

**CONTROL VECTORIAL DE CAMPO ORIENTADO DEL MOTOR DE
INDUCCIÓN CON INVERSOR MULTINIVEL APLICANDO
ESTRATEGIA SENSORLESS**

JESUS ENRIQUE SALAMANCA JAIMES

**MAESTRÍA EN CONTROLES INDUSTRIALES
FACULTAD DE INGENIERIAS Y ARQUITECTURAS**

UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
Pamplona, 19 diciembre de 2025

**CONTROL VECTORIAL DE CAMPO ORIENTADO DEL MOTOR DE
INDUCCIÓN CON INVERSOR MULTINIVEL APLICANDO
ESTRATEGIA SENSORLESS**

JESUS ENRIQUE SALAMANCA JAIMES

Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de:
Magister en Controles Industriales

Director: JORGE LUIS DÍAZ RODRÍGUEZ
PhD. (c) Automática
Jdiazcu@gmail.com

**MAESTRÍA EN CONTROLES INDUSTRIALES
FACULTAD DE INGENIERIAS Y ARQUITECTURAS
UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
Pamplona, 19 diciembre de 2025**

Dedicatoria

A Dios y a mi preciosa Familia

AGRADECIMIENTOS

Agradezco en primer lugar a Dios quien me ha dado las habilidades para poder culminar este proyecto de investigación, sin su sostén y fidelidad no habría sido posible

Agradezco a mi familia por su amor, paciencia y fortaleza en todo este proceso, gracias por su esfuerzo y por acompañarme siempre.

Agradezco a la comunidad educativa de la universidad de pamplona en especial a mi tutor de tesis y docentes quienes aportaron de algún modo en la construcción de este documento

TABLA DE CONTENIDO

TABLA DE CONTENIDO	5
RESUMEN	10
CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN.....	11
1.1 Problemática.....	11
1.2 Justificación	11
1.3 Objetivos	12
1.3.1 Objetivo general	12
1.3.2 Objetivos específicos.....	13
1.4 Estado del arte.....	13
1.5 Marco teórico	17
1.5.1 Modelo del motor de inducción.....	17
1.5.2 Calidad de la energía en sistemas eléctricos	19
1.5.2.1 Variaciones de corta duración	21
1.5.2.2 Desbalance de tensión	21
1.5.2.3 Flicker	22
1.5.2.4 Armónico.....	23
1.5.2.5 Consecuencias de los eventos de calidad de la energía.....	24
CAPITULO 2: INVERSOR MULTINIVEL	25
2.1 Inversores multinivel multietapa.....	26
2.2 Parámetros de diseño	32
2.3 Tarjeta de control de potencia	32
2.3.1 Dispositivos semiconductores para el control de potencia	32
2.3.2 Driver para el control de potencia	33
2.4 Transformadores de salida	37
2.5 Dispositivo de control	38
2.6 Generación y validación de la onda de salida del IM	40
2.7 Lecturas de variables de control y variable controlada	44
2.7.1 Sensor de tensión	44

2.7.2	Sensor de corriente.....	45
2.7.3	Sensor de velocidad	45
2.7.4	ADC	46
CAPITULO 3: CONTROL VECTORIAL DE CAMPO ORIENTADO PARA EL MI		48
3.1	Modelo del motor de inducción en entorno de simulación.....	48
3.1.1	Transformada de Clarke	48
3.1.2	Transformada de Park	49
3.1.3	Aplicación del modelo del MI en Simulink.....	50
3.2	Control vectorial de campo orientado	58
CAPITULO 4: ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.....		67
4.1	Sistemas de inferencia neuro difusos adaptativos.....	67
4.2	Estimador de velocidad basado en ANFIS	70
CAPITULO 5: CONCLUSIONES.....		79
CAPITULO 6: BIBLIOGRAFÍA.....		80

LISTA DE TABLAS

Tabla 1: Características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia	20
Tabla 2: Límites de referencia permitidos de desbalance de tensión	22
Tabla 3: Valores de referencia del Plt.....	22
Tabla 4: Límites de distorsión de tensión	24
Tabla 5: Topologías de IM y niveles de salida	29
Tabla 6: Estados de conmutación de semiconductores inversor de 3 etapas 27 niveles	31
Tabla 7: Características de transformadores para el inversor multinivel multietapa	38
Tabla 8: Datos de simulación MI	53
Tabla 9: Base de reglas	73

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Diagrama de corte del motor de jaula de ardilla	18
Figura 2: Depresión en la tensión de alimentación por falla monofásica a tierra	21
Figura 3: Desbalance de tensión.....	22
Figura 4: Fluctuación de tensión causada por horno de arco.....	23
Figura 5: Forma de onda de corriente de entrada y espectro armónico de un ASD	23
Figura 6: Clasificación de inversores eléctricos	25
Figura 7: Topología inversor multinivel puente completo.....	26
Figura 8: THD y número de niveles en tensión de alimentación	27
Figura 9: IM 2 etapas 5 niveles: a) circuito, b) forma de onda.....	28
Figura 10: IM de puente completo 3 etapas y 27 niveles	30
Figura 11: Simulación de Forma de onda de salida IM	30
Figura 12: Aplicaciones de dispositivos de electrónica de potencia.....	33
Figura 13: Conexión típica para IR2110	34
Figura 14: Diseño circuito de control de potencia	34
Figura 15: PCB inversor multinivel 3 etapas monofásico.....	36
Figura 16: PCB inversor multinivel 3 etapas monofásico ensamblada	36
Figura 17: Transformadores de salida IM 27 niveles trifásico	38
Figura 18: Raspberry Pi modelo 3B+.....	39
Figura 19: Generación de onda fase a	40
Figura 20: Formas de onda de salida simuladas en Psim etapas 1, 2 y 3.....	41
Figura 21: Formas de onda de salida simuladas en Psim etapas 1, 2 y 3	42
Figura 22: Forma de onda de salida IM etapa 3 y fenómeno de Gibbs	42
Figura 23: Filtro EMI CW1B-10A.....	43
Figura 24: Formas de onda de salida IM etapas 1, 2, 3 y Vo	43

Figura 25: Tensión de fase y espectro armónico IM con analizador Fluke 435	44
Figura 26: Módulos ZMPT101B y ACS712	45
Figura 27: Conexión típica CI A3144.....	46
Figura 28: Rueda imanada para sensor de velocidad de efecto Hall.	46
Figura 29: Conversión rate vs converter resolution arquitectura $\Delta\Sigma$, SAR, Pipeline.....	47
Figura 30: Transformada de Clarke	49
Figura 31: Transformada de Park.....	50
Figura 32: Transformación componentes abc a componentes dq.....	51
Figura 33: Subsistema para cálculo de los enlaces de flujo	51
Figura 34: Subsistema para cálculo de componentes dq de corrientes en rotor y estator	52
Figura 35: Subsistema para el cálculo de T_e , θ y W_r	52
Figura 36: Modelo del motor de inducción en Simulink	53
Figura 37: Torque de carga aplicado y torque inducido.....	54
Figura 38: Torque de carga aplicado y torque inducido	54
Figura 39: Velocidad de la máquina.....	55
Figura 40: Corrientes del estator referencia abc y corrientes del rotor ejes dq	55
Figura 41: Modelo del motor de inducción en función de corrientes	57
Figura 42: Modelo del motor de inducción para VSI y FOC	58
Figura 43: Diagrama fasorial de los ejes dq del rotor respecto a los ejes $\alpha\beta$ del estator	59
Figura 44: Esquema general FOC indirecto	61
Figura 45: Bloque FOC Simulink.....	61
Figura 46: Bloque de desacoplamiento I_{sd} , $I_{sq} \rightarrow V_{sd}$, V_{sq}	62
Figura 47: Simulación de control de velocidad motor de inducción	62
Figura 48: Velocidad de salida control vectorial de campo orientado con carga aplicada	63

Figura 49: Subsistema medición de velocidad	64
Figura 50: Generación de pulsos de activación para Mosfet del inversor trifásico.....	64
Figura 51: Modelo FOC motor de inducción con sensor de velocidad	64
Figura 52: DL 10300A acoplado al motor de inducción	65
Figura 53: Velocidad del motor de inducción bajo carga	65
Figura 54: Montaje experimental de control vectorial de campo orientado	66
Figura 55: Esquema elemental de un sistema de inferencia.....	67
Figura 56: Mapeo de entrada y salida para un entorno difuso	68
Figura 57: Sistema difuso emulado a través de una red neuronal adaptable.....	68
Figura 58: Control del motor de inducción con estimador de velocidad.....	70
Figura 59: Herramienta ANFIS Matlab	71
Figura 60: Estimación de velocidad usando data de entrada abc.....	71
Figura 61: Error de estimación de la velocidad usando data de entrada trifásica	72
Figura 62: Wref y estimación de velocidad usando data de entrenamiento trifásica.....	72
Figura 63: Topología del estimador ANFIS	74
Figura 64: Base de reglas estimador ANFIS.....	74
Figura 65: Simulación estimador de velocidad con data ejes dq y RMSE de estimación.	75
Figura 66: W _r y estimación de velocidad con aplicación de carga	76
Figura 67: Subsistema sensores	76
Figura 68: Lectura de corriente I _b usando mcp3008 y raspberry pi.....	77
Figura 69: Subsistemas estimador ANFIS.....	77
Figura 70: Modelo FOC motor de inducción con estimador ANFIS.....	77
Figura 71: Velocidad del motor de inducción con FOC y estimador de velocidad ANFIS	78

RESUMEN

Los sistemas de control de velocidad para motores de inducción son elementos fundamentales en la actualidad en procesos industriales para pequeñas, medianas y grandes plantas, este documento plasma la implementación de un inversor multinivel de bajo contenido armónico acorde a la normativa internacional, del cual se detalló su respectivo diseño, se propone que la topología sea multinivel para reducir el aporte de armónicos a la máquina garantizando así una onda de buena calidad para ser suministrada al motor de inducción y que sea adecuada para aplicar el sistema de control de velocidad del motor de inducción basado en control vectorial de campo orientado; para lo cual se modeló el motor de inducción teniendo en cuenta las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica de la máquina, permitiendo regular acertadamente la velocidad de la máquina por medio de simulación; adicionalmente se desarrolló una estrategia que permite estimar la velocidad del motor de inducción para de esta forma omitir el sensor de velocidad físico que cierre el lazo de control; posteriormente se implementó el control vectorial de campo orientado para el motor de inducción inicialmente simulado, se usó Simulink y una Raspberry pi como dispositivo de control; todo este desarrollo se aplicó al inversor multinivel construido, posteriormente se muestran los resultados de la implementación de todos los bloques constructivos de la investigación propuesta, mostrando la respectiva validación de la respuesta del control vectorial de campo orientado y del THD de la onda de salida del inversor multinivel.

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1 Problemática

Tradicionalmente los accionamientos que requieren motores eléctricos han usado motores DC debido a su simplicidad en la aplicación de los métodos de control de velocidad, en los últimos años, las unidades de frecuencia variable se han utilizado para obtener un mejor rendimiento y mejorar la eficiencia de los motores de inducción, esto debido a variados desarrollos en la electrónica de potencia y sistemas de control, por lo cual los accionamientos de motores de inducción están reemplazando cada vez más a los accionamientos que usan motores de DC en aplicaciones donde se requiere una respuesta dinámica rápida, inclusive en áreas como la movilidad eléctrica en donde el medio de almacenamiento de energía es en corriente directa, dichos métodos son más complejos, infieren una carga computacional mayor, además de software y hardware de mayor complejidad en sus implementaciones. De forma masiva y tradicional se han usado convertidores SPWM para transformar las señales de DC a señales AC, lo cual es un método sencillo y de coste reducido por los pocos componentes que requiere, pero implica que las señales moduladas tengan una calidad de la energía pobre, la cual es un ítem importante para el funcionamiento de las máquinas eléctricas debido a que eventos como depresiones o elevaciones pueden ocasionar que circulen flujos de corrientes mayor al normal por los devanados de la máquina aumentando pérdidas por efecto Joule, reduciendo la vida útil del aislamiento y por ende del motor de inducción; otros eventos como la distorsión armónica generan funcionamiento no deseado de los dispositivos alimentados, daño en los aislamientos, pares inversos, paradas de procesos industriales, reducción de la vida útil de componentes y en casos extremos pérdida total del equipo, lo cual puede ocasionar daños al personal operativo y cuantiosas pérdidas económicas a las empresas (Sánchez, 2009). Los métodos de control masivamente difundidos necesitan transductores o sensores para realimentar la variable controlada usándose en algunos casos encoders, taco-generadores, foto sensores, entre otros, los cuales reducen la robustez y fiabilidad del sistema, generan costes adicionales de compra, instalación y mantenimiento.

1.2 Justificación

De acuerdo con la problemática anteriormente expuesta es pertinente desarrollar dispositivos embebidos para el control de velocidad del motor de inducción, dichos

dispositivos deben incluir algoritmos de control avanzados; existen varias técnicas de control de velocidad de motor de inducción como control escalar, control vectorial, control de par directo (Bose, 2020). De todos estos métodos, la técnica de control vectorial de campo orientado es más conveniente porque proporciona una buena respuesta dinámica para aplicaciones industriales de alto rendimiento. El método de control vectorial indirecto tiene características de desacoplamiento inherentes entre el flujo y el par. Este método proporciona una operación fácil en todo el rango de velocidad, desde velocidad cero hasta velocidad máxima (Rajgire et al., 2017); La implementación del control vectorial de campo orientado requiere conocer los parámetros de la máquina y la velocidad de la misma, un método que mejoraría la fiabilidad del sistema es la implementación de técnicas sensorless o sin sensor, las cuales se obtienen mediante algoritmos de estimación de la velocidad del motor de inducción omitiendo el uso de sensores físicos en el lazo de realimentación; igualmente es imprescindible garantizar una onda de suministro de energía eléctrica dentro de los parámetros permisibles de amplitud, frecuencia, desbalance y distorsión que dicta la normativa aplicable, en el entorno colombiano, la regulación se sujeta al estándar IEEE 1159 de 2009 donde se expresan las prácticas recomendadas para monitorear la potencia eléctrica y el estándar IEEE 519 donde se incluyen recomendaciones, prácticas y requerimientos para el control de armónicos en sistemas eléctricos de potencia (Salamanca, 2018), haciéndose necesario diseñar e implementar el respectivo hardware que garantice que las señales de tensión que alimentan la máquina sean de buena calidad permitiendo que el sistema de control funcione óptimamente, disminuyendo la temperatura de operación a niveles normales, y así proteger los aislamientos de los devanados de la máquina, igualmente al evitar la circulación de estas corrientes armónicas se disminuyen los costos de facturación de energía eléctrica, lo cual puede ser un monto importante dependiendo del nivel de distorsión armónica y de la cantidad de motores de inducción en las instalaciones industriales.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Controlar la velocidad del motor de inducción mediante control vectorial de campo orientado sensorless implementando un inversor multinivel para minimizar la distorsión armónica total.

1.3.2 Objetivos específicos

1. Implementar un inversor multinivel que cumpla los estándares de la IEEE 519 de 2014 validando que la distorsión armónica total en la onda de tensión a su salida esté dentro de niveles permisibles.
2. Desarrollar la estrategia de control vectorial de campo orientado para el control de velocidad del motor de inducción, así como una estrategia de estimación de velocidad para el control Sensorless del motor de inducción.
3. Simular el sistema propuesto Integrando el modelo del motor de inducción, el inversor multinivel, la etapa de control y estimación de velocidad en el software de simulación Simulink.
4. Validar la respuesta del sistema de control vectorial de campo orientado para el control de velocidad del motor de inducción y la respuesta del estimador de velocidad usando el inversor multinivel previamente obtenido

1.4 Estado del arte

Teniendo en cuenta que el motor de inducción es la máquina mayormente usada en la actualidad en aplicaciones industriales que requieren convertir energía eléctrica en mecánica debido a su robustez, fiabilidad, bajo costo y mantenimiento (Dos Santos et al., 2014), es importante establecer métodos eficientes y robustos que permitan manipular la velocidad de la máquina según los requerimientos del proceso productivo, convencionalmente para lograr este objetivo se usan variadores de frecuencia los cuales permiten modificar tanto las amplitudes y frecuencia de la onda de tensión aplicada al motor, estos dispositivos comúnmente permiten aplicar el control escalar y el control vectorial, comúnmente para variar la velocidad del motor de inducción, de estas dos técnicas la que muestra mejor respuesta dinámica es el control vectorial, la cual se subdivide en control de campo orientado (FOC) y el control directo de par (DTC) (Sepeeh et al., 2018).

La idea básica del control vectorial es asemejar el control de motor de inducción al motor en corriente directa, donde fácilmente se puede tener un control del par y el campo magnético de forma independiente, permitiendo manipular la velocidad de dicha máquina en un amplio rango de velocidades; aplicando el control de campo orientado al motor de inducción se debe transformar matemáticamente los fasores de las tensiones trifásicas de alimentación en 2 componentes ortogonales variantes en el tiempo (α , β) y posteriormente transformar dichas componentes en 2 vectores (d , q) las cuales ahora son constantes, de esta manera se pueden regular variables variantes en el tiempo como

variables invariantes en el tiempo y de esta manera se pueden controlar de forma independiente el par y el flujo al igual que el motor DC(Varga & Kuczmam, 2018).

El control de campo orientado como cualquier otro tipo de control requiere la realimentación de la variable controlada, dicha medición asocia varios factores adversos, por un lado el elevado coste y fragilidad de los sensores, además de la imposibilidad de su uso en algunos entornos físicos, de allí la necesidad de suprimirlos para reducir el coste y volumen de la solución tecnológica y aumentar la confiabilidad de la máquina (El Merrassi et al., 2021), el control sin sensor o también llamado sensorless control se ha aplicado de diferentes formas, una de ellas es por medio de un observador de modo deslizante de orden completo (FO-SMO) en un FOC sensorless para un motor síncrono de imanes permanentes, de esta manera se mejora la detección de la posición inicial del rotor cuando está detenido usando una secuencia de pulsos de tensión aplicada a los devanados, minimizando así el error de posición estimada del rotor aproximadamente en 3.75° eléctricos (Saadaoui et al., 2018); también se han aplicado observadores de perturbaciones no lineales para el control sin sensor, se propone un control dinámico de superficie multietapa anti-windup, combinado con un control backstepping integral, la idea es mejorar la respuesta del control de velocidad ante perturbaciones externas mejorando la precisión en estado estacionario, también se eliminan vibraciones y se reduce la magnitud de la corriente cuando la máquina se satura (Le et al., 2023).

Se propone una nueva técnica de estimación de posición del rotor basada en la relación de flujo del estator para implementar un control robusto FOC sensorless, esto es posible al mitigar la dependencia de la magnitud y ángulo de la estimación de fase del enlace de flujo del estator, para ello obtiene el ángulo de carga basado en la corriente de los ejes dq para posteriormente estimar la posición del rotor, para este cálculo se usa la magnitud del enlace de flujo de referencia en lugar de la estimada para evitar posibles niveles de ruido elevados durante el funcionamiento a baja velocidad, mejorando así la estimación (Ton et al., 2021); también se han investigado mejoras al control de campo orientado omitiendo el uso de sensores de corriente, consiguiendo un alto rendimiento, las ecuaciones diferenciales basadas en variables de estado de la corriente del estator y del rotor se utilizan para calcular la corriente estimada en el lazo del control de campo orientado, este método puede usarse en aplicaciones donde se quisiera omitir estos sensores o para aplicaciones que incluyan técnicas de control tolerantes a fallos, dicho sistema fue probado usando un DSP TMS320F28335 con errores mínimos en la parte experimental (Laumann et al., 2019).

También son variadas las investigaciones del control vectorial de campo orientado sin sensor usando filtro extendido de Kalman (EKF), una de ellas usa el control de avance (FFC) del par de carga, allí los flujos del rotor, la velocidad mecánica del rotor y el par de carga para el FOC sensorless se estiman mediante un filtro de extendido de Kalman (EKF) utilizando como variables de entrada las tensiones y corrientes medidas en el estator de la máquina, utilizando un observador se rechazan las perturbaciones del par de carga y el rendimiento del accionamiento se incrementa considerablemente, este estudio se simuló en escenario extremos mostrando un funcionamiento eficaz, este sistema se comparó con un control de campo orientado sin FFC, aunque ambos sistemas de control pueden superar las perturbaciones sin ningún problema, el control de campo orientado que incluye el control de avance muestra transitorios de menor magnitud que los FOC que no incluyen el bucle FFC (Zerdali, 2020), el filtro extendido de Kalman también se ha usado en control de campo orientado sin sensor para motores paso a paso híbridos mostrando resultados con alta precisión en el control de la posición (Tomy & Francis, 2016), también se ha aplicado el filtro extendido de Kalman con control Backstepping en motores síncronos de imanes permanentes, en este caso se usa el teorema de estabilidad de Lyapunov para garantizar la condición de estabilidad del controlador (Uyulan, 2022).

Otras investigaciones proponen algunas alternativas al FOC, como lo es el control indirecto de campo orientado (IFOC) sin sensor con observador de Luenberger de orden completo, la matriz de ganancia del observador se deriva del procedimiento convencional para que los polos del observador sean proporcionales a los polos del motor de inducción y así asegurar la estabilidad del sistema para un amplio rango de velocidades, el funcionamiento del observador es más eficiente aplicando un control lógico difuso, el cual se usa para estimar la velocidad utilizando un método offline a través de un algoritmo de optimización caótica (COA), el rendimiento del observador propuesto se comprobó mediante simulación y el método Hardware in the loop avanzado en tiempo real; los resultados de estas comprobaciones muestran un mejor rendimiento transitorio y en estado estacionario del observador de Luenberger de orden completo apoyado por el control con lógica difusa para diferentes condiciones de operación (Holakooie et al., 2016).

Otro aspecto muy importante en la presente investigación es el hardware de la implementación el cual debe garantizar que la onda de alimentación tenga una calidad optima, muchas de ellas se centran en los inversores multinivel, los cuales son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales debido a que ofrecen una forma de onda de alta calidad en comparativa a los inversores SPWM donde su salida es una señal

cuadrada modulada; Jiang et al. (2023) hace una interesante revisión de los inversores multinivel de fuente única en DC; los inversores multinivel pueden ser de fuente múltiple o de fuente única, siendo estos últimos mejores ya que son más sencillos y evitan los desbalances de tensión incluidos por las fuentes de tensión múltiples, este estudio compara y clasifica los inversores multinivel de fuente única existentes según las topologías clásicas basadas en la construcción aislada y no aislada, resumiendo las ventajas y limitaciones de cada tipo de topologías introduciendo transitoriamente varias estrategias de control y la tendencia de desarrollo de este tipo de inversores.

Un área de investigación altamente explorada y desarrollada recientemente son los convertidores multinivel modulares (MMC), ya que presentan una alta escalabilidad en las ondas de tensión y corriente, debido a su alta modularidad se pueden obtener tensiones elevadas de salida, haciéndose una muy buena opción para aplicaciones en HVDC, compensadores estáticos, FACTS y accionamiento de motores, sin embargo el gran número de submódulos, las tensiones flotantes de los condensadores y las corrientes circulantes requieren de un diseño minucioso, estas corrientes circulantes requieren un sistema de control específico capaz de gestionar las variables de salida y las internas del arreglo con alto desempeño dinámico (Perez et al., 2021); teniendo en cuenta estos requerimientos se han aplicado a los MMC diferentes estrategias de gestión como redes neuronales para el diagnóstico de fallas (An et al., 2022), modulación basada en optimización por enjambre de partículas (Qin et al., 2023), controladores predictivos (Chakraborty et al., 2023), eliminación selectiva de armónicos con algoritmos evolutivos (Pu et al., 2023), algoritmos genéticos para el control de corrientes circulantes (Ghassani et al., 2022) entre otros.

Se presenta una investigación sobre eliminación selectiva de armónicos (SHE), el cual ha sido un método masivamente difundido en muchas aplicaciones industriales debido a una mayor utilización del bus de DC en convertidores multinivel; en comparación con convertidores SPWM, si se usan convertidores multinivel se puede tener menores distorsiones armónicas y fácil desarrollo del algoritmo; se propone entonces el uso de redes neuronales artificiales (ANN) para optimizar los ángulos de conmutación esperando que tengan mejores resultado de que en el caso de usar optimización por enjambre de partículas (PSO) para reducir la distorsión armónica y obtener niveles de THD dentro de los límites permitidos; esta investigación usa como plataforma de desarrollo un procesador digital de señales TMS320F2812 para el desarrollo del prototipo. Se pudo comprobar que el uso de ANN para la eliminación selectiva de armónicos presento un menor índice de THD que cuando se aplicó PSO al convertidor multinivel (Rasheed et al., 2020).

Algunas otras investigaciones abordan la temática de la disminución de los niveles de THD desde la formulación del problema; teniendo en cuenta que en los inversores multinivel los ángulos de conmutación determinan en gran medida el aumento o disminución del índice de modulación y el THD, por ello es de especial interés establecerlos óptimamente para obtener índices de modulación y THD mínimos. La metodología propuesta se centra en usar una optimización de doble objetivo ponderada persiguiendo niveles adecuados de índice de modulación y THD; Una onda sinusoidal simétrica en escalera con $2k + 1$ niveles se describen mediante k ángulos de conmutación. El problema tradicional radica en que se persigue una disminución del THD estableciendo un nivel de índice de modulación fijo, a diferencia de este punto, esta investigación considera la minimización de THD con $k-1$ ángulos de conmutación, y el k -ésimo ángulo de conmutación se calcula para el valor deseado de índice de modulación, aplicando esta metodología a inversores de 7 a 15 niveles obteniendo THD entre 5.2% al 1.4%, valores que son inferiores a los encontrados en la literatura tradicional y que se ajustan a los límites establecido en la IEEE 519 (Khan et al., 2023).

1.5 Marco teórico

1.5.1 Modelo del motor de inducción

Las máquinas asíncronas deben su nombre a la asincronía que se encuentra entre el campo magnético del estator y el campo magnético del rotor de la máquina, estas máquinas usan el principio de la inducción magnética para generar el campo del rotor B_r , y debido a que se prefiere su uso como motor en vez de generador debido a las pobres características que ofrece en este modo de operación, el término motor de inducción se ha acuñado para referirse a la máquina asíncrona; existen dos tipos de motores de inducción: de rotor devanado y de jaula de ardilla (Abunike et al., 2023); este último tiene un menor volumen, es más económico, requiere de menos mantenimiento y su coste es menor comparado con un motor de rotor devanado de la misma potencia (Shadfar & Reza, 2022), por lo cual no es común el uso de motores asíncronos de rotor devanado, de esta forma el término motor de inducción se ha generalizado para la máquina asíncrona de corriente alterna que usa rotor de jaula de ardilla (Chapman, 2012), la figura 1 muestra el diagrama de corte de un motor de inducción de jaula de ardilla.

Previamente al desarrollo de la estrategia de estimación de velocidad se debe desarrollar el modelo del motor de inducción el cual incluya todas las ecuaciones diferenciales que describen su dinámica, dicho modelo será fundamental para el entrenamiento del estimador de velocidad basado en ANFIS y para la simulación del respectivo control vectorial; Para simplificar el modelo se deben tener las siguientes consideraciones:

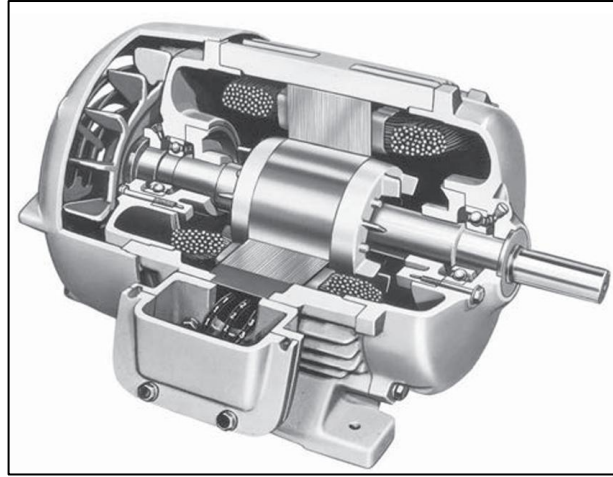


Figura 1: Diagrama de corte del motor de jaula de ardilla

Fuente: Máquinas eléctricas (Chapman, 2012)

- 1) Operación en la zona lineal de la curva de magnetización.
- 2) Entrehierro constante alrededor de toda la circunferencia de la máquina.
- 3) Bobinas del estator de igual construcción, espacialmente equidistantes para generar una fuerza magneto motriz senoidal.
- 4) Barras o devanados del rotor ubicados óptimamente para generar una fuerza magnetomotriz en el rotor senoidal con la misma cantidad de polos que en el estator.

