

Análisis del mejoramiento de la calidad de la energía en variadores de velocidad de motores de inducción empleando inversores multinivel y rectificadores controlados

Angie Melissa Galindo Bueno

Tesis de Grado para optar al título de Ingeniero Electricista

Director:

María Alejandra Mantilla Villalobos

Doctora en Ingeniería

Codirector:

Luis David Pabón Fernández

Magíster en Controles Industriales

Universidad Industrial de Santander

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones

Bucaramanga

2020

## **Dedicatoria**

A Dios,

Por darme la fortaleza para culminar con esta meta

A mis hermanos,

Por su sacrificio y acompañamiento en todo este proceso

A mis padres,

Por su apoyo incondicional y sus enseñanzas de mi vida

A mi ahijada,

Por impulsarme a continuar con todos mis proyectos

*Angie Melissa Galindo Bueno*

### **Agradecimientos**

A la Universidad Industrial de Santander, por abrirme las puertas, permitirme ser miembro y una egresada de esta importante institución. A mi directora María Alejandra, por ser un gran apoyo durante toda mi carrera universitaria, por su paciencia y su dedicación para dirigir este proyecto dándome siempre los mejores consejos. A mi codirector Luis David, por sus recomendaciones y acompañamiento en el desarrollo de este proyecto. A cada uno de los docentes y miembros de la E3T, por toda su orientación, todo lo aprendido y las oportunidades que me dieron en este proceso de formación profesional. A mis amigas (Andrea, Yessica y Silvia) con las que estuve desde el inicio de la vida universitaria y junto con (Maira y Palis), por compartir tantos momentos y alegrías juntas. A mi amiga Isabela por ser ese apoyo incondicional. A todos mis compañeros y colegas que compartieron conmigo todos estos años. A mi novio Daniel, por su amor y motivación en varias etapas de mi vida universitaria, sobre todo en desarrollo y culminación de este proyecto. Al grupo MPPC por sus oraciones para poder terminar con éxito esta carrera.

## Contenido

	Pág.
Introducción .....	12
1. Objetivos.....	14
1.1. Objetivos .....	14
1.2. Objetivos Específicos.....	14
2. Inversor de potencia.....	15
2.1. Inversor multinivel tipo NPC .....	17
2.2. Modulación por ancho de pulso por desplazamiento de nivel .....	20
3. Control escalar del motor .....	22
3.1. Motor de inducción .....	22
3.2. Control escalar.....	26
4. Rectificador .....	30
4.1. Rectificador no controlado .....	31
4.2. Rectificador controlado.....	35
4.3. Control de corriente por histéresis .....	37
5. Parámetros de calidad de la energía .....	39
6. Análisis de resultados del inversor de potencia operado como variador de velocidad .....	40
6.1. Resultados de la conmutación del inversor .....	41
6.2. Resultados de velocidad y par útil utilizando el control escalar .....	43
6.3. Corrientes de salida inversor .....	50
6.4. Tensiones de salida inversor .....	51

7. Análisis de calidad de la energía.....	53
7.1. Resultados para el inversor de 2 niveles .....	54
7.2. Resultados para el inversor de 3 niveles .....	56
7.3. Resultados para el inversor de 5 niveles .....	59
8. Análisis de resultados del rectificador.....	62
9. Observaciones.....	66
10. Conclusiones .....	67
Referencias Bibliográficas .....	68

**Lista de figuras**

	Pág.
Figura 1. Clasificación de los inversores de potencia.....	16
Figura 2. Esquema del inversor en puente completo monofásico .....	16
Figura 3. Esquema del inversor puente completo trifásico.....	17
Figura 4. Esquema del inversor NPC de tres niveles monofásico .....	18
Figura 5. Esquema del inversor NPC de cinco niveles monofásico .....	18
Figura 6. Esquema del inversor NPC de 3 niveles trifásico .....	19
Figura 7. LS-PWM para inversor NPC 3 niveles .....	21
Figura 8. Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla .....	23
Figura 9. Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla .....	24
Figura 10. Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla .....	24
Figura 11. Esquema control V/f con sensor de velocidad .....	26
Figura 12. Relación V/f motor de inducción .....	27
Figura 13. Relación V/f motor WEG W22 Trifásico IE1 3 HP .....	28
Figura 14. Código de la función V/f implementada en MATLAB.....	29
Figura 15. Lazo de control escalar implementado en MATLAB/Simulink.....	29
Figura 16. Rectificador no controlado trifásico puente completo.....	31
Figura 17. Rectificador controlado trifásico puente completo a base de transistores.....	31
Figura 18. Rectificador no controlado MATLAB/Simulink.....	32
Figura 19. Rectificador controlado MATLAB/Simulink.....	36

Figura 20. Forma de onda de la banda fija de histéresis junto con las corrientes del filtro y de referencia (izquierda). Diagrama esquemático del control por banda de histéresis por fase, para producir los pulsos de activación del rectificador (derecha). .....	37
Figura 21. Esquema de control del rectificador (PI+ histéresis) MATLAB/Simulink .....	38
Figura 22. PWM 2 Niveles – fase a .....	42
Figura 23. PWM 3 Niveles – fase a .....	42
Figura 24. PWM 5 Niveles –fase a .....	43
Figura 25. Control de velocidad con referencia constante.....	44
Figura 26. Par útil con referencia constante.....	45
Figura 27. Control de velocidad con referencia de escalón .....	46
Figura 28. Par útil con referencia de escalón .....	47
Figura 29. Control de velocidad con carga .....	48
Figura 30. Par útil con carga.....	49
Figura 31. Corrientes de salida inversor .....	51
Figura 32. Tensiones de fase.....	52
Figura 33. Tensiones de línea .....	53
Figura 34. FFT Corriente 2 niveles.....	54
Figura 35. FFT Tensión de fase 2 Niveles .....	55
Figura 36. Datos Tensión de línea 2 niveles .....	55
Figura 37. FFT Corriente 3 Niveles.....	57
Figura 38. FFT Tensión de fase 3 Niveles .....	57
Figura 39. FFT Tensión de línea 3 Niveles.....	58
Figura 40. FFT Corriente 5 Niveles.....	59

Figura 41. FFT Tensión de fase 5 Niveles .....	60
Figura 42. FFT Tensión de línea 5 Niveles.....	61
Figura 43. Corriente de entrada .....	63
Figura 44. Tensión de salida .....	63
Figura 45. Corriente de Controlada .....	64
Figura 46. FFT corriente no controlada .....	65
Figura 47. FFT corriente controlada .....	65

**Lista de tablas**

	Pág.
Tabla 1. Estados de conmutación inversor monofásico puente completo 2 niveles, mostrado en la Figura 2 .....	19
Tabla 2. Estados de conmutación inversor monofásico NPC para 3 niveles, mostrado en la Figura 4.....	20
Tabla 3. Estados de conmutación inversor monofásico NPC para 5 niveles, mostrado en la Figura 5.....	20
Tabla 4. Datos del motor WEG W22.....	25
Tabla 5. Parámetros de calidad para 2 niveles.....	56
Tabla 6. Parámetros de calidad para 3 niveles.....	59
Tabla 7. Parámetros de calidad para 5 niveles.....	61
Tabla 8. Parámetros de calidad para rectificador.....	66

## Resumen

**Título:** Análisis del mejoramiento de la calidad de la energía en variadores de velocidad de motores de inducción empleando inversores multinivel y rectificadores controlados \*

**Autor:** Angie Melissa Galindo Bueno \*\*

**Palabras Clave:** Variador de velocidad, Control escalar, Inversor multinivel, Rectificador, Convertidor.

**Descripción:** Este trabajo de grado contempla el análisis de la calidad de la energía de un variador de velocidad de un motor de inducción trifásico, controlado mediante una técnica escalar, considerando diferentes topologías para los convertidores electrónicos de potencia. El variador de velocidad contemplado en este trabajo, corresponde a un convertidor AC/AC con enlace de DC de dos etapas (rectificador/inversor). Se consideran tres diferentes topologías de inversores (inversor trifásico en puente completo de dos niveles, y los inversores trifásicos multinivel en topología de enclavamiento por diodos NPC de tres y cinco niveles), y dos topologías de rectificadores (rectificador trifásico en puente completo de dos niveles no controlado y controlado). La calidad de la energía de las señales de tensión y corriente es analizada para las diferentes topologías mencionadas mediante simulaciones en la herramienta MATLAB/Simulink, con el fin de comparar su comportamiento.

Los resultados obtenidos mostraron una mejora en la calidad de las señales de tensión y corriente suministradas al motor, al incrementar el número de niveles del inversor, además, de corroborar que el control escalar del motor no se ve afectado con la variación del número de niveles. Todo esto se irá desarrollando en el transcurso del presente informe.

---

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos. Dr en Ingeniería. Codirector: Luis David Pabón Fernández. MSc en Controles Industriales.

### Abstract

**Title:** Analysis of the improvement of power quality in induction motor variable speed drives using multilevel inverters and controlled rectifiers \*

**Autor:** Angie Melissa Galindo Bueno \*\*

**Key Words:** Variable speed drive, Scalar control, Multi-level inverter, Rectifier, Inverter.

**Description:** This degree work considers the analysis of the power quality of a variable speed drive for a three-phase induction motor, controlled by a scalar technique, considering different topologies for the power electronic converters. The variable speed drive corresponds to an AC/AC converter with DC-link and two stages (rectifier/inverter). This project considers three different topologies of inverters (the three phase two levels full bridge inverter and the three phase neutral point-clamped two and three levels inverters), and two topologies of rectifiers (the three phase full bridge controlled and no controlled rectifier). The power quality of the voltage and current signals is analyzed for the different topologies by simulations in the MATLAB/Simulink tool, in order to compare their behavior. The voltage and current waveform were simulated through simulations in MATLAB/Simulink for examined its behavior.

The results showed an improvement in the quality of the voltage and current signals supplied to the motor, by increasing the number of levels of the inverter. In addition, the results corroborated that the scalar control of the motor is not affected by the variation in the number of levels. All of this will be developed in the course of this report.

---

\* Degree Work

\*\* Faculty of Physical Mechanical Engineering. School of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering. Director: María Alejandra Mantilla Villalobos. PhD in Engineering. Codirector: Luis David Pabón Fernández. MSc in Industrial Controls.

### **Introducción**

Desde hace varias décadas el sector industrial ha optado por incorporar máquinas de inducción trifásicas, las cuales son capaces de entregar la misma potencia de una máquina de corriente continua, pero con un menor tamaño y costo. Además, se tiene un alto par de arranque, una mejor regulación de velocidad y una excelente eficiencia que garantiza la buena operación durante largos periodos de trabajo. Por estas razones, es mucho más ventajoso el uso de estas máquinas en aplicaciones industriales, y por lo cual se hace necesario ampliar el área de investigación y estudio de herramientas de control que permitan tener una mejor manipulación de éstos equipos (Arnanzb, García, & Miguel, 2016).

La variación de velocidad en motores de inducción es un tema de gran interés para el campo del control de sistemas eléctricos, debido a su complejidad en el modelo matemático, además de su comportamiento no lineal en zona saturada y las altas corrientes de magnetización que provoca mayores pérdidas reduciendo el factor de potencia de la máquina. Por esto se hace necesario plantear algoritmos de control avanzado y contar con elementos de electrónica de potencia que permitan su implementación (Arnanzb, García, & Miguel, 2016).

Los métodos de control moderno son una herramienta que facilita plantear un algoritmo que cumpla con lo necesario para llevar a cabo lo anteriormente dicho sobre la velocidad de una máquina de inducción. Estos métodos se basan en la utilización de convertidores de potencia que permiten regular la tensión y la frecuencia de alimentación. Dicho método de control puede ser de forma vectorial o escalar (Arnanzb, García, & Miguel, 2016).

El control escalar permite manipular la magnitud de las variables usando el modelo matemático de la máquina en estado estacionario, manteniendo constante la relación Voltios/Hertz, para que el flujo magnético en el entrehierro sea constante, y así producir un torque constante en el eje a una velocidad deseada.

Partiendo de lo anterior, este trabajo de grado considera el diseño de un control escalar V/f aplicado a un motor de inducción que es alimentado por un convertidor de potencia AC/AC trifásico con enlace de DC de dos etapas (rectificador/inversor). Se contempla evaluar la calidad de las señales (tensión y corriente) suministradas al motor para tres topologías de inversores diferentes, con el fin de analizar las mejoras que pueden ofrecer las tecnologías de inversores multinivel tipo NPC (*Neutral Point-Clamped*) en esta aplicación.

Asimismo, se busca analizar las mejoras que pueden obtenerse en términos de calidad de las señales de corriente de entrada, al emplear un rectificador trifásico controlado, con respecto al rectificador trifásico tradicional no controlado a base de diodos, conectado a una carga resistiva que modela la potencia activa entregada al motor controlado.

Esta tesis está estructurada por las siguientes secciones donde se explica su desarrollo. En la sección 2 se muestra lo relacionado con el inversor de potencia de dos niveles convencional, de tres y cinco niveles en topología NPC, conceptos teóricos y el montaje en el simulador. En la sección 3 se muestran los conceptos de la máquina de inducción y se describe el procedimiento matemático para diseño del lazo de control escalar V/f. En la sección 4 se procede al desarrollo del tema de los rectificadores no controlado y controlado. En la sección 5 se describen las ecuaciones para el cálculo de los parámetros a calcular para evaluar la calidad de las señales en cada inversor y rectificador. En la sección VI se procede a evaluar los parámetros de calidad para las señales eléctricas de tensión y corriente proporcionadas al motor de inducción, para las tres topologías de inversor de potencia en estudio. Asimismo, se realiza el estudio de las dos topologías de rectificador de potencia consideradas, con el fin de hacer un análisis de las mejoras en términos de la calidad de las señales de corriente demandadas a la red eléctrica. Por último, en las secciones 7 y 8, se presentan las observaciones y conclusiones del trabajo realizado.

## 1. Objetivos

### 1.1. Objetivo General

Realizar un análisis comparativo de la calidad de las señales eléctricas de tensión y corriente en variadores de velocidad de motores de inducción considerando diferentes topologías para los convertidores electrónicos de potencia (rectificador e inversor).

### 1.2. Objetivos Específicos

Para garantizar el cumplimiento del objetivo general del proyecto se plantean los siguientes objetivos específicos:

Diseñar un sistema de control basado en la técnica escalar para la variación de velocidad de un motor de inducción trifásico.

Simular tres topologías de inversor de potencia (inversor trifásico en puente completo de dos niveles, y los inversores trifásicos en topología NPC de tres y cinco niveles), controlados para la aplicación de estudio (variador de velocidad del motor de inducción).

Evaluar la distorsión armónica presente en las señales eléctricas de tensión y corriente proporcionadas al motor de inducción, para las tres topologías de inversor de potencia en estudio.

Simular dos topologías de rectificador de potencia (rectificador trifásico en puente completo no controlado y rectificador trifásico controlado) para la aplicación de estudio.

Analizar las mejoras en términos de la calidad de las señales de corriente de entrada del variador de velocidad para las dos topologías de rectificador estudiadas.

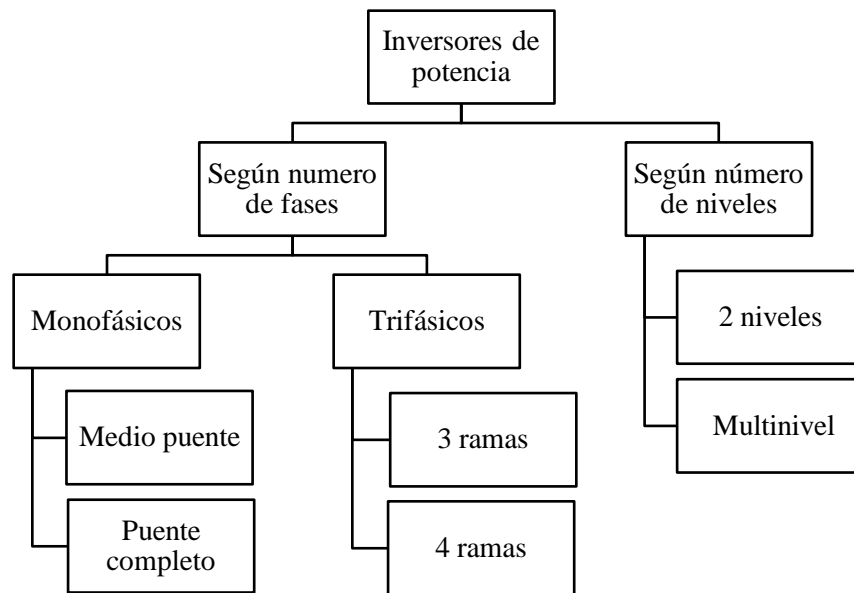
## 2. Inversor de potencia

El inversor es un dispositivo construido a base de dispositivos semiconductores de potencia con el fin de convertir señales de corriente continua a corriente alterna, con una magnitud y frecuencia deseadas. Tienen una gran variedad de aplicaciones, tal como: energía solar fotovoltaica, energía eólica, sistema de alimentación ininterrumpida (UPS), entre otros. En este caso se estudiará su uso en variadores de velocidad.

