



# Universidad del Istmo Campus Tehuantepec

División de Estudios de Posgrado  
Maestría en Ciencias en Energía Eólica

## Implementación de una estrategia de control no convencional para un inversor trifásico de baja potencia

**T E S I S**

que para obtener el título de:  
**Maestro en Ciencias en Energía Eólica**

Presenta:

**Ing. Edwin Fernando Mendoza Santos**

Director:

**Dr. Eduardo Campos Mercado**

Codirector:

**Dr. Irandi Gutiérrez Carmona**

Santo Domingo Tehuantepec, Oaxaca. Enero 2020

# Resumen

---

El presente trabajo de investigación se enfoca en las áreas de estudio como la electrónica de potencia y control automático. La aportación primordial para esta investigación es manipular la señal de salida de un inversor de baja potencia mediante la implementación de un algoritmo de control no convencional. El desarrollo de este tema de investigación que da como resultado una tesis de maestría, se realizó en la universidad del Istmo (UNISTMO) Campus Tehuantepec en la división de estudios de posgrado, asociado al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT); además en colaboración con el Centro Mexicano de Innovación en Energía Eólica (CEMIE-Eólico) en el proyecto P-20 y con el Instituto Nacional de Electricidad y Energías Limpias (INEEL). Cabe señalar las actividades de investigación que se desarrollaron y se mencionan a continuación:

- **Conceptos básicos de electrónica de potencia.**  
Esta línea de estudio esta orientado a conocer los componentes elementales de un inversor de baja potencia además de convertir y controlar el flujo de potencia. También el estudio de investigación describe el principio de funcionamiento que realiza la técnica de conmutación y la dinámica que presenta el sistema mediante la aplicación de cargas resistivas. Además se analiza la etapa de control en un inversor electrónico que consiste en controlar la etapa de potencia y generar una señal de salida de corriente alterna al implementar un algoritmo de control y sensar las mediciones en el voltaje de salida.
- **Técnicas de conmutación aplicado a inversores de baja potencia.**  
Se dan a conocer las estrategias de conmutación para inversores electrónicos con el fin de conocer cada uno de sus principios de operación, y por consiguiente se propone un algoritmo con base a la función seno para aplicarse al prototipo, además se evalúa el (THD) para conocer el desempeño en condiciones de lazo-abierto.
- **Estrategias de control aplicados a inversores de baja potencia.**  
Se expone la teoría de control automático de manera breve para contextualizar los algoritmos de control a implementar en la plataforma experimental como es el controlador PI clásico y PI no lineal. Como objetivo principal es manipular la señal de salida aplicando los algoritmos de control mencionados y evaluar el desempeño del sistema mediante el criterio del (THD). Además se analiza la señal de salida generada para cumplir el valor establecido de la norma IEEE 519-1992 y por lo tanto se considera un rubro en la calidad de la energía en condiciones de lazo-cerrado a nivel simulación en Matlab/Simulink y a nivel experimental se programó en la plataforma Arduino.

# Agradecimientos

---

Agradezco por esta etapa de mi vida a mis padres Fernando Mendoza Resendiz, Sonia Santos Medina y a mi hermana María Fernanda Mendoza Santos por guiarme y apoyarme en todo momento para alcanzar las metas que me propongo realizar.

Agradezco a mi novia Yoloxochitl Castillo Castillo por apoyarme en todo momento y acompañarme en este camino para culminar mis estudios de posgrado.

Agradezco a mi Director de tesis el Dr. Eduardo Campos Mercado y a mi Codirector el Dr. Irandi Gutiérrez Carmona por compartir sus conocimientos, ideas y trabajo en equipo que estuve desarrollando en este trabajo de investigación.

Agradezco al Maestro en Ciencias Efraín Dueñas Reyes por brindarme la orientación necesaria para desarrollar este trabajo.

Agradezco a los profesores de la Maestría en Ciencias en Energía Eólica por compartir sus experiencias y compañerismo durante el transcurso en mis estudios de posgrado.

Agradezco al programa P-20 del CEMIE-EÓLICO y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACYT, por haber apoyado a realizar mis estudios de posgrado.

# Índice general

<b>Resumen</b>	iii
<b>Agradecimientos</b>	v
<b>Índice de figuras</b>	ix
<b>Índice de tablas</b>	xii
<b>Lista de acrónimos y símbolos</b>	xiii
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Convertidores aplicados en aerogeneradores . . . . .	1
1.1.1 Funcionamiento de un convertidor de potencia . . . . .	5
1.1.2 Clasificación de los convertidores electrónicos de potencia . . . . .	5
1.2 Antecedentes . . . . .	7
1.3 Planteamiento de problema . . . . .	11
1.4 Justificación . . . . .	12
1.5 Motivación . . . . .	12
1.6 Objetivo general . . . . .	13
1.7 Objetivos específicos . . . . .	13
1.8 Alcances y limitaciones . . . . .	13
<b>2 Fundamentos de un convertidor inversor</b>	<b>15</b>
2.1 Conceptos básicos de un inversor . . . . .	15
2.2 Clasificación de los inversores . . . . .	20
2.2.1 Inversor monofásico medio puente . . . . .	21
2.2.2 Inversor monofásico puente completo . . . . .	27
2.2.3 Modelo matemático de un inversor monofásico (puente completo) . . . . .	33
2.2.4 Inversor trifásico . . . . .	40
2.2.5 Modelo matemático de un inversor trifásico . . . . .	46
2.3 Técnicas de conmutación . . . . .	48
2.3.1 Modulación de ancho de pulso senoidal . . . . .	53
2.3.2 Modulación de ancho de pulso 60° . . . . .	55
2.3.3 Modulación de ancho de pulso tercer armónico . . . . .	56
2.3.4 Modulación vectorial . . . . .	58
<b>3 Algoritmos de control</b>	<b>64</b>
3.1 Estrategia de control PID . . . . .	67
3.1.1 Controlador Proporcional . . . . .	67
3.1.2 Controlador Integral . . . . .	68

3.1.3	Controlador Derivativo . . . . .	69
3.1.4	Controlador PID . . . . .	70
3.2	Estrategia de control PI no lineal . . . . .	72
3.3	Selección de un algoritmo de control no convencional para un inversor monofásico . . . . .	75
<b>4</b>	<b>Plataforma experimental</b>	<b>78</b>
4.1	Inversor Monofásico . . . . .	78
4.1.1	Dispositivos y elementos electrónicos . . . . .	78
4.1.2	Plataforma experimental de arquitectura abierta . . . . .	80
4.1.3	Funcionamiento de la Plataforma experimental . . . . .	82
<b>5</b>	<b>Resultados a nivel simulación y experimental</b>	<b>84</b>
5.1	Pruebas a nivel simulación de un inversor electrónico . . . . .	85
5.1.1	Simulaciones de las técnicas de conmutación para un inversor trifásico . . . . .	85
5.1.2	Técnica de conmutación senoidal (SPWM) . . . . .	86
5.1.3	Técnica de conmutación senoidal de tercer armónico (THPWM) . . . . .	87
5.1.4	Técnica de conmutación senoidal de 60° (SPWM 60°) . . . . .	87
5.1.5	Técnica de conmutación vectorial (SV) . . . . .	88
5.1.6	Simulación de un algoritmo de control no convencional para un inversor monofásico . . . . .	89
5.1.7	Simulación de un algoritmo de control no convencional para un inversor trifásico . . . . .	92
5.2	Pruebas experimentales de un inversor monofásico . . . . .	95
5.2.1	Implementación de un algoritmo senoidal en lazo-abierto para un inversor monofásico . . . . .	95
<b>6</b>	<b>Conclusiones y trabajos a futuro</b>	<b>98</b>
6.1	Conclusión general . . . . .	98
6.2	Trabajos a futuro . . . . .	99
	<b>Apéndices o Anexos</b>	<b>100</b>
<b>A</b>	<b>Anexos</b>	<b>100</b>
A.1	Componentes electrónicos . . . . .	100
	<b>Bibliografía</b>	<b>109</b>

# Índice de figuras

Figura 1.1	Aerogenerador con generador de inducción jaula de ardilla. . . .	2
Figura 1.2	Aerogenerador con convertidor back to back. . . . .	2
Figura 1.3	Aerogenerador con generador doblemente alimentado. . . . .	3
Figura 1.4	Aerogenerador con generador síncrono. . . . .	4
Figura 1.5	Consideraciones básicas para el funcionamiento de un convertidor de potencia. . . . .	5
Figura 1.6	Voltajes de salida de los inversores multinivel, a) topología 9 niveles y b) topología de 13 niveles. . . . .	9
Figura 1.7	Señal de un inversor multinivel: a) corriente de salida. . . . .	10
Figura 1.8	Voltaje y corriente de salida aplicando un controlador de modos deslizante optimizado. . . . .	11
Figura 2.1	Funcionamiento de un inversor no modulado. . . . .	15
Figura 2.2	Señal sinusoidal en inversores modulados. . . . .	16
Figura 2.3	Secciones de un convertidor de potencia de modo conmutado. . .	16
Figura 2.4	Subsistemas de un aerogenerador. . . . .	17
Figura 2.5	Inversor monofásico medio puente, a) circuito, b) formas de onda con carga resistiva, c) corriente en una carga altamente inductiva. .	19
Figura 2.6	Funcionamiento del inversor con carga inductiva. Trabaja en cuatro cuadrantes. . . . .	20
Figura 2.7	Clasificación de inversores. . . . .	21
Figura 2.8	Transistores para un inversor. . . . .	22
Figura 2.9	Circuito básico utilizado en un inversor de tres niveles. . . . .	23
Figura 2.10	Circuito básico de un inversor. . . . .	23
Figura 2.11	Estados de operación en un inversor monofásico de medio puente, a) Circuito equivalente de un inversor monofásico de medio puente cuando la entrada de voltaje pasa a través de los condensadores en corriente directa (CD), a) estado 1 b) estado 2, c) estado 3, d) estado 4, e) estado 5. . . . .	26
Figura 2.12	Inversor monofásico puente completo, a) circuito, b) formas de onda con carga resistiva, c) corriente en una carga altamente inductiva. . . . .	28
Figura 2.13	a) Inversor monofásico puente H completo, b) voltaje de carga del inversor monofásico de puente completo. . . . .	30
Figura 2.14	Operación de inversor monofásico de puente completo para carga inductiva. . . . .	30
Figura 2.15	Estados de operación en un inversor monofásico puente completo, a) Estado 1, b) Estado 2, c) Estado 3, d) Alternativa de estado 3. .	31

Figura 2.16	Estados de operación en un inversor monofásico puente completo, e) Estado 4, f) Alternativa Estado 4, g) Estado 5, h) Estado 6. . . . .	32
Figura 2.17	Inversor monofásico, a) circuito de un inversor monofásico y b) señal de forma de onda cuadrada. . . . .	33
Figura 2.18	Circuitos equivalentes del funcionamiento del inversor monofásico a) modo alto y b) modo bajo. . . . .	34
Figura 2.19	Circuitos equivalentes de un inversor monofásico. . . . .	35
Figura 2.20	Configuración del circuito de un inversor trifásico. . . . .	40
Figura 2.21	Circuitos equivalente referidos a la carga, obtenidos en el orden del voltaje en la señal de salida. . . . .	41
Figura 2.22	Fases de voltaje en dos secciones dentro del dispositivo electrónico. . . . .	43
Figura 2.23	Voltajes de fase por conducción a 180°. . . . .	43
Figura 2.24	Espectro de frecuencia de voltaje de línea a línea y voltaje de fase. . . . .	45
Figura 2.25	Voltaje neutral en una conexión estrella para una conexión trifásica con respecto a una carga. . . . .	45
Figura 2.26	Circuito de un inversor de topología trifásica. . . . .	46
Figura 2.27	Control de tensión de salida de un inversor. . . . .	49
Figura 2.28	Modulación por ancho de pulso, a) comparación de la señal moduladora y la señal portadora b) orden del índice de armónicos que se presentan y c) señal de la componente fundamental de salida. . . . .	50
Figura 2.29	Control del voltaje mediante la variación de $m_a$ . . . . .	52
Figura 2.30	Técnica de PWM sinusoidal, a) señal fundamental por fase y b) comparación de la señal portador y señal moduladora. . . . .	53
Figura 2.31	Rango de modulación de voltaje para SPWM. . . . .	54
Figura 2.32	Voltaje en la señal de salida para una modulación de ancho de pulso senoidal a sesenta grados. . . . .	56
Figura 2.33	Voltaje en la señal de salida para una modulación de ancho de pulso senoidal tercer armónica. . . . .	57
Figura 2.34	Sobremodulación de la técnica SPWM. . . . .	57
Figura 2.35	Vector voltaje de rotación. . . . .	60
Figura 2.36	Representación de la modulación vectorial. . . . .	61
Figura 2.37	Generación de modulación para el proceso del vector voltaje. . . . .	62
Figura 3.1	Diagrama de bloque de un sistema de control de lazo abierto. . . . .	66
Figura 3.2	Diagrama de bloque de un sistema de control de lazo cerrado. . . . .	66
Figura 3.3	Controlador PI en configuración de reinicio automático. . . . .	69
Figura 3.4	Diagrama de bloques de un controlador PID . . . . .	70
Figura 3.5	Características de (a) Zona muerta con limitaciones y (b) No linealidad estática. . . . .	72
Figura 3.6	Función de saturación $u_n$ para diversos valores para el parámetro $\mu_n$ . . . . .	75
Figura 3.7	Diagrama de bloques de control para el prototipo de un inversor monofásico. . . . .	77
Figura 4.1	Transformador de 24V a 10 A. . . . .	79
Figura 4.2	Inductancia de 2mH. . . . .	80
Figura 4.3	Diagrama de la plataforma experimental de un inversor monofásico. . . . .	81
Figura 4.4	Circuito de la plataforma experimental de un inversor monofásico. . . . .	81

Figura 4.5	Cambio de polaridad de una señal PWM con una frecuencia a 60 Hz. . . . .	82
Figura 4.6	Señal cuadrada a 60 Hz. . . . .	83
Figura 5.1	Diagrama de bloques de un inversor trifásico en Matlab/Simulink.	85
Figura 5.2	Generación PWM de las técnicas de conmutación. . . . .	86
Figura 5.3	Técnica de conmutación senoidal. . . . .	86
Figura 5.4	Técnica de conmutación senoidal de tercer armónico. . . . .	87
Figura 5.5	Técnica de conmutación senoidal de 60°. . . . .	88
Figura 5.6	Técnica de conmutación vectorial. . . . .	88
Figura 5.7	Diagrama de bloques de un inversor monofásico aplicando un algoritmo control no convencional PI clásico en Matlab/Simulink. . . . .	90
Figura 5.8	Voltaje de salida del diagrama de bloques de un inversor monofásico aplicando un controlador PI no lineal. . . . .	90
Figura 5.9	Tiempo de convergencia de un controlador PI clásico perturbado a la entrada de un inversor monofásico. . . . .	91
Figura 5.10	Tiempo de convergencia de un controlador PI no lineal perturbado a la entrada de un inversor monofásico. . . . .	91
Figura 5.11	Diagrama de bloques de un inversor trifásico aplicando un algoritmo control no convencional PI clásico en Matlab/Simulink. . . . .	92
Figura 5.12	Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI clásico y no lineal en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje invariante en el tiempo. . . . .	93
Figura 5.13	Señal de voltaje de salida trifásica analizando una fase e implementando un algoritmo de control PI clásico y no lineal en una fuente de voltaje de entrada invariante en el tiempo. . . . .	93
Figura 5.14	Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI clásico en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje variante en el tiempo.	94
Figura 5.15	Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI no lineal en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje variante en el tiempo.	94
Figura 5.16	Señal de salida alterna generada por el driver VNH5019 sin la etapa de filtrado. . . . .	96
Figura 5.17	Señal de salida alterna generada por el driver VNH5019 y aplicando una etapa de filtrado mediante una inductancia de 2 mH. . . . .	96
Figura 5.18	Señal alterna amplificada mediante un transformador eléctrico de 24 V a 10 A. . . . .	97
Figura A.1	Plataforma Arduino Uno. . . . .	100
Figura A.2	Driver Puente H, etapa de potencia. . . . .	101
Figura A.3	Características de driver VNH5019 hoja 1. . . . .	102
Figura A.4	Características de driver VNH5019 hoja 2. . . . .	103
Figura A.5	Características de driver VNH5019 hoja 3. . . . .	104
Figura A.6	Características de driver VNH5019 hoja 4. . . . .	105
Figura A.7	Características de driver VNH5019 hoja 5. . . . .	106
Figura A.8	Características de transistor IRFZ44N hoja 1. . . . .	107
Figura A.9	Características de transistor IRFZ44N hoja 2. . . . .	108



# Índice de tablas

Tabla 1.1	Clasificación de los tipos de convertidores. . . . .	5
Tabla 2.1	Estados de conmutación para la configuración de medio puente H, voltaje de salida ( $v_o$ ), corriente en la fase de salida ( $i_{fi}$ ) y potencia de salida ( $P_{Fi}$ ). . . . .	27
Tabla 2.2	Estados de conmutación para la configuración del puente H, voltaje de salida, corriente de salida y potencia de salida. . . . .	33
Tabla 2.3	Estados de conmutación de los voltajes de fase para la configuración trifásica. . . . .	42
Tabla 2.4	Vectores de voltaje de salida correspondientes a los estados de conmutación. . . . .	63
Tabla 4.1	Características de un transformador de 240 W. . . . .	79
Tabla 5.1	Resultados de las técnicas de conmutación . . . . .	89
Tabla 5.2	Resultados obtenidos respecto a la calidad de la energía. . . . .	97

# Lista de acrónimos y símbolos

---

## ACRÓNIMOS

CA	Current Alternating Corriente alterna
CD	Current Direct Corriente directa
THD	Total Harmonic Distorsion Distorsión armónica total
PWM	Pulse Width Modulation Modulación de ancho de pulso
IGBT	Gate Bipolar Transistor Transistor de compuerta bipolar
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor Transistor semiconductor óxido-metal efecto de campo
GTO	Gate Turn-Off Thyristor Tiristor de compuerta de paso cerrado
SHEPWM	Selective Harmonic Eliminated Pulse Width Modulation Modulación de ancho de pulso selectivo para eliminar armónicos
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation Modulación ancho de pulso discontinuo
RMS	Root Mean Square Valor eficaz
PI clásico	Proportional-Integral classic Proporcional-Integral Clásico
BJT	Bipolar Junction Transistor Transistor de unión bipolar
IGCT	Integration Gate Conmmutation Transistor de puerta de conmutación integrada
SPWM	Senoidal Pulse Width Modulation Modulación de ancho de pulso senoidal

THIPWM	Third Pulse Width Modulation Modulación de ancho de pulso senoidal de tercer armónico
PI	Controlador Proporcional-Integral Controlador Proporcional-Integral
PID	Controlador Proporcional-Integral-Derivative Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
$PI_{NL}$	Controlador Proporcional-Integral Non-Linear Controlador Proporcional-Integral no lineal
$PID_{NL}$	Controlador Proporcional-Integral-Derivative Non-Linear Controlador Proporcional-Integral-Derivativo no lineal

## SÍMBOLOS

■ Letras mayúsculas.

$A$	Amperes	[A]
$kHz$	KiloHertz	[kHz]
$\frac{v_{cd}}{2}$	Voltaje de activación en alto	[V]
$-\frac{v_{cd}}{2}$	Voltaje de activación en bajo	[V]
$R$	Resistencia	[ $\Omega$ ]
$L$	Inductancia	[H]
$C$	Capacitor	[F]
$Z$	Impedancia	[ $\Omega$ ]
$v_{frms}$	Voltaje en modo de regeneración o alimentación	[V]
$T_+$	Transistor en alto	[-]
$T_-$	Transistor en bajo	[-]
$V_{carga}$	Voltaje de carga	[V]
$V_+$	Voltaje en alto	[V]
$V_-$	Voltaje en bajo	[V]
$\dot{v}_o^a$	Derivada temporal del voltaje de salida en la fase $a$	[V]
$M_I$	Índice de modulación	[-]
$T_1$	Transistor uno en la primera línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$T_2$	Transistor dos en la tercer línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$T_3$	Transistor tres en la segunda línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$T_4$	Transistor cuatro en la primera línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$T_5$	Transistor cinco en la tercer línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$T_6$	Transistor seis en la segunda línea de la etapa de potencia de un inversor	[-]
$\tilde{G}(s)$	Modelo de la planta real que tiene una incertidumbre $\Delta(s)$	[-]
$\Delta(s)$	Incertidumbre o error de una planta real	[-]
$G(s)$	Modelo de la planta nominal que se va a utilizar en el diseño del sistema de control	[-]
$K(s)$	Controlador implementando el teorema de la pequeña ganancia	[-]
$W$	Watts	[W]
$T_p$	Tiempo constante proporcional	[s]
$T_i$	Tiempo constante integral	[s]
$T_d$	Tiempo constante derivativo	[s]

■ Letras minúsculas.

$v_o$	Voltaje salida	[V]
$\frac{t_o}{2}$	Tiempo de activación de un interruptor de potencia	[s]
$i_L$	Corriente que pasa por la inductancia	[A]
$p_0$	Potencia instantánea	[W]
$i_0$	Corriente de salida	[A]
$i_{dc}$	Corriente de entrada en corriente directa	[A]
$v_{dc}$	Voltaje de entrada en corriente directa	[V]
$v_{fi}$	Voltaje simétrico instantáneo mediante la serie de Fourier	[V]
$\omega$	Frecuencia angular	$[\frac{rad}{s}]$
$n$	Número de submúltiplos de armónicos	[-]
$i_{fi}$	Corriente simétrica instantánea mediante la serie de Fourier	[A]
$t_{cerrado}$	Tiempo desactivado de un transistor de potencia	[s]
$t_{abierto}$	Tiempo de activación de un transistor de potencia	[s]
$i_C$	Corriente que pasa en el capacitor	[A]
$w_1$	Cambio de variable respecto a la derivada temporal de la corriente en la fase $a$	[-]
$w_4$	Cambio de variable respecto a la derivada temporal en el voltaje en la fase $a$	[-]
$j^a$	Variable de operación para el principio de funcionamiento de un transistor	[-]
$\dot{w}_1$	Derivada temporal del cambio de variable respecto a la derivada temporal de la corriente en la fase $a$	[-]
$\dot{w}_4$	Derivada temporal del cambio de variable respecto a la derivada temporal en el voltaje en la fase $a$	[-]
$v_{ab}$	Voltaje de línea a línea	[V]
$v_{an}$	Voltaje de línea a neutro	[V]
$v_{3Fan}$	Voltaje para una topología trifásica línea-neutro	[V]
$e^a$	Línea de transistores fase $a$	[-]
$e^b$	Línea de transistores fase $b$	[-]
$e^c$	Línea de transistores fase $c$	[-]
$v_{tri}$	Voltaje de la señal portadora	[V]
$v_{ptri}$	Voltaje pico de una señal portadora	[V]
$m_a$	Modulación de amplitud	[-]
$m_f$	Modulación de frecuencia	[-]
$v_{control}$	Voltaje de control de la señal moduladora	[V]
$v_p$	Voltaje pico	[V]
$v_{pcontrol}$	Voltaje de la señal moduladora pico	[V]
$v_{ref}$	Voltaje de referencia	[V]
$v_{3F}$	Voltaje de salida de un inversor trifásico	[V]
$w^a$	Operacion de la línea $a$ de transistores	[-]
$w^b$	Operacion de la línea $b$ de transistores	[-]
$w^c$	Operacion de la línea $c$ de transistores	[-]
$k_p$	Ganancia proporcional	[-]
$k_i$	Ganancia integral	[-]
$k_d$	Ganancia derivativa	[-]

# Capítulo 1

## Introducción

---

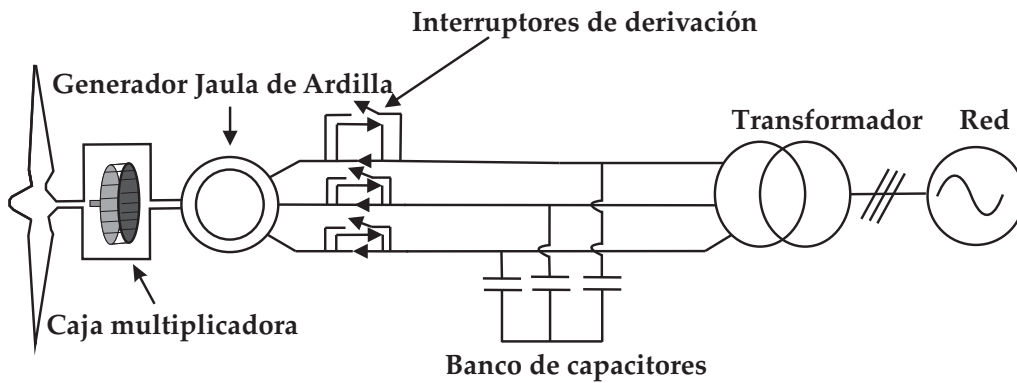
### 1.1. Convertidores aplicados en aerogeneradores

Los convertidores electrónicos de potencia han progresado de tal manera en la actualidad que se han vuelto un elemento imprescindible para su aplicación en aerogeneradores, dada la necesidad de obtener una alta eficiencia de transformación de energía eólica a eléctrica; con la finalidad de entregar energía eléctrica a la red cumpliendo con las normativas en la calidad de la energía sobre frecuencia de operación, factor de potencia, niveles de armónicos, entre otros. Para lograr esas características de operación existen subsistemas de electrónica de potencia y control automático que permiten convertir, mejorar y regular la energía eléctrica acorde a las características de operación de la red. El presente trabajo de investigación se enfoca en el área de electrónica de potencia y control automático, con la finalidad de implementar algoritmos de control en un inversor de baja potencia. Cabe señalar que los convertidores de potencia en los aerogeneradores se han desarrollado innovaciones tecnológicas de manera paulatina para obtener mejores resultados en la conversión de la energía, y para ello es necesario conocer de manera general los antecedentes de los convertidores electrónicos que se han implementado en el desarrollo de las configuraciones de los aerogeneradores, a continuación se describe cada uno de ellos:

- Configuración 1.

Esta configuración opera con velocidades del viento de manera constante, es decir, la velocidad que alcanza el eje del rotor eólico, se establece de manera fija e incorpora en su principio de operación la frecuencia de la red eléctrica, la caja multiplicadora y el generador asíncrono (Generador jaula de ardilla), en la Figura 1.1 se ilustra los subsistemas que constituyen a este tipo de configuración. Para energizar al generador eléctrico se utiliza el subsistema arrancador suave, este dispositivo es un controlador de voltaje de corriente alterna (CA) que permite manipular el voltaje del estator gradualmente y con el propósito de manipular los ángulos de disparo que comprende la configuración del rectificador. Entonces el principio de operación es aplicado a segmentos de la red de voltaje en cada sección que resulte para el estator, obteniendo una componente pequeña en comparación con la fundamental. Los límites en el manejo de la corriente para el estator se presentan durante el arranque. Los ángulos de disparo varían al incrementarse el voltaje del estator de manera paulatina desde un valor nulo hasta el voltaje nominal de la red. Después se considera este voltaje aplicado para el generador, donde el arrancador suave disminuye las interrupciones con el propósito de eliminar las pérdidas por conmutación del rectificador.

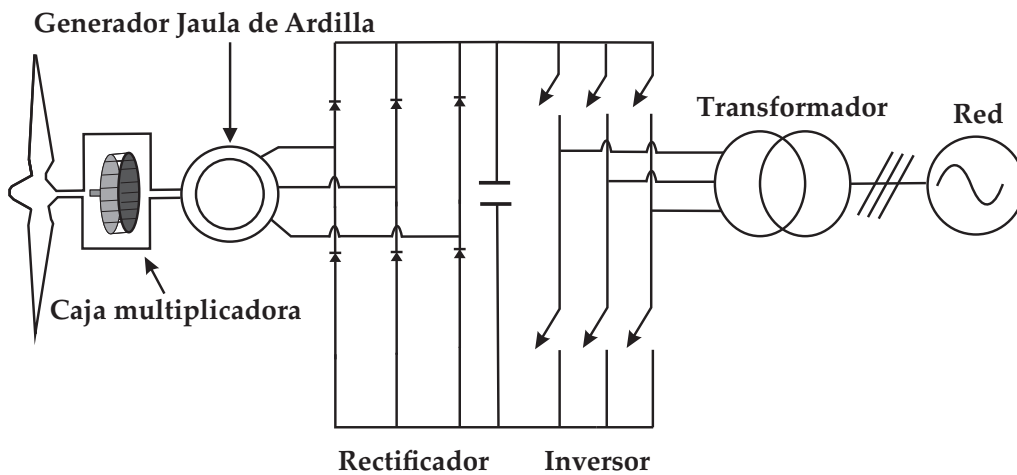
En este tipo de sistemas se caracteriza debido por no contar con una etapa de potencia (convertidor electrónico), que permita manipular la señal que entrega el generador eléctrico. Es por ello que esta configuración para solventar las problemáticas del factor de potencia, se utiliza un banco de capacitores que su función es compensar la potencia reactiva consumida o generada debido a las variaciones de velocidad del rotor eólico [1]. Este desfase en las características de operación de la energía generada, de la energía que implica las distorsiones o submúltiplos que pueda contener de la señal fundamental [2] y [3].



**Figura 1.1.** Aerogenerador con generador de inducción jaula de ardilla.

■ Configuración 2.

Para los aerogeneradores de inducción con generadores jaula de ardilla de velocidad variable como se muestra en la Figura 1.2, la capacidad del convertidor electrónico a implementar se requiere ajustar la velocidad del generador eléctrico del recurso eólico.



**Figura 1.2.** Aerogenerador con convertidor back to back.

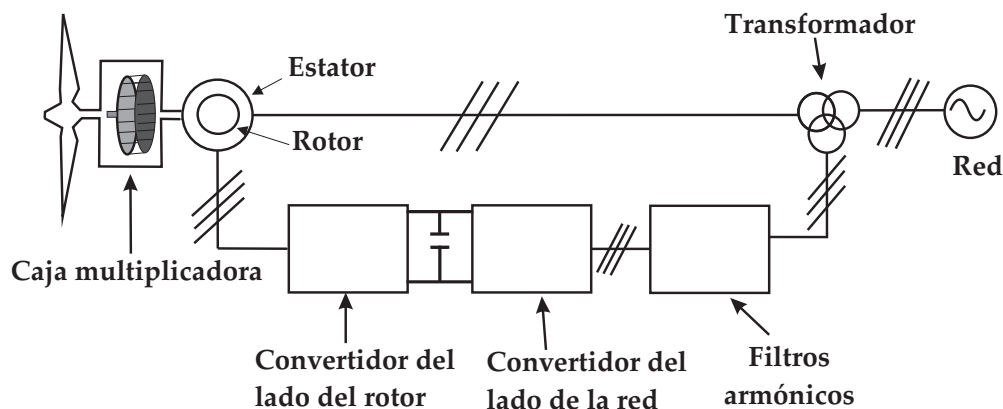
La configuración típica de este tipo de sistemas de generación de energía posee un convertidor electrónico back to back. Es un rectificador electrónico (convertidor al lado del generador) utilizado con la finalidad de controlar la velocidad o torque del generador eléctrico en el esquema del seguimiento del punto de potencia máxima. Esta configuración está acoplado a un inversor y un filtro que permita atenuar los armónicos generados. El dimensionado del capacitor en el convertidor back to back

depende de diversos factores entre ellos la frecuencia de conmutación del rectificador, la etapa del filtro inductor-capacitor (LC), la distorsión armónica total (THD %, por sus siglas en inglés Total Harmonic Distorsion) y el tipo de generador. El voltaje de salida (CD) del rectificador se ajusta mediante dos métodos: el primero es el índice de modulación, el segundo con algoritmos de control para manipular los ángulos de retardo para el desfaseamiento entre cada señal generada.

En resumen el inversor se encarga de controlar el voltaje (CD) y la potencia reactiva, este dispositivo es conectado a la red a través de la línea del inductor, para ello se presenta pérdidas debido a la inductancia en el transformador. La resistencia en la línea es insignificamente pequeño y tiene un mínimo impacto en el desempeño del sistema. Este convertidor puede ser modulado por diversas técnicas de conmutación para manipular el modo de conducción de los interruptores de potencia. El flujo de potencia opera de manera bidireccional y la potencia de operación es suministrado del inversor hacia la red. El factor de potencia de la red se manipula con el atraso o adelanto mediante el ángulo de potencia, con el objetivo de controlar la generación de potencia activa.

■ Configuración 3.

En los aerogeneradores doblemente alimentado de velocidad variable como se ilustra en la Figura 1.3, su principio de funcionamiento se enfoca al control en el circuito del rotor mediante dispositivos externos que permita operar en un intervalo de velocidades variables. El estator del generador eléctrico se conecta a la red mediante el transformador, además esta sección entrega un flujo de potencia unidireccional, mientras que el rotor del generador está conectado al convertidor de potencia, a un filtro de armónicos, el transformador y por último a la red eléctrica; cabe añadir que el flujo de potencia que entrega es de manera bidireccional.



**Figura 1.3.** Aerogenerador con generador doblemente alimentado.

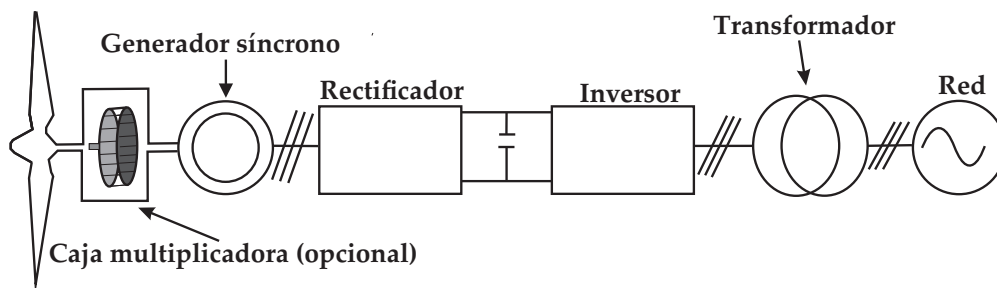
Este tipo de sistemas en su operación de velocidad variable aprovecha y genera una mayor potencia en comparación con los aerogeneradores de velocidad constante, también el costo es menor de los subsistemas como el convertidor de potencia y la etapa de filtrado es un 11.5 % comparándolo con los aerogeneradores de velocidad constante [2] y [4]. El convertidor que se implementa para este tipo de configuración en aerogeneradores son denominados convertidores de frecuencia de escala parcial, este sistema esta acoplado al circuito del rotor y está diseñado a un 30 % de la potencia nominal del generador eléctrico, su función de este dispositivo es



compensar la potencia reactiva y de conexión a la red eléctrica, también tiene un rango para el control dinámico de las velocidades y limitado a la característica de operación del convertidor electrónico.

### ■ Configuración 4.

La configuración para este tipo de aerogeneradores como se ilustra en la Figura 1.4, se implementa un convertidor back to back de dos niveles y son aplicados en aerogeneradores para baja potencia, los convertidores de punto neutro de tres niveles son aplicados a mediana potencia y existen otras topologías como los convertidores multinivel, convertidores tandem, convertidores resonantes, convertidores matriz, entre otras configuraciones que son aplicados para mediana y alta potencia. Cabe señalar que este tipo de aerogeneradores no es primordial el subsistema de la caja multiplicadora, debido a que un generador de baja velocidades y un alto números de polos son empleados para alcanzar su velocidad nominal de sincronismo para generar energía eléctrica.



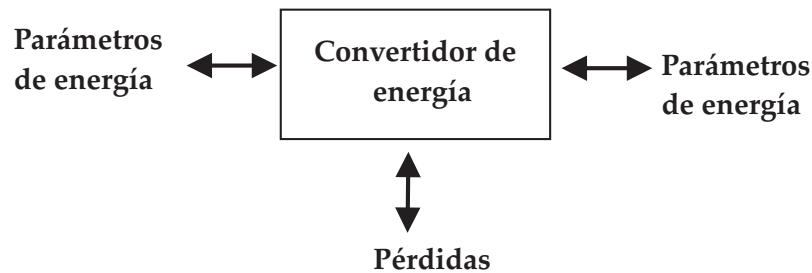
**Figura 1.4.** Aerogenerador con generador síncrono.

El funcionamiento del convertidor back to back en este caso opera de manera bidireccional conformado por dos convertidores e implementan en su funcionamiento la modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés Pulse Width Modulation), además para desempeñar el control en cada fase es necesario obtener el voltaje de enlace (CD) con el propósito de mantener un valor mayor que la amplitud del voltaje de línea-línea. El flujo de potencia en el convertidor del lado de la red se controla mediante un voltaje en el enlace (CD) sea constante y para el convertidor del lado del rotor se controla para satisfacer la demanda de magnetización de la velocidad nominal. Una característica que tiene este tipo de convertidores es el desacoplamiento entre el convertidor en el lado del rotor y el convertidor en el lado de la red, debido a que ofrece un control individual permitiendo una compensación para ambas secciones. Para el convertidor en el lado del rotor existen diversos métodos para controlar la corriente del rotor entre ellos mediante (PWM), otro método comúnmente implementado es la modulación de histéresis. En cuanto al convertidor en el lado de la red su función es controlar el enlace en la fuente (CD) y también para compensar la potencia reactiva generada. Una desventaja para estos dispositivos electrónicos son las pérdidas por conmutación debido a la alta frecuencia que operan los interruptores de potencia.