Para desarrollar el modelo es necesario realizar las transformada de Clarke a la señal de alimentación del motor de inducción para obtener dos tensiones desfasadas 90° (componentes $\alpha\beta$) a partir de las tensiones trifásicas (componentes abc), las cuales están desfasadas 120° ; posteriormente se realiza la transformación de Park para obtener las tensiones en los ejes dq (directo y cuadratura). Por lo anterior, teniendo en cuenta que los parámetros del motor se miden con respecto a los devanados del estator, las ecuaciones para las tensiones de una maquinas trifásica son (Orille et al., 1999):

$$v_{qs} = p\lambda_{qs} + \lambda_{ds}\omega + r_s i_{qs} \quad (1)$$

$$v_{ds} = p\lambda_{ds} - \lambda_{qs}\omega + r_s i_{ds} \quad (2)$$

$$v'_{qr} = p\lambda'_{qr} + \lambda'_{dr}(\omega - \omega_r) + r'_r i'_{qr} \quad (3)$$

$$v'_{dr} = p\lambda'_{dr} - \lambda'_{qr}(\omega - \omega_r) + r'_r i'_{dr} \quad (4)$$

Donde λ son los enlaces de flujo; v_{qs}, v_{ds} son las tensiones en el estator en el eje cuadratura y directo; v'_{qr}, v'_{dr} son las tensiones en el rotor, las cuales se asumirán cero ya que el rotor se encuentra cortocircuitado para una construcción en jaula de ardilla; y ω_r es la velocidad del rotor en rad/s, ω es la velocidad del marco de referencia.

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} (\Psi_{qs} - \Psi_{mq}) \quad (5)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} (\Psi_{ds} - \Psi_{md}) \quad (6)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\Psi'_{qr} - \Psi_{mq}) \quad (7)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} (\Psi'_{dr} - \Psi_{md}) \quad (8)$$

Donde i_{qs}, i_{ds} son las corrientes en el estator en los ejes cuadratura y directo; i'_{qr}, i'_{dr} son las corrientes en el rotor referidas al estator. Usando $\Psi_{qs} = \omega_e \lambda_{qs}$, siendo ω_e la velocidad angular eléctrica a frecuencia nominal, $\Psi_{qs}, \Psi_{ds}, \Psi'_{qr}, \Psi'_{dr}$ son los flujos magnéticos (Orille et al., 1999).

$$\Psi_{mq} = X_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (9)$$

$$\Psi_{md} = X_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (10)$$

Al reemplazar las ecuaciones 1-4 en 5-8 y despejar adecuadamente se obtiene:

$$\Psi_{qs} = \frac{\omega_e}{p} \left[v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_e} \Psi_{ds} + \frac{r'_s}{X_{ls}} (\Psi_{mq} - \Psi_{qs}) \right] \quad (11)$$

$$\Psi_{ds} = \frac{\omega_e}{p} \left[v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_e} \Psi_{qs} + \frac{r'_s}{X_{ls}} (\Psi_{md} - \Psi_{ds}) \right] \quad (12)$$

$$\Psi'_{qr} = \frac{\omega_e}{p} \left[v'_{qr} - \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_e} \right) \Psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\Psi'_{mq} - \Psi'_{qr}) \right] \quad (13)$$

$$\Psi'_{dr} = \frac{\omega_e}{p} \left[v'_{dr} + \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_e} \right) \Psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} (\Psi_{mq} - \Psi'_{dr}) \right] \quad (14)$$

$$Te = \frac{nP}{4\omega_e} [\Psi'_{qr} i'_{dr} - \Psi'_{dr} i'_{qr}] \quad (15)$$

$$\omega_r = \frac{P(T_e - T_l)}{2pJ\omega_e} \quad (16)$$

$$\theta_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (17)$$

1.5.2 Calidad de la energía en sistemas eléctricos

La energía eléctrica es uno de los insumos principales en las diferentes actividades industriales y comerciales a nivel mundial, esto se debe a la facilidad de su disposición en grandes cantidades y su transporte a grandes distancias, por lo que se ha utilizado masivamente para ser transformada en otros tipos de energía según las necesidades de los procesos productivos, de allí su predilección en la actualidad industrial a nivel global

(Sánchez, 2009). Por lo anterior la importancia de que el suministro de energía eléctrica sea ininterrumpido y de buena calidad, en la actualidad se instalan variados equipos eléctricos y electrónicos que requieren de un suministro sin disturbios; la IEEE clasifica los principales disturbios electromagnéticos que pueden incidir en sistemas eléctricos en 7 categorías principales (Díaz-Rodríguez et al., 2015), las cuales se observan en la tabla 1.

Categoría	Contenido Típico Espectral	Duración Típica	Magnitud Típica del Voltaje
1.0 Transitorios			
1.1 Impulsos			
1.1.1 Nanosegundos	5ns de elevación	<50 ns	
1.1.2 Microsegundos	1 ms de elevación	50ns-1ms	
1.1.3 Milisegundos	0.1ms elevación	>1ms	
1.2 Oscilatorios			
1.2.1 Baja Frecuencia	< 5kHz	0.3-50ms	0-4 pu
1.2.2 Frecuencia Media	5-500 kHz	20us	0-8 pu
1.2.3 Alta Frecuencia	0.5 - 5MHz	5us	0-4 pu
2.0 Variaciones de corta duración			
2.1 Instantáneas			
2.1.1 Sag		.5-30 ciclos	0.1-0.9 pu
2.1.2 Swell		.5-30 ciclos	1.1-1.8 pu
2.2 Momentáneas			
2.2.1 Interrupción		.5 ciclos -3s	< 0.1 pu
2.2.2 Sag		30 ciclos-3s	0.1-0.9 pu
2.2.3 Swell		30 ciclos-3s	1.1-1.4 pu
2.3 Temporal			
2.3.1 Interrupción		3 seg-1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Sag		3 seg-1 min	0.1-0.9 pu
2.3.3 Swell		3 seg-1 min	1.1-1.2 pu
3.0 Variaciones de larga duración			
3.1 Interrup. sostenida		>1 min	0.0 pu
3.2 Bajo voltaje		>1 min	0.8-0.9 pu
3.3 Sobrevoltaje		>1 min	1.1-1.2 pu
4.0 Desbalance de V		Estado Estable	0.5-2%
5.0 Distorsión de Forma de Onda			
5.1 Componente de CD		Estado Estable	0-0.1%
5.2 Contenido armónico	0-100 th H	Estado Estable	0-20%
5.3 Interarmónicas	0-6 kHz	Estado Estable	0-2%
5.4 Muecas en el voltaje		Estado Estable	
5.5 Ruido Banda amplia		Estado Estable	0-1%
6.0 Fluctuaciones de Voltaje			
	<25 Hz	Intermitente	0.1-7%
7.0 Variaciones de Frecuencia			
		<10 seg	

Tabla 1: Características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia

Fuente: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality(IEEE 1159, 2019)

El estándar IEEE 1159 se ha tomado como referencia para establecer el marco normativo en cuanto a calidad de la energía en Colombia, en ese sentido el instituto colombiano de normas técnicas ha propuesto las normativas NTC 5000 y NTC 5001 (Icontec, 2008), allí se establecen los métodos de evaluación y valores límite para cada uno de los disturbios de la tabla 1, a continuación se extenderá una breve explicación de los disturbios más pertinentes para nuestro caso.

1.5.2.1 Variaciones de corta duración

Son desviaciones del valor RMS de la tensión de alimentación mayores al 110% e inferiores al 90% de la tensión nominal en el punto de medición, y que tienen una duración entre medio ciclo de la onda de alimentación y un minuto; si dicha desviación es mayor al 110% de la tensión nominal se denomina swell o elevación, si la desviación es inferior al 90% y mayor al 10% de la tensión nominal se denomina sag o depresión y si la desviación es inferior al 10% de la tensión nominal es una interrupción (Icontec, 2008). La figura 2 muestra una depresión la cual ocurre entre los 40 ms y 120 ms de la forma de onda registrada en la fase b.

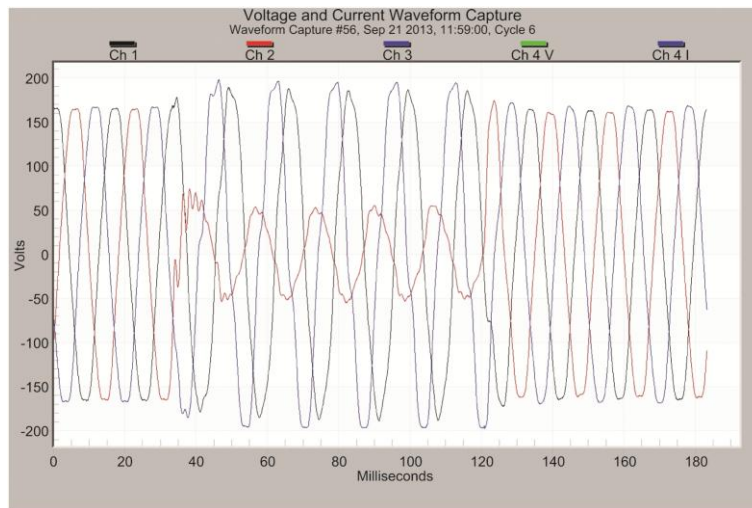


Figura 2: Depresión en la tensión de alimentación por falla monofásica a tierra

Fuente: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality (IEEE 1159, 2019)

1.5.2.2 Desbalance de tensión

Este fenómeno se presenta cuando hay asimetrías entre las amplitudes de las tensiones de alimentación trifásicas, así como desviación en el desfase de las tensiones trifásicas el cual debe ser de 120° para un sistema trifásico balanceado; desde el punto de vista de las componentes simétricas es fácilmente detectable ya que este disturbio da origen a la

componente de secuencia negativa, la tabla 2 muestra los porcentajes límite de referencia de desbalance de tensión permitidos en sistemas eléctricos (Icontec, 2008)

Rango de Tensión	Límite de referencia
$V_n < 69\text{kV}$	2.0%
$V_n > 69\text{kV}$	1.5%

Tabla 2: Límites de referencia permitidos de desbalance de tensión

Fuente: Calidad de la potencia eléctrica. Límites y metodología de evaluación en punto de conexión común.(Icontec, 2008)

La figura 3 muestra un desbalance de tensión, la causa típica de dichos desbalances son las cargas monofásicas en circuitos trifásicos, asociado a una inadecuada repartición de cargas en los tableros de carga, allí se observa la diferencia de amplitudes de las tensiones trifásicas de la fase a con respecto a b y c.

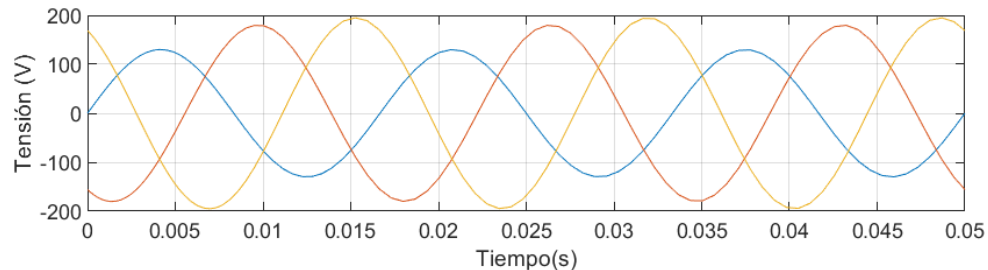


Figura 3: Desbalance de tensión

Fuente: Autor

1.5.2.3 Flicker

Los flicker también son conocido como fluctuaciones de tensión, son variaciones de amplitud de la tensión de alimentación con cambios rápidos espaciados en el tiempo de forma que pueden causar efectos nocivos en la salud humana, este evento de calidad de la energía es perceptible en las pantallas y la iluminación produciendo efecto estroboscópico, este índice se caracteriza por medio de la severidad de larga duración (Plt), el cual debe, mantener sus valores dentro de los límites dados en la tabla 3 (Icontec, 2008), la figura 4 muestra la forma de onda de tensión con flicker donde se pudiera deducir una envolvente debido a los cambios de amplitud.

Rango de Tensión	Límite de Referencia Plt
$V_n < 69\text{kV}$	1.0 p.u.
$V_n > 69\text{kV}$	0.8 p.u.

Tabla 3: Valores de referencia del Plt

Fuente: Calidad de la potencia eléctrica. Límites y metodología de evaluación en punto de conexión común.(Icontec, 2008)

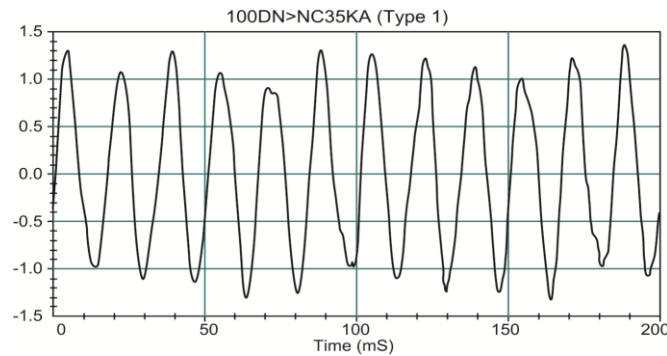


Figura 4: Fluctuación de tensión causada por horno de arco

Fuente: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality (IEEE 1159, 2019)

1.5.2.4 Armónico

Los armónicos son ondas periódicas que tienen una frecuencia que es múltiplo entero de la frecuencia nominal y se adicionan a la onda de potencia del sistema en el cual se presentan (IEEE 519, 2014). La figura 5 muestra una forma de onda de corriente distorsionada con su respectivo espectro armónico, para este caso los armónicos predominantes son el quinto y el séptimo

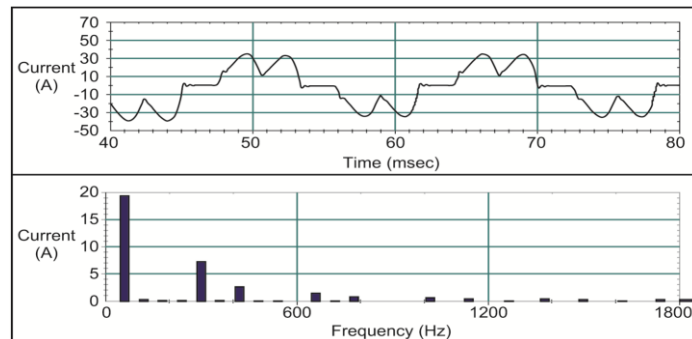


Figura 5: Forma de onda de corriente de entrada y espectro armónico de un ASD

Fuente: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality (IEEE 1159, 2019)

El índice utilizado para cuantificar la distorsión de la forma de onda debida a armónico es el THD (total harmonic distortion), este índice se calcula de acuerdo a la ecuación 18, en la tabla 4 se muestran los porcentajes límites de THD total e individual (Icontec, 2008):

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} V_h^2}}{V_d} \times 100\% \quad (18)$$

Dónde: V_h : magnitud de la componente individual de tensión
 h : orden del Armónico
 V_d : magnitud de componente fundamental de tensión.

Tensión nominal	Distorsión armónica individual %	Distorsión armónica total (THD) %
$V \leq 1.0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1.0 \text{ kV} < V \leq 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5

Tabla 4: Límites de distorsión de tensión

Fuente: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality (IEEE 1159, 2019)

1.5.2.5 Consecuencias de los eventos de calidad de la energía

Los eventos de calidad de la energía pueden generar eventos nocivos en los sistemas eléctricos en los cuales se presentan, siendo de mayor incidencia en ambientes industriales ya que las grandes magnitudes de potencia eléctrica que se manejan sugieren disturbios electromagnéticos de mayor impacto (Popa, 2025); algunos de las consecuencias que pueden provocar estos eventos de calidad de la energía son: sobrefacturación del servicio de energía eléctrica, parada o reinicio de procesos industriales, pérdidas económicas asociadas a pérdida de materias primas (Siostrzonek et al., 2024), sobrecarga de conductores eléctricos, aumento de temperatura en conductores de potencia, devanados de transformadores y motores eléctricos, disparos indeseados de protecciones eléctricas, reducción de la potencia reactiva capacita en bancos de compensación, bajos factores de potencia, salida de operación de equipos (Liu et al., 2025), reducción en la capacidad de iluminación de lámparas, entre otros; efectos que en general causan reducción de vida útil de los dispositivos conectados a la red y pérdidas económicas que dependerán de la severidad de los disturbios presentados.

CAPITULO 2: INVERSOR MULTINIVEL

Dentro de la electrónica de potencia existen diversos dispositivos que se encargan de modificar el tipo de tensión disponible a través del uso de dispositivos semiconductores, de este modo se encuentran los rectificadores los cuales transforman una señal de tensión AC en tensión DC, los convertidores DC-DC o también llamadas fuentes conmutadas, que transforman un nivel de tensión DC a otro nivel también en DC el cual puede ser mayor o menor según se necesite, también se encuentran los reguladores de alterna, que un nivel de tensión en AC a otro también en AC y por último se encuentran los inversores que transforman una señal de tensión DC en una tensión de alimentación en AC (Lakshmi & Reddy, 2025), la figura 6 da una clasificación de estos dispositivos.

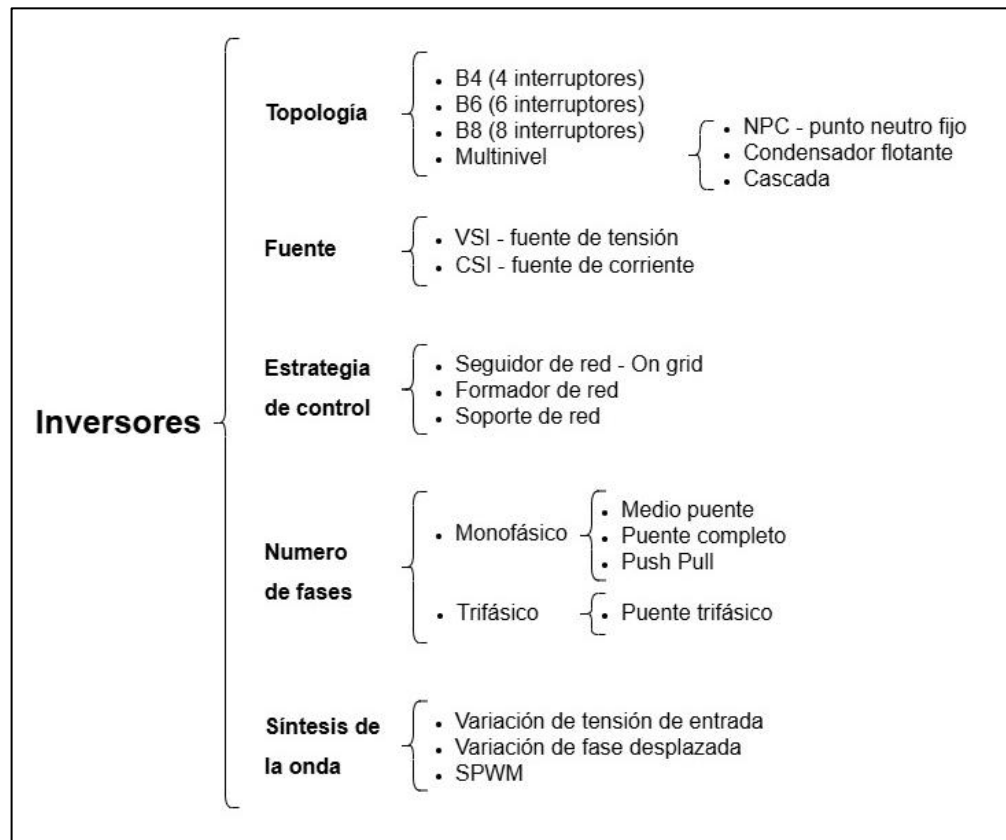


Figura 6: Clasificación de inversores eléctricos

Fuente: Autor

Tradicionalmente se han usado inversores de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM), los cuales han sido populares por requerir relativamente pocos componentes, reduciendo los costes de producción pero conllevando en si una alta distorsión armónica en la onda de salida ya que su forma es cuadrada modulada, por lo que un enfoque

alternativo es la aplicación de inversores multinivel (IM) los cuales ofrecen una tensión de salida que se asemeja a la onda sinusoidal, aumentando el número de niveles y la selección adecuada de los ángulos de conmutación se podrán obtener señales con baja distorsión armónica; una de las clasificaciones de los inversores multinivel es por el número de fuentes de alimentación en DC, pueden ser de fuente múltiple o fuente única, debido a su construcción sencilla y la disminución de los desbalances de tensión incluidos por las fuentes de tensión múltiples (Jiang et al., 2023), se ha escogido para esta investigación el uso de un inversor multinivel de fuente única; en la literatura se encuentran diversas topologías para IM (inversor multinivel) de fuente única siendo la más populares los IM acoplado por diodo (Shriwastava et al., 2016), acoplado por condensador (Rubeena et al., 2022), modulación de ancho de pulso basado en portadoras (Haq et al., 2021), e inversores de medio puente y puente completo, debido a la simplicidad de manipulación en este caso se usara la configuración de puente completo para el inversor multinivel.

2.1 Inversores multinivel multietapa

La topología de puente completo en su forma más sencilla se muestra en la figura 7, se puede observar que en el centro del puente H se encuentra la carga, los dispositivos semiconductores encargados de hacer la conmutación son IGBT's los cuales son muy populares en aplicaciones industriales, pudiendo ser reemplazados por BJT, MOSFET o por dispositivos semiconductores avanzados como SiC y GaN (Rymarski & Ptak, 2025); la configuración de la figura 7 permite que la carga sea alimentada por una tensión de alimentación alterna de 3 niveles a partir de una fuente única de tensión en DC si se hacen las conmutaciones adecuadas.

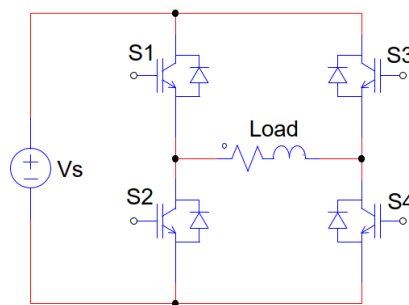


Figura 7: Topología inversor multinivel puente completo

Fuente: Autor

- Polaridad positiva: se cierran s1 y s4 abriendo s2 y s3, la corriente fluirá desde la fuente, atravesara s1, fluirá por la carga de izquierda a derecha, fluirá por s4 y cerrara el circuito

- Nivel cero: se deben abrir s1 y s3 cerrando s2 y s4, de esta manera la diferencia de potencial en la carga será de cero voltios ya que en ambos extremos de la carga se tendrá la misma tensión.
- Polaridad negativa: se cierran s2 y s3 abriendo s1 y s4, la corriente fluirá desde la fuente, atravesara s3, luego fluirá por la carga de derecha a izquierda (sentido opuesto a la polaridad positiva), luego fluirá por s2 y cerrara el circuito.

El comportamiento descrito se muestra en la figura 8.a. Se observa una onda de salida alterna de 3 niveles de tensión con un THD de 31.1 %, el cual es excesivamente alto. Para mejorar el desempeño del inversor multinivel se deben agregar más niveles de tensión de esta forma se obtendrá una salida escalonada que se asemeja un poco más a una señal senoidal, en la figura 8.b se observa que para una señal de salida con 5 niveles, su THD disminuye al 17.6% lo cual sigue siendo insuficiente según los límites de IEEE 519 del 8% para sistemas de baja tensión (IEEE 519, 2014), si se aumentan los niveles a 25 el THD es de 3.2% figura 8.c y con 81 niveles la señal de salida alterna se asemeja en gran medida a una onda sinusoidal pura con un THD de 1% figura 8.d; estos niveles adicionales se obtienen uniendo etapas como la mostrada en la figura 7 en serie.

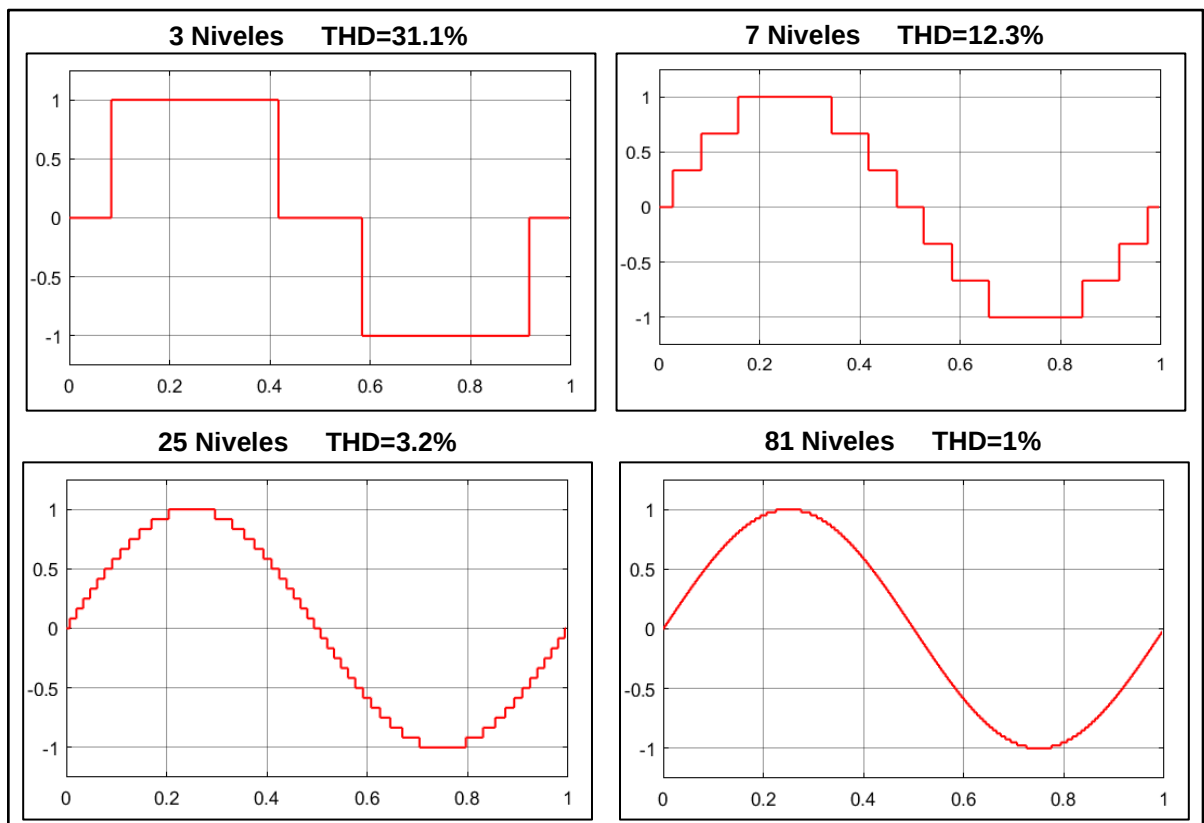


Figura 8: THD y número de niveles en tensión de alimentación

Fuente: Autor

Para evitar cortocircuitos en las etapas en serie se acopla un transformador en las salidas de cada etapa, posteriormente se conectan en serie los secundarios de los transformadores y de esta forma se sumaran las tensiones producidas en cada etapa; otra ventaja del uso de transformadores a las salidas de las etapas es que la tensión de alimentación en DC de las etapas puede ser la misma y puede tener cualquier valor, ya que los transformadores ofrecerán la tensión de salida deseada escogiendo una relación de transformación adecuada; dependiendo de las tensiones de salida que ofrezca cada etapa se pueden obtener más niveles de tensión con el mismo hardware, esto se hace modificando las relaciones de transformación de los transformadores, en primer lugar el IM puede ofrecer la misma tensión de salida en cada etapa, lo que dará lugar a una topología de IM simétrico, en un segundo caso la salida de tensión de cada etapa podría ser 2 veces mayor que la etapa anterior obteniendo una topología de IM asimétrico con relación 1:2 y en tercer lugar la salida de tensión de cada etapa podría ser 3 veces mayor que la etapa anterior, obteniendo una topología de IM asimétrico con relación 1:3; las ecuaciones 19, 20 y 21 permiten calcular el número de niveles según la configuración simétrica, asimétrica 1:2, asimétrica 1:3 respectivamente, Donde n es el número de etapas y k el número de niveles de la onda:

$$k = 2n + 1 \quad (19)$$

$$k = 2 * (2^n) - 1 \quad (20)$$

$$k = 3^n \quad (21)$$

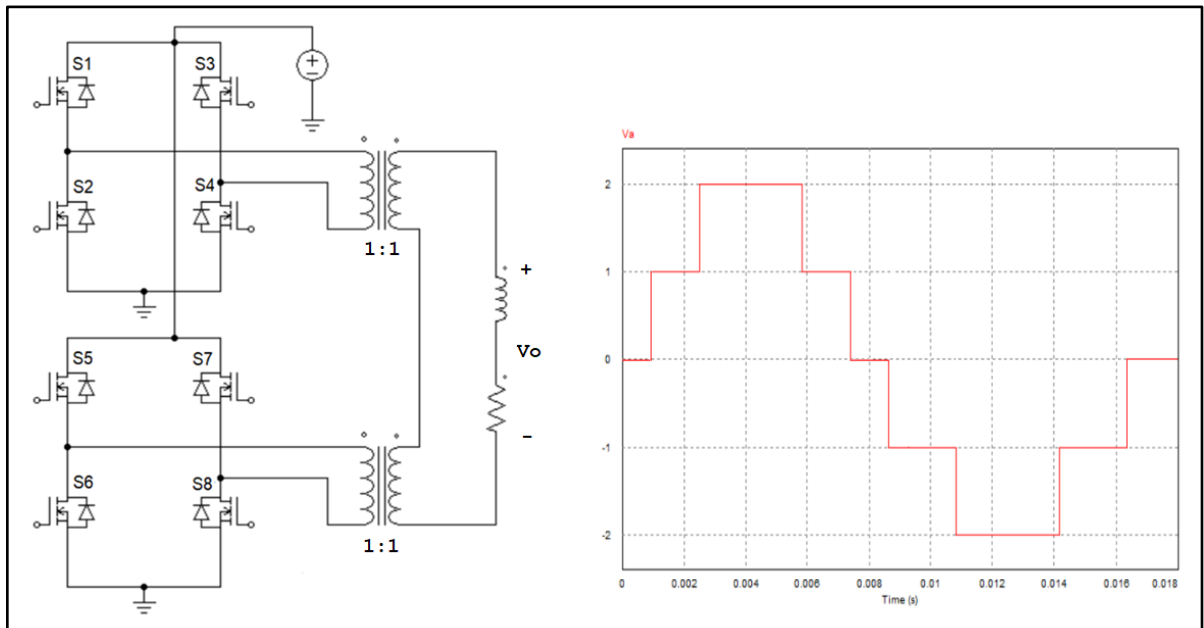


Figura 9: IM 2 etapas 5 niveles: a) circuito, b) forma de onda

Fuente: Autor

Por ejemplo, si se usara la configuración de $n=2$ etapas de la figura 9.a, con un IM simétrico, de acuerdo a la ecuación 19 se obtendrían 5 niveles como se observa en la figura 9.b; Cuando ambas etapas se encuentren en polaridad positiva se sumarán, produciendo el nivel 2, si ambas etapas se encuentran en polaridad negativa al sumarse generaran el nivel -2, para generar el nivel 1 y -1 cualquier etapa debe estar en polaridad positiva o negativa y la otra etapa en cero respectivamente, finalmente el nivel 0 se obtiene con las dos etapas en 0. Si se aplica una configuración para IM asimétrica 1:2, de acuerdo a la ecuación 20 se obtendrían 7 niveles (figura 8b) y por último si se aplica una configuración para IM asimétrica 1:3, de acuerdo a la ecuación 21 se obtendrían 9 niveles, por lo cual seleccionando la relación de transformación adecuada se puede obtener una señal más definida y con menor THD.