Los inversores de potencia pueden clasificarse según su número de fases y número de niveles. El número de niveles de un convertidor se puede definir como el número de pasos o valores de tensión constante que pueden ser generados por el convertidor entre el terminal de salida y cualquier nodo de referencia interno arbitrario dentro del convertidor (Rodríguez, y otros, 2009). Específicamente si el número de niveles en la tensión de salida es mayor de dos, este se define como inversor multinivel, tal como se muestra la Figura 1.

Figura 1.

*Clasificación de los inversores de potencia*



En la Figura 2 y la Figura 3 se puede observar el inversor en puente completo monofásico y trifásico, respectivamente, en los cuales se obtienen dos niveles de tensión a las salidas entre fase y neutro del inversor (fase medida con respecto al nodo n de la Figura 2).

Figura 2.

*Esquema del inversor en puente completo monofásico*

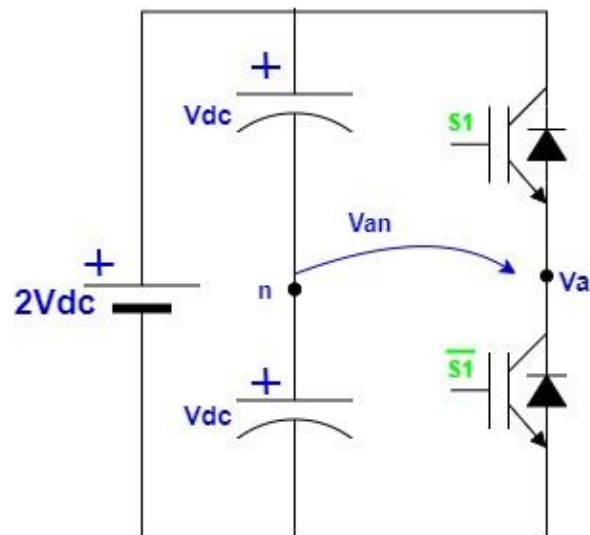
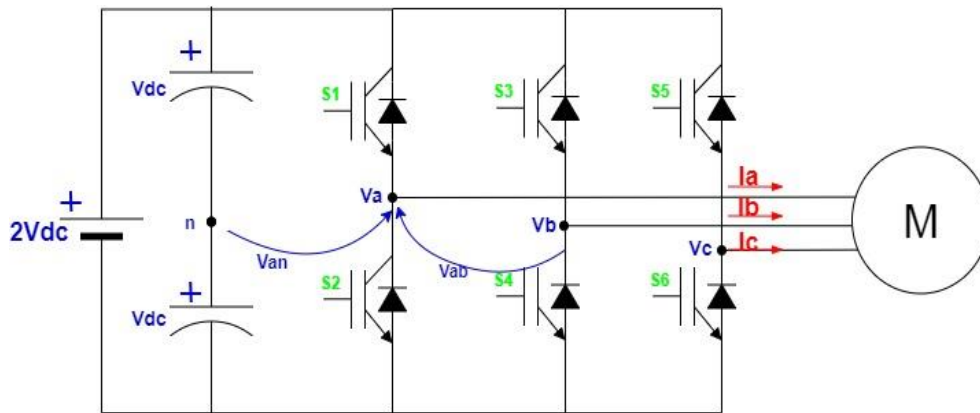


Figura 3.

*Esquema del inversor puente completo trifásico*



Tal como se había señalado anteriormente, los inversores multinivel pueden generar una forma de onda de tensión de varios pasos o escalones. Existen varios tipos de inversores multinivel (para más información ver referencia (Rodríguez, y otros, 2009)), en este caso se estudiará la topología de diodos anclados al neutro de tres ramas.

### 2.1. Inversor multinivel tipo NPC

El inversor en topología de diodos anclados al neutro, traducido al inglés de *Neutral Point Clamped Converter* (NPC), fue propuesto por Nabae, Takahashi y Akagi en el año 1999.

Para el inversor de tres niveles (ver Figura 4), el bus de continua se encuentra conformado por dos condensadores, en donde el punto neutro del inversor (n) es el punto medio o punto de conexión entre estos. Para obtener un adecuado funcionamiento del inversor es necesario que el valor de tensión de cada condensador sea igual a la mitad del bus de continua.

A la salida se obtienen diferentes valores de tensiones dependiendo del número de niveles que se quiera implementar. Para este proyecto se trabajan las topologías de tres y cinco niveles.

En la Figura 4 y la Figura 5 se puede apreciar los niveles monofásico, y en la Figura 6 el de tres niveles trifásico.

Figura 4.

*Esquema del inversor NPC de tres niveles monofásico*

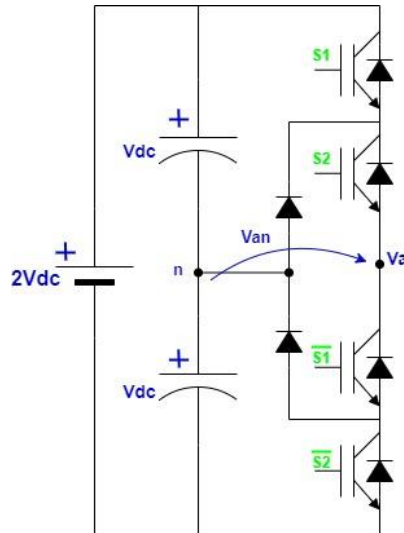


Figura 5.

*Esquema del inversor NPC de cinco niveles monofásico*

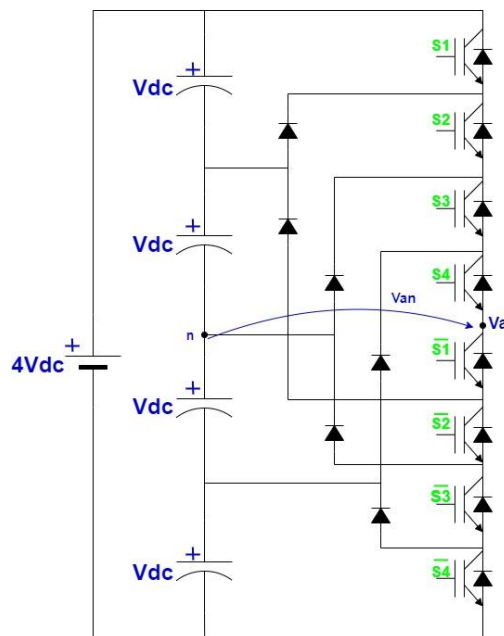
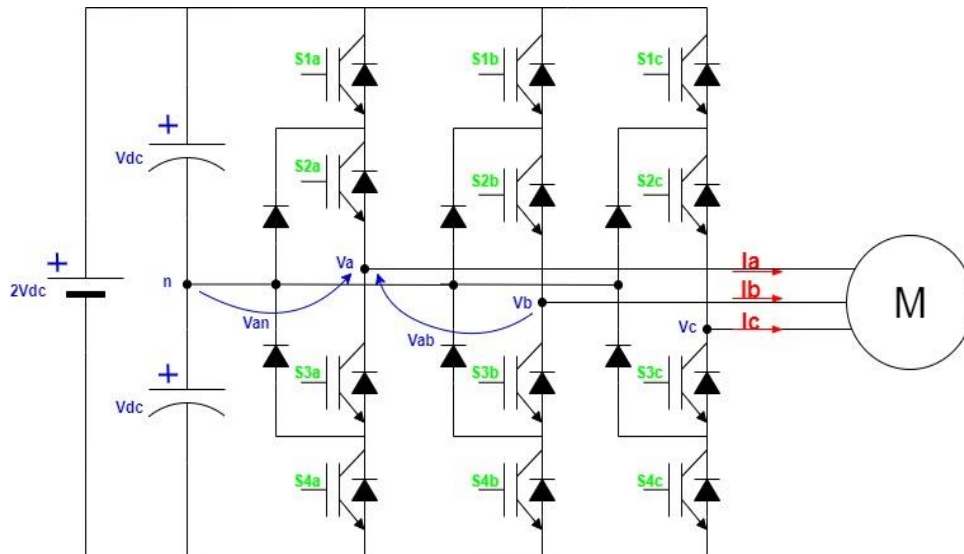


Figura 6.

*Esquema del inversor NPC de 3 niveles trifásico*



La carga conectada al inversor de la Figura 6, es un motor trifásico de inducción, al cual, se le realiza un control escalar que se describe en el siguiente capítulo.

En la Tabla 1, Tabla 2 y Tabla 3, se presentan los estados de conmutación y tensiones de salida para el inversor monofásico en puente completo de dos niveles, y los inversores monofásicos NPC de tres y cinco niveles, respectivamente.

Tabla 1.

*Estados de conmutación inversor monofásico puente completo 2 niveles, mostrado en la Figura 2*

S1	Van
1	Vdc
0	-Vdc

Tabla 2.

*Estados de conmutación inversor monofásico NPC para 3 niveles, mostrado en la Figura 4*

S1	S2	V <sub>an</sub>
1	0	V <sub>dc</sub>
1	1	0
0	1	-V <sub>dc</sub>
0	0	0

Tabla 3.

*Estados de conmutación inversor monofásico NPC para 5 niveles, mostrado en la Figura 5*

S1	S2	S3	S4	V <sub>an</sub>
1	1	1	1	2V <sub>dc</sub>
0	1	1	1	V <sub>dc</sub>
0	0	1	1	0
0	0	0	1	-V <sub>dc</sub>
0	0	0	0	-2V <sub>dc</sub>

## 2.2. Modulación por ancho de pulso por desplazamiento de nivel

Para sintetizar la tensión deseada en la salida de AC del inversor, se hace uso de la técnica LS-PWM (*Level Shifted Pulse Width Modulation*), la cual permite generar los pulsos de conmutación necesarios para activar los transistores del inversor. La técnica SPWM se basa en la comparación de una señal moduladora (tensión deseada) y varias señales portadoras triangulares desplazadas en nivel. El número de señales portadoras depende del número de niveles del inversor (Rodríguez, y otros, 2009). Este método de modulación es especialmente útil para convertidores

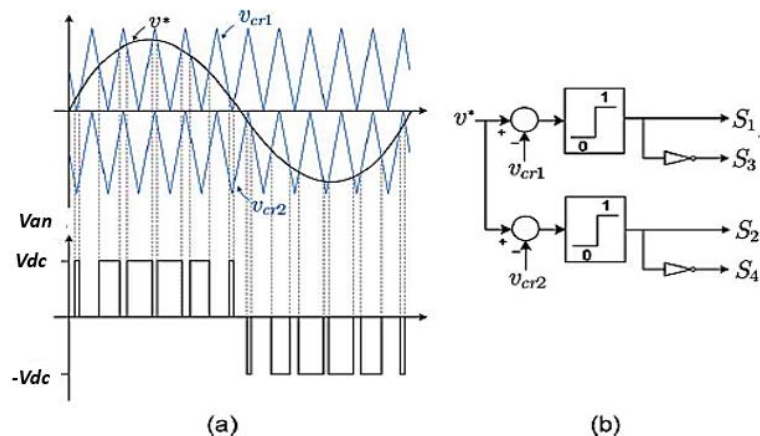
NPC, ya que cada operador (comparación entre cada una de las señales portadoras y la señal moduladora) se puede asociar fácilmente a dos interruptores de potencia del convertidor.

Para los inversores de dos, tres y cinco niveles, se requiere el uso de 1, 2 y 4 señales portadoras triangulares desplazadas en nivel, respectivamente (para mayor información sobre esta técnica ver referencia (Rodríguez, y otros, 2009)).

En la Figura 7, se ilustra un ejemplo de las señales portadoras (señales triangulares desplazadas en nivel) y la señal moduladora (señal sinusoidal) con su esquema de control, para un inversor monofásico NPC de tres niveles. Específicamente, en la Figura 7 (a) se puede observar: la comparación de las señales portadoras y moduladora, y la tensión de salida de pulsos generada ( $V_{an}$ ) para el inversor de la Figura 4. En la Figura 7 (b) se muestra el diagrama de control que realiza este algoritmo.

Figura 7.

#### *LS-PWM para inversor NPC 3 niveles*



Fuente: (Rodríguez, y otros, 2009)

Para las configuraciones trifásicas, la generación de los pulsos de conmutación se realiza de la misma forma, pero desfasando la señal moduladora (señal sinusoidal) ángulos de  $-120^\circ$  y  $120^\circ$  para las fases  $b$  y  $c$ , respectivamente, según secuencia positiva.

Para la aplicación considerada en este trabajo, las señales moduladoras o señales de referencia de tensión, son generada por medio del algoritmo de control escalar del motor, explicado en la siguiente sección.

### 3. Control escalar del motor

En primer lugar, se describirán los conceptos fundamentales del funcionamiento de la máquina de inducción, cuyo modelado matemático servirá de base para la descripción del control escalar.

#### 3.1. Motor de inducción

Partiendo de lo anterior, los motores de inducción derivan su nombre de la forma en que se crea el campo magnético en el rotor. El rotor puede ser de dos clases, devanado o jaula de ardilla, este último, es de los más utilizados en la industria; está compuesto por barras conductoras dispuestas entre ranuras que forman una jaula cilíndrica (Akin & Garg, 2013).

El bobinado del estator está formado por tres bobinados individuales que se superponen y están escalados con un ángulo eléctrico de  $120^\circ$ . Cuando se conecta a la alimentación, la corriente entra primero magnetiza el estator. Esta corriente de magnetización genera un campo rotativo que gira con la velocidad de sincronismo  $\Omega_S$ , esta velocidad está dada por la ecuación (2).

La velocidad del rotor se indica mediante  $\Omega_R$ . Las frecuencias del estator y del rotor están vinculadas por un parámetro llamado el deslizamiento  $s$ , expresado por:

$$s = \frac{\omega_S - \omega_R}{\omega_S} \quad (1)$$

$$\text{Velocidad del estator: } \Omega_s = \frac{\omega_s}{\#polos} \quad (2)$$

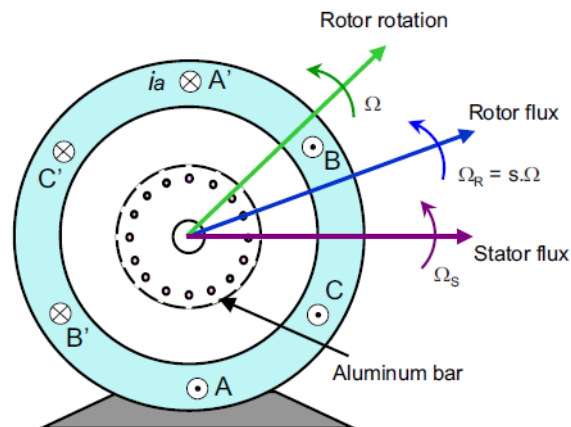
$$\text{Velocidad del rotor: } \Omega_R = (1 - s) \frac{\omega_s}{\#polos} \quad (3)$$

El deslizamiento representa la diferencia entre la frecuencia síncrona y la velocidad de rotación real del motor (Akin & Garg, 2013), donde  $\omega_s$  y  $\omega_R$  están en  $[rad/s]$ .

En la Figura 8 se puede observar un esquema de la vista de corte del motor jaula de ardilla.

Figura 8.

*Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla*



*Fuente: (Akin & Garg, 2013).*

Como los devanados del estator están acoplados inductivamente; un motor de inducción en su funcionamiento se asemeja al de un transformador con devanado secundario giratorio. En la Figura 9 se muestra el circuito equivalente por fase de un motor de inducción trifásico equilibrado.