Después de mencionar el desarrollo tecnológico en los convertidores de potencia para los aerogeneradores, se menciona el principio de funcionamiento de un convertidor de potencia y su clasificación.

### 1.1.1. Funcionamiento de un convertidor de potencia

Un convertidor de potencia, es el módulo básico en un sistema de potencia donde consiste en controlar o manipular la magnitud eléctrica de entrada, frecuencia nominal, número de fases, [4]. También para ello se tiene que considerar diversos factores en el funcionamiento de este tipo de dispositivos como son: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, etc. La Figura 1.5 se muestra una representación básica del funcionamiento de estos sistemas.



**Figura 1.5.** Consideraciones básicas para el funcionamiento de un convertidor de potencia.

Además está constituido de diversos interruptores electrónicos, o de potencia, entre ellos se destacan como son: los transistores bipolares de puerta aislada (IGBT's, por su sigla en inglés Gate Bipolar Transistor), los transistores de unión bipolar (BJT's, por su sigla en inglés Bipolar Junction Transistor), los transistores de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET's, por su sigla en inglés Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor), los tiristores tipo GTO (GTO's, por su sigla en inglés Gate Turn-Off Thyristor), entre otros [6]. Los transistores electrónicos permiten realiza la conversión de energía mediante los estados de conmutación. También existen otros tipos de convertidores de potencia que realizan conversiones respecto a las características de operación como la frecuencia, la magnitud en la amplitud, el ciclo de trabajo siendo las características principales para el funcionamiento de un convertidor de potencia [7] y [8].

Para ello es necesario describir la clasificación de los tipos de convertidores de potencia, que permiten caracterizar las diferentes conversiones de la energía eléctrica. A continuación en la siguiente subsección se menciona cada uno de ellos.

### 1.1.2. Clasificación de los convertidores electrónicos de potencia

El desarrollo de los componentes de estado sólido en los últimos años, ha evolucionado de manera paulatina los dispositivos de electrónica de potencia, es por ello, entre los convertidores de potencia se clasifican los comúnmente implementados de acuerdo a la Tabla 1.1.

**Tabla 1.1.** Clasificación de los tipos de convertidores.

Voltaje de entrada CA	Voltaje de entrada CD
Cicloconvertidores	Reguladores
Rectificadores	Inversores

Sin embargo para la conversión de energía se clasifican en rectificadores corriente alterna-corriente directa (CA/CD), elevadores-reductores de corriente directa-corriente directa (CD/CD), ciclo convertidores/rectificadores de corriente alterna-corriente alterna (CA/CA) e inversores corriente directa-corriente alterna (CD/CA). A continuación se describen cada topología y sus características fundamentales mediante su principio de funcionamiento.

- **Rectificadores.**

Un sistema electrónico de potencia cuya función es convertir la corriente alterna a corriente directa [9]. En la rectificación, se implementan elementos electrónicos que permitan el paso de la corriente en un sentido, permaneciendo bloqueado cuando se aplique una corriente de polaridad inversa. Para ello, en los rectificadores no controlados se utiliza por lo general diodos semiconductores [10]. El diodo, es un dispositivo semiconductor de dos terminales ánodo y cátodo, entonces pasa la corriente cuando el ánodo sea positivo respecto al cátodo, en caso contrario, cuando no existe conducción el voltaje aplicado a sus extremos son de manera opuesta. Esto conlleva a que este componente se implemente mediante un conjunto de diodos denominados puente rectificador [11]. Para rectificadores controlados, su principio de funcionamiento, consiste en disparar los tiristores con un cierto ángulo respecto del punto de conmutación neutral o paso por cero de la señal de entrada. Con ello se consigue los valores medios y eficaces en el voltaje de carga [12].

- **Convertidores elevadores-reductores.**

Este tipo de convertidores conmutados amplifica o reduce la conversión de energía de (CD-CD) con otras características de operación en su frecuencia, ciclo de trabajo, voltaje, entre otros [13]. La dinámica de este tipo de sistemas está establecido por las características de operación como es la frecuencia, el ciclo de trabajo del (PWM) y el voltaje de operación [14]. Cabe destacar que el transistor de potencia es el componente que manipula el principio de funcionamiento mediante la frecuencia y la magnitud del (PWM) para obtener la señal de referencia deseada [15]. También este tipo de dispositivos son denominados reguladores de voltaje, es común que al considerar las variables de operación en estos tipos de sistemas se establezcan condiciones mediante algoritmos de control en lazo cerrado con la finalidad de optimizar el desempeño de estos sistemas [12] y [16].

- **Inversores.**

Este tipo de convertidores de potencia, básicamente realizan una conversión de corriente directa a corriente alterna, con la posibilidad de controlar tanto la frecuencia, como la magnitud del voltaje en la señal de salida, el ciclo de trabajo del (PWM) entre otras características; de acuerdo a la potencia requerida se consideran los parámetros fundamentales para desarrollar el dimensionado [17]. Este tipo de sistemas electrónicos se clasifican mediante topologías monofásicas, trifásicas, multinivel, entre otras [6] y [18].

- **Ciclo-convertidores.**

Este tipo de convertidores realizan la conversión de corriente alterna a corriente alterna (CA-CA) y funciona como un variador de frecuencia. Los voltaje alternos en

la salida, se obtienen por una sucesión de fragmentos de los voltaje alternos de entrada. Entonces el valor y la frecuencia de los voltajes de entrada, el cicloconvertidor permite cambiar de forma continua el valor la frecuencia de los voltajes de salida. Sin embargo, la frecuencia máxima de salida es inferior a la frecuencia de entrada; por lo tanto es considerado como un demultiplicador de frecuencia con relación variable de forma continua. Estos convertidores utilizan las mismas conexiones de tiristores que los rectificadores reversibles en corriente y voltaje. Además se utilizan en el diseño de arrancadores suaves para reducir la intensidad demandada durante el arranque de un sistema energético; por ejemplo los motores de inducción [19]. En su estructura de control, su funcionamiento consiste en modificar el valor eficaz del voltaje de entrada y alcanzan un voltaje de salida con una frecuencia submúltiplo de la entrada [20].

Luego de mencionar la clasificación y sus características de funcionamiento de los convertidores de potencia; este caso de estudio se delimita a describir los elementos que se consideran implementar mediante un algoritmo de control no convencional en un inversor de baja potencia. En la siguiente subsección se menciona un panorama de acuerdo al estado del arte con el enfoque del tema a desarrollar.

### 1.2. Antecedentes

Para implementar un algoritmo de control no convencional a un inversor de baja potencia es primordial conocer previamente lo reportado en diversos trabajos de investigación con el propósito de considerar las variables de operación, topología, y los algoritmos de control en diversas condiciones de operación a diferentes tipos de cargas. Se consideran diversos factores que permitan generar una señal tipo senoidal en la salida del convertidor de potencia y se implementarán dos escenarios en este trabajo de investigación, el primero corresponde a la implementación de una propuesta de un algoritmo en base a la función seno como un sistema en lazo-abierto. Para el segundo se aplica un algoritmo de control al sistema en lazo-cerrado. Entonces a partir de las técnicas de conmutación, destaca la importancia de manipular el ciclo de trabajo, la frecuencia de operación, la magnitud en la amplitud del voltaje, entre otras características que permita disminuir las perturbaciones.

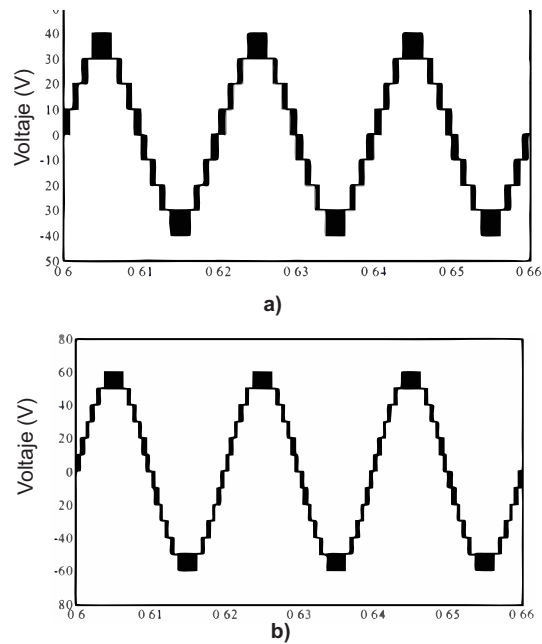
Es por ello que [21] propone un nuevo método de control de un inversor monofásico aplicando la técnica de conmutación (SPWM) en un circuito doble en lazo-cerrado basado en una red neuronal difusa a nivel simulación. El método establece las reglas de razonamiento difuso mediante el análisis del efecto del coeficiente de proporción del controlador PI y el coeficiente integral. El controlador de red neuronal difuso está diseñado para ajustar automáticamente los parámetros del controlador. El control de doble circuito cerrado se introduce al mismo tiempo, en el cual el control proporcional se usa en la sección interna actual, y el control de red neuronal difuso se adapta en el circuito externo de voltaje. El rendimiento del método propuesto se compara con el control de doble circuito cerrado en un controlador PI adaptable difuso. Por consiguiente se establece los parámetros de operación en el sistema donde se tiene un voltaje de entrada (CD) de 311 V con una frecuencia de conmutación de 15 kHz y a la salida se obtiene un voltaje (CA) de 220 V a una frecuencia de 50 Hz. Los resultados a nivel simulación del sistema demuestra que el sistema controlado por el control en un doble circuito en lazo-cerrado, el controlador PI basado en una red neuronal difusa, tiene un valor THD de 0.63 % , presentando un mejor

desempeño en el sistema; en comparación de aplicar el controlador difuso adaptable con un valor del THD de 2.83 %.

En cambio [22] implementó un modelo de control predictivo en un inversor monofásico con la finalidad de reducir el THD a nivel simulación en Matlab/Simulink, donde diseña una función de costo que es una combinación lineal de polarización de corriente continua, desviación de frecuencia fundamental y THD de un ciclo (20 ms a 50 Hz) y los factores que justifican el proceso se obtienen por cálculo de línea. El algoritmo iterativo de la función de costos se deriva para garantizar el control en tiempo real. Luego, se elige la conmutación de estados como la ley de control del conjunto de control finito de la entrada al resolver un problema de optimización de horizonte finito. Los parámetros de operación se suministró un voltaje de entrada (CD) de 48 V con una frecuencia de muestreo de 10 kHz y como voltaje de salida (CA) se obtuvo 20 V conectado a la red. Como resultados se obtuvo que el modelo de control predictivo propuesto demostró un mejor desempeño al obtener un THD del 5.3119 %, que el modelo de control predictivo tradicional de 5.6448 %.

En cuanto a [23] aplicó una retroalimentación mediante un controlador de bucle para bloqueo de fase (PLL, por sus siglas en inglés Phase Lock Loop ) para un inversor monofásico y se implementó la técnica de conmutación senoidal (SPWM), con el objetivo de mejorar el voltaje de salida y disminuir el THD. Los parámetros de operación se suministró un voltaje de entrada (CD) de 60 V con una frecuencia de muestreo de 1080 Hz, y como resultado se evidenció a nivel simulación un desempeño aceptable del THD siendo menor del 5 %. A nivel experimental se registró un valor del THD con un valor del 4.69 %; por lo tanto se validó que al aplicar un controlador (PLL) mejora el tiempo de respuesta al converger al valor de referencia en el sistema. De acuerdo a lo reportado por la literatura es primordial que para garantizar un desempeño eficiente en el sistema se implementa algoritmos de control con la finalidad de comparar el error de la señal de salida con la señal de entrada o referencia mediante una retroalimentación y compensar las perturbaciones que se presenten en el sistema.

Para [24] propuso una nueva topología de un inversor multinivel monofásico y se implementó la técnica de conmutación de disposición de fase a una frecuencia nominal de conmutación de 5 kHz. También se estableció dos escenarios con diferente índice de modulación de 0.8 y 0.9. Entonces se estableció 2 configuraciones: la primera de 9 niveles se obtuvo un voltaje de salida de 40 V y se demostró un THD para el índice de modulación de 0.8 con un valor del 16.75 % y para 0.9 de 15.61 %. En cuanto a la configuración de 13 niveles se consiguió un valor del THD en el índice de modulación en 0.8 de 12.37 % y para 0.9 resultó 10.69 %. Las señales de voltaje de salida de las dos topologías se ilustra en la Figura 1.6. El desempeño es afectado por la dinámica de operación para las dos configuraciones propuestas debido a que representa el desempeño en la etapa de potencia pérdidas de conmutación y descompensaciones en la señal de referencia.



**Figura 1.6.** Voltajes de salida de los inversores multinivel, a) topología 9 niveles y b) topología de 13 niveles.

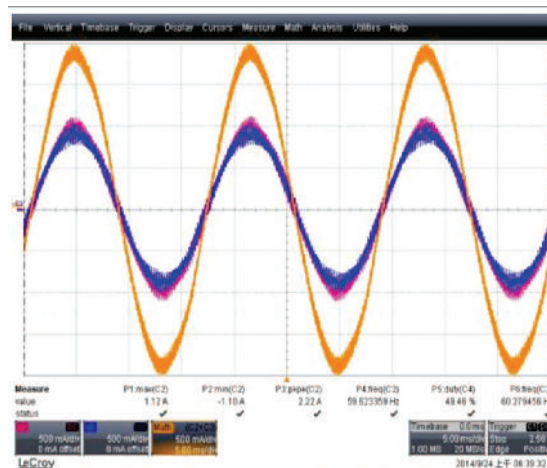
Fuente: [24].

Otros trabajos como [25] implementaron el controlador de retroceso en un inversor monofásico, y se utilizó un voltaje de entrada (CD) de 360 V a una frecuencia de muestreo de 20 kHz y teniendo un voltaje de salida (CA) a 311 V con una frecuencia de 50 Hz. Por lo tanto se obtuvo un resultado satisfactorio a nivel simulación con un THD del 0.78 % con un voltaje (RMS) de 220 V. Sin embargo [26] aplicó diferentes técnicas de conmutación PWM y en conjunto con el controlador PID clásico para controlar el voltaje de salida (CA). Las técnicas de conmutación que se utilizaron fueron: tipo bipolar, fase de cambio bipolar, bipolar armónica, unipolar, cambio de fase unipolar y fase de oposición para un inversor monofásico. La técnica que mostró el mejor desempeño en el escenario de un voltaje de entrada de manera constante fue de cambio de fase unipolar con un valor del THD registrado de 3.48 % y con un voltaje de entrada variable se obtuvo 10.58 %.

Aunque [27] reportó un documento de investigación similar donde implementó diferentes técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) como son: conmutación de nivel cercano, senoidal, tercer armónico, por tiempo muerto, discontinua tipo 1, discontinua tipo 2 y vectorial para un inversor multinivel de 5 niveles. También se realizó el análisis de simulación bajo un modo de operación simétrico con la herramienta Matlab / Simulink. Los parámetros implementados fueron un voltaje de entrada de 150 V (CD) con una frecuencia para la señal portadora de 2500 Hz. Los resultados obtenidos a nivel simulación de la técnica de tercer armónico presentó el mejor desempeño al obtener un valor del THD en 14.82 % para un voltaje de línea y para el escenario experimental se obtuvo para la técnica de conmutación de nivel cercano (NLC, por sus siglas en inglés Nearest Level Control) un valor del 17.51 % por voltaje de fase.

A pesar de lo reportado en la literatura para la señal de salida de los inversores electrónicos al aplicar diversas técnicas de conmutación y considerándose como sistemas en lazo abierto, es primordial mencionar que ante cualquier variación que se presente a la entrada del dispositivo ocasionará afectaciones en la señal del voltaje de salida. Se destaca la

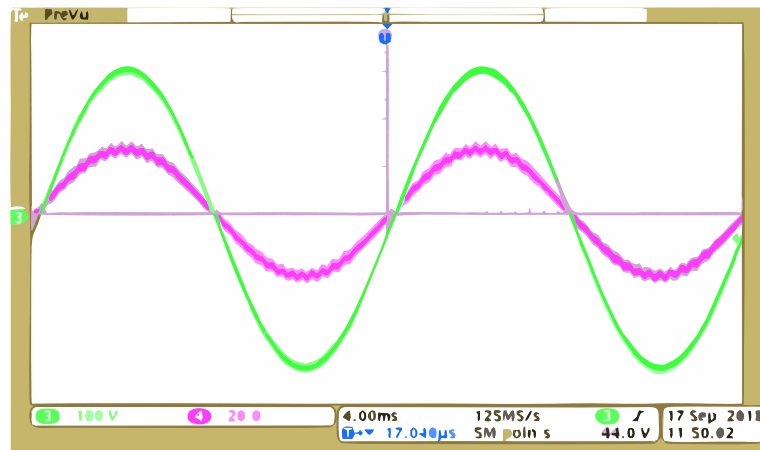
importancia de aplicar algoritmos de control y establecer al sistema en lazo-cerrado para generar la técnica de conmutación y sincronizar la activación ó desactivación de los interruptores de potencia. Para documento de investigación [28] propone una técnica de control digital (PWM) para un motor síncrono de imán permanente segmentado con un inversor electrónico multinivel intercalados multifásicos. Un motor segmentado con sus devanados del estator puede conectarse y excitarse mediante convertidores electrónicos utilizando técnicas de conmutación (PWM) intercaladas de manera multifase, entre la técnicas de conmutación utilizadas son técnicas de conmutación discontinua y técnica vectorial. Por consiguiente se desarrolla una estrategia de control de eliminación de fases para optimizar la eficiencia cuando se opera en condiciones de carga ligera. Como parámetros iniciales se aplica un voltaje de entrada de 290 V (CD) a una frecuencia nominal de conmutación de 5 kHz y como voltaje de salida se obtiene 250 V (CA) a 60 Hz. Los resultados obtenidos se demostró que la técnica de conmutación discontinua a nivel simulación presentó un desempeño con un valor del THD de 3.57 % con un muestreo simétrico, en comparación con un muestreo asimétrico se obtuvo un 3.9 %. En cuanto a nivel experimental se logró reducir la distorsión armónica en la corriente en un 18.7 %, en la Figura 1.7 se muestra la señal de salida en el sistema.



**Figura 1.7.** Señal de un inversor multinivel: a) corriente de salida.

Fuente: [28].

En [29] reportó la implementación de un controlador modos deslizantes y un controlador resonante para un inversor monofásico donde se suministró como voltaje de entrada (CD) 300 V a una frecuencia de conmutación nominal de 20 kHz y como voltaje de salida se registró 127 V (RMS) a 60 Hz y el criterio de evaluación que resultó fue con un THD de 3.16 % para el controlador modos deslizantes y para el controlador resonante se consiguió un THD del 8.99 % ante cargas no lineales tipo resistiva. Por otro lado [30] estableció mejorar y propone un controlador de modos deslizantes para un inversor monofásico interconectado a la red con el propósito de optimizar el desempeño del sistema y para ello como resultado se comparó con otros controladores. Entonces al evaluar el desempeño del sistema se reportó con el controlador proporcional resonante un THD del 1.67 %, en cuanto al controlador de modelo predictivo registró un THD del 3.64 %, para el controlador de modos deslizante clásico presentó un THD de 1.4 % y para el controlador de modos deslizantes propuesto evidenció un valor del 1.3 %; por lo tanto, con el resultado obtenido validó un mejor desempeño en el sistema de acuerdo a la calidad de la energía; en la Figura 1.8 se muestra el voltaje y la corriente de salida. Como características del controlador demostró rápida respuesta transitoria y alta robustez.



**Figura 1.8.** Voltaje y corriente de salida aplicando un controlador de modos deslizante optimizado.

Fuente: [30].

En [31] implementó un controlador PI clásico y mejorando el desempeño del mismo con un algoritmo de optimización a nivel simulación en Matlab/Simulink. Como resultados al aplicar el PI clásico se obtuvo un THD del 4.14 % y al implementar el algoritmo se mejoró el desempeño hasta 0.89 %. También [32] aplicó un controlador PI clásico a un inversor tipo T y se suministró un voltaje de entrada de  $220 v_{cd}$  a una frecuencia de conmutación de 10 kHz y como resultado a nivel simulación se obtuvo un desempeño en el sistema en cuanto al THD siendo menor al 1 %. Después de conocer los desempeños reportados es importante establecer criterios de evaluación para conocer el desempeño del sistema ante normas estandarizados como la IEEE 519-1992 y CFE L0000-45 que exige tanto para aplicaciones aislada como para interconectadas a la red. La aplicación de diversos algoritmos de control se establece variables que rigen la dinámica del sistema con la finalidad de desarrollar una convergencia en el valor deseado de manera rápida y con mínimas afectaciones en la señal de salida.

A pesar de considerar diversos aspectos de operación de los inversores de baja potencia, en este documento de investigación se implementa un algoritmo de control no convencional estableciendo criterios para evaluar el desempeño del sistema mediante el (THD %) de un inversor monofásico en una plataforma de arquitectura abierta de una potencia de 240 W para la aplicación de cargas resistivas. A continuación se describe el planteamiento de problema que se considera en este tipo de sistemas.

### 1.3. Planteamiento de problema

La implementación de los convertidores de potencia en aerogeneradores se desarrolla de acuerdo a las configuraciones que se han adaptado a este tipo de sistemas, desde la configuración de un arrancador suave con un generador tipo jaula de ardilla, donde en estos modelos se presentan irregularidades en la calidad de energía, sin embargo debido al desarrollo tecnológico en la electrónica de potencia, ha permitido optimizar la eficiencia de estos dispositivos de tal manera que se implementan fundamentos avanzados en el tema de interés del trabajo de investigación como son los algoritmos de control.



En la etapa de potencia de un aerogenerador básicamente se constituye por un rectificador donde su función consiste en la conversión de la energía (CA-CD) y esto permite mitigar los fenómenos de variación de voltaje. Por consiguiente para ser suministrada la energía es necesario realizar la conversión de (CD-CA) con un inversor, la señal de salida generada se sincroniza a la señales de la red con el objetivo de prevenir afectaciones en la calidad de la energía y este último sistema descrito se analizará al implementar un algoritmo de control no convencional al aplicarse mediante cargas resistivas.

La sección del funcionamiento de un inversor se enfoca en el cambio de polaridad con los estados de conmutación mediante los interruptores de potencia, que permiten generar la conversión del voltaje de entrada (CD) a un voltaje de salida (CA). En relación a lo anteriormente mencionado, como primera etapa se aplican estrategias de conmutación para representar con ello una comparación respecto a una señal moduladora y una portadora en este caso para la técnica de conmutación senoidal, con el fin de generar un tren de pulsos y manipular el modo de operación de los interruptores de potencia. Sin embargo al implementar este tipo de técnica de conmutación en condición de lazo-abierto en un convertidor electrónico, en el punto de vista aplicado en un aerogenerador al presentarse sobrevoltajes y bajos voltajes en la entrada del sistema, [1], [12] y [14] reportan variaciones en el voltaje de salida del sistema y por consiguiente esto ocasiona descompensaciones en la potencia reactiva del sistema a la red, distorsiones armónica en la señal fundamental, calentamiento en los componentes de estado sólido del dispositivo electrónico, entre otros.

### 1.4. Justificación

Los subsistemas que permiten la conversión de energía en aerogeneradores han evolucionado debido a la necesidad de entregar óptimas condiciones en la calidad de la energía y la etapa de potencia, permiten realizar la conversión de la energía para ser suministrada con los parámetros de operación de la red. En un inversor electrónico es fundamental controlar los parámetros de funcionamiento como el voltaje, frecuencia, corriente, entre otros; y para obtener un desempeño deseado se aplica algoritmos de control con la finalidad de manipular la generación en la señal del voltaje de salida a una frecuencia deseada. Sin embargo la principal aportación de este documento se enfoca en la propuesta de aplicar un algoritmo de control no convencional PI no lineal, debido a que en la sección de los antecedentes se identificó que no se ha implementado a nivel simulación y experimental esta ley de control en un inversor trifásico, la finalidad de mejorar el desempeño de acuerdo al rubro del THD para la calidad de la energía de acuerdo a la norma IEEE-519-1992.

### 1.5. Motivación

En la actualidad, la implementación de la electrónica de potencia en la industria eólica se ha intensificado a causa de las problemáticas en las variaciones o perturbaciones en la generación de la energía, las configuraciones de la industria eólica; sin embargo el desarrollo tecnológico de los convertidores de potencia, a permitido establecer interés en temas de investigación, con el motivo de mejorar la eficiencia de los sistemas energéticos renovables ( en este caso de estudio los inversores electrónicos). Para mejorar el desempeño de este tipo de sistemas se aplica los algoritmos de control con el objetivo de generar una señal senoidal con las características necesarias para suministrarse a la red. Entonces

la problemática que presenta este tipo de fuente generadoras de energía necesitan llevarse a cabo temas de investigación con el propósito de obtener una calidad de la energía que cumpla con los criterios que establece las normas.

### **1.6. Objetivo general**

Manipular la conmutación de un inversor de baja potencia implementando un algoritmo de control no convencional con la finalidad de mejorar el desempeño del sistema.

### **1.7. Objetivos específicos**

- Estudio bibliográfico de las técnicas de modulación para inversores.
- Puesta en marcha y caracterización de un inversor para realizar pruebas experimentales.
- Implementar diferentes técnicas de modulación.
- Seleccionar e implementar una estrategia de control para manipular la señal de salida.
- Establecer los criterios para evaluar el desempeño del inversor.

### **1.8. Alcances y limitaciones**

Cabe señalar que la presente investigación se utilizó una plataforma experimental de arquitectura abierta respecto a un inversor monofásico, donde se desarrolló la programación en Arduino con la finalidad de realizar pruebas experimentales. En cuanto a la topología trifásica se desarrolló a nivel simulación debido a que el diseño y construcción de este tipo de convertidores no está establecido en los objetivos particulares. Las limitaciones que presenta el prototipo es de acuerdo a una plataforma de manera robusta y mediante componentes de estado sólido que limita la potencia, la frecuencia de operación, el voltaje de operación, corriente de operación entre otras características de operación. El alcance de este trabajo de investigación es evaluar el desempeño de un inversor monofásico con el objetivo de validar y obtener un (THD %) menor al 5 % al implementar un algoritmo de control no convencional (PI no lineal), donde se identificó previamente en el estado del arte que en la literatura no se ha reportado la aplicación a nivel simulación y experimental este tipo de controlador. Otra limitante para este trabajo es que no se cuenta con un prototipo de un inversor trifásico para realizar los escenarios a nivel experimental de acuerdo al algoritmo de control seleccionado y por ello se realizó la aplicación del controlador a nivel simulación. Además para el procesamiento de la técnica de conmutación y la ley

de control la plataforma de programación Arduino, es una limitante debido a sus características de operación y resolución al momento de generar el procesamiento de señales digitales.

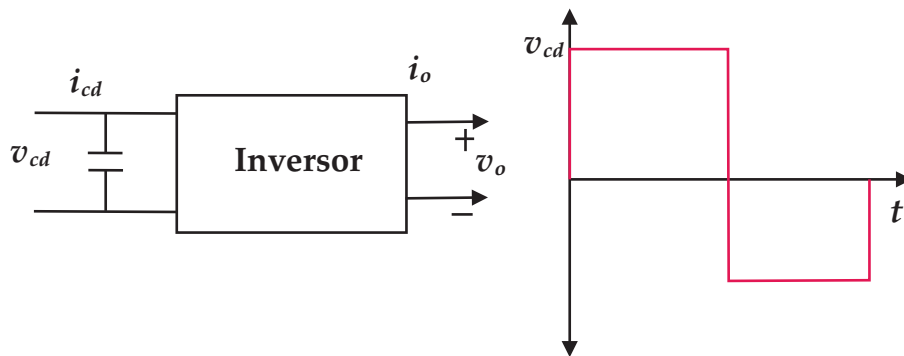
## Capítulo 2

# Fundamentos de un convertidor inversor

---

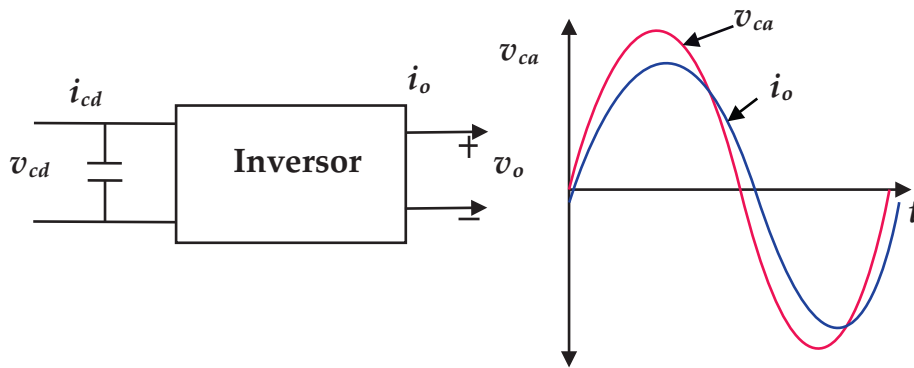
### 2.1. Conceptos básicos de un inversor

Al describir el estado del arte reportado en la literatura, en el presente capítulo se explicará los conceptos teóricos respecto al principio de funcionamiento de un inversor electrónico, las técnicas de conmutación comúnmente implementados. Para describir el funcionamiento de un inversor como se muestra en la Figura 2.1, su objetivo es llevar a cabo la conversión de energía que recibe la señal de entrada de corriente directa (CD) y pasa a corriente alterna (CA), aplicando técnicas de conmutación en los interruptores de potencia, aunque no cuenta con un algoritmo de control que brinde el ajuste en la señal de salida en relación a una señal de referencia y pueda minimizar las distorsiones producidas, por consiguiente la señal de salida que genera este tipo de convertidores comúnmente son de onda cuadrada o no sinusoidal [6] y [39].



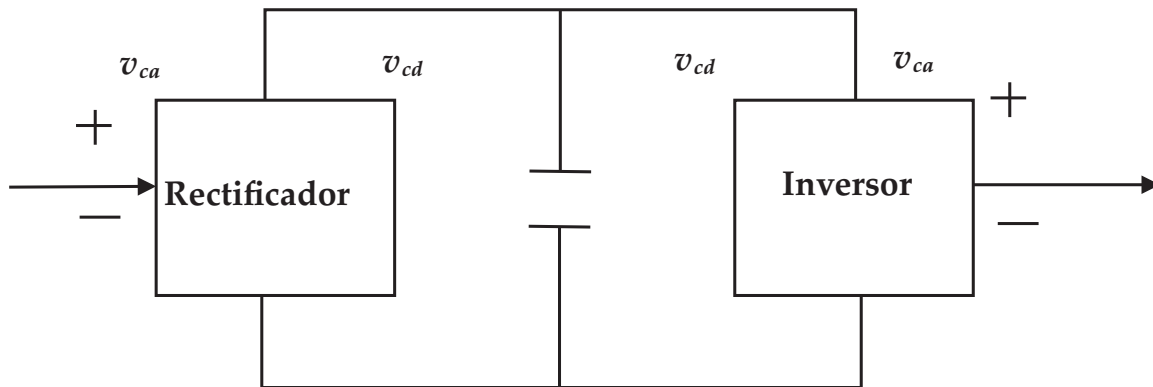
**Figura 2.1.** Funcionamiento de un inversor no modulado.

Otro tipo de funcionamiento en un inversor como se ilustra en la Figura 2.2 ocurre al llevar a cabo la conversión de energía mencionado en el funcionamiento anterior, además de implementar técnicas de conmutación, se añade una etapa de control, que brinda el ajuste de la señal de salida en relación a una señal de referencia y se sintoniza cada una de las ganancias con el fin de establecer las características de operación (manipular las características de operación en las técnicas de conmutación) ante variaciones en la señal de entrada, por consiguiente la señal de salida que genera este tipo de convertidores comúnmente se aproximan a una onda sinusoidal [10], [15] y [40].



**Figura 2.2.** Señal sinusoidal en inversores modulados.

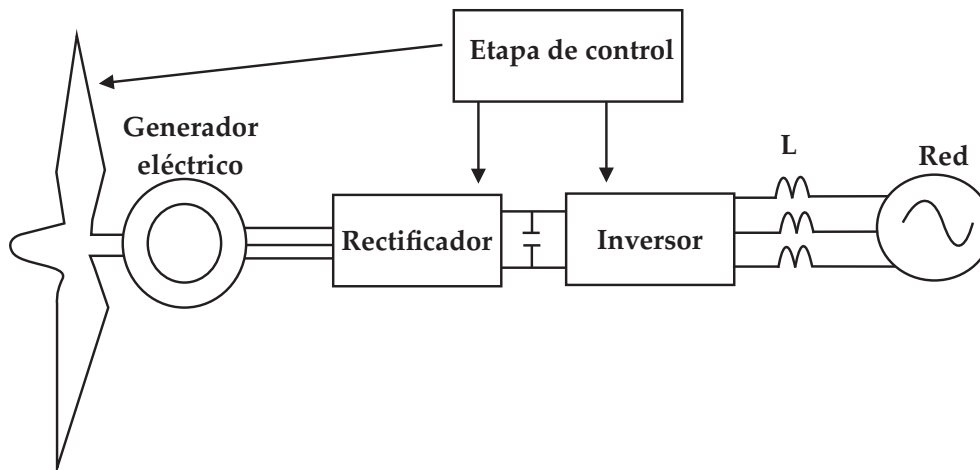
Aunque para minimizar variaciones en el sistema, es necesario mencionar la función de un rectificador electrónico que permite realizar la conversión de corriente alterna a corriente directa. Entonces es primordial conocer las características de funcionamiento de los tipos de rectificadores, debido a que es la primera etapa de un convertidor de potencia ya que cuenta con dos clasificaciones como son los rectificadores no controlados y los rectificadores controlados, el primero recibe la corriente alterna (CA) del generador eléctrico y se realiza la conversión de energía a corriente directa (CD) de forma pasiva; por el contrario el segundo dispositivo al recibir la corriente alterna (CA), mediante un algoritmo de control permite realizar el ajuste en la señal del voltaje de salida en relación a una señal de referencia con ciertas características fundamentales en su operación, en la Figura 2.3 se muestra la topología del circuito de un rectificador y un inversor electrónico, [4] y [36].



**Figura 2.3.** Secciones de un convertidor de potencia de modo conmutado.

Luego de describir el principio de operación y la clasificación en la sección del rectificador, ahora la corriente directa (CD) se induce a la entrada del inversor y se realiza la conversión de energía de corriente directa (CD) a corriente alterna (CA), además para realizar la conversión de energía es fundamental considerar las características de operación, debido al dimensionamiento de cada componente electrónico, también es importante considerar el rango de operación respecto a su voltaje, frecuencia y ciclo de trabajo, por lo tanto, de cada componente electrónico es recomendable emplear su capacidad de operación entre el 55 % - 85 % en relación a las condiciones de operación máximas [12], [20] y [37].

En la aplicación en un aerogenerador como se ilustra en la Figura 2.4, el subsistema del generador eléctrico al proveer la energía de corriente alterna (CA) se presenta fluctuaciones debido a la intermitencia del aprovechamiento del recurso eólico, por consiguiente en un convertidor de potencia se lleva a cabo la conversión de la energía para ser suministrada a la red y la sección en estudio es el inversor electrónico [34].



**Figura 2.4.** Subsistemas de un aerogenerador.

De acuerdo a la figura anterior su principio de operación consiste en un generador eléctrico que brinda la generación de corriente alterna (CA), y pasa a la etapa de potencia donde se lleva a cabo la conversión de energía mediante un rectificador (CA-CD) y permite la conversión de energía mediante los componentes de estado sólido que está constituido, cabe añadir que su topología se conforma de manera esencial por un puente de diodos donde existen diversas topologías; después pasa a través de un condensador donde su función es mantener el voltaje de manera constante [11] y [35].