Etapas	Simétrico	Asimétrico	
		Relación 1:2	Relación 1:3
2	5	7	9
3	7	15	27
4	9	31	81
5	11	63	243

Tabla 5: Topologías de IM y niveles de salida

Fuente: Autor

La tabla 5 muestra el número de niveles que se pueden obtener en un IM para diferentes topologías, el caso donde se observan mayores diferencias es cuando se aplican 5 etapas, en este caso usando el mismo número de dispositivos interruptores, en este caso 20, se obtiene para un IM simétrico solo 11 niveles, si es asimétrico con relación de salida 1:2 entre etapas se obtendrán 63 niveles y si es asimétrico con relación de salida 1:3 entre etapas se obtienen 243 niveles, lo cual incidirá en el porcentaje de THD que tendrá la onda de salida.

En el caso de estudio en cuestión se implementará un IM de 3 etapas en cascada asimétrico con relación 1:3 entre etapas como el observado en la figura 10; de la tabla 5 se obtiene que esta configuración tendrá 27 niveles de tensión, 13 niveles negativos, el nivel cero y 13 niveles positivos. Escogiendo adecuadamente los ángulos de conmutación se obtiene la forma de onda que se observa en la figura 11, la mayor cantidad de escalones permiten obtener una señal mucho más definida que se asemeja en alto grado a una señal sinusoidal, así mismo se observa que el THD es de 3.01%, lo cual es un nivel que se encuentra por debajo del 8% que limita el estándar IEEE 519 (IEEE 519, 2014).

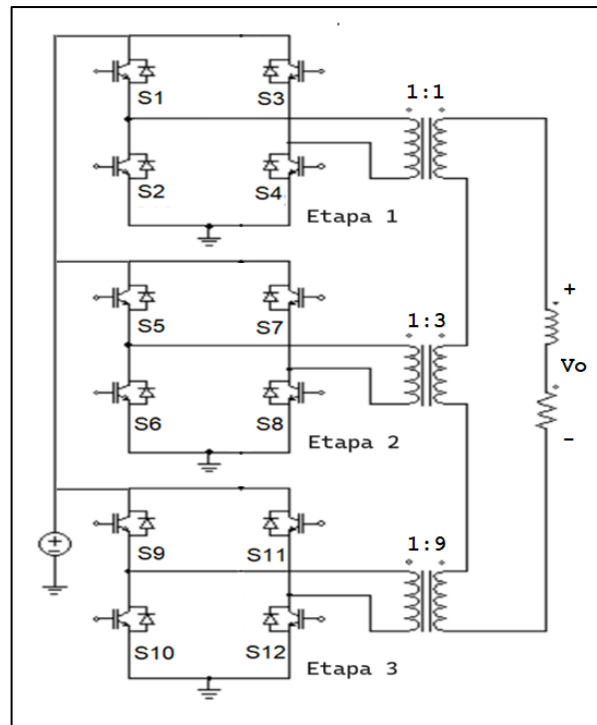


Figura 10: IM de puente completo 3 etapas y 27 niveles
Fuente: Autor

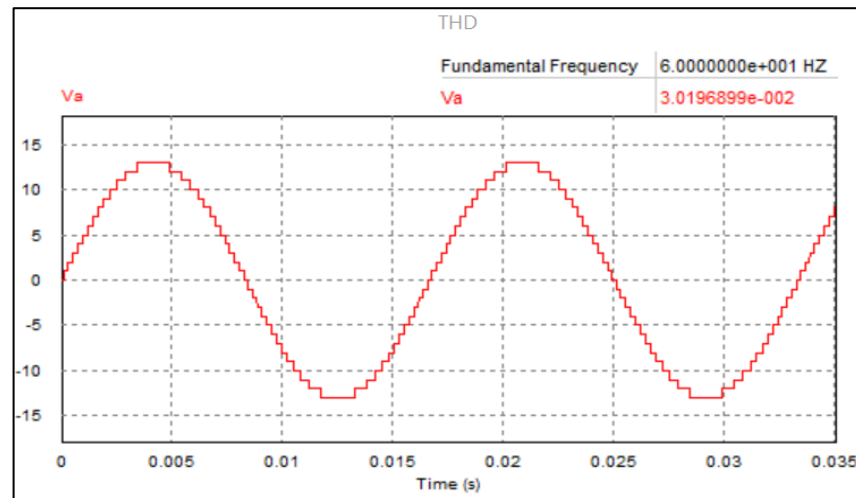


Figura 11: Simulación de Forma de onda de salida IM
Fuente: Autor

La tabla 6 muestra los estados de conmutación para cada uno de los 12 dispositivos semiconductores que conforman una fase del inversor para obtener cada uno de sus 27 niveles, donde un 1 indica que el dispositivo se encuentra cerrado y un 0 indica que el dispositivo se encuentra en corte o abierto, los niveles de salida se obtienen al asignar a cada etapa la polaridad adecuada: positiva, negativa o cero; el nivel de salida será:

$$k = p1 * m_1 + p2 * m_2 + p3 * m_3 \quad (22)$$

Donde p1, p2 y p3 son las polaridades de cada etapa, m1=1, m2=3, m3=9, que corresponden a la ponderación de cada etapa la cual es dada por la relación de transformación de los transformadores a la salida de cada etapa; por ejemplo el nivel -6 se forma con la etapa 1 en cero, la etapa 2 en polaridad positiva y la etapa 3 en polaridad negativa, reemplazando en la ecuación 22 se obtiene:

$$k = (0 * 1) + (1 * 3) + (-1 * 9) = -6$$

Escalon	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_10	S_11	S_12
-13	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
-12	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
-11	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
-10	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0
-9	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
-8	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0
-7	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
-6	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
-5	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
-4	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
-3	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
-2	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
-1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
2	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1
3	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1
4	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1
5	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
6	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
7	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
8	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
9	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1
10	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1
11	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1
12	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
13	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1

Tabla 6: Estados de conmutación de semiconductores inversor de 3 etapas 27 niveles

Fuente: Autor

2.2 Parámetros de diseño

Los parámetros nominales del inversor multinivel son los siguientes:

Pn:	746W (1HP)	THD:	<8%
fases:	3	f:	60 Hz
Vn:	220 V	fp:	0.8 atraso

Se debe tener en cuenta que el diseño para las 3 fases del IM es idéntico al ser la carga equilibrada, la configuración implementada corresponderá a la mostrada en la figura 10 para un IM de 3 etapas asimétrico 1:3 de 27 niveles, por lo cual los parámetros monofásicos nominales serán:

Pn:	250W (1/3 HP)	f:	60 Hz
Vn:	127 V	fp:	0.8
THD:	<8%		

La potencia, tensión pico y corriente nominal por fase son:

$$P_{1\phi} = \frac{1}{3} HP = \frac{745.7 \text{ W}}{3} \cong 250 \text{ W}$$

$$V_p = \sqrt{2} * V_{\phi} = \sqrt{2} * 127 \text{ V} = 179.6 \text{ V}$$

$$I_{\phi} = \frac{P}{V_{\phi} * 0.8} = \frac{250 \text{ W}}{127 \text{ V} * 0.8} = 2.46 \text{ A}$$

2.3 Tarjeta de control de potencia

2.3.1 Dispositivos semiconductores para el control de potencia

La figura 12 muestra los principales dispositivos de electrónica de potencia con respecto a su capacidad y frecuencia de operación, teniendo en cuenta la frecuencia de operación, la capacidad de potencia de la aplicación y el coste del dispositivo se consideró usar los Mosfet, en caso de que la solución propuesta sea escalable a potencias mayores deberán usarse IGBT; la gran ventaja de los Mosfet es la rapidez de conmutación que puede ofrecer ya que sus tiempos de encendido y apagado son muy cortos; para elegir el tipo de Mosfet se tiene en cuenta la corriente en la etapa de DC de la etapa 3, ya que tendrá la corriente más alta.

$$I_{E3} = \frac{S_{E3}}{V} = \frac{220 \text{ VA}}{55 \text{ V}} = 4 \text{ A}$$

Teniendo en cuenta la corriente anteriormente calculada y la tensión del bus DC se escogió el Mosfet IRF640N (Infineon, 2010), este dispositivo posee una $I_D=18\text{A}$,

$V_{DS}=200V$, tiempo de encendido $t_{D_ON}=10\text{ ns}$, tiempo de apagado $t_{D_OFF}=23\text{ ns}$, $R_{DS}=0.15\Omega$, y su $V_{GS_TH}=6.8V$.

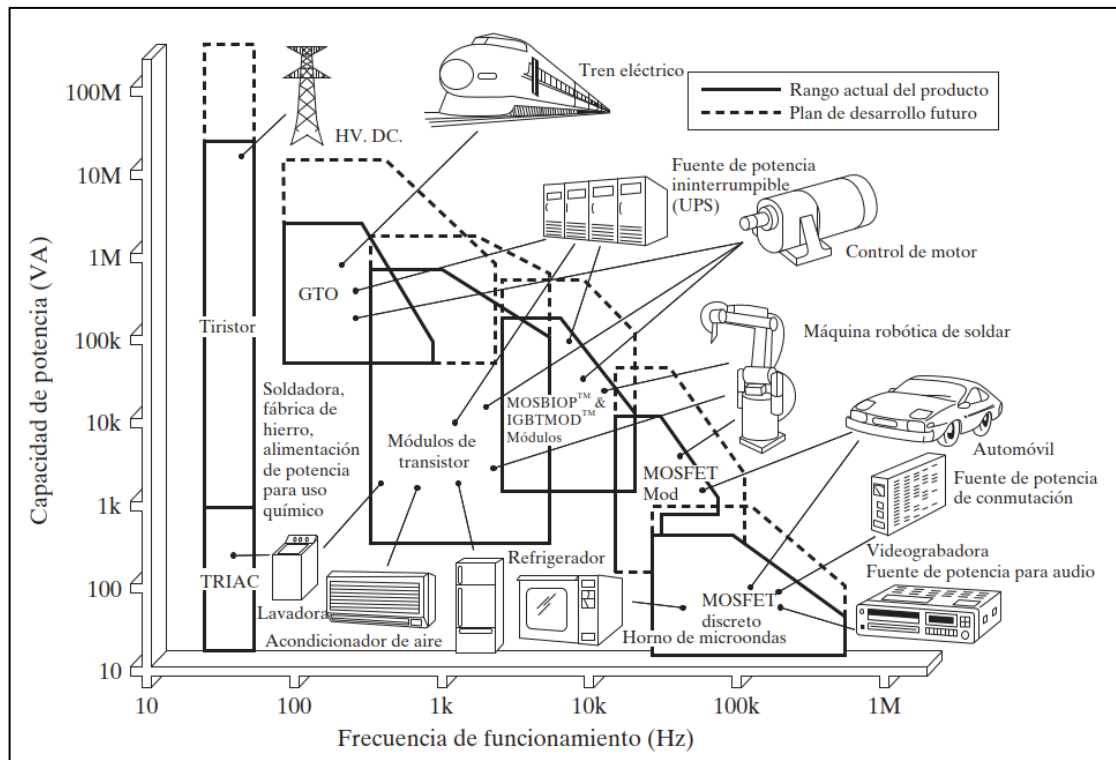
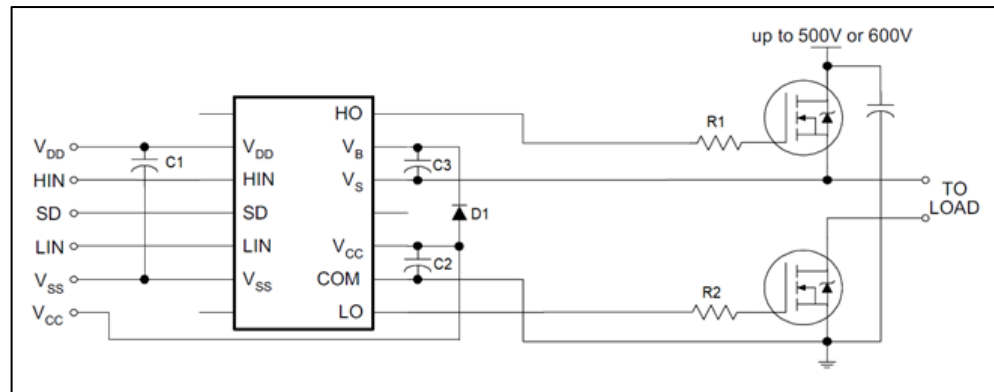


Figura 12: Aplicaciones de dispositivos de electrónica de potencia

Fuente: Electrónica de potencia (Rashid, 2014)

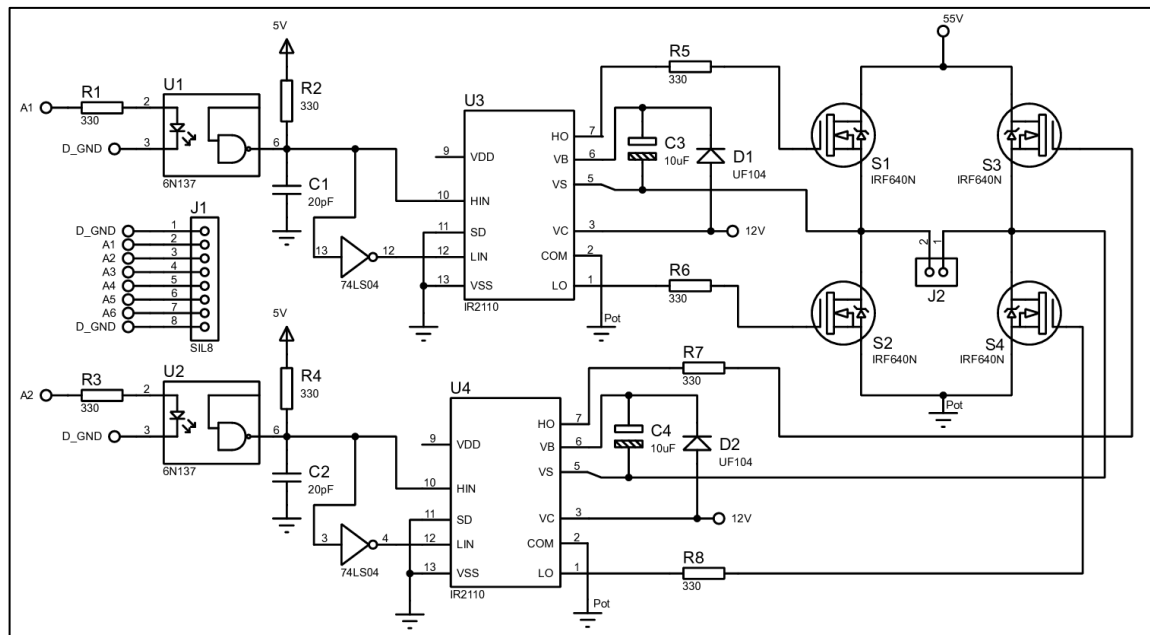
2.3.2 Driver para el control de potencia

Los Mosfet son dispositivos controlados por tensión, para ello se debe garantizar que la tensión puerta fuente sea mayor al valor V_{gs_th} dado por el fabricante, esta tensión es relativamente fácil de conseguir para los dos Mosfet de la parte baja del puente H (s_2 y s_4), en el caso de los Mosfet del lado superior del puente H, el pin de fuente está conectado a la salida del puente H, en este caso para que estos Mosfet se activen la tensión en el gate debe ser de al menos 60V; es poco conveniente incluir otra fuente de potencia de esta tensión, en su lugar se prefiere el uso de Drivers para la activación de los Mosfet, los dispositivos que se encuentran en el mercado local muestran el IR2110 como la mejor opción a usar, este driver posee una alta velocidad de conmutación y es óptimo para gestionar la conmutación de los transistores de la parte alta y baja del puente H, este driver usa un circuito interno llamado Bootstrap, que genera una tensión flotante obtenida de la suma de la tensión del bus DC y la tensión que alimenta al driver. La figura 13 muestra la conexión típica de este driver (International Rectifier, 2019).



Fuente: IR2110 high and low side driver (International Rectifier, 2019)

La figura 14 muestra diseño electrónico final del circuito, allí se observa lo correspondiente al control de potencia para una etapa del IM, en la entrada se añade un optoacoplador 6N137 para obtener aislamiento galvánico entre el circuito de control digital y el circuito de potencia gracias a su acoplamiento óptico, este ofrece una salida negada. Se escogió el optoacoplador 6N137 debido a su alta frecuencia de conmutación, adecuado para las frecuencias de conmutación de los Mosfet; para el circuito Bootstrap del driver es de vital importancia escoger un diodo de conmutación rápida, debido a que un diodo rectificador convencional sería insuficiente para el funcionamiento adecuado, en este caso se escogió el UF104, los capacitores C3 y C4 se seleccionan de acuerdo a la frecuencia de conmutación del inversor multinivel, siendo 10 μ F un valor adecuado.



Fuente: Autor

Una condición operativa importante en el circuito es que los transistores de la misma rama del puente H s_1 y s_2 no pueden estar cerrados al mismo tiempo, si ambos se activaran al mismo tiempo se produciría un cortocircuito en la fuente de alimentación de 55V, por tal motivo la entrada HIN del driver se niega por medio de una compuerta 74LS04 y luego ingresa a la entrada LIN del driver, así se garantiza que nunca estarán activados ambos Mosfet simultáneamente, esto también permite que ahora para controlar la etapa solo son necesarios 2 salidas del dispositivo de control, aligerando un poco la carga computacional a la solución. Para completar una fase del IM se debe replicar este diseño 2 veces más, ya que las etapas restantes son idénticas en construcción, en total este circuito se debe reproducir 9 veces para la implementación completa del inversor multinivel trifásico.

La figura 15.a muestra el circuito impreso para la tarjeta de control de potencia del inversor multinivel para una de sus fases, las otras 2 fases tendrán idéntico diseño, las dimensiones del diseño son 10x20 cm; la figura 15.b muestra un vista en 3D provista por el software de diseño donde se puede ver la disposición de los elementos dentro de la placa, de izquierda a derecha se puede ver el conector de las entradas digitales para el control de las 3 etapas, los optoacopladores, los drivers para la gestión correcta de los disparos de los Mosfet y los Mosfet IRF640N, estos últimos cuentan con un diodo de protección interno ante corrientes inversas, el cual es de baja disipación de potencia, por lo que se optó por incluir un diodo rectificador conectado entre la fuente y el drenador de los Mosfet, en la parte superior se encuentran los conectores de alimentación que requiere la tarjeta: 5V para la alimentación de los optoacopladores y las compuertas lógicas, 12V para alimentar los drivers y 55V que será la tensión del bus DC para los puente H de cada etapa; por ultimo a la derecha en color gris se pueden observar los conectores de potencia a los cuales se conectaran los transformadores de salida de cada etapa.

La figura 16 muestra la placa del circuito impreso ensamblada, que incluye las tres etapas de una fase, se incluyeron fusibles de protección para cada una de las etapas a fin de proteger la carga en caso de corto circuito, es indispensable instalar la adecuada disipación de potencia para los dispositivos interruptores, normalmente el empaquetado que disponen, TO220, se usa en aplicaciones industriales para disipar 50W, si no se le instala disipador de calor la superficie de contacto con el aire que tiene este empaquetado no es suficiente para mantener el Mosfet en temperaturas adecuadas de funcionamiento.

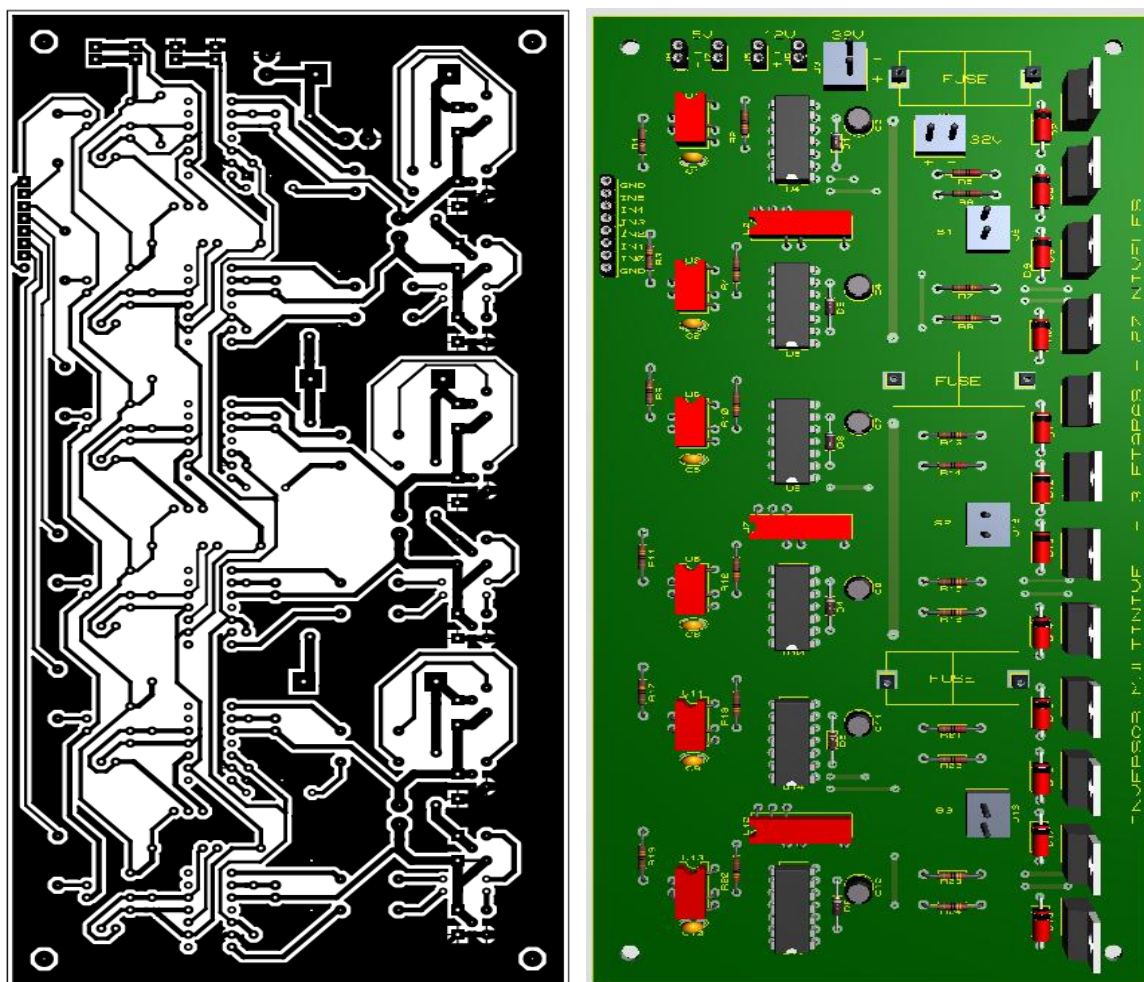


Figura 15: PCB inversor multinivel 3 etapas monofásico

Fuente: Autor

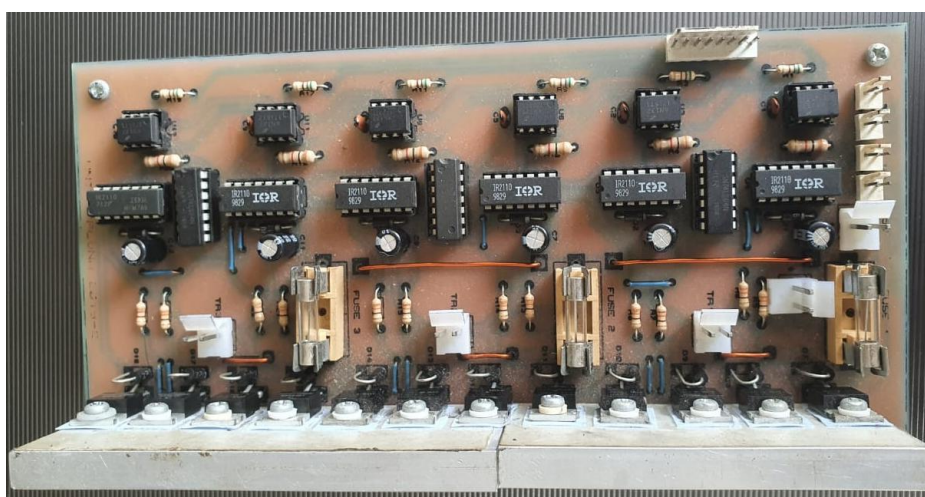


Figura 16: PCB inversor multinivel 3 etapas monofásico ensamblada

Fuente: Autor

2.4 Transformadores de salida

Según la configuración seleccionada en el capítulo 2.1, el inversor tendrá 27 niveles, es decir 13 en cada semiciclo de la forma de onda y el nivel cero, por lo tanto la amplitud nominal de la señal de alimentación debe dividirse entre 13, para así obtener la tensión de salida de la etapa 1; las etapas 2 y 3 tienen relación de la tensión de salida de 1:3 y 1:9 con respecto a la etapa 1 respectivamente.

$$V_{E_1} = \frac{V_p}{\# \text{ niveles}} = \frac{179.6 \text{ V}}{13} = 13.8 \text{ V}$$

$$V_{E_2} = 3 * V_{E_1} = 3 * 13.815 \text{ V} = 41.5 \text{ V}$$

$$V_{E_3} = 3 * V_{E_2} = 3 * 41.447 \text{ V} = 124.3 \text{ V}$$

$$V_P = V_{E_1} + V_{E_2} + V_{E_3} = 13.8 \text{ V} + 41.5 \text{ V} + 124.3 \text{ V} = 179.6 \text{ V}$$

Para obtener la sinusoide de salida del inversor multinivel se deberán sumar o restar instantáneamente los valores correspondientes a las 3 etapas. Los semiconductores de gestión de potencia se deben seleccionar de tal forma que su caída de tensión sea despreciable, de esa manera, la tensión a la salida de cada etapa es la tensión del bus DC, la cual se escogió de 55V, esto para disminuir las corrientes en la etapa de DC; los 55V serán la entrada en el primario de los 3 transformadores y la potencia por fase se repartirá entre los mismos, dicha potencia estará determinada igualmente por la relación 1:3 entre etapas, de esta manera:

$$S_{E_1} = \frac{P_n / f_p}{\# \text{ niveles}} = \frac{248.6 \text{ W} / 0.8}{13} = 23.9 \text{ VA}$$

$$S_{E_2} = 3 * S_{E_1} = 3 * 23.9 \text{ VA} = 71.7 \text{ VA}$$

$$S_{E_3} = 3 * S_{E_2} = 3 * 71.7 \text{ VA} = 215.1 \text{ VA}$$

La tabla 7 muestra el resumen de características definitivas de los 3 transformadores, las potencias se ajustaron por razones constructivas; La figura 17 muestra los 9 transformadores de las etapas 1, 2 y 3 (3 de cada una) que se conectarán a los bornes de la PCB anteriormente mostrada, se pueden identificar fácilmente por sus tamaños: el de menor tamaño corresponde a la etapa 1, el de tamaño mediano a la etapa 2 y el más grande para la etapa 3.