En este modelo los parámetros son:

$V_s$ : Tensión aplicada por fase

$\omega$ : Frecuencia de la red

$R_s$ : Resistencia del estator

$L_s$ : Inductancia del estator

$R_R$ : Resistencia del rotor

$L_R$ : Inductancia del rotor

$R_c$ : Resistencia de pérdidas del núcleo

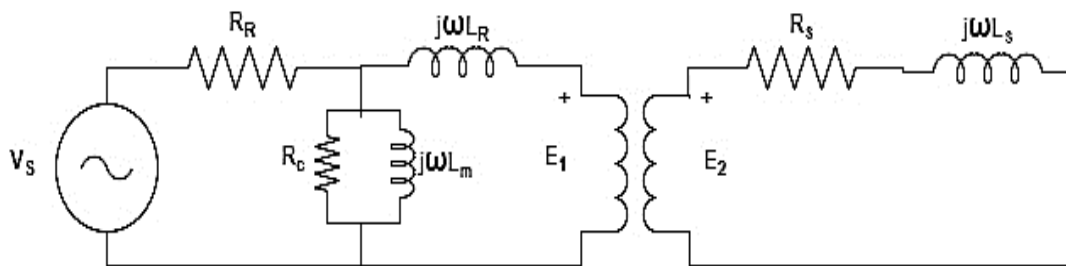
$L_m$ : Inductancia de magnetización

$E_1$ : Tensión inducida en el estator

$E_2$ : Tensión inducida en el rotor

Figura 9.

*Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla*



Para este proyecto se selecciona un motor de inducción comercial jaula de ardilla trifásico de la marca WEG referencia W22 IE1 de 3HP. Este motor se observa en la Figura 10 a continuación.

Figura 10.

*Esquema motor trifásico de inducción jaula de ardilla*



*Fuente: (WEG, 2020)*

A continuación, en la Tabla 4 se muestran los parámetros del motor de inducción seleccionado, estos son sacados del catálogo que se encuentra en la página web. Los parámetros que se presentan en la tabla son:

$W$ : Potencia activa del motor

$V_n$ : Tensión nominal aplicada por fase

$f$ : Frecuencia de la red

$N_R$ : Velocidad nominal del motor

$R_s$ : Resistencia del estator

$L_s$ : Inductancia del estator

$R_R$ : Resistencia del rotor

$L_R$ : Inductancia del rotor

$I$ : Inercia de la máquina

$\#Polos$ : Numero de polos del motor

Tabla 4.

*Datos del motor WEG W22*

Motor WEG W22 Trifásico IE1 3 HP					
<b>Parámetro</b>	W (hp)	$V_n$ (Vrms)	f (Hz)	$N_r$ (rpm)	$R_s$ ( $\Omega$ )
<b>Valor</b>	3	220	60	3600	0.435
<b>Parámetro</b>	$L_s$ (mH)	$R_r$ ( $\Omega$ )	$L_r$ (mH)	I (J)	# polos
<b>Valor</b>	2	0.816	2	0.089	2

Para construir el variador de velocidad, se hace necesario conocer las ecuaciones de la máquina y buscar una estrategia de control que permita obtener una velocidad deseada. Para este

caso se hace uso de una de las técnicas de control moderno para motores de inducción: el control escalar.

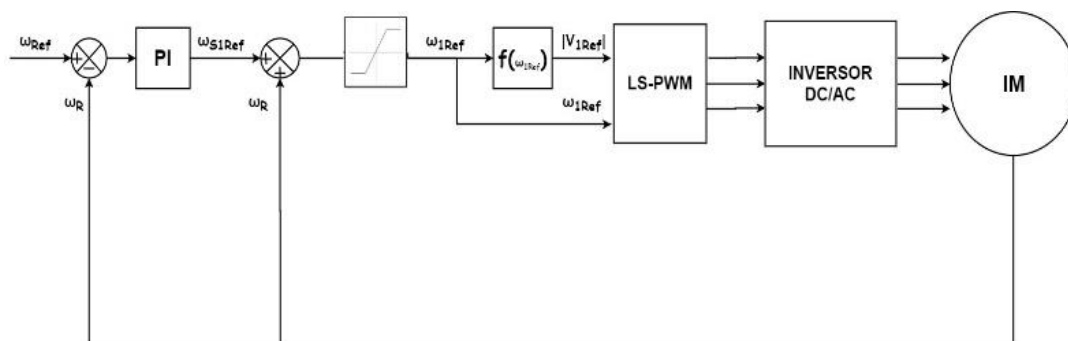
### 3.2. Control escalar

Concretamente, el control escalar consiste en mantener una relación constante entre la tensión y la frecuencia eléctrica de alimentación del motor, a medida que se varía esta última para regular la velocidad de giro. Al modificar dicha frecuencia, se varía la frecuencia de sincronismo del motor, por lo que, para un mismo par, la velocidad de giro será diferente. La regulación de la amplitud de la tensión de alimentación se realiza para mantener constante la densidad de flujo magnético (Arnanzb, García, & Miguel, 2016).

En la Figura 11 se muestra el esquema del lazo de control escalar para un motor de inducción convencional alimentado por un inversor de potencia, utilizando el modelo de máquina en estado estable y un sensor de velocidad (Vas, 1998).

Figura 11.

*Esquema control V/f con sensor de velocidad*



En este esquema, la frecuencia angular de referencia del estator se obtiene utilizando la siguiente ecuación:

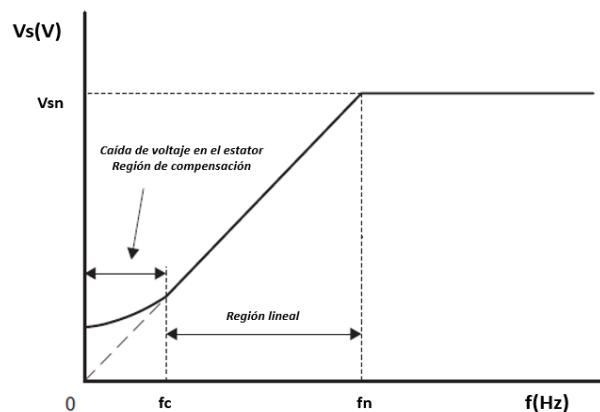
$$\omega_{1Ref} = \omega_{S1Ref} + \omega_R \quad (4)$$

Donde  $\omega_{1Ref}$  después de pasar por un bloque saturador, es la entrada del generador de funciones  $f(\omega_{1Ref})$ , el cual relaciona matemáticamente la tensión y la frecuencia del motor, la frecuencia  $\omega_{S1Ref}$  se estima utilizando un PI con el fin de que la velocidad medida en el motor siga la velocidad de referencia. La salida del generador de funciones es la amplitud de la señal de referencia del proceso de modulación  $|\overline{V_{1Ref}}|$  y  $\omega_{1Ref}$  corresponde con la frecuencia de la misma. Si los efectos de la resistencia del estator son despreciados, entonces se puede asegurar un flujo constante del estator,  $|\overline{V_{1Ref}}|$  varía linealmente con la frecuencia del estator (por tanto, la función  $f$  es una función lineal de  $\omega_{1ref}$ ) (Vas, 1998).

La función que relaciona la tensión y la frecuencia del motor está dada por la gráfica de la Figura 12. La respuesta de velocidad en el extremo bajo no es crítica, dado que la tensión nominal, que también es la tensión máxima, es aplicada al motor a la frecuencia nominal, por lo tanto solo la información de frecuencia nominal mínima y máxima es necesaria para implementar dicha función.

Figura 12.

*Relación V/f motor de inducción*

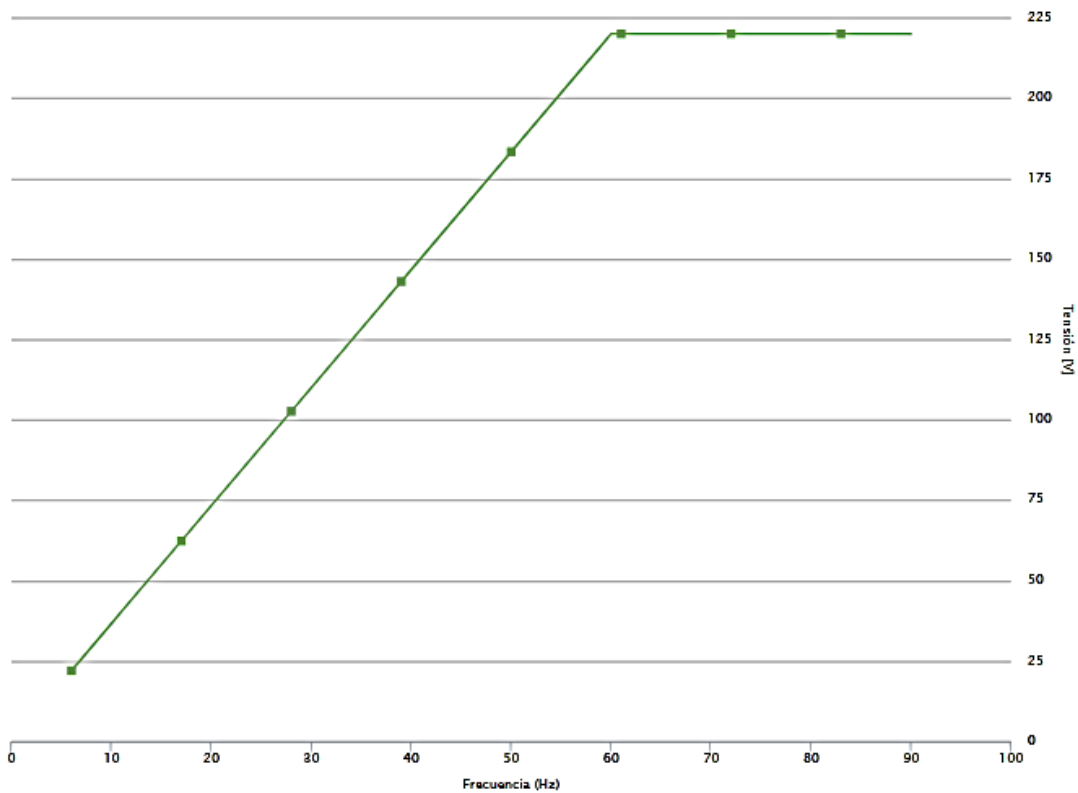


Fuente: (Akin & Garg, 2013).

Para el motor seleccionado la frecuencia nominal es de 60 [Hz] a una tensión nominal de 220 [V]. Para generar esta función se despeja matemáticamente la ecuación de la recta con los puntos que se tienen en la curva de la Figura 13, donde se puede ver la característica V/f del motor seleccionado.

Figura 13.

*Relación V/f motor WEG W22 Trifásico IE1 3 HP*



*Fuente: (WEG, 2020).*

Se establece la frecuencia en unidades de [rad/s] y así se genera una función en MATLAB/Simulink como se muestra en la Figura 14. Donde  $u$  es la frecuencia que entra a la función, con la cual se obtiene la amplitud de la señal de referencia del proceso de modulación mencionado anteriormente.

Figura 14.

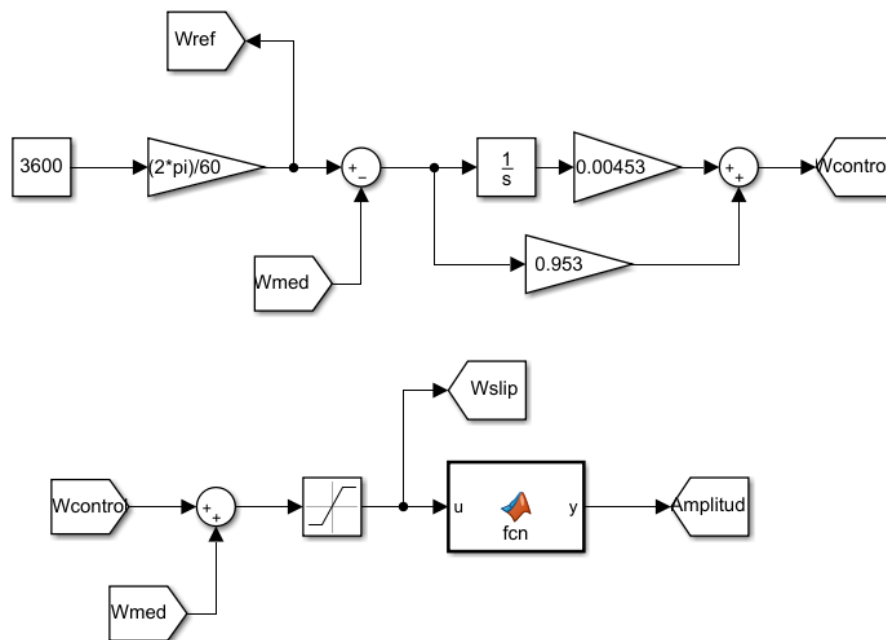
*Código de la función V/f implementada en MATLAB*

```
function y = fcn(u)
    if u<=120*pi
        y=0.5836*u-0.0002504;
    else
        y=220;
    end
end
```

A continuación, en la Figura 15 se muestra el esquema de control proporcional integral (PI) diseñado para obtener la velocidad de referencia que se desea. Las constantes del PI para que el control de velocidad son  $K_p=0.953$  y  $K_i=0.00453$ .

Figura 15.

*Lazo de control escalar implementado en MATLAB/Simulink*



Este proceso funciona de la siguiente forma. Primero se establece la velocidad que se desea obtener, la cual se denomina velocidad de referencia, en unidades de [rpm], y luego se convierte

en unidades de [rad/s] para tener consistencia con las variables del bloque de la función en MATLAB. Una vez se tiene la velocidad de referencia, se calcula la diferencia de error, restándole la velocidad medida directamente del motor. Dicho error se pasa por un PI, que se encarga de obtener el dato principal del controlador para ser sumado con la velocidad medida.

Para evitar que la frecuencia tome valores superiores a la que trabaja el motor, la velocidad resultante, la cual se denomina velocidad de deslizamiento, se pasa por un bloque de saturación para que limite la frecuencia entre 0 y 2 veces la nominal. Esto se realiza antes de entrar el dato de la frecuencia a la función de MATLAB, con el fin de tener unos rangos de trabajo deseados para la máquina.

Con eso se obtiene el valor de amplitud deseado para la tensión sinusoidal de referencia, y su frecuencia respectiva que va a emplearse en el proceso de modulación LS-PWM.

#### **4. Rectificador**

Un rectificador es un dispositivo electrónico capaz de convertir una señal de alterna en una de continua, mediante dispositivos semiconductores de potencia como diodos, tiristores o transistores.

Cuando el rectificador contiene un filtro capacitivo, éste permite modificar la señal de salida incrementando el valor medio entregado a la carga y reduciendo el rizado de la tensión de salida (Universidad BIO BIO, 2020).

Existen varias clases de rectificadores, para este caso se hace énfasis en los rectificadores trifásicos de onda completa no controlado a base de diodos y controlado a base de transistores. En

la Figura 16 se presenta el esquema del rectificador no controlado y en la Figura 17 se presenta el esquema del rectificador controlado.

Figura 16.

*Rectificador no controlado trifásico puente completo*

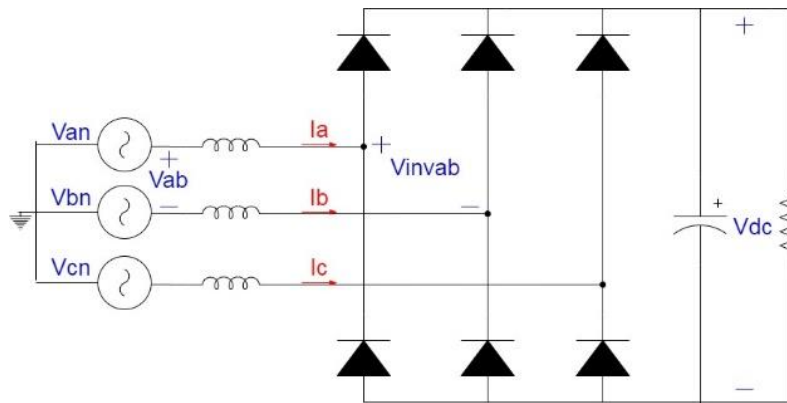
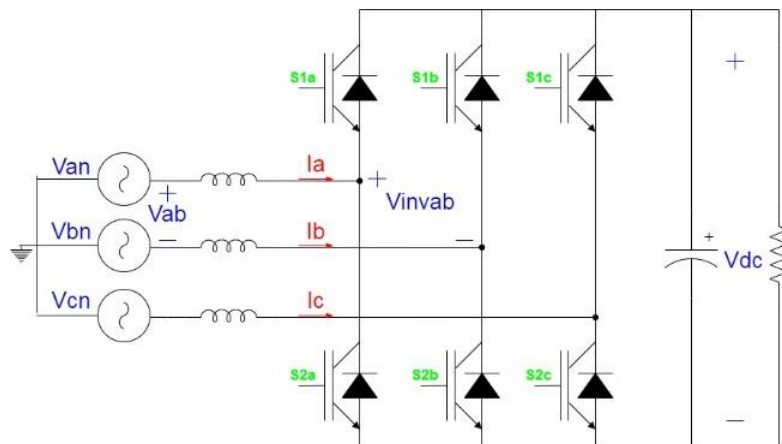


Figura 17.