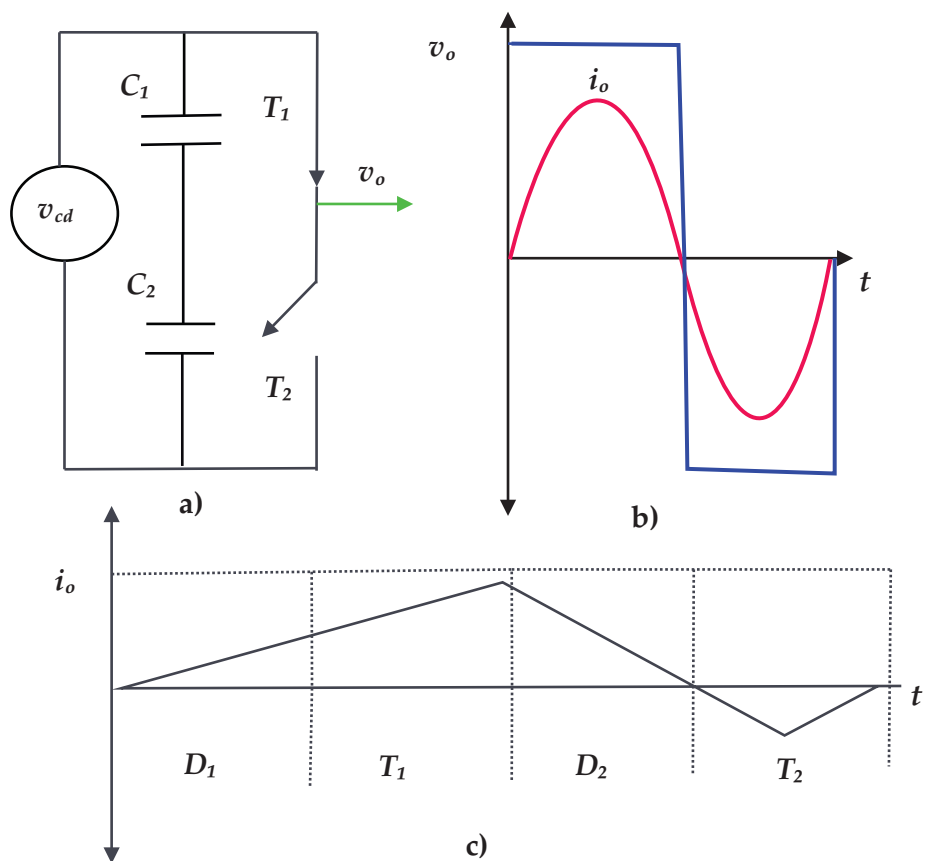
En el presente trabajo de investigación se lleva a cabo la aplicación de un algoritmo de control no convencional implementado en un inversor de baja potencia, siendo una plataforma de arquitectura abierta para evaluar el desempeño del sistema mediante el (THD %), y destacando la aportación de este documento de investigación al no encontrar este tipo de controladores implementados a nivel simulación y de manera experimental en este tipo de convertidores electrónicos de acuerdo a la revisión bibliográfica consultada. Para ello como primera etapa se considera implementar una técnica de conmutación con el propósito de observar la dinámica del sistema que presente en comparación al aplicar un algoritmo de control y sintonizar las ganancias para analizar la señal del voltaje de salida respecto a una señal de referencia.

Sin embargo las formas de la señal de salida en un inversor electrónico con características ideales se tiene como expectativa ser sinusoidal, pero tanto a escala experimental en diversos trabajos de investigación y comerciales no presentan ese tipo de forma de onda como señal en el voltaje salida y cabe añadir que contienen ciertos submúltiplos de la señal fundamental, siendo estos las distorsiones armónicas en cuestión deplorable respecto al desempeño del sistema en un concepto general de la calidad de la energía [5] y [14]. En aplicaciones experimentales didácticas es aceptable señales en el voltaje de salida con forma de onda cuadrada o no sinusoidales, [28]. Por el contrario para aplicaciones de baja potencia es necesario obtener una señal de salida aproximadamente sinusoidal y con

mínimas distorsiones armónicas, debido a que presentan afectaciones significativas al ser aplicados en cierto tipos de cargas; como motores eléctricos (presentan calentamiento o vibraciones y disminuye su vida útil del sistema), entre otros tipos de cargas [18].

En aplicaciones para aerogeneradores su principal función es regular y convertir la energía con características de operación deseada para ser suministradas a la red eléctrica, debido a que repercute a variaciones en la generación de energía presentando sobrevoltajes o caídas de voltajes, por lo tanto la importancia de implementar algoritmos de control en los convertidores electrónicos es obtener una señal en el voltaje de salida con características acorde a las normativas de operación en la red eléctrica [10]. Entonces en el concepto de la conversión de energía es fundamental la electrónica de potencia, que consiste en la disponibilidad de implementar dispositivos semiconductores de potencia (IGBTs o MOSFET) de alta frecuencia de operación, y considerando en el diseño de estos sistemas la disminución de pérdidas de conmutación debido a los interruptores de potencia previamente calculadas y diseñadas para un rango de operación, además siendo complementado con un algoritmo de control que permita disminuir las variaciones en la señal del voltaje de salida generado, es decir, las distorsiones armónicas del voltaje en la señal de salida para ello, en el apartado 3 se describe a detalle los algoritmos de control.

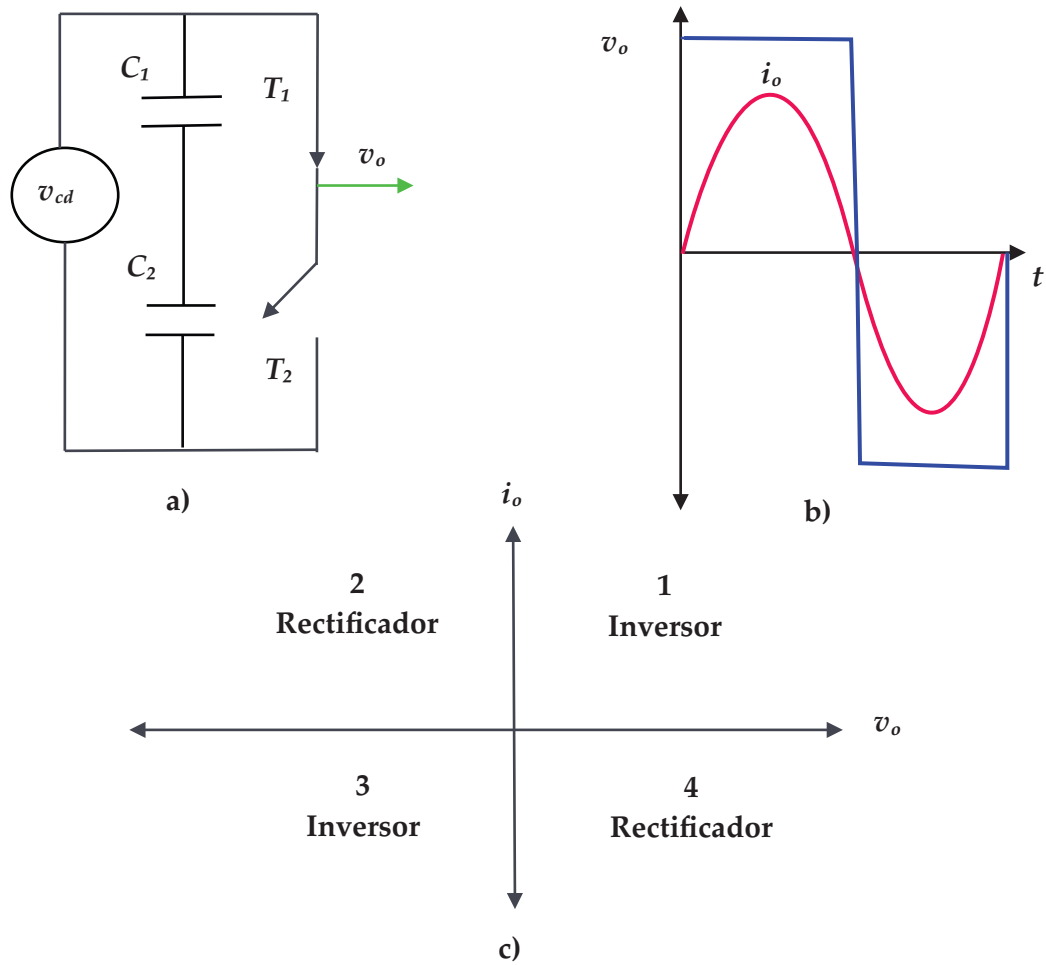
Ahora de acuerdo al principio de funcionamiento descrito de manera general en un aerogenerador es importante conocer su principio básico de operación de un inversor, por lo tanto su principio de funcionamiento consiste cuando el transistor ( $T_1$ ) durante un tiempo ( $\frac{t_0}{2}$ ), presenta un voltaje instantáneo ( $v_o$ ) inducido a una carga y representa a un valor ( $\frac{v_{cd}}{2}$ ). Entonces el transistor ( $T_2$ ) cuando se activa durante un tiempo ( $\frac{t_0}{2}$ ) el voltaje instantáneo ( $v_o$ ) inducido a una carga tiene un valor ( $-\frac{v_{cd}}{2}$ ), es decir, cuando el transistor ( $T_1$ ) se encuentra activado este presenta una modulación de ancho de pulso (PWM) en alto (por ejemplo de 0 - 5 Volts) pero el transistor ( $T_2$ ) se encuentra desactivado y también la corriente de la carga ( $i_c$ ) pasa a través del diodo ( $D_2$ ), en caso contrario, cuando el transistor ( $T_2$ ) se activa este presenta una modulación de ancho de pulso (PWM) en bajo (por ejemplo de 0 Volts a -5 Volts), pero el transistor ( $T_1$ ) se encuentra desactivado, además la corriente de la carga ( $i_c$ ) pasa a través del diodo ( $D_1$ ); estos dispositivos electrónicos se desempeñan por medio de estados de conmutación como se ilustra en la Figura 2.5 donde esta constituido mediante transistores de potencia (IGBTs, MOSFET, BJT), [29] y [31]. En caso de una situación en donde los transistores ( $T_1$ ) y ( $T_2$ ) se encuentren activos, la topología presenta un estado de corto circuito. Las formas de onda del voltaje de salida y las corrientes en los transistores anteriormente mencionados, con una carga resistiva [4] y [26]. En caso de un inversor de baja potencia suministre energía a una carga inductiva, este presenta un retraso en el ( $v_o$ ), con respecto a ( $i_o$ ), durante el intervalo 1, siendo positivos y en caso del intervalo 3 son negativos, entonces en los intervalos 1 y 3 el flujo de potencia instantáneo ( $p_o = (v_o)(i_o)$ ), se induce desde la sección de corriente directa (CD) hacia la sección de corriente alterna (CA) y representa al principio de funcionamiento.



**Figura 2.5.** Inversor monofásico medio puente, a) circuito, b) formas de onda con carga resistiva, c) corriente en una carga altamente inductiva.

Para la Figura 2.6, cuando el  $(v_o)$  e  $(i_o)$ , son negativos durante los intervalos 2 y 4, la potencia instantánea  $(p_o)$ , se induce desde la sección de corriente alterna (CA), hacia la sección de corriente directa (CD) y representa al principio de funcionamiento de un rectificador de potencia. Cabe señalar que en una carga inductiva la variación en la corriente  $(i_o)$ , no cambia de estado de manera inmediata al cambiar el voltaje de salida  $(v_o)$ , [9] y [15].



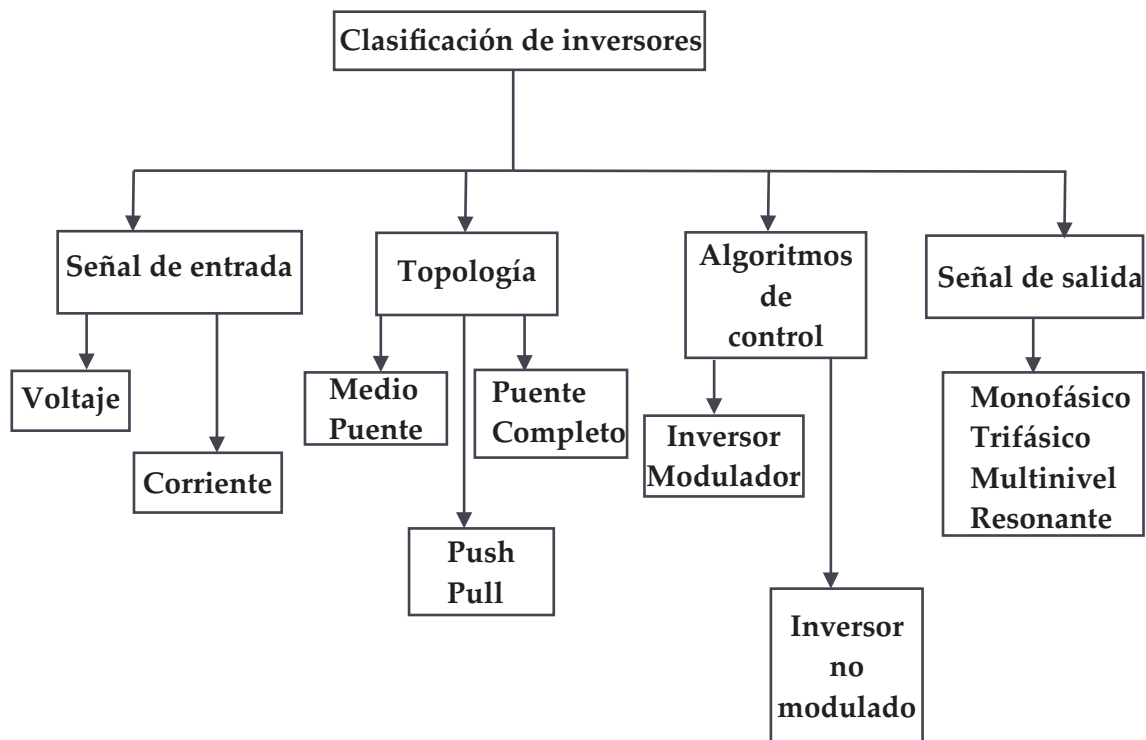


**Figura 2.6.** Funcionamiento del inversor con carga inductiva. Trabaja en cuatro cuadrantes.

A continuación en la siguiente sección se menciona la clasificación de los inversores electrónicos en relación a su topología; aunque nos enfocaremos a las topologías monofásica y trifásica, debido al tema de interés en este trabajo de investigación.

## 2.2. Clasificación de los inversores

Los convertidores de potencia como son los inversores de baja potencia, tienen una clasificación de acuerdo a su topología, como se muestra en la Figura 2.7.



**Figura 2.7.** Clasificación de inversores.

Para identificar la clasificación además de considerar la topología es necesario conocer su principio de funcionamiento, como característica fundamental existen dos tipos de inversores electrónicos que le suministra una fuente de voltaje o una fuente de corriente; entonces las señales de un inversor se clasifican en dos tipos, que son los inversores no modulados o de onda cuadrada y los inversores modulados que se mencionaron en el apartado anterior. En cuanto a la señal de salida existen inversores monofásicos, trifásicos, multinivel, resonantes de acuerdo a la figura anterior. En este el trabajo de investigación se implementarán la topología monofásica de manera experimental y a nivel simulación la topología trifásica, es por ello que se menciona a continuación su fundamento teórico general.

### 2.2.1. Inversor monofásico medio puente

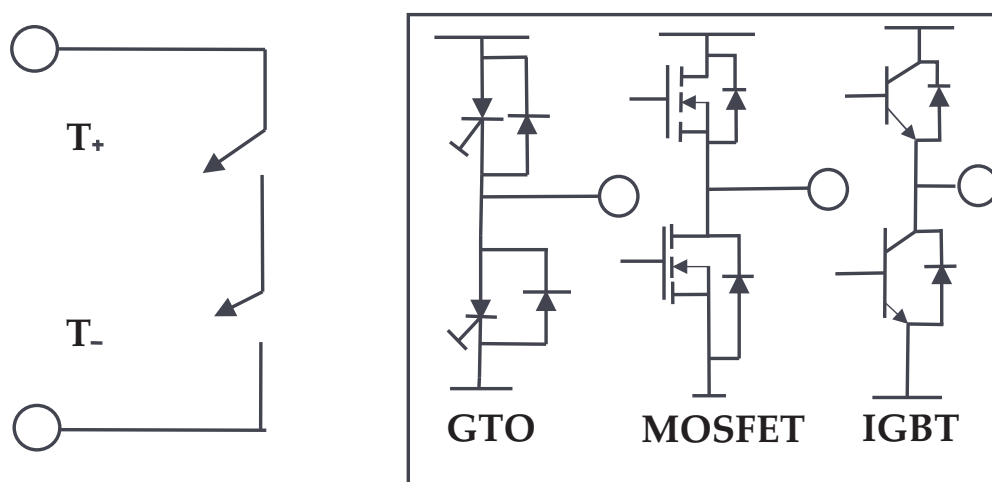
Para el desarrollo del trabajo de investigación se mencionan las características fundamentales en tres etapas para el desarrollo de un inversor trifásico, como primer etapa se describe las características fundamentales de la topología denominada medio puente, debido a que está constituido por una línea de dos transistores y previamente se explicó en el apartado 2.1 su principio de funcionamiento de forma general, cabe señalar en resumen la descripción de sus características fundamentales en los siguientes puntos:

- Señal de salida. En función de las características de la señal de entrada los inversores electrónicos se clasifican en: fuente inversor de voltaje y fuente inversor de corriente. El primero tiene un comportamiento aproximadamente equivalente a una fuente de voltaje ideal, se denomina un inversor alimentado de voltaje [10]. Por contra parte, si la señal de entrada se aproxima a la alimentación de corriente, entonces se denomina un inversor alimentado por corriente; sin embargo las características

eléctricas y su configuración en la etapa de potencia presenta diferencias entre dos tipos de inversores electrónicos [43].

- Amplitud de salida. La forma de la señal de salida tiene características cuya amplitud es similar al voltaje de alimentación [24].
- Frecuencia de salida variable. Este tipo de configuración la frecuencia de salida es igual a la conmutación de los transistores y por medio de técnicas de control, permite gobernar mediante ganancias de control la dinámica del sistema [19].
- Voltaje de operación. Es el voltaje que soporta los transistores de potencia, donde es el doble de la amplitud en la señal cuadrada de salida [4] y [9]. Aunque se tiene que verificar las características de su principio de funcionamiento debido al dimensionado que se requiere aplicar a una carga de tipo resistiva o inductiva [15] y [41].

Cabe añadir que para aplicar una fuente de alimentación de entrada (CD) en ambos extremos del circuito medio puente H, se genera un voltaje de salida (CA) entre los dos interruptores de potencia. Este voltaje de salida (CA) se denomina voltaje de fase ( $v_f$ ). Además existen diversos tipos de dispositivos semiconductores de alimentación como son los tiristores de puerta de desactivación (GTO), tiristores conmutado de la puerta integrada (IGCT), transistores bipolares de puerta aislada (IGBT), o transistores de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET) y se representan en la Figura 2.8.

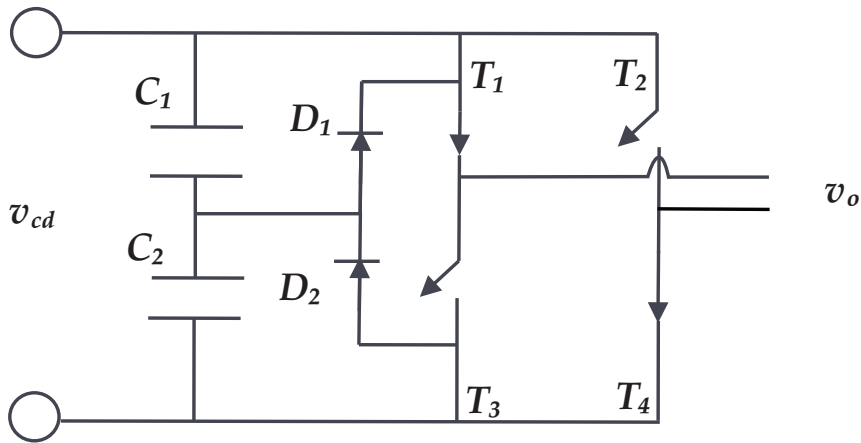


**Figura 2.8.** Transistores para un inversor.

Estos dispositivos se seleccionan principalmente, de acuerdo con la capacidad de voltaje y corriente requerido para el dispositivo y la frecuencia de conmutación. Entre los transistores electrónicos más implementados como el tiristor (GTO) y el (IGCT), tienen una capacidad de manejo de alta potencia, pero su frecuencia de conmutación es muy baja, por debajo de 1 kHz, [10] y [33].

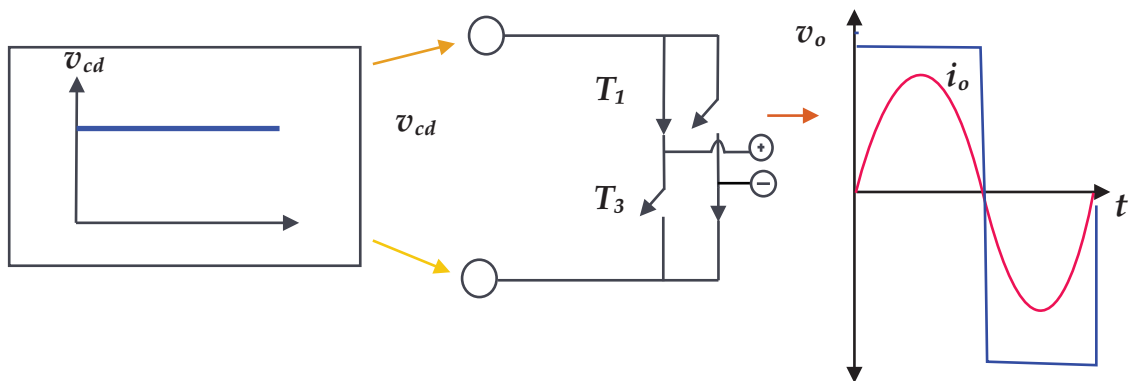
En cuanto a los transistores (IGBT's) son comúnmente utilizados para aplicaciones de media y alta potencia. Los (IGBT's) operan a frecuencias de conmutación de hasta 100 kHz, pero la mayoría normalmente están por debajo de los 20 kHz. Por el contrario, el transistor (MOSFET) puede operar a una alta frecuencia de conmutación de más de 100

kHz y es el dispositivo más adecuado para aplicaciones de pequeña potencia [5]. También estos dispositivos de conmutación activa, nos permite impulsar las cargas inductivas, y se debe de considerar una conexión de diodos antiparalelos, a través de cada interruptor para proporcionar una ruta alternativa de la corriente de carga cuando el interruptor se apaga como se muestra en la Figura 2.9. La mayoría de las topologías de los inversores electrónicos, tienen una configuración compuesta de circuitos básicos conectados en paralelo. Sin embargo, los inversores para aplicaciones de alta potencia a menudo emplean otro circuito básico con cuatro transistores conectados en serie [14] y [35].



**Figura 2.9.** Circuito básico utilizado en un inversor de tres niveles.

En la figura anterior el voltaje de la señal de salida tiene una configuración denominado tipo escalones, es decir, con valores de  $(-v_{cd})$ ,  $(+v_{cd})$  y 0; por lo que a menudo es referido como un inversor de tres niveles, como salida se obtiene un voltaje  $(v_o)$ . En una topología de un inversor medio puente H como se muestra en la Figura 2.10, la señal del voltaje de salida se constituye de  $(-v_{cd})$  y  $(+v_{cd})$ , por lo que se denomina inversor de dos niveles [39].



**Figura 2.10.** Circuito básico de un inversor.

También un inversor de punto neutro, es un ejemplo típico del inversor de tres niveles. Un circuito inversor puede incluso expandirse a configuraciones de topología de cuatro, cinco o más niveles; estos inversores se denominan multinivel. A partir de los estados de conmutación indicados anteriormente, el voltaje de fase (voltaje de cada línea de dos transistores) en el circuito de un inversor electrónico se puede expresar mediante una función de conmutación ( $v_f$ ) que describe los estados del conmutador, entonces se calcula mediante la ecuación (2.1):

$$v_f = v_{cd}(T_+ - (\frac{1}{2})) \text{ o } v_f = v_{cd}(T_- - (\frac{1}{2})) \quad (2.1)$$

Para una función de conmutación se define como (1), cuando el transistor superior ( $T_+$ ) está activado y como (0) cuando está desactivado. Un inversor electrónico tiene dos modos de funcionamiento donde fluye la corriente: modo de alimentación y modo de regeneración. Si la corriente fluye a través del dispositivo de conmutación, entonces el inversor funciona en el modo de alimentación y suministra a la carga desde la fuente de alimentación de (CD). En contraste, si la corriente fluye a través del diodo, entonces opera en el modo de regeneración, donde el voltaje (CA) regresa a la fuente (CD) desde la carga. Para el cálculo del voltaje en los modos de regeneración o alimentación ( $V_{Reg}$ ) debido a los transistores en la etapa de potencia se utiliza la ecuación (2.2):

$$V_{f_{rms}} = (\frac{2}{t_o} \int_0^{\frac{t_o}{2}} \frac{v_{cd}^2}{4})^{\frac{1}{2}} = (\frac{2}{t_o} (\frac{v_{cd}^2(t)}{4} - 0))^{\frac{1}{2}} = \frac{v_{cd}}{2} \quad (2.2)$$

Después se procede al cálculo del voltaje instantáneo de salida representado con la serie de Fourier, por consiguiente se considera la simetría de los voltajes de entrada al circuito medio puente H, entonces se calcula con la ecuación (2.3):

$$v_{f_i} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2v_{cd}}{n\pi} \text{sen}(nwt) = 0 \text{ para } n = 2, 4, \dots \quad (2.3)$$

donde ( $w = 2\pi f_o$ ) es la frecuencia angular para la señal del voltaje, ( $f_o$ ) es la frecuencia del voltaje de salida y considerando una cuarta parte de la onda de voltaje de salida, es decir para los voltajes armónicos pares son nulos con un valor de ( $n=1$ ); por lo tanto, la siguiente ecuación expresa el voltaje en la componente fundamental como:

$$v_{f_i} = (\frac{2v_{dc}}{\sqrt{2\pi}}) = 0,45v_{cd} \quad (2.4)$$

Al considerar el ( $v_{f_i}$ ) de la componente fundamental, la implementación de transistores en inversores monofásicos se idealizan las condiciones de los circuitos. Entonces al considerar ( $v_{cd}$ ) como el máximo valor del voltaje de entrada, se establece los voltajes nominales de conmutación. Entonces el principio de operación en un PWM, la entrada permanece constante. Ahora en la modulación de ondas cuadradas el voltaje de entrada se reduce por debajo de ( $v_{cd}$ ) a fin de reducir el voltaje de salida de su valor máximo, sin tener en cuenta el modo de operación del PWM o de ondas cuadradas además existe una inductancia asociada con la carga de salida para generar una corriente sinusoidal (en realidad, una condición idealizada para una salida de ondas cuadradas) con un valor eficaz de la ( $i_{cd}$ ) en la carga máxima. Para una corriente de salida sinusoidal la salida de voltaje ( $V_{f_{rms}}$ ) del inversor en la frecuencia fundamental es igual a ( $v_1$ ) e ( $i_{cd}$ ) en la salida con el máximo valor nominal, donde el subíndice 1 designa el componente de frecuencia

fundamental de la salida del inversor electrónico [3], [28] y [40]. Ahora para calcular la corriente instantánea de carga se considera para un carga RL, entonces se determina al dividir la ecuación (2.3) entre la impedancia de carga ( $Z = R + jn\omega L$ ), donde ( $R$ ) es la resistencia de carga, ( $\omega$ ) es la frecuencia angular, ( $n$ ) es la componente fundamental para un voltaje ( $V_{f_{rms}}$ ) y ( $L$ ) la inductancia de carga, entonces se obtiene:

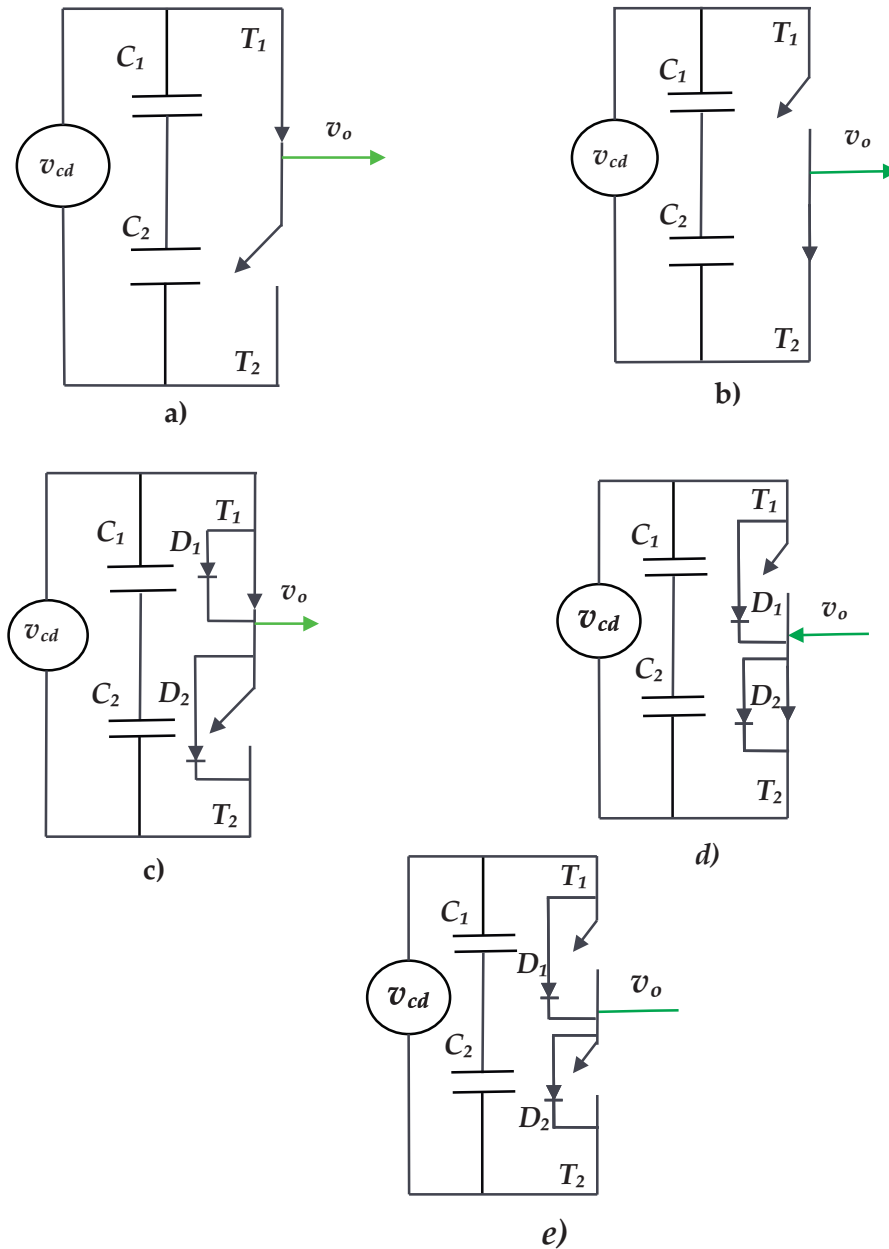
$$i_{f_i} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2v_{dc}}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (2.5)$$

donde ( $\theta_n = \text{tg}^{-1}(\frac{n\omega L}{R})$ ). Si ( $i_{f_i}$ ) es la corriente fundamental por la carga la potencia fundamental de salida ( $n=1$ ) es:

$$P_{f_s} = v_{f_i} i_{f_i} \cos \theta_1 = i_{f_i}^2 R = \left( \frac{2v_{dc}}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \right)^2 R \quad (2.6)$$

En relación a las características anteriormente mencionadas su principio de funcionamiento se consideran los estados de conmutación y sus respectivas vías de conducción como se muestra en la Figura 2.11, a continuación se describe cada uno de los estados:

- Estado 1 ( $v_{f_i} = \frac{v_{cd}}{2}, i_{f_i} > 0$ ). Durante este estado, solo el transistor ( $T_1$ ) conduce y crea una salida de voltaje igual a ( $\frac{v_{cd}}{2}$ ), durante este estado la corriente de salida es positiva. La conducción en este estado se ilustra en la Figura 2.11a. Donde la potencia del sistema se encuentra en modo de conducción con el transistor de potencia para generar la señal de salida en el lado alto de la topología se denota como ( $p_{f_i} = v_{f_i}(t), i_{f_i}(t) > 0$ ), y la potencia activa se entrega desde la fuente hasta la carga [44].
- Estado 2 ( $v_{f_i} = -\frac{v_{cd}}{2}, i_{f_i} < 0$ ). En este estado, solo el transistor ( $T_2$ ) conduce y crea una salida de voltaje igual a ( $-\frac{v_{cd}}{2}$ ), durante este estado la corriente de salida es negativo. La conducción en este estado se ilustra en la Figura 2.11b. La potencia del sistema opera de manera opuesta con el modo de conducción del transistor del lado bajo y se expresa como ( $p_{f_i} = -v_{f_i}(t), -i_{f_i}(t) > 0$ ), la potencia activa se entrega desde la fuente hasta la carga [23].
- Estado 3 ( $v_{f_i} = \frac{v_{cd}}{2}, i_{f_i} > 0$ ). Durante este estado el diodo ( $D_1$ ) conduce y crea una salida de voltaje igual a ( $\frac{v_{cd}}{2}$ ), durante este estado la corriente de salida es negativo. La conducción en este estado se ilustra en la Figura 2.11c. La potencia del sistema se define debido a un estado de alimentación donde los diodos suministran el flujo de energía al transistor en el lado alto con la finalidad de mantener el voltaje nominal de operación y tener un modo de conducción de manera positiva, matemáticamente se expresa como ( $p_{f_i} = v_{f_i}(t), i_{f_i}(t) > 0$ ), la potencia activa se entrega desde la fuente hasta la carga y se denomina como un estado de conmutación de regeneración de estado activo [41].



**Figura 2.11.** Estados de operación en un inversor monofásico de medio puente, a) Circuito equivalente de un inversor monofásico de medio puente cuando la entrada de voltaje pasa a través de los condensadores en corriente directa (CD), a) estado 1 b) estado 2, c) estado 3, d) estado 4, e) estado 5.

- Estado 4 ( $v_{f_i} = -\frac{v_{cd}}{2}, i_{f_i} < 0$ ). En este estado, solo el transistor ( $T_2$ ) conduce y crea una salida de voltaje igual a  $(-\frac{v_{cd}}{2})$ , durante este estado la corriente de salida es positivo. La conducción en este estado se ilustra en la Figura 2.11d. La potencia del sistema se define debido a un estado de regeneración siendo opuesta al estado anterior donde los diodos suministran el flujo de energía al transistor en el bajo alto con la finalidad de mantener el voltaje nominal de operación y tener un modo de conducción de manera negativa, matemáticamente se expresa como ( $p_{f_i} = v_{f_i}(t), i_{f_i}(t) < 0$ ), la potencia activa se entrega desde la fuente hasta la carga y se denomina como un estado de conmutación regenerativo [13].

- Estado 5 ( $v_{f_i} = 0, i_{f_i} = 0$ ). Durante este último estado no conduce ningún transistor y no existe un modo de conducción, además crea una corriente nulo y bajo ciertas cargas de voltaje nulo. El circuito que describe este estado se ilustra en la Figura 2.11e, [28].

En resumen en la Tabla 2.1 se describe cada uno de los estados de conmutación anteriormente mencionados simplificando su comprensión en su principio básico de funcionamiento.

**Tabla 2.1.** Estados de conmutación para la configuración de medio puente H, voltaje de salida ( $v_o$ ), corriente en la fase de salida ( $i_{f_i}$ ) y potencia de salida ( $P_{F_i}$ ).

M.C.	Estado de conmutación				$v_o$	$i_{f_i}$	$P_{f_i}$
	$T_1$	$T_2$	$D_1$	$D_2$			
1	1	0	0	0	$\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} > 0$	$P_{f_i} > 0$
2	0	1	0	0	$-\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} < 0$	$P_{f_i} > 0$
3	0	0	1	0	$\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} < 0$	$P_{f_i} < 0$
4	0	0	0	1	$-\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} > 0$	$P_{f_i} < 0$
5	0	0	0	0	0	0	$P_{f_i} = 0$

A continuación se describe las características fundamentales de un inversor monofásico de puente completo siendo la segunda etapa en el desarrollo del inversor trifásico que se implementa este trabajo de investigación.

