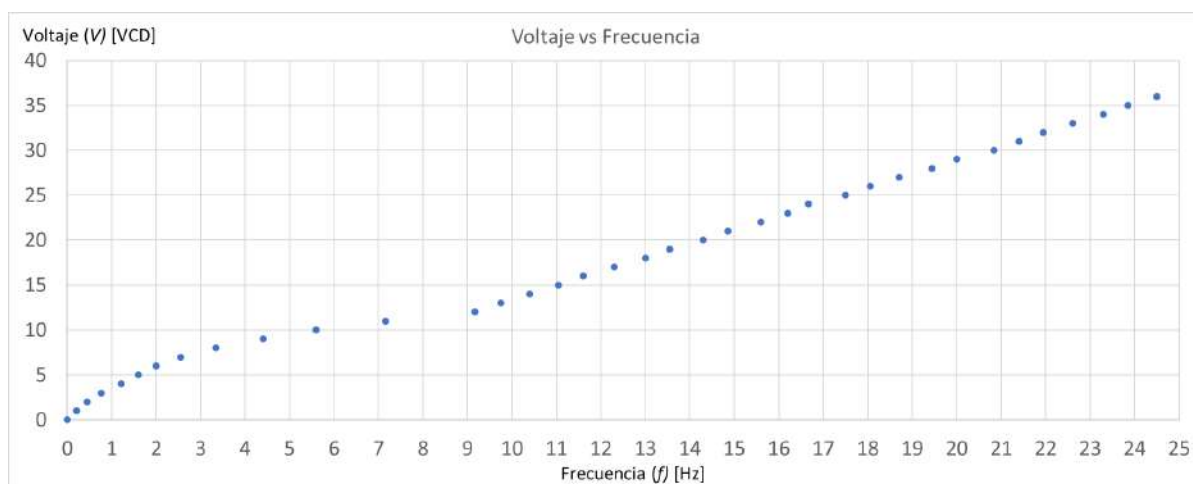


Figura 5.1: Gráfica V/f , método de 6 pasos.

Donde se obtienen tres líneas de tendencia lineal con las siguientes ecuaciones:

$$V = 2.683f + 0.557 \quad (5.2)$$

$$V = 0.746f + 5.409 \quad (5.3)$$

$$V = 1.554f + 2.147 \quad (5.4)$$

Estas líneas de tendencia describen el comportamiento del motor y se muestran la figura 5.2, donde en color morado se representa la ecuación (5.2), en color azul la ecuación (5.3) y en color rojo la ecuación (5.4).

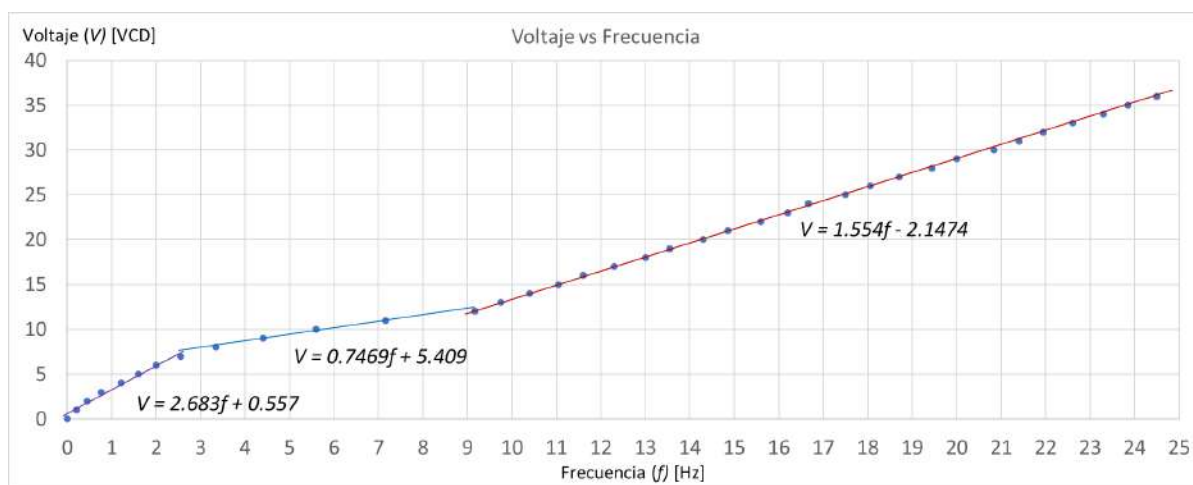


Figura 5.2: Gráfica V/f valores reales y linealización

En la tabla 5.2 se muestran los valores de frecuencia y la velocidad en revoluciones por minuto RPM.

Voltaje VCD	Frecuencia Hz (f)	Velocidad RPM
0	0.00	0.00
5	1.59	3.75
8	3.50	8.75
10	5.50	13.75
12	8.25	22.50
17	11.50	28.75
24	16.50	41.25
27	18.50	46.25
29	20.00	50.00
32	21.50	53.75
36	24.50	61.25

Tabla 5.2: Valores medidos de voltaje (VCD), frecuencia (f) y RPM.

Estos valores se grafican en la figura 5.3.

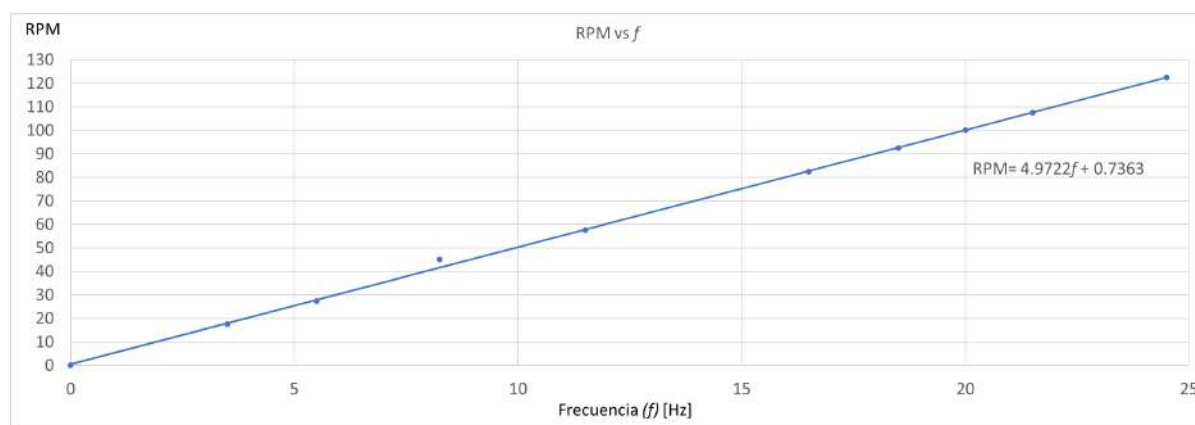


Figura 5.3: Gráfica RPM vs f .

donde de nueva cuenta la ecuación que describe la línea de tendencia que relaciona las RPM con la frecuencia es:

$$RPM = 4.9722f + 0.7363 \quad (5.5)$$

La caracterización se realiza para obtener la curva de par útil $V = Kf$, siendo V el voltaje y f la frecuencia, donde K es el valor constante que se obtiene de la relación $K = V/f$ se muestra en la tabla 5.3.

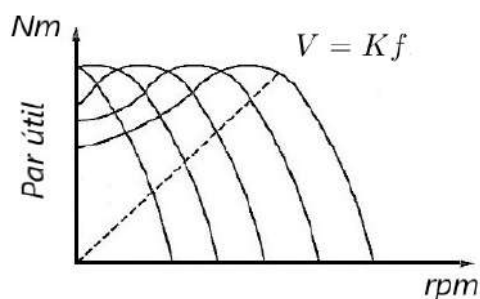


Figura 5.4: Variación del par útil en función de la velocidad [31].

De aquí que el valor promedio de $K \approx 1.73$, que se obtiene con la ecuación siguiente:

$$K = \frac{V}{f} \quad (5.6)$$

Voltaje VCD	Frecuencia Hz	Valor de K
0	0.00	0.00
5	1.59	3.14
8	3.35	2.39
10	5.60	1.79
12	9.16	1.31
17	12.30	1.38
24	16.66	1.44
27	18.70	1.44
29	20.00	1.45
32	21.95	1.46
36	24.50	1.47

Tabla 5.3: Valor calculado de K , método de 6 pasos.