Transformador	Relación de Transformación	Potencia Aparente	Tipo
Etapa 1	55V/13.8V	30 VA	Reductor
Etapa 2	55V/41.4V	80 VA	Reductor
Etapa 3	55V/124.3V	220 VA	Elevador

Tabla 7: Características de transformadores para el inversor multinivel multietapa

Fuente: Autor

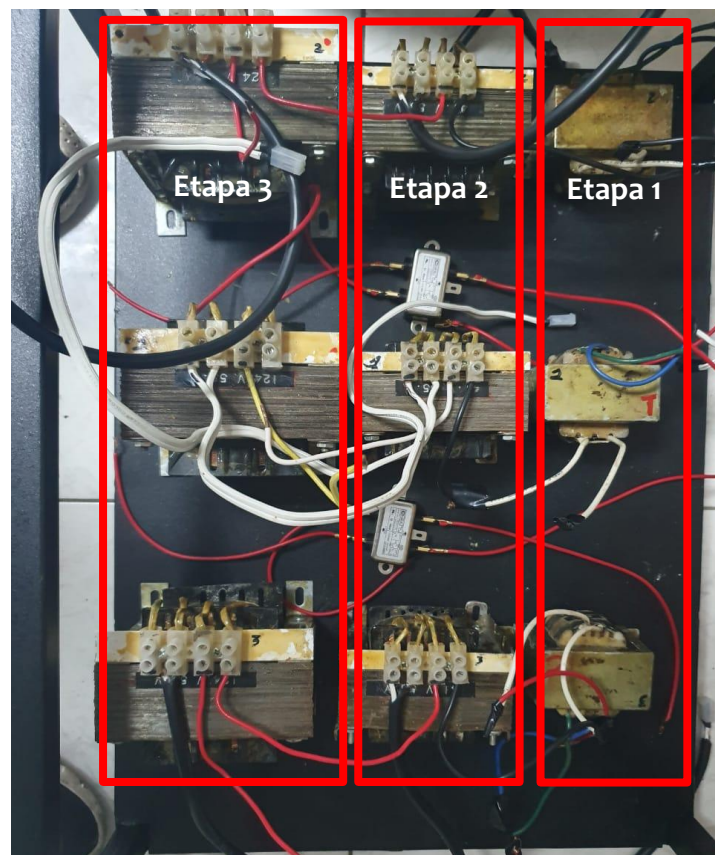


Figura 17: Transformadores de salida IM 27 niveles trifásico

Fuente: Autor

2.5 Dispositivo de control

Es de vital importancia la adecuada selección de la plataforma sobre la cual se controlaran los disparos de los dispositivos interruptores, dicha tarjeta de desarrollo deberá procesar la lectura de los diferentes sensores, del estimador de velocidad, el FOC y dar las respectivas ordenes de disparo para regular la velocidad del motor; desde la

génesis de esta investigación se planteó trabajar en el entorno Simulink, por lo que la placa de desarrollo deberá tener soporte de conexión con este entorno; cabe resaltar que en el mercado local se encuentran algunas plataformas de desarrollo muy potentes y versátiles, pero desde un inicio se pensó que la solución tecnológica propuesta fuera de costo reducido, por lo que un factor determinante fue el costo de adquisición; esencialmente se tuvieron en cuenta 4 plataformas, las cuales son: LattePanda, BeagleBone, Banana Pi y Raspberry pi; cada una de ellas con versiones que tienen especificaciones más o menos similares en cuanto a potencia del procesador, memoria Ram, GPIO, protocolos de comunicación y demás; desde el punto de vista del precio la banana pi y la Raspberry pi son más asequibles en el mercado local; para el caso de estudio fue determinante el soporte que se encontraba en la web para dichos desarrollos, teniendo en cuenta esto la placa que ofrece un mejor coste/beneficio/soporte es la Raspberry pi 3B+, la cual se observa en la figura 18; algunas de sus especificaciones son:

- Procesador Broadcom BCM2837B0, Cortex-A53
- Memoria 1GB LPDDR2 SDRAM
- Gigabit Ethernet sobre USB 2.0 de hasta 300Mbps
- Header de 40 pines GPIO
- Temperatura de operación 0-50°C
- Conectividad dual de 2.4GHz WLAN IEEE 802.11.b/g/n/ac y Bluetooth 4.2
- Puertos USB 2.0×4
- Puerto de video HDMI y salida estéreo de 4 polos audio y video compuesto.
- Conector MicroSD para cargar sistema operativo y almacenamiento masivo



Figura 18: Raspberry Pi modelo 3B+
Fuente: Raspberry Pi Foundation (Raspberry Pi, n.d.)

2.6 Generación y validación de la onda de salida del IM

La figura 19 muestra el diagrama en bloques aplicado en Simulink para la conmutación de los Mosfet de los 3 puente H de una fase a del inversor multinivel, el objetivo es sencillo: replicar a la salida del IM la señal de referencia V_a en amplitud, frecuencia y fase; se debe recordar que solo se usaran 6 salidas para tal fin, ya que solo se dará la orden de control para los Mosfet de la parte alta del puente H S1, S3, S5, S7, S9 y S11; esto debido a que los Mosfet de la parte baja se encuentran negados como se explicó el capítulo 2.3.2; esto reduce los pines de salida a usar en la raspberry pi de 36 a 18.

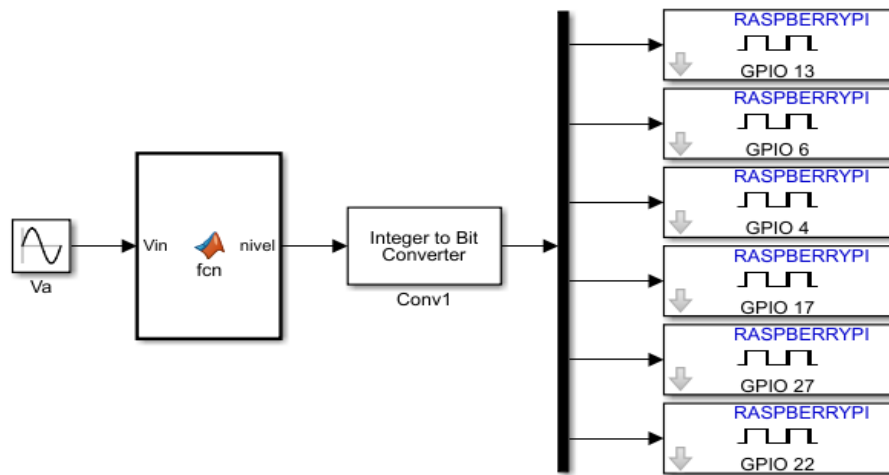


Figura 19: Generación de onda fase a

Fuente: Raspberry Pi Foundation (Raspberry Pi, n.d.)

Inicialmente se genera una onda de referencia V_a , la cual el IM tendera a reproducir en amplitud y frecuencia, dicha señal es recibida por el bloque Matlab Function el cual determina con un código sencillo en cuál de los 27 niveles del IM se corresponde con la tensión instantánea de la onda de referencia y luego selecciona la salida en formato entero por medio de un switch case; para obtener la salida de la función correspondiente a cada nivel se tomara como referencia los estados mostrados en la tabla 6; debido a que se está usando la compuerta negadora para disminuir el número de salidas de control, solo se tendrá en cuenta los estados de los interruptores pares de la tabla 6 (S2, S4, S6, S8, S10 y S12) para formar un número binario, por ejemplo para el nivel -13 la salida en formato binario es 101010 que en decimal corresponde al número 42, para el nivel -12 de la tabla 6 se obtiene 111010 que en decimal corresponde al número 58, finalmente se incluye una sentencia anti windup para que cuando la señal de referencia tenga valores por fuera de los niveles pico el inversor ofrezca como salida el nivel 13 o -13 según sea el caso; a continuación se muestra el código para el Matlab Function.

la figura 20 muestra el diagrama esquemático simulado en el software Psim, el cual permite facilidad de uso, interfaz intuitiva y simulación rápida para electrónica de potencia, permitiendo diseñar y probar circuitos eléctricos y motores con gran eficiencia; para la generación de los pulsos de conmutación se aplicaron señales tabuladas con respecto al tiempo en cada una de las ramas del puente H, se puede diferenciar la sección de control y potencia con colores verde y rojo respectivamente

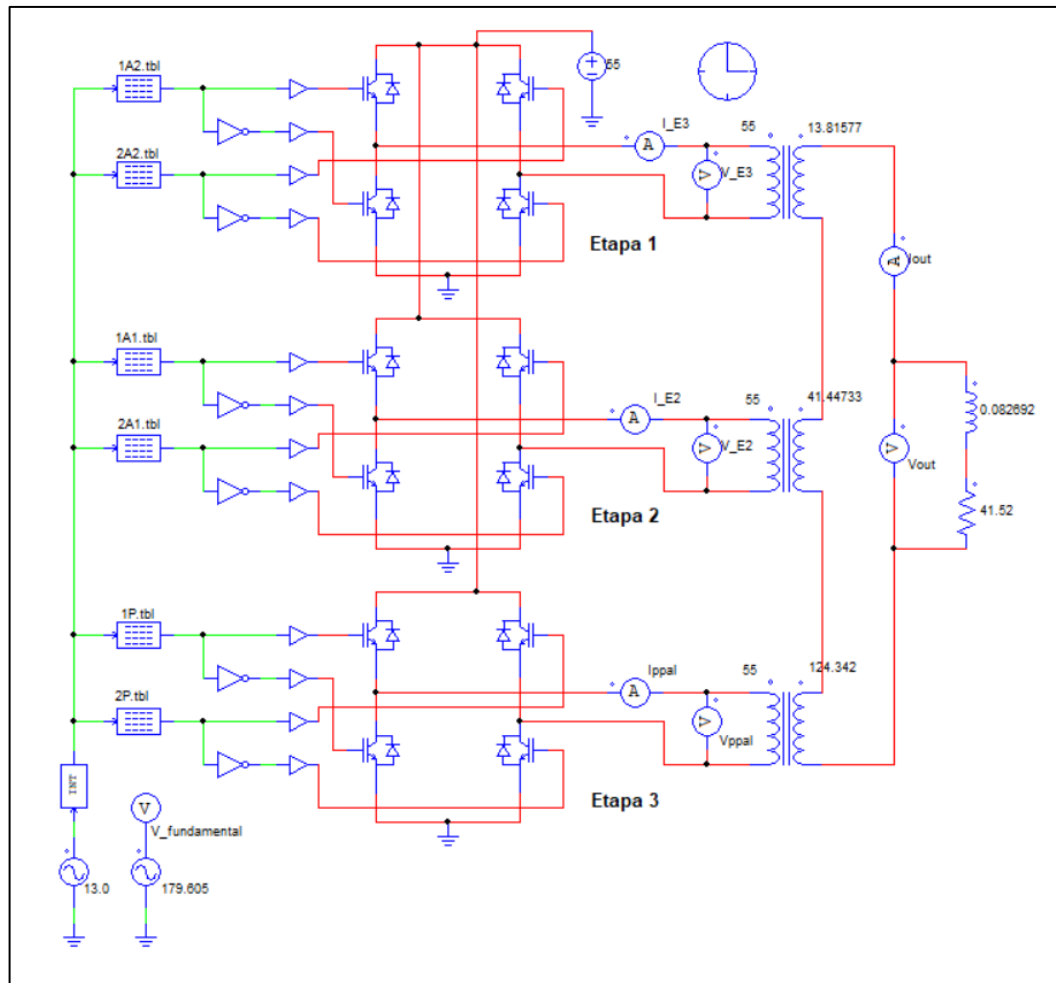


Figura 20: Formas de onda de salida simuladas en Psim etapas 1, 2 y 3

Fuente: Autor

La figura 21 muestra la forma de onda de salida en por unidad de las etapas 1, 2 y 3, se puede acotar que la etapa 1 es la de menor potencia y mayor frecuencia, la etapa 2 es de potencia media y frecuencia media y la etapa 3 es la que carga con el 70% de la potencia del inversor además que impone la frecuencia fundamental de la onda de salida 60 HZ

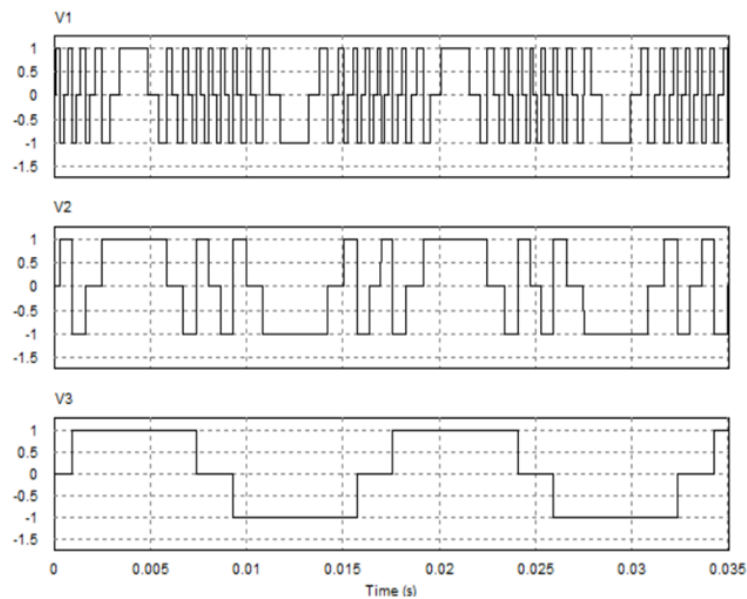


Figura 21: Formas de onda de salida simuladas en Psim etapas 1, 2 y 3

Fuente: Autor

La figura 22.a muestra la onda de salida de la etapa 3, donde se puede apreciar el fenómeno de Gibbs (Fay & Kloppers, 2003), el cual es un transitorio oscilatorio presente en cada una de las transiciones entre niveles de tensión en las 3 etapas; la figura 22.b muestra un acercamiento de dicho transitorio con al menos 5 oscilaciones.

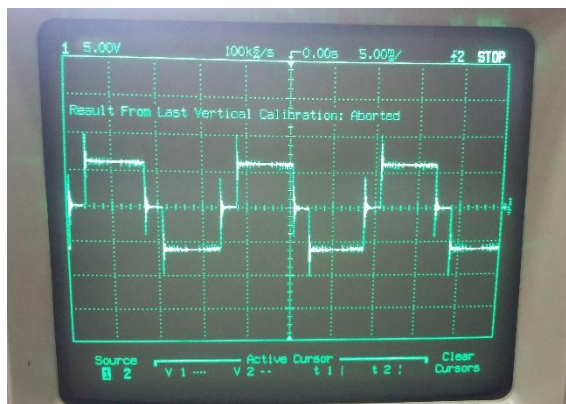


Figura 22: Forma de onda de salida IM etapa 3 y fenómeno de Gibbs

Fuente: Autor

Para reducir la distorsión armónica, suavizar la forma de onda de salida y eliminar el fenómeno de Gibbs en los cambios de nivel, se instaló un filtro de interferencia electromagnética CW1B-10A, este es un filtro pasa baja de segundo orden que atenúa las componentes de alta frecuencia en la onda de salida; se observa en la figura 23; así entonces, se conectan en serie los secundarios de las 3 etapas de IM y posteriormente se conecta el filtro CW1B-10^a en paralelo con los terminales de salida

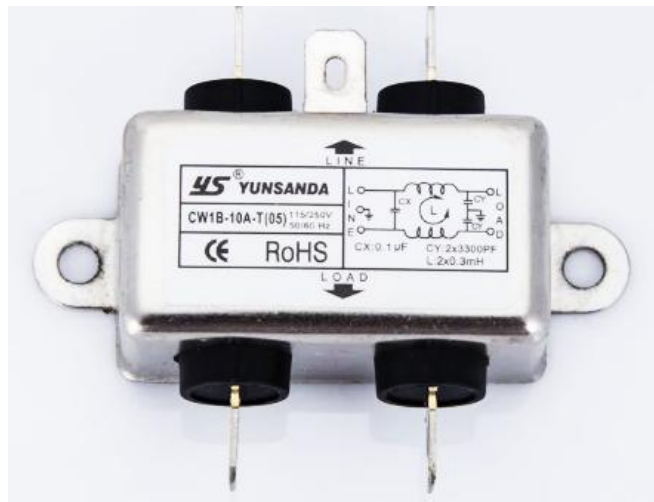


Figura 23: Filtro EMI CW1B-10A

Fuente: (Ebuy7, n.d.)

Las figuras 24.a, 24.b y 24.c muestran las formas de onda de salida de cada etapa del circuito implementado, son semejantes a las observadas en la simulación de la figura 21. La onda de salida V_o se observa en la figura 24.d que corresponde a una señal de 127V y 60 Hz similar a la señal simulada y mostrada en la figura 11, se evidencian formas de onda limpias sin transitorios gracias al filtro EMI instalado

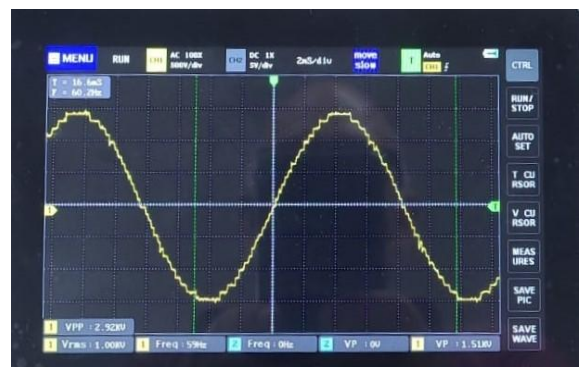
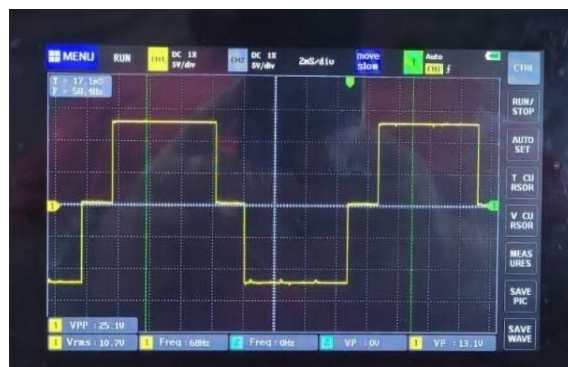
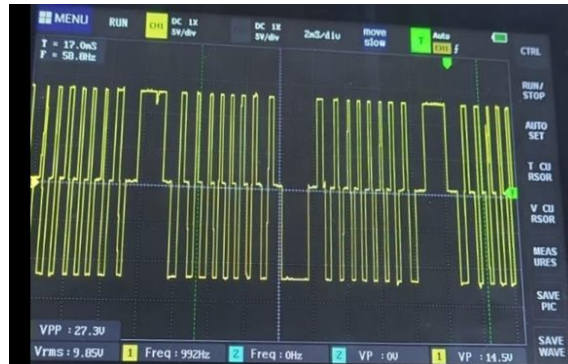


Figura 24: Formas de onda de salida IM etapas 1, 2, 3 y V_o

Fuente: Autor

Para validar la generación de distorsión armónica dentro de los límites permitidos por el estándar IEEE 519 de 2014, se realizó la medición de THD con el analizador de calidad de la energía Fluke 435; se puede apreciar en la figura 25.a que la onda se asemeja a una senoide levemente escalona con una tensión RMS de 129.1V y frecuencia de 59.99 Hz, se observa una corriente de 2mA que corresponde a la corriente de vacío de los transformadores; dicha medición se realizó en sin carga para que la distorsión armónica producida por la carga no afectara la medición. La figura 25.b muestra el espectro armónico donde se resalta el THD de 1.5%, muy por debajo del 8% que permite la normativa internacional (IEEE 519, 2014) y también por debajo del 3% esperado vía simulación y visualizado en la figura 11.

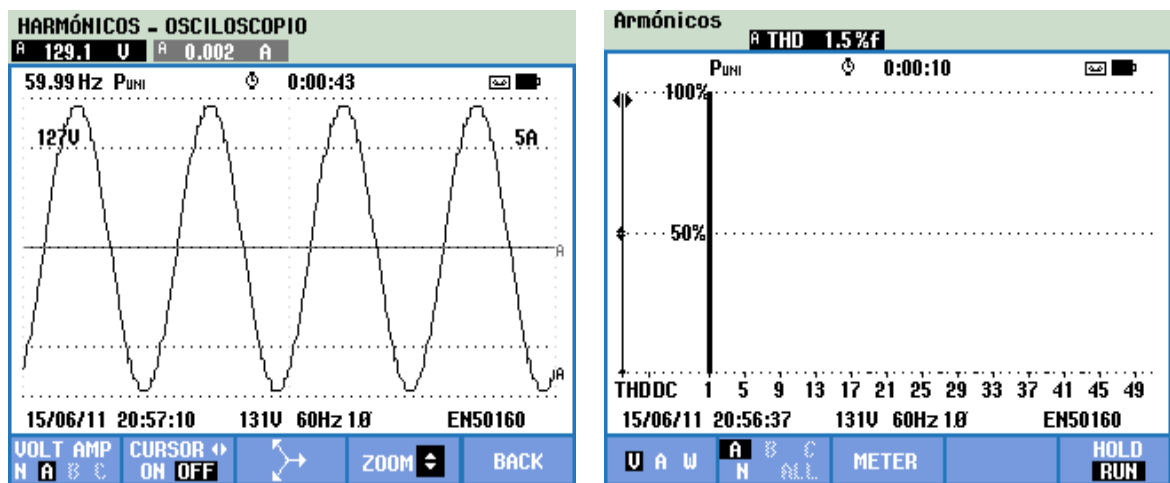


Figura 25: Tensión de fase y espectro armónico IM con analizador Fluke 435

Fuente: Autor

2.7 Lecturas de variables de control y variable controlada

2.7.1 Sensor de tensión

Para la solución propuesta es necesario incluir los elementos para obtener la data de entrada del estimador de velocidad, en nuestro caso las tensiones y corrientes trifásicas del estator del motor de inducción; para la medición de tensión se usó un modulo ZMPT101B por fase, el cual se observa en la figura 26.a, este puede medir tensiones de hasta 250 Voltios con una precisión de hasta 0.2%, suficiente para los 180V pico de salida del IM. El ZMPT101B consta de un transformador que reduce y aísla galvánicamente la tensión de entrada momentáneamente hasta 3kV, también se compone de un pequeño circuito de acondicionamiento con un amplificador operacional que permite desplazar el offset de la onda; de esta manera la señal deja de ser senoidal alterna para ser una señal

senoidal solo de polaridad positiva, el offset corresponde a la mitad de la tensión de alimentación del módulo, adicionalmente cuenta con un potenciómetro para ajustar la ganancia de su señal de salida, de esta manera la señal obtenida es apta para ser leída por el respectivo convertidor análogo digital.

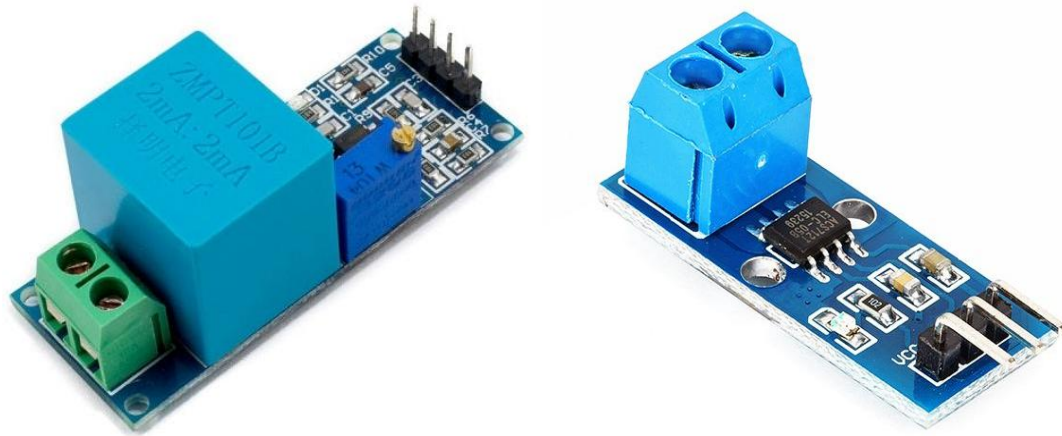


Figura 26: Módulos ZMPT101B y ACS712
Fuente: (Ebuy7, n.d.)

2.7.2 Sensor de corriente

Para la medición de las señales de corriente se usó el módulo ACS712, figura 26.b, el cual se basa en un circuito integrado de efecto Hall, que mide el campo magnético de la señal que pasa a través de él y lo convierte en una señal eléctrica de tensión proporcional, funciona tanto para señales en DC y AC; al igual que el ZMPT101, la señal de salida previamente es desplazada permitiendo que las señales de corriente alterna se conviertan en señales continuas, la ventaja de ambos sensores es que proporcionan aislamiento eléctrico entre las señales que se están midiendo y el circuito digital que las registra.

2.7.3 Sensor de velocidad

Adicionalmente a los sensores anteriores, se adiciona un sensor de velocidad para la respectiva validación de la velocidad estimada; se emplea un sensor de efecto hall A3144 de salida digital, consta solo de 3 pines, dos de alimentación y uno de salida, su funcionamiento es bastante sencillo ya que al detectar un campo magnético da un pulso de salida en nivel alto en su pin de salida, dicho sensor se ubica en la carcasa de la máquina cerca del eje. la figura 27 muestra la conexión típica de este circuito integrado.

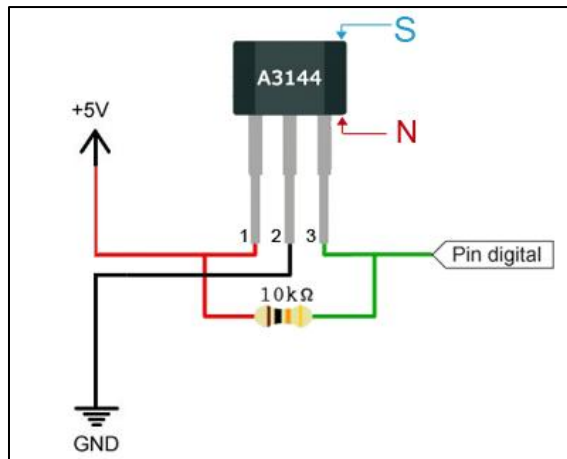


Figura 27: Conexión típica CI A3144.