*Rectificador controlado trifásico puente completo a base de transistores*



#### 4.1. Rectificador no controlado

Un rectificador no controlado es un arreglo circuital compuesto por diodos y filtros de conexión.

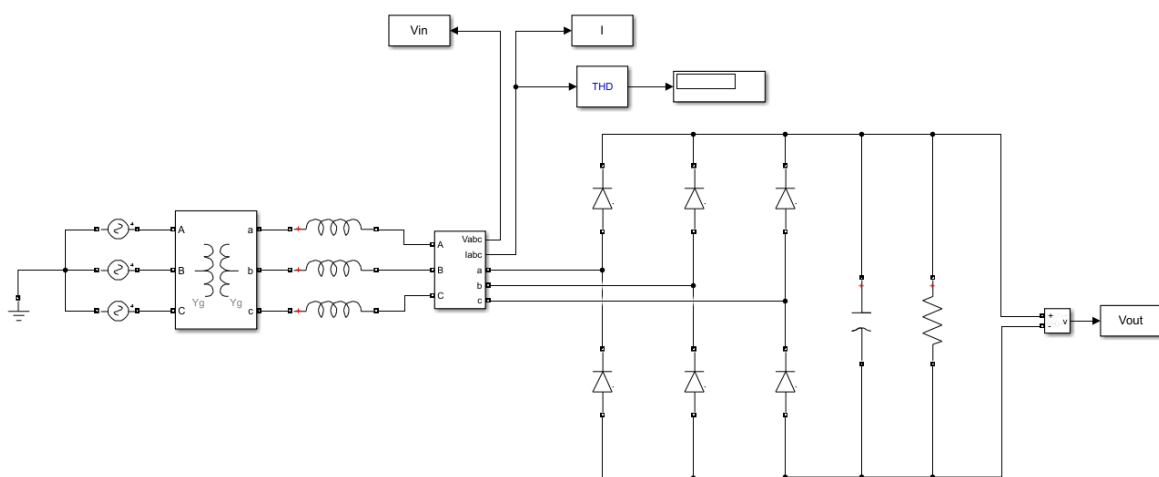
Una desventaja de estos rectificadores es que inyectan armónicos a la red eléctrica lo cual incrementa la potencia no activa, reduciendo el factor de potencia del sistema. Los armónicos tienen efectos adversos en el sistema eléctrico como pérdidas extras en los capacitores, transformadores y máquinas rotativas, ruido desde motores y otros aparatos, interferencia telefónica, etc.

Existen varias técnicas para mitigar la distorsión armónica provocada por los rectificadores, entre los que se encuentran: filtros pasivos, multiplicación de fase, compensación armónica activa, entre otras; las cuales necesitan componentes adicionales (L & Sincy, 2017).

Con esta configuración, el voltaje que se refleja en la carga será el de la fuente de voltaje que posee mayor magnitud, sea positiva o negativa, la fuente de mayor magnitud polarizará sus diodos correspondientes para formar una trayectoria cerrada (Universidad BIO BIO, 2020). En la Figura 18 se puede observar el montaje de dicho rectificador en MATLAB/Simulink.

Figura 18.

*Rectificador no controlado MATLAB/Simulink*



Una observación importante en este rectificador es que no deben entrar en modo de conducción los dos diodos de una misma pierna del puente, ya que se presentaría un cortocircuito, anulando la tensión en la carga. Si además de esta condición existe otro diodo que entre en conducción, el cortocircuito afectará a la red de alimentación (Universidad BIO BIO, 2020).

Para este rectificador se tiene una carga resistiva, se le añade un filtro capacitivo a la salida y uno inductivo a la entrada como se observa en la Figura 16. El procedimiento para calcular dichos elementos se muestra continuación.

En primera instancia, se utiliza un transformador trifásico que reduce la tensión de entrada de la red a la necesaria para obtener una tensión línea a línea en el secundario de 440 V pico a pico.

Con las ecuaciones 5 y 6 se calcula el valor de R que modela la carga a conectar y el valor del filtro capacitivo, respectivamente, despreciando las pérdidas de potencia en los diodos (se consideran diodos ideales) y en los filtros capacitivos e inductivos.

Para una tensión línea a línea en el secundario del transformador de valor pico ( $V_{pico}$ ) 440V y frecuencia de 60Hz, y considerando un rizo pico a pico de 5V en la tensión de la carga y una potencia de la carga (motor) de 2280W se tiene:

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (5)$$

$$\rightarrow R = \frac{440^2}{2280} = 84.9123 [\Omega]$$

$$\Delta V_o = \frac{V_{pico}}{6fRC} \quad (6)$$

$$\rightarrow C = \frac{440}{6 * 60 * 84.9123 * 5} = 2.8788 [mF]$$

Para el filtro inductivo se parte de la siguiente expresión empleando la ley de tensiones de Kirchhoff (ver Figura 16):

$$V_{ab} = L \frac{di_a}{dt} + V_{invab} - L \frac{di_b}{dt} \quad (7)$$

De la ecuación 7 se puede despejar la siguiente expresión:

$$V_{ab} - V_{invab} = L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \quad (8)$$

A partir de la ecuación 8 se busca determinar una expresión que aproxime el rizo pico a pico máximo de la corriente por el filtro inductivo en función del valor de L. Para lo anterior, se supone que el rectificador se encuentra operando tal que  $V_{invab} = -V_{dc}$  e  $i_a = -i_b$ , obteniéndose la siguiente ecuación:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{V_{ab} + V_{dc}}{2L} \quad (9)$$

De la ecuación 9, se hace la siguiente aproximación de la derivada para un pequeño intervalo de tiempo  $\Delta T$ :  $\frac{di_a}{dt} \approx \frac{\Delta I_{max}}{\Delta T}$ , por lo que:

$$\frac{\Delta I_{max}}{\Delta T} = \frac{V_{ab} + V_{dc}}{2L} \quad (10)$$

Para calcular el valor del inductor, se supone un rizo pico a pico máximo para la corriente por el filtro inductivo ( $\Delta I_{max}$ ) igual al 30% de la corriente nominal, para lo cual se emplean las siguientes ecuaciones:

$$\Delta I_{max} = 30\% I_{rms\ max} \quad (11)$$

$$P_{max} = V_{rms\ max} * I_{rms\ max} \quad (12)$$

Donde  $V_{rms\ max}$  corresponde a la tensión RMS línea a línea en el secundario del transformador, por lo que se obtienen los siguientes valores:

$$\rightarrow I_{rms\ max} = \frac{2280}{440\sqrt{3/2}} = 4.2309 [A]$$

$$\rightarrow \Delta I_{max} = 30\%(4.2309) = 1.2693 [A]$$

Se despeja L de la ecuación 10 y se reemplaza los datos, se tiene que:

$$L = \frac{(V_{ab} + V_{dc})\Delta T}{2 * \Delta I_{max}} \quad (13)$$

Para la ecuación 13, el rizo máximo ocurrirá cuando  $V_{ab}$  alcance su valor pico, es decir 440 V. Suponiendo  $\Delta T = 1/10000$  (frecuencia de conmutación de 10 kHz para el rectificador controlado):

$$\rightarrow L = \frac{440 + 440}{2 * 10000 * 1.2693} = 0.0347 \approx 30 [mH]$$

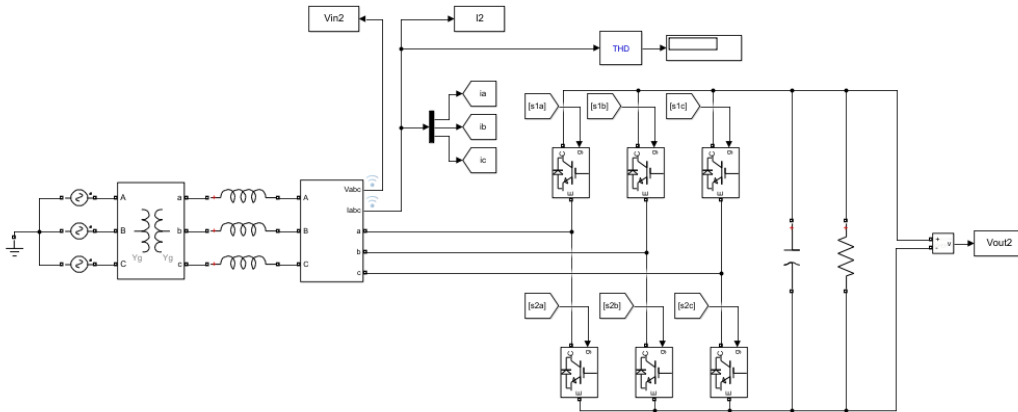
Para el rectificador controlado se utilizan los mismos elementos ya calculados, los filtros inductivo y capacitivo, la misma carga R y el transformador.

#### 4.2. Rectificador controlado.

Para el rectificador controlado se hace el mismo montaje realizado para el rectificador no controlado, pero reemplazando los diodos por transistores con su respectivo diodo en antiparalelo, con el fin de manipular por medio de alguna técnica de control los pulsos que accionan los transistores para regular la tensión deseada en el lado de DC y controlar la forma de onda de la corriente de entrada en el lado de AC del rectificador. En la Figura 19 se muestra el montaje del rectificador no controlado en MATLAB/Simulink.

Figura 19.

*Rectificador controlado MATLAB/Simulink*



El rectificador controlado traza la forma de onda en corriente requiriendo solo un inductor adicional a la entrada del mismo. Las principales características de los rectificadores PWM son flujo de potencia bi-direccional, corriente de entrada casi sinusoidal, factor de potencia unitario y menor dimensionamiento del capacitor (L & Sincy, 2017).

Diferentes técnicas de control están disponibles para mejorar el desempeño del rectificador trifásico. Uno de los métodos mejor conocidos es el control de corriente por banda de histéresis.

En primer lugar se desarrolla un algoritmo de compensación. Para esto, se emplea un control PI que regula la tensión de salida del rectificador, determinando la corriente de referencia, esta corriente se multiplica por la señal unitaria de la tensión de la red para así obtener la corriente de referencia de cada fase que se compara en el proceso de histéresis descrito a continuación.

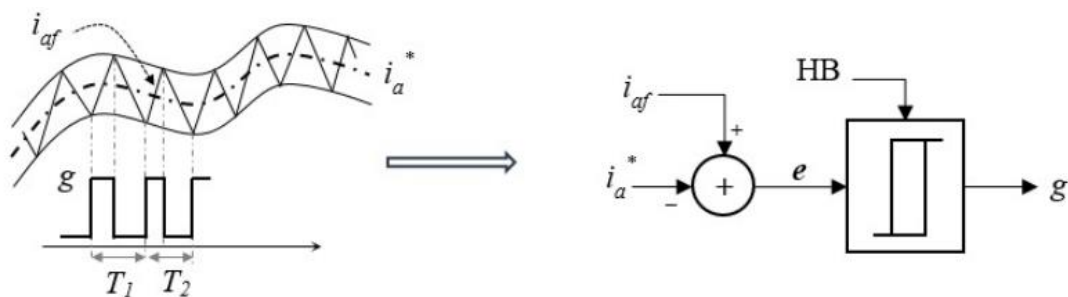
### 4.3. Control de corriente por histéresis

El control por histéresis es la regulación más simple y económica, interesante en numerosas aplicaciones en las que puede admitirse una oscilación continua entre dos límites, siempre y cuando se trate de procesos de evolución lenta.

Para describir este algoritmo, se considera la fase  $a$  (sucede lo mismo para las demás fases). La corriente en la fase  $a$ , denotada como  $i_{af}$ , se compara con la respectiva corriente de referencia  $i_a^*$ , obtenida por el algoritmo de compensación. La señal de error resultante, que se define como la diferencia entre  $i_{af}$  e  $i_a^*$  ( $error = i_{af} - i_a^*$ ), se mantiene dentro de una banda de corriente de ancho fijo conocida como banda de histéresis (HB), que tiene la forma de la corriente de compensación (Murillo Yarce, Marulanda Durango, & Escobar Mejía, 2018), como se muestra en la Figura 20.

Figura 20.

*Forma de onda de la banda fija de histéresis junto con las corrientes del filtro y de referencia (izquierda). Diagrama esquemático del control por banda de histéresis por fase, para producir los pulsos de activación del rectificador (derecha).*



Fuente: (Murillo Yarce, Marulanda Durango, & Escobar Mejía, 2018).

En este caso se selecciona una banda fija de valor HB. La lógica de control es la siguiente:

Si  $error < -0.5HB$ , entonces  $g = 1$  (el interruptor superior de la rama se activa).

Sino, si  $error > 0.5HB$ , entonces  $g = 0$  (el interruptor superior de la rama se desactiva).

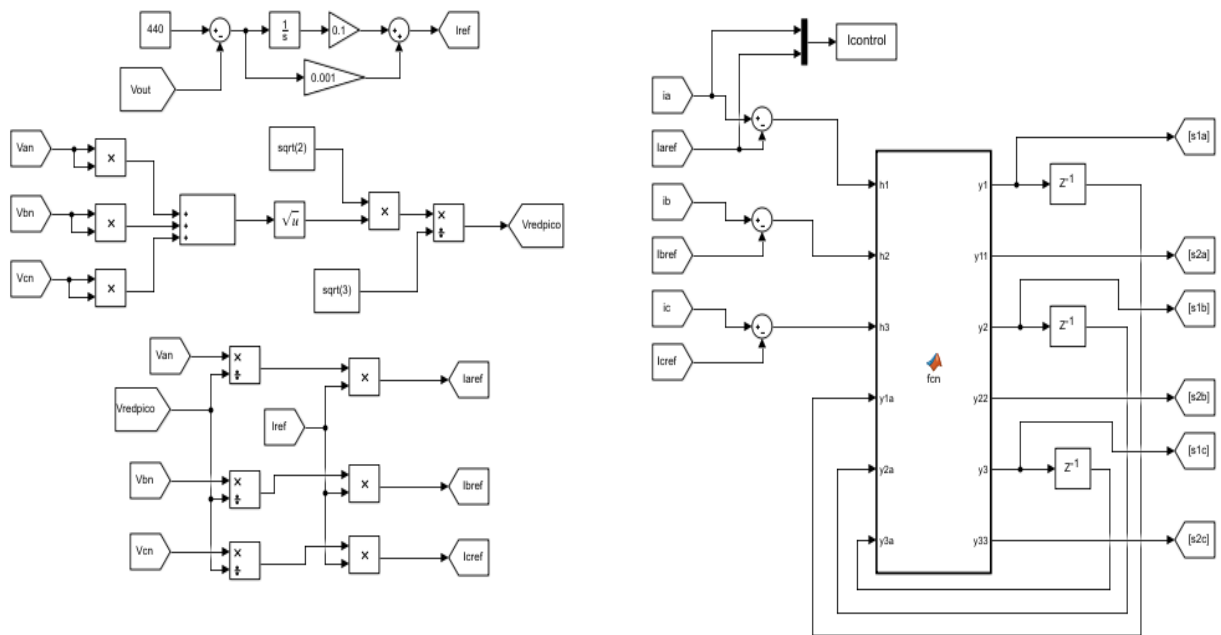
De lo contrario, se mantiene el estado anterior de los interruptores de la rama.

Donde  $g$  es la señal de activación del transistor superior de la rama de la fase a. La señal de activación del transistor inferior se obtiene con una lógica inversa de la señal de activación del transistor superior, para no cortocircuitar la tensión del lado de DC del rectificador.

A continuación en la Figura 21 se muestra el esquema de control implementado en MATLAB/Simulink, con el PI diseñado para hallar las corrientes de referencia por fase, las cuales pasa a construir la banda de histéresis con las corrientes de entrada medidas directamente del rectificador, y así, obtener los pulsos deseados para la conmutación de los transistores. Las constantes del PI para este caso son:  $K_p=0.001$  y  $K_i=0.1$ .