De la tabla anterior se puede observar los valores de K varían en frecuencias bajas, esto se debe a que en esas frecuencias el motor no puede operar adecuadamente debido a que en esos valores de voltaje el motor no tiene la fuerza suficiente para moverse.

5.1.1. Formas de Onda Medidas Mediante Conmutación de 6 Estados

Las formas de onda medidas en el circuito manejador se obtienen al medir en las terminales U y V y el valor de la diferencia de voltajes $V_{UV} = V_U - V_V$ se realizan utilizando un osciloscopio. Las puntas de prueba que van conectadas en los puntos que se indican en color amarillo y verde indicadas en la figura 5.5 y la resta $V_U - V_V$ con la tecla de función *MATH* del mismo osciloscopio.

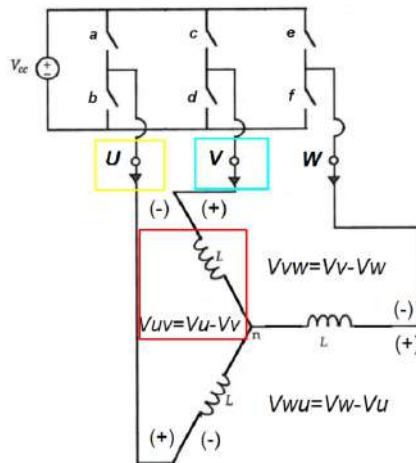


Figura 5.5: Puntos de medición de señales circuito manejador.

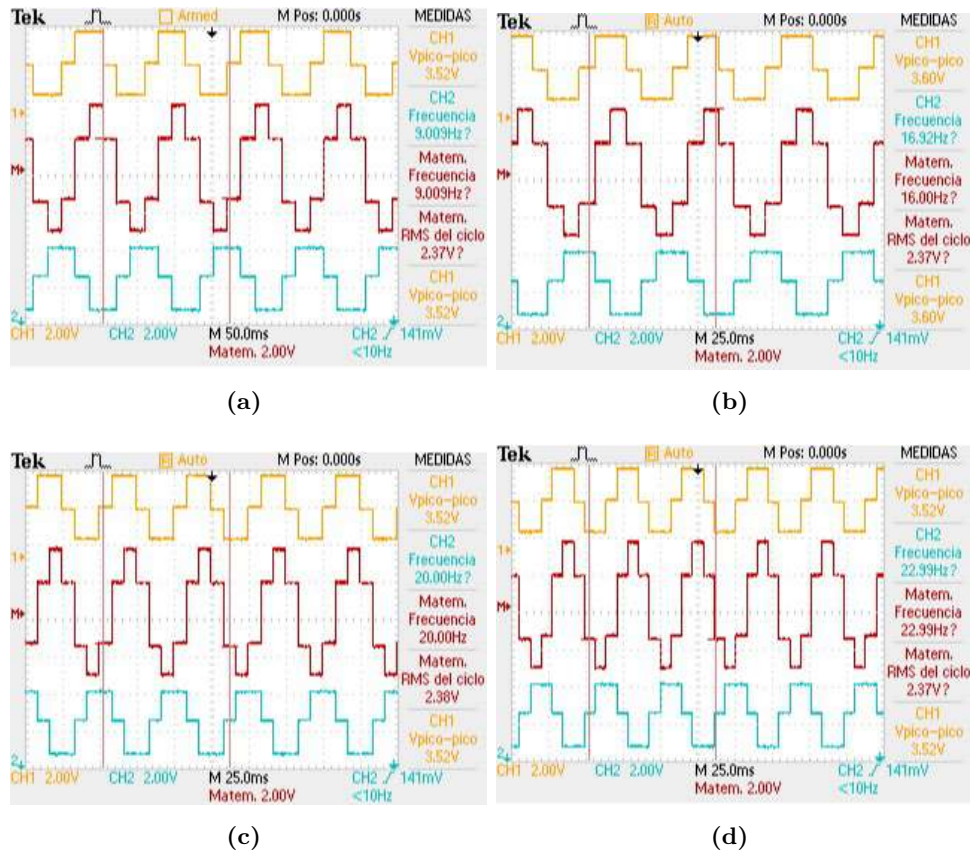


Figura 5.6: Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$.

En la figura 5.6 se muestran en color amarillo el valor de voltaje de la fase V_U y en color magenta el valor de voltaje de la fase V_V , cuya diferencia $V_{UV} = V_U - V_V$ se muestra en color rojo, en esta tabla se muestran los valores a 4 valores de frecuencias que son: 9.00 Hz figura

5.6a), 16.00 Hz figura 5.6b), 20.00 Hz figura 5.6c) y 23.00 Hz figura 5.6d). Estos valores de frecuencia corresponden a valores de voltaje de 12, 24, 30 y 35 VCD respectivamente.

5.2. Funcionamiento Mediante PWM Senoidal

Los valores obtenidos utilizando el método de accionamiento PWM Senoidal se muestran en la tabla 5.4.

Voltaje VCD	Frecuencia Hz	Velocidad RPM
0	0	0
5	2	5.00
8	5	12.50
10	6	15.00
12	8	20.00
17	10	25.00
24	13	32.50
27	15	37.50
29	16	40.00
32	18	45.00
36	20	50.00

Tabla 5.4: Valores medidos de voltaje (VCD), frecuencia (f) y RPM del método PWM senoidal.

En la figura 5.7 se ilustra la gráfica voltaje (V) vs frecuencia (f) de los datos de la tabla de arriba.

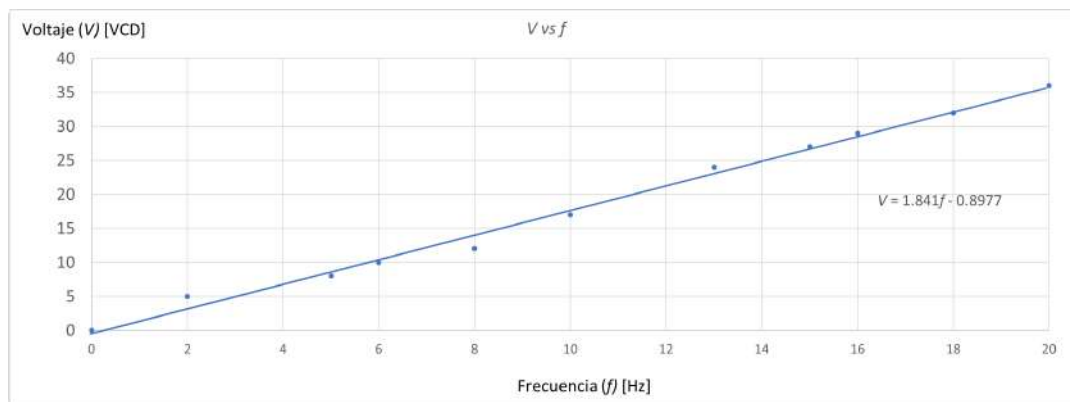


Figura 5.7: Gráfica V vs f PWM senoidal.

A la gráfica 5.7 se le agrega una línea de tendencia lineal la cual nos genera la siguiente ecuación que describe el comportamiento del motor.

$$V = 1.841f - 0.8977 \quad (5.7)$$

Con esta ecuación se puede entonces estimar el valor de voltaje necesario para un valor determinado de frecuencia.