Fuente: (Llamas, n.d.)

Para completar el montaje se debe acoplar una rueda al eje de la máquina con 12 imanes de neodimio, la cual se observa en la figura 28; cuando el A3144 detecte uno de los imanes enviara un pulso de nivel alto a la Raspberry pi, la cual contara dichos pulsos en un determinado periodo de tiempo para posteriormente hacer la respectiva conversión a revoluciones por minuto.

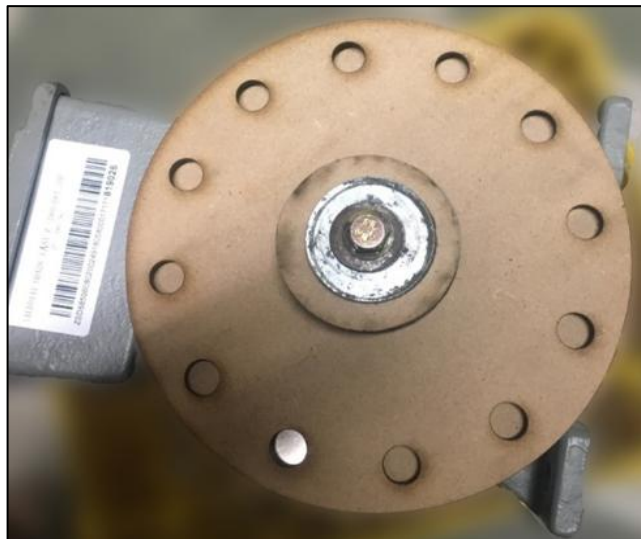


Figura 28: Rueda imanada para sensor de velocidad de efecto Hall.

Fuente: Autor

2.7.4 ADC

Uno de los puntos débiles de la Raspberry Pi 3B+ es que no incluye pines de entradas analógicas, por tal motivo es fundamental escoger un conversor análogo digital adecuado para la aplicación de estudio, dentro de las diferentes topologías de ADC

destacan las arquitecturas Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$), registros de aproximaciones sucesivas (SAR) y Pipeline; La figura 29 muestra una comparativa de estas arquitecturas con respecto a su resolución y numero de muestras por segundo; los ADC tipo SAR ofrecen resoluciones medias (típicamente desde 8 hasta 16 bits), velocidades de conversión rápidas con hasta 10^6 de muestras por segundo y una precisión aceptable, son apropiados para aplicaciones de propósito general (TI Designs, 2018); los tipo Delta-Sigma por el contrario ofrecen resoluciones muy altas, mayores incluso de 24 bits, pero sacrificando la rapidez en algunos casos con hasta 10 lecturas por segundo, su nivel de precisión es muy alto, son apropiados para aplicaciones de alta precisión; en tercer la arquitectura Pipeline ofrece velocidades de conversión muy bajas con hasta 10^9 muestras por segundo, resoluciones desde 8 hasta 16 bits y buena precisión, este tipo de ADC son adecuados para soluciones de muy alta velocidad, su punto débil es el alto costo que puede ser incluso 10 o 20 veces mayor a los tipo SAR; en este caso se escogió la arquitectura de registros de aproximaciones sucesivas SAR, dándole principal importancia a la rapidez de las muestras tomadas y costo moderado, dentro de las opciones disponibles en el mercado se evaluaron diferentes referencias de fabricantes como: Analog devices, Texas Instruments, Microchip entre otros, seleccionándose el MCP3008 de Michochip; este circuito integrado cuenta con 8 canales de conversión, ofrece una resolución de 10 bits, interfaz de comunicación SPI, velocidad de muestreo de 200 ksps y se puede alimentar con tensiones entre 2.7V y 5.5V, lo cual es muy importante entendiendo que la tensión a que ofrece la raspberry pi en su GPIO es 3.3V.

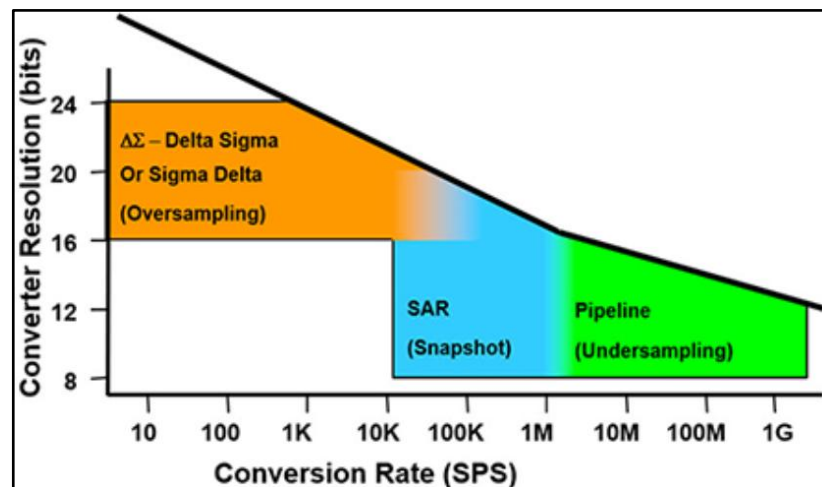


Figura 29: Conversión rate vs converter resolution arquitectura $\Delta\Sigma$, SAR, Pipeline
Fuente: TIDA-01403 (TI Designs, 2018)

CAPITULO 3:CONTROL VECTORIAL DE CAMPO ORIENTADO PARA EL MI

Históricamente los motores de corriente directa han sido empleados en aplicaciones que requieren de velocidades precisas, esto debido a la facilidad de su control con la corriente de armadura y el flujo magnético del campo del estator, que permiten manipular la velocidad y el par de la máquina eficazmente; con la rápida difusión y masificación de la electrónica de potencia hacia los años 80, empezó a permearse el uso de motores de inducción para dichas aplicaciones, ya que comparativamente un motor de inducción de jaula de ardilla es más pequeño, liviano, económico y requiere de menor mantenimiento que un motor de corriente directa de igual potencia (Alzate Gómez et al., 2009).

3.1 Modelo del motor de inducción en entorno de simulación

El modelo del motor es el principal insumo para desarrollar el método de estimación seleccionado, ya que cuenta con diversidad de variables de la máquina que permitirían simular tanto el control vectorial de campo orientado así como el estimador de velocidad; el entorno de simulación utilizado es Simulink, allí se incluirán las ecuaciones que describen la dinámica de la máquina expuestas en el capítulo 1.5.1 de este documento, el modelo parte de obtener las componentes de los ejes directo y cuadratura de la señal de alimentación trifásica del motor, para lo cual se debe aplicar inicialmente la transformada de Clarke y posteriormente la transformada de Park.

3.1.1 Transformada de Clarke

La transformada de Clarke permite transformar señales eléctricas de un sistema trifásico abc a un sistema ortogonal con componentes $\alpha\beta$, de esta manera se pasa de tener tres señales de referencia a un sistema con dos componentes de referencia α y β como se observa en la figura 30 (Microchip, 2007); las componentes se obtienen así:

$$i_{\alpha} = i_a \quad (23)$$

$$i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \quad (24)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (25)$$

Donde i_a , i_b , i_c son las corrientes en el marco de referencia abc, i_{α} e i_{β} son las dos componentes ortogonales en el marco de referencia $\alpha\beta$

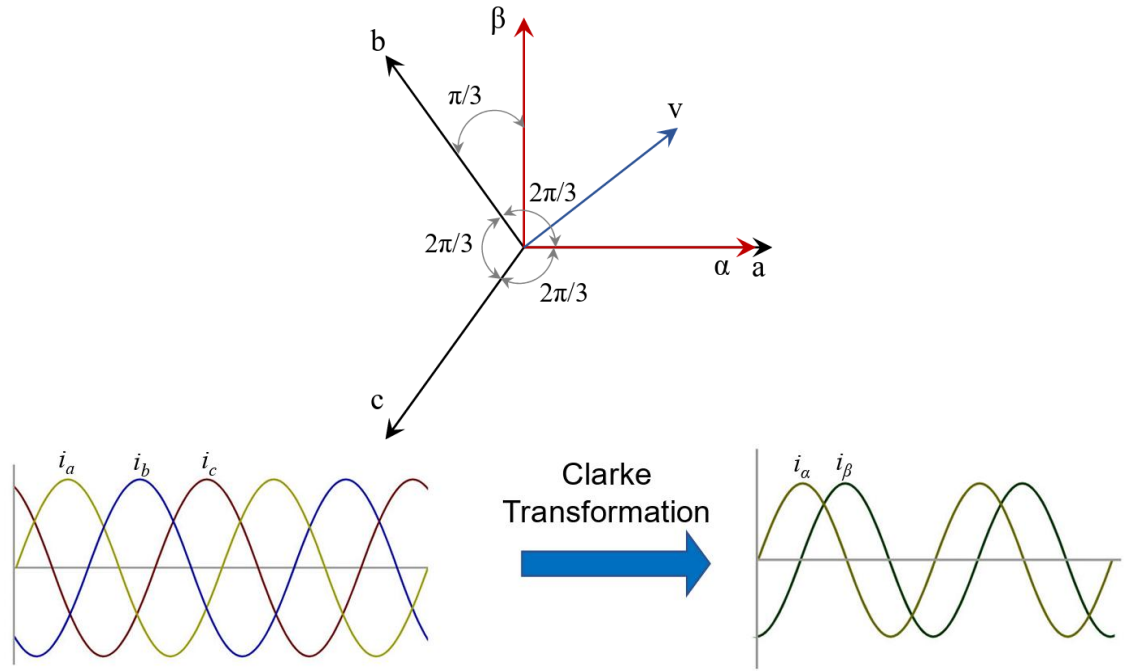


Figura 30: Transformada de Clarke
Fuente: (Microchip, 2007)

3.1.2 Transformada de Park

La transformación de Clarke simplifica un poco el sistema, pero aun las señales de referencia siguen siendo fasores que varían en el tiempo su magnitud por lo cual se aplica la transformada de Park; esta transformación pasa un sistema ortogonal estacionario de magnitud variante en el tiempo $\alpha\beta$, a un sistema igualmente ortogonal rotacional de magnitud constante, cuyos componentes son dq, que corresponden a los ejes directo y cuadratura (Microchip, 2007), la transformación se aplica así:

$$I_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (26)$$

$$I_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (27)$$

Donde i_α e i_β son las dos componentes ortogonales en el marco de referencia $\alpha\beta$, I_d e I_q son las componentes ortogonales dq del marco de referencia rotacional; la figura 31 muestra de forma gráfica esta transformación

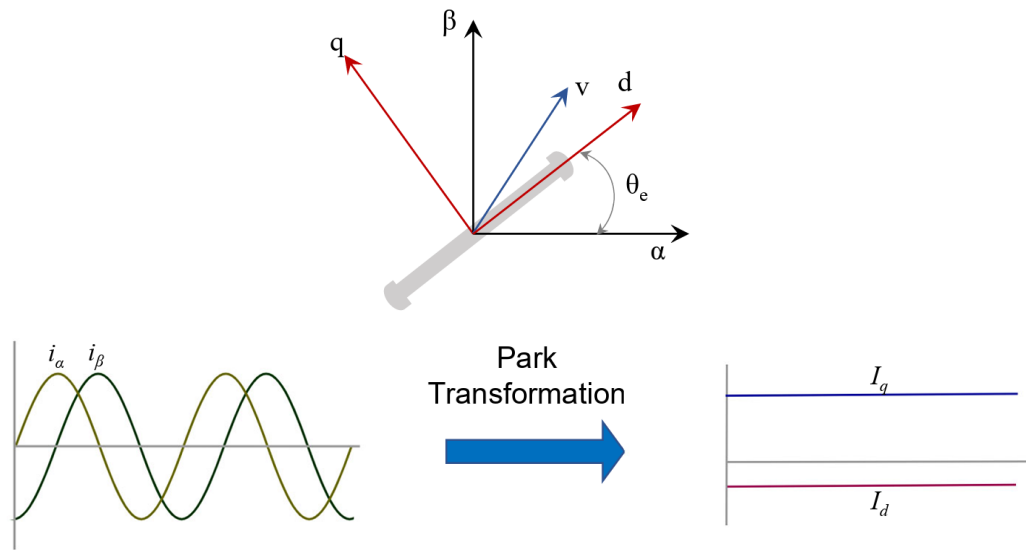


Figura 31: Transformada de Park

Fuente: (Microchip, 2007)

Cada una de estas transformaciones tiene su correspondiente inversa, las cuales permiten, en el caso de la transformada inversa de Park, pasar de un sistema de dos ejes ortogonales rotacionales dq a un sistema de dos ejes ortogonales estacionarios $\alpha\beta$, las componentes $\alpha\beta$ se obtienen así:

$$u_{\alpha} = U_d \cos(\theta_e) - U_q \sin(\theta_e) \quad (28)$$

$$u_{\beta} = U_d \sin(\theta_e) + U_q \cos(\theta_e) \quad (29)$$

Donde U_d e U_q son las componentes ortogonales dq de tensión del marco de referencia rotacional, u_{α} y u_{β} son las dos componentes ortogonales en el marco de referencia $\alpha\beta$; la transformada inversa de Clarke pasa de un sistema estacionario de dos componentes $\alpha\beta$ a un sistema de referencia de 3 componentes abc U_a , U_b , U_c (Microchip, 2007)

$$U_a = U_{\alpha} \quad (30)$$

$$U_b = -\frac{1}{2}U_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} \quad (31)$$

$$U_c = -\frac{1}{2}U_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} \quad (32)$$

3.1.3 Aplicación del modelo del MI en Simulink

Teniendo en cuenta la teoría expuesta anteriormente se aplican estas transformaciones en Simulink para obtener las componentes dq del sistema, la figura 32 muestra el diagrama en bloques de las transformaciones de Clark y Park, obteniendo las componentes en el eje directo y cuadratura de la tensión de alimentación proveniente del inversor multinivel implementado.

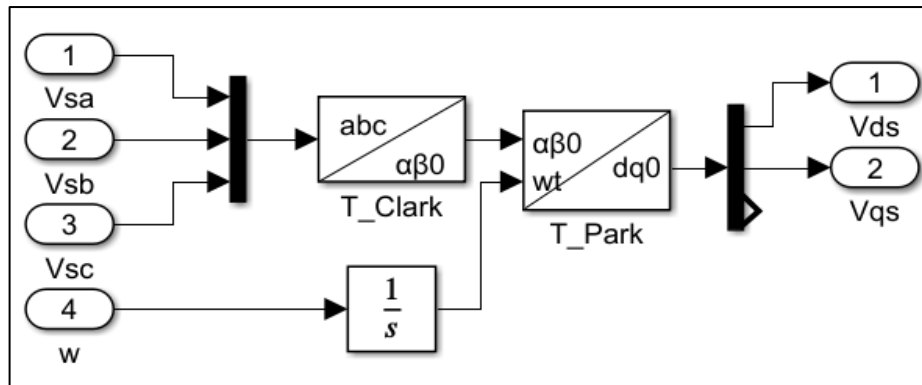


Figura 32: Transformación componentes abc a componentes dq
Fuente: Autor

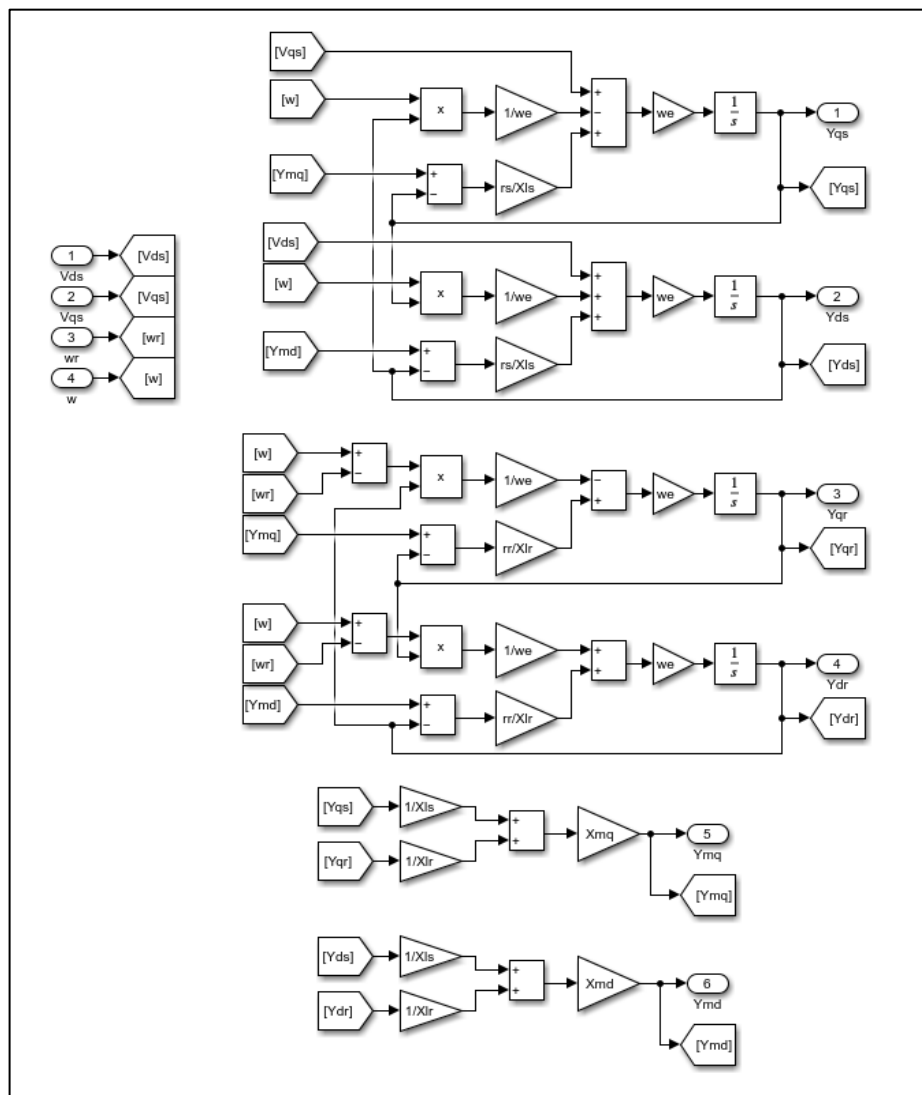


Figura 33: Subsistema para cálculo de los enlaces de flujo
Fuente: Autor

Aplicando las ecuaciones que describen la dinámica de la máquina se obtienen los enlaces flujos del estator, del rotor y mutuos en los ejes directo y cuadratura, las cuales se revisaron en el capítulo 1.5.1, la figura 33 muestra el diagrama en bloques aplicando las ecuaciones 9 a la 14 para obtener los enlaces de flujo mencionados a partir de las componentes dq de tensión y la velocidad de la máquina. La figura 34 muestra el subsistema para el cálculo de las corrientes del rotor y del estator en los ejes dq aplicando las ecuaciones 5, 6, 7 y 8. La figura 35 muestra el subsistema del cual se obtiene el par de la máquina, su velocidad y su posición aplicando de las ecuaciones 15, 16 y 17

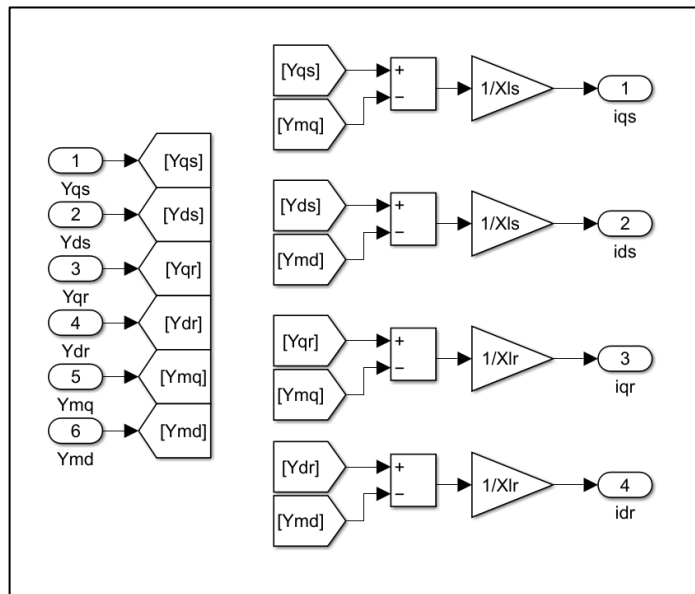


Figura 34: Subsistema para cálculo de componentes dq de corrientes en rotor y estator

Fuente: Autor

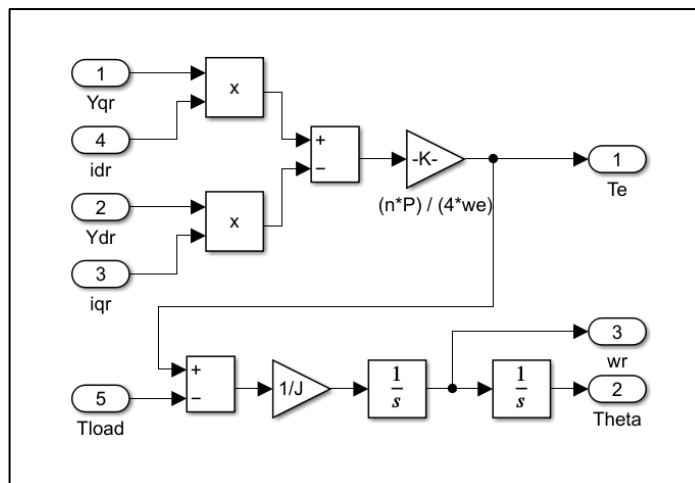


Figura 35: Subsistema para el cálculo de T_e , θ y ω_r

Fuente: Autor

Fuente: Autor

Constante	Valor
r_s	$1.04 \, \Omega$
r_r	$1.4 \, \Omega$
L_s	$36.4 \, \text{mH}$
L_r	$140 \, \text{mH}$
L_m	$136 \, \text{mH}$
P	2 polos

Fuente: Autor

La figura 37.a muestra la placa de características del motor de inducción controlar en nuestro caso de estudio, es un motor trifásico de 4 polos, 0.75 HP a 60Hz; la figura 37.b muestra una fotografía de dicho motor con la rueda de imanes acoplada al eje de la máquina

SIEMENS							
Hecho en China							
3~MOTILE0142-0DB26-JAA4-Z 80M IM B3 IP55 Lm:1508/800012068890/009							
V	Hz	HP	A	EFF.	cos ϕ	r/min	EFF.Cl.
220/380DD/YY	60	0.75	2.60/1.49	74.0%	0.77	1735	IE1
440D	60	0.75	1.29	74.0%	0.77	1735	IE1
ROD LA 6204 2Z C3				ROD LNA6204 2Z C3		Aisl. F	AMB 40°C
						S1	Tar: Tn 2.0
						SF1.15	Iar: In 6.0
IEC60034				Peso neto: 14.5		kg	

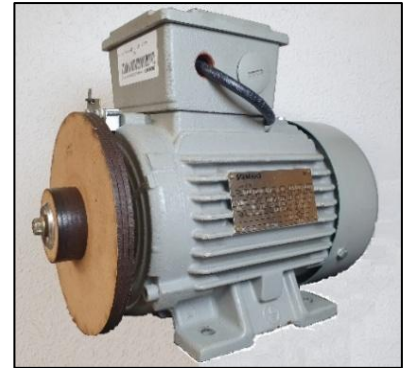


Figura 37: Torque de carga aplicado y torque inducido

Fuente: Autor

La figura 38.a muestra el torque de carga aplicado al eje del motor, la máquina arranca en vacío y luego de 1 segundo se adiciona una carga de 5 Nm, posteriormente a los 1.3 segundos la carga desciende hasta los 3 Nm, se puede observar en la figura 38.b el comportamiento del torque electromagnético de la máquina, el cual iguala la oposición generada por la carga para sostener el movimiento, se puede destacar inicialmente el estado transitorio mientras la máquina arranca que dura aproximadamente 700 ms, y luego las transiciones ante los cambios de carga que duran aproximadamente 50 ms

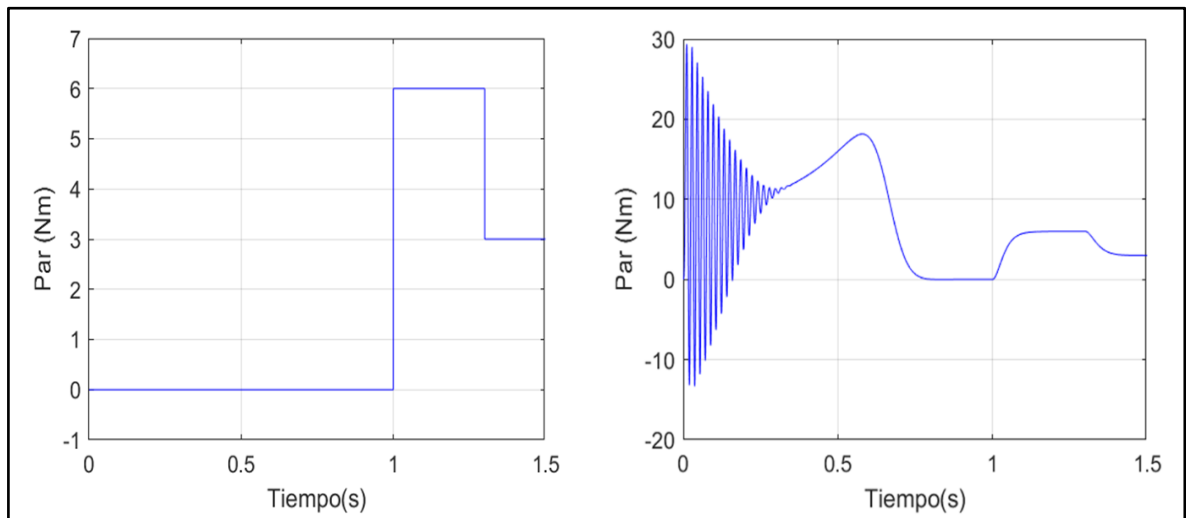


Figura 38: Torque de carga aplicado y torque inducido

Fuente: Autor

La figura 39 muestra la velocidad de la máquina medida en radianes por segundo, se puede observar que a la máquina le toma cerca de 700 ms llegar a su velocidad nominal 377 rad/s, luego se observan leves variaciones en la velocidad que coinciden con la aplicación de la carga al eje; entre 1 y 1.3 segundos, en el momento en que la carga fue mayor produjo mayor deslizamiento disminuyendo su velocidad, posteriormente a los 1.3 segundos la velocidad del eje aumenta un poco debido a la disminución del par opositor de carga, evidenciando el efecto de la carga en el deslizamiento de la maquina

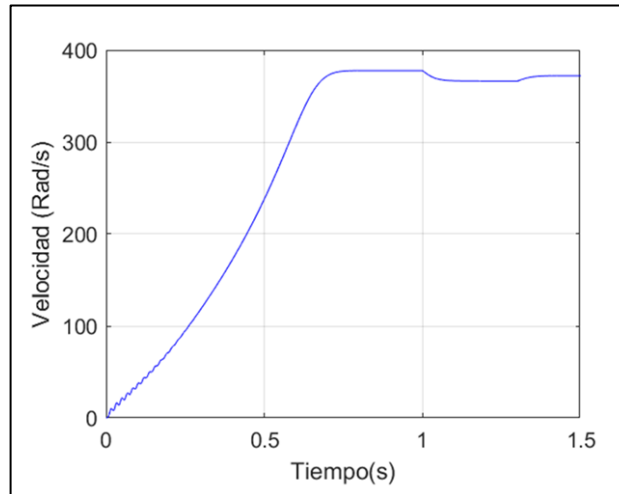


Figura 39: Velocidad de la máquina

Fuente: Autor

La figura 40.a muestra las corrientes trifásicas en los devanados del estator, se puede observar que son equilibradas y de una gran magnitud en el arranque y posteriormente disminuyen cuando se llegan a valores normales de la máquina, lo cual concuerda con la teoría (Chapman, 2012), la corriente varía dependiendo de las variaciones de la carga.