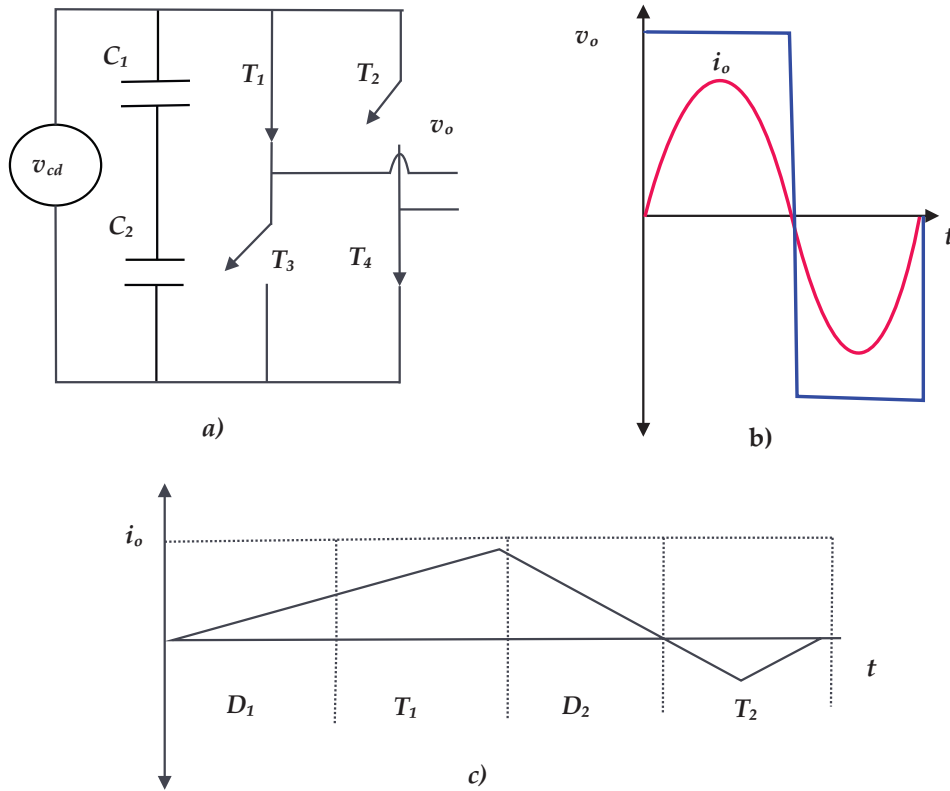
### 2.2.2. Inversor monofásico puente completo

Esta configuración se constituye mediante cuatro transistores y se le denomina puente H que está constituido por dos líneas y en cada una de ellas están dos interruptores de potencia, cabe señalar que esta topología se desarrolla de manera experimental con una plataforma de arquitectura abierta y se describe en el capítulo 4; a continuación se mencionan algunas diferencias entre la topología anterior en las siguientes características:

- En la topología de medio puente H, es necesario dos condensadores electrolíticos, conectados en serie en el lado de entrada de corriente directa para mantener el voltaje de entrada al dispositivo, por el contrario, en el puente H solo es necesario un condensador.
- La configuración de medio puente H, es incapaz de generar intervalos de voltaje de salida cero para cargas no resistivas, en cambio, en un puente H considera tres estados de operación como voltajes de salida (altos, bajos y cero).
- En medio puente H, la amplitud en los impulsos de voltaje en la salida son la mitad del voltaje de entrada en corriente directa; en contra parte, en un puente completo tiene un voltaje de salida igual o mayor al voltaje de entrada (CD).



Su principio de funcionamiento como se ilustra en la Figura 2.12 de un inversor monofásico consiste en cuatro transistores de potencia sincronizados en un principio de operación que consiste cuando ( $T_1$ ) y ( $T_2$ ) se encienden de forma simultánea, el voltaje de alimentación ( $v_0$ ) se induce a través de la carga. Si los transistores ( $T_3$ ) y ( $T_4$ ) se encienden al mismo tiempo se invierte el voltaje a través de la carga y es ( $-v_0$ ), el voltaje de la señal de salida se ilustra en la Figura 2.12b.



**Figura 2.12.** Inversor monofásico puente completo, a) circuito, b) formas de onda con carga resistiva, c) corriente en una carga altamente inductiva.

Además como se mencionó en la anterior sección un inversor de medio puente tiene un voltaje de (CD) deficiente con un valor de  $0.45 (v_{cd})$ . Por lo tanto la topología de un inversor comúnmente utilizada para producir un voltaje (CA) monofásica, es el inversor de puente completo como se muestra en la Figura 2.12a, donde en un inversor consta de dos circuitos básicos y puede producir un voltaje de salida dos veces mayor a comparación de un inversor de medio puente que utiliza el mismo voltaje (CD). En el inversor monofásico de puente completo el voltaje en la carga ( $V_{carga}$ ), es la diferencia entre voltajes alto ( $V_+$ ) y bajo ( $V_-$ ) como se expresa en la ecuación (2.7):

$$V_{carga} = V_+ - V_- \quad (2.7)$$

De acuerdo a la ecuación anterior los voltajes altos ( $V_+$ ) y bajo ( $V_-$ ), se representan utilizando los estado de conmutación de manera general para describir esas funciones de los transistores. Entonces los voltajes mencionado se calculan con las ecuaciones (2.8) y (2.9):

$$V_+ = v_{cd}(T_+ - \frac{1}{2}) \quad (2.8)$$

$$V_- = v_{cd}(T_- - \frac{1}{2}) \quad (2.9)$$

Obteniendo estos voltajes, ahora se calcula el voltaje de salida mediante la función de conmutación y se expresa en la ecuación (2.10):

$$V_{carga} = V_+ - V_- = v_{cd}(T_+ - T_-) \quad (2.10)$$

Además considerando la ecuación (2.2) a partir de una configuración de medio puente H, se obtiene el ( $V_{f_{rms}}$ ) que pasan en las dos líneas de los transistores, por lo tanto se calcula con la ecuación (2.11):

$$V_{f_{rms}} = (\frac{2}{t_o} \int_0^{\frac{t_o}{2}} v_{cd}^2 dt)^{\frac{1}{2}} = v_{dc} \quad (2.11)$$

Ahora para el voltaje inducido a la carga en un inversor de puente completo, se procede al cálculo de un voltaje instantáneo de salida representado con la serie de Fourier, por lo tanto, se considera las características de la señal de entrada al circuito del puente H, entonces se calcula con la ecuación (2.12):

$$v_{f_i} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4v_{cd}}{n\pi} \text{sen}(nwt) \quad (2.12)$$

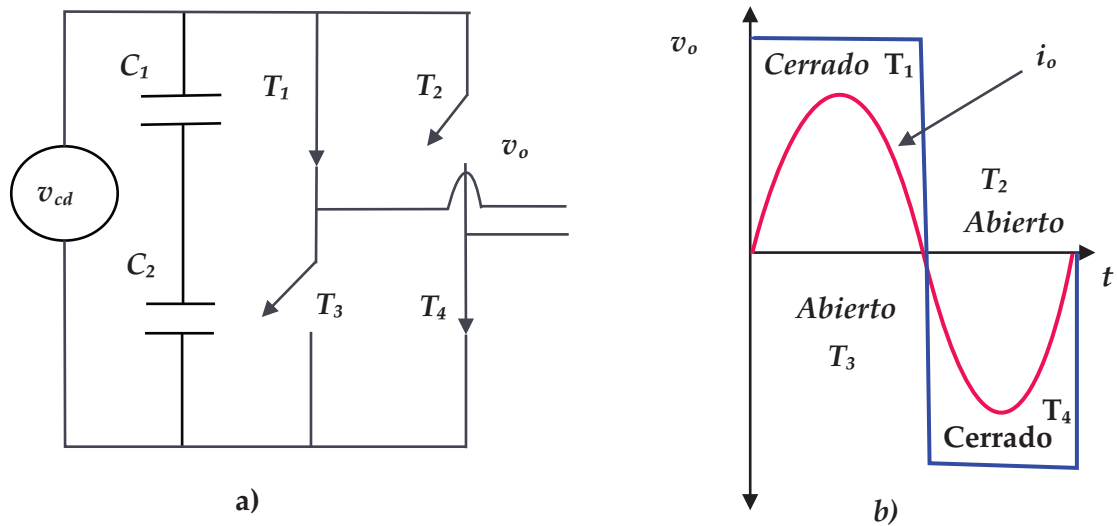
Considerando la ecuación anterior esta topología puede proporcionar un ( $V_{f_{rms}}$ ) a la carga de (CA) equivalente a un 90 % del ( $v_{cd}$ ), entonces el valor eficaz de la componente fundamental es:

$$v_{f_i} = (\frac{4v_{cd}}{\sqrt{2}\pi}) = 0,9v_{cd} \quad (2.13)$$

Ahora para calcular la corriente instantánea de carga se considera para la misma carga como en la configuración anterior, entonces se determina al dividir la ecuación (2.10) entre la ecuación (2.6) y queda definido como:

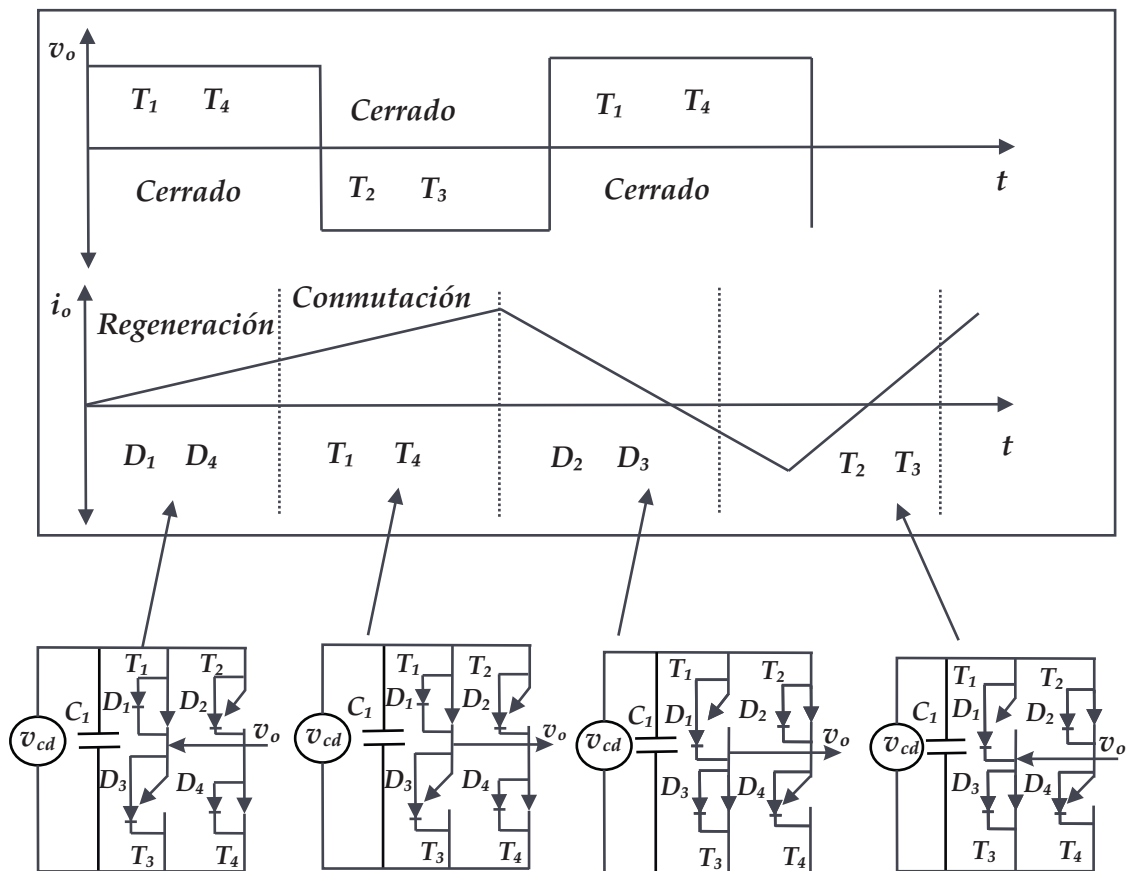
$$i_{f_i} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4v_{cd}}{n\pi \sqrt{R^2 + (nwL)^2}} \text{sen}(nwt - \theta_n) \quad (2.14)$$

Por último se considera para calcular la potencia fundamental de salida con la ecuación (2.6) en esta topología, considerando igualar y simplificar la ecuación (2.9) y ecuación (2.11). Entonces en cada línea de los transistores electrónicos varían independientemente para producir el voltaje de carga efectiva, es decir consiste en la diferencia de fase entre los voltajes de dos fases y debe ser de  $180^\circ$  como se muestra en la Figura 2.13. En este caso el voltaje del inversor de puente completo es el doble del voltaje de fase.



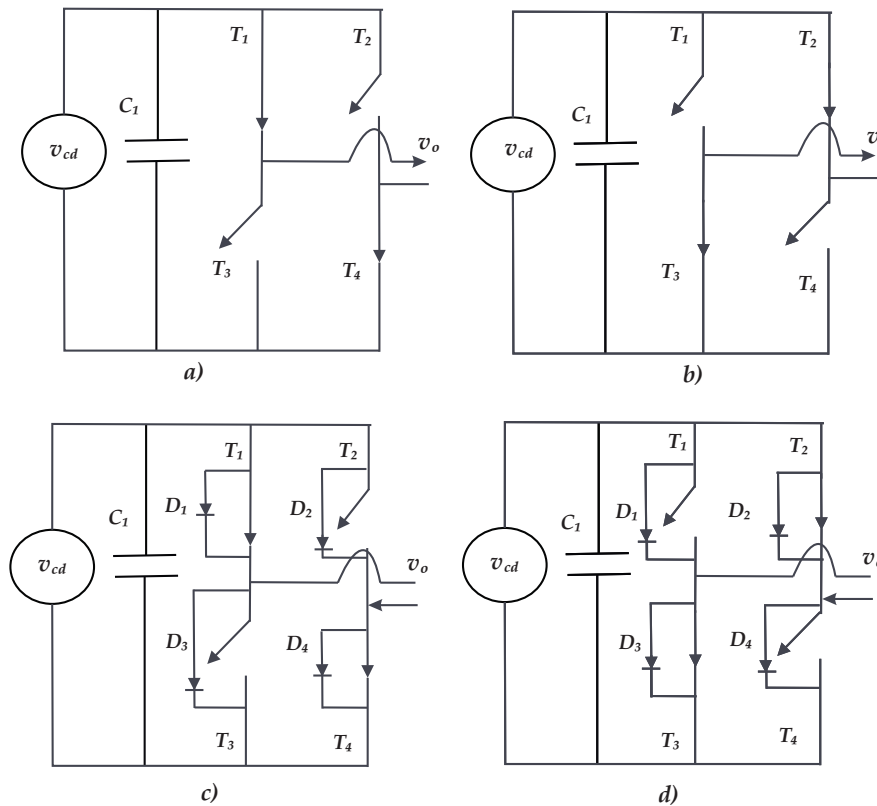
**Figura 2.13.** a) Inversor monofásico puente H completo, b) voltaje de carga del inversor monofásico de puente completo.

Para cargas inductivas la operación del inversor se muestra en la Figura 2.14. El inversor funciona alternativamente en el modo de alimentación y en el modo de regeneración, es decir, en sus estados de conmutación cuando se activa o desactiva los transistores electrónicos.



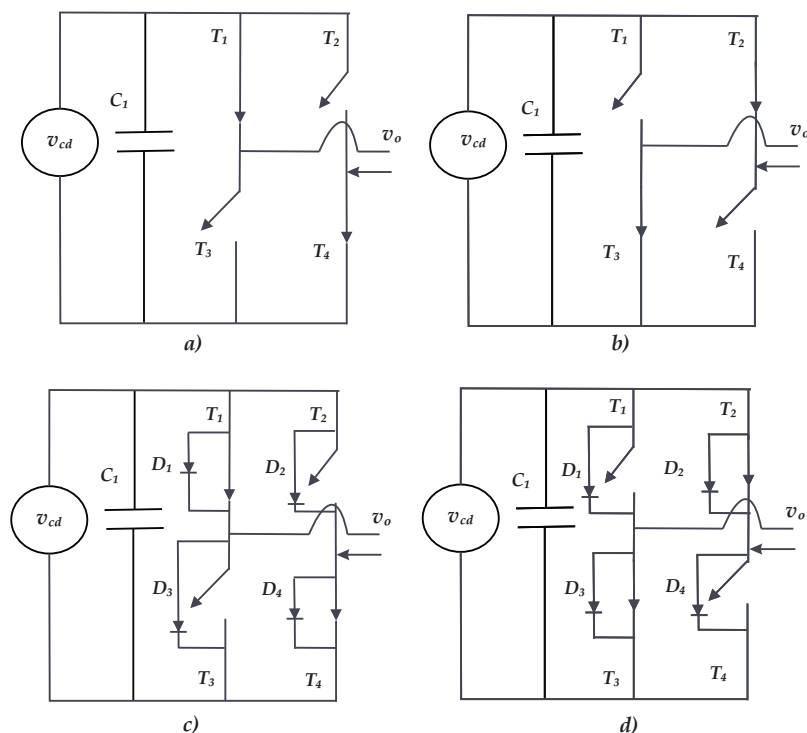
**Figura 2.14.** Operación de inversor monofásico de puente completo para carga inductiva.

Después de analizar su funcionamiento de esta topología al estar conectadas a cierto tipo de cargas y la señal del voltaje en la salida, a continuación se describe a detalle los estados de conmutación como se muestra en la Figura 2.15 y se describen a continuación:



**Figura 2.15.** Estados de operación en un inversor monofásico puente completo, a) Estado 1, b) Estado 2, c) Estado 3, d) Alternativa de estado 3.

- Estado 1 ( $v_{f_i} = v_{cd}, i_{f_i} > 0$ ). En este estado los transistores ( $T_1$ ) y ( $T_4$ ) conducen y crean a través de la carga un voltaje de salida igual a ( $v_{cd}$ ), también la corriente fluye positivamente a través de la carga. La trayectoria de conducción se muestra en la Figura 2.15a. Dado que la potencia activa pasa desde la fuente de alimentación hasta la carga [18].
- Estado 2 ( $v_{f_i} = -v_{cd}, i_{f_i} < 0$ ). En este estado los transistores ( $T_2$ ) y ( $T_3$ ) conducen y crean a través de la carga un voltaje de salida igual a ( $-v_{cd}$ ) y también la corriente fluye negativamente a través de la carga. La trayectoria de conducción se muestra en la Figura 2.15b. Dado que la potencia activa pasa desde la fuente de alimentación hasta la carga [20].
- Estado 3 ( $v_{f_i} = 0, i_{f_i} > 0$ ). En este estado existe dos formas de funcionamiento. El primer estado como se muestra en la Figura 2.15c, realiza la conducción de ( $D_2$ ), ( $T_4$ ) y la conducción ( $D_3$ ), ( $T_1$ ), es decir, el estado de los diodos es respecto a su dirección y su voltaje de salida es cero, además la carga de la corriente es positiva. En cuanto al segundo como se muestra en la Figura 2.15d, este estado no entrega una potencia fundamental de salida, debido a que se mantiene en los dos tipos de funcionamiento del primer estado, es decir siempre están en estados de conmutación entre alto y bajo [3] y [37].



**Figura 2.16.** Estados de operación en un inversor monofásico puente completo, e) Estado 4, f) Alternativa Estado 4, g) Estado 5, h) Estado 6.

- Estado 4 ( $v_{f_i} = 0, i_{f_i} < 0$ ). En este estado existe dos formas de funcionamiento. El primer estado como se muestra en la Figura 2.16e, realiza la conducción de ( $D_2$ ), ( $T_4$ ) y la conducción ( $D_3$ ), ( $T_1$ ), es decir el estado de los diodos es respecto a su dirección y su voltaje de salida es cero, además la carga de la corriente es negativo. En cuanto al segundo estado como se muestra en la Figura 2.16f, este estado no entrega una potencia fundamental de salida, debido a que se mantiene en los dos tipos de funcionamiento, es decir siempre están en estados de conmutación entre alto y bajo [12] y [27].
- Estado 5 ( $v_{f_i} = v_{cd}, i_{f_i} < 0$ ). Como se ilustra en la Figura 2.16g, en este estado conducen los diodos ( $D_1$ ) y ( $D_4$ ) en estado libre, es decir deja fluir el paso de la corriente en sus respectivos estados de conmutación, además crean a través de la carga un voltaje de salida equivalente al ( $v_o$ ) y en un tiempo de estado negativo fluye la corriente a través de la carga [22] y [33].
- Estado 6 ( $v_{f_i} = -v_{cd}, i_{f_i} > 0$ ). Por último en la Figura 2.16h conducen los diodos ( $D_2$ ) y ( $D_3$ ) en estado libre, es decir, deja fluir el paso de la corriente en sus respectivos estados de conmutación, además crean a través de la carga un voltaje de salida equivalente al ( $-v_o$ ) y en un tiempo de estado positivo fluye la corriente a través de la carga [28] y [41].

En resumen en la Tabla 2.2 se describe cada uno de los estados de conmutación anteriormente mencionados, simplificando su comprensión en su principio básico de funcionamiento.

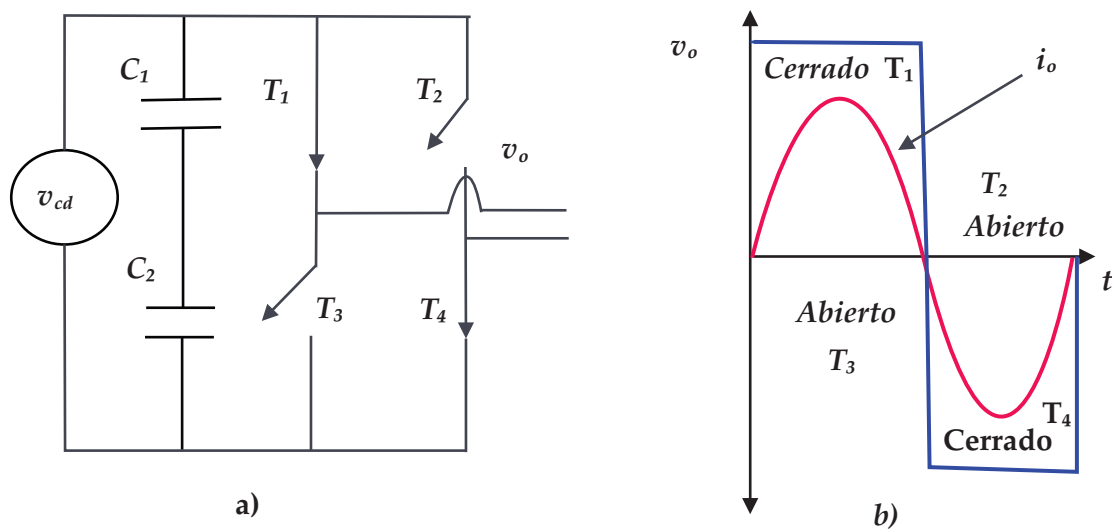
**Tabla 2.2.** Estados de conmutación para la configuración del puente H, voltaje de salida, corriente de salida y potencia de salida.

M.C.	Estado de conmutación								$v_o$	$i_{f_i}$	$P_{F_s}$
	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$D_1$	$D_2$	$D_3$	$D_4$			
1	1	0	0	1	0	0	0	0	$\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} > 0$	$P_{F_s} > 0$
2	0	1	1	0	0	0	0	0	$-\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} < 0$	$P_{F_s} > 0$
3a	0	0	0	1	0	1	0	0	0	$i_{f_i} > 0$	$P_{F_s} > 0$
3b	1	0	0	0	0	0	1	0	0	$i_{f_i} > 0$	$P_{F_s} > 0$
3c	0	0	1	0	1	0	0	0	0	$i_{f_i} < 0$	$P_{F_s} > 0$
4	0	1	0	0	0	0	0	1	0	$i_{f_i} < 0$	$P_{F_s} > 0$
5	0	0	0	0	1	0	0	1	$\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} < 0$	$P_{F_s} < 0$
6	0	0	0	0	0	1	1	0	$-\frac{v_o}{2}$	$i_{f_i} > 0$	$P_{F_s} > 0$

En la siguiente subsección se describe el modelo matemático de la topología descrita con la finalidad de representar la dinámica del sistema para valorar la selección del controlador en el capítulo 3.

### 2.2.3. Modelo matemático de un inversor monofásico (puente completo)

Para el desarrollo del modelo matemático para un inversor monofásico como se ilustra en la Figura 2.17 se considera los fundamentos teóricos previamente explicados en la subsección anterior, por lo tanto, para describir la dinámica del sistema se comienza con generar dos niveles de voltaje ( $+v_o$  y  $-v_o$ ), entre sus terminales de salida (A y B), después pasa a la sección posterior y consiste en filtrar la distorsión que presente la señal fundamental con cierta frecuencia de operación en la señal del voltaje de salida al suministrar la energía en la carga [29].



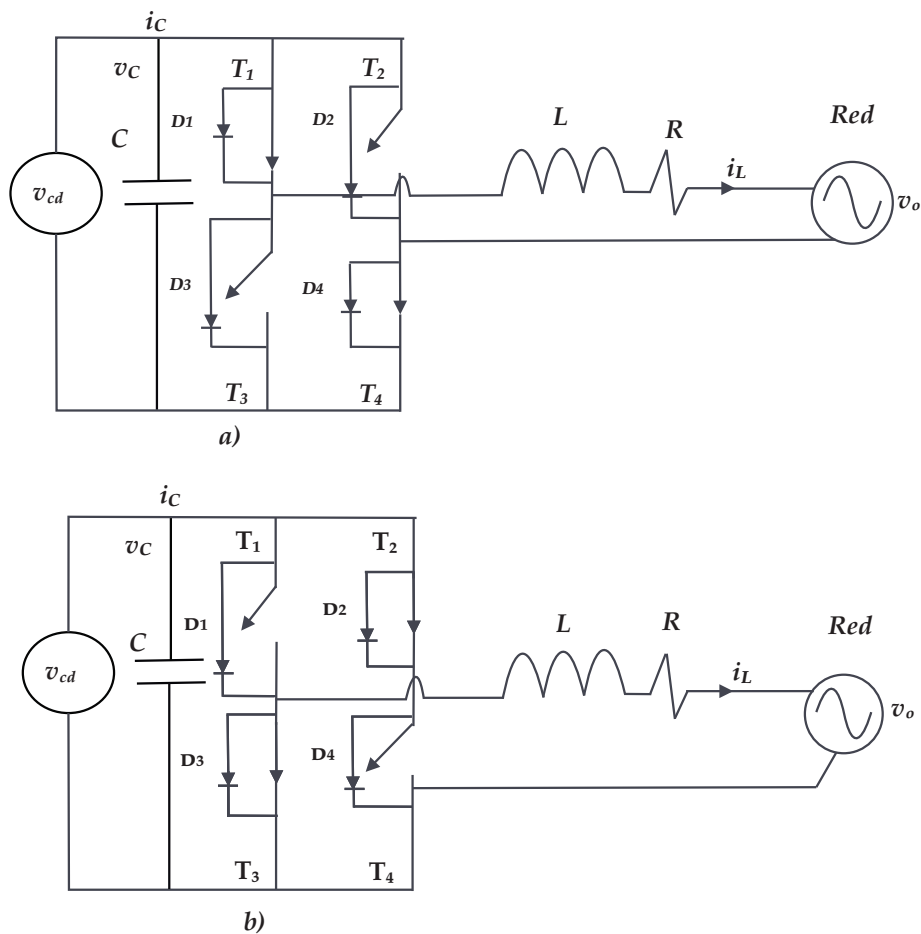
**Figura 2.17.** Inversor monofásico, a) circuito de un inversor monofásico y b) señal de forma de onda cuadrada.

Las señales que controlan la apertura y cierre de los transistores ( $T_1, T_2, T_3, T_4$ ), son definidas por medio de valores discretos. Definiendo la variable de control se considera ( $u = 0$ ) cuando indiquen el cierre del transistor, y ( $u = 1$ ) para cuando indique la apertura; entonces una definición apropiada para estas señales se representa con la expresiones matemáticas siguientes, [38] y [40]:

$$+ \frac{v_o}{2} = \begin{cases} t_{cerrado} & (T_1 \text{ y } T_4) \text{ } u = 0 \\ t_{abierto} & (T_2 \text{ y } T_3) \text{ } u = 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

$$- \frac{v_o}{2} = \begin{cases} t_{abierto} & (T_1 \text{ y } T_4) \text{ } u = 1 \\ t_{cerrado} & (T_2 \text{ y } T_3) \text{ } u = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Donde ( $t_{cerrado}$ ), es el instante de tiempo en el cual la señal indica el cierre al transistor y ( $t_{abierto}$ ) es el instante de tiempo donde indica la apertura del transistor y esto representa la duración de la señal de control (estados de conmutación) y se muestra en la Figura 2.18, [22]. Para los estados de conmutación de la señal de control se determina el tiempo en que la salida toma un valor alto o referente al ancho de pulso y al estado de conmutación, por lo tanto, se conoce como modulación en ancho de pulso (PWM) [34]. Para comenzar a deducir el modelado de esta topología se considera dos factores el primero cuando está conectado a la fuente de alimentación y el segundo cuando opera sin la fuente de alimentación siendo reemplazado por el capacitor, a continuación se describe cada uno de ellos:



**Figura 2.18.** Circuitos equivalentes del funcionamiento del inversor monofásico a) modo alto y b) modo bajo.

Fuente: [81].

Para definir el modo de operación al estar suministrando (CD) la fuente de alimentación en la Figura 2.18a se considera la variable de control ( $u = 1$ ) para el sistema utilizando las leyes de Kirchoff al desarrollarse el modo de conducción en los transistores de potencia y generando un voltaje de salida negativo, por lo tanto se obtiene la relación que describe el voltaje en la inductancia mediante la ecuación (2.17):

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{cd} - i_L R - v_o \quad (2.17)$$

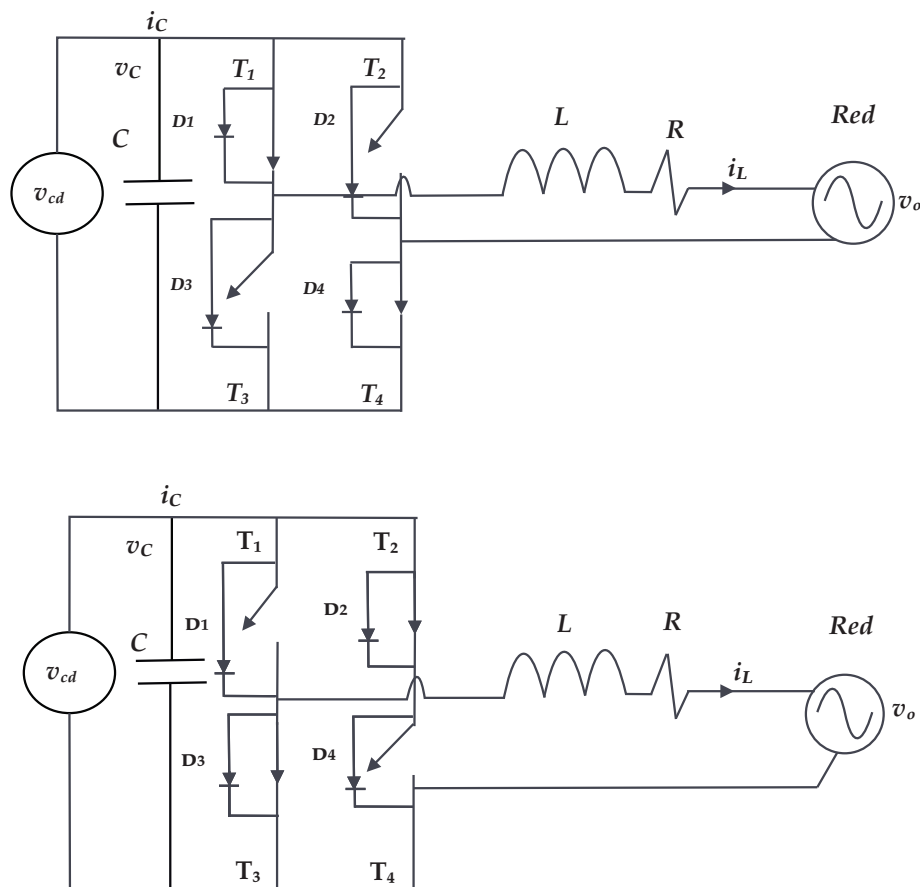
Para la Figura 2.18b se considera el modo de conducción de manera opuesta de acuerdo a lo anteriormente mencionado, donde se considera la variable de control ( $u = 0$ ) y define la relación del voltaje en la inductancia con la ecuación (2.18):

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_{cd} - i_L R - v_o \quad (2.18)$$

Al unificar las dos ecuaciones anteriores se obtiene un voltaje en la inductancia en ambos modos de operación debido a los estados de conmutación de los transistores de potencia y se expresa con la ecuación (2.19):

$$L \frac{di_L}{dt} = (2u - 1)v_{cd} - i_L R - v_o \quad (2.19)$$

Ahora al reemplazar la fuente de alimentación por el capacitor del sistema como se muestra en la Figura 2.19.



**Figura 2.19.** Circuitos equivalentes de un inversor monofásico.

Fuente: [81].



Se considera aplicar las leyes de Kirchoff cuando la variable de control es ( $u = 1$ ) se obtiene la expresión matemática para la inductancia y se denota como:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_C - i_L R - v_o \quad (2.20)$$

Para describir de manera matemática la corriente que pasa a través del capacitor se definen las ecuaciones:

$$i_C = -i_L \quad (2.21)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L \quad (2.22)$$

Ahora al considerar la variable de control como ( $u = 0$ ) se obtiene la expresión matemática que describe el comportamiento de la inductancia definido en las ecuaciones anteriores. La corriente que pasa a través del capacitor se expresa en la ecuaciones (2.22) y (2.23):

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_C - i_L R - v_o i_C = i_L \quad (2.23)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = -i_L \quad (2.24)$$

Entonces el vínculo de las ecuaciones (2.17) y (2.20) que describe el voltaje en la inductancia para los dos modos de operación se obtiene la ecuación (2.25):

$$L \frac{di_L}{dt} = (2u - 1)v_C - i_L R - v_o \quad (2.25)$$

De la misma forma se relacionan las ecuaciones (2.21), (2.22) y (2.24) que define el comportamiento de la corriente que pasa a través del capacitor y está regido por los estados de conmutación de los transistores que potencia siendo denotado con la ecuación (2.26):

$$C \frac{dv_C}{dt} = (1 - 2u)i_L \quad (2.26)$$

Considerando algunas operaciones matemáticas queda definido el modelo para la fase  $a$  con las ecuaciones (2.27) y (2.28):

$$L \dot{i}^a = V_1 T^a - V_2 (1 - T^a) - R i^a - v_o^a \quad (2.27)$$

$$C \dot{v}_o^a = i^a - i_o^a \quad (2.28)$$

Con la finalidad de representar el sistema, dado por la ecuaciones anteriores, ahora se presenta en ecuaciones de espacio de estado y se propone el siguiente cambio de variable:

$$w_1 = i^a \quad (2.29)$$

$$w_4 = v_o^a \quad (2.30)$$

Dado que el modo de operación de los transistores es abierto o cerrado se asume que  $(T^a)=0$  ó  $(T^a=1)$ . Para fines prácticos de operación se define una variable que tome valores de 1 ó -1, por lo tanto se propone:

$$j^a = (2T^a - 1) \quad (2.31)$$

Obteniendo la derivada temporal de las ecuaciones (2.29) y (2.30) se tiene:

$$\dot{w}_1 = \dot{i}^a \quad (2.32)$$

$$\dot{w}_4 = \dot{v}_o^a \quad (2.33)$$

Ahora de las ecuaciones (2.31), (2.32) y (2.33) se obtiene las siguientes representaciones:

$$\dot{w}_1 = -\frac{R}{L}w_1 - \frac{1}{L}w_4 + \left(\frac{V_1 + V_2}{2L}\right)j^a + \frac{V_1 - V_2}{2L} \quad (2.34)$$

$$\dot{w}_4 = \frac{1}{C}w_1 - \frac{i_o^a}{C} \quad (2.35)$$

Una vez comprendida la dinámica del inversor monofásico, ahora procedemos a hacer la dinámica del segundo subsistema que comprende la etapa de filtrado. Analizando por separado las condiciones del subsistema se tiene que para cuando  $(v_o = v_{cd}(u = 1))$ , se puede demostrar que las ecuaciones en el espacio de estados que describen el comportamiento de este subsistema son por medio de la ecuación (2.36), [72]:

$$\begin{pmatrix} \dot{w}_1 \\ \dot{w}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{cd}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Cuya representación matricial comprende lo siguiente, [65]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B} \quad (2.37)$$

y realizando alguna operaciones matemáticas quedan expresados el vector  $\mathbf{x}$  y las matrices  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$ , [30] y [35]:

$$(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} i^a \\ v_o^a \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

$$(\mathbf{A}) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

$$(\mathbf{B}) = \begin{pmatrix} \frac{v_{cd}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

Por otro lado, para cuando ( $v_o = -v_{cd}(u = 0)$ ), las ecuaciones en el espacio de estados, describen el comportamiento del subsistema con la ecuación (2.41), [39]:

$$\begin{pmatrix} \dot{w}_1 \\ \dot{w}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i^a \\ v_o^a \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{v_{cd}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Cuya representación matricial es parecida a la anterior, pero queda denotado con la ecuación (2.42):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} - \mathbf{B} \quad (2.42)$$

Ahora podemos englobar ambos comportamientos del segundo subsistema en la ecuación (2.43):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} \pm \mathbf{B} \quad (2.43)$$

Además, considerando los resultados anteriormente obtenidos se puede redefinir la ecuación procedente de la siguiente manera mediante la ecuación (2.44), [30]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{B}(2u - 1) \quad (2.44)$$

Como se puede observar, el modelo en el espacio de estados se obtuvo con una función de una señal de entrada discreta ( $u$ ), por lo tanto es necesario encontrar la manera de establecer un modelo continuo, y a partir de un modelo discreto, entonces la teoría de espacio de estados desarrolla al diseño para variaciones suaves en las señales generadas de un sistema. Para ello considera el siguiente desarrollo matemático, donde se encuentra una solución explícita de la ecuación diferencial, que esta dada por la ecuación (2.45), [7], [25] y [32]:

$$x(t_0 + T) = x(t_0) + \int_{t_0}^{t_0+T} \dot{x}(\tau) d\tau \quad (2.45)$$

Realizando algunas operaciones matemáticas se puede reescribir y denotarse con la ecuación (2.46), [31]:

$$\frac{1}{T}[x(t_0 + T) - x(t_0)] = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \dot{x}(\tau) d\tau \quad (2.46)$$

Sin embargo, al considerar que los transistores conmutan a alta frecuencia, entonces es posible que  $T \rightarrow 0$ , con lo cual se tiene la ecuación (2.47), [34]:

$$\lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} [x(t_0 + T) - x(t_0)] \right) = \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \dot{x}(\tau) d\tau \right) \quad (2.47)$$

Como se puede observar, el término del lado izquierdo de la igualdad es la definición de la primera derivada de la función  $x(t)$  en el valor ( $t = t_0$ ). Sin embargo si se supone que  $(x(t))$  es uniformemente diferenciable, entonces es posible considerar que el lado izquierdo de la ecuación se define como  $(\dot{x}(t))$  en función de  $(t)$  [28]. Por otro lado del término del lado derecho en la ecuación podemos realizar simplificaciones en la integral, ya que para el intervalo de  $(t_0)$  a  $(t_0 + uT)$ , el modelo describe el comportamiento del segundo subsistema y está dado por la ecuación (2.45), mientras que para el intervalo de  $(t_0 + uT)$  a  $(t_0 + T)$ , el modelo se representa con la ecuación (2.46), quedando entonces

la ecuación anterior expresado como la ecuación (2.48), [36] y [37]:

$$\dot{x}(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_0+uT} (Ax + B)d\tau + \int_{t_0+uT}^{t_0+T} (Ax - B)d\tau \right] \right) \quad (2.48)$$

Desarrollando las integrales correspondientes se obtiene la ecuación (2.49):

$$\dot{x}(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} \left[ \int_{t_0}^{t_0+uT} Axd\tau + \int_{t_0}^{t_0+uT} Bd\tau + \int_{t_0+uT}^{t_0+T} Axd\tau - \int_{t_0+uT}^{t_0+T} Bd\tau \right] \right) \quad (2.49)$$

Y agrupando las integrales correspondientes al término  $(Ax)$ , se obtiene la ecuación (2.50):

$$\dot{x}(t) = A \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} xd\tau + B \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+uT} xd\tau - B \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_{t_0+uT}^{t_0+T} xd\tau \quad (2.50)$$

Por otra parte se puede demostrar que la ecuación (2.51) como:

$$\lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} xd\tau = x(t) \quad (2.51)$$

Por lo que desarrollando los dos últimos elementos del lado derecho de la ecuación anterior es posible simplificar y denotar la ecuación (2.52), [38]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} [(t_0 + uT) - (t_0)] \right) - B \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} [(t_0 + T) - (t_0 + uT)] \right) \quad (2.52)$$

Donde se considera a  $x(t)$ , como una función continua. De esta manera, la ecuación anterior puede expresarse como la ecuación (2.53):

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} [uT] \right) - B \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{T} [T - uT] \right) \quad (2.53)$$

También simplificando y realizando algunas agrupaciones matemáticas se puede expresar como la ecuación (2.54):

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu - B(1 - u) \quad (2.54)$$

Entonces se encuentra la representación en el espacio de estados cuando  $T \rightarrow 0$ , se expresa con la ecuación (2.55), [22] y [33]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(2u - 1) \quad (2.55)$$

Finalmente al obtener el modelo continuo para el sistema, la ecuación anterior está predefinida por un modelo discreto, mediante el análisis de las dinámicas de los subsistemas y de la relación que existe entre ellos. A continuación se describe las características fundamentales de un inversor trifásico, cabe señalar que esta topología en este documento de investigación se desarrolla a nivel simulación debido a que no es prioritario el diseño y construcción de acuerdo a los objetivos particulares planteados. También es la última etapa en el desarrollo del convertidor de potencia en este trabajo de investigación, y posteriormente en el capítulo 3 se describe el diseño y selección del algoritmo de control no convencional además en el capítulo 4 se describe la plataforma experimental desarrollada.