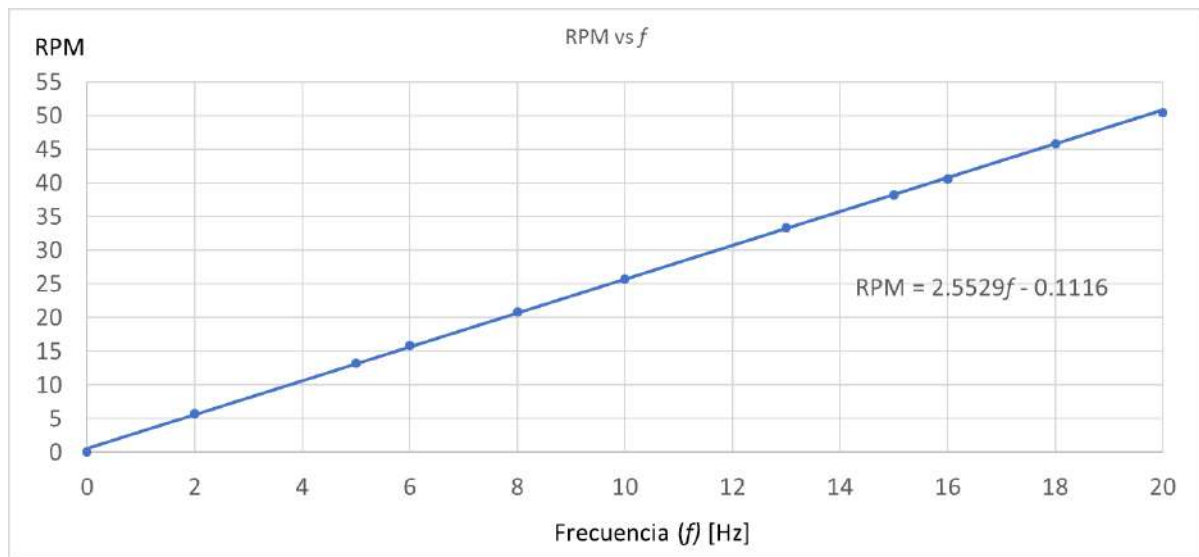


Figura 5.8: Gráfica de velocidad en RPM vs f PWM senoidal.

En la figura 5.8 se agrega también una línea de tendencia lineal, esta nos muestra que la velocidad es proporcional a la frecuencia y cuya ecuación que describe este comportamiento es la siguiente:

$$RPM = 2.5529f - 0.1116 \quad (5.8)$$

En este caso también se realiza el cálculo del valor de K de tal forma que se tiene que en este caso el valor es constante y vale aproximadamente $K \approx 1.80$.

Voltaje VCD	Frecuencia Hz (f)	Valor de K
0	0	0
5	2	2.50
8	5	1.60
10	6	1.67
12	8	1.50
17	10	1.70
24	13	1.85
27	15	1.80
29	16	1.81
32	18	1.78
36	20	1.80

Tabla 5.5: Valor calculado de K , método PWM Senoidal.

5.2.1. Formas de Onda Medidas Mediante PWM Senoidal

Las formas de onda medidas en el circuito manejador del motor trifásico tipo Brushless que se obtienen al medir en las terminales U y V y el valor de la diferencia de voltajes $V_{UV} = V_U - V_V$ se muestran en la tabla 5.9. En la figura 5.9 a) en color amarillo se muestra la señal V_U , en color verde la señal V_V y en color rojo la diferencia entre ambas V_{UV} , en esta se utilizan 3 señales triangulares, en la figura 5.9 b) 6 señales triangulares, en la figura 5.9 c) son 9 señales triangulares y finalmente en la figura 5.9 d) son 12 señales triangulares por 1 señal Senoidal.

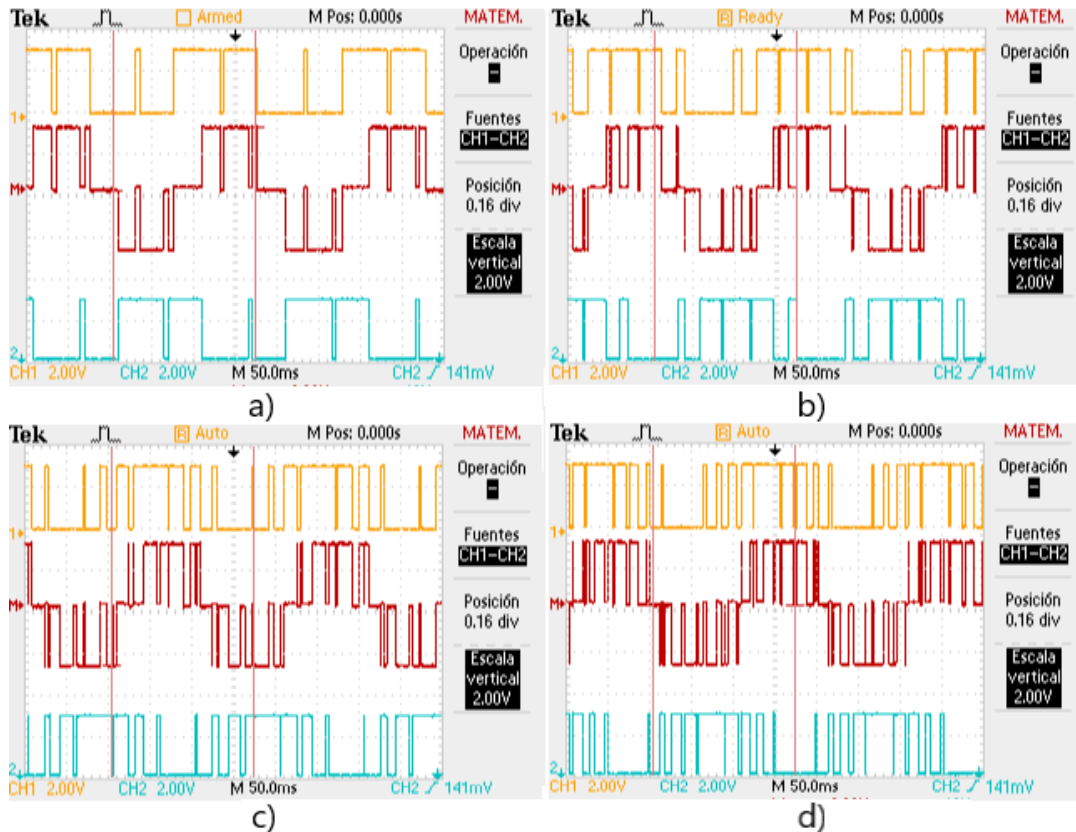


Figura 5.9: Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$.

En la figura 5.9 se observa los valores de las señales V_U en color amarillo y V_V en color verde, estas señales son de voltaje directo que tienen solo valores positivos y la señal de voltaje resultante V_{UV} en color rojo se asemeja a una señal senoidal que oscila entre valores positivos y negativos. Las figuras 5.9a), 5.9b), 5.9c) y 5.9d) utilizan 3, 6, 9 y 12 señales triangulares por cada señal senoidal.

5.3. Mecanismo de Extracción de Estátor

Utilizando estos dos métodos de accionamiento para el motor trifásico tipo Brushless se hizo uso del mecanismo de extracción del estátor, esto es que cuando el motor ya se encuentra

en funcionamiento el estátor se comenzó a separar del interior del rotor hasta quedar casi totalmente fuera de este tal como se muestra en la figura 5.10. Se utilizó el tornillo de extracción con el fin de observar el comportamiento del rotor. Se quiere ver si la velocidad del rotor cambia en función con la separación que existe entre este y los embobinados del estátor. De acuerdo a esto en ambos métodos de accionamiento el rotor no se modifico la velocidad.

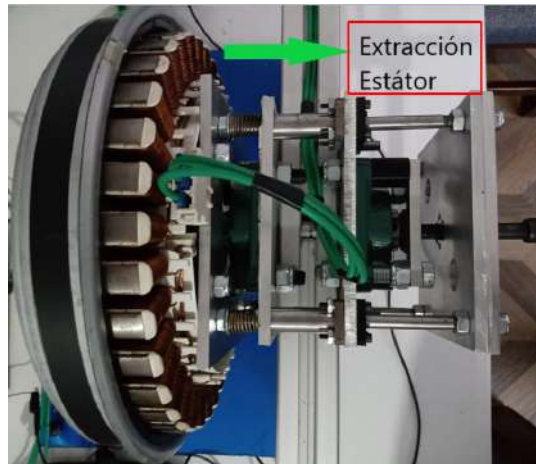


Figura 5.10: Extracción de estátor.

A partir de esto se buscó otro método de accionamiento que cambiara el comportamiento del rotor en función de la separación entre este y el estátor. Se encontró que para que la aceleración se lleve a cabo la señales que necesita el inversor trifásico para cambiar el comportamiento de velocidad del rotor son las que se muestran en la figura 5.11.