Figura 21.

*Esquema de control del rectificador (PI+ histéresis) MATLAB/Simulink*



La función de MATLAB se presenta con lo descrito anteriormente en la Figura 21, haciendo el mismo control a cada corriente de línea que demanda el rectificador.

## 5. Parámetros de calidad de la energía

La conmutación de los dispositivos de electrónica de potencia genera componentes armónicas indeseables en las señales de tensión y corriente durante el proceso de conversión. Para conocer los criterios de desempeño armónico y hacer un análisis de la calidad de energía de los convertidores, se considerarán los siguientes parámetros:

- La distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*): cuantifica las propiedades no sinusoidales de una forma de onda. THD se aplica en los casos en que el término de DC es despreciable (Rashid, 2004). Si se asume que la serie de Fourier de la señal es la siguiente:

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \text{sen}(n\omega_0 t + \theta_n) \quad (14)$$

$$THD = \sqrt{\frac{F_{rms}^2 - F_{1rms}^2}{F_{1rms}^2}} \quad (15)$$

Donde,  $F_{rms}$  y  $F_{1rms}$  representan los valores eficaces (RMS) de la señal  $f(t)$  y de su primer armónico, respectivamente, y  $\omega_0$  corresponde a la frecuencia fundamental de la señal. Cabe señalar, que es muy común expresar la THD en porcentaje.

- La distorsión de demanda total (TDD, *Total Demand Distortion*): indica el impacto de la distorsión armónica del sistema. Por ejemplo, si el sistema está mostrando altos valores de THD pero a una baja demanda, el impacto de la distorsión armónica sobre el sistema es insignificante. Sin embargo, si a plena carga la THD en corriente es igual a la TDD, esto podría impactar negativamente en el sistema (Schneider Electric). Específicamente, la TDD se calcula para las señales de corriente y se define como:

$$TDD = \sqrt{\frac{F_{rms}^2 - F_{1,rms}^2}{F_{nom}^2}} \quad (16)$$

Donde,  $F_{rms}$  y  $F_{1,rms}$  representan los valores RMS de la señal  $f(t)$  y de su primer armónico, respectivamente, y  $F_{nom}$  es el valor RMS bajo carga de demanda máxima (valor nominal de la corriente).

- Factor de distorsión: indica la cantidad de distorsión armónica resultante en una forma de onda luego de ser sometida a una atenuación de segundo orden (Rashid, 2004). La expresión matemática es la siguiente:

$$DF = \frac{1}{F_{1,rms}} * \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{F_{nrms}}{n^2}\right)^2} \quad (17)$$

Donde,  $F_{rms}$  y  $F_{nrms}$  representan el valor RMS de la señal  $f(t)$  y el valor RMS del armónico  $n$ -ésimo, respectivamente.

- El LOH (*Low Order Harmonic*): es aquel componente armónico cuya frecuencia se acerca más a la frecuencia fundamental, y su amplitud es mayor o igual al 3% de la amplitud de la componente fundamental (Almeida, 2018).

Las formas de onda de tensión y corriente que pueden existir en todo el sistema, y los objetivos de distorsión de la forma de onda son establecidas en el estándar IEEE 519 del 2014. (IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), 2014).

## 6. Análisis de resultados del inversor de potencia operado como variador de velocidad

Con el fin de analizar la calidad de las señales de tensión y corriente suministradas por el variador de velocidad al motor de inducción, se implementó en MATLAB/Simulink el sistema

mostrado en la Figura 11 , considerando los componentes desarrollados en los anteriores capítulos; es decir, se implementó el control escalar junto a la estrategia LS-PWM, aplicados a los inversores de potencia trifásicos de dos, tres y cinco niveles, considerando como carga el motor de inducción mostrado en la Figura 10 con las características especificadas en la Tabla 4.

A continuación, se mostrarán los resultados obtenidos para los inversores de dos, tres y cinco niveles.

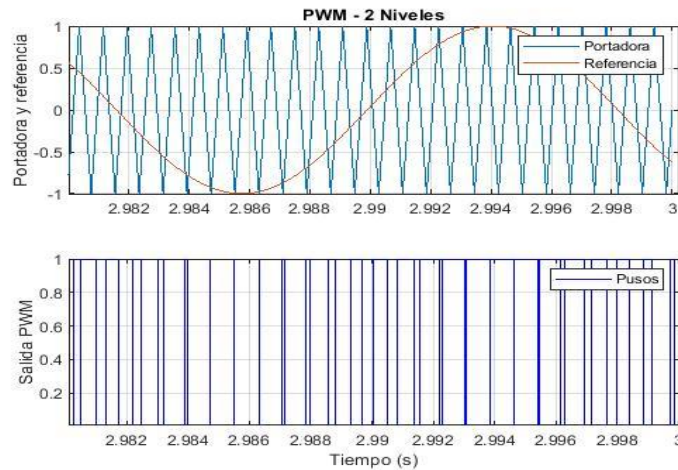
### **6.1. Resultados de la conmutación del inversor**

En primera instancia, se muestran los resultados obtenidos al emplear la técnica de modulación por ancho de pulso LS-PWM en lazo abierto, para los inversores de dos, tres y cinco niveles.

La forma de onda de la señal de salida presenta una frecuencia fundamental igual a la frecuencia de la señal de referencia, mientras que la amplitud de su componente fundamental se determina por las características de las amplitudes relativas entre la onda portadora y la onda de referencia (Moreno & Suárez, 2019). El número de conmutaciones depende de la frecuencia de la señal portadora. En este caso, se seleccionó una señal portadora de frecuencia 1260 Hz, mientras que la señal de referencia es una sinusoidal a 60Hz.

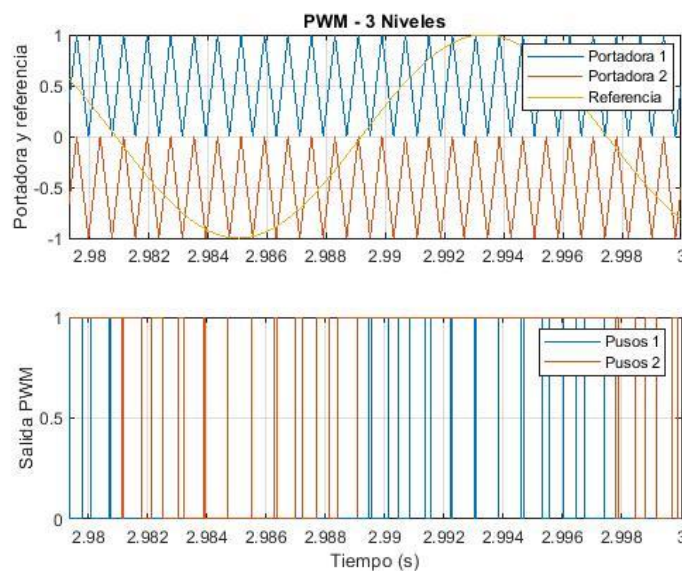
Para el inversor de dos niveles, se hace uso de una señal portadora y una señal de referencia (solo se muestran los resultados para la fase *a*), ambas de igual amplitud entre los límites de 1 y -1. En la Figura 22 se muestra el proceso de modulación para el inversor de dos niveles.

Figura 22.

*PWM 2 Niveles – fase a*

Para el inversor de tres niveles, se necesitan dos señales portadoras, las cuales se reparten en secciones iguales entre los límites de 0 a 1 y de 0 a -1, ocupando todo el espacio de la señal de referencia sinusoidal. En la Figura 23 se muestra el proceso de modulación para el inversor de tres niveles (solo se muestran los resultados para la fase *a*).

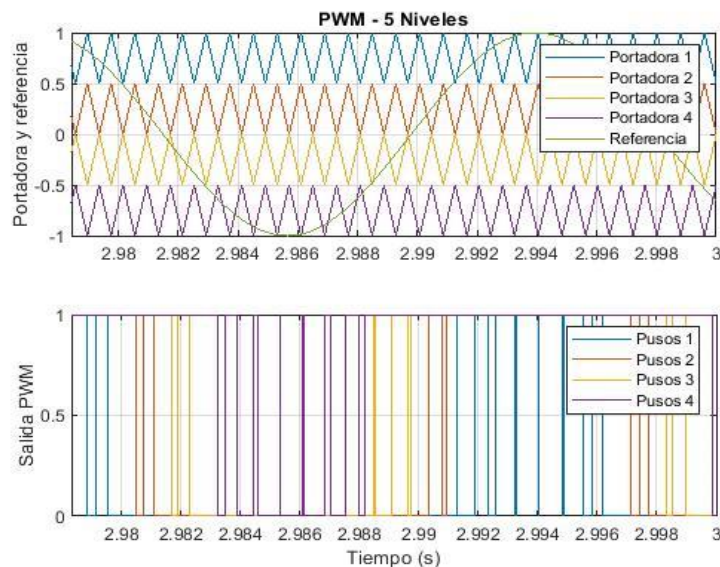
Figura 23.

*PWM 3 Niveles – fase a*

Para el último inversor de cinco niveles se necesitan cuatro señales portadoras, las cuales se reparten en secciones iguales entre los límites de -1 y 1, ocupando todo el espacio de la señal de referencia sinusoidal. En la Figura 24 se muestra el proceso de modulación para el inversor de cinco niveles (fase *a*).

Figura 24.

*PWM 5 Niveles –fase a*



Se puede observar que la cantidad de señales portadoras que se necesita para el proceso de modulación incrementa a medida que se tiene mayor cantidad de niveles en el inversor; esto hace que el proceso de simulación se torne más lento, ya que el programa necesita hacer mayor cantidad de comparaciones.

## 6.2. Resultados de velocidad y par útil utilizando el control escalar

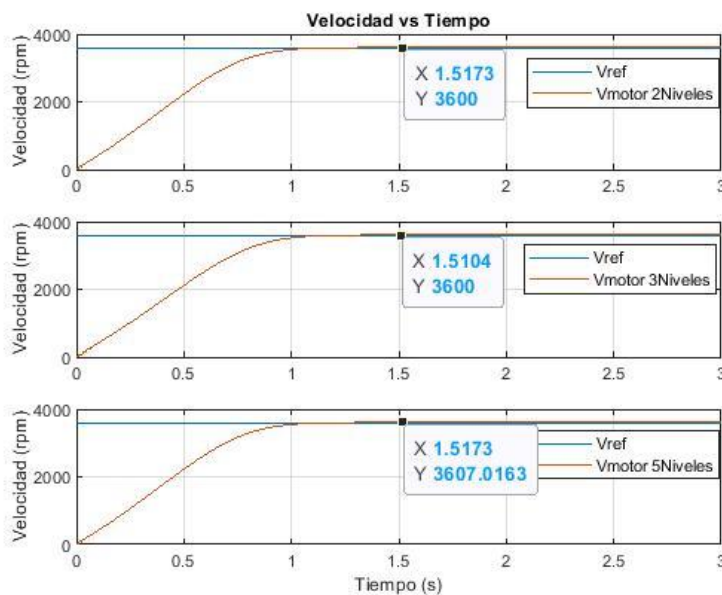
El control escalar previamente diseñado en el capítulo 3 se implementó para cada uno de los inversores, obteniendo tres tipos diferentes de variadores de velocidad, todos con el mismo

control de velocidad, pero diferentes según la estructura o topología de la electrónica de potencia y en la estrategia de modulación. Se practicaron varias pruebas cambiando la señal de referencia y analizando la respuesta al control para cada variador.

En la Figura 25 se puede observar una comparación de los resultados obtenidos al emplear el control escalar para los tres diferentes inversores considerados, tomando como referencia una señal constante de 3600 [rpm], la nominal del motor, con par de carga cero.

Figura 25.

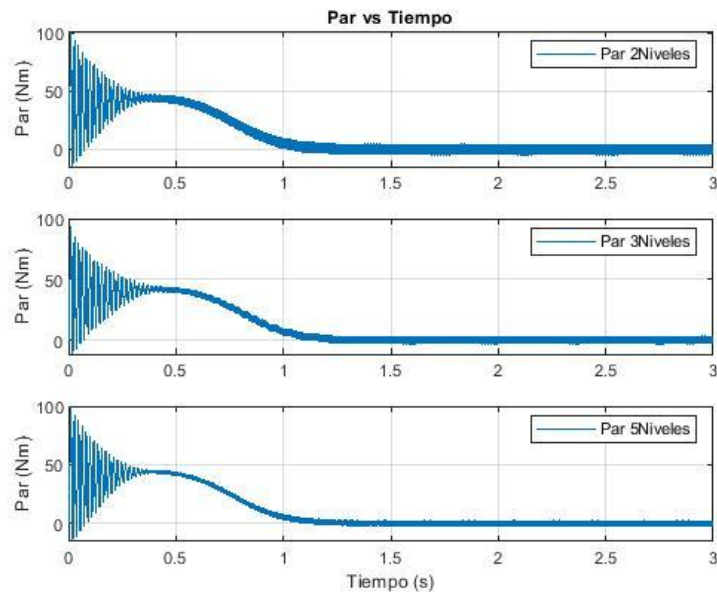
*Control de velocidad con referencia constante*



Se observa que en el tiempo de 1.5 [s] de simulación, los tres inversores alcanzan la velocidad de referencia de 3600 [rpm]. No se evidencian cambios en el control de velocidad con la diferencia de nivel de los inversores, por lo que el control funciona correctamente para una referencia constante con velocidad nominal.

Figura 26.

*Par útil con referencia constante*



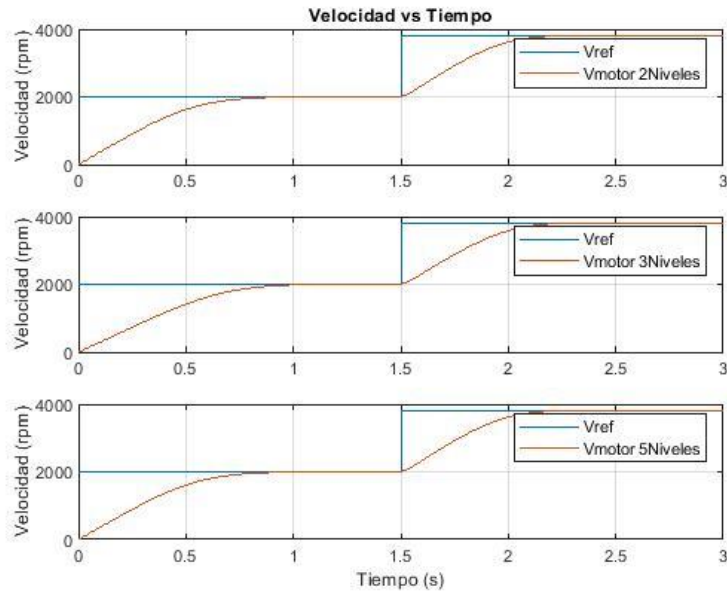
En la Figura 26 se muestra la curva que toma el par útil al aplicar dicho control de velocidad. En esta figura se tiene que el tiempo de respuesta del par es de 1.3 [s] aproximadamente para volver a estabilizarse en cero. El rizado de la curva mejora con el incremento de los niveles en el inversor, como se puede ver el de cinco niveles presenta una mejor señal del par en cuando al rizado. El par de arranque es el mismo para los tres casos mientras dura el transitorio de arranque del motor.

En la Figura 27 se puede ver la comparación de los resultados obtenidos al aplicar el control escalar para los tres inversores, con par de carga cero, tomando como referencia una señal escalonada que finaliza en una velocidad superior a la nominal, de la siguiente forma:

$$0 < t[s] < 1.5 \rightarrow V_{ref} = 2000 [rpm]$$

$$1.5 < t[s] < 3 \rightarrow V_{ref} = 3800 [rpm]$$

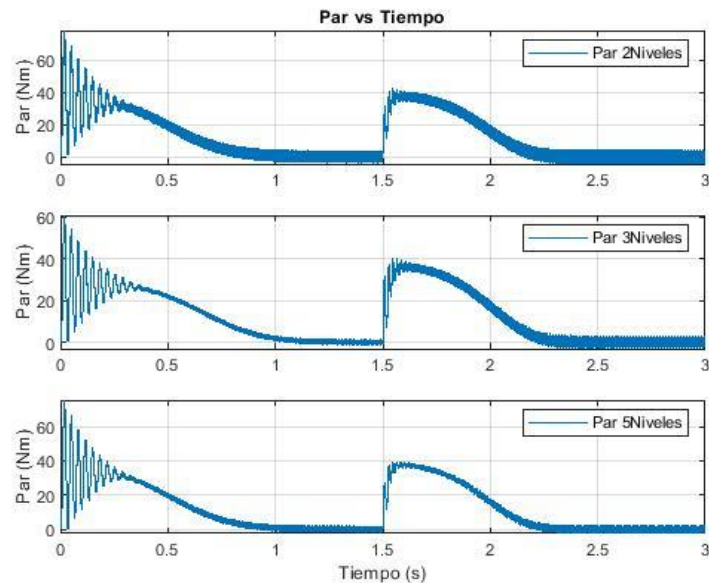
Figura 27.