### 2.2.4. Inversor trifásico

La tercera configuración para el desarrollo del dispositivo electrónico de acuerdo con la Figura 2.20, se constituye mediante seis transistores, sin embargo su señal respecto a la componente fundamental está en desfase en atraso y adelanto que se emplea comúnmente a  $120^\circ$  en topologías monofásicas [34]; debido a que sus características de la señal de salida deben ser a voltajes fundamentales ( $\frac{2\pi}{\sqrt{3}}$ ), para ello, se implementan las técnicas de conmutación [31]. Además existen otras señales fundamentales para la aplicación en topologías trifásicas y entre ellas destaca la señal fundamental a  $180^\circ$ , a continuación se mencionan sus características fundamentales [39].

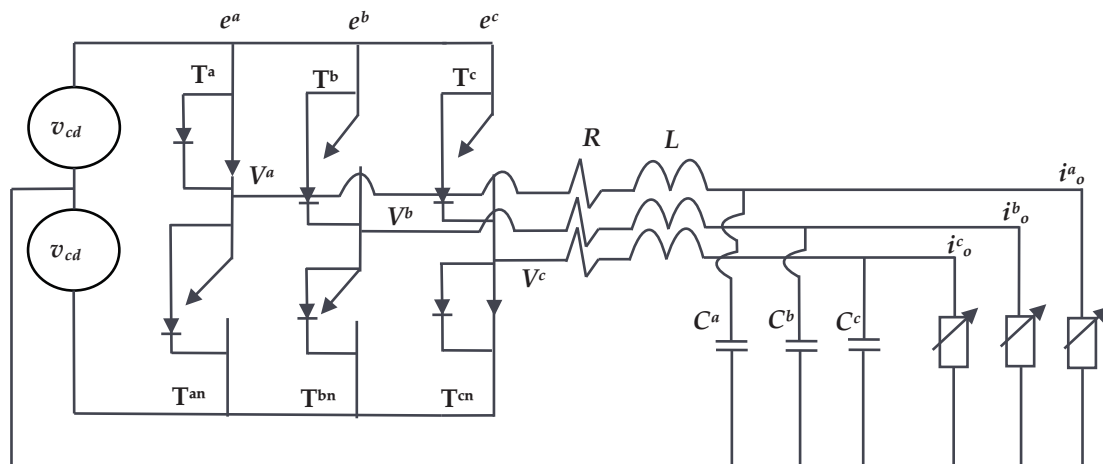


Figura 2.20. Configuración del circuito de un inversor trifásico.

Fuente: [82].

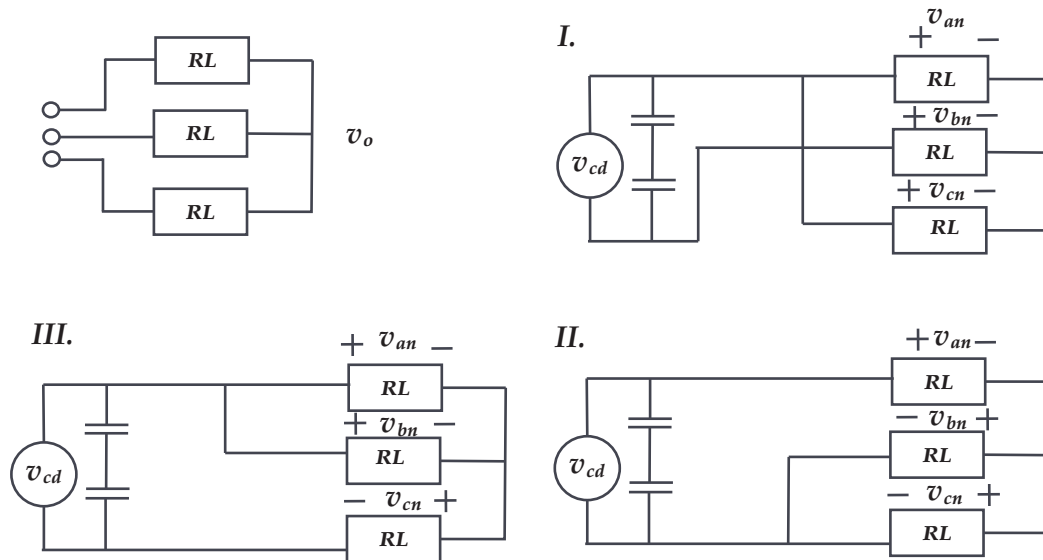
#### Principio de funcionamiento a $180^\circ$ en los estados de conmutación

El principio de funcionamiento para la señal fundamental de operación en un inversor trifásico y se describe el desfase de las señales generadas mediante los estados de conmutación, por lo tanto, el voltaje de la señal de salida en la modulación de ancho de pulso (PWM), los transistores ( $T_1$ ) y ( $T_6$ ) conducen  $180^\circ$ , y para los PWM en un voltaje de línea-línea ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  y  $v_{ac}$ ) tiene un desfase de  $120^\circ$ , cabe añadir, que los seis estados de conmutación presentan el complemento en atraso o adelanto de la señal fundamental [26] y [38].

La amplitud de los voltajes de la señal de salida permanecen de manera constante, sin embargo su frecuencia de operación puede ser manipulado mediante técnicas de conmutación. Para ello, los estados de conmutación operan en una configuración par de los siguientes transistores ( $T_1 - T_4$ ;  $T_3 - T_6$ ;  $T_5 - T_2$ ) y el voltaje en la señal de salida para una conexión estrella, es decir, de línea-neutro y el desfase del (PWM) en cada transistor electrónico [28] y [33].

Por lo tanto para el desempeño en este tipo de señal fundamental, los requerimientos para generar el nivel de voltaje en tres secciones para la señal de salida, sin embargo para el período de cada intervalo de tiempo, se presentan los circuitos equivalentes que generan los voltajes en la señal de salida durante los tres intervalos de operación y se describe en la Figura 2.21, [41]. El primer intervalo de  $[0, \frac{\pi}{3}]$ , las líneas de corriente en ( $i_3 F_a > 0$ ), ( $i_3 F_b > 0$ ) y ( $i_3 F_c < 0$ ), conducen en los transistores ( $T_1$ ), ( $T_5$ ) y ( $T_6$ ), donde genera un

voltaje en la primera fase ( $v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ), aunque en ese intervalo la dirección de las líneas de corriente son opuestas para la dirección de los transistores electrónicos, por ello los estados de los diodos antiparalelos activan su función de conducir y generar voltajes de salida similares. Por consiguiente, para cada intervalo de operación en cada línea de transistores electrónicos, se lleva a cabo los estados de conmutación en relación a la corriente de carga, [18], [22] y [32].



**Figura 2.21.** Circuitos equivalente referidos a la carga, obtenidos en el orden del voltaje en la señal de salida.

En el segundo intervalo de  $[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}]$ , las líneas de corriente en ( $i_{3F_a} > 0$ ), ( $i_{3F_b} < 0$ ) y ( $i_{3F_c} < 0$ ), conducen los transistores ( $T_1$ ), ( $T_2$ ) y ( $T_6$ ), donde genera un voltaje en la segunda fase ( $+v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ). En el tercer intervalo de  $[\frac{2\pi}{3}, \pi]$ , las líneas de corriente en ( $i_{3F_a} > 0$ ), ( $i_{3F_b} < 0$ ) y ( $i_{3F_c} > 0$ ), conducen los transistores ( $T_1$ ), ( $T_2$ ) y ( $T_3$ ), donde genera un voltaje en la tercer fase ( $+v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ). En el cuarto intervalo de  $[\pi, \frac{4\pi}{3}]$ , conducen los transistores ( $T_2$ ), ( $T_4$ ) y ( $T_3$ ), donde genera un voltaje de salida ( $-v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ). En el quinto intervalo de  $[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}]$ , conducen los transistores ( $T_5$ ), ( $T_4$ ) y ( $T_3$ ), donde genera un voltaje de salida ( $-v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ). En el sexto intervalo de  $[\frac{5\pi}{3}, 3\pi]$ , conducen los transistores ( $T_5$ ), ( $T_4$ ) y ( $T_6$ ), donde genera un voltaje de salida ( $-v_{3F_a} = \frac{v_{cd}}{2}$ ), [8], [15] y [41].

En resumen en la Tabla 2.3 se describe cada uno de los estados de conmutación anteriormente mencionados, simplificando su comprensión en su principio básico de funcionamiento.

**Tabla 2.3.** Estados de conmutación de los voltajes de fase para la configuración trifásica.

M.C.	Estados de conmutación						$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$
	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_5$	$T_6$			
1	1	0	0	0	1	1	$\frac{v_{cd}}{2}$	$\frac{v_{cd}}{3}$	$v_{cd}$
2	1	1	0	0	0	1	$\frac{v_{cd}}{2}$	$\frac{2v_{cd}}{3}$	$v_{cd}$
3	1	1	1	0	0	0	$\frac{v_{cd}}{2}$	$\frac{v_{cd}}{3}$	0
4	0	1	1	1	0	0	$-\frac{v_{cd}}{2}$	$-\frac{v_{cd}}{2}$	$-v_{cd}$
5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{v_{cd}}{2}$	$-\frac{2v_{cd}}{3}$	$-v_{cd}$
6	0	0	0	1	1	1	$-\frac{v_{cd}}{2}$	$-\frac{v_{cd}}{3}$	0

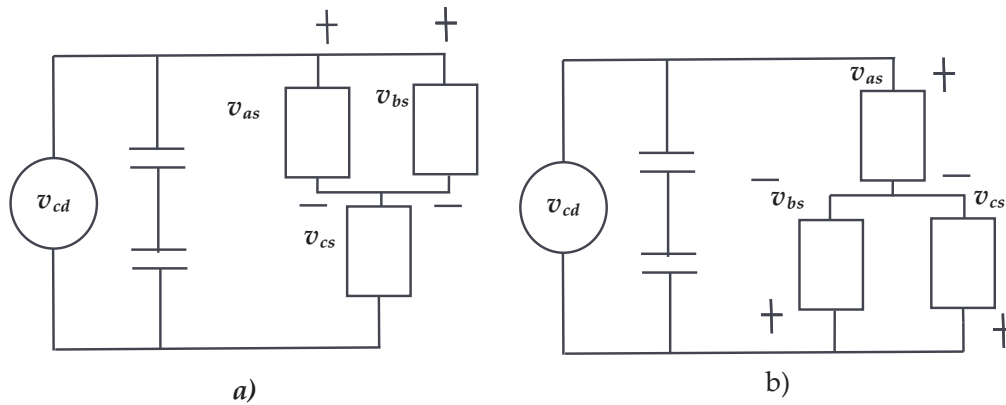
De acuerdo a la descripción de los estados de conmutación en la tabla anterior, ahora se prosigue a describir de manera matemática los intervalos en su tiempo de operación, por lo tanto tres transistores electrónicos siempre están conduciendo, dos desde la sección en alto ( $T_1, T_3, T_5$ ) y uno en la sección en bajo ( $T_2, T_4, T_6$ ), [14]. Se debe considerar un estado de conmutación que no debe ocurrir, este se produce en cualquiera de las tres etapas de fase, un transistor superior e inferior y no debe conducir de manera simultáneamente, es decir, no deben realizar un estado de conmutación igual pues se produce un estado de cortocircuito y por consiguiente ocasiona daños severos al dispositivo electrónico [23]. Entonces para una carga balanceada, en este caso, el voltaje de línea a neutro, o el voltaje de fase, es el voltaje de carga. Desde los voltajes de línea a línea, los voltajes de fase para las cargas trifásicas se obtiene mediante las siguientes ecuaciones:

$$v_{3F_a} = \left(\frac{1}{3}\right)(v_{3F_{ab}} - v_{3F_{ca}}) \quad (2.56)$$

$$v_{3F_b} = \left(\frac{1}{3}\right)(v_{3F_{bc}} - v_{3F_{ab}}) \quad (2.57)$$

$$v_{3F_c} = \left(\frac{1}{3}\right)(v_{3F_{ca}} - v_{3F_{bc}}) \quad (2.58)$$

El voltaje de línea que está conformado por dos transistores electrónicos, depende de sus estados de conmutación debido al voltaje de fase que suministra esa línea de medio puente H, por lo tanto el voltaje de fase está determinada por los estados de conmutación de todos los transistores de un inversor electrónico. Para ello considere tres transistores electrónicos ( $T_5, T_6, T_1$ ) donde la primera sección están activados en sentido positivo como se ilustra en la Figura 2.22a y por el contrario los transistores electrónicos ( $T_2, T_3, T_4$ ) están activados en sentido negativo como se muestra la Figura 2.22b , [24] y [34].



**Figura 2.22.** Fases de voltaje en dos secciones dentro del dispositivo electrónico.

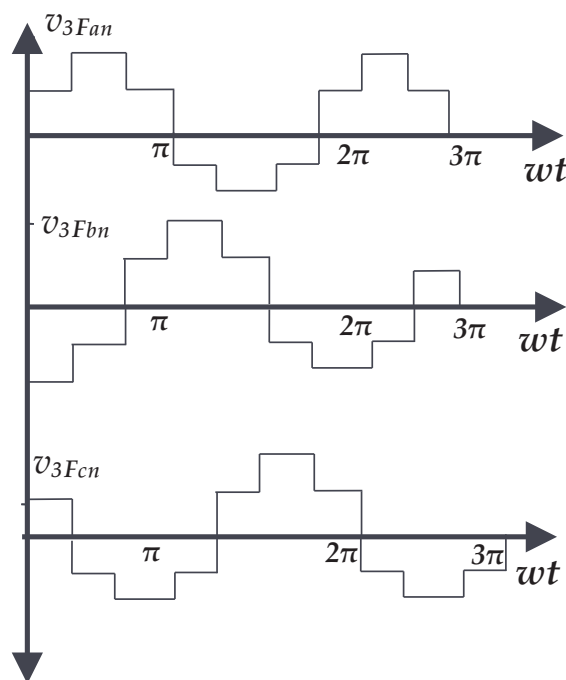
En este caso, podemos observar los voltajes de fase, de acuerdo a la figura anterior y por lo tanto quedan expresados como la ecuación (2.59):

$$v_a = \frac{1}{3}v_{cd} \quad v_b = -\frac{2}{3}v_{cd} \quad v_c = \frac{1}{3}v_{cd} \quad (2.59)$$

A continuación se considera la segunda sección donde están activados  $(T_6)$ ,  $(T_1)$ ,  $(T_2)$ , por lo tanto los voltajes de fase se pueden obtener mediante la ecuación (2.60):

$$v_a = \frac{2}{3}v_d \quad v_b = -\frac{1}{3}v_{cd} \quad v_c = \frac{1}{3}v_{cd} \quad (2.60)$$

De la misma manera, podemos obtener un voltaje de línea para todas las secciones como se muestra en la Figura 2.23. Este tipo de modulación se le denomina modulación de escalones, debido a que en un intervalo de tiempo maneja diferentes magnitudes en su frecuencia, amplitud y ciclo de trabajo. Este comportamiento es debido a las características de operación que realiza los transistores electrónicos en los estados de conmutación, [12].



**Figura 2.23.** Voltajes de fase por conducción a 180°.

Fuente: [38].



Cuando estos voltaje de línea realizan las configuraciones de conducción en la señal de salida de onda cuadrada, generan una senoidal y al implementarse en cargas inductivas por ejemplo con motores eléctricos, la corriente de carga es filtrado debido al componente inductivo que presenta como característica en la carga [19]. El voltaje de línea es siempre una onda cuadrada, independientemente del número de fases. Por lo tanto, la serie de Fourier para voltajes en las líneas de un dispositivo trifásico es igual a la ecuación (2.45), pero considerando la operación en los intervalos de funcionamiento se obtienen las ecuaciones, [30] y [38]:

$$v_{3F_{an}} = \frac{2v_{cd}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\text{sen}(nwt)}{n} \quad (2.61)$$

$$v_{3F_{bn}} = \frac{2v_{cd}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\text{sen}[n(wt - 120)]}{n} \quad (2.62)$$

$$v_{3F_{cn}} = \frac{2v_{cd}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\text{sen}[n(wt + 120)]}{n} \quad (2.63)$$

La expansión de la serie de Fourier para un voltaje línea a línea, ( $v_{ab}$ ), se expresa con las siguientes ecuaciones, [28] y [32]:

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \frac{4v_{cd}}{n\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\cos n\pi}{6} \text{sen}(n)(wt + \frac{\pi}{6}) \quad (2.64)$$

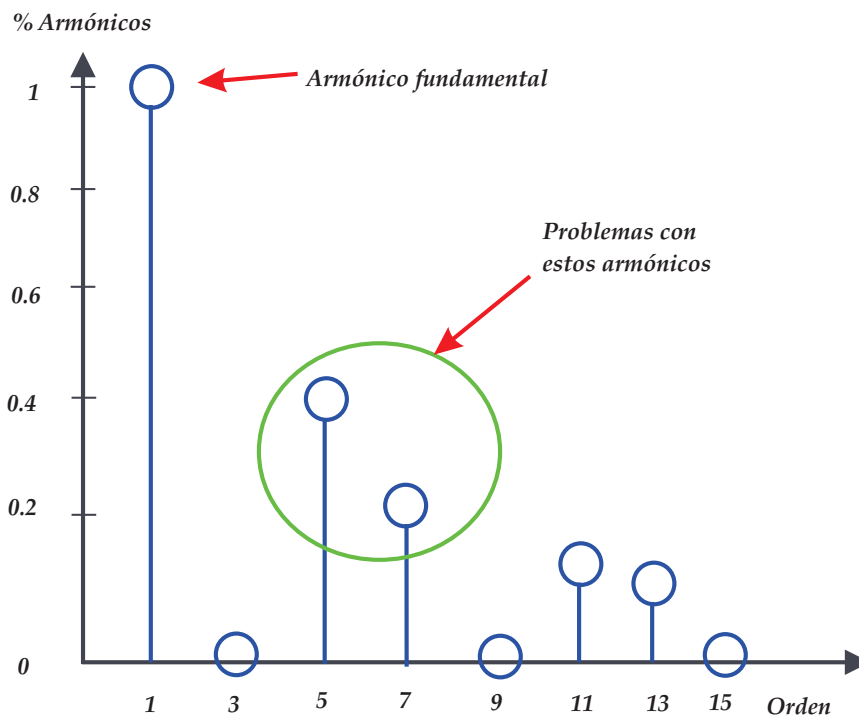
$$= \frac{2\sqrt{3}v_{cd}}{n} \pi [\text{sen}(wt + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{5} \text{sen}5(wt + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{7} \text{sen}7(wt + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{11} \text{sen}11(wt + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{13} \text{sen}13(wt + \frac{\pi}{6})] \quad (2.65)$$

$$\text{sen}11(wt + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{13} \text{sen}13(wt + \frac{\pi}{6})] \quad (2.66)$$

Debido a que el voltaje de línea a línea se da como la diferencia entre los voltajes de dos fases, no presentan armónicos múltiplos de tres, que existen en los voltajes de cada una de las fases [35]. Dado que los voltajes de línea tienen una diferencia en el voltaje de su fase de salida de 120 ° entre sí, los armónicos múltiplos de tres incluidos en estos, tendrán una diferencia de fase que son múltiplos de 360 ° entre ellos, por lo tanto están en fase entre sí y los armónicos de los múltiplos de tres están ausentes en los voltajes de línea a línea [38]. En consecuencia, el voltaje de línea a línea contiene armónicos de orden ( $6n \pm 1$  ( $n = \text{entero}$ )). Los voltajes de fase también tienen armónicos de orden ( $6n \pm 1$ ) como voltajes de línea a línea. De la ecuación (2.61-2.63) la expansión de la serie de Fourier para el voltaje de fase queda denotado en la ecuación (2.67), [17]:

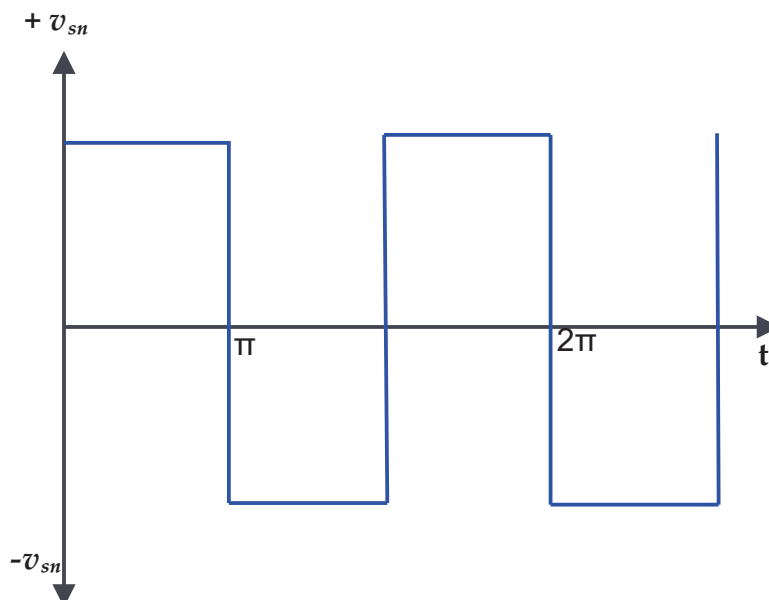
$$v_{3F_{bn}} = \frac{2v_{cd}}{\pi} [\text{sen}wt + \frac{1}{5} \text{sen}5wt + \frac{1}{7} \text{sen}7wt + \frac{1}{11} \text{sen}11wt + \frac{1}{13} \text{sen}13wt + \dots] \quad (2.67)$$

Los voltajes de fase ( $v_{3F_b}$ ) y ( $v_{3F_c}$ ) tienen armónicos idénticos a la componente fundamental considerado al voltaje de fase ( $v_{3F_a}$ ), pero de manera independiente entre ellos. La Figura 2.24 muestra el espectro de frecuencia en los voltajes de línea a línea y los voltajes de fase.



**Figura 2.24.** Espectro de frecuencia de voltaje de línea a línea y voltaje de fase.

Entre los armónicos de bajo orden, como el quinto y el séptimo armónicos son la causa principal de las distorsiones en el voltaje de la señal de salida [36]. En un inversor con una carga trifásica balanceada conectada en estrella, el voltaje neutral ( $v_{3Fn}$ ) de la carga no es cero, debido a que fluctúa a una frecuencia que es tres veces la frecuencia de salida como se muestra en la Figura 2.25.



**Figura 2.25.** Voltaje neutral en una conexión estrella para una conexión trifásica con respecto a una carga.

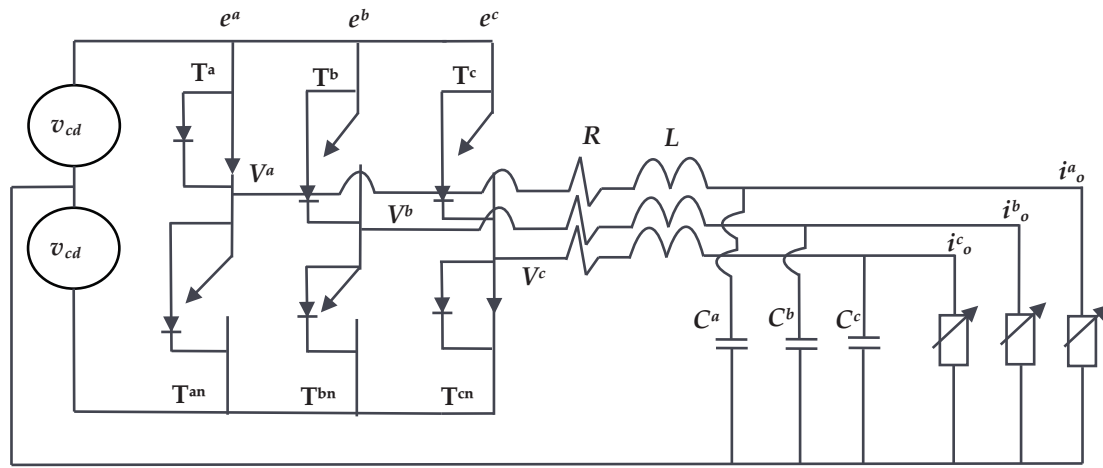
Esto se debe a que los voltajes de salida del inversor presentan distorsiones armónicas que afectan a la señal de salida deseada, [25] y [29]. Continuando con la serie de Fourier, el voltaje neutro se puede expresar en la ecuación (2.68):

$$v_{3F_n} = \frac{4v_{cd}}{\pi 6} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}3(n\omega t) \quad (2.68)$$

Luego de mencionar el principio de funcionamiento de las configuraciones anteriormente mencionadas se prosigue a describir el modelo matemático de un inversor trifásico en el siguiente apartado.

### 2.2.5. Modelo matemático de un inversor trifásico

Para el desarrollo del modelado matemático de un inversor trifásico se considera el siguiente circuito que se muestra en la Figura 2.26 .



**Figura 2.26.** Circuito de un inversor de topología trifásica.

Fuente: [82].

Considerando el voltaje en cada una de las fases se expresa matemáticamente con las siguientes ecuaciones (2.69), (2.70) y (2.71):

$$e^a = g(\cos(\omega t)) \quad (2.69)$$

$$e^b = g(\cos(\omega t - \frac{2}{3})) \quad (2.70)$$

$$e^c = g(\cos(\omega t + \frac{2}{3})) \quad (2.71)$$

donde  $(e^a)$ ,  $(e^b)$  y  $(e^c)$  son los voltajes por fase del convertidor trifásico,  $(g)$  es la amplitud de los voltaje de fase y de la red,  $(\omega)$  es la frecuencia angular de la red. Aplicando las leyes de Kirchoff las ecuaciones (2.72), (2.73) y (2.74) expresan el comportamiento del sistema:

$$V^a - L \frac{di^a}{dt} - Ri^a - e^a = 0 \quad (2.72)$$

$$V^b - L \frac{di^b}{dt} - Ri^b - e^b = 0 \quad (2.73)$$

$$V^c - L \frac{di^c}{dt} - Ri^c - e^c = 0 \quad (2.74)$$

Las variables  $(V^a)$ ,  $(V^b)$  y  $(V^c)$  son los voltaje por fase a la salida del convertidor trifásico, en cuanto a  $(i^a)$ ,  $(i^b)$  y  $(i^c)$  representan las corrientes de salida del inversor,  $(L)$  representa la inductancia del filtro y  $(R)$  es la resistencia del filtro. Considerando la deducción matemática de un inversor monofásico se replica tres fase y en resumen se tiene las siguientes ecuaciones representados en espacio de estado:

$$\frac{dz_1}{dt} = -\frac{R}{L}z_1 - \frac{1}{L}z_4 + \left(\frac{V_1 + V_2}{2L}\right)w^a + \frac{V_1 - V_2}{2L} \quad (2.75)$$

$$\frac{dz_2}{dt} = -\frac{R}{L}z_2 - \frac{1}{L}z_5 + \left(\frac{V_1 + V_2}{2L}\right)w^b + \frac{V_1 - V_2}{2L} \quad (2.76)$$

$$\frac{dz_3}{dt} = -\frac{R}{L}z_3 - \frac{1}{L}z_6 + \left(\frac{V_1 + V_2}{2L}\right)w^c + \frac{V_1 - V_2}{2L} \quad (2.77)$$

$$\frac{dz_4}{dt} = \frac{1}{C}z_1 - \frac{i_o^a}{C} \quad (2.78)$$

$$\frac{dz_5}{dt} = \frac{1}{C}z_2 - \frac{i_o^b}{C} \quad (2.79)$$

$$\frac{dz_6}{dt} = \frac{1}{C}z_3 - \frac{i_o^c}{C} \quad (2.80)$$

Una vez realizado el cambio de variable descrito anteriormente, se define el vector de estados de la siguiente forma:

$$\mathbf{Z} = [z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6]^T = [i^a, i^b, i^c, V_o^a, V_o^b, V_o^c]^T \quad (2.81)$$

El modelo matemático de un inversor trifásico se puede representar como un sistema lineal invariante en el tiempo, de la siguiente forma:

$$\frac{d\mathbf{Z}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{Z} + \mathbf{B} + \mathbf{W}\mathbf{e} \quad (2.82)$$

donde queda representado de manera matricial como:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \frac{V_1+V_2}{2L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{V_1+V_2}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_1+V_2}{2L} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.83)$$

Por último el vector  $\mathbf{e}$  y  $\mathbf{W}$  se define de la siguiente forma:

$$\mathbf{e} = \begin{pmatrix} \frac{V_1 - V_2}{2L} \\ \frac{V_1 - V_2}{2L} \\ \frac{V_1 - V_2}{2L} \\ -\frac{i_a}{C} \\ -\frac{i_b}{C} \\ -\frac{i_c}{C} \end{pmatrix}; \mathbf{W} = \begin{pmatrix} w^a \\ w^b \\ w^c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.84)$$

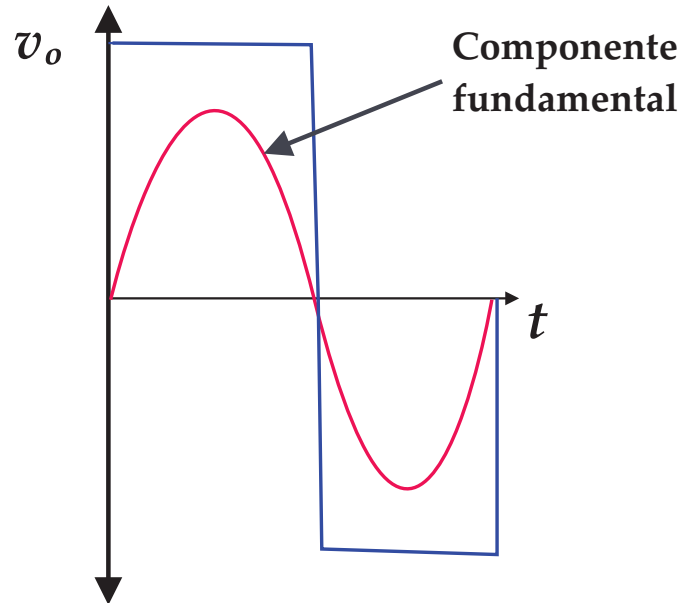
Queda definido en un marco de referencia la siguiente expresión matricial en estado estacionario donde describe el comportamiento del sistema y en el capítulo 3 se retomará la ecuación anterior para realizar el análisis de estabilidad con el propósito de diseñar y seleccionar el controlador.

### 2.3. Técnicas de conmutación

Como el inversor electrónico es un generador de señales convirtiendo la corriente directa en alterna, entonces es capaz de controlar el valor eficaz (RMS, por sus siglas en inglés Root Mean Squared) de la componente fundamental del voltaje de salida y la frecuencia de la componente fundamental del voltaje de salida o ambos simultáneamente. En este trabajo de investigación se implementa la técnica de conmutación senoidal para el prototipo de arquitectura abierta de un inversor monofásico. Las técnicas de conmutación comúnmente utilizadas en aplicaciones experimentales o comerciales se mencionan a continuación:

- 1. Modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM).
- 2. Modulación de ancho de pulso tercer armónica (THPWM).
- 3. Modulación de ancho de pulso 60° (SPWM 60°).
- 4. Modulación vectorial (SVPWM).

En la sección 2.1 se ilustra un inversor de onda cuadrada donde se controla la frecuencia del voltaje de salida, no su amplitud. Ahora se implementa ésta operación de onda cuadrada para producir un voltaje de salida máxima de un inversor electrónico, es decir, para la utilización máxima del voltaje en corriente continua. Para controlar la amplitud y la frecuencia del voltaje de salida de un inversor de fuente de voltaje, la modulación de ancho de pulso se usa comúnmente y se muestra en la Figura 2.27, [38].



**Figura 2.27.** Control de tensión de salida de un inversor.

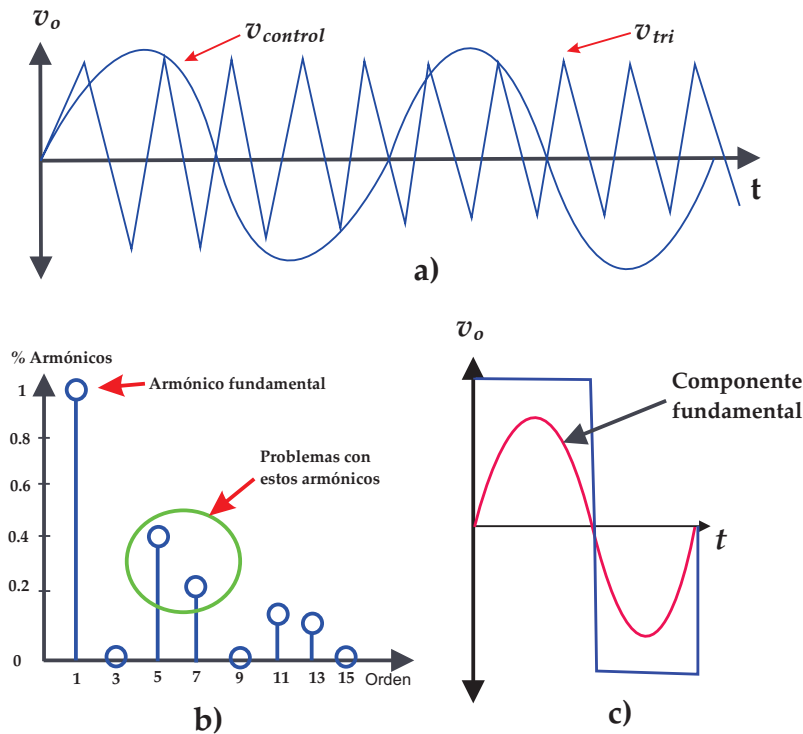
Para ello en los inversores electrónicos es posible implementar las siguientes características del voltaje en la señal de control mediante técnicas de conmutación.