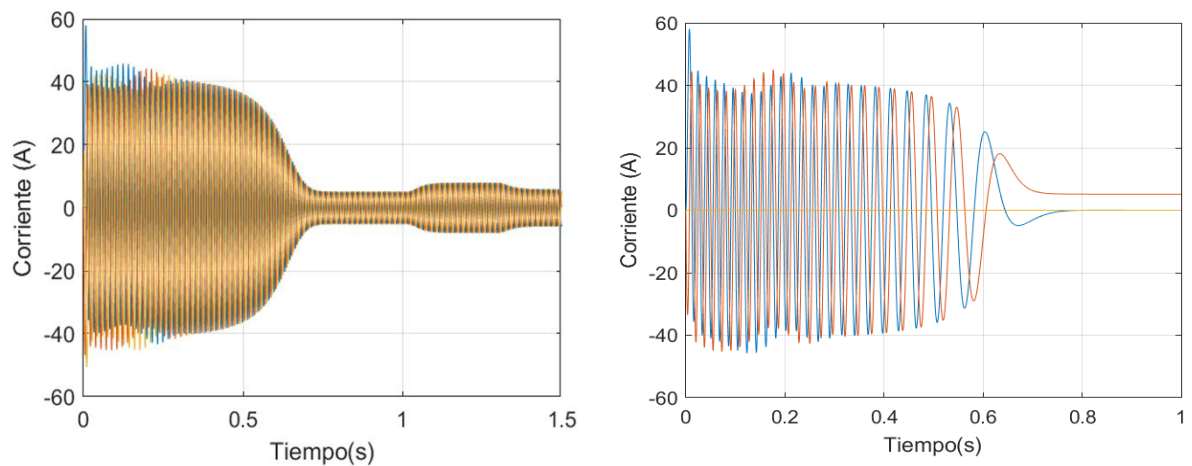


Figura 40: Corrientes del estator referencia abc y corrientes del rotor ejes dq

Fuente: Autor

La figura 40.b muestra las corrientes de la transformación de Park en los ejes directo y cuadratura, se observa que en el arranque tienen naturaleza variable pero que cuando se obtiene la estabilidad del torque de la máquina después de los 800 ms, estas componentes tienden a ser constantes.

Para emplear el control vectorial a la máquina de inducción se debe reescribir las ecuaciones del modelo del motor presentadas en el capítulo 1.5.1 de modo que sean en función de las corrientes de la máquina, así las ecuaciones de tensión deben estar en función de las corrientes del estator i_s (variable controlada), el flujo λ y par Te (variables de control), a continuación se muestran las ecuaciones de tensión, flujo y corriente del modelo equivalente del motor.

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} + j\omega \cdot \vec{\lambda}_s \quad (33)$$

$$\vec{V}_r = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} + j(\omega - \omega_r) \cdot \vec{\lambda}_r \quad (34)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (35)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_m \cdot \vec{i}_s + L_r \cdot \vec{i}_r \quad (36)$$

$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \vec{\lambda}_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \vec{\lambda}_r \quad (37)$$

$$\vec{i}_r = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \vec{\lambda}_s - \frac{1}{\sigma L_r} \cdot \vec{\lambda}_r \quad (38)$$

$$\vec{\lambda}_r = \vec{i}_{mr} \cdot L_m \quad (39)$$

Rescribiendo adecuadamente las ecuaciones 33 y 34 usando las expresiones 35 a la 39 se obtienen las expresiones de tensión a continuación, las cuales se encuentran en función de las corrientes del estator i_s y la corriente de magnetización del rotor i_{mr}

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} + \sigma L_s \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} \cdot \vec{i}_{mr} + j\omega_{mr} \sigma L_s \cdot \vec{i}_s \quad (40)$$

$$0 = R_r \frac{L_m}{L_r} \cdot \vec{i}_s + R_r \frac{L_m}{L_r} \cdot \vec{i}_{mr} + L_m \cdot \frac{d\vec{i}_{mr}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) L_m \cdot \vec{i}_{mr} \quad (41)$$

Las siguientes ecuaciones muestran el modelo dinámico de la máquina asíncrona en un marco de referencia sincrónico

$$i_{ds}(s) = i_{mr}(s) + \tau_r s \cdot i_{mr}(s) \quad (42)$$

$$\frac{i_{mr}(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{1}{1 + \tau_r s} \quad (43)$$

$$\frac{\lambda_r(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{L_m}{1 + \tau_r s} \quad (44)$$

$$w_{sl} = \frac{i_{qs}}{\tau_r \cdot i_{mr}} = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \cdot \lambda_r} = w_{mr} - w_r \quad (45)$$

$$w_{mr} = w_r + \frac{i_{qs}}{\tau_r \cdot i_{mr}} = w_r + \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \cdot \lambda_r} = w_r + w_{sl} \quad (46)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r \cdot i_{qs} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{mr} \cdot i_{qs} \quad (47)$$

$$J s w_r + B w_r = \frac{P}{2} (T_e - T_c) \quad (48)$$

$$\rho = \int w_{mr} dt \quad (49)$$

Donde ρ es el ángulo de desacoplamiento, L_m la inductancia mutua, w_{mr} velocidad mecánica del rotor, λ_r flujo en el rotor y w_{sl} es la velocidad de deslizamiento de la máquina, la figura 41 muestra el diagrama en bloques que representa dichas ecuaciones, las constantes utilizadas en el modelo son las mostradas previamente en la tabla 8.

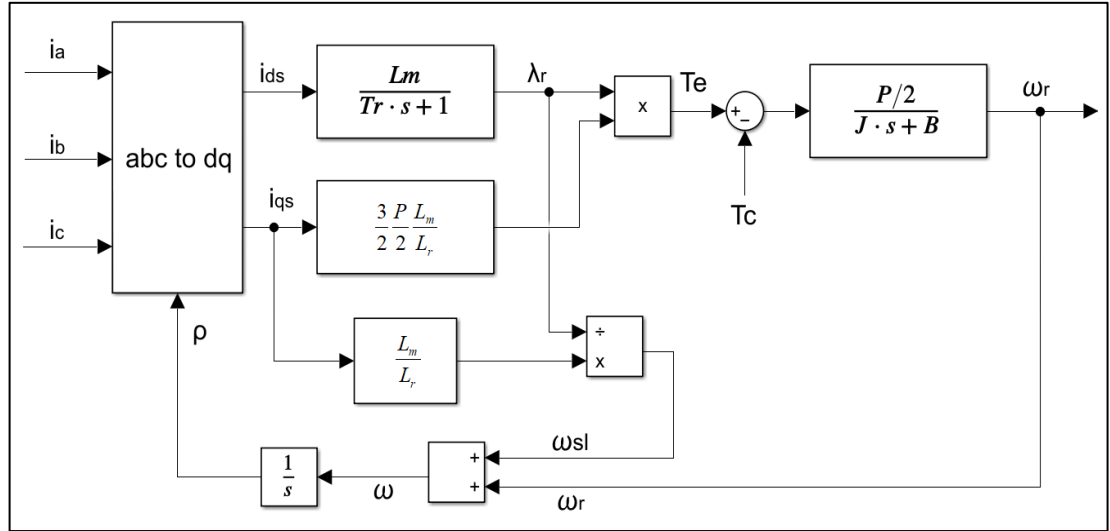


Figura 41: Modelo del motor de inducción en función de corrientes

Fuente: Autor

Una de las desventajas del modelo anterior es que requiere de inversores con fuente de corriente o CSI, este tipo de inversores generan una onda de corriente de salida constante independiente de la carga aplicada, por lo que la tensión de salida debe variar

para ajustarse a la impedancia equivalente de la carga, estos inversores son más complejos de implementar aumentando el costo de la aplicación; una alternativa para esto es usar inversores de fuente de tensión o VSI como el propuesto en el capítulo 2 de este documento, ofreciendo una tensión constante mientras que la corriente varía dependiendo de la carga aplicada, para lo cual las ecuaciones ajustadas de tensión son:

$$\sigma\tau_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + w_{mr}\sigma\tau_s \cdot i_{qs} - (1-\sigma)\tau_s \cdot \frac{di_{mr}}{dt} \quad (50)$$

$$\sigma\tau_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - w_{mr}\sigma\tau_s \cdot i_{ds} - (1-\sigma)w_{mr}\tau_s \cdot i_{mr} \quad (51)$$

Donde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ es el coeficiente de dispersión de Blondel. El esquema en bloques del modelo del motor de inducción ajustado para usarse eficazmente con la técnica de control vectorial de campo orientado se observa en la figura 42 aplicando las ecuaciones 33 a 51, los puertos resaltados en verde son entradas y en amarillo salidas del subsistema.

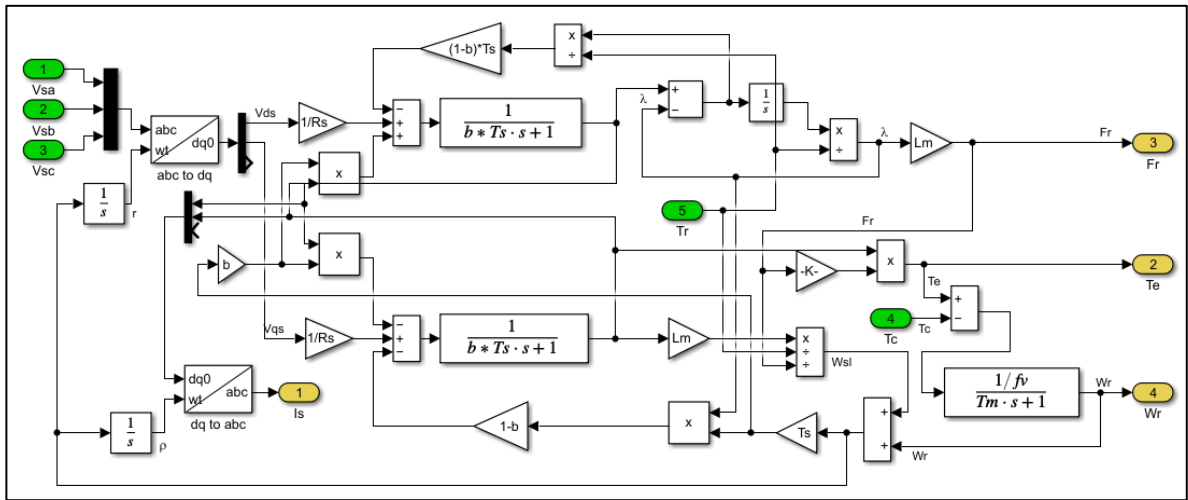


Figura 42: Modelo del motor de inducción para VSI y FOC

Fuente: Autor

3.2 Control vectorial de campo orientado

Como se ha detallado anteriormente, existen varias técnicas de control de velocidad por medio de variadores de frecuencia industriales dentro de las cuales el control vectorial se presenta como una alternativa importante. Hay ciertos factores que se deben tener en cuenta en cuanto a la máquina de inducción, entre ellos la no linealidad de su modelo equivalente y el acoplamiento inductivo entre el circuito del rotor y el estator, los cuales no permiten que se pueda ejercer un control de velocidad y par de forma independiente;

existen dos enfoques principales de control vectorial que solucionan efectivamente estos problemas: el control directo de par (DTC) (Mencou et al., 2025) y el control de campo orientado (FOC) (Aktas et al., 2020), el primero enfocado al estator de la máquina usando una referencia estacionaria, tiene como ventaja omitir la transformación de Park, evitando el uso de funciones trigonométricas ejerciendo una menor carga computacional en los dispositivos de control, usan un tipo de controlador histeréticos; por otro lado el control de campo orientado se centra en el rotor, requiere desacoplar efectivamente el acople inductivo entre rotor y estator, el algoritmo requiere de funciones trigonométricas para generar este desacople lo que sugiere una mayor carga computacional y su controlador puede ser del tipo proporcional integral.

Otro aspecto a tener en cuenta son las variables controladas, el DTC requiere conocer el flujo y el par de la máquina, por lo que se necesita un estimador de flujo y la medición del par de salida de la máquina, lo que hace esta técnica más compleja y costosa, por lo tanto menos atractiva; en este sentido el FOC es más sencillo ya que requiere obtener la posición angular de la máquina, el cual se puede conseguir al integrar su velocidad.

El FOC básicamente trata de emular por medio de las transformaciones matemáticas las variables controladas de la máquina de corriente directa, permitiendo así desacoplar matemáticamente al rotor del estator, así se pasa de un sistema de tensiones y corrientes trifásicas, variantes en el tiempo, a un marco de referencia con los ejes directo y cuadratura, los cuales son ortogonales, de magnitud constante y que rotan a velocidad de sincronismo, la figura 43 muestra una representación de los vectores en el marco de referencia $\alpha\beta$, así como el marco de referencia directo y cuadratura, estas corrientes en los ejes dq pueden ser manipuladas como vectores que giran y de allí el nombre de esta técnica (Alzate Gómez et al., 2009).

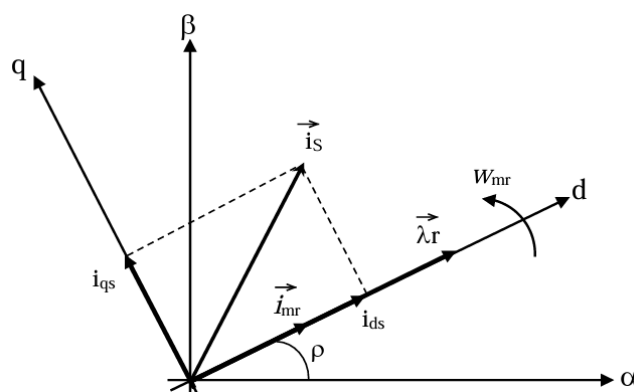


Figura 43: Diagrama fasorial de los ejes dq del rotor respecto a los ejes $\alpha\beta$ del estator
Fuente: (Vacío Loera, 2016)

El punto central de esta técnica se orienta en establecer el vector del flujo magnético del rotor sobre el eje directo y conseguir que la corriente en el eje q sea cero; otra forma es mantener el flujo λ_r constante sobre el eje directo por medio de la corriente de magnetización del rotor i_{mr} , para que así el torque de la máquina sea proporcional a la intensidad de corriente que se posiciona sobre el eje de cuadratura i_{qs} , obteniéndose un comportamiento similar a la máquina de corriente directa con un control desacoplado por medio de las componentes de la corriente del estator i_s en los ejes dq, la componente imaginaria i_{qs} controla el par y la componente real i_{ds} controla el flujo las posiciones de estos vectores se puede ver en la figura 43. En resumen se presentan las expresiones:

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{sd} + j\vec{i}_{sq} \quad (52)$$

$$\vec{i}_{sd} \propto \lambda \quad (53)$$

$$\vec{i}_{sq} \propto T_e \quad (54)$$

$$\vec{i}_{mr} = \frac{\vec{\lambda}_r}{L_m} \quad (55)$$

El método a emplear en este trabajo específicamente es el control vectorial de campo orientado indirecto, el cual es un método atractivo debido a la simplicidad de la implementación, esto debido a que los lazos de control del flujo del rotor y el par son abiertos y solamente el lazo de control de velocidad del rotor es cerrado, solo se debe estimar la posición del vector de flujo magnético del rotor en vez de su magnitud, a partir del cálculo del deslizamiento según las ecuaciones 56 a 58, este ángulo ρ se obtiene finalmente al integrar la velocidad de la máquina (Alzate Gómez et al., 2009);

$$\lambda_r(s) = \frac{L_m}{1 + \tau_r s} i_{ds}(s) \quad (56)$$

$$w_{sl} = \frac{L_m \dot{i}_{qs}}{\tau_r \cdot \lambda_r} \quad (57)$$

$$w_{sl} = \frac{L_m \dot{i}_{qs}}{\tau_r \cdot \lambda_r} = \frac{1}{\tau_r} \frac{\dot{i}_{qs}}{i_{ds}} (\tau_r s + 1) \quad (58)$$

La figura 44 muestra un diagrama general del control vectorial indirecto de campo orientado, se observa que las entradas son la velocidad, el par de carga aplicado al motor, así como las referencias de flujo y par que convertirán en i_{ds} e i_{qs} respectivamente.

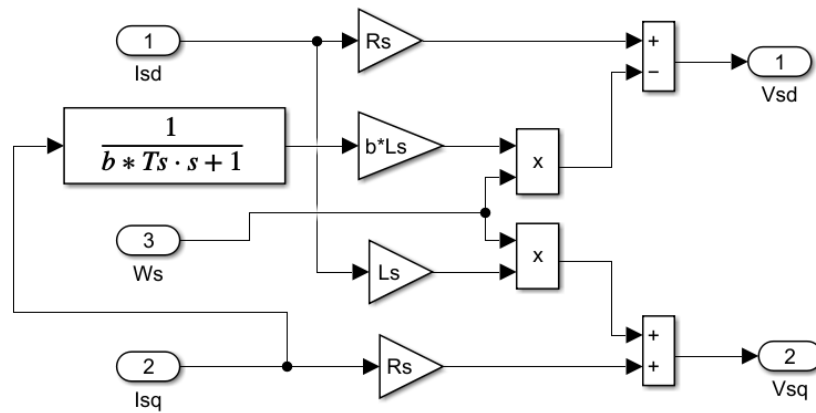


Figura 46: Bloque de desacoplamiento $I_{sd}, I_{sq} \rightarrow V_{sd}, V_{sq}$

Fuente: Autor

La figura 47 muestra el resultado de la simulación de la aplicación del FOC al motor de inducción; en color rojo la referencia de velocidad W_{ref} , la cual se estableció en 600 rpm, 120 rpm y 1800 rpm, esta variable se le ingresa al esquema de control de la figura 44; en color azul la respuesta del motor de inducción W_m debida a la aplicación del FOC, se puede observar claramente que pasa el estado transitorio debido a las transiciones de velocidades, W_m se sigue de forma idéntica a W_{ref} , generando una respuesta excelente, se ven pequeñas desviaciones, las cuales son normales, en los cambios de velocidad, esto debido a los transitorios de las corrientes, tensiones y el par del motor de inducción en estos instantes

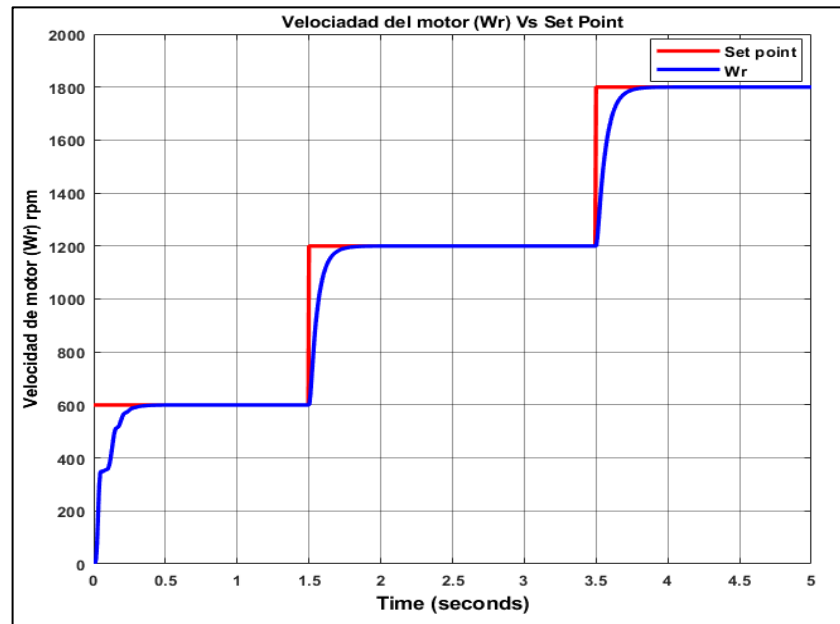


Figura 47: Simulación de control de velocidad motor de inducción

Fuente: Autor

La figura 48 muestra la validación de la simulación ante cambios de carga y 3 set point de velocidad: 1800 rpm aplicado en 0 segundos, 1500 rpm aplicado en 5 segundos, 1000 rpm aplicado en 15 segundos; se aplicó una carga de 1.5 Nm en el segundo 10 de la simulación, se observa que la velocidad sigue claramente la referencia de velocidad indicada y se observa una pequeña desviación en $t=10$ segundos, correspondiente a la entrada de la carga seguido por la recuperación que dura 1 segundo aproximadamente

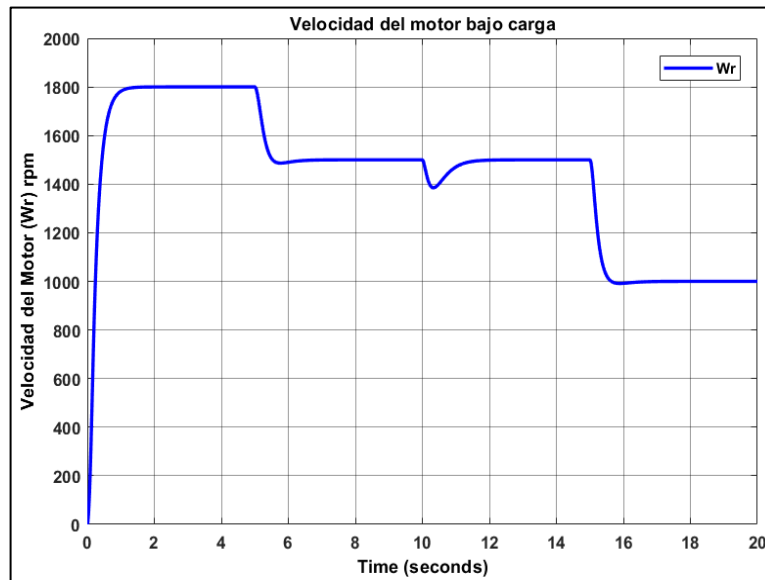


Figura 48: Velocidad de salida control vectorial de campo orientado con carga aplicada

Fuente: Autor

Al momento de implementar el control propuesto se debe obtener la medición de la velocidad, para ello se usa el GPIO 26 de la raspberry pi para contar los pulsos enviados por el CI A3144 teniendo en cuenta que cada 12 pulsos representaran una revolución, el subsistema mostrado en la figura 49 llamado speed sensor registra la diferencia de tiempo que transcurren tras capturas 96 pulsos, es decir 8 vueltas, luego calcula el inverso de ese periodo de tiempo para obtener su frecuencia y lo multiplica por finalmente por 480 que corresponde al producto de las 8 vueltas capturadas multiplicadas por 60 segundos, para así obtener la velocidad de la máquina en rpm, cuando se realiza el cálculo de la velocidad se resetea el contador inicial para que vuelva a registrar la diferencia de tiempo transcurrido entre 8 revoluciones del eje del motor; es muy importante destacar que previo a la salida de la señal de velocidad se colocó un filtro Butterworth pasa bajas de octavo orden, el cual al eliminar los componentes de alta frecuencia suaviza la señal evitando discontinuidades, característica muy importante para el correcto funcionamiento del FOC y el estimador

Figura 49: Subsistema medición de velocidad

Fuente: Autor

Para complementar el modelo en simulink se omite el bloque del motor de inducción de la figura 44 reemplazándose por el bloque de inversor multinivel, el cual toma la señal de alimentación que da el FOC y la réplica en el hardware, para lo cual envía la secuencia adecuada de activación de los Mosfet de cada etapa del inversor multinivel como se observa en la figura 50; el modelo aplicado para el control vectorial de campo orientado usando sensor de velocidad se observa en la figura 51.

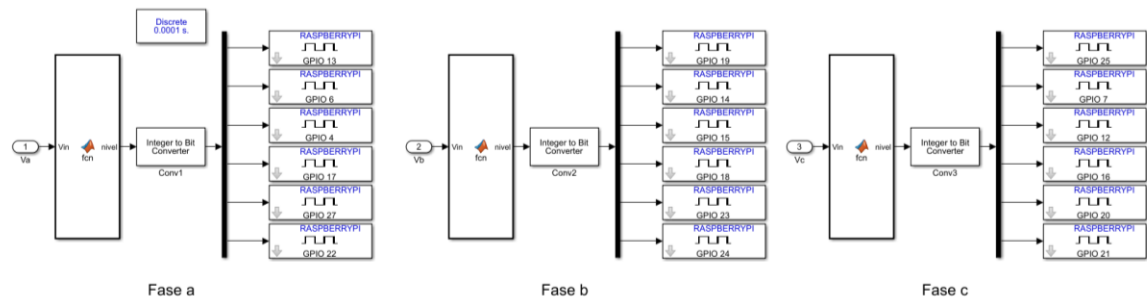


Figura 50: Generación de pulsos de activación para Mosfet del inversor trifásico

Fuente: Autor

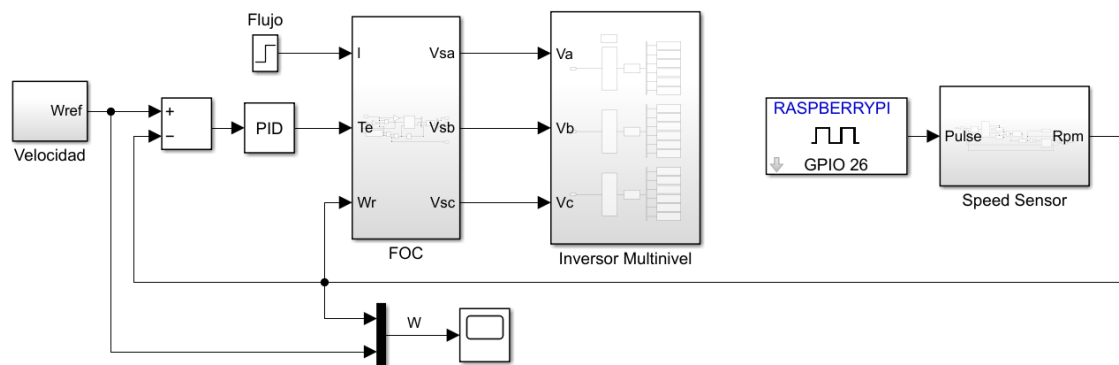


Figura 51: Modelo FOC motor de inducción con sensor de velocidad

Fuente: Autor

Para cargar el eje del motor se usó el módulo 10300A del banco de laboratorio de máquinas eléctricas DeLorenzo Openlab, que se muestra en la figura 52, dicho modulo tiene un par de carga máximo de 0.5Nm a una velocidad máxima de 4000 rpm.

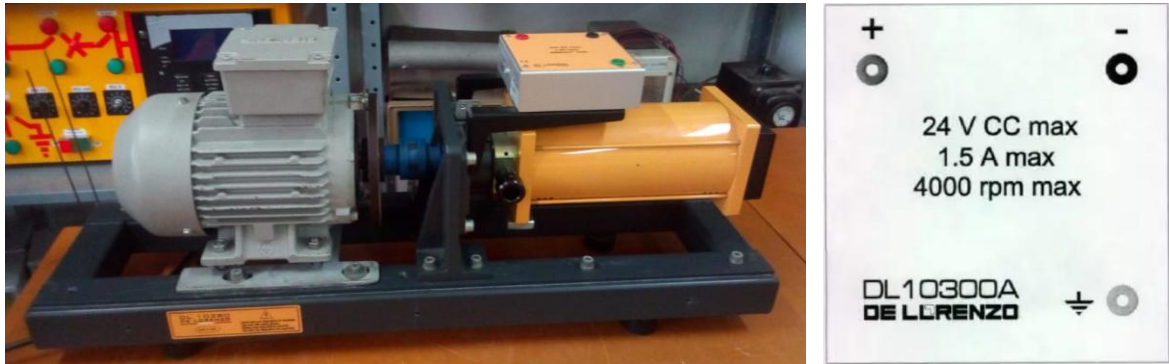


Figura 52: DL 10300A acoplado al motor de inducción

Fuente: (DeLorenzo, n.d.)

La aplicación de la carga al motor de inducción se hizo con el módulo DL10300A en 3 condiciones, alimentándolo con 24Vdc, 16Vdc y 8Vdc, para generar un par de carga aproximado de 0.8 Nm, 0.53 Nm y 0.26Nm respectivamente; se debe tener en cuenta que el par nominal del motor usado es de 2.5Nm; la figura 53 muestra la respuesta de la variable controlada durante 80 segundos de la prueba; dicha prueba inicia con el motor cargado a 0.8Nm y arrancando con Wref=1800 rpm a los 10 segundos, a los 32 segundos se cambian Wref a 1500 rpm, aproximadamente a los 57 segundos el par de carga disminuyo a 0.53 Nm y a los 66 segundos el par volvió a disminuir a 0.26 Nm aproximadamente.