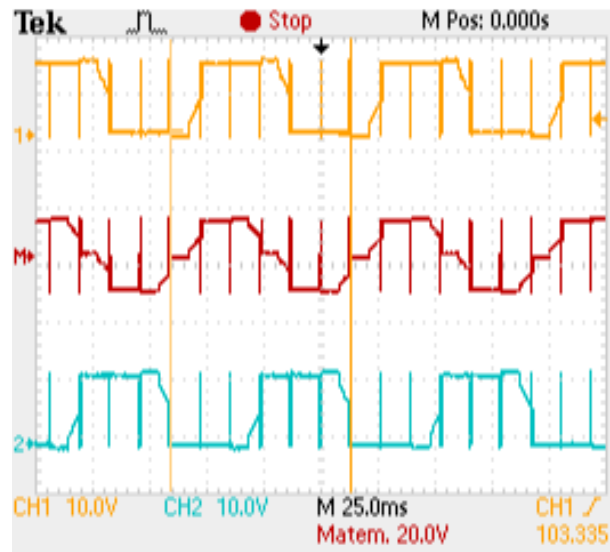


Figura 5.11: Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$ que proporcionan aceleramiento en el rotor al extraer el estátor.

Se realizo una comparación de velocidad entre los métodos de 6 pasos, PWM senoidal y control directo de par, estos valores se muestran en la tabla 5.6.

Voltaje VCD	RPM	RPM	RPM	RPM	RPM	RPM
	estátor	estátor	estátor	estátor	estátor	estátor
	dentro 6P	fuera 6P	dentro PWMS	fuera PWMS	dentro CDP	fuera CDP
0	0	0	0	0	0	0
12	22.5	22.5	20.00	20.00	32.89	82.20
17	28.75	28.75	25.00	25.00	44.64	113.10
24	41.25	41.25	32.50	32.50	51.02	127.70
27	46.25	46.25	37.50	37.50	56.18	142.50
29	50.00	50.00	40.00	40.00	59.52	148.90
32	53.75	53.75	45.00	45.00	61.50	153.20
36	61.25	61.25	50.00	50.00	81.30	209.10

Tabla 5.6: Tabla comparativa de valores de RPM para los métodos de 6 pasos, PWMS y Control directo de par.

Como se observa en la mediciones de la tabla 5.6 en el método de 6 pasos, y en el método de PWM senoidal el valor de velocidad no cambio cuando se realizo la extracción del estátor. Cuando al motor se le aplico el método de control directo de par a medida que se iba extrayendo el estátor de su posición original en el interior del rotor la velocidad comenzaba a aumentar. El valor final de velocidad se logro al extraer hasta una distancia promedio de 2.43 cm fuera del rotor.

Voltaje	Velocidad RPM		Factor de Aceleración FA
	Estátor dentro	RPM Estátor fuera	
	v_{RPM1}	v_{RPM2}	
0	0	0	0
12	32.89	82.2	2.49
17	44.64	113.1	2.53
24	51.02	127.7	2.50
27	56.18	142.5	2.53
29	59.52	148.9	2.50
32	61.35	153.2	2.49
36	81.3	209.1	2.57

Tabla 5.7: Valores de RPM cuando se extrae el estátor.

En la tabla 5.7 se obtiene el valor del factor de aceleración (FA) para cada uno de los voltajes

monitoreados se obtuvo que este valor $FA \approx 2.52$. El valor FA se obtiene de la relación de las RPM con el estátor fuera del rotor (v_{RPM2}) y las RPM con el estátor dentro del rotor (v_{RPM1}).

$$FA = \frac{v_{RPM2}}{v_{RPM1}} \quad (5.9)$$

En la tabla 5.8 se muestran las mediciones de la distancia de extracción del estátor con respecto al rotor para los diferentes valores de voltaje.

Voltaje VCD	Distancia extracción de estátor cm
0	0
12	2.41
17	2.38
24	2.43
27	2.42
29	2.41
32	2.49
36	2.50

Tabla 5.8: Distancia de extracción del estátor.

En la figura 5.12 se muestra en donde se mide la distancia de extracción entre el rotor y el estátor.

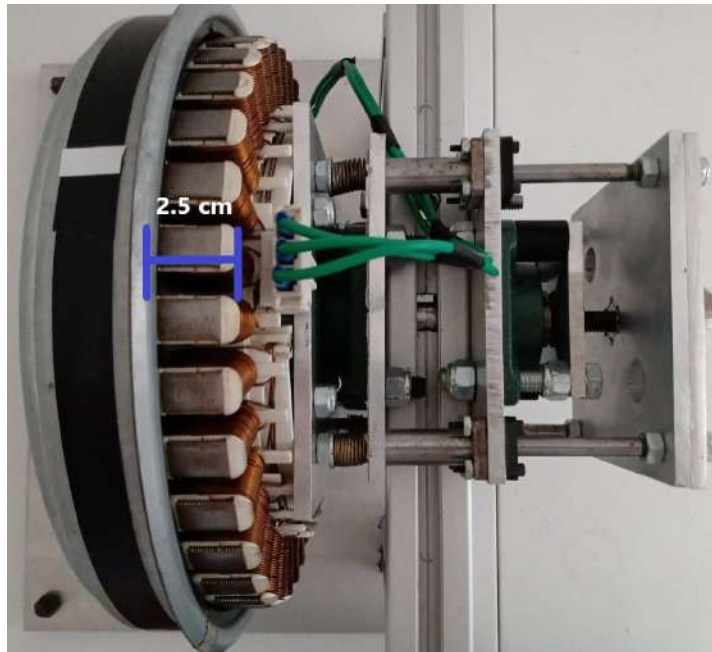


Figura 5.12: Distancia de extracción.

Voltaje VCD	Frecuencia Hz estátor dentro CDP	K	Frecuencia Hz estátor fuera CDP	K
0	0	0	0	0
12	12.66	0.95	32.89	0.36
17	17.99	0.94	44.64	0.38
24	24.27	0.99	51.02	0.47
27	27.47	0.98	56.18	0.48
29	30.86	0.94	59.52	0.49
32	31.25	1.02	61.35	0.52
36	33.78	1.07	81.33	0.44

Tabla 5.9: Valor de K estátor dentro y fuera del rotor en el método de control directo de par.

En la tabla 5.9 se muestran los valores calculados de K del método de control directo de par cuando el estátor se encuentra dentro del rotor y fuera del rotor. Los valores son: $K \approx 0.98$ y $K \approx 0.45$ respectivamente.

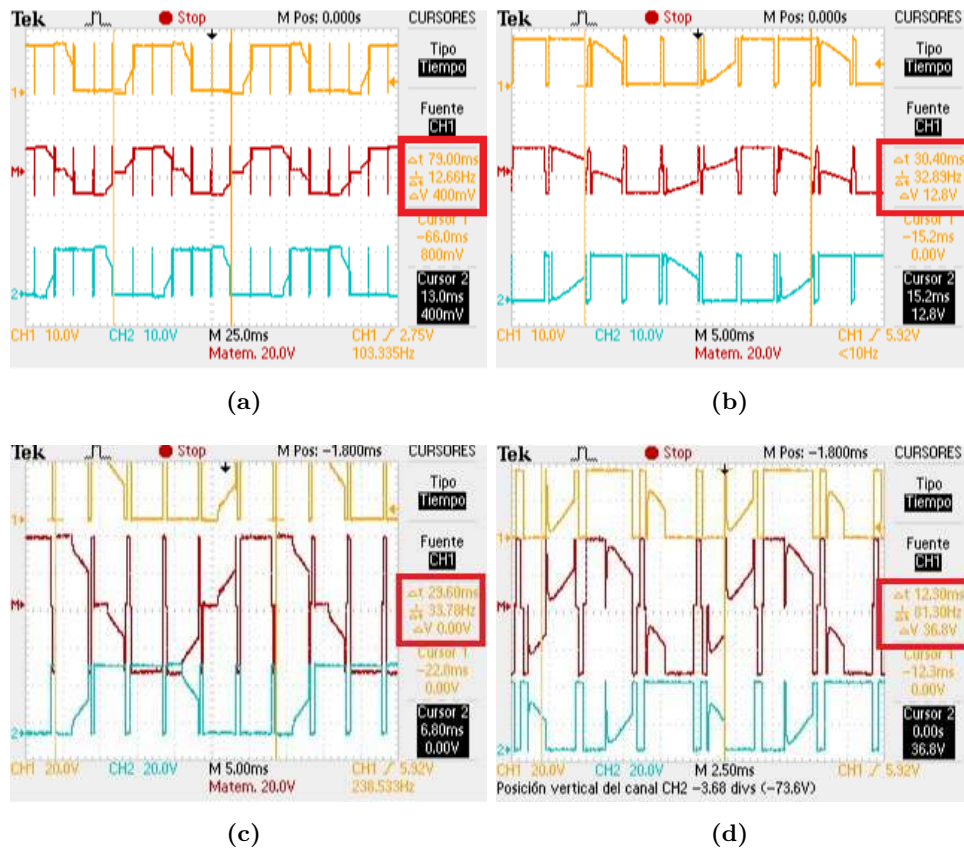


Figura 5.13: Formas de onda en las terminales U y V y voltaje $V_{UV} = V_U - V_V$, método CDP.