- 1. Control lineal de un voltaje de salida fundamental.
- 2. Control de frecuencia de un voltaje de salida fundamental.
- 3. Control de armónicos incluido en un voltaje de salida.

El objetivo final de la modulación de ancho de pulso es generar pulsos de activación en los transistores electrónicos, para que el inversor produzca un voltaje de salida con una amplitud y frecuencia fundamentalmente deseadas [5]. En este proceso de modulación, también se pueden desarrollar los patrones de conmutación para eliminar armónicos innecesarios y para minimizar las pérdidas de conmutación [19]. Entonces para mejorar estos rendimientos de control, se han propuesto las técnicas de conmutación anteriormente mencionadas. Desde que se introdujo por primera vez la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM, por sus siglas en inglés Senoidal Pulse-Width Modulation) en 1964 [33].

Cabe considerar diversos criterios de rendimiento para evaluar las técnicas de conmutación. Primero se evalúa el rango de voltaje en la señal de salida fundamental controlable de manera lineal bajo un voltaje de corriente continua. Entonces un rango lineal superior significa una mejor utilización en el voltaje de corriente directa. A continuación, se evalúan los armónicos incluidos en un voltaje en la señal de salida. Si el voltaje de salida contiene menos armónicos y se aproxima a una corriente alterna sinusoidal. Por lo tanto, este elemento es importante para evaluar la calidad del voltaje de salida del inversor [23]. Por lo general una frecuencia de conmutación mayor conduce a menos armónicos y, por lo tanto, este elemento debe evaluarse bajo la misma frecuencia de conmutación. Para el inversor electrónico utilizado en los motores de corriente alterna, dado que el par desarrollado del motor eléctrico depende de su corriente, a menudo se evalúan los armónicos incluidos en la corriente en lugar del voltaje de salida. Finalmente, se evalúan las pérdidas de los transistores electrónicos y las pérdidas del motor generado por la adopción de la

modulación de ancho de pulso [3] y [25]. Entre ellos las técnicas de conmutación basadas en portadores, han sido el método más utilizado desde el desarrollo inicial de este tipo de técnicas. Sin embargo la modulación vectorial (SVM), presenta características superiores en términos de rango de linealidad de voltaje y contenido de armónicos [10] y [18]. Antes de ello, se analiza el comportamiento de una modulación de ancho de pulso y es necesario definir algunos términos. La señal triangular ( $v_{tri}$ ), en la Figura 2.28 está en una frecuencia de conmutación ( $f_s$ ), lo que establece la frecuencia con que se conmutan los transistores electrónicos del inversor (para ( $f_s$ ) también se le denomina frecuencia portadora), [6] y [14].



**Figura 2.28.** Modulación por ancho de pulso, a) comparación de la señal moduladora y la señal portadora b) orden del índice de armónicos que se presentan y c) señal de la componente fundamental de salida.

La señal de control ( $v_{control}$ ), se usa para modular la relación de trabajo del transistor electrónico y tiene una frecuencia ( $f_1$ ), y representa a la fundamental deseada del voltaje de salida en el inversor ( $f_1$ ), también se llama frecuencia moduladora, además el voltaje de salida del inversor no será una onda senoidal y contendrá componentes de voltaje en frecuencias armónicas de ( $f_1$ ). La relación en la modulación de la amplitud ( $m_a$ ) se define con la ecuación (2.85), [20] y [40]:

$$m_a = \frac{v_{pcontrol}}{v_{ptri}} \tag{2.85}$$

donde ( $v_{pcontrol}$ ), es la amplitud pico de la señal de control. La amplitud ( $v_{ptri}$ ) de la señal triangular por lo general se mantiene constante. La relación de la modulación de frecuencia ( $m_f$ ) se define con la ecuación (2.86), [23] y [32]:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{2.86}$$

La señal PWM según la Figura 2.28b los transistores ( $T_{a+}$ ) y ( $T_{a-}$ ), se controlan por la comparación entre ( $v_{control}$ ) y ( $v_{tri}$ ) como se muestra la Figura 2.28a, el resultado es el siguiente voltaje de salida, independientemente del sentido de ( $i_o$ ), se obtiene con la ecuación (2.87), [17] y [39]:

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri}, T_{A+}, \text{activado}, v_{ao} &= \frac{1}{2}v_{cd} \\ v_{control} < v_{tri}, T_{A-}, \text{activado}, v_{ao} &= -\frac{1}{2}v_{cd} \end{aligned} \quad (2.87)$$

Cuando dos transistores de potencia de la configuración no están abiertos al mismo tiempo, el voltaje de salida ( $v_{ao}$ ) fluctúa entre dos valores ( $\frac{1}{2}v_{cd}$  y  $-\frac{1}{2}v_{cd}$ ). El voltaje ( $v_{ao}$ ) y su componente de frecuencia fundamental (curva de línea interrumpida) se muestran en la figura 2.28b, para ( $m_f = 15$ ) y ( $m_a = 0,8$ ), [24] y [37]. Además, para describir estas técnicas de conmutación, es primordial definir el término del índice de modulación ( $M_I$ ), que indica el nivel de utilización de voltaje como se expresa en la ecuación (2.88), [38]:

$$M_I = \frac{v_{1pico}}{\frac{v_{dc}}{2}} \quad (2.88)$$

El índice de modulación denota la relación de la magnitud de la componente fundamental ( $v_{1pico}$ ), del voltaje de fase en el inversor a la mitad del voltaje de enlace de corriente continua ( $v_{cc} = 2$ ). Por ejemplo el índice de modulación en la técnica de conmutación tipo escalón, se obtiene un índice de modulación representado en la ecuación (2.89), [11]:

$$M_I = \frac{v_{1pico}}{\frac{v_{cd}}{2}} = \frac{\frac{2v_{cd}}{\pi}}{\frac{v_{cd}}{2}} = \frac{4}{\pi} = 1,273 \quad (2.89)$$

Este valor de índice de modulación máximo que se puede obtener para operar un inversor de topología trifásica. Entonces se selecciona la frecuencia de conmutación y la relación de la modulación de frecuencia ( $m_f$ ) [7]. Por consiguiente se realiza la filtración de voltajes armónicos a altas frecuencias, y es deseable usar la frecuencia de conmutación más alta posible, aunque con una desventaja significativa: las pérdidas por conmutación en los transistores electrónicos de inversores aumentan en forma proporcional con la frecuencia de conmutación ( $f_s$ ) [5] y [19]. En la mayoría de las aplicaciones la frecuencia de conmutación se selecciona en un intervalo de 6 kHz - 20 kHz, a fin de estar en el rango nominal [28]. Si la frecuencia de conmutación óptima (según el desempeño general del sistema) resulta estar en ese rango de operación, las desventajas por aumentar la frecuencia de operación nominal a menudo presentan menos afectaciones, que la ventaja de distorsiones en la señal de salida con ( $f_s$ ) de 20 kHz o más para transistores (IGBT's), [33]. Las relaciones deseables entre la señal triangular y la señal de voltaje de control, se determinan por la magnitud de ( $m_f = 21$ ) y se considera como el límite de operación, además la modulación de amplitud ( $m_a$ ) es menor que la unidad [2], [12] y [34].

- $m_f (m_f \leq 21)$

Modulación de ancho de pulso síncrono. Para valores pequeños de ( $m_f$ ) la señal triangular y la señal de control deben sincronizarse entre sí. El PWM generado requiere que ( $m_f$ ), sea un entero [9]. La razón para usar una modulación de ancho de pulso síncrono, es debido a que la modulación de ancho de pulso asíncrono (donde  $m_f$  no es un entero) genera sub-armónicos (de la frecuencia fundamental), además



que son muy indeseables en la mayoría de las aplicaciones debido a afectaciones en un concepto de la calidad de la energía [16].

- $m_f (m_f \geq 21)$

Las amplitudes de sub-armónicos debido a modulaciones de ancho de pulso asíncrono son pequeñas para valores grandes de  $(m_f)$ . Por lo tanto con valores grandes de  $(m_f)$ , la modulación de ancho de pulso asíncrono se implementa la frecuencia de la señal triangular y se mantiene constante, mientras que la frecuencia de  $(v_{control})$  varía en un intervalo de valores no enteros de  $(m_f)$  [34]. Sin embargo si el inversor alimenta una carga por ejemplo un motor de corriente alterna, los armónicos con una componente constante de la señal, generarán corrientes grandes e indeseables. Por este motivo se debe evitar modulaciones de ancho de pulso asíncrono [40].

- Sobremodulación ( $m_a \geq 1$ )

En el análisis anterior se considera que  $(m_a \leq 1)$  corresponde a una modulación de ancho de pulso sinusoidal en el rango lineal. Por lo tanto la amplitud del voltaje en la frecuencia fundamental varía en forma lineal con  $(m_a)$  [22]. En este rango de  $(m_a \leq 1)$ , la modulación de ancho de pulso modifica los armónicos a un rango de frecuencia alta alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos [31]. A pesar de esta característica deseable de una modulación de ancho de pulso sinusoidal en el rango lineal, una desventaja es que la máxima amplitud disponible del componente de frecuencia fundamental no es tan alta como se muestra en la Figura 2.29, [28].

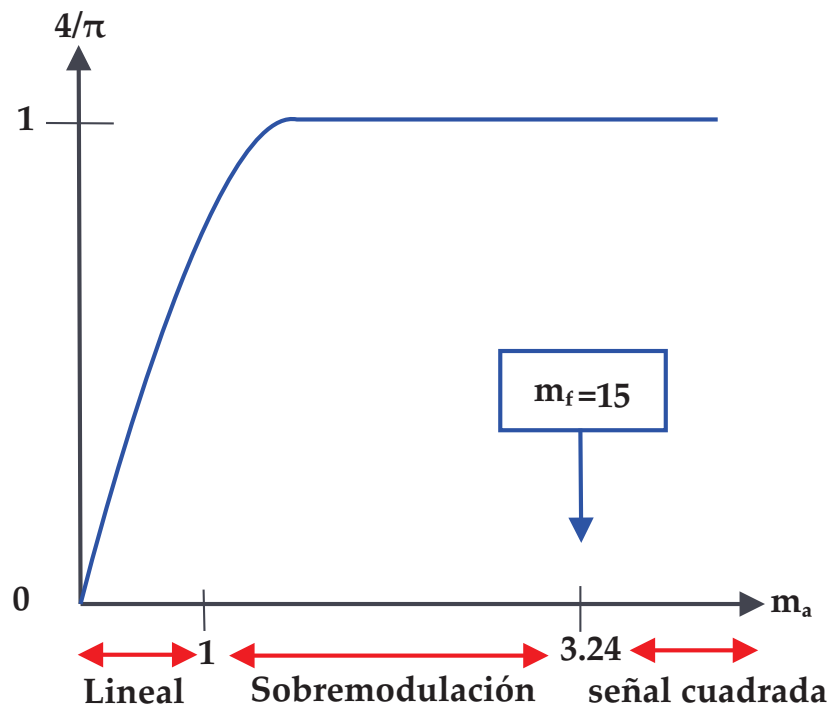


Figura 2.29. Control del voltaje mediante la variación de  $m_a$ .

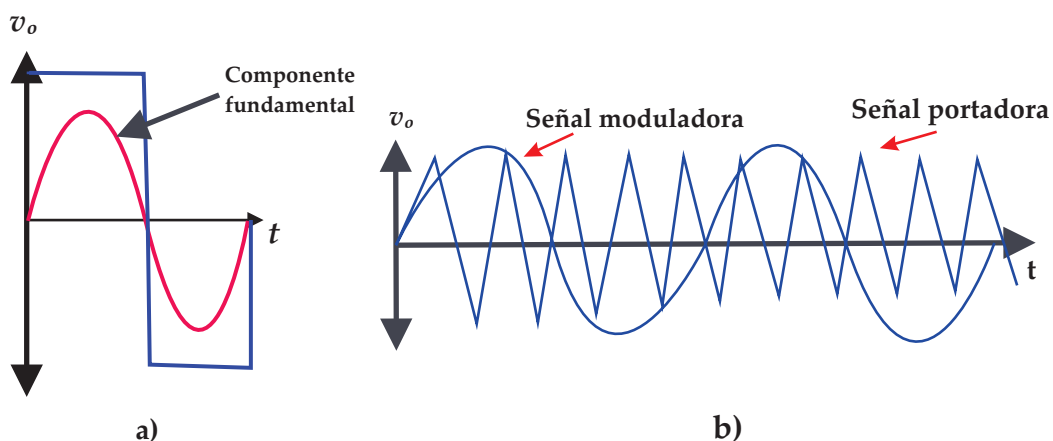
En caso de presentar sobremodulaciones sin tener en cuenta el valor de  $(m_f)$ , se recomienda una operación de una modulación de ancho de pulso síncrono, para cumplir los requerimientos indicados para un valor pequeño de  $(m_f)$  [30]. Luego de mencionar las características fundamentales de manera general para una técnica de conmutación, por lo tanto, en las siguientes secciones se describe cada una de las técnicas de conmutación [32].

### 2.3.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal

En esta técnica de conmutación la referencia de voltaje de corriente alterna sinusoidal se compara con la onda portadora triangular de alta frecuencia ( $v_{tri}$ ) en tiempo real para determinar los estados de conmutación para cada línea en el inversor electrónico. Después de comparar los estados de conmutación para cada línea se pueden determinar con las siguientes características los intervalos de operación:

- Voltaje de referencia ( $v_{ref}$ ) > señal portadora triangular ( $v_{tri}$ ): el transistor electrónico en alto se encuentra activado, entonces, el voltaje de línea es  $(\frac{v_{cd}}{2})$ .
- Voltaje de referencia ( $v_{ref}$ ) < señal portadora triangular ( $v_{tri}$ ): el transistor electrónico en bajo se encuentra en activado, entonces, el voltaje de línea es  $(-\frac{v_{cd}}{2})$ .

De acuerdo a las características de operación anteriormente mencionadas, el valor de pico a pico de la señal portadora triangular es similar al voltaje de corriente continua ( $v_{cc}$ ) [12]. En esta técnica de conmutación, la condición necesaria para la modulación lineal, es la amplitud de la referencia de voltaje ( $v_{ref}$ ), es decir, debe permanecer por debajo del pico de la señal portadora triangular ( $v_{ref} \leq \frac{v_{cd}}{2}$ ) [23]. Dado que esta técnica utiliza una señal portadora de alta frecuencia para la modulación de voltaje, este tipo de técnica se denomina técnica modulación de ancho de pulso basada en portadora [33]. También se le conoce como una técnica de comparación de triángulos, ya que utiliza el portador de una señal triangular, por lo tanto, en la Figura 2.30 se ilustra la representación de la técnica para una fase [36].



**Figura 2.30.** Técnica de PWM sinusoidal, a) señal fundamental por fase y b) comparación de la señal portadora y señal moduladora.

En este tipo de técnicas basadas en portadora la señal de referencia en el voltaje deseado se denomina señal de modulación en portadora [15]. Generalmente operan este tipo de señal a una frecuencia alta en comparación a una señal moduladora. La señal triangular,

es la señal portadora más utilizada en las técnicas de conmutación para modular el voltaje de corriente alterna. Por otro lado se pueden utilizar diferentes señales moduladoras de acuerdo con la técnica de modulación de ancho de pulso senoidal [39]. En la salida del inversor se determina al comparar un voltaje de referencia con una señal portadora triangular, además este es un voltaje de línea. Por lo tanto la referencia en el voltaje que se compara con la señal portadora triangular, se considera como una referencia del voltaje de línea. La técnica de conmutación senoidal utiliza una referencia de voltaje de fase como la referencia de voltaje de línea [14].

Cabe añadir que la comparación con la señal triangular, se presenta si la relación de la frecuencia portadora a una frecuencia fundamental es superior a esa referencia (mayor que 21), entonces la componente fundamental del voltaje de salida varía linealmente con el voltaje de referencia ( $v_{ref}$ ) para una corriente constante [18]. Este voltaje de enlace se obtiene con la ecuación (2.90):

$$v_{o1} = v_{ref} sen(wt) \tag{2.90}$$

Además la frecuencia fundamental del voltaje de salida es idéntica al voltaje de referencia. Entonces el voltaje de salida de acuerdo a la ecuación anterior, se reescribe en términos de la modulación portadora en la ecuación (2.91), [13]:

$$v_{o1} = \frac{v_{cd}}{2} M_I sen(wt) \tag{2.91}$$

Donde el intervalo de modulación de voltaje es de ( $v_{ref} \leq \frac{v_{cd}}{2}; 0 \leq M_I \leq 1$ ). Entonces se denomina como el rango de modulación lineal, debido a que en este rango el inversor puede generar un voltaje de salida linealmente proporcional al voltaje de referencia como se muestra en la Figura 2.31. En este caso se considera el inversor electrónico como un amplificador de voltaje con una ganancia de unidad [4] y [30].

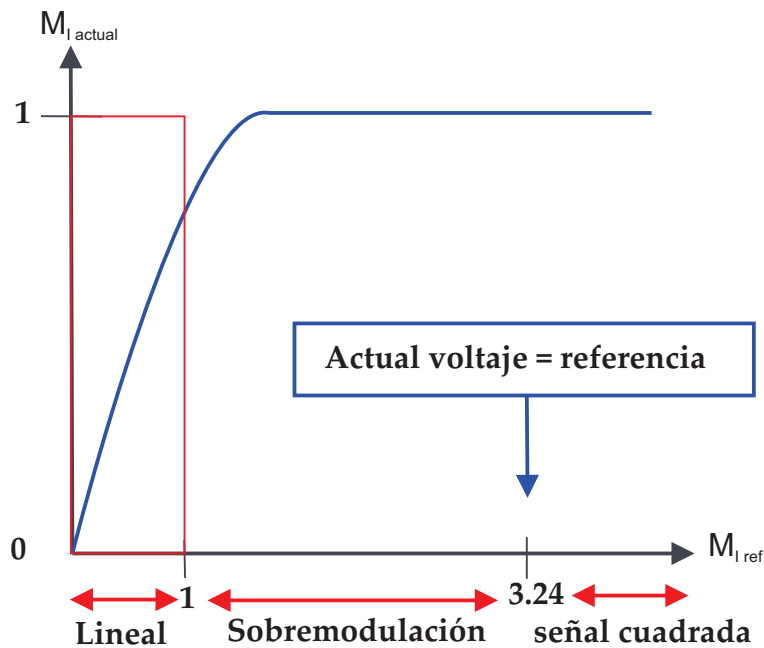


Figura 2.31. Rango de modulación de voltaje para SPWM.

Sin embargo cuando la referencia supera el pico de la señal portadora triangular, el inversor no puede producir un voltaje de salida linealmente proporcional a la referencia. El rango del índice de modulación ( $M_I > 1$ ) se denomina región de sobremodulación, donde se pierde la linealidad en la modulación de la técnica de conmutación [5] y [41]. Además el voltaje de salida lineal máxima ( $\frac{v_{cd}}{2}$ ), por la técnica de modulación de ancho de pulso senoidal, corresponde al 78.5 % del voltaje de salida máxima, ( $\frac{2v_{cd}}{\pi}$ ) [34]. Por lo tanto cuando se utiliza una técnica de conmutación, el límite máximo alcanzable del rango de modulación lineal es inevitablemente menor que el voltaje de salida máximo de un inversor electrónico. En la técnica SPWM su frecuencia de conmutación de un inversor es igual a la señal portadora, es decir, el transistor se activa o desactiva una vez en cada período con respecto a la señal portadora triangular [37]. Por lo tanto, la técnica SPWM tiene la ventaja de tener una frecuencia de conmutación constante, es decir, una frecuencia de conmutación constante hace posible calcular las pérdidas en el dispositivo de conmutación [34]. Además dado que las características armónicas están definidas, el diseño de un filtro de pasa bajo permite eliminar los armónicos que se generen en los intervalos de operación [42].

Después de mencionar las características fundamentales de la modulación de ancho de pulso senoidal, en el siguiente apartado se describe la modulación de ancho de pulso a sesenta grados.

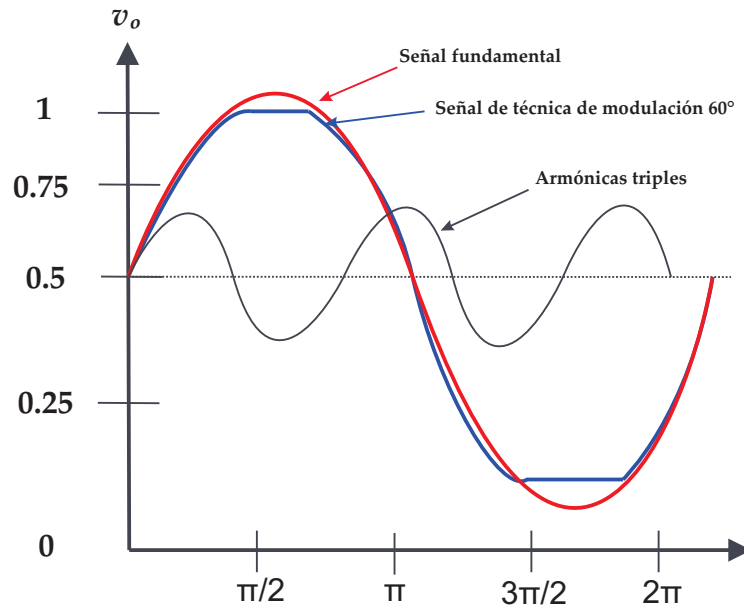
### 2.3.2. Modulación de ancho de pulso 60°

Respecto a esta técnica de modulación en comparación con la anterior, presenta diversas ventajas para considerar este tipo de modulación para la implementación en los convertidores de potencia, entre algunas características primordiales, destaca en mantener activado durante un tercio de ciclo de trabajo durante el voltaje de operación nominal, además presenta menores pérdidas de disipación de energía en los estados de conmutación teniendo distorsiones armónicas triples (3, 9, 21, 27) sin presentar afectaciones en la señal de salida [8] y [25]. También la magnitud de la señal fundamental es mayor ( $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ) y demanda un voltaje disponible en corriente continua voltaje de fase ( $v_f = 0,57735v_{3F}$ ) en comparación de la modulación de ancho de pulso senoidal, y el voltaje en la señal de salida se aproxima a la fundamental como se ilustra en la Figura 2.32, [44].

Cabe señalar que esta modulación de ancho de pulso presenta picos en la señal senoidal y no afecta en el índice de modulación. Esto se debe a las características que presenta la modulación de ancho de pulso senoidal y para modificar la señal portadora en los primeros y últimos intervalos de operación de cada sesenta grados por medio ciclo de trabajo, es decir, desarrolla un intervalo de tiempo m-énimo con un ángulo ( $\alpha_m$ ) de intersección en los primeros intervalos, para mejorar las afectaciones de los múltiplos de tercer armónicos y se determina con la ecuación (2.90), [6], [13] y [31]:

$$t_i = \frac{\alpha_m}{w} = t_n + M_I \frac{t_c}{2} \quad (2.92)$$

donde ( $t_i$ ) es el tiempo de intersección entre la señal fundamental y la señal de modulación de 60°, ( $t_n$ ) es el tiempo de intersección de las armónicas triples con las señal fundamental, ( $\frac{t_c}{2}$ ) es el tiempo de operación de conmutación para los transistores de potencia.



**Figura 2.32.** Voltaje en la señal de salida para una modulación de ancho de pulso senoidal a sesenta grados.

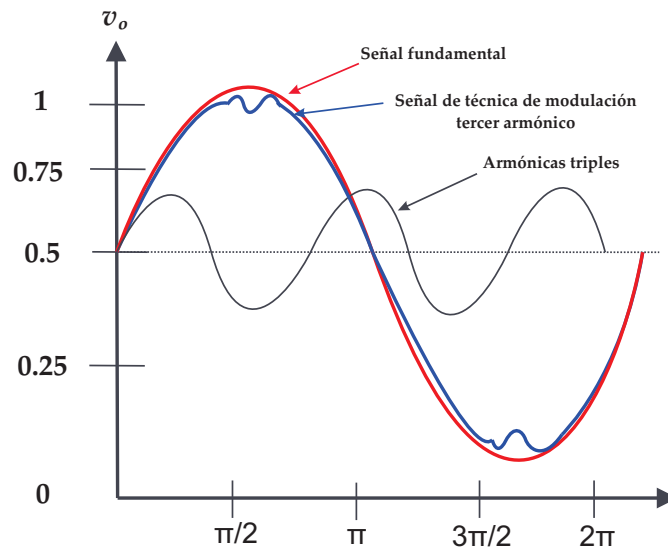
Para obtener las intersecciones en el tiempo para los últimos intervalos en su ciclo de trabajo se expresa en la ecuación (2.93), después de realizar algunas operaciones algebraicas [10]:

$$t_i = \frac{\alpha_m}{w} = \frac{t_n}{2} - t_c - M_I \quad (2.93)$$

Ahora se procede a describir otra técnica de conmutación, donde se menciona las características fundamentales en su ciclo de trabajo de operación, en el siguiente apartado se describe la modulación de ancho de pulso tercer armónico.

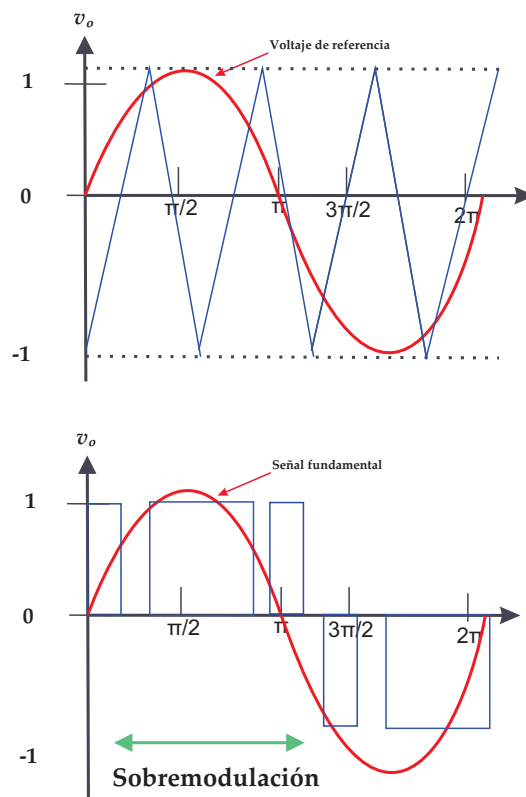
### 2.3.3. Modulación de ancho de pulso tercer armónico

La técnica de modulación de ancho de pulso tercer armónico presenta características esenciales para implementarse en convertidores de potencia, la presencia de una señal fundamental en cada fase resulta una operación efectiva para erradicar componentes de tercer armónicas en el voltaje de línea a neutro y presenta una forma senoidal, con una magnitud en la amplitud pico de  $(v_p = \frac{v_s}{\sqrt{3}})$ , equivalente a  $(0,57735v_s)$  [8] y [13]. Además la componente fundamental tiene la misma amplitud pico  $(v_{p1} = 0,57735v_s)$  y para el voltaje pico para una línea es  $(v_{pl} = \sqrt{3}v_p = \sqrt{3}(0,57735)v_s)$ , es decir, aproximadamente presenta el 15.5 % con una magnitud en la amplitud y es mayor en comparación a la modulación de ancho de pulso senoidal, también con un 8.31 % para la técnica de modulación de ancho de pulso a sesenta grados. Por consiguiente este tipo de modulación permite mejorar la utilización del voltaje en la fuente de alimentación de corriente continua [25] y [32]. En la Figura 2.33 se muestra la señal de salida fundamental de tercer armónica y su representación matemática. Sin embargo en comparación con la técnica de modulación de ancho de pulso senoidal, funciona correctamente cuando la referencia del voltaje sinusoidal permanece por debajo del pico de la señal portadora triangular. Esto limita el rango de modulación lineal en la técnica (SPWM) [22].



**Figura 2.33.** Voltaje en la señal de salida para una modulación de ancho de pulso senoidal tercer armónica.

Cuando el pico en el voltaje de referencia excede el pico de la señal portadora triangular como se ilustra en la Figura 2.34, se produce una caída en la magnitud de la amplitud, que indica que no existe una intersección entre el voltaje de referencia y la señal portadora triangular. Como resultado la relación lineal entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida no debe de ser similar, [29].



**Figura 2.34.** Sobremodulación de la técnica SPWM.

Al igual que el único voltaje efectivo para una carga es la componente fundamental contenido en el voltaje de salida. Por lo tanto si se elige la referencia de voltaje de cuyo componente fundamental, este excede el pico de la señal portadora triangular, entonces se puede esperar que el rango de modulación lineal pueda extenderse [30]. Al agregar un tercer armónico a la señal de referencia del voltaje se puede lograr esta mejora [45]. La técnica que adopta este principio de funcionamiento es la modulación de ancho de pulso tercer armónico (THIPWM, por sus siglas en inglés Third Pulse Width Modulation). Al implementarlo se puede aumentar la fundamental del voltaje de salida en un 17.5 % más que la técnica convencional (SPWM) [39]. Este voltaje deliberado de tercer armónico no está presente de línea a línea y los voltaje de fase para una carga trifásica se ubican en el punto neutro flotante. Por lo tanto el voltaje tercer armónico inducido, no causa ninguna distorsión en los voltajes de línea a línea y de fase [21]. Entonces se obtiene el tercer voltaje armónico que proporciona un rendimiento óptimo. Por ejemplo se considera una referencia en un voltaje de fase como es ( $v^a = v_1 \text{sen}(wt)$ ) y se muestra en la figura anterior [30]. Al agregar el tercer armónico, el voltaje de referencia resultante se expresa en la ecuación (2.94):

$$v_{ref}^a = v_1 \text{sen}(wt) + v_3 \text{sen}3(wt) \quad (2.94)$$

De acuerdo a la ecuación anterior el valor óptimo de ( $v_3$ ) que maximiza el voltaje fundamental de fase es ( $\frac{v_{cd}}{6}$ ). La adición de un tercer armónico con una amplitud de ( $\frac{1}{6}$ ), se reduce el valor pico en el voltaje de referencia en un factor de 0.866, sin cambiar la amplitud del componente fundamental [35]. En consecuencia la componente fundamental del voltaje de fase aumenta en un 15.5 %. Este valor corresponde al 90.7 % del voltaje de salida para un inversor trifásico [40]. La magnitud del factor fundamental en ( $\frac{1}{6}$ ), se obtiene mediante un tercer armónico con una amplitud de ( $\frac{1}{4}$ ) en el voltaje de referencia se induce a una distorsión armónica mínima en el voltaje de salida [37]. Sin embargo esta amplitud incurre en una ligera disminución en el valor de la modulación lineal máxima. Entonces la técnica de modulación de ancho de pulso de tercer armónico tiene una desventaja con la complejidad de implementar el tercer armónico y sus características constantes en la corriente, generando armónicos estables e inferiores con respecto a la técnica de modulación vectorial [41]. Por último se procede a describir la técnica de modulación vectorial, donde se menciona las características fundamentales y su principio de funcionamiento distinto a las técnicas de modulación anteriormente mencionadas, a continuación se describe sus características fundamentales.

### 2.3.4. Modulación vectorial

La técnica de modulación vectorial, es una técnica que opera de una manera distinta a las (PWM). En un convertidor de potencia trifásico, opera con una modulación de ancho de pulso en tres etapas separadas de activación simétrica o en contrafase, que modelan cada señal de salida por fase de forma independiente; sin embargo, esta técnica maneja ocho estados de conmutación, [14] y [46]. La modulación se obtiene mediante los estados de conmutación. Además los algoritmos de control se implementan con sistemas digitales y su objetivo es generar voltajes de modulación de ancho de pulso en la línea de carga en promedio que determine voltajes de línea y carga [23]. Entonces se realiza en cada período de muestreo eligiendo de manera adecuada a los transistores electrónicos y calculando el tiempo adecuado para cada estado [34]. La selección de los estados y sus períodos se representan matemáticamente con la ecuación (2.95):

$$v^a(t) + v^b(t) + v^c(t) = 0 \quad (2.95)$$

Además se puede representar en un espacio bidimensional las coordenadas de los tres voltajes de fase y son similares entre ellos, por lo tanto el vector  $[v^a, 0, 0]^T$  se ubica a lo largo del eje x, el vector  $[v^b, 0, 0]^T$  se encuentra desplazado a  $120^\circ$  en su fase y el vector  $[v^c, 0, 0]^T$  está desplazado a  $240^\circ$  en su fase, [12] y [24]. Añadiendo la notación matemática compleja en la ecuación (2.96) que representa a la figura anterior:

$$v(t) = \frac{2}{3}[v^a + v^b e^{j(\frac{2}{3}\pi)} + v^c e^{-j(\frac{2}{3}\pi)}] \quad (2.96)$$

donde  $\frac{2}{3}$  es un factor de escala, entonces se reescribe a componentes reales e imaginarios de la ecuación anterior en el dominio x-y, como se expresa en la ecuación (2.97), [27]:

$$v(t) = v_x(t) + (j)v_y \quad (2.97)$$

Entonces para obtener la transformación de coordenadas de los ejes (a-b-c) a los ejes (x-y) se utiliza las ecuaciones (2.94) y (2.95), por lo tanto la ecuación (2.98) se expresa de la siguiente manera [29]:

$$\begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v^a \\ v^b \\ v^c \end{pmatrix} \quad (2.98)$$

De manera simplificada realizando algunos ajustes queda expresado en las ecuaciones (2.99) y (2.100) dichos vectores voltaje, [17]:

$$v_x = \frac{2}{3}[v^a - 0,5(v^b + v^c)] \quad (2.99)$$

$$v_y = \frac{\sqrt{3}}{3}[v^b - v^c] \quad (2.100)$$

Después se prosigue a la transformación de los ejes (x-y) a los ejes  $(\alpha - \beta)$  y representa el giro con una velocidad angular  $(w)$ , donde se obtiene al girar  $(wt)$  y los ejes (x-y), entonces queda expresado en la ecuación (2.101), [26]:

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos wt & \cos(\frac{\pi}{2} + wt) \\ \text{sen}wt & \text{sen}(\frac{\pi}{2} + wt) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos wt & -\text{sen}wt \\ \text{sen}wt & \cos wt \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_x \\ v_y \end{pmatrix} \quad (2.101)$$

Ahora al considerar la situación de operación donde los voltaje trifásicos de alimentación son equitativos  $(v_a.v_b.v_c)$ , presentan una magnitud en el valor pico  $(v_m)$ , entonces la siguiente notación matemática queda expresado en la ecuación (2.102), [7] y [9]:

$$v^a = v_m \text{sen}(wt); v^b = v_m \text{sen}(wt - \frac{2\pi}{3}); v^c = v_m \text{sen}(wt + \frac{2\pi}{3}); \quad (2.102)$$

Por lo tanto con la ecuación (2.95) se obtiene la representación vectorial y queda expresado en la ecuación (2.103):



$$v(t) = v_m e^{j\omega t} = v_m e^{j\omega t} \quad (2.103)$$

donde  $(v_m)$ , es un vector de magnitud que realiza una rapidez constante ( $\omega$ ) en radianes por segundo. Luego de obtener la representación vectorial, se continúa ahora a encontrar los vectores voltaje de salida denotado en la ecuación (2.97) y utilizando la transformación de tres fases a dos fases y el voltaje de línea con la ecuación (2.98) [15] y [27]. Sin embargo esto queda en función de los estados de conmutación de los transistores electrónicos en alto ( $T_1, T_3$  y  $T_5$ ) entonces se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} v_{3F} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_3 \\ T_5 \end{pmatrix} \quad (2.104)$$

Para convertir el  $(v_{rms})$  a su valor pico se implementa el factor  $(\sqrt{2})$ , y el valor pico del voltaje de línea es  $(v_{Lpico} = \frac{2v_{3F}}{\sqrt{3}})$  además el voltaje de fase es  $(v_{fp} = \frac{v_{3F}}{\sqrt{3}})$  [26]. El voltaje de fase ( $v_a$ ) se utiliza como referencia para el vector voltaje de línea ( $v_{ab}$ ), donde se adelanta  $(\frac{\pi}{6})$  con respecto al vector de fase. Es por ello que el valor pico normalizado del n-ésimo vector voltaje de línea se determina con la siguiente ecuación , [30]:

$$v_{pn} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{2}}{\sqrt{3}} e^{j(2n-1)\frac{\pi}{6}} = \frac{2}{\sqrt{3}} [\cos(\frac{(2n-1)\pi}{6}) + j \text{sen}(\frac{(2n-1)\pi}{6})] \quad (2.105)$$

Para componentes fundamentales ( $n = 0, 1, 2, 6, \dots$ ) donde presenta seis vectores diferentes de cero que son  $(v_1)$  a  $(v_6)$  y dos vectores nulos que son  $(v_0)$  y  $(v_7)$  como se ilustra en la Figura 2.35, [7].