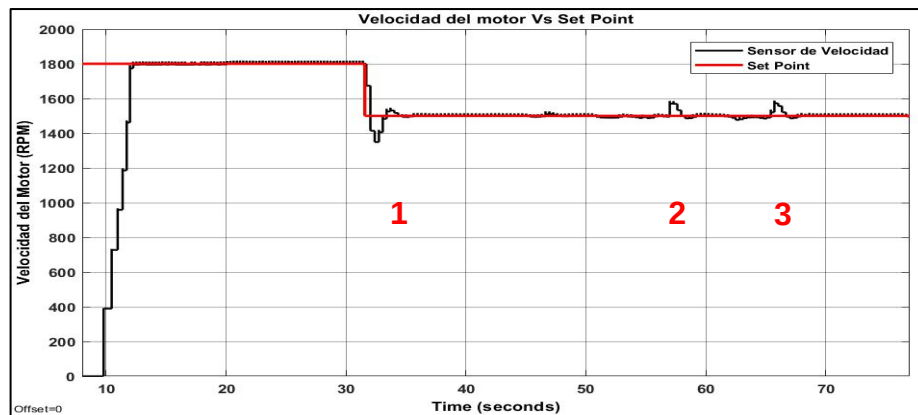


Figura 53: Velocidad del motor de inducción bajo carga

Fuente: Autor

En la figura 53 la línea roja corresponde al set point de velocidad Wref, y la línea negra corresponde a la velocidad del rotor Wr, se observa que la máquina arranca en el segundo 10 y le toma más o menos 3 segundos en llegar al primer set point de 1800 rpm

con la carga máxima que produce el DL10300A 0.8Nm, si se compara con la figura 48 de la gráfica de W_r simulada se observa un arranque un tanto más demorado ya que allí el arranque demora 1 segundo, esto es debido a que se le implemento un algoritmo de arranque suave para disminuir el pico de corriente inrush, en el instante 1 a los 32 segundos se observa una respuesta subamortiguada debido al cambio de W_{ref} a 1500 rpm estabilizándose aproximadamente 3 segundos después en el set point; en el instante 2 la carga decrece un 33% es decir 0.53Nm a los 57 segundos, por lo que se observa una aceleración de la máquina seguida por la estabilización de W_{ref} de nuevo en el set point establecido que tardó aproximadamente 2 segundos; en el instante 3 la carga decrece de nuevo un 33% ahora ubicándose en 0.26Nm a los 66 segundos, por lo que se observa de nuevo una aceleración de la máquina seguida por la estabilización de W_{ref} de nuevo en el set point de 1500 rpm que tardó aproximadamente 2 segundos nuevamente, en términos generales el control vectorial de campo orientado se comporta de manera satisfactoria, ya que la velocidad del rotor sigue claramente la referencia de velocidad indicada ofreciendo un control de velocidad adecuado ante cambios de carga con un corto tiempo de estabilización. La figura 54 muestra los elementos usados en la implementación, a la izquierda el motor de inducción con su rueda de imanes para registrar velocidad, en la parte central el inversor multinivel que tiene 3 secciones, la superior contiene la raspberry pi y las fuentes de alimentación en DC, la sección intermedia tiene las tarjetas de control y potencia de la figura 16, en la sección inferior se encuentran los 9 transformadores de salida de cada etapa del inversor multinivel; a la derecha el pc con el modelo de simulink implementado; aunque el dispositivo es embebido y el control se aloja en la raspberry pi, el pc captura y visualiza las señales de interés, sin él el control de velocidad se haría sin ningún inconveniente



Figura 54: Montaje experimental de control vectorial de campo orientado

Fuente: Autor

CAPITULO 4: ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

De forma complementaria al control vectorial de campo orientado aplicado al motor de inducción se desarrolló el método de estimación de velocidad, anteriores investigaciones han desarrollado algoritmos de estimación basados en redes neuronales (Gallo Nieves et al., 2017), filtro extendido de Kalman (González et al., 2004), sistemas de modelos referenciales adaptativos (Kumar et al., 2016), lógica difusa (Divandari et al., 2017), entre otros; métodos en los cuales se han obtenido resultados satisfactorios, por lo que se propone desarrollar la estrategia de estimación de velocidad del motor de inducción usando sistemas de inferencia neuro difusos adaptativos (ANFIS)

4.1 Sistemas de inferencia neuro difusos adaptativos

Los sistemas de inferencia neurodifusos adaptativos (ANFIS) se presentan como una opción para modelar sistemas inciertos e indefinidos, donde el uso de las formulaciones matemáticas convencionales no son adecuadas; los sistemas ANFIS fueron propuestos por Jang (1993), presentando un método que modela aspectos cualitativos del conocimiento y razonamiento del ser humano y deja de un lado los análisis cuantitativos precisos. Las redes ANFIS son sistemas fundamentados en redes neuronales las cuales se pueden ajustar por medio de inferencia difusa, estas se pueden ajustar usando diferentes métodos siendo el más común el *backpropagation*; Principalmente, los parámetros de las funciones de activación se utilizan de forma similar a los pesos de las redes neuronales artificiales, lo que permite autoajustar las reglas y las funciones de membresía (Ponce Cruz, 2010). En la figura 55 se observa un esquema elemental de un sistema de inferencia, En la figura 56 se muestra un mapeo de las entradas de un sistema difuso, apreciándose el subespacio difuso con la base de 9 reglas.

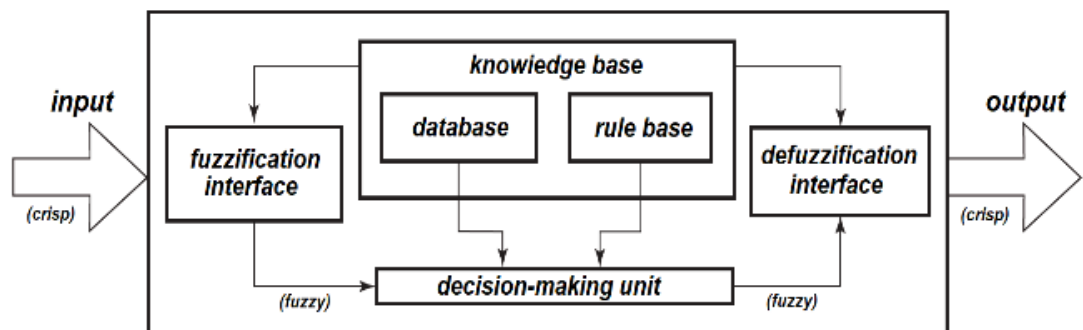


Figura 55: Esquema elemental de un sistema de inferencia

Fuente: (Ponce Cruz, 2010)

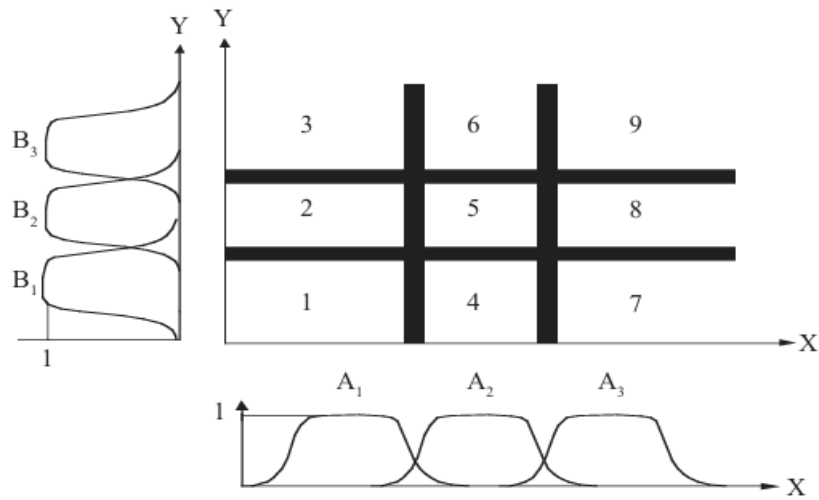


Figura 56: Mapeo de entrada y salida para un entorno difuso
Fuente: (Ponce Cruz, 2010)

El mapeo difuso se representa por medio de una matriz de asociación difusa y luego se lleva a regiones de activación; esto se puede representar por redes tipo ANFIS las cuales pueden ser empleadas para el mapeo correcto de las decisiones en un sistema de inferencia difuso bajo un proceso de entrenamiento (Ponce Cruz, 2010). De acuerdo a estos principios se proponen las redes neuronales como topologías adaptables por medio de inferencia difusa, la figura 57 muestra una segmentación de un sistema difuso emulado a través de una red neuronal adaptable donde los nodos fijos se representan como círculos y los nodos adaptables como cuadrados, en ese sentido solo estos últimos serán ajustados en el entrenamiento del sistema, en la capa 1 se ajustan los parámetros de las funciones de membresía de entrada, posteriormente las capas 2 y 3 realizan las operaciones difusas y por ultimo las capas 4 y 5 obtienen la salida del sistema f por medio de una adecuada ponderación (Ponce Cruz, 2010).

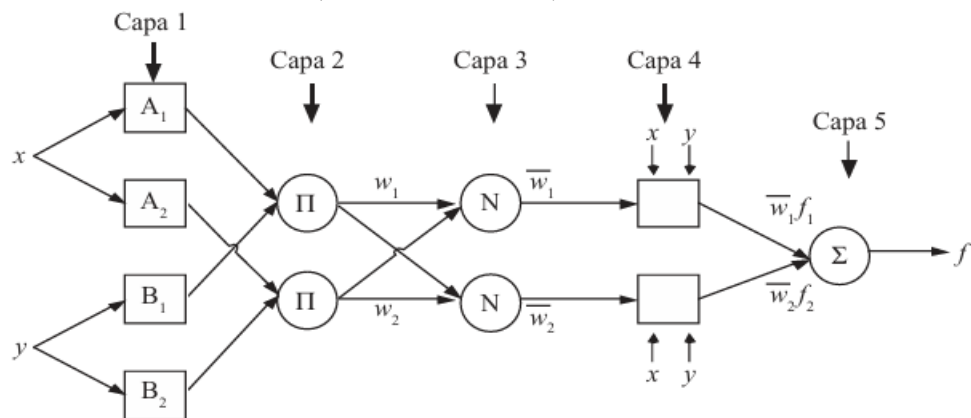


Figura 57: Sistema difuso emulado a través de una red neuronal adaptable
Fuente: (Ponce Cruz, 2010)

Suponiendo que el conjunto de datos de entrenamiento dado tiene P entradas, se puede definir la medida de error (o función de energía) como la suma de los errores al cuadrado, la metodología ANFIS basa su análisis en la obtención de este error, el cual posteriormente va disminuyendo durante el entrenamiento (Jang, 1993)

$$E_p = \sum_{m=1}^L (T_{m,p} - O_{m,p}^L)^2 \quad (59)$$

Donde T es el vector de salida deseado, L el número de capas y O es el vector de salida generada, de esta manera el error acumulado es:

$$E = \sum_{p=1}^P E_p \quad (60)$$

La tasa de error para el nodo de salida puede calcularse a partir de la ecuación anterior utilizando el método del gradiente descendente (Jang, 1993), como:

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{i,p}^L} = -2(T_{i,p} - O_{i,p}^L) \quad (61)$$

Para los nodos internos k la tasa de error puede derivarse por la regla de la cadena

$$\frac{\partial E_p}{\partial O_{i,p}^k} = \sum_{m=1}^{k+1} \frac{\partial E_p}{\partial O_{m,p}^{k+1}} \frac{\partial O_{m,p}^{k+1}}{\partial O_{i,p}^k} \quad (62)$$

En este caso, la tasa de error de un nodo interno puede expresarse como una combinación lineal de las tasas de error de los nodos de la capa siguiente. Utilizando alfa como parámetro de ajuste de la red (Jang, 1993), se obtiene:

$$\frac{\partial E_p}{\partial \alpha} = \sum_{O^* \in S} \frac{\partial E_p}{\partial O^*} \frac{\partial O^*}{\partial \alpha} \quad (63)$$

Donde S es el conjunto de nodos cuyas salidas dependen de *alfa*. La derivada de la medida de error global E con respecto a *alfa* es:

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^P E_p \frac{\partial E_p}{\partial \alpha} \quad (64)$$

La expresión para el parámetro *alfa* es:

$$\Delta \alpha = -\eta \frac{\partial E}{\partial \alpha} \quad (65)$$

Donde η es la tasa de aprendizaje que puede expresarse como:

$$\eta = \frac{q}{\sqrt{\sum \alpha \left(\frac{\partial E}{\partial \alpha} \right)^2}} \quad (66)$$

Donde k es el tamaño de paso o longitud de cada transición de gradiente en el espacio de parámetros (Jang, 1993). Este parámetro puede variarse para cambiar la tasa de convergencia.

4.2 Estimador de velocidad basado en ANFIS

Se han realizado varias investigaciones con Sistemas de Inferencia Neuro-Fuzzy Adaptativos aplicados a máquinas eléctricas rotativas, Bonde & Dhok (2014) proponen un esquema de control de velocidad para el motor de inducción basado en ANFIS.; Tripura & Babu (2014) proponen un control inteligente para un motor de corriente continua utilizando ANFIS; Osorio et al. (2011) proponen un modelo del motor de inducción con ANFIS. Sin embargo, esta sección de la investigación se centra en desarrollar un sistema ANFIS que permita estimar la velocidad del motor de inducción sin necesidad de acoplar un sensor físico de velocidad al eje del motor. Por eso, la velocidad se ha obtenido con las medidas de tensión y corriente del motor, cuyo objetivo es mejorar la fiabilidad y reducir los costes de mantenimiento mediante control sin sensores.

Para desarrollar y comprobar el buen funcionamiento del estimador se implementó un sencillo control para variar la velocidad del motor de inducción. Este método de control genera las tensiones trifásicas que alimentan el estator del motor de inducción. La figura 58 muestra el diagrama de bloques propuesto, en el modelo del motor se toman las tensiones y corrientes en el estator de la máquina de inducción, que serán las entradas del estimador con las tensiones trifásicas de alimentación; en el estimador se obtiene la velocidad estimada, que se compara con la velocidad del motor w_r

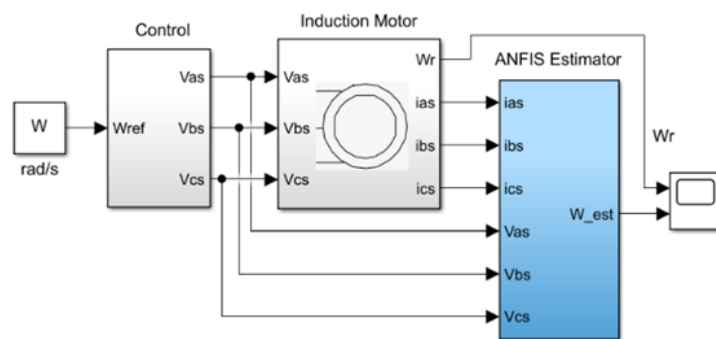


Figura 58: Control del motor de inducción con estimador de velocidad

Fuente: Autor

El estimador de velocidad ANFIS se desarrolló utilizando la herramienta ANFIS de Matlab, como se muestra en la figura 59. Puede observarse la tendencia de los datos correspondientes a la velocidad de salida deseada. Se utilizan como entradas para el entrenamiento las tensiones del estator (V_{as} , V_{bs} y V_{cs}) y las corrientes del estator (I_{as} , I_{bs} e I_{cs}) y como salida W_r

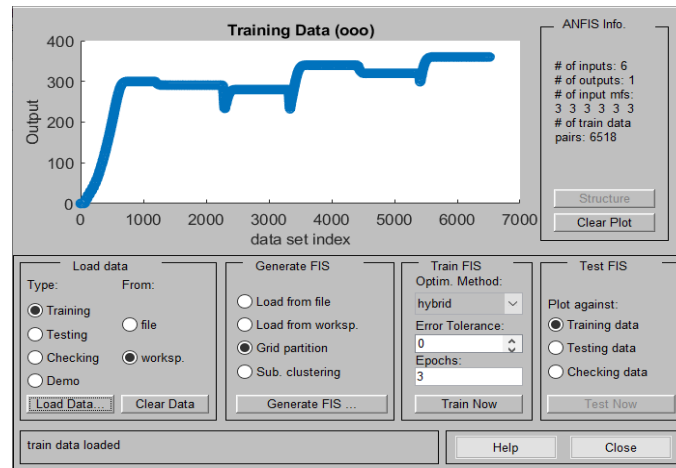


Figura 59: Herramienta ANFIS Matlab

Fuente: Autor

Tras el entrenamiento del Sistema de Inferencia Adaptativa, se obtienen las respuestas que se observan en la figura 60, donde se muestra la salida deseada, es decir la velocidad del motor W_r (negro) con respecto a la estimación de velocidad (rojo); se puede observar que la estimación tiende a seguir la salida deseada, pero su nivel de precisión es inaceptable

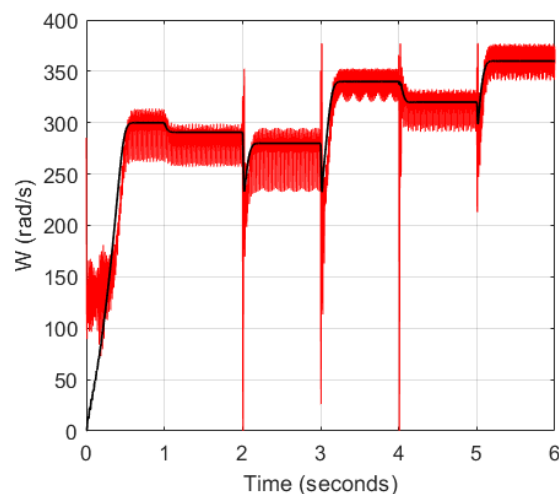


Figura 60: Estimación de velocidad usando data de entrada abc

Fuente: Autor

La figura 61 muestra el error relativo entre el estimador y la salida deseada; se tiene un error en estado estacionario en promedio de 30 rad/s o 286 rpm, este error corresponde aproximadamente al 15.9% de la velocidad en estado estacionario y en los estados transitorios el error puede ser hasta de 94%

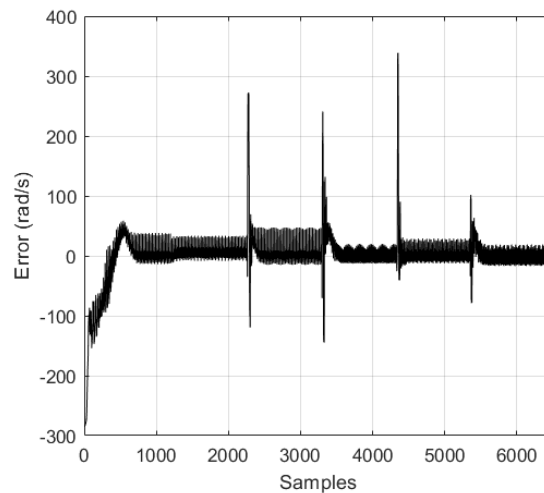


Figura 61: Error de estimación de la velocidad usando data de entrada trifásica
Fuente: Autor

Para mejorar la respuesta observada en la figura 60, se aplicó un filtro paso bajo Butterworth de octavo orden a una frecuencia de corte de 100 rad/s. La figura 62.a muestra la referencia de la velocidad del rotor. La figura 62.b muestra la velocidad real del rotor (negro) y la velocidad estimada del rotor (rojo). Aunque la velocidad del rotor se estimó y siguió la velocidad de referencia del rotor, su nivel de precisión aun es bajo.

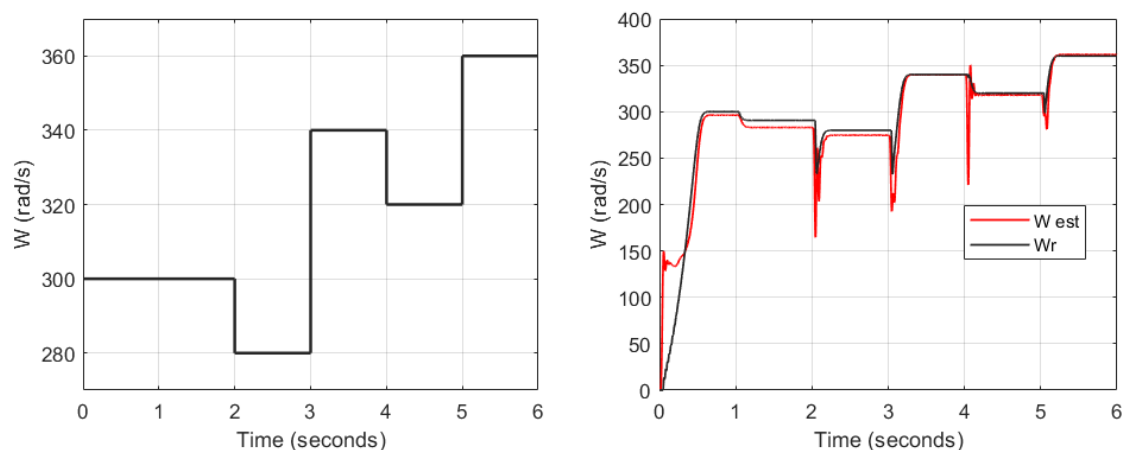


Figura 62: Wref y estimación de velocidad usando data de entrenamiento trifásica.
Fuente: Autor

Teniendo en cuenta la información anterior se opta por implementar el estimador usando las tensiones y corrientes del estator en los ejes directo y cuadratura, reduciendo el número de variables de entrada de 6 (Vas, Vbs, Vcs, Ias, Ibs, Ics) a 4 (Vds, Vqs, Ids, Iqs), lo que hará más sencilla la arquitectura del sistema de inferencia adaptativo y disminuiría los datos a procesar, por consiguiente, el error del estimador ANFIS podría disminuir.

Para ser más riguroso el análisis se incluyó el cálculo del error cuadrático medio (RMSE), que es un índice de rendimiento cuantitativo utilizado habitualmente para evaluar los métodos de estimación, dicho método amplifica y penaliza bastante los errores de mayor magnitud (Kimbonguila et al., 2019), la expresión utilizada para cuantificar el RMSE se muestra en la ecuación 67..

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (W_{est} - W_r)^2} \quad (67)$$

Adicionalmente también se evaluaron diferentes funciones de membresía usando la data de entrada en los ejes directo y cuadratura, la tabla 9 muestra los respectivos errores RMSE calculados a partir de la ecuación 67 para cada función de membresía usando 3 épocas de entrenamiento

Función de Membresía	Error (%)
trimf	8.67
trapmf	27.2
gbellmf	6.44
gaussmf	5.68
gauss2mf	10.39
pimf	30.95
dsigmf	9.21
psigmf	9.21

Tabla 9: Base de reglas

Fuente: Autor

De acuerdo a la tabla 9 se seleccionó el tipo de función de membresía gaussiana, la cual ofrece un RMSE de 5.68% en la estimación, posteriormente se aumentaron el número de épocas de entrenamiento para así disminuir el error de estimación; Se evidenció que aumentar las épocas de entrenamiento produce una disminución mínima del porcentaje de error, del orden de las centésimas de porcentaje por época adicional aplicada, además de un aumento importante en el tiempo de entrenamiento considerable. La topología del sistema de inferencia aplicado se muestra en la figura 63.

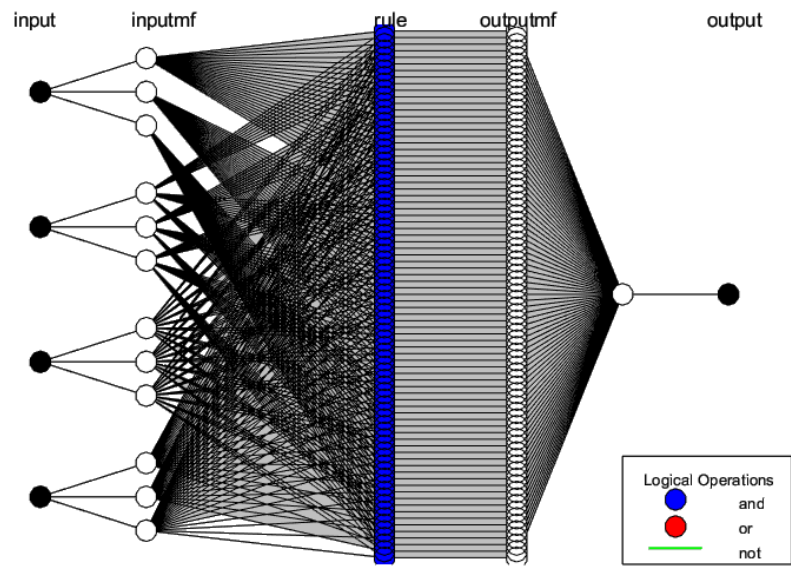


Figura 63: Topología del estimador ANFIS

Fuente: Autor

El número de reglas está determinado por la expresión 3^n , donde n es el número de entradas del sistema, por lo que en este caso el número de reglas es 81. En la figura 64 se puede observar la base de reglas del sistema de inferencia adaptativo con las funciones de membresía gaussianas de las 30 primeras reglas

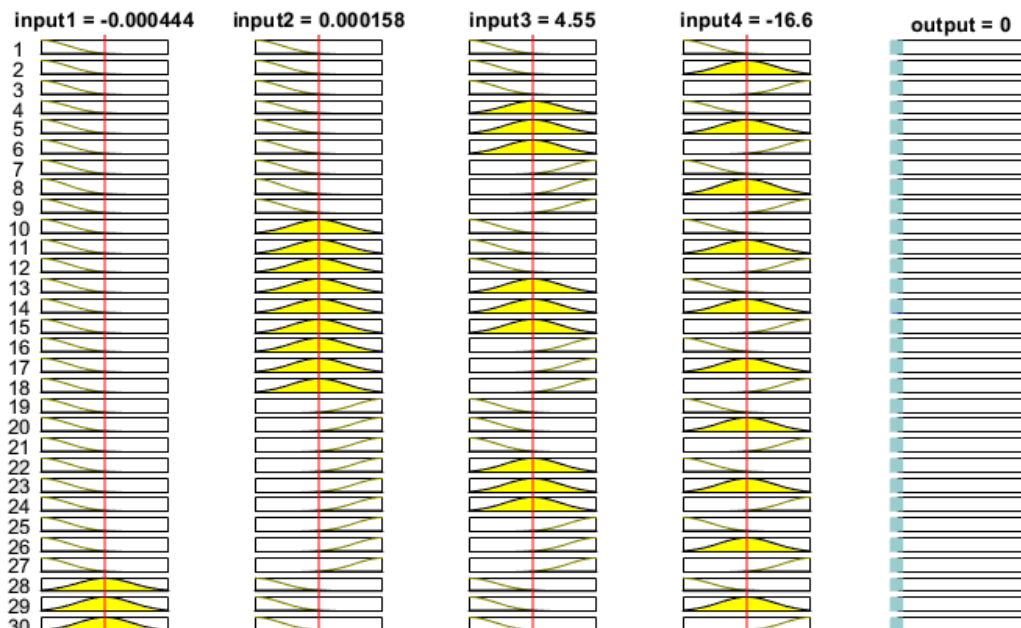


Figura 64: Base de reglas estimador ANFIS

Fuente: Autor

La figura 65.a muestra la salida que ofrece el estimador $W_estimada$ (rojo), con respecto a la salida deseada W_r (negro), usando data de entrada de los ejes dq (V_{ds} , V_{qs} , I_{ds} , I_{qs}) para el entrenamiento de la red ANFIS; se observa que la velocidad estimada tiende a ser muy próxima a la velocidad del motor de inducción y se mejora evidentemente su precisión en estado estacionario, con excepción de los instantes transitorios esta respuesta del estimador es muy aceptable.