Esto se debe a que cuando se realiza la extracción del estátor, la frecuencia de las señales del inversor trifásico también aumentan, en la figura 5.13 se muestran dicha variación. En las figuras de la tabla 5.13 se observa en color amarillo el valor de la señal U y en verde el valor de la señal V , cuya diferencia V_{UV} se indica en color rojo, en el recuadro rojo del lado derecho de cada una de las 4 subfiguras se indica el valor de frecuencia aproximado para los valores de voltaje de 12 y 36 VCD respectivamente, como se observa en la señal V_{UV} en rojo se tiene que comparando los valores de frecuencia de las figuras 5.13a) y 5.13b) se encuentra que para el mismo valor de voltaje de 12 VCD existen dos frecuencias, la primera de aproximadamente 12.66 Hz, que es cuando el estátor se encuentra dentro del rotor y la segunda de 32.89 Hz, que es cuando el estátor se encuentra fuera del rotor. Las siguientes 2 figuras 5.13c) y 5.13d) ilustran la comparación de frecuencia para los voltajes de 36 VCD, donde los valores son 33.78 Hz con el estátor dentro y 81.30 Hz con el estátor fuera.

5.4. Conclusiones

Los algoritmos aplicados sistema embebido: Método de 6 pasos y PWM Senoidal lograron poner en funcionamiento el motor trifásico tipo Brushless de manera adecuada, en cada uno se realizó la una caracterización correspondiente donde se observó que la operación del PWM senoidal tiene un arranque menos brusco que por el método de los 6 pasos. Para la aplicación del reloj del algoritmo PWM senoidal se tuvo que realizar un conteo del tiempo que le lleva al procesador realizar todas las operaciones aritméticas, trigonométricas y lógicas para de esta forma poder determinar los valores de frecuencia que correspondieran realmente a la señal senoidal y con esto poder obtener la frecuencia de las señales triangulares. Se determinó que el número de señales triangulares mínimo con el que funciona adecuadamente el motor es de 6 señales triangulares por cada senoidal y el número máximo es de 15 señales triangulares. Se presentó la dificultad para implementar la señal triangular donde se determinó que utilizando la serie de Fourier de esta señal con cinco elementos fue suficiente para poder generar una señal triangular adecuada para obtener el PWM senoidal. Una vez que se tuvieron estos algoritmos implementados los cuales hacen que el motor trifásico tipo Brushless funcione correctamente se realizó la extracción del estátor con el motor en funcionamiento. Se observó que la velocidad del rotor no cambia con ninguno de los dos métodos. Sin embargo al aplicar otro tipo control, en este caso el de control directo de par, al realizar la extracción mecánica del estátor se observó el cambio de la velocidad del rotor, como se mostró en las gráficas medidas en el osciloscopio, se observó que la aceleración depende de la distancia que hay entre el estátor y el rotor y que esta separación cambia la frecuencia de las 3 señales del circuito inversor trifásico.

Conclusiones Generales

En este proyecto de Tesis se cumplieron satisfactoriamente el objetivo general y los objetivos específicos planteados al inicio de este trabajo de tesis.

En el desarrollo de este proyecto de Tesis se realizó de manera satisfactoria el diseño y ensamble de las partes que integran el motor trifásico tipo Brushless, donde en primer lugar se realizó el estudio de la parte teórica que incluye las leyes físicas del Electromagnetismo. Con esto se logró comprender la forma en que funciona un motor de este tipo y se realizó el estudio también de las características de los motores de corriente alterna y de corriente directa. Posteriormente a eso se realizó el diseño de las 2 partes mecánicas principales tales como el rotor y estátor, donde el diseño propuesto en un principio constaba de 12 imanes permanentes integrados en el rotor y 12 electroimanes para la parte del estátor. Debido a que la fabricación de estas tenía un costo alto, se optó por buscar en el mercado la existencia de estas dos piezas considerando características similares a las que se habían diseñado inicialmente. Se encontró que este tipo de mecanismos se encuentran en lavadoras principalmente de la marca LG, con la cual se adquirieron estas partes de un equipo que estaba fuera de funcionamiento y cuyas 2 partes: rotor y estátor se encontraron funcionales para poder utilizarlas en el desarrollo de este trabajo de tesis.

Posteriormente se desarrolló el diseño de la base que soporta al estátor y al rotor donde además se agregó un mecanismo para poder implementar la extracción mecánica del embobinado del estátor. En este caso se encontró la dificultad de poder extraerlo debido a que cuando el motor se encuentra en funcionamiento el campo magnético que generado se opone con cierta fuerza para realizar esta operación, debido a esto, existían colisiones entre estátor y rotor. Fue necesario implementar un mecanismo de resortes que permitieran extraer el estátor de una forma uniforme y con esto evitar una colisión entre rotor y estátor.

Con el estudio de los mecanismos de activación de motores trifásicos se realizó el diseño de la etapa de potencia, es decir, el circuito inversor trifásico del motor. A este circuito se le integro un circuito lógico de protección debido a que los tiempos de conmutación de los transistores en ocasiones tardaban en realizar el encendido y apagado provocando corto circuito de pequeña duración que, con el uso continuo provocaban daño en el circuito inversor trifásico.

Para desarrollar la implementación del sistema que controla el circuito inversor trifásico

se utilizó un sistema embebido. Este es un sistema propio de la Maestría de Ciencias de la Electrónica, el cual está implementado en una tarjeta de desarrollo FPGA. En este sistema embebido se realizó la programación de *firmware* y *software*, necesarios para implementar los dos mecanismos de activación del circuito inversor trifásico. El método de 6 pasos y el PWM Senoidal, cuya desarrollo en el primer caso fue con *firmware* y en el segundo caso por *software*. Aquí se tuvieron que realizar los cálculos necesarios para poder implementar los contadores necesarios para que el circuito inversor trifásico respondiera a los valores de frecuencia deseados.

Con los 2 métodos de accionamiento del circuito inversor se realizó la caracterización del motor trifásico tipo Brushless. Se observó que, por el método de 6 pasos la respuesta mecánica del motor en el arranque es demasiado fuerte y causaba daños en el circuito inversor, razón por la cual el arranque se realizó de manera lenta. Para el caso del PWM senoidal se tiene que la respuesta de este es más suave en el arranque, esto debido a que la corriente, en este caso, tiene un comportamiento más suave comparado con el método de 6 pasos.

Cuando se utilizó el mecanismo de extracción en los 2 métodos de activación: 6 pasos y PWM senoidal, cuando el motor se encuentra en funcionamiento se observó que la velocidad (RPM) del motor no cambió y se mantuvo igual. Al aplicar una tercera metodología de accionamiento del motor el cual incluye una modulación basada en el monitoreo de las 3 corrientes de fase, que es conocido como control directo de par, se observó un fenómeno de aceleración que aumenta en un factor de 2.5 veces más la velocidad en RPM del rotor cuando se extrae el estátor.