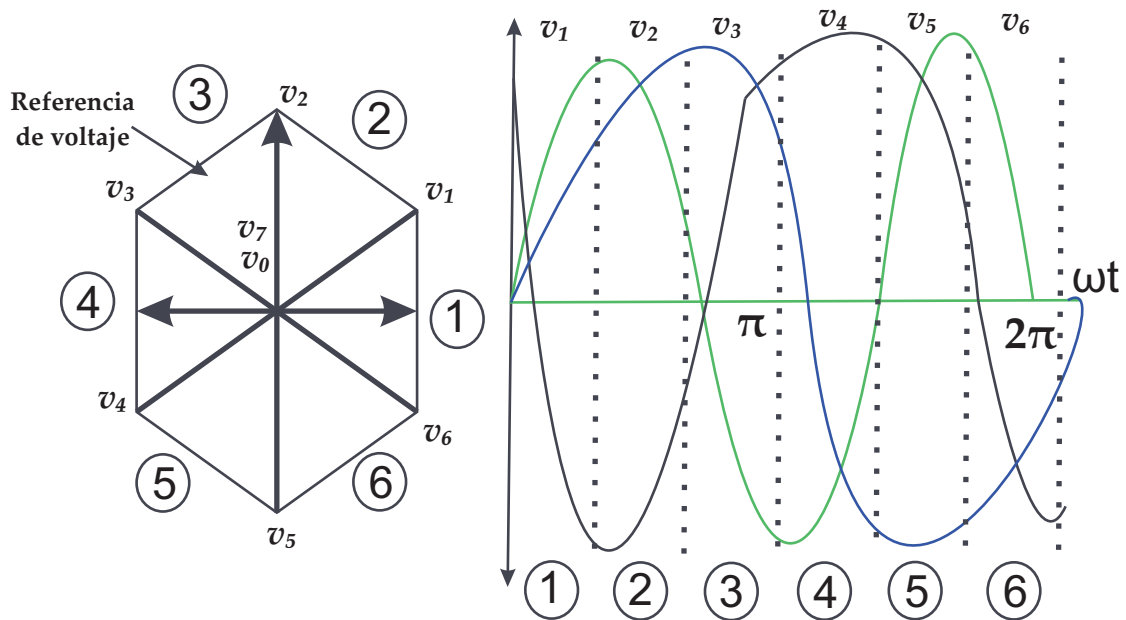
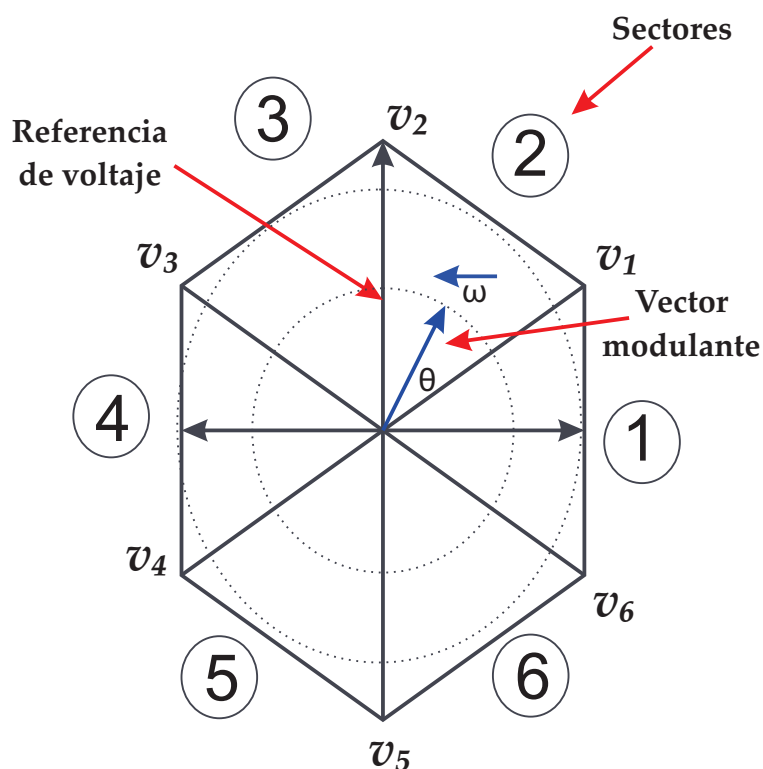


Figura 2.35. Vector voltaje de rotación.

Entonces para definir un factor de rendimiento ( $U$ ) como la función integral ( $v_{pn}$ ) en el tiempo, se denota con la ecuación (2.106), [14]:

$$U = \int v_n dt + U_0 \quad (2.106)$$

donde ( $U_0$ ), representa la condición inicial, además la ecuación anterior describe a un plano representado en forma de hexágono que está determinado por su magnitud y su período en sus vectores voltaje como se muestra en la Figura 2.36, [24].



**Figura 2.36.** Representación de la modulación vectorial.

Sin embargo los voltajes de salida son senoidales y el vector rendimiento queda expresado en la ecuación (2.107):

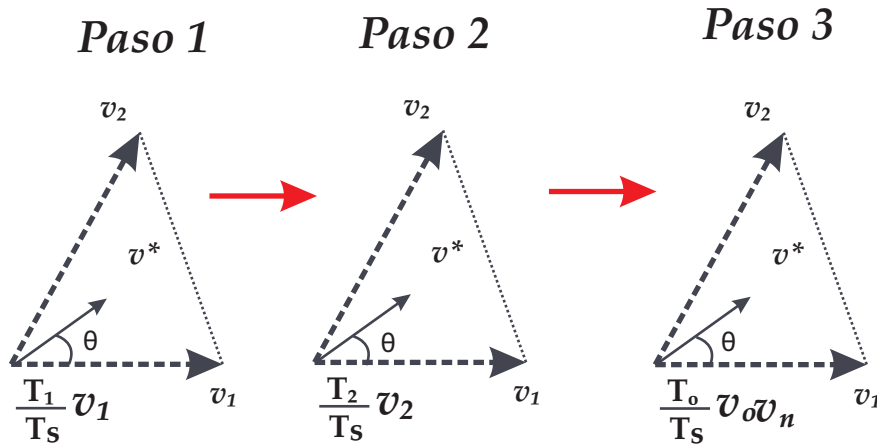
$$U^r = M_I e^{j\theta} = M_I e^{j\omega t} \quad (2.107)$$

Entonces ( $M_I$ ) representa al índice de modulación ( $0 < M_I < 1$ ), para controlar la amplitud del voltaje de salida y ( $\omega$ ), es la frecuencia de salida en radianes por segundo. Cabe señalar que los vectores de referencia de modulación, nos permiten obtener los vectores de las señales moduladoras de las líneas trifásica ( $[v_r]_{abc} = [v_{r\alpha} v_{r\beta}]^T$ ) y se representan con el vector complejo ( $U^c = v_r = [v_r]_{\alpha\beta} = [v_{r\alpha} v_{r\beta}]^T$ ), utilizando las ecuaciones (2.104) y (2.105); por consiguiente se reestructura a la ecuación (2.108) y (2.109), [18] y [24]:

$$v_{r\alpha} = \left(\frac{2}{3}\right)[v_{ra} - 0,5(v_{rb} + v_{rc})] \quad (2.108)$$

$$v_{r\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_{rb} + v_{rc}) \quad (2.109)$$

Considerando las señales moduladoras de línea ( $[v_r]_{abc}$ ), está definido por tres señales senoidales balanceadas con amplitud ( $A = 1$ ) y una frecuencia angular ( $\omega$ ), las señales moduladoras que resultan en el plano de referencia ( $\alpha - \beta v_c = [v_r]_{\alpha-\beta}$ ) se obtiene un vector de amplitud fija ( $M_I A_c = M_I$ ) [11] y [39]. Luego de describir de manera matemática los vectores de las señales moduladoras para una topología trifásica, se debe considerar los estados de conmutación que realizan los transistores electrónicos, donde su objetivo es aproximar la señal moduladora senoidal ( $v_r$ ) con ocho vectores voltaje [10]. Sin embargo si la señal moduladora se encuentra entre los vectores voltaje normalizados de manera arbitraria, se deben utilizar los vectores no ceros ( $v_n : v_{n+1}, v_{n+2}, \dots$ ) y un vector nulo ( $v_z = v_0$  ó  $v_7$ ), con la finalidad de obtener el voltaje máximo en la línea de carga y disminuyendo la frecuencia en los estado de conmutación [36]. Planteando una situación de operación en los estados de conmutación si el estado ( $v_1$ ) se encuentra activo durante un tiempo ( $t_1$ ) y ( $v_2$ ) se encuentra activo en un tiempo ( $t_2$ ) en conjunto con un vector nulo; entonces para una frecuencia de conmutación alta se considera que el vector de referencia ( $v_r$ ) sea constante en un período de conmutación, es decir, si los vectores ( $v_1$ ) y ( $v_2$ ) y ( $v_z = 0$ ) son constantes con la finalidad de realizar una igualdad en un intervalo de tiempo del voltaje y el vector de referencia, [28] y [33]. De manera general se describe el funcionamiento de los estados de conmutación para la modulación vectorial y se muestra en la Figura 2.37, [22] y [35].



**Figura 2.37.** Generación de modulación para el proceso del vector voltaje.

La representación de la figura anterior muestra los vectores voltaje adyacentes con el ciclo de trabajo implementado. Por consiguiente al expresar los vectores voltajes en las coordenadas rectangulares queda denotado con la ecuación (2.110), [48]:

$$T_{3F} \begin{pmatrix} \cos(\frac{\pi}{6} + \theta) \\ \text{sen}(\frac{\pi}{6} + \theta) \end{pmatrix} = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\frac{\pi}{6}) \\ \text{sen}(\frac{\pi}{6}) \end{pmatrix} + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(\frac{\pi}{2}) \\ \text{sen}(\frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} + T_z 0 \quad (2.110)$$

Después se igualan las partes reales e imaginarias en ambos lados de la ecuación anterior:

$$T_{3F} \cos(\frac{\pi}{6} + \theta) = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\frac{\pi}{6}) + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \cos(\frac{\pi}{2}) \quad (2.111)$$

$$T_{3F} \text{sen}(\frac{\pi}{6} + \theta) = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(\frac{\pi}{6}) + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(\frac{\pi}{2}) \quad (2.112)$$

Por último se despeja ( $T_1$ ) y ( $T_2$ ), por lo tanto queda expresado con las ecuaciones que representa el intervalo de tiempo de vectores nulos, [40]:

$$T_1 = T_{3F} \frac{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} + \theta)}{2 \cos(\frac{\pi}{6})} = T_{3F} \cos(\frac{\pi}{6} + \theta) = T_{3F} \text{sen}(\frac{\pi}{3} + \theta) \quad (2.113)$$

$$T_2 = T_{3F} \frac{\sqrt{3} \text{sen}\theta}{2 \cos(\frac{\pi}{6})} = T_{3F} \text{sen}(\theta) \quad (2.114)$$

$$T_0 = T_z = T_{3F} - T_1 - T_2 \quad (2.115)$$

donde ( $M_I$ ), es el índice de modulación, ( $\theta$ ) es el ángulo entre ( $v_r$ ), ( $v_n$ ) y ( $T_{3F}$ ) es el período de conmutación o de muestreo [31]. En resumen en la Tabla 2.4 se muestra los estados de conmutación para este tipo de topología.

**Tabla 2.4.** Vectores de voltaje de salida correspondientes a los estados de conmutación.

Estados de conmutación			Voltaje de fase			Vectores de voltaje
$T_a$	$T_b$	$T_c$	$V_{a3F}$	$V_{b3F}$	$V_{c3F}$	$v_n (n = 1 - 7)$
0	0	0	0	0	0	$v_0 = 0$
1	0	0	$\frac{2}{3}v_{cd}$	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$v_1 = \frac{2}{3}v_{cd} < 0$
1	1	0	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$-\frac{2}{3}v_{cd}$	$v_2 = \frac{2}{3}v_{cd} < 60$
0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$\frac{2}{3}v_{cd}$	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$v_3 = \frac{2}{3}v_{cd} < 120$
0	1	1	$-\frac{2}{3}v_{cd}$	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$v_4 = \frac{2}{3}v_{cd} < 180$
0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$-\frac{1}{3}v_{cd}$	$\frac{2}{3}v_{cd}$	$v_5 = \frac{2}{3}v_{cd} < 240$
1	0	1	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$-\frac{2}{3}v_{cd}$	$\frac{1}{3}v_{cd}$	$v_6 = \frac{2}{3}v_{cd} < 300$
1	1	1	0	0	0	$v_7 = 0 < 0$

## Capítulo 3

# Algoritmos de control

---

Después de mencionar la teoría fundamental del principio de funcionamiento y las técnicas de conmutación en la topología de los inversores en el capítulo anterior, ahora se prosigue a describir los conceptos teóricos de los algoritmos de control que se implementan en un inversor de baja potencia. Cabe señalar que la finalidad del control automático consiste en seleccionar de un conjunto específico o arbitrario de elementos (o parámetros, configuraciones, funciones, etc), en llevarse a cabo en un sistema que realice el funcionamiento que se desea obtener de una manera predeterminada. En este caso para este trabajo de investigación es implementar algoritmos de control en un prototipo de arquitectura abierta de un inversor monofásico, con el propósito de obtener una señal de salida senoidal a 60 Hz y evaluar su desempeño mediante el (THD %) que especifica la normativa IEEE-519-1992 para diseño de convertidores de tipo aislados, además se considera las variables de operación de acuerdo al diseño del controlador a implementar y analizar los resultados obtenidos al implementar predeterminadas constantes previamente calculadas con respecto al modelo matemático del sistema, el análisis de estabilidad desarrollado y el controlador a seleccionar.

Para ello en este capítulo es importante mencionar que la teoría moderna de control, consiste en conocer el comportamiento de los sistemas en relación a las variables que influyen en su dinámica. Estas variables constituyen el concepto de estado del sistema. Al describir la evolución de todas las variables que influyen en la dinámica del sistema, permite efectuar un control deseable y abordar a sistemas complejos [43] y [48]. También permite el desarrollo con el objetivo de solventar problemas que presenten limitaciones como es la teoría clásica, además aporta a desarrollar el modelado de la relación entre una entrada y una salida de los sistemas dinámicos lineales de parámetros constantes. Las ventajas de la teoría moderna de control en contraposición a la teoría clásica son fundamentalmente las siguientes:

- Al llevarse a cabo en sistemas multivariables, existe un elevado grado de interacción entre las variables del sistema, bucles de control, entre una salida y una entrada concreta que se puedan ajustar de forma independiente según se aborda en la teoría clásica [49].
- Para sistemas con relaciones no lineales entre las variables involucradas en su dinámica y cuyo comportamiento no puede ser aproximado por un modelo lineal, se considera un intervalo de valores para ese conjunto de variables.
- Se implementa en sistemas cuyos parámetros varían en el tiempo, a velocidades comparables con la evolución de sus variables, para los que no se puede obtener, en

consecuencia, un modelo de parámetros constantes válido en un intervalo, es necesario conocer la dinámica del sistema de acuerdo a su entrada y salida; en contraparte, es necesario desarrollar un modelo matemático que justifique su dinámica [43].

- Para desarrollarse en sistemas complejos de control, con un gran número de variables internas que condicionan la dinámica del sistema. La utilización de la retroalimentación sólo de la salida, según el modelo clásico, disminuye la información disponible por el regulador para controlar la planta, lo que llega a impedir un control en la salida del sistema y obtener mejores características en el tiempo de respuesta [45].
- Para aplicar la optimización la dinámica en un sistema, se requiere la minimización de una función, con el objetivo que describe las características de operación y se refleja a la calidad en el proceso de los objetivos de control [50].

Cabe enfatizar que la teoría moderna de control, es una representación matemática de los sistemas dinámicos por medio del concepto de estado, en contraposición con la teoría clásica de control, que utiliza la relación entre su entrada y su salida; también se utiliza para representar un sistema, y su representación externa [43], [44] y [51].

De acuerdo a lo anteriormente mencionado, en términos generales de control automatizado, se presentan situaciones para el diseño de sistemas de control, uno de ellos, es cuando no se considera el modelo matemático, debido que al conocer la variable real o de entrada y la variable controlada o de salida, se puede realizar el diseño del sistema de control [45] y [47]. Por el contrario en algunas situaciones es necesario el desarrollo del modelo matemático de la planta de control con un enfoque robusto, para realizar el diseño del sistema de control. Es decir, para controlar una planta se puede considerar diversos factores que implica a un error en la etapa de modelado. Entonces para garantizar que el controlador brinda un proceso de funcionamiento deseable cuando se implemente en una planta real, existen diversas características a considerar y entre ellas cabe destacar, la incertidumbre que puede poseer la dinámica del sistema y repercute en el diseño del controlador [43] y [45].

Ahora si consideramos representar de manera matemática a una planta real con la finalidad de controlarlo, entonces, lo denotamos con la ecuación (3.1):

$$\tilde{G}(s) = [G(s) + \Delta(s)] \quad (3.1)$$

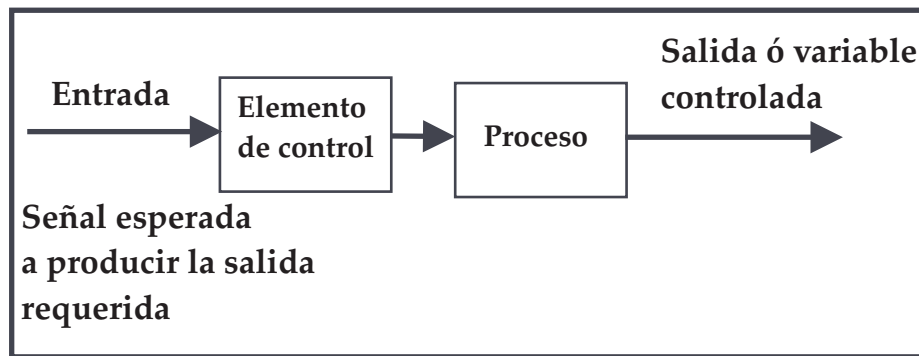
Por lo que  $\tilde{G}(s)$ , representa al modelo de la planta real y esta asociado a una incertidumbre en el sistema  $\Delta(s)$ ;  $G(s)$ , se considera el modelo de la planta nominal requerido para el diseño del sistema de control [44]. Aunque para obtener las características que representa la incertidumbre y es necesario considerar una estimación  $W(s)$  como, [52]:

$$\|\Delta(s)\|_{\infty} < \|W(s)\|_{\infty} = \max_{0 \leq w \leq \infty} |[W(j\omega)]| \quad (3.2)$$

donde  $\|W(s)\|_{\infty}$ , es la magnitud máxima de  $|[W(j\omega)]|$ , con un intervalo de operación en  $0 \leq w \leq \infty$  y  $W(s)$  es una aproximación de la función de transferencia de  $\Delta(s)$ . Sin embargo para ello es necesario considerar el teorema de la mínima ganancia, y consiste en encontrar al controlador  $K(s)$ , satisfaga la ecuación (3.3) al ser evaluada [45]:

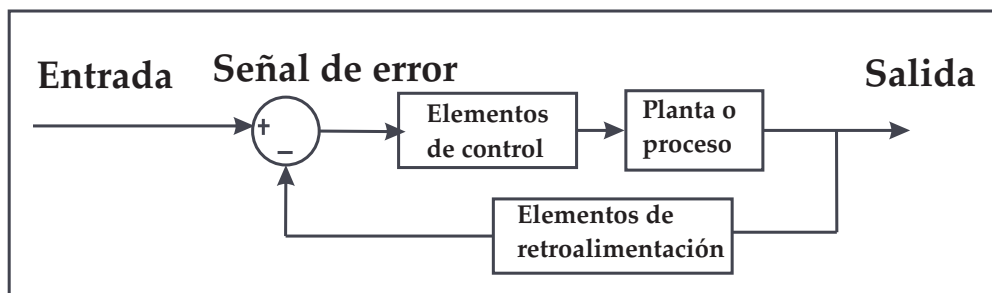
$$\frac{\|W(s)\|}{\|1 + K(s)G(s)\|_{\infty}} < 1 \quad (3.3)$$

Por último la notación  $G(s)$ , es la función de transferencia del modelo en el diseño del algoritmo de control, entonces  $K(s)$ , es la función de transferencia del controlador [53]. Entonces para el desarrollo en los diseños de algoritmos de control, después de considerar las funciones de transferencia para su desempeño; también es importante tener en cuenta dos sistemas de controladores, debido a que tienen ciertas características en su dinámica del sistema, que brindan un mejor funcionamiento en la planta de control. El primero es un sistema de control en lazo abierto como se muestra en la Figura 3.1, [43] y [54].



**Figura 3.1.** Diagrama de bloque de un sistema de control de lazo abierto.

Este se caracteriza por presentar una estructura simple, no tiene problemas de estabilidad, entre otras consideraciones; y consiste en que a la salida del sistema no cuenta con una etapa de retroalimentación, es por ello que, el sistema de control en lazo abierto, es simple para llevar a cabo su desarrollo, debido a que la estabilidad del sistema no es un problema que afecte significativamente su operación [55]. Además este tipo de controladores operan en un entorno, donde la planta no presenta perturbaciones externas que ocasionen variaciones en el sistema. Al aplicar a un sistema de control en lazo cerrado se desempeña con la siguiente jerarquía como se muestra en la Figura 3.2.



**Figura 3.2.** Diagrama de bloque de un sistema de control de lazo cerrado.

Se caracteriza por presentar a la salida una etapa de retroalimentación, y permite ajustar la variable controlada, respecto a la variable real en la entrada a la planta de control, es decir, se alimenta al controlador la señal de error, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de retroalimentación, con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control de retroalimentación para reducir el error del sistema [44] y [56]. Después de considerar el diseño del controlador, la función de transferencia describe la estabilidad

del sistema mediante un análisis de estabilidad al obtener los polos o raíces que describen su funcionamiento. Por lo tanto, los sistemas de control para la retroalimentación se pueden clasificar en diversas formas, dependiendo del propósito de la clasificación [42]. Por ejemplo, de acuerdo con el método de análisis y diseño, los sistemas de control se clasifican en lineales y no lineales, variantes en el tiempo o invariantes en el tiempo [47].

De acuerdo a diversos tipos de señales que pueden ser implementados en un sistema, se hace referencia a características en su dinámica, donde dependen de un tiempo continuo y un tiempo discreto, o sistemas modulados y no modulados [45]. A menudo, los sistemas de control se clasifican de acuerdo con su propósito principal, en general, existen muchas formas de identificar un sistema de control de acuerdo con alguna función especial del sistema. Es importante que algunas de estas formas comunes de clasificar a los sistemas de control, sean conocidas a partir de un diseño y análisis con una perspectiva propia, [46] y [57]. Luego de comentar brevemente la clasificación de los controladores, cabe señalar que, debido a los objetivos planteados en este trabajo de investigación, es necesario conocer los fundamentos principales para desarrollar los algoritmos de control predeterminados y que describan la dinámica del sistema, para ello, a continuación se mencionará los conceptos básicos de los algoritmos de control PID clásico y PI no lineal en las siguientes secciones.

## 3.1. Estrategia de control PID

La implementación del algoritmo de control PID, consiste en aplicar la adición de tres tipos de acciones de control, el primero es una acción proporcional, la segunda es una acción integral y la tercera una acción derivativa. Estas acciones se describen en las siguientes subsecciones.

### 3.1.1. Controlador Proporcional

El algoritmo de control proporcional, consiste en un sistema que opera con la relación de la salida del controlador ( $u(t)$ ), y la señal referente al error ( $e(t)$ ), por lo tanto, matemáticamente se expresa en la ecuación (3.4), [60]:

$$u(t) = k_p e(t) = k_p (r(t) - y(t)) \quad (3.4)$$

De acuerdo a la ecuación anteriormente descrito, la variable ( $k_p$ ), representa la ganancia proporcional. Sin embargo la función de este controlador, consiste en llevar a cabo la operación respecto a incrementar la variable de control, considerando cuando el error de control es grande, entonces la función de transferencia de un controlador proporcional puede derivarse y quedar expresado como la ecuación (3.5), [59]:

$$C(s) = k_p \quad (3.5)$$

Ahora cabe destacar que este algoritmo de control implementado en un sistema con respecto a un controlador de encendido y apagado, se desempeña como un controlador proporcional, debido a la ventaja de proporcionar una variable de control, cuando el error de control es mínimo y, por lo tanto, evita esfuerzos de control excesivos. Aunque, el principal inconveniente de aplicar un controlador proporcional, es debido a que produce un error en el estado estable [62]. Es por ello, que si se presenta esta situación incluso si el



proceso presenta una dinámica integradora (es decir, su función de transferencia tiene un polo en el origen del plano complejo), en este caso una perturbación de carga será constante. Esto conlleva añadir el término de sesgo (o reinicio) expresado con la variable ( $u_b$ ) y se denota matemáticamente en la ecuación (3.6), [65]:

$$u(t) = k_p e(t) + u_b \quad (3.6)$$

La magnitud de ( $u_b$ ), se establece a un nivel constante de manera adicional y opcional para un sistema donde se puede ajustar limitando al error en estado estable hasta ser nulo; esta variable en ciertas aplicaciones se considera como un análisis, procedimiento de sintonización heurístico o de prueba y error, donde se siguen reglas generales para obtener resultados aproximados o cualitativos, [52] y [60]. En aplicaciones industriales se destaca el reemplazo de la variable de ganancia proporcional por el concepto denominado como banda proporcional ( $PB$ ), y consiste en un rango de error, que causa un cambio de rango completo de la variable de control, y se denota con la ecuación (3.7), [61]:

$$PB = \frac{100}{k_p} \quad (3.7)$$

Ahora proseguimos a describir la estrategia de control integral en la siguiente subsección a continuación.

#### 3.1.2. Controlador Integral

Para el algoritmo de control integral, consiste en un sistema que opera con la relación de la salida del controlador ( $u(t)$ ), y la señal referente al error ( $e(t)$ ), por lo tanto, matemáticamente se puede obtener con la ecuación (3.8), [63]:

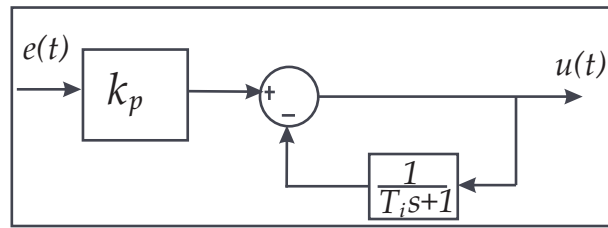
$$u(t) = k_i \int_0^T e(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

Entonces la variable de control en este algoritmo se denota como ( $K_i$ ) y representa a la ganancia integral, es decir, se considera los valores anteriores al error de control. Por consiguiente, la función de transferencia correspondiente se muestra expresado en la ecuación (3.9), [62]:

$$C(s) = \frac{k_i}{s} \quad (3.9)$$

Además la identificación de un polo en el origen del plano complejo, permite la reducción a cero del error en estado estable, cuando se aplica una señal de referencia y se produce una perturbación en la carga, es decir, la acción integral puede establecer automáticamente al valor del sesgo ( $u_t$ ), en la ecuación (3.56) para que el error de estado estable sea cero. En la Figura 3.3 se muestra el diagrama de bloque del controlador y su función de transferencia resultante es la ecuación (3.10), [59] y [63]:

$$C(s) = k_p 1 + \frac{1}{T_i s} \quad (3.10)$$



**Figura 3.3.** Controlador PI en configuración de reinicio automático.

Cabe señalar que la combinación de dos controladores para diversos casos aplicados, es decir, un controlador PI, es una acción integral y se denomina como reinicio automático. Por lo tanto, este tipo de controlador, permite solventar problemas principales relacionados a una respuesta oscilatoria, asociada a un controlador de encendido y apagado, aunque el error de estado estable asociado a un controlador proporcional es similar [61]. Se debe enfatizar que cuando la acción integral está presente, el fenómeno de recuperación del integrador, podría ocurrir en presencia de una saturación de la variable de control.

Después de mencionar las características de este algoritmo de control, ahora se procede a mencionar el siguiente fundamento de teórico para este tipo de controlador.

### 3.1.3. Controlador Derivativo

Para el algoritmo de control derivativo, consiste en un sistema que opera con la relación de la salida del controlador ( $u(t)$ ), y la señal referente al error ( $e(t)$ ), por lo tanto, matemáticamente se puede obtener con la ecuación (3.11), [64]:

$$u(t) = k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.11)$$

En cambio, la acción proporcional, se basa en el valor actual del error de control y en cuanto a la acción integral se basa en los valores pasados del error de control; por último la acción derivativa consiste en los valores futuros previstos del error de control. Entonces matemáticamente queda expresado de acuerdo a la función de transferencia, aplicando la transformada de Laplace la ecuación (3.12); donde ( $K_d$ ) es la ganancia derivativa [60] y [65]:

$$C(s) = k_d s \quad (3.12)$$

Aunque para deducir la acción de este controlador, es necesario considerar los dos primeros términos de la expansión de la serie de Taylor, en cuanto al error de control en el tiempo ( $T_d$ ) y se denota con la ecuación (3.13), [63]:

$$e(t + T_d) \simeq e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.13)$$

Además en ciertas aplicaciones es importante combinar dos controladores, con el propósito de estabilizar la dinámica del sistema, en este caso, si se considera una estrategia de control proporcional, entonces, se expresa de la siguiente manera con la ecuación (3.14), [65]:

$$u(t) = k_p \left( e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (3.14)$$

Por lo tanto, la variable de control en el tiempo  $t$ , se basa en el valor preestablecido del error de control en el tiempo  $(t + T_d)$ . Es por ello que, la acción derivativa también se denomina acción de tasa o acción previa. Cabe destacar que la acción derivativa, tiene una gran potencialidad en mejorar el rendimiento del controlador, debido a que, anticipa una tendencia incorrecta del error de control y lo compensa. Después de mencionar las características fundamentales de cada uno de los controladores, ahora se procede a describir una estrategia de control implementando la adición de los tres controladores anteriormente mencionados a continuación.

### 3.1.4. Controlador PID

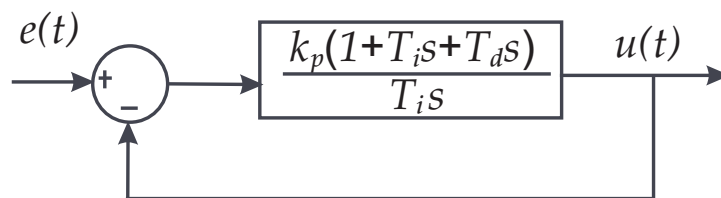
Este algoritmo de control, describe el conjunto de los tres controladores anteriormente mencionados, y engloba las características fundamentales en el tiempo de respuesta en el sistema, por lo tanto, se denota matemáticamente en la ecuación (3.15), [63]:

$$u(t) = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + k_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.15)$$

Sin embargo para el controlador PID, se puede implementar de diversas maneras y entre ella se destaca el enfoque de manera ideal o no interactiva, donde, se describe el controlador con la ecuación (3.16), al aplicar la transformada de Laplace [64]:

$$C_i(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.16)$$

La variable de control se denota con  $(k_p)$ , y representa a la ganancia proporcional,  $T_i$  es el tiempo integral y  $(T_d)$  es el tiempo derivativo. Entonces queda representado con un diagrama de bloques el controlador proporcional-integral-derivativo como se ilustra en la Figura 3.4, [61].



**Figura 3.4.** Diagrama de bloques de un controlador PID.

De acuerdo a la figura anterior, la variable de control  $(K_p)$ , es la ganancia proporcional,  $(T_i)$  es la constante de tiempo integral y  $(T_d)$  es la constante de tiempo derivativo. Una representación alternativa se expresa de manera interactiva con la ecuación (3.17), [59]:

$$C_i(s) = k'_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) (T'_d s + 1) = k'_p \left( \frac{T'_d s + 1}{T'_d s} \right) (T'_d s + 1) \quad (3.17)$$

Es por ello que al modificar el valor de la constante en el tiempo para la derivada  $(T_d)$ , también afecta a la acción integral y por consiguiente, se expresa la variable en función del tiempo del controlador. También se tiene que considerar que este enfoque se puede implementar de acuerdo a las ecuaciones (3.18), (3.19) y (3.20) en ciertas aplicaciones [62]:

$$k_p = k'_p \frac{T'_i + T'_d}{T'_i} \quad (3.18)$$

$$T_i = T'_i T'_d \quad (3.19)$$

$$T_d = \frac{T'_i T'_d}{T'_i + T'_d} \quad (3.20)$$

Por el contrario, no siempre es posible convertir un controlador PID en forma interactiva, a un controlador PID de manera no interactiva. Entonces reajustando algunas variables de las ecuaciones anteriores, ahora se expresan las ecuaciones (3.21), (3.22), (3.23) y (3.24), [63]:

$$T_i \geq 4T_d \quad (3.21)$$

$$k'_p = \frac{k_p}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 4\frac{T_d}{T_i}}\right) \quad (3.22)$$

$$T'_i = \frac{T_i}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 4\frac{T_d}{T_i}}\right) \quad (3.23)$$

$$T'_d = \frac{T_i}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 4\frac{T_d}{T_i}}\right) \quad (3.24)$$

Cabe añadir, que un controlador PID tiene dos ceros, es decir, un polo en el origen y una ganancia. Debido a que la variable ( $T_i = 4T_d$ ), representa a los ceros resultantes de ( $C_i(s)$ ) y son similares, mientras que ( $T_i < 4T_d$ ) representa a los complejos conjugados. Por lo tanto, la manera no interactiva se expresa implícitamente en comparación de la manera interactiva, debido a que permite la implementación de variables complejas nulas [62] y [64]. Por consiguiente la razón de implementar la manera interactiva en contraparte a la manera no interactiva, es por la facilidad de implementarse en diversas aplicaciones, aunque es más compleja; en cambio, el otro enfoque permite el reajuste de manera sencilla en la aplicación del controlador en distintos tipos de sistemas industriales. Además se destaca el enfoque de manera paralela y expresado en la ecuación (3.25), [60]:

$$C_i(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.25)$$

En este caso la implementación de las tres acciones de control actúan de manera independiente. En realidad, la forma paralela se expresa de manera explícita y sencilla en comparación a los demás enfoques, debido a que su principio de funcionamiento, permite deshabilitar la acción integral al establecer la variable de control ( $k_i = 0$ ) (en los demás casos, el valor de la constante de tiempo integral debería tender a infinito) [65]. Por lo tanto la conversión entre los parámetros del controlador PID interactivo y los no interactivo, resulta expresarse de manera combinada al reajustar ciertas variables de control y se expresa en la ecuación (3.26), [61]:

$$k_i = \frac{k_p}{T_i} k_d = k_p T_d \quad (3.26)$$

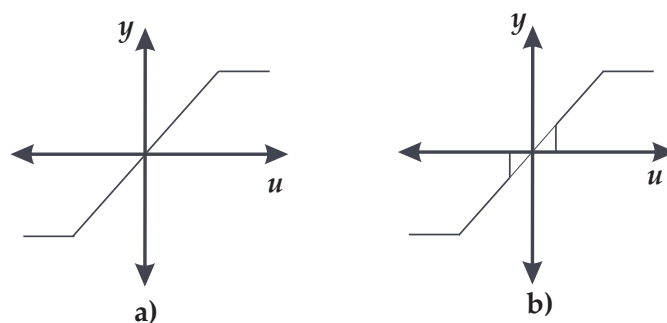
Luego de describir el controlador PID y de manera independiente cada uno de los controladores lineales, ahora se mencionará las características donde implica implementar, características en los sistemas con un enfoque no lineal.

### 3.2. Estrategia de control PI no lineal

Los algoritmos de control contienen diversas características entre ellas no lineales en los elementos de control, así como en el sistema controlado. En ocasiones, se agregan otros elementos no lineales para mejorar el comportamiento dinámico y disminuir la influencia de los elementos no lineales actuales. Por lo tanto, en los siguientes puntos se mencionan algunos fundamentos para implementar el controlador PI no lineal y no linealidades en los algoritmos de control [60].

- No cumplir el principio de superposición en un sistema de control.
- Considerar las características no lineales de un elemento de control.
- Ruido de medición en la variable controlada.
- No linealidades en el actuador, principalmente zona muerta, histéresis y saturación.
- Mejorar el comportamiento dinámico del circuito de control afectado por perturbaciones.