*Control de velocidad con referencia de escalón*

Se observa que el inversor de tres niveles tiene un pequeño un retardo pequeño en comparación con los otros inversores. En el tiempo de 1 [s] de simulación, los tres inversores alcanzan la primera velocidad de referencia de 2000 [rpm]. Para los 1.5 [s] se hace el cambio en el escalón de referencia a 3800 [rpm], se tiene que la velocidad de los tres inversores siguen la referencia. El tiempo de respuesta es más corto que el anterior, de aproximadamente 0.7 [s], siendo esta velocidad mayor a la nominal del motor, por lo que el control funciona correctamente para cambios tipo escalón y con velocidades superiores a la nominal.

Figura 28.

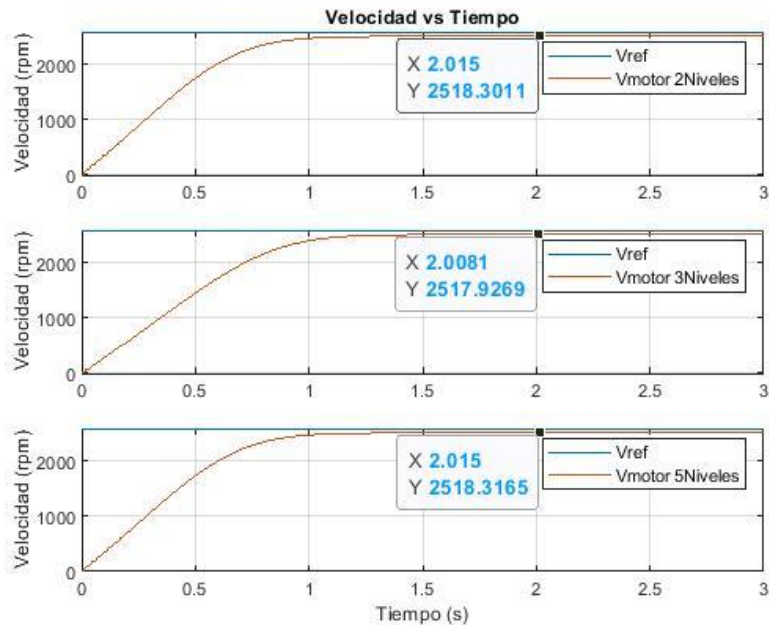
*Par útil con referencia de escalón*



Y en la Figura 28 se muestra la curva que toma el par útil en dicho control de velocidad. En esta figura se tiene que el primer tiempo de respuesta del par es de 1.3 [s] aproximadamente para volver a estabilizarse en cero. Luego de hacer el cambio en el escalón de la velocidad de referencia se tiene un nuevo transitorio menor al inicial, debido al esfuerzo mecánico que implica la variación de la velocidad del rotor. Como el anterior caso, el rizado de la curva mejora con el incremento de los niveles en el inversor, como se puede ver el de cinco niveles presenta una mejor señal del par en cuando al rizado.

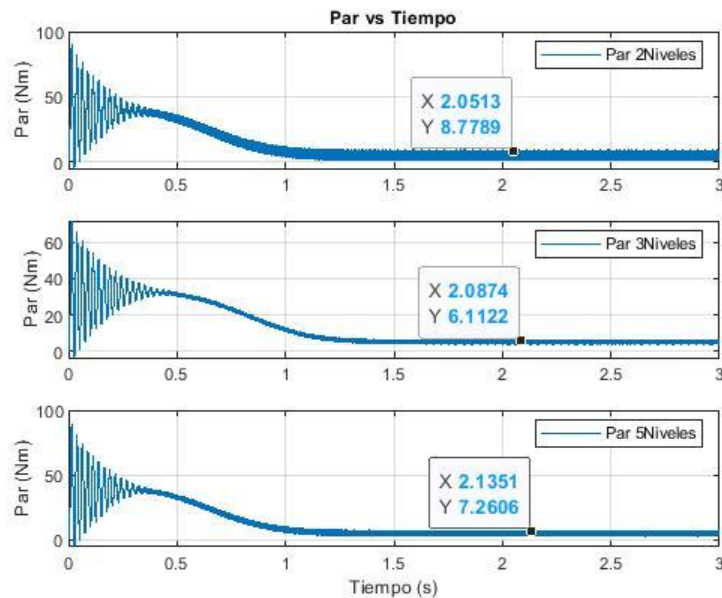
En la Figura 29 se observa la comparación de los resultados obtenidos al aplicar el control escalar para los tres inversores, tomando como referencia una señal constante de 2600 [rpm], menor a la velocidad nominal, adicionando un par de carga al motor de 5[Nm].

Figura 29.

*Control de velocidad con carga*

Se observa que en el tiempo de 2 [s] de simulación, los tres inversores alcanzan una velocidad de 2518 [rpm] aproximadamente, de 100 [rpm] menor a la de referencia. Por lo que se evidencia que el control escalar se ve afectado en cierta proporción cuando el motor tiene carga, aun así, la velocidad trata de igualarse y seguir la curva de referencia como en los casos anteriores cuando estaba en vacío.

Figura 30.

*Par útil con carga*

En la Figura 30 se muestra la curva que toma el par útil en dicho control de velocidad. En esta figura se tiene que el tiempo de respuesta del par es de 1.3 [s] aproximadamente para volver a estabilizarse en el valor de par de carga de 5 [Nm]. El rizado de la curva mejora un poco con el incremento de los niveles en el inversor, como se puede ver el de tres niveles presenta la mejor señal del par en cuando al rizado.

Con estas pruebas se puede mostrar que el control escalar de la velocidad no se ve afectado por el cambio de niveles del inversor, por lo que se decide dejar las mismas constantes de  $K_p$  y  $K_i$ . Pero si se afecta al momento de colocarle carga al motor, ya que el control escalar fue diseñado específicamente en condiciones de vacío.

El par de la máquina se hace mayor cuando ocurre un cambio en su estado de inercia, ya sea para iniciar un arranque como para cambiar su velocidad. Se aprecia como el par útil no se

afecta notablemente con la configuración del inversor, pero si disminuye la cantidad de rizado que este presenta al aumentar el número de niveles del inversor.

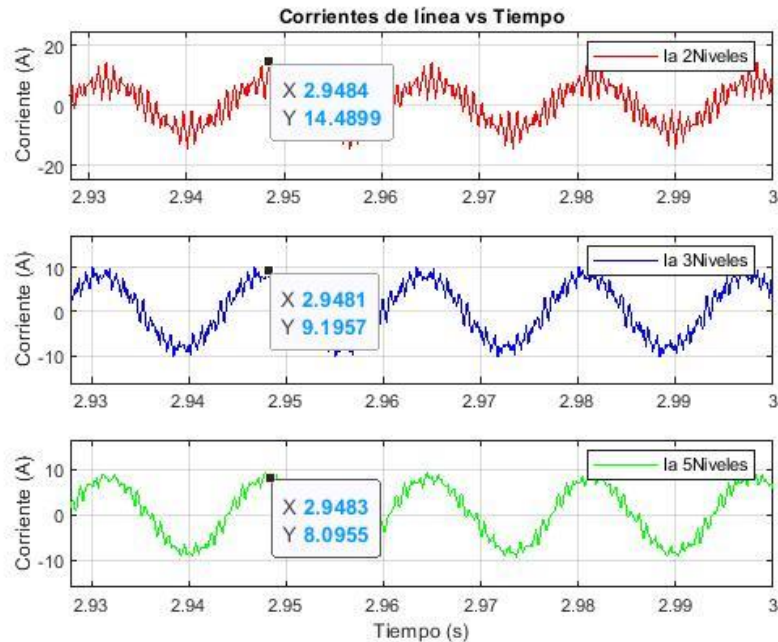
### **6.3. Corrientes de salida inversor**

Para el análisis de las señales de corriente se hace la prueba de para cada uno de los tres niveles de inversores, con el motor en vacío con una velocidad de referencia igual a la nominal de 3600 [rpm]. Los datos se toman cuando la señal ya se encuentra en estado estable, que es cuando el motor ya estabiliza su velocidad en un tiempo aproximado de 2.9 [s] a 3 [s] cuando finaliza la simulación.

En la Figura 31 se pueden apreciar los resultados obtenidos para las corrientes de salida de cada inversor (Figura 6 se tiene el esquema con las variables correspondientes), para este caso se compara la corriente por la fase *a* entregada al motor. Tal como se observa en esta Figura, se presenta una mejora en la forma de onda de la corriente entregada a la carga y la disminución del rizado de alta frecuencia, a medida que se aumentan la cantidad de niveles del inversor.

Figura 31.

*Corrientes de salida inversor*



Más adelante se analiza la distorsión y demás parámetros de calidad que esta señal presenta para cada nivel de trabajo.

#### 6.4. Tensiones de salida inversor

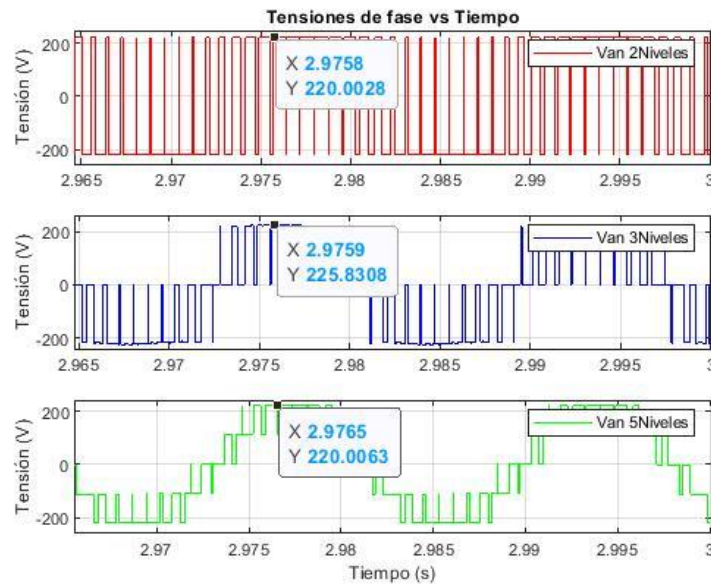
Para el análisis de las señales de tensión se hace la prueba de para cada uno de los tres niveles de inversores, con el motor en vacío con una velocidad de referencia igual a la nominal de 3600 [rpm]. Los datos se toman cuando la señal ya se encuentra en estado estable, que es cuando el motor ya estabiliza su velocidad en un tiempo aproximado de 2.9 [s] a 3 [s] cuando finaliza la simulación.

En la Figura 32 se pueden apreciar los resultados de la onda de tensión a la salida del inversor para la fase *a* con respecto al neutro del inversor (Figura 6 se tiene el esquema con las

variables correspondientes). En esta gráfica se pueden apreciar la cantidad de niveles para los que fue diseñado cada inversor.

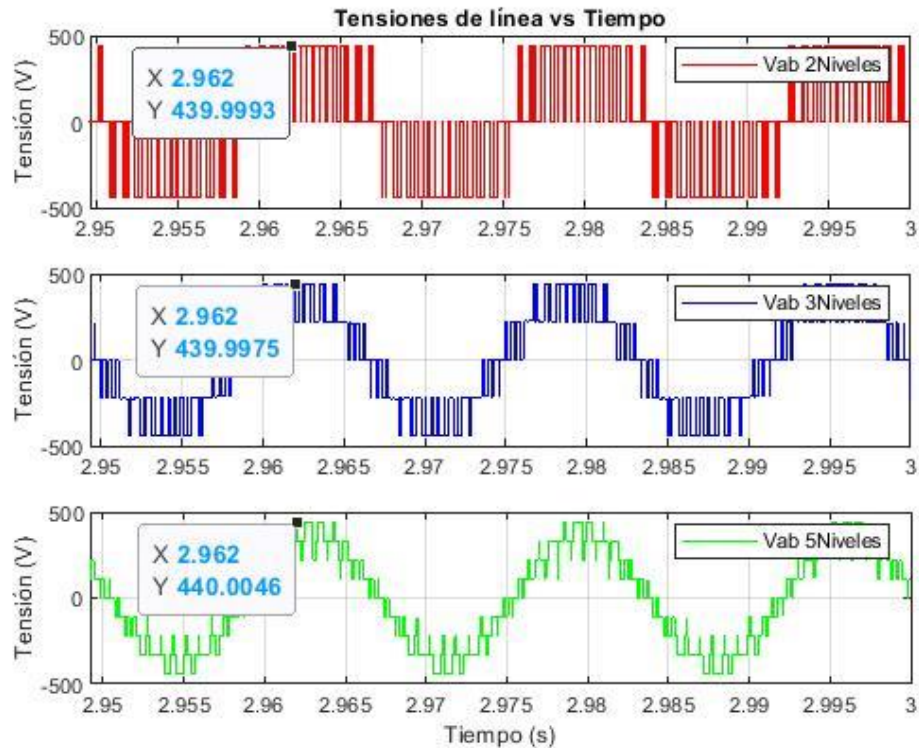
Figura 32.

*Tensiones de fase*



En la Figura 33 se pueden apreciar las tensiones de salida de línea del inversor (Figura 6 se tiene el esquema con las variables correspondientes), para este caso se presenta la tensión entre las fases *a* y *b*. En esta gráfica se pueden apreciar la cantidad de niveles que se obtienen en las tensiones de línea para cada tipo de inversor. En el caso del inversor de dos niveles (niveles de la tensión de fase con respecto al neutro del inversor) se obtienen tres niveles en la tensión de línea, para el inversor de tres niveles se obtienen cinco niveles de línea, y finalmente para el inversor de cinco niveles, se obtienen nueve niveles de línea.

Figura 33.

*Tensiones de línea*

## 7. Análisis de calidad de la energía

Para el análisis de calidad de las señales del inversor se hace la prueba de para cada uno de los tres niveles de inversores, con el motor en vacío con una velocidad de referencia igual a la nominal de 3600 [rpm]. Los datos se toman cuando la señal ya se encuentra en estado estable, que es cuando el motor ya estabiliza su velocidad en un tiempo aproximado de 2.5 [s].

En esta parte se calculan los parámetros de calidad para analizar el impacto de cada uno de los inversores considerados. Para esto se obtuvieron los espectros en frecuencia de las formas de onda de corriente y tensión de salida del inversor (tensión de fase con respecto al neutro del

inversor y tensión de línea), a través de la transformada rápida de Fourier (FFT) con ayuda del entorno de MATLAB/Simulink. Asimismo, se presentan los parámetros de calidad para las señales resultantes suministradas al motor.

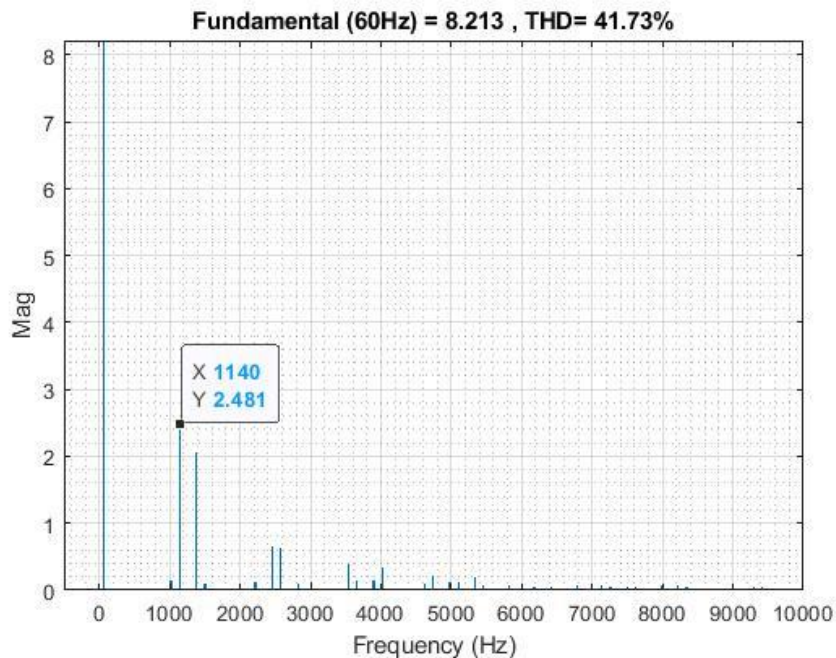
El programa de *Powergui FFT Analysis Tool* en MATLAB/Simulink se trabaja con frecuencia fundamental de 60 [Hz] y máxima frecuencia de 10000 [Hz], en un ciclo de la señal.