Como trabajo futuro se sugiere el mejoramiento del mecanismo de extracción, se propone realizar el estudio del fenómeno de aceleración observado al realizar la extracción del estátor del motor en funcionamiento, esto con el propósito de tratar de obtener un factor de aceleración mayor al observado en las pruebas experimentales de este proyecto de tesis. De igual manera se propone implementar la automatización del mecanismo de extracción para tener un control del factor de aceleración preciso.

Bibliografía

- [1] Chang-liang Xia, Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls, edit. Wiley 2012.
- [2] Hanselman, Duane C., Brushless Permanent Motor Design. edit. Magna Physics Publishing 2006.
- [3] Hanselman, Duane C., Brushless Permanent Motor Design. edit. Mc-Graw Hill 1994.
- [4] <https://enroquedeciencia.blogspot.com/2017/02/patente-del-primer-motor-electrico.html>, 2017.
- [5] Harrison, D. B., Rye, Commutatorless direct current motor. United States Patent Office, 2,719,944 N. Y. (1955).
- [6] T. J. E. Miller, Brushless-Permanent-Magnet-Motor-Design, Oxford Science Publications 1989
- [7] INDRAMAT Products, <http://www.indramat-us.com/motors/mdd-motors/>, 2018.
- [8] Zero Motorcycles, <https://www.zeromotorcycles.com/de/technology>, 2018.
- [9] <https://www.youtube.com/watch?v=6-41btVawMc>, TIGA Motor Brushless. 2018.
- [10] Vectrix Moto Eléctrica Concepto <https://www.electromotos.net/marcas/vectrix/vx1-li/>, 2019.
- [11] Golden Motor Technology Co. Ltd, <https://www.goldenmotor.com/>, <https://www.goldenmotor.bike/2018>, 2018.
- [12] ElectroByke México, <http://electrobike.com.mx/mx/bicicleta-electrica-un-emprendimiento-responsable-con-el-medio-ambiente/>, 2020
- [13] La industria del motor alemana, bajo presión-DW Documental, <https://www.youtube.com/watch?v=6Mz-s02-1v4>, 2019
- [14] Tesla Model S, <https://www.tesla.com/models>, 2020
- [15] Elon Musk y Tesla - ¿El futuro del automóvil eléctrico?-DW Documental <https://www.youtube.com/watch?v=WvYEGnE6AQA>, 2020

- [16] IUSA México, <http://iusa-em.com/>, 2020
- [17] Stephen J. Chapman, Máquinas Eléctricas, edit. McGraw Hill, 2012.
- [18] Hamid A. Toliyat, Gerald B. Kliman, Handbook of Electric Motors, Taylor-Francis Group, 2004.
- [19] Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., Electricidad y magnetismo, edit. Tomson 2003.
- [20] David Halladay, Robert Resnick, Kennet S. Krane, Fisica Vol. 2, edit. Compania Editorial Continental S.A. de C.V., 1999.
- [21] Sadiku M.N., Elements of Electromagnetics, Primera edición, edit. The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 2000.
- [22] Solenoide, <http://www.iesbajoaragon.com/fisica/fisica2/EM/junio-9798b.htm>, 2018.
- [23] Imanes permanentes, <https://drisfrutalaisica.files.wordpress.com/2013/08/polos.gif>, 2018.
- [24] DE0-CV User Manual, <https://www.intel.com/de0-cv-user-manual.pdf>, 2020.
- [25] Carreon Diaz de Leon, Carlos L., Diseño y construcción de un cuadricóptero guiado por control inalámbrico, MCEA - FC- BUAP, Puebla, 2019.
- [26] Gonzalez A., Daniel, Diseño y construcción de un levitador magnético, MECA - FC - BUAP, Puebla, 2019.
- [27] User Manual and Command Reference WiFly GSX/EZX, Roving Networks, Inc, 2011.
- [28] Guía del estudiante para el aprendizaje del software SolidWorks, <https://www.solidworks.com/sw/docs/Student WB 2011 ESP.pdf>, 2020
- [29] Ningbo Whicepart Electric Co., <https://whicepart.en.alibaba.com/?spm=a2700.md-es-ES.cordpanyb.4.21c755fdpC0Tbt>, 2019
- [30] Ponce C., Pedro, Maquinas Electricas Tecnicas Modernas de Control. Segunda edicion, edit. Alfaomega, México 2016.
- [31] Velasco B., Joaquín, Oriol V., Miguel, Otero A., José, Sistemas Electrónicos de Potencia, edit. Paraninfo, España 1998.
- [32] Wildi, Theodore, Maquinas Eléctricas. edit. Mc-Graw Hill 2012.
- [33] Fraile M., Jesús., Maquinas Eléctricas. edit. Mc-Graw Hill 2005.
- [34] Wagemakers, Alexandre., et. all. Introducción a la teoría de circuitos y maquinas electricas. edit. Dextra 2006.
- [35] Hwei P. Hsu, Análisis de Fourier. edit. Addison Wesley Iberomaericana 1989.

-
- [36] Timothy J. Maloney, *Electrónica Industrial Moderna*. Quinta edición, edit. Pearson Education, México 2006, pp 972.
- [37] Aller, José M., *Maquinas Eléctricas Rotativas: Introducción a la Teoría General*. edit. Equinoccio 2007.
- [38] Sedra, Adel S., *Circuitos Microelectrónicos*. edit. Oxford 1998.
- [39] Kenjo T., Nagamori S., *Permanent Magnet and Brushless DC Motors*, Oxford Press, 1985.
- [40] Morris Mano, M. *Arquitectura de computadoras*. edit. Pearson 1993.
- [41] Introduction to the Quartus II Software, [https://www.intel.com/content/manual/intro to quartus2.pdf](https://www.intel.com/content/manual/intro%20quartus2.pdf), 2020
- [42] Altera Corporation, *MAX+PLUS II Programmable Logic Development System*, 1995
- [43] LabVIEW user manual, <http://www.ni.com/pdf/manuals/320999e.pdf>, 2020.
- [44] Büchi R., *Brushless-Motor and Controllers*, Books on Demand GmbH, 2012.
- [45] Wanchai S., *A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp*, Elsevier 2016 Published, 2015.
- [46] Türksoy Ö., et. all, *A Comparison Study of Sinusoidal PWM and Space Vector PWM Techniques for Voltage Source Inverter*, Department of Electrical and Electronics Engineering, Iskenderun Technical University, Iskenderun/Hatay, Turkey, 2015.

Apéndice A. *TOEFL-ITP*

TOEFL-ITP

TOEFL ITP Score Report

Name of Institution: CEDINT-VIEP (BUAP)

Name: MITZI MENDOZA JUAN J

Student Number: 218470628

DOB: 12/16/1980

Sex: M Degree:

Times Taken TOEFL: None

Native Country: Mexico

Native Language: Spanish

Scaled Scores:

Listening Comprehension: 50

Test Date: 11/25/2018

Structure & Written Expression: 50

Form: TOEFL ITP

Reading Comprehension: 51

Total Score: 503



The face of this document has a security background. The back contains a watermark. Hold at an angle to view.

The *TOEFL*® ITP Assessment Series is designed to be used for placement, progress monitoring, and exit purposes. *TOEFL*® ITP scores can also be used for admissions to programs and institutions where English is not the dominant language of instruction for content courses. Learn more at www.ets.org/toefl_itp/use.

124772-16573 • FB118R100 • Printed in U.S.A.

I.N. 770462

Copyright © 2012 by Educational Testing Service.

**Student's File Copy
Do Not Copy**

Constancia de congreso



Congreso Internacional de Investigación Academia Journals
Hidalgo 2019

CERTIFICADO

otorgado a

Ing. Juan José Mitzi Mendoza
Dr. Sergio Vergara Limon
Dra. Ma. Aurora D. Vargas Treviño
Dr. Jesús López Gómez
Dr. Fernando Reyes Cortés

por su artículo intitulado

Diseño de un motor magnético tipo brushless

Artículo No. HH514

La ponencia de este artículo fue presentada en el congreso llevado a cabo los días 2 al 4 de octubre del año 2019 en Hidalgo, México. El artículo se incluyó en las siguientes publicaciones: (1) los volúmenes de internet publicados por AcademiaJournals.com con ISSN 1946-5351, Vol. 11, No. 8, 2019 online e indexación en la base de datos Fuente Académica Plus de EBSCOHOST y (2) en el e-libro intitulado *Educación en la Educación Superior – Hidalgo 2019*, mismo que cuenta con ISBN 978-1-939982-52-0 online. Ambas publicaciones tienen enlaces para su libre acceso en el portal AcademiaJournals.com.