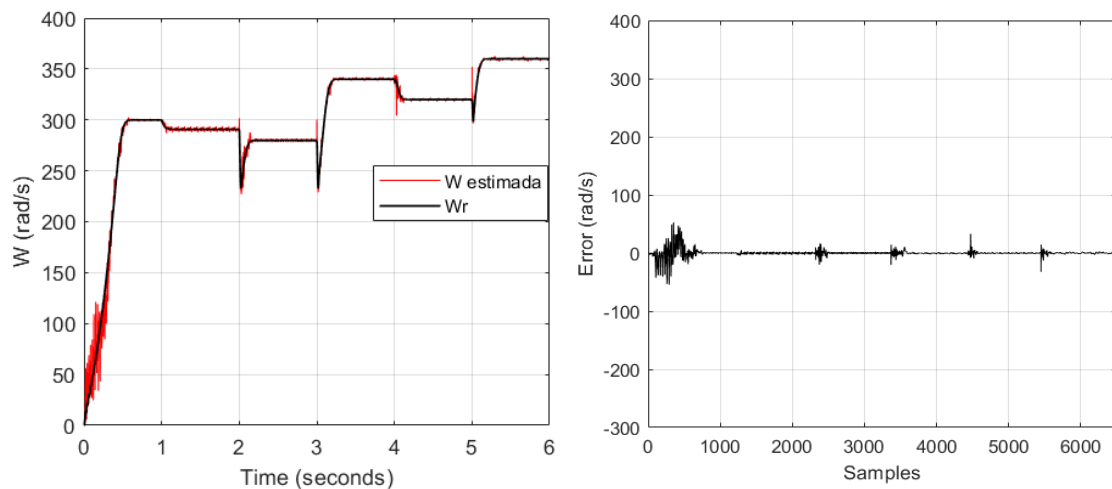


Figura 65: Simulación estimador de velocidad con data ejes dq y RMSE de estimación
Fuente: Autor

La figura 65.b muestra el error entre W_r y su estimación con la misma escala que la figura 61 para facilitar su comparación, se observa un error en estado estacionario en promedio de 2 rad/s es decir 1%; en el estado transitorio se observa inicialmente que el error es mayor en el momento del arranque, luego en las otras transiciones de velocidad, el error no supera el 10%, en estado estacionario el error es muy bajo, con lo cual se evidencia la mejora obtenida al usar como data de entrada V_{ds} , V_{qs} , I_{ds} e I_{qs} en vez de usar V_{as} , V_{bs} , V_{cs} , I_{as} , I_{bs} e I_{cs}

En la figura 66 se observa la respuesta de la simulación del estimador aplicando una carga de 8 Nm luego de 1 segundo de simulación; el estimador siguió acertadamente la salida deseada con un error promedio de 0.8% en la estimación aun cuando esta velocidad no hizo parte de la data de entrenamiento.

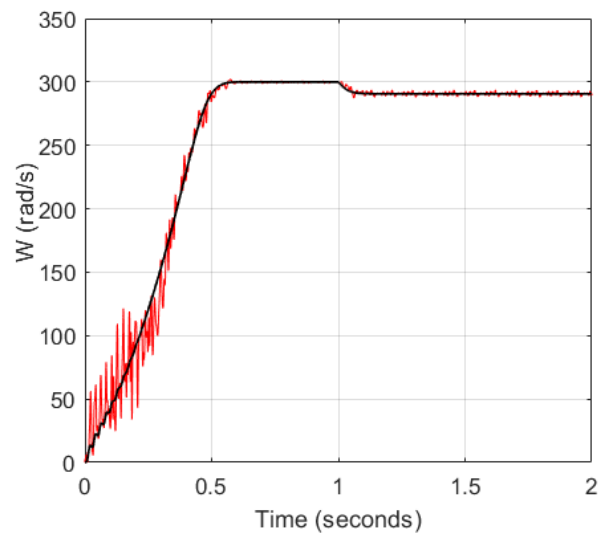


Figura 66: W_r y estimación de velocidad con aplicación de carga

Fuente: Autor

Para validar el estimador en la implementación real en conjunto con el inversor multinivel y el FOC se hará un ajuste al circuito de la figura 51, se agregará un nuevo subsistema llamado sensores figura 67, donde se recopilarán las mediciones de velocidad del rotor, tensiones trifásicas con el módulo ZMPT101B y las corrientes trifásicas con el módulo ACS712, las lecturas de estos módulos se llevan al ADC MCP3008 y posteriormente por medio de comunicación SPI ingresan a la raspberry pi

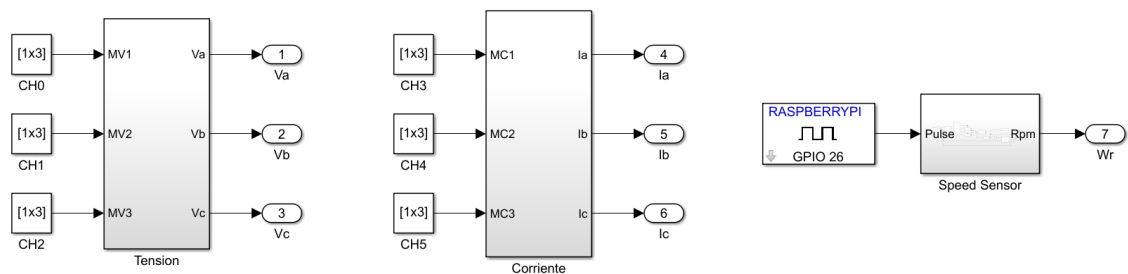


Figura 67: Subsistema sensores

Fuente: Autor

La figura 68 muestra el diagrama en bloques para la transferencia de los datos medidos al modelo de control y estimación en simulink, es importante destacar que el mcp3008 envía el dato de 10 bits como dos datos enteros de 8 bits, así entonces se deben concatenar, posteriormente restarles el offset adicionado por medio de hardware y multiplicarlo por la ganancia adecuada para obtener la tensión real medida

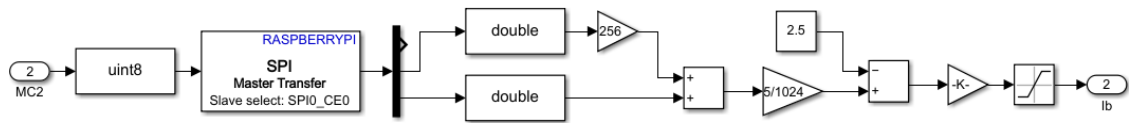


Figura 68: Lectura de corriente Ib usando mcp3008 y raspberry pi

Fuente: Autor

Las lecturas instantáneas de V_a , V_b , V_c , I_a , I_b e I_c , se pasan al subsistema estimador ANFIS que se observa en la figura 69, allí se toman las señales trifásicas medidas, se obtienen sus respectivas componentes dq y se ingresan a un bloque fuzzy inference system donde está cargado el modelo del estimador previamente entrenado, la salida estimada pasa por un saturador que elimina lecturas erróneas por fuera de rangos normales de medida y también por un filtro Butterworth pasa bajas de octavo orden para suavizar la señal de salida estimada

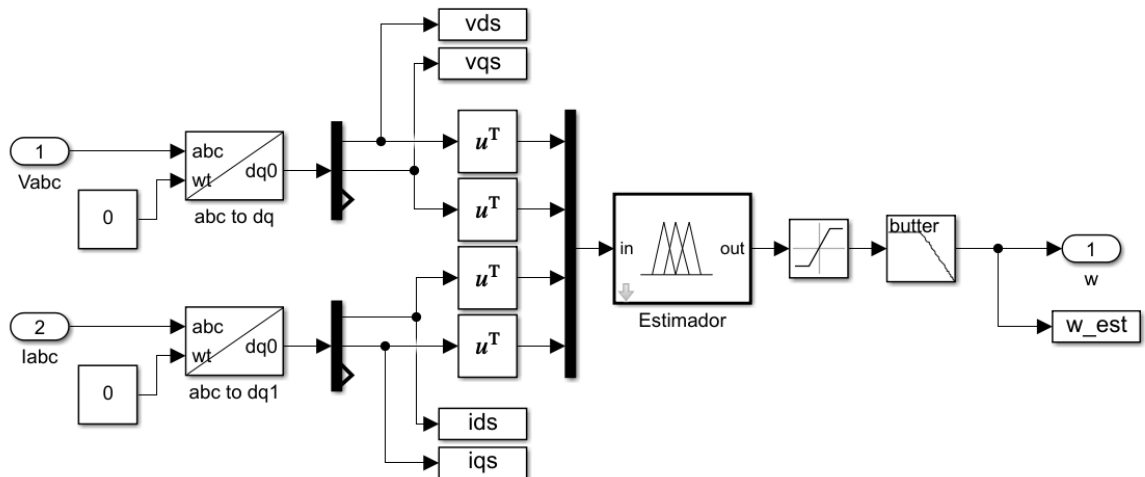


Figura 69: Subsistemas estimador ANFIS

Fuente: Autor

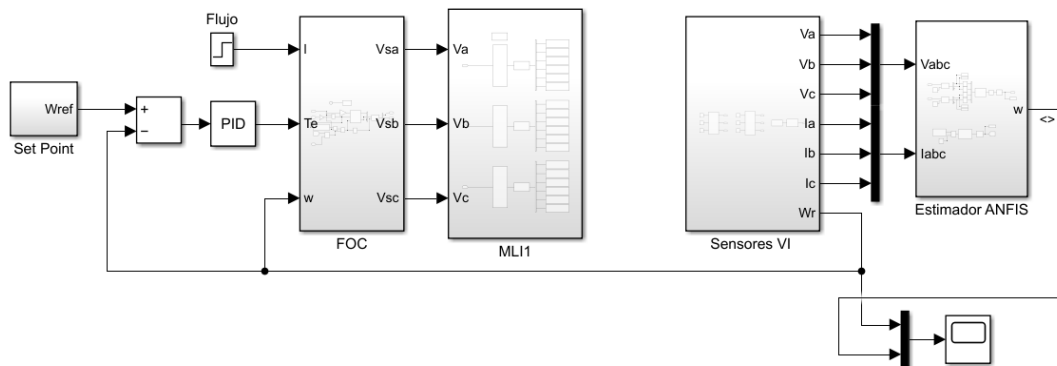


Figura 70: Modelo FOC motor de inducción con estimador ANFIS

Fuente: Autor

Finalmente se muestra en la figura 70 el modelo final implementado que incluye el FOC, el inversor multinivel, la lectura de las señales trifásicas medidas y el estimador ANFIS; para probar la respuesta del estimador de velocidad se programaron diferentes set point para W_{ref} : 1800 rpm, 1500 rpm, 1300 rpm, 1400 rpm, 1600 rpm y 1800 rpm; la figura 71 muestra la velocidad del motor medida por el sensor de velocidad (naranja) y la velocidad estimada (negro), se observa que la señal estimada tiende a seguir la señal medida con leves desviaciones en estado estacionario, estas desviaciones son normales debido a la naturaleza de la estimación, en general es una onda aceptable

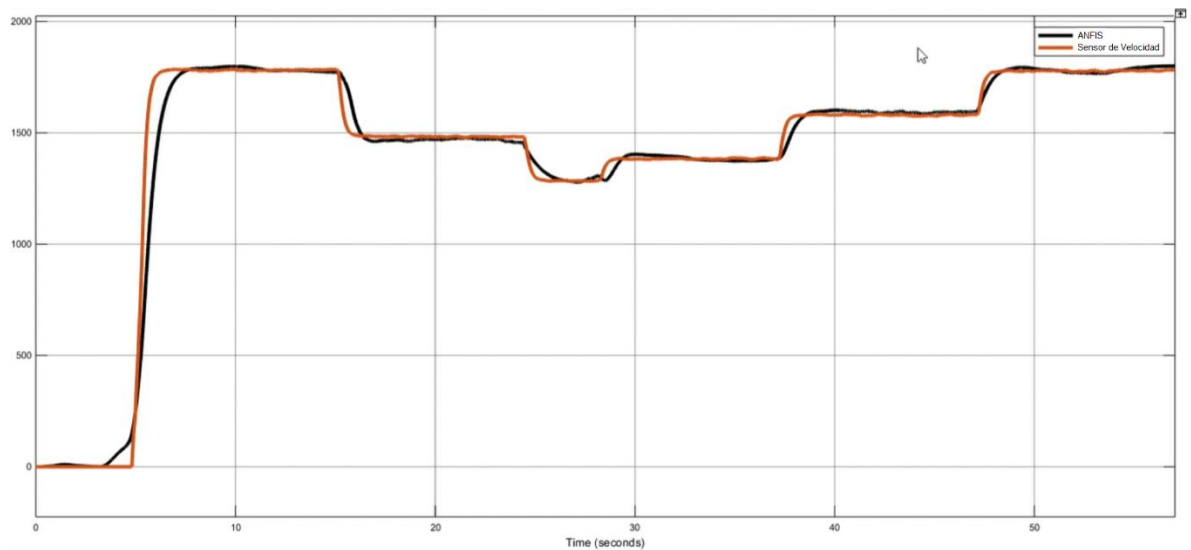


Figura 71: Velocidad del motor de inducción con FOC y estimador de velocidad ANFIS

Fuente: Autor

CAPITULO 5: CONCLUSIONES

1. Este proyecto permitió implementar un inversor multinivel VSI de 27 niveles que cumple con las especificaciones inferiores a los límites permitidos por la IEEE std 519 DE 2014 en cuanto a distorsión armónica total, este límite es del 8% para sistemas de baja tensión obteniendo un THD de 1.5% en la implementación final, este inversor es escalable para potencias mayores migrando a la aplicación de IGBT o dispositivos novedosos como SiC y GaN.
2. La estrategia de control vectorial de campo orientado implementada logro regular la velocidad del motor de inducción adecuadamente; la simulación y la implementación final se comportaron de forma similar, la simulación funciono de forma óptima en condiciones de variaciones de carga.
3. El estimador ANFIS demostró ser una opción buena para la estimación de velocidad de la máquina de inducción; si los requerimientos de control no son excesivamente precisos este estimador ofrece una respuesta aceptable, los sistemas de inferencia neuro difusos son estrategias novedosas de estimación pero se debe tener en cuenta que el tiempo de entrenamiento de la red ANFIS es prolongado, ya que depende en gran medida del tamaño de la data de entrada, en este caso en particular la matriz de dato contenía 65.000 datos, el tiempo de entrenamiento fue de 58 horas, por lo que se necesitan equipos con muy buenas características para su entrenamiento, se recomienda el uso de ANFIS para procesos que tengas dinámicas mas lentas o variables de control que no varíen tan rápido en el tiempo.
4. La raspberry pi modelo 3b+ demostró tener la suficiente capacidad para gestionar las conmutaciones del inversor, el control vectorial de campo orientado y el estimador ANFIS, por lo cual podría ser otro foco de estudio migrar a plataformas de menor costo como la ESP32.
5. Es indispensable garantizar que la variable de velocidad del rotor que ingresa al controlador vectorial de campo orientado sea una señal limpia sin discontinuidades, ya que el controlador puede interpretar estas discontinuidades como cambios en la carga, cuando en realidad son errores de lectura, pudiendo generar acciones de control para compensar dinámicas que en realidad no están ocurriendo, para lo cual la inclusión del filtro pasa baja Butterworth de octavo orden fue fundamental para garantizar el correcto funcionamiento del algoritmo de control

CAPITULO 6: BIBLIOGRAFÍA

- Abunike, C. E., Akuru, U. B., & Okoro, O. I. (2023). *Sizing , Modeling , and Performance Comparison of Squirrel-Cage Induction and Wound-Field Flux Switching Motors*.
- Aktas, M., Awaili, K., Ehsani, M., & Arisoy, A. (2020). Direct torque control versus indirect field-oriented control of induction motors for electric vehicle applications. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 23(5), 1134–1143. <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2020.04.002>
- Alzate Gómez, A., Escobar Mejía, A., & Torres P., C. (2009). Control vectorial de la máquina de inducción. *Scientia et Technica*, 3(43), 55–60. <https://doi.org/10.22517/23447214.2233>
- An, Y., Sun, X., Ren, B., Li, H., & Zhang, M. (2022). A data-driven method for IGBT open-circuit fault diagnosis for the modular multilevel converter based on a modified Elman neural network. *Energy Reports*, 8, 80–88. <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2022.08.024>
- Bonde, S. D., & Dhok, G. P. (2014). ANFIS Control Scheme for the Speed Control of the Induction Motor. *Int. Journal of Engineering Research and Applications*, 4(3), 35–39.
- Bose, B. K. (2020). *Power Electronics And Motor Drives: Advances and Trends*. Elsevier Inc. <https://doi.org/10.1016/C2019-0-02032-8>
- Chakraborty, R., Gajare, P. M., Chaki, R., & Dey, A. (2023). A simplified dual-stage model predictive controller for modular multilevel converters. *Electric Power Systems Research*, 223(July 2022), 109525. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2023.109525>
- Chapman, S. J. (2012). *MÁQUINAS ELÉCTRICAS* (5th ed.). McGraw-Hill.
- DeLorenzo. (n.d.). *DL 10300A Freno Electromagnético*. Retrieved December 14, 2025, from <https://delorenzoglobal.com/wp-content/uploads/2025/02/DL-10300A-Freno-elettromagnetico-Electromagnetic-brake-Freno-electromagnetico-Frein-electromagnetique.pdf>
- Díaz-Rodríguez, J. L., Pabón-Fernández, L. D., & Contreras-Peña, J. L. (2015). Plataforma de bajo costo para la evaluación de fenómenos electromagnéticos monofásicos de calidad de la energía según el estándar IEEE 1159. *DYNA (Colombia)*, 82(194), 119–129. <https://doi.org/10.15446/dyna.v82n194.46922>
- Divandari, M., Rezaei, B., & Amiri, E. (2017). Indirect speed estimation of high speed brushless DC motor drive using fuzzy logic current compensator. *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2017*, 0–5. <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2017.8002048>
- Dos Santos, T. H., Goedtel, A., Da Silva, S. A. O., & Suetake, M. (2014). Scalar control of an induction motor using a neural sensorless technique. *Electric Power Systems Research*, 108, 322–330. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2013.11.020>
- Ebuy7. (n.d.). *Filtro de Potencia Monofásico Yunsanda 220V CW1B-10A-T*. Retrieved December 13, 2025, from <https://www.ebuy7.com/es/yunsanda-single-phase-220v-power-filter-cw1b-10a->

- El Merrassi, W., Abounada, A., & Ramzi, M. (2021). Advanced speed sensorless control strategy for induction machine based on neuro-MRAS observer. *Materials Today: Proceedings*, 45, 7616–7621. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.03.081>
- Fay, T. H., & Kloppers, P. H. (2003). The Gibbs' phenomenon for Fourier-Bessel series. *International Journal of Mathematical Education in Science and Technology*, 34(2), 199–217. <https://doi.org/10.1080/0020739021000053936>
- Gallo Nieves, M., Gonzalez, J. A., Diaz, J. L., & Velazco O, J. A. (2017). Estimation of the induction engine speed using neural. *Revista Colombiana de Tecnología de Avanzada*, 1(29), 111–117.
- Ghassani, R., Bratcu, A. I., & Teodorescu, R. (2022). Genetic Algorithm Applied to State-Feedback Control Design of Grid and Circulating Current in Modular Multilevel Converters. *IFAC-PapersOnLine*, 55(9), 431–436. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.07.075>
- González, J. A., Marcos, A., & Pacheco, E. J. (2004). Comparación de la Red Neuronal y del Filtro de Kalman en la Estimación de Velocidad del Motor de Inducción. *I Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica*, 5.
- Haq, S. S. A., JeyaRohini, R., Meenalochini, P., Jeyakanth, K., Immanuvel, C., & HarishBabu, T. (2021). A sinusoidal pulse width modulation (SPWM) technique for capacitor voltage balancing of nested I-type four-level inverter. *Materials Today: Proceedings*, 45, 2435–2439. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2020.11.014>
- Holakooie, M. H., Ojaghi, M., & Taheri, A. (2016). Full-order Luenberger observer based on fuzzy-logic control for sensorless field-oriented control of a single-sided linear induction motor. *ISA Transactions*, 60, 96–108. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.11.022>
- Icontec. (2008). *CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA. LÍMITES Y METODOLOGÍA DE EVALUACIÓN EN PUNTO DE CONEXIÓN COMÚN*. 571, 58.
- IEEE 1159, P. and E. S. (2019). *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality* (Vol. 2019).
- IEEE 519, P. and E. S. (2014). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. In *IEEE Std 519-2014*. <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>
- Infineon. (2010). *HEXFET® Power MOSFET IRF640NPbF*. 1–12. www.irf.com
- International Rectifier. (2019). *IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF HIGH AND LOW SIDE DRIVER* (pp. 1–18).
- Jang, J. S. R. (1993). ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 23(3), 665–685. <https://doi.org/10.1109/21.256541>
- Jiang, J., Liang, Z., & Wang, H. (2023). A comprehensive review on single DC source multilevel inverters for renewable energy applications. *Electrical Engineering*, 105(6), 3895–3917.

<https://doi.org/10.1007/s00202-023-01921-4>

- Khan, N., Abbas, T., Awais, M., Ahmed, S., Hussain, B., & Tufail, M. (2023). An Improved Problem Formulation for THD Minimization of Multilevel Inverters. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 48(11), 14943–14956. <https://doi.org/10.1007/s13369-023-07867-w>
- Kimbonguila, A., Matos, L., Petit, J., Scher, J., & Nzikou, J.-M. (2019). Effect of Physical Treatment on the Physicochemical, Rheological and Functional Properties of Yam Meal of the Cultivar “Ngumvu” From Dioscorea Alata L. of Congo. *International Journal of Recent Scientific Research*, 10(March), 30693–30695. <https://doi.org/10.24327/IJRSR>
- Kumar, B., Chauhan, Y. K., & Singh, S. P. (2016). MRAS based speed estimation strategies for induction motor drives: A review. *India International Conference on Power Electronics, IICPE, 2016-Novem*(November 2017). <https://doi.org/10.1109/IICPE.2016.8079485>
- Lakshmi, V. B., & Reddy, B. N. (2025). *State of the Art Review: Power Semiconductor Devices of Dc-Dc Converters and Inverters*. 49(3), 1294–1311.
- Laumann, M., Weiner, C., & Kennel, R. (2019). Current sensorless field oriented control of a RSM by Extended-Kalman-Filter based state estimation. *2019 IEEE 10th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, SLED 2019, April*. <https://doi.org/10.1109/SLED.2019.8896343>
- Le, D. T., Ngo, M. T., Dang, V. T., & Nguyen, T. L. (2023). A sensorless anti-windup speed control approach to axial gap bearingless motors with nonlinear lumped mismatched disturbance observers. *ISA Transactions*, 138, 408–431. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2023.03.005>
- Liu, K., Han, J., Chen, S., Ruan, L., Liu, Y., & Wang, Y. (2025). *Power Quality Disturbance Identification Method Based on Improved CEEMDAN-HT-ELM Model*.
- Llamas, L. (n.d.). *Detectar campos magnéticos con Arduino y sensor Hall A3144*. Retrieved December 14, 2025, from <https://www.luisllamas.es/detectar-campos-magneticos-con-arduino-y-sensor-hall-a3144/>
- Mencou, S., Yakhlef, M. Ben, & Tazi, E. B. (2025). Advanced control of induction motors (2019–2025): A comprehensive review of strategies, algorithms and sensorless techniques. *E-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 14(May), 101098. <https://doi.org/10.1016/j.prime.2025.101098>
- Microchip. (2007). *Sensorless Field Oriented Control for Permanent Magnet Synchronous Motors*. July, 1–43. http://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/Training_Tutorials/en532365.pdf
- Orille, A. L., Sowilam, G. M. A., & Valencia, J. A. (1999). A NEW SIMULATION OF SYMMETRICAL THREE PHASE INDUCTION MOTOR UNDER TRANSFORMATIONS OF PARK. *Computers & Industrial Engineering*, 37, 359–362.
- Osorio, J., Molina, A., Ponce, P., & Romero, D. (2011). *Induction Motor Model with ANFIS*. November,

376–381.

- Perez, M. A., Ceballos, S., Konstantinou, G., Pou, J., & Aguilera, R. P. (2021). Modular Multilevel Converters: Recent Achievements and Challenges. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2(December 2020), 224–239. <https://doi.org/10.1109/OJIES.2021.3060791>
- Ponce Cruz, P. (2010). Inteligencia Artificial con aplicaciones a la ingeniería. In *Alfaomega, México*. <http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:Inteligencia+artificial+con+aplicaciones+a+la+ingenier+a#0>
- Popa, G. N. (2025). Issues in Power Quality. *Multidisciplinary Digital Publishing Institute*, 18(8). <https://doi.org/doi.org/10.3390/en18081874>
- Pu, H., Bai, Z., Xin, Y., Zhao, J., Bai, R., Luo, J., & Yi, J. (2023). Efficient (2N+1) selective harmonic elimination in modular multilevel converters using an evolutionary many-tasking approach with prior knowledge. *Applied Soft Computing*, 144, 110468. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2023.110468>
- Qin, X., Hu, W., Tang, Y., Huang, Q., Chen, Z., & Blaabjerg, F. (2023). An improved modulation method for modular multilevel converters based on particle swarm optimization. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 151(November 2022), 109136. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109136>
- Rajgire, C. M., Wankhede, M. N., & Karvekar, S. S. (2017). Design and Implementation of Sensorless Vector Control of Induction Motor Drive using Fuzzy- Adaptive Controller. *Proceedings of the IEEE 2017 International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC) Design, Iccmc*, 313–317.
- Rasheed, M., Omar, R., Sulaiman, M., Halim, W. A., & Alakkad, M. M. A. (2020). Analysis of a switching angle calculation by ANN for nine level inverter apply into experimental case study with elimination of lower and higher order harmonics. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 20(2), 948–959. <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v20.i2.pp948-959>
- Rashid, M. H. (2014). *Electronica de Potencia* (4th Ed.). Pearson Education.
- Raspberry Pi. (n.d.). *Raspberry Pi 3 Model B+ – Raspberry Pi*. Retrieved December 13, 2025, from <https://www.raspberrypi.com/products/raspberry-pi-3-model-b-plus/>
- Rubeena, A. A., Paulose, S., Thomas, M., & Joy, J. (2022). PWM control strategies for Switched-Capacitor inverters. *Materials Today: Proceedings*, 58, 516–522. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.03.049>
- Rymarski, Z., & Ptak, P. (2025). *Special Issue : New Technologies for Power Electronic Converters and Inverters*. 2–5.
- Saadaoui, O., Khlaief, A., Abassi, M., Chaari, A., & Boussak, M. (2018). A rotor initial position estimation method for sensorless field-oriented control of permanent magnet synchronous

- motor. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 40(15), 4198–4207. <https://doi.org/10.1177/0142331217744848>
- Sánchez, M. (2009). *Calidad de la Energía Eléctrica*.
- Sepeeh, M. S., Zulkifli, S. A., Sim, S. Y., & Pathan, E. (2018). A comprehensive review of field-oriented control in sensorless control techniques for electric vehicle. *International Review of Electrical Engineering*, 13(6), 461–475. <https://doi.org/10.15866/iree.v13i6.15536>
- Shadfar, H., & Reza, H. (2022). *A New Squirrel Cage Rotor Structure to Improve the Dynamic Performance of the Single-Phase Induction Motor*. <https://doi.org/10.22111/IECO.2022.42485.1431>
- Shriwastava, R. G., Daigavane, M. B., & Daigavane, P. M. (2016). Simulation Analysis of Three Level Diode Clamped Multilevel Inverter Fed PMSM Drive Using Carrier Based Space Vector Pulse Width Modulation (CB-SVPWM). *Procedia Computer Science*, 79(Dcml), 616–623. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2016.03.078>
- Siostrzonek, T., Jakub, W., & Dutka, M. (2024). *Impact of Power Quality on the Efficiency of the Mining Process*. 1–14.
- TI Designs. (2018). *74-dB SNR , 10-MSPS , 14-Bit , Analog Front-End Reference*. July, 1–32.
- Tomy, N. M., & Francis, J. (2016). Field Oriented Sensorless Position Control of a Hybrid Stepper Motor with Extended Kalman Filter. *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, V.
- Ton, T. D., Hsieh, M. F., & Chen, P. H. (2021). A novel robust sensorless technique for field-oriented control drive of permanent magnet synchronous motor. *IEEE Access*, 9(July), 100882–100894. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3097120>
- Tripura, P., & Babu, Y. S. K. (2014). Intelligent speed control of DC motor using ANFIS. *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, 26(1), 223–227. <https://doi.org/10.3233/IFS-120729>
- Uyulan, C. (2022). *Backstepping Control Design in Conjunction with an EKF-based Sensorless Field-Oriented Control of an IPMSM*. October. <https://doi.org/10.20944/preprints202210.0298.v1>
- Vacio Loera, O. D. (2016). *CONTROL VECTORIAL DE MOTORES DE INDUCCIÓN*. Universidad Autónoma de Zacatecas.
- Varga, L., & Kuczmam, M. (2018). Methods of Vector Control for Induction Motors. *Acta Technica Jaurinensis*, 11(4), 165–184. <https://doi.org/10.14513/actatechjaur.v11.n4.470>
- Zerdali, E. (2020). *Improved Speed-Sensorless Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive with Feed-Forward Control of Load Torque*. November.