### 7.1. Resultados para el inversor de 2 niveles

En la Figura 34 se puede ver la gráfica de las componentes armónicas presentes en la señal de corriente de salida de línea del inversor de dos niveles.

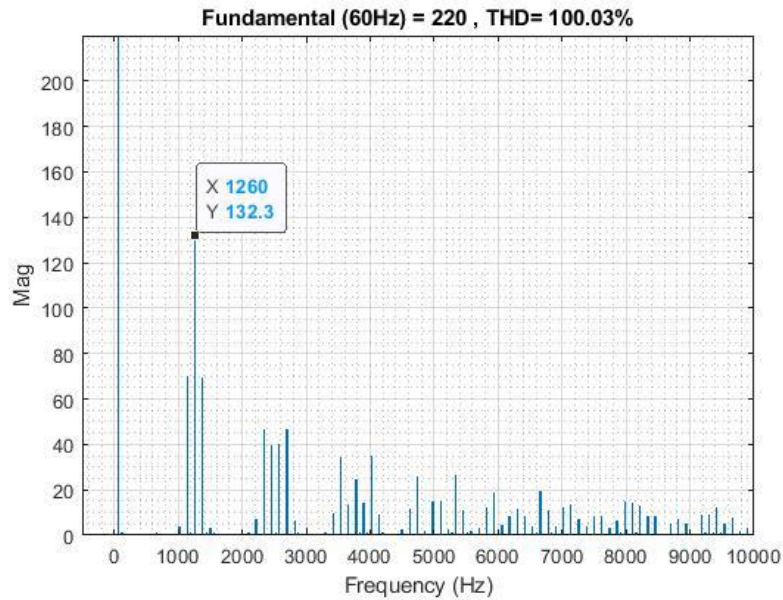
Figura 34.

*FFT Corriente 2 niveles*



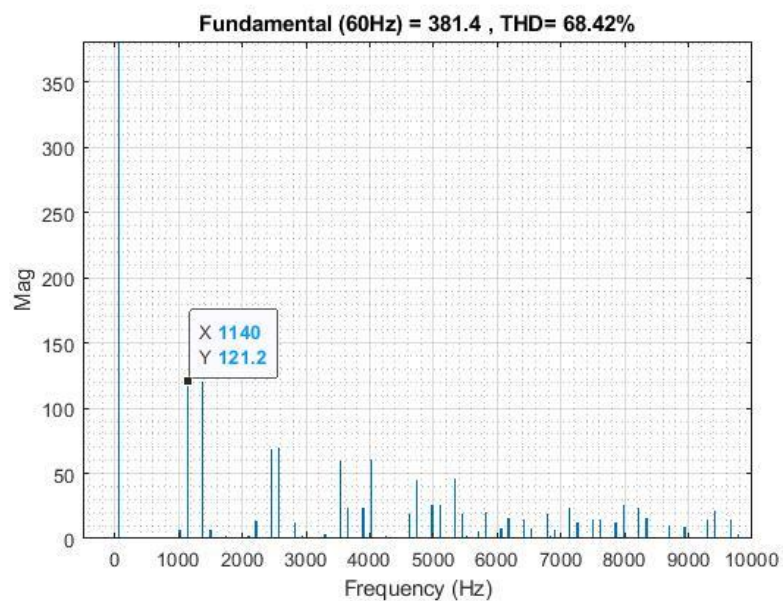
En la Figura 35 se observa la gráfica de las componentes armónicas presentes en la señal de tensión de fase con respecto al neutro del inversor para dos niveles (fase *a*).

Figura 35.

*FFT Tensión de fase 2 Niveles*

En la Figura 36 se presenta la gráfica de las componentes armónicas presentes en la señal de tensión de línea del inversor para dos niveles.

Figura 36.

*Datos Tensión de línea 2 niveles*

A continuación en la Tabla 5 se presenta el resultado de los parámetros de calidad para el inversor de dos niveles. Los parámetros se calculan para la corriente de línea, la tensión de fase con respecto al neutro del inversor y la tensión de línea. Donde A1 representa el valor del armónico fundamental en sus respectivas unidades, THD, TDD y DF en porcentaje y el valor de LOH mayor o igual al 3% del fundamental.

Tabla 5.

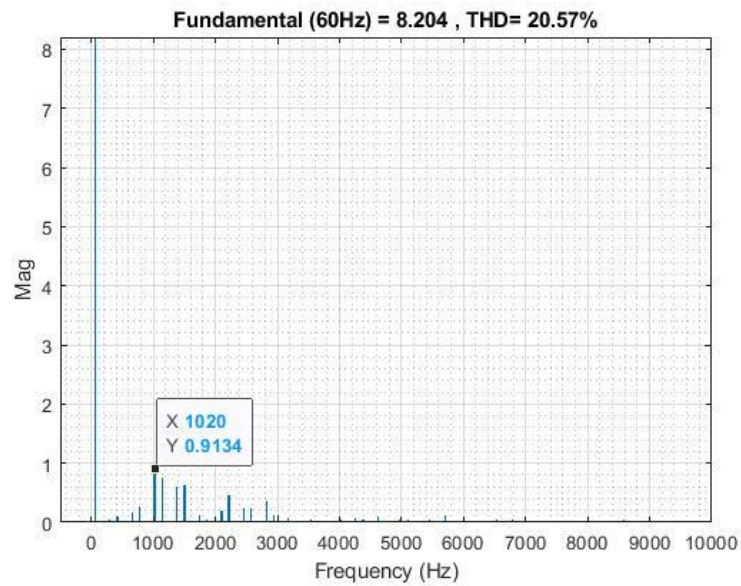
*Parámetros de calidad para 2 niveles*

	<b>I</b>	<b>Vfase</b>	<b>Vlínea</b>
<b>A1</b>	8.21	219.70	379.50
<b>THD [%]</b>	41.72	100.24	69.10
<b>TDD [%]</b>	41.76	70.81	48.65
<b>DF [%]</b>	0.06	0.13	0.14
<b>LOH</b>	2.48	70.16	121.89
	(XIX armónico)	(XIX armónico)	(XIX armónico)

## 7.2.Resultados para el inversor de 3 niveles

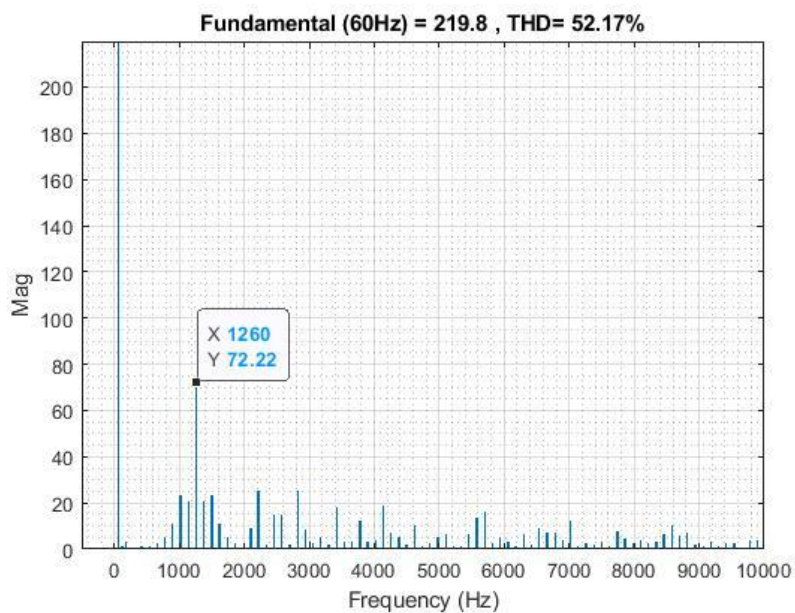
En la Figura 37 se observa la gráfica de los armónicos presentes en la señal de corriente de salida de línea del inversor de tres niveles.

Figura 37.

*FFT Corriente 3 Niveles*

En la Figura 38 se presenta la gráfica de los armónicos presentes en la señal de tensión de fase con respecto al neutro del inversor de tres niveles.

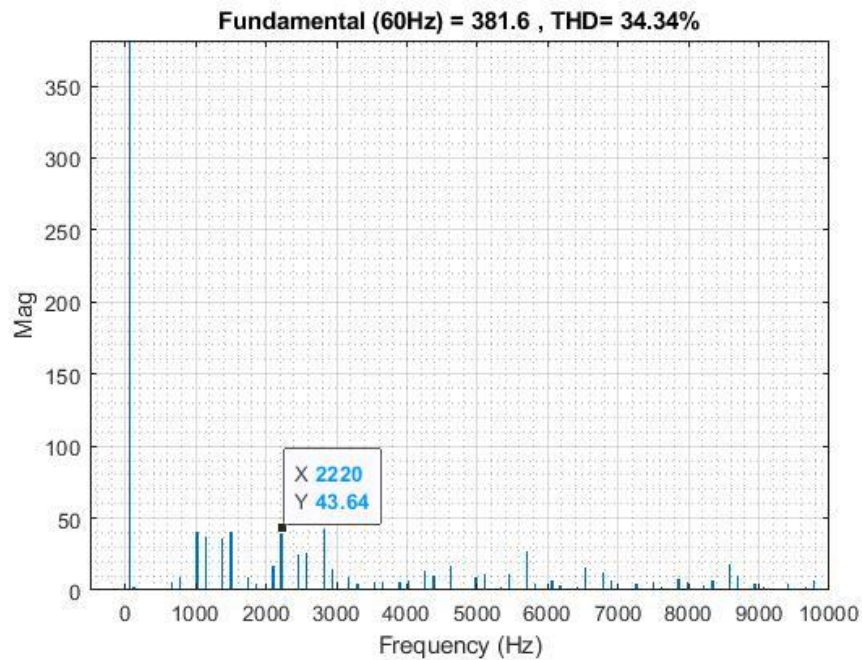
Figura 38.

*FFT Tensión de fase 3 Niveles*

En la Figura 39 se presenta la gráfica de los armónicos presentes en la señal de tensión de línea del inversor para tres niveles.

Figura 39.

*FFT Tensión de línea 3 Niveles*



A continuación en la Tabla 6 se presenta el resultado de los parámetros de calidad para el inversor de tres niveles. Los parámetros se calculan para la corriente de línea, la tensión de fase con respecto al neutro del inversor y la tensión de línea. Donde A1 representa el valor del armónico fundamental en sus respectivas unidades, THD, TDD y DF en porcentaje y el valor de LOH mayor o igual al 3% del fundamental.

Tabla 6.

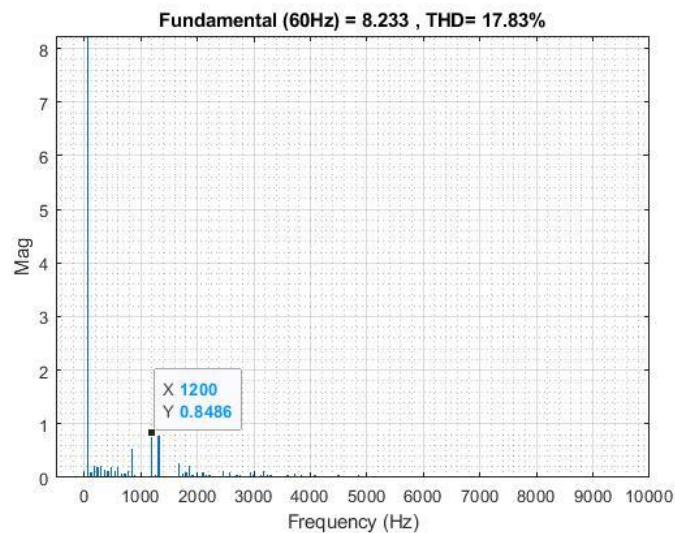
*Parámetros de calidad para 3 niveles*

	<b>I</b>	<b>Vfase</b>	<b>Vlinea</b>
<b>A1</b>	8.20	219.90	381.10
<b>THD [%]</b>	20.56	52.15	35.07
<b>TDD [%]</b>	20.56	36.86	24.80
<b>DF [%]</b>	0.09	0.20	0.21
<b>LOH</b>	0.27	11.18	40.58
	(XIII armónico)	(XV armónico)	(XVII armónico)

### 7.3. Resultados para el inversor de 5 niveles

En la Figura 40 se presenta la gráfica de los armónicos presentes en la señal de corriente de salida de línea del inversor de cinco niveles.

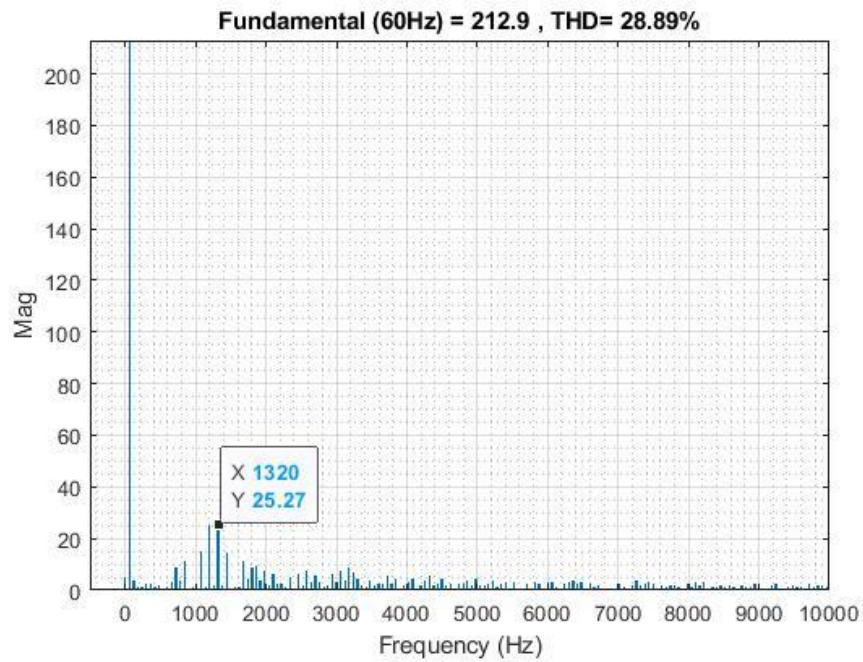
Figura 40.

*FFT Corriente 5 Niveles*

En la Figura 41 se muestra la gráfica de los armónicos presentes en la señal de tensión de fase con respecto al neutro del inversor para cinco niveles.

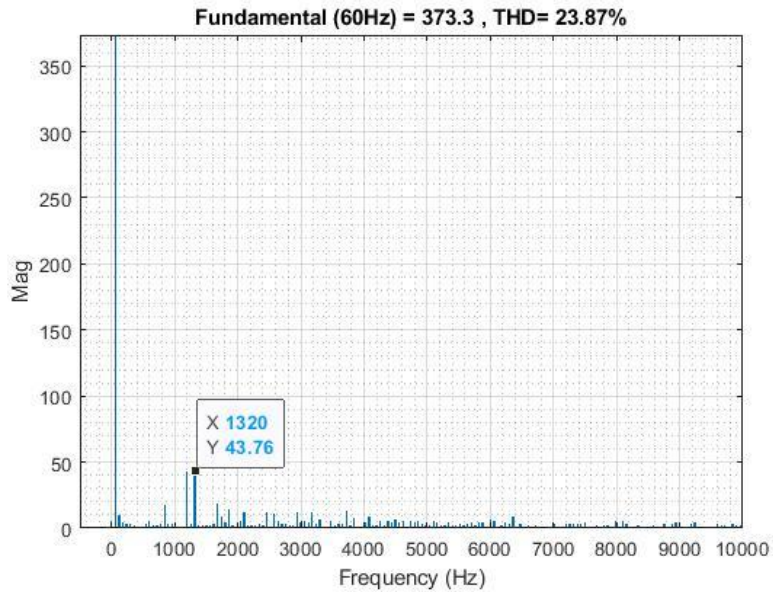
Figura 41.