Dr. Rafael Moras
Editor, Academia Journals

Artículo

DISEÑO DE UN MOTOR MAGNÉTICO TIPO BRUSHLESS

Ing. Juan José Mitzi Mendoza¹, Dr. Sergio Vergara Limon²,
Dra. Ma. Aurora D. Vargas Treviño³, Dr. Jesús López Gómez⁴ y Dr. Fernando Reyes Cortes⁵

Resumen—Se realiza el estudio del avance tecnológico en los motores brushless existentes y sus correspondientes aplicaciones, las cuales están enfocadas al ámbito de la movilidad, se estudian los fundamentos básicos de la teoría electromagnética en motores en lo que comprende a generación de campos magnéticos, la ley de Ampere, el comportamiento de los campos magnéticos en un solenoide, la ley de Gauss en magnetismo y las leyes de atracción-repulsión magnética, se hace uso del software Solid Works 2017 para el diseño del rotor, del estator y del soporte, debido principalmente al costo y tiempo de manufactura se optó por adquirir estas piezas las cuales son utilizadas en algunos modelos de lavadoras, se realiza el diseño de la electrónica de potencia y la programación del Firmware en el Sistema de adquisición, procesamiento y monitoreo de datos embebido en una Tarjeta FPGA y poder caracterizar el motor magnético tipo brushless.

Palabras clave—Brushless, Diseño, Firmware, FPGA.

Introducción

El amplio uso de motores como principal dispositivo de conversión de energía mecánica-eléctrica en diversos campos de la industria y de la vida cotidiana ha hecho que emerjan diferentes y variados tipos de motores que van desde los que consumen apenas unos pocos mili watts hasta los que consumen del orden de Kilowatts, dentro de los cuales se incluyen a los motores síncronos, motores de inducción, motores DC, motores de reluctancia variable, los cuales han surgido de acuerdo a las necesidades que predominan en el tiempo (T. J. E. Miller, 1989).

En los últimos años el número de motores disponibles para diseño ha aumentado considerablemente. El uso creciente de motores tipo stepper y dispositivos Brushless sin escobillas (Chang-liang Xia, 2012), se está dirigiendo a aplicaciones cada vez más específicas donde encontrar un conjunto actuador - controlador para una aplicación particular, no sólo depende de la velocidad y de los requisitos de torque, sino también del funcionamiento, respuesta, normalización, compatibilidad y obviamente el costo. El sistema de motor sin escobillas o brushless fue desarrollado para lograr el rendimiento de una máquina convencional sin los problemas asociados con sus escobillas.

El sistema de motor sin escobillas está surgiendo como una de las opciones más útiles para una gama amplia de aplicaciones que van de los drivers de disco (HD) donde son utilizados como eje principal con lo que se logra una velocidad de rotación alta, en unidades de disco ópticas con la ventaja de tener bajo ruido, baja temperatura, una alta tolerancia a temperaturas altas y pueden soportar vibraciones con lo que se logra la estabilidad del sistema, en la industria automotriz son utilizados en los sistemas de aire acondicionado, limpiaparabrisas, bolsas de aire, puertas y asientos eléctricos, en la industria aeroespacial los motores Brushless son usados en bombas centrífugas y cámaras de alta velocidad en elevadores, equipo médico y robots industriales (Chang-liang Xia, 2012).

Descripción del Método

Antecedentes

La teoría moderna sobre máquinas eléctricas fue establecida cuando M. Faraday descubrió el fenómeno de inducción electromagnética en 1831. En 1832 W. Sturgeon y T. Davenport diseñaron un motor eléctrico, en el cual el mayor problema era lograr conmutar la corriente por el magneto, el primer motor de DC surgió en 1837 (Chang-liang Xia, 2012).

En 1930 se comenzó el desarrollo de motores brushless en donde se implementó la conmutación electrónica, sin embargo, es ese tiempo los dispositivos de electrónica de potencia se encontraban en una etapa

¹ Ing. Juan José Mitzi Mendoza es Alumno de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. juan.mitzi@alumno.buap.mx (autor corresponsal)

² El Dr. Sergio Vergara Limon es Profesor de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. svergara2@hotmail.com

³ La Dra. Ma. Aurora D. Vargas Treviño es Profesora de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. auroravargast@hotmail.com

⁴ El Dr. Jesús López Gómez es Profesor de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. jesuslopez.asaf@gmail.com

⁵ El Dr. Fernando Reyes Cortes es Profesor de la Maestría en Ciencias de la Electrónica Opción en Automatización en la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, México. Fernando.reyes@correo.buap.mx

temprana de desarrollo por lo que no se podía contar con un dispositivo de conmutación confiable, así que este tipo de motor brushless solo fue usado en laboratorios.

En 1955, Harrison y Rye obtuvieron la patente de un circuito de conmutación que tomó el lugar del equipo de conmutación mecánica (Harrison, D. B., Rye, 1955).

En 1962 la conmutación electrónica del motor brushless fue desarrollada con el uso de elementos Hall.

En 1970, un diodo de sensado magnético, cuya sensibilidad es más grande que la del elemento Hall fue usado exitosamente en el control de un motor brushless de CD.

Posteriormente con el avance de la industria eléctrica y electrónica se desarrollaron dispositivos semiconductores de potencia y alto desempeño y materiales tales como el samario cobalto y el NdFeB, en 1978 la empresa Indramat, para ese entonces una filial de Mannesmann Corporation de la República Federal de Alemania lanzó el motor brushless MAC junto con su driver (INDRAMAT Products, 2018).

Ya para 1990 el rápido desarrollo de la teoría de control y las técnicas computacionales han promovido la evolución de estos motores (Chang-liang Xia, 2012).

Con el desarrollo de materiales magnéticos permanentes, la microelectrónica, la electrónica de potencia, las técnicas de detección, la automatización y el control, los dispositivos de switcheo de potencia como el IGBT (Transistor Bipolar de Compuerta Aislada) y el ICGT (Tiristor de Conmutación de Compuerta Integrada) propició que los motores brushless de DC se desarrollen ampliamente.

Máquina Eléctrica

Una máquina eléctrica es un dispositivo que es capaz de convertir energía eléctrica en energía mecánica, en este caso se le llama motor, pero si convierte energía mecánica en energía eléctrica se denomina entonces generador (Stephen J. Chapman, 2012).

Ley de Ampere

A partir de la ley de Biot-Savart la cual se define (Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., 2003) como:

$$dB = \frac{\mu_0 I ds \times \vec{r}}{4\pi r^2} \quad (1)$$

donde

el vector dB es perpendicular tanto a ds como al vector unitario \vec{r} ,

r la distancia de ds hacia P .

la magnitud de dB es proporcional a la corriente I y a la magnitud ds del elemento de longitud ds .

μ_0 es una constante llamada permeabilidad del espacio libre (Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., 2003):

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} T \cdot m/A \quad (2)$$

El campo magnético total B que se crea en algún punto P (Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., 2003) equivale a:

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{ds \times \vec{r}}{r^2} \quad (3)$$

Si ahora se evalúa el producto Bs para un pequeño elemento de longitud ds se tiene [8]:

$$\oint B ds = B \oint ds = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} (2\pi r) = \mu_0 I \quad (4)$$

donde $\oint ds = 2\pi r$ es la circunferencia de la trayectoria circular.

Solenoides

Un solenoide es un alambre largo fuertemente enrollado en forma de hélice y que conduce una corriente eléctrica, con esta configuración se produce un campo magnético uniforme en el espacio rodeado por las vueltas de un alambre. Aplicando la ley de Ampere a un solenoide ideal (Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., 2003) se tiene que:

$$B = \mu_0 \frac{N}{l} I = \mu_0 n I \quad (5)$$

donde $n = N/l$ que es el número de vueltas por unidad de longitud.