Los elementos no lineales estáticos, depende también de su posición en el algoritmo de control, como se muestra en la Figura 3.5, y se caracterizan por una saturación o insensibilidad en la retroalimentación que genera una característica inversa y permite limitar la incertidumbre en el sistema [61]. Por ejemplo la histéresis (banda muerta), empeora las respuestas de control y da como resultado respuestas oscilantes con amplitud dependiente; en cuanto a las variables controladas (salidas de proceso), generalmente tienen mayores complejidades, después de los cambios en el punto de ajuste, en comparación con el caso lineal [66]. El efecto del ruido en la salida de un sistema, puede disminuirse al introducir la característica de insensibilidad, es decir, un elemento no lineal o zona muerta, en la entrada y salida del controlador. En cuanto a la zona muerta como la insensibilidad causada por la cuantificación de la señal, disminuyen el efecto del ruido de pequeña amplitud y pueden amortiguar las respuestas de control. De manera similar, la no linealidad ilustrada en la figura 3.5b, proporciona un rango de salida del controlador, sobre el cual, el actuador no puede reaccionar y amortiguar el actuador [64].



**Figura 3.5.** Características de (a) Zona muerta con limitaciones y (b) No linealidad estática.

Sin embargo, tal insensibilidad puede llevar a un error de control en estado estacionario y también algunas oscilaciones; si se usa un controlador PI, el componente integral varía hasta el nivel de la histéresis y luego se aplica la acción de control. La limitación de la salida del controlador incluida en un algoritmo de control o la limitación del error de control; causan tiempos de convergencia relativamente lentos en general [61] y [62]. Aunque la limitación fuera de un controlador al no ser considerada en el algoritmo del controlador, resulta un aumento complicado de los problemas de control del término integral, ocasionando, picos en la salida del sistema. También el uso de un controlador no lineal con ganancia variable, tiene un efecto similar al de introducción la insensibilidad en la salida del controlador [63]. De manera matemática las funciones de saturación se definen con la ecuación (3.27):

$$k_{\bar{w}}(\delta) = \begin{cases} \bar{w}; & si \quad \delta > \bar{w} \\ \delta; & si \quad |\delta| \leq \bar{w} \\ -\bar{w}; & si \quad \delta < -\bar{w} \end{cases} \quad (3.27)$$

donde ( $\bar{w}$ ) es una constante positiva y ( $\delta$ ) representa una función. En este caso, los términos a los que la saturación debe ser aplicada, son el error y su integral con respecto al tiempo. Entonces, si se introduce la función de saturación se obtiene el controlador PI no lineal ( $PI_{NL}$ ) y se representa en la ecuación (3.28):

$$u(t) = k_{\bar{w}P}(k_p)e(t) + \int_0^t k_{\bar{w}I}(k_I)e(\tau)d\tau \quad (3.28)$$

donde ( $k_p$ ) y ( $k_I$ ) son definidos positivos, la ecuación anterior puede ser reescrita con la ecuación (3.29):

$$PI_{NL} = \sum_{i=1}^2 u_i \quad \forall i = 1, 2 \quad (3.29)$$

donde ( $u_i = k_{\bar{w}i}(k_I h_i)$ ) representa la función de saturación con ( $\bar{w}_1 = \bar{w}_P$ ), ( $\bar{w}_2 = \bar{w}_i$ ), ( $K_1 = k_P$ ), ( $K_2 = k_I$ ), ( $h_1 = e(t)$ ) y ( $h_2 = \int_0^t e(\tau)d\tau$ ). Al considerar las nuevas funciones entonces con la ecuación (3.30) y la función ( $u_i$ ) se representa como:

$$u_i = \begin{cases} \bar{w}_i & si \quad k_I h_i > \bar{w}_i \\ k_I h_i & si \quad |k_I h_i| \leq \bar{w}_i \\ -\bar{w}_i & si \quad k_I h_i < -\bar{w}_i \end{cases} \quad (3.30)$$

Entonces se reescribe de la siguiente manera ( $|h_i| \leq \frac{\bar{w}_i}{k_I}$ ); por lo tanto se define ( $d_i$ ) como la ecuación (3.31):

$$d_i = \frac{\bar{w}_i}{k_I} \quad (3.31)$$

En consecuencia se puede reescribir la ecuación (3.30) mediante la ecuación anterior de la siguiente manera:

$$u_i = \begin{cases} sign(h_i)\bar{w}_i & si \quad |h_i| > d_i \\ \bar{w}_i h_i^{-1} h_i & si \quad |h_i| \leq d_i \end{cases} \quad (3.32)$$

y se puede observar que con esta representación los parámetros de sintonización del controlador son ( $b_i$ ) y ( $d_i$ ) ( $\forall i = 1, 2$ ) Además, se redefine con la siguiente ecuación:

$$\text{sign}(h_i)\bar{w}_i = h_i \text{sign}(h_i)\bar{w}_i h_i^{-1} \quad (3.33)$$

que puede simplificarse como:

$$\text{sign}(h_i)\bar{w}_i = |h_i| \bar{w}_i h_i^{-1} \quad (3.34)$$

por lo tanto se tiene que ( $h_i h_i^{-1} = h_i h_i^{-1}$ ), entonces la ecuación (3.32) puede ser reescrita como:

$$u_i = \begin{cases} \bar{w}_i |h_i^{-1}| h_i & \text{si } |h_i| > d_i \\ \bar{w}_i d_i^{-1} h_i & \text{si } |h_i| \leq d_i \end{cases} \quad (3.35)$$

Consecuentemente, la ley de control (3.27) puede ser expresada como:

$$PI_{NL} = u_1 + u_2 + u_3 \quad (3.36)$$

Además se considera un cambio de notación donde ( $(\cdot) = k_{\bar{w}_P}$  y  $k_{\bar{w}_I}$ ) entonces el controlador se representa como:

$$u_{PI_{NL}} = (k_P)(\cdot)e(t) + \int_0^t (k_I)(\cdot)e(\tau)d\tau \quad (3.37)$$

donde:

$$(k_P)(\cdot) = \begin{cases} \bar{w}_P |e(t)|^{-1} & \text{si } |e(t)| > d_P \\ \bar{w}_P d_P^{-1} & \text{si } |e(t)| \leq d_P \end{cases} \quad (3.38)$$

$$(k_I)(\cdot) = \begin{cases} \bar{w}_I \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right|^{-1} & \text{si } \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right| > d_I \\ \bar{w}_I d_I^{-1} & \text{si } \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right| \leq d_I \end{cases} \quad (3.39)$$

Debido a los parámetros ( $\bar{w}_P$ ) y ( $\bar{w}_I$ ) aseguran la limitación de la entrada de control [64]. Por lo tanto, se propone el valor de saturación ( $\bar{w}_P$ ) y queda denotado como la siguiente expresión:

$$\begin{cases} \bar{w}_i = w_i |h_i|^{\mu_i} & \text{si } |h_i| > d_i, \\ \bar{w}_i = w_i |d_i|^{\mu_i} & \text{si } |h_i| \leq d_i. \end{cases} \quad (3.40)$$

donde ( $w_i$ ) es una constante positiva y ( $\mu_i \in [0, 1]$ .) Por consiguiente retomando las ecuaciones anteriores se sustituyen en la ecuación (3.40) y se obtiene:

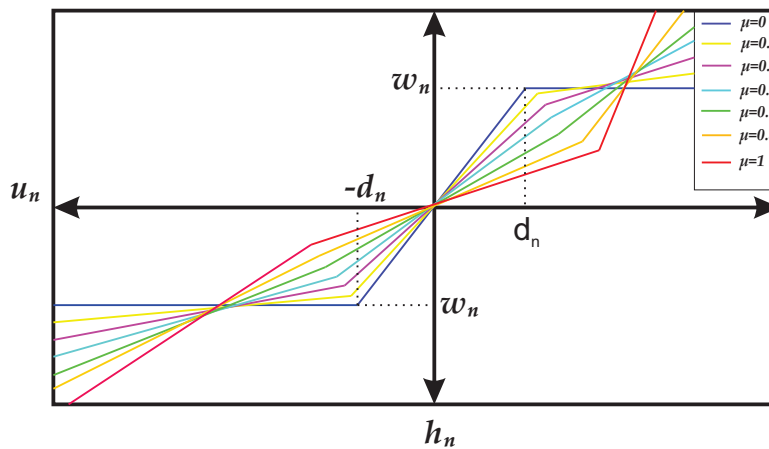
$$\begin{cases} \bar{w}_i |h_i|^{\mu_i} |h_i|^{-1} h_i & \text{si } |h_i| > d_i, \\ \bar{w}_i |d_i|^{\mu_i} h_i^{-1} h_i & \text{si } |h_i| \leq d_i. \end{cases} \quad (3.41)$$

Por último el controlador queda definido sus funciones de saturación como:

$$(k_P)(\cdot) = \begin{cases} w_P |e(t)|^{u_P-1} & \text{si } |e(t)| > d_P, \\ \bar{w}_P d_P^{u_P-1} & \text{si } |e(t)| \leq d_P. \end{cases} \quad (3.42)$$

$$(k_I)(\cdot) = \begin{cases} w_P \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right|^{u_i-1} & \text{si } \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right| > d_i, \\ \bar{w}_i d_i^{u_i-1} & \text{si } \left| \int_0^t e(\tau)d\tau \right| \leq d_i. \end{cases} \quad (3.43)$$

De manera grafica este controlador se caracteriza por tener una función de saturación ( $u_n$ ) en una determinada región para el parámetro variable ( $\mu_n$ ) que se muestra en al Figura 3.6, [74].



**Figura 3.6.** Función de saturación  $u_n$  para diversos valores para el parámetro  $\mu_n$ .

Después de explicar los fundamentos teóricos del algoritmo de control PID clásico y PI no lineal, enseguida se describe en la sección siguiente la selección del tipo de algoritmo de control.

### 3.3. Selección de un algoritmo de control no convencional para un inversor monofásico

Para la selección del algoritmo de control se optó por identificar las características fundamentales en los controladores convencionales como son el PID clásico, modos deslizantes, control difuso y redes neuronales; en comparación con el controlador no convencional PI no lineal.

De acuerdo a [61] el controlador PID se caracteriza por presentar un mejor desempeño en el tiempo de respuesta de un sistema, presenta una precisión aceptable, permite ayudar a mejorar errores previos y propios, también es un controlador de ajuste y predicción automática debido a que la ganancia proporcional ayuda a minimizar el error en estado estacionario, la ganancia integral permite atenuar el error en estado estacionario provocado por perturbaciones y la ganancia derivativa actúa cuando existe estados transitorios o al presentar un cambio en el valor absoluto del error. Sin embargo también presenta ciertas desventajas como al no responder a perturbaciones que no se pueden medir, además el efecto de las perturbaciones en el sistema debe de ser conocido, la ganancia integral da una salida del controlador que es proporcional al error acumulado lo que implica ralentizar su desempeño.

Para el controlador modos deslizantes [77] y [78] reporta las principales ventajas como la robustez contra una amplia clase de perturbaciones o incertidumbres del modelo, la necesidad por una reducida cantidad de información en comparación a técnicas de control clásico y la posibilidad de estabilización de algunos sistemas no lineales los cuales no son estabilizables por leyes continuas de retroalimentación de estados; aunque como desventaja los modos deslizantes tienen como su principal inconveniente: el llamado



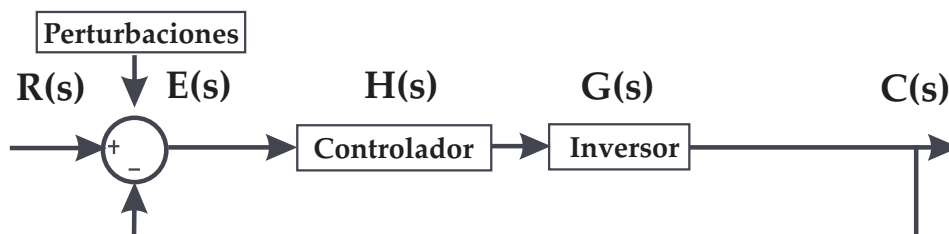
efecto (chattering) o señales oscilantes de frecuencia y amplitud finita, es decir, presenta vibraciones de alta frecuencia del sistema controlado. Este fenómeno se refiere a la aparición de oscilaciones, de amplitud y frecuencia finita, en el estado de la planta debido a la excitación por parte del control discontinuo de dinámicas no modeladas en sensores y actuadores.

El controlador difuso de acuerdo a [79] expone como ventajas las regulaciones multivariables que se pueden realizar de forma rápida, comprensible y orientada hacia problemas. Esto se aplica sobre todo cuando no hay ningún modelo de sistema controlado o cuando el modelo presenta una estructura no lineal desfavorable, otra característica es el comportamiento de un sistema se describe con expresiones lingüísticas, por lo que es más sencillo que una descripción matemática, otro punto favorable es la base de reglas y la definición de la cantidad difusa que se pueden ampliar o adaptar con posterioridad. En cuanto a las limitantes presenta la creciente complejidad del sistema aumenta de forma sobreproporcional el trabajo necesario para el desarrollo de un regulador difuso y también es difícil encontrar el método correcto de defuzzificación y el cálculo del valor de salida exacto es complejo, lento y con imprecisiones para converger al valor deseado.

Por último para el control por redes neuronales (RN) [80] describe como ventajas la habilidad de aprender mediante una etapa denominada aprendizaje. Esta consiste en proporcionar a la (RN) datos como entrada a su vez que se le indica cuál es la salida (respuesta) esperada, también almacena la información de forma redundante, ésta puede seguir respondiendo de manera aceptable si presenta perturbaciones, la flexibilidad maneja cambios no importantes en la información de entrada, como señales con ruido u otras variaciones en la entrada y en tiempo real la estructura es paralela. Sin embargo como desventajas tiene una complejidad de aprendizaje para grandes tareas, cuanto más variables se necesitan que aprenda una red, el tiempo de aprendizaje es elevado debido a que depende de dos factores: primero si se incrementa la cantidad de patrones a identificar o clasificar y segundo si se requiere mayor flexibilidad o capacidad de adaptación de la red neuronal para reconocer patrones que sean sumamente parecidos, se deberá invertir mas tiempo en lograr que la red alcance valores deseados que se necesite establecer, no permite interpretar lo aprendido para la red por si sola al proporciona una salida, un número, que no puede ser interpretado por ella misma, sino que se requiere de la intervención del programador y de la aplicación en si para encontrar un significa a la salida proporcionada y la elevada cantidad presenta otro problema debido a cuanto mas flexible se requiera que sea la red neuronal, mas información tendrá que enseñarle para que realice de forma adecuada la identificación.

De acuerdo a las características de los controladores anteriormente mencionados y con lo descrito en la sección 3.2 se seleccionó el algoritmo de control no convencional PI no lineal debido a que se desempeña de manera aceptable ante perturbaciones en comparación del controlador PID y no se generan señales oscilantes de frecuencia y amplitud finita del controlador modos deslizantes debido a que los parámetros variables robustecen el controlador no convencional. También no es necesario una metodología rigurosa como la defuzzificación del controlador difuso ó patrones a identificar y clasificar en un modelo de red neuronal que consume recurso para implementarse a nivel simulación y experimental, por lo tanto los parámetros variables del controlador no convencional se consideran como funciones de saturación y compensan de manera práctica variaciones en el sistema.

En la Figura 3.7 se muestra el diagrama de bloques de la planta del sistema que se llevó a cabo para aplicar dicho algoritmo de control. Entonces se consideró libre del modelo matemático donde se analizó el sistema debido que la plataforma a nivel simulación nos brindó las herramientas necesarias para generar escenarios con perturbaciones a la entrada del sistema (caídas de voltaje y sobrevoltaje).



**Figura 3.7.** Diagrama de bloques de control para el prototipo de un inversor monofásico.

Los algoritmos de control tienden a tener ciertas características que se acoplan de acuerdo al modelo matemático de un sistema, sin embargo a nivel simulación se logró analizar los escenarios que pueden ser representados mediante una demostración matemática definida y mediante un análisis de estabilidad con el objetivo de que el sistema es estable realice su operación de acuerdo al diseño del controlador. A continuación en el siguiente capítulo se describe las características de funcionamiento de la plataforma experimental de arquitectura abierta.

## Capítulo 4

# Plataforma experimental

---

Después de conocer los conceptos fundamentales de las técnicas de conmutación para inversores y la selección del algoritmo de control no convencional en los capítulos anteriores, ahora se describe los elementos que se implementaron para desarrollar la plataforma experimental en un prototipo de arquitectura abierta. Para ello es necesario describir los componentes electrónicos que se utilizaron para desarrollar dicho prototipo. Además se desarrolló dos reguladores de voltaje con la finalidad de conocer el principio de operación y la aplicación de los algoritmos de control para analizar la dinámica del sistema ante cargas tipo resistivas. En ciertas aplicaciones experimentales o comerciales se implementan este tipo de convertidores de potencia con la finalidad de aumentar o reducir la potencia de acuerdo al diseño del inversor electrónico que se desea aplicar; en este caso se consideró como una etapa de retroalimentación de fundamentos teóricos y prácticos para implementar los algoritmos de control seleccionados para cargas tipo resistivas. A continuación se describirá la plataforma experimental de un inversor monofásico de arquitectura abierta donde se menciona las secciones en que está conformado y se implementará un algoritmo senoidal en lazo-abierto y a nivel simulación se implementó un algoritmo de control no convencional y se analizó el desempeño del sistema donde se evaluó el criterio de calidad de la energía mediante (THD %) de acuerdo la norma IEEE-519-1992.

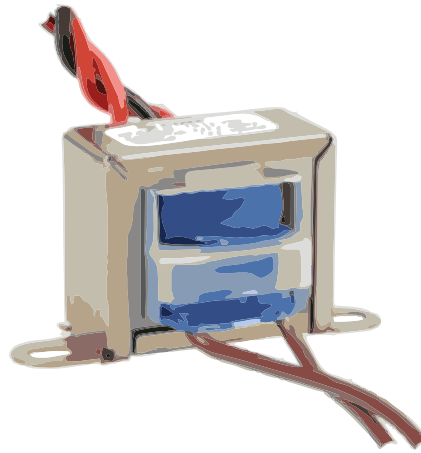
### 4.1. Inversor Monofásico

Para la construcción de la plataforma experimental de un inversor monofásico se estructuró en cuatro secciones que conforman al dispositivo y en cada sección se requirió ciertos dispositivos y elementos electrónicos para realizar su ensamble, a continuación se describe cada uno de los componentes.

#### 4.1.1. Dispositivos y elementos electrónicos

Para la puesta en marcha del prototipo de un inversor monofásico, se requirió un microcontrolador, con el objetivo de implementar una técnica de conmutación y posteriormente los algoritmos de control mediante el desarrollo de una programación en arduino, esta plataforma es una placa electrónica controlada por un microcontrolador Atmel328P. Las características de operación, consiste en una alimentación a la entrada de la plataforma que tiene un intervalo de trabajo de 7 - 12 V de corriente continua, aunque si es implementado a valores que no son del intervalo de operación, puede ocasionar como resultado salidas de menor voltaje o el daño en los componentes debido a un sobrevoltaje. Luego de mencionar las características de operación fundamentales para el desarrollo

del puente H, a continuación se describe el componente elevador de voltaje denominado transformador, como se ilustra en la Figura 4.1, ya que la puesta en marcha a la entrada del prototipo es de 12 V en corriente continua y a la salida se obtiene un voltaje ( $v_{rms}$ ) de 127 V en corriente alterna, con una señal de salida senoidal a una frecuencia de operación a 60 Hz.



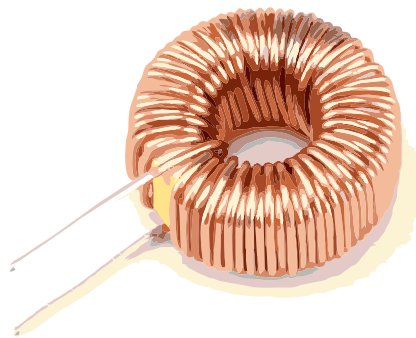
**Figura 4.1.** Transformador de 24V a 10 A.

Además otra función primordial de un transformador, es proveer aislamiento entre su bobinado primario y el secundario, brindando seguridad al manipular los equipos. Entonces después de generar la señal de salida en el puente H, se implementó un transformador con las siguientes características de operación que se muestran en la Tabla 4.1.

**Tabla 4.1.** Características de un transformador de 240 W.

Variables	Parámetros de operación	Valor	Unidades
$V_{entrada}$	Voltaje de entrada	24	V
$V_{salida}$	Voltaje de salida	127	V
$I_{maxima}$	Corriente máxima	10	A
$I_{minima}$	Corriente mínima	0.8	A

Por último se añadió un filtro eléctrico pasivo de 2 ( $mH$ ) por medio de una inductancia como se ilustra en la Figura 4.2, con la finalidad de mejorar la señal de salida elevada por el transformador, este componente su función consiste en atenuar determinadas frecuencias del espectro de la señal de entrada y permitir el paso de ciertos valores predeterminados.



**Figura 4.2.** Inductancia de 2mH.

Se denomina espectro de la señal a su descomposición en una escala de amplitudes respecto a la frecuencia, y mediante las series de Fourier se analiza las armónicas que presenta la señal a evaluar. Por consiguiente al describir todos los componentes de la plataforma experimental. Ahora en la sección siguiente se describe cada una de las etapas que constituye a la plataforma experimental de arquitectura abierta.

### 4.1.2. Plataforma experimental de arquitectura abierta

En la Figura 4.3 se constituye la plataforma experimental mediante cuatro etapas y su principio de funcionamiento general consiste: de una fuente se suministra  $24 v_{cd}$  al driver VNH5019 y a la etapa de modulación se alimenta con  $5 v_{cd}$  en donde se programa el algoritmo senoidal propuesto que se describirá en la sección siguiente y el algoritmo de control no convencional seleccionado, a su vez este generar un PWM de 5 V a los puertos analógicos de la etapa de potencia, esta sección realiza el cambio de polaridad y amplifica la amplitud del voltaje a  $24 v_{ca}$  generando una señal cuasisenoidal, después pasa a la etapa de filtrado donde se utilizó una inductancia de  $2 mH$  y se atenúan las distorsiones de la señal generada de la etapa de potencia, posteriormente pasa a la etapa de amplificación donde se utilizó un transformador de  $24 v_{ca}$  a  $10 A$  y la señal atenuada de la etapa de filtrado se amplificó a un voltaje de  $127 v_{ca}$  aproximadamente para ser conectado a una carga tipo resistiva de 40 W.

Además para detallar el sistema se representa en un circuito como se ilustra la Figura 4.4. En este prototipo se implementó dos escenarios en donde se consideró en el primer escenario al sistema en lazo-abierto donde se propone un algoritmo senoidal y se evaluó la calidad de la energía con un analizador FLUKE 438 POWER QUALITY AND MOTOR ANALYZER en un intervalo de tiempo de una 1 hora con un período de muestreo de 1 s. Para el segundo escenario se consideró al sistema en lazo-cerrado realizando la metodología de manera similar como el primer escenario.

Ya conociendo los fundamentos teóricos de como opera un inversor electrónico y el principio de operación tanto de las técnicas de conmutación como de los algoritmos de control, se desarrolló la validación en convertidores reguladores el controlador seleccionado en el capítulo anterior; sin embargo el objetivo de este trabajo de investigación es reportar el análisis y la argumentación del desempeño al aplicar un algoritmo de control no convencional PI no lineal en un inversor monofásico electrónico.

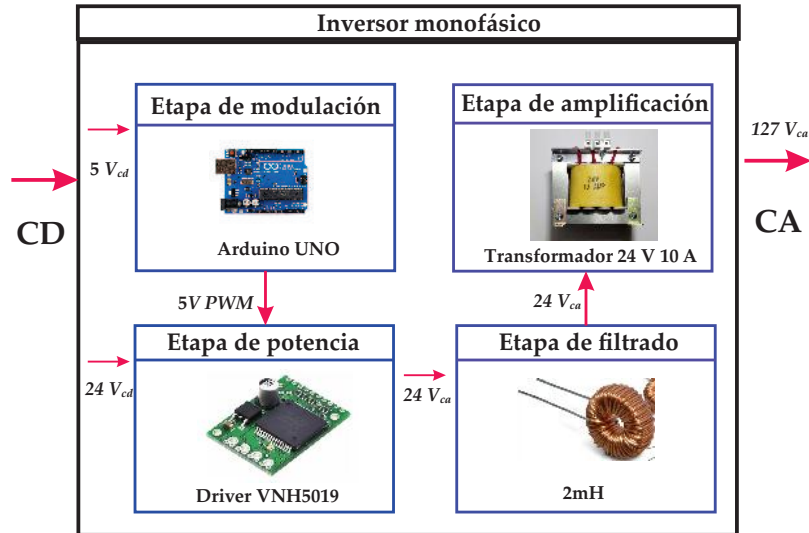


Figura 4.3. Diagrama de la plataforma experimental de un inversor monofásico.

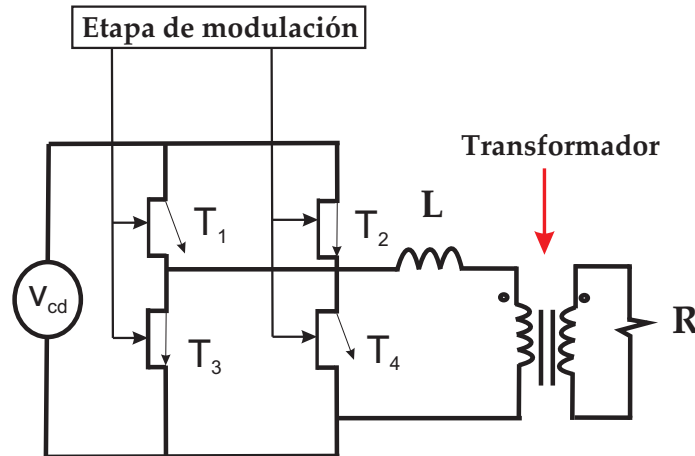


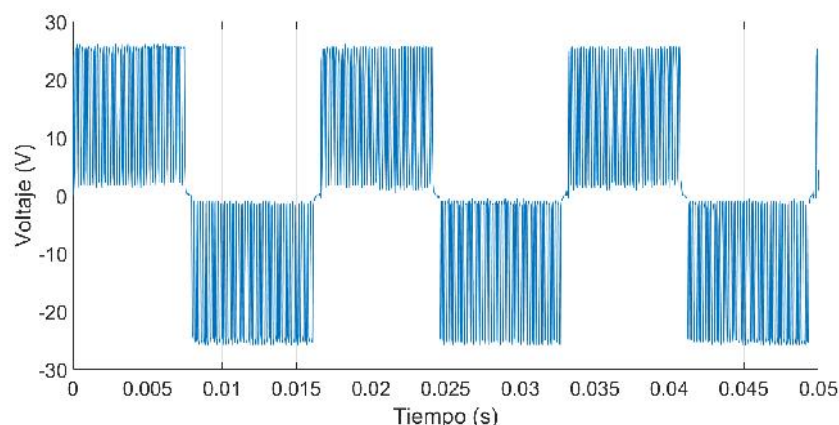
Figura 4.4. Circuito de la plataforma experimental de un inversor monofásico.

Por consiguiente se llevó a cabo una plataforma experimental de arquitectura abierta con la finalidad de programar las técnicas de conmutación y algoritmos de control a este prototipo expuesto en este capítulo y considerar escenarios donde el prototipo se encuentre en escenarios donde es perturbado en la entrada del sistema. A continuación se describe el funcionamiento de la plataforma experimental.

### 4.1.3. Funcionamiento de la Plataforma experimental

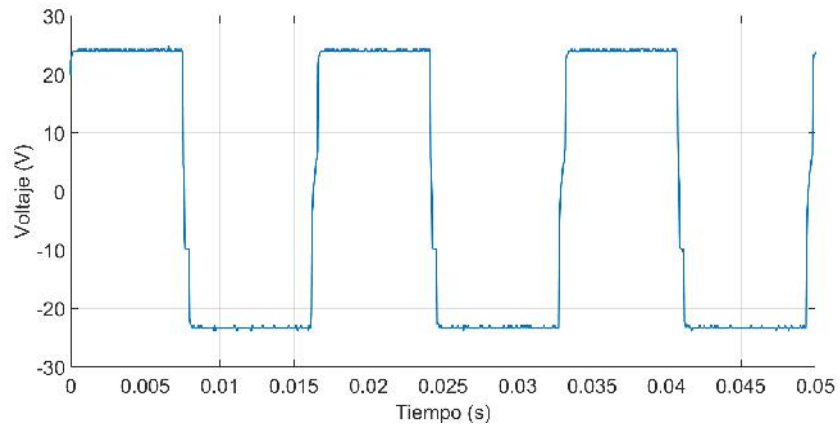
Como primera fase la puesta en marcha se considera al sistema en lazo-abierto y como objetivo se validó el funcionamiento del prototipo del inversor monofásico de baja potencia de 240W realizando las siguientes pruebas:

- **PRUEBA 1:** En este experimento se programa el arduino para que realice básicamente dos tareas. La primera es generar una señal PWM con un ciclo útil del 50 % a una frecuencia de 15 KHz. La segunda tarea consiste en activar y desactivar los transistores correspondientes del driver VNH5019 con la finalidad de producir un cambio de polaridad, a una frecuencia de 60 Hz, a la salida de la etapa de potencia. Para la Figura 4.5 se llevó a cabo la segunda medición al realizar la prueba experimental, donde los requerimientos de operación se implementaron con un ciclo de trabajo a un 50 %, y en la sección alta y baja de un período del PWM, se manipula la señal a evaluar, mediante la frecuencia nominal de operación que se desea generar. Aunque cabe señalar, que la limitación en la señal para este dispositivo electrónico, está relacionado con la capacidad de resolución para el tratamiento de datos que puede operar el microcontrolador. Debido a ello el sistema funciona a alta frecuencia con un límite de operación de hasta 15 kHz, por lo tanto en la condiciones que fueron implementadas se obtuvieron resultados satisfactorio en la señal de salida.



**Figura 4.5.** Cambio de polaridad de una señal PWM con una frecuencia a 60 Hz.

- **PRUEBA 2:** En este experimento únicamente se cambió el ciclo útil de la señal PWM, que se utilizó en la PRUEBA 1, a un valor del 100 %. En la Figura 4.6, se ilustra la medición donde se observa la modulación de ancho de pulso, que genera la etapa de potencia con un  $V_{pico-pico}$  de 24V, una frecuencia de operación de 60.38 Hz, con un ciclo de trabajo de 100 % (PWM). Además para la generación de la modulación de ancho de pulso, se implementó los fundamentos teóricos de los estados de conmutación que se explican en el capítulo 2.



**Figura 4.6.** Señal cuadrada a 60 Hz.



## Capítulo 5

# Resultados a nivel simulación y experimental

---

El desarrollo del trabajo de investigación para la implementación de un algoritmo de control no convencional para un inversor trifásico de baja potencia consta de dos etapas primordiales:

- Simulación de un inversor electrónico:

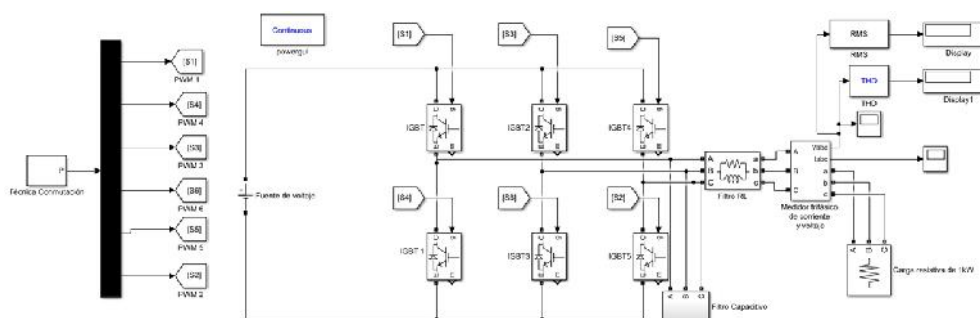
En esta etapa del trabajo de investigación consta en dos escenarios: el primero consistió en desarrollar la implementación de un inversor trifásico a nivel simulación implementando las técnicas de conmutación establecidas en el capítulo 2, donde se analizó y evaluó el desempeño del sistema para el concepto de acuerdo a la calidad de la energía mediante el criterio del (%THD), además de establecer el escenario con una carga resistiva ( $R$ ) conectado al diagrama de bloque del sistema. El segundo consistió en desarrollar a nivel simulación la implementación del algoritmo de control en dos topologías, el primero en un inversor monofásico se analizó y evaluó de acuerdo a la norma IEEE519-1992 para convertidores electrónicos el criterio para evaluar el desempeño de la calidad de la energía (%THD), implementando un algoritmo de control PI no lineal siendo el controlador no convencional seleccionado en el capítulo 3 al ser evaluado con una carga resistiva de 40W. El segundo en un inversor trifásico donde se realizó el análisis de acuerdo al criterio para evaluar el sistema con el (%THD) ante un escenario con el tipo de carga ( $R$ )= 1kW.

- Pruebas experimentales de un inversor monofásico:

En esta etapa se desarrolló la construcción de un inversor monofásico que consta de cuatro subsistemas: etapa de modulación, etapa de potencia, etapa de filtrado y etapa de amplificación. Después de ser construido la plataforma de arquitectura abierta se prosiguió a implementar la propuesta de un algoritmo a partir de los fundamentos teóricos del principio de operación de la técnica de conmutación senoidal, y al pasar por las cuatro etapas del inversor nos permitió generar una señal (CA) tipo senoidal y se evaluó el (%THD) y compararse con una plataforma comercial de potencia de operación similar. A continuación se describe los resultados obtenidos a nivel simulación de las técnicas de conmutación anteriormente mencionadas en el capítulo 2 y se consideran como un sistema en lazo-abierto.

## 5.1. Pruebas a nivel simulación de un inversor electrónico

Las pruebas a nivel simulación se consideró en dos etapas: el primero consiste en implementar las técnicas de conmutación mencionados en el capítulo 2 en un inversor de topología trifásica aplicando cargas tipo ( $R$ ) en un diagrama de bloques como se ilustra en la Figura 5.1.



**Figura 5.1.** Diagrama de bloques de un inversor trifásico en Matlab/Simulink.

La aplicación de estas técnicas de conmutación se consideraron en lazoabierto y se evaluó el desempeño del sistema mediante el criterio de calidad de la energía (%THD) para la normativa del diseño de convertidores electrónicos IEEE-519-1992. En la siguiente sección se describe los resultados obtenidos respecto a este escenario en lazoabierto. La segunda etapa se aplicó el algoritmo de control no convencional PI no lineal al implementarse con cargas tipo ( $R$ ) para una topología monofásica y trifásica en un diagrama de bloques. Además se analizó y evaluó con respecto a la norma anteriormente mencionada en la primera etapa siendo el criterio de calidad de la energía (%THD) para las dos topologías. En la siguiente sección se describe los resultados obtenidos de acuerdo a las etapas anteriormente mencionadas.

### 5.1.1. Simulaciones de las técnicas de conmutación para un inversor trifásico

Para la aplicación de las técnicas de conmutación se requiere ciertas características de operación para generar los 6 PWM con la finalidad de activar los transistores de potencia de cada línea del inversor trifásico como se muestra en la Figura 5.2.

Las características para generar el PWM se utilizó las ecuaciones (2.74), (2.75) y (2.77); donde el ( $M_i = 0,9$ ) representa un valor para la operación de un inversor de topología trifásica aceptable debido que el valor máximo que puede operar se establece de acuerdo la ecuación (2.78), [60]. Para el ( $m_a = 0,75$ ) el valor establecido está dentro de la región lineal donde la modulación de la técnica de conmutación no varía la frecuencia de los armónicos y sus múltiplos [22]. En cuanto a ( $m_f = 27$ ) si se incrementara la frecuencia portadora por ende aumenta las frecuencias de los armónicos y por lo tanto ese valor establecido en esta prueba a nivel simulación es recomendable para la aplicación en convertidores electrónicos, [34] y [40]. Enseguida se explicará a detalle los resultados obtenidos a nivel simulación de cada uno de las técnicas de conmutación:

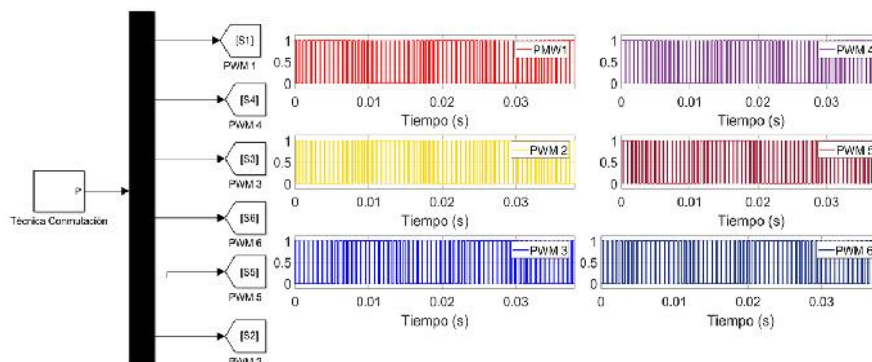


Figura 5.2. Generación PWM de las técnicas de conmutación.

### 5.1.2. Técnica de conmutación senoidal (SPWM)

La implementación de la técnica de conmutación senoidal clásico se consideró cuatro etapas en el diagrama de bloques como se