*FFT Tensión de fase 5 Niveles*



En la Figura 42 se observa la gráfica de los armónicos presentes en la señal de tensión de línea del inversor para cinco niveles.

Figura 42.

*FFT Tensión de línea 5 Niveles*

A continuación en la Tabla 7 se presenta el resultado de los parámetros de calidad para el inversor de cinco niveles. Los parámetros se calculan para la corriente de línea, la tensión de fase con respecto al neutro del inversor y la tensión de línea. Donde A1 representa el valor del armónico fundamental en sus respectivas unidades, THD, TDD y DF en porcentaje y el valor de LOH mayor o igual al 3% del fundamental.

Tabla 7.

*Parámetros de calidad para 5 niveles*

	<b>I</b>	<b>Vfase</b>	<b>Vlinea</b>
<b>A1</b>	8.19	220.00	381.20
<b>THD [%]</b>	16.45	26.76	21.64
<b>TDD [%]</b>	16.44	18.92	15.31
<b>DF [%]</b>	1.32	0.19	0.13
<b>LOH</b>	0.43	10.97	16.79
	(II armónico)	(XII armónico)	(XIV armónico)

Se puede observar con las gráficas y los datos tomados de los parámetros de calidad mejoran con el incremento de los niveles en el inversor.

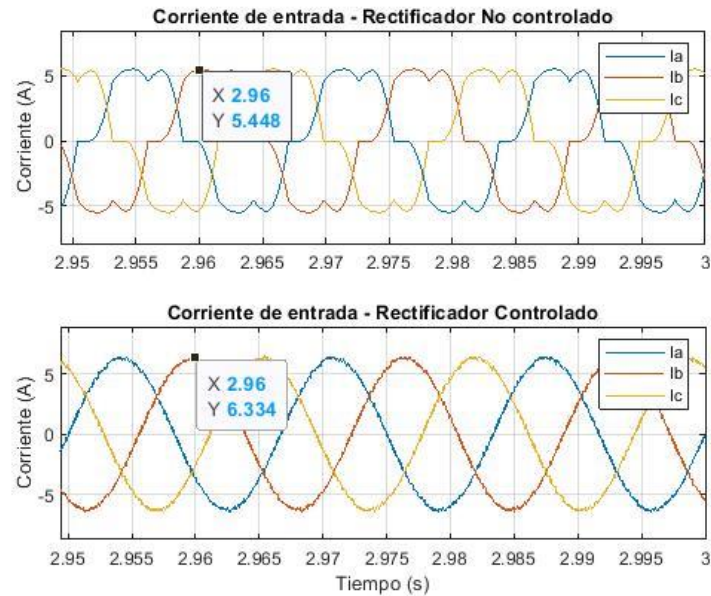
## 8. Análisis de resultados del rectificador

Con el fin de analizar la calidad de las señales de corriente demandadas de la red, se implementó el sistema del rectificador no controlado a base de diodos mostrado en la Figura 16 y el rectificador controlado a base de transistores de la Figura 17, considerando el control por PI+ histéresis de la Figura 21. Se contemplaron los parámetros de diseño descritos en el capítulo 4.

A continuación, se muestran los resultados de las formas de onda de las corrientes de línea a la entrada y la tensión de salida deseada en el lado de DC de cada rectificador de potencia. Posteriormente se muestra el funcionamiento del control por histéresis del rectificador controlado. Por último, se hace el análisis de la calidad de la energía para las corrientes previamente mostradas.

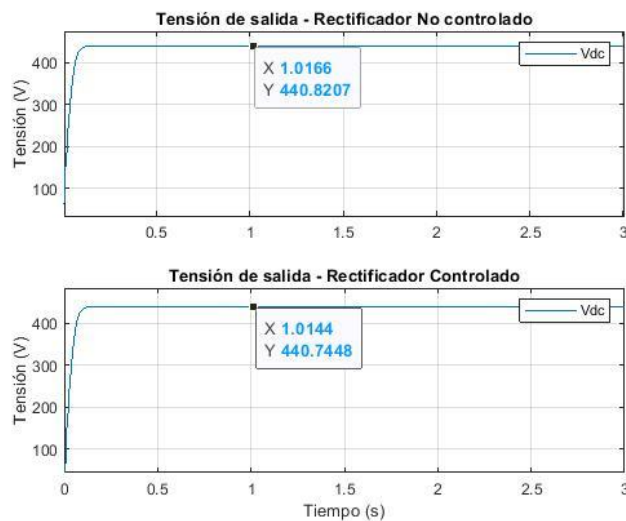
En la Figura 43 se pueden apreciar los resultados de la onda de corriente de entrada de los rectificadores (la Figura 16 presenta el esquema con las variables correspondientes), para este caso se compara la corriente por la fase  $a$ . En esta gráfica se puede apreciar la mejora en la forma de onda de la señal de corriente al emplear el rectificador controlado, respecto al no controlado.

Figura 43.

*Corriente de entrada*

En la Figura 44 se pueden apreciar los resultados de la onda de tensión de salida DC de los rectificadores (en la Figura 16 se presenta el esquema con las variables correspondientes).

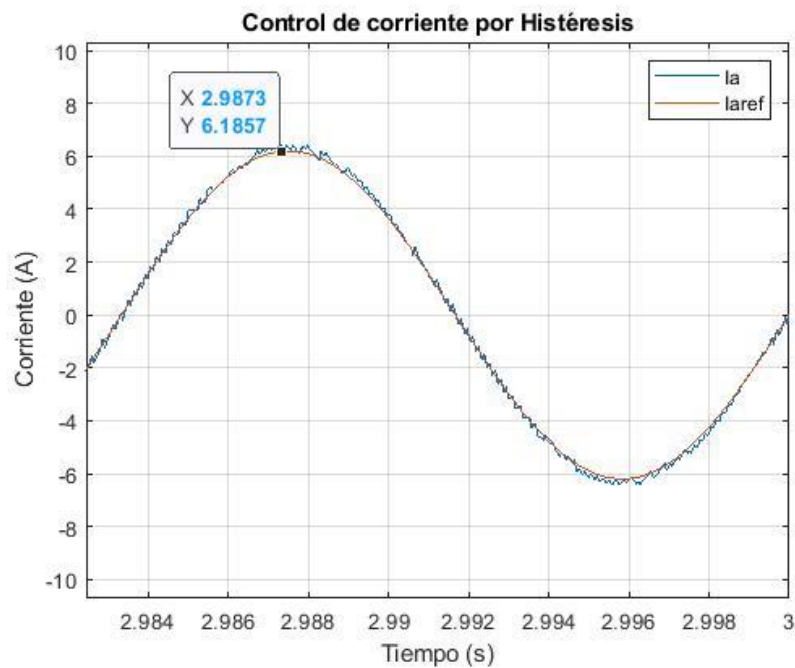
Figura 44.

*Tensión de salida*

En la Figura 45 se puede apreciar el comportamiento de la corriente de entrada del rectificador al emplear el control por histéresis (Figura 21), para este caso se compara la corriente por la fase  $a$ , ya que se aplica el mismo procedimiento para las tres fases.

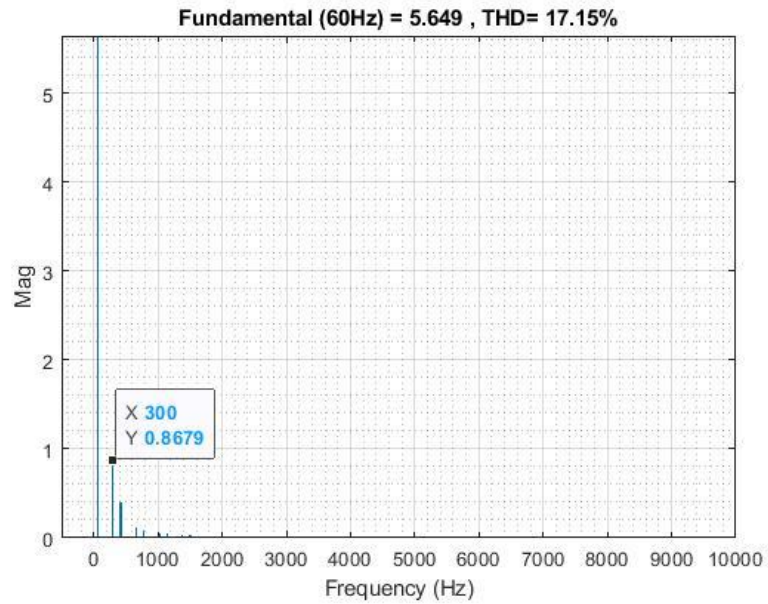
Figura 45.

*Corriente de Controlada*



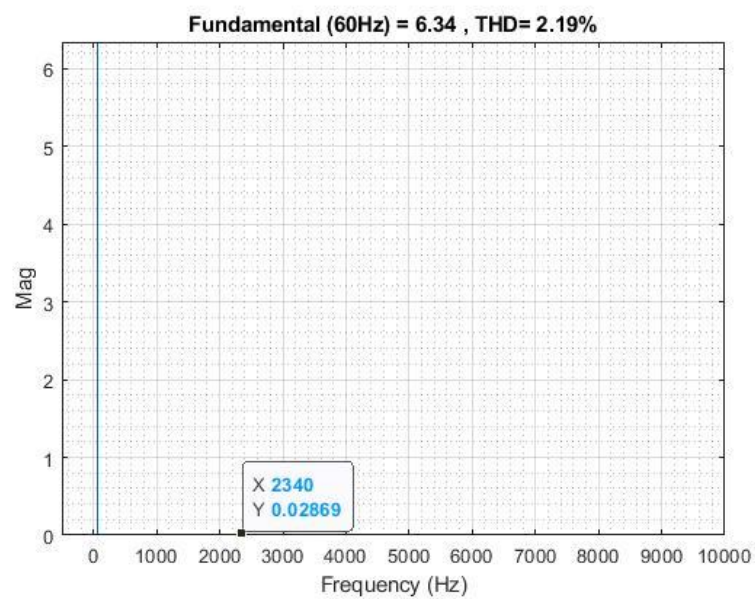
En la Figura 46 se puede ver la gráfica de los armónicos presentes en la señal de corriente de entrada de línea del rectificador no controlado. Para esto se obtuvieron los espectros en frecuencia de las formas de onda de la corriente, a través de la transformada rápida de Fourier (FFT) con ayuda del entorno de MATLAB/Simulink.

Figura 46.

*FFT corriente no controlada*

En la Figura 47 se observa la gráfica de los armónicos presentes en la señal de corriente de entrada de línea del rectificador controlado.

Figura 47.

*FFT corriente controlada*

A continuación, en la Tabla 8 se presenta el resultado de los parámetros de calidad para el rectificador trifásico no controlado y controlado. Donde A1 representa el valor del armónico fundamental de la corriente en [A], THD, TDD y DF en porcentaje y el valor de LOH mayor o igual al 3% del fundamental.

Tabla 8.

*Parámetros de calidad para rectificador*

	No controlado	Controlado
<b>A1 [A]</b>	5.65	6.34
<b>THD [%]</b>	17.15	2.19
<b>TDD [%]</b>	11.81	1.69
<b>DF [%]</b>	0.63	0.04
<b>LOH [A]</b>	0.87 (V armónico)	--

Se puede observar que los parámetros de calidad para el rectificador controlado mejoran en gran proporción con respecto al no controlado, obteniendo valores que si cumplen con la norma presente en el estándar IEEE 519 del 2014.

## 9. Observaciones

Durante la ejecución del trabajo de grado se resaltan la siguiente observación:

El inversor de potencia en topología NPC de 5 niveles, presentó un desbalance en los condensadores del lado de continua, problema inherente a este tipo de topología. El desbalance presente en los condensadores conllevó a la pérdida de la controlabilidad del variador de velocidad. Dado lo anterior, en la simulación del inversor de 5 niveles se emplearon fuentes independientes

de tensión DC en vez de condensadores en el bus de continua. Se propone como trabajo futuro implementar una técnica de control adicional que permita mantener balanceadas las tensiones en estos condensadores.

## 10. Conclusiones

Se diseñó un sistema de control basado en la técnica escalar para la variación de velocidad de un motor de inducción trifásico, implementado en un inversor de potencia. Con esto, se obtuvieron resultados satisfactorios de acuerdo a lo planteado teóricamente para el control escalar, siguiendo exitosamente las señales consideradas de la velocidad de referencia (valor constante, tipo escalón y constante con carga).

Se implementó la simulación de las tres topologías de inversor de potencia (inversor trifásico en puente completo de dos niveles, y los inversores trifásicos en topología NPC de tres y cinco niveles), llegando a concluir que el desempeño del control escalar en cuanto a seguimiento de la referencia no se ve afectado por el cambio de niveles del inversor, por lo que no es necesario un alto número de dispositivos semiconductores.

Sin embargo, evaluando la mejora de calidad de la energía al implementar y usar mayor cantidad de niveles en el inversor y rectificador controlado se recomienda utilizar tres niveles.

Se realizó la simulación de dos topologías de rectificador de potencia (rectificador trifásico en puente completo no controlado y rectificador trifásico controlado), observando mejoras en términos de la calidad de las señales de la corriente de entrada al emplear la topología de rectificador controlado a base de transistores, respecto a la no controlado.

### Referencias Bibliográficas

- Akin, B., & Garg, N. (8 de Marzo de 2013). *Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors*. TEXAS INSTRUMENTS SPRABQ8. Obtenido de <https://www.energysage.com/>
- Almeida, D. (2018). *Caracterización de Inversores Multinivel Tipo Puente H en Cascada*. Universidad Industrial de Santander.
- Arnanzb, R., García, F., & Miguel, L. (2016). Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 381-392.
- IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992). (2014, June 11). IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. 1-29. doi:10.1109/IEEESTD.2014.6826459
- L, U., & Sincy, G. (2017). Hardware Implementation of 3- $\Phi$  PWM. *IEEE International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, (págs. 1-2). Kollam, India.
- Moreno, I., & Suárez, M. (2019). *Implementación de un Inversor de tres Niveles con cuatro Ramas en Topología de Diodos Anclados al Neutro*. Universidad Industrial de Santander.
- Murillo Yarce, D., Marulanda Durango, J. J., & Escobar Mejía, A. (2018). Estudio comparativo de técnicas PWM de banda de histéresis para el control de corriente en filtros activos de potencia. *TecnoLógicas*, 21(43), 91-106.
- Rashid, M. (2004). *Electrónica de Potencia, Circuitos Dispositivos y Aplicaciones* (3° ed.). Mexico: Pretince-Hall.

Rodríguez, J., Franquelo, L., Kouro, S., León, J., Portillo, R., Martín, M., & Pérez, M. (2009).

Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11), 1786-1817. Recuperado el 2017, de <http://www.theecoexperts.co.uk/which-solar-panels-are-most-efficient>

Schneider Electric. (s.f.). *PowerLogic™ PM5300 series – User manual*. Recuperado el 2020 de Octubre de 6, de [https://www.productinfo.schneider-electric.com/pm5300/5be97f3b347bdf0001d99c87/PM5300%20User%20Manual/English/BM\\_PM5300UserManual\\_EAV15107\\_0000088320.ditamap/\\$/C\\_PQ\\_TotalDemandDistortion\\_0000055706](https://www.productinfo.schneider-electric.com/pm5300/5be97f3b347bdf0001d99c87/PM5300%20User%20Manual/English/BM_PM5300UserManual_EAV15107_0000088320.ditamap/$/C_PQ_TotalDemandDistortion_0000055706)

Universidad BIO BIO. (2020). *UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL*. Recuperado el 5 de Octubre de 2020, de <https://frrq.cvg.utn.edu.ar/mod/folder/view.php?id=1804&lang=en>

Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. OUP Oxford.

WEG. (08 de 10 de 2020). *W22 IE1 3 HP 2P 90S 3F 220/440 V 60 Hz IC411 - TEFC - B34L(D)*. Obtenido de <https://www.weg.net/catalog/weg/PY/es/Motores-El%C3%A9ctricos/Motores-IEC-de-Baja-Tensi%C3%B3n/Usos-Generales-ODP-TEFC/Usos-Generales-TEFC-%28Hierro-Gris%29/W22---Usos-Generales-TEFC-%28Hierro-Gris%29/W22-IE1/W22-IE1-3-HP-2P-90S-3F-220-440-V-60-Hz-IC411---TEFC---B>