Ley de Gauss en magnetismo

El número de líneas que entran a la superficie S es igual al número de líneas que salen de ella, por lo tanto, el flujo magnético neto es igual a cero, (Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., 2003) lo cual se expresa como:

$$\oint B \cdot dA = 0 \tag{6}$$

Esta expresión se basa en el hecho experimental de que nunca han sido detectados polos magnéticos aislados (monopolos) y que no existen.

Esquema General

El motor magnético tipo brushless estará integrado por 5 partes principales: el rotor, el estator, el circuito electrónico de potencia, el circuito de control se realizó utilizando sistema de adquisición, procesamiento y monitoreo de datos (SAPMD) el cual esta implementado en una tarjeta de desarrollo FPGA de Altera modelo DEO CV y la base del motor.

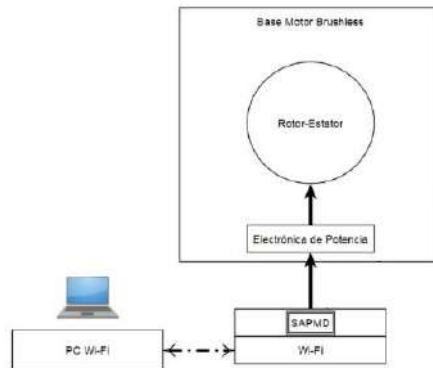


Figura 1. Esquema General del Sistema

La electrónica de potencia comprende un inversor y una fuente de poder Variable de 0 a 40 Volts de CD, el diagrama se muestra en la figura 2. En inversor se integró con transistores de potencia en configuración Darlingtton. El circuito que representa al motor está representado por tres bobinas en configuración estrella o “Y”.

El firmware empleado está integrado por una máquina de estados implementada en el sistema de adquisición, procesamiento y monitoreo de datos (SAPMD) que es la que se encarga de realizar el control de los interruptores: a, b, c, d, e y f, de tal manera que la conmutación polarice las bobinas y con esto se genere el campo magnético que interactúa con los imanes permanentes del rotor y se genere movimiento.

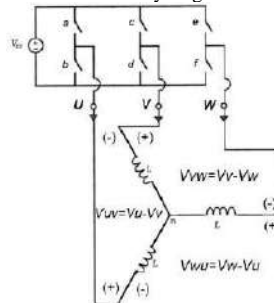


Figura 2. Circuito Inversor conectado a las bobinas del motor.

La caracterización del motor magnético tipo brushless, donde lo que se busca obtener es el torque máximo y la región lineal en la cual opera el motor, Reyes C, Fernando, 2011) de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$T = kV \tag{7}$$

donde T representa el torque aplicado al motor en unidades Nm (Newton-metro), k es una constante que representa la ganancia del amplificador electrónico y tiene unidades de Nm/V (Newton-metro/Volts) y V es el voltaje aplicado. La gráfica que describe que el motor se comporta de forma lineal entonces debe tener la siguiente forma, la cual se muestra en la figura 3.

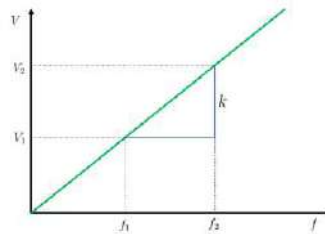


Figura 3. Grafica f vs V

Donde tenemos entonces que el Torque T es proporcional al Voltaje V:

$$T \propto V \tag{8}$$

Y que también la frecuencia f es proporcional a la velocidad v :

$$f \propto v \tag{9}$$

En la tabla 1 se muestran las características del rotor y el estator utilizados en este proyecto.

Características Rotor	Características Estator
Diámetro: 27 cm. Grosor: 5 cm. Numero de Bobinas: 36 Tipo de Conexión: Conexión tipo Y	Diámetro: 30 cm. Grosor: 5.5 cm. Numero de Imanes Permanentes: 12

Tabla 1. Características del rotor y estator.

En la figura 4 se muestra las piezas del motor utilizado para este trabajo.



Figura 4. Estator, rotor y sistema integrado.

En la figura 8 se muestra el motor integrado a un soporte de aluminio con dos chumaceras que sirven de soporte para el eje que esta integrado al rotor.



Figura 5. Motor integrado.

Comentarios Finales

Resumen de resultados

Los valores obtenidos de voltaje y frecuencia son los siguientes se muestran en la tabla 2:

Frecuencia Hz (<i>f</i>)	Voltaje CD (<i>V</i>)
18.32	12
33.33	24
41.67	30

Tabla 2.- Valores de Voltaje y Frecuencia

El consumo de corriente en la región lineal es 0.2 hasta 0.7 A.

En la figura 6 se grafican los valores de la tabla 2, se superpone en la gráfica con la aproximación lineal cuya ecuación es $V=0.77429f-2.0854$.

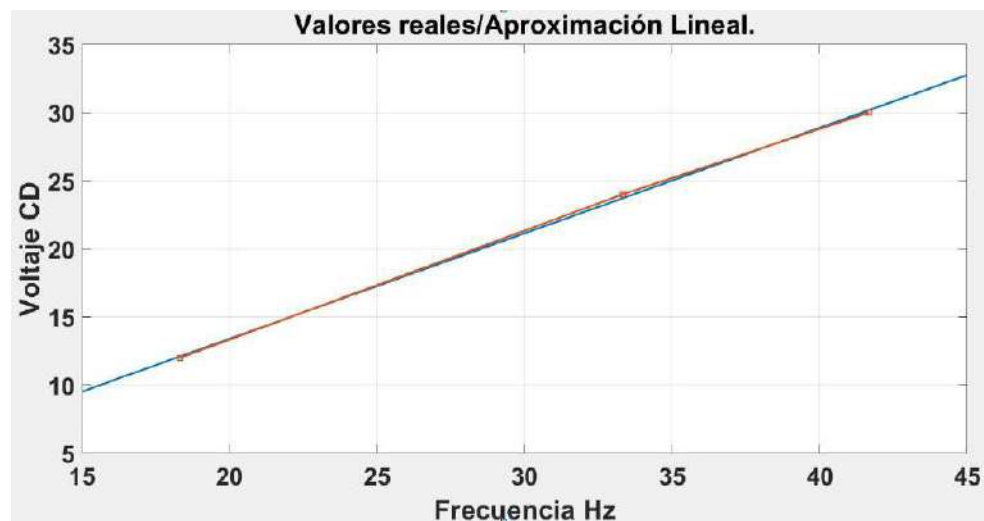


Figura 6.- Valores reales y aproximación lineal.

Conclusiones

El motor en el arranque no puede funcionar con los valores de frecuencia y voltaje máximos. Es decir que el proceso de aceleración debe iniciar de manera lenta hasta alcanzar los valores máximos.

El firmware empleado sistema de adquisición, procesamiento y monitoreo de datos (SAPMD) utilizado necesita ser modificada debido a que, durante el proceso de conmutación de los transistores, estos por algunos instantes sufren un corto circuito lo que ocasiona que se dañen constantemente.

Recomendaciones

La zona donde el funcionamiento del motor es lineal se encontró con la aproximación lineal obtenida no han sido verificadas todas las frecuencias con los valores de voltaje correspondientes, por lo tanto, no se puede determinar si la aproximación lineal obtenida es la correcta.

Con la correcta caracterización del motor se podría obtener el driver adecuado para este tipo de motores, lo cual implicaría poder utilizarlos como motores de transmisión directa y de esta manera poder implementarlos en bicicletas, motocicletas, robots e incluso automóviles.

Referencias

Chang-liang Xia, Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls, edit. Wiley 2012.

Harrison, D. B., Rye, Commutatorless direct current motor. United States Patent Office, 2,719,944 N. Y. (1955).

INDRAMAT Products, <http://www.indramat-us.com/motors/mdd-motors/>, 2018.

Raymond A. Serway, John W. Jewwet Jr., Electricidad y magnetismo, edit. Tomson 2003.

Reyes C. Fernando, Robótica Control de Robots Manipuladores. edit. Alfaomega 2011.

Stephen J. Chapman, Máquinas Eléctricas, edit. McGraw Hill, 2012.

T. J. E. Miller, Brushless-Permanent-Magnet-Motor-Design, Oxford Science Publications 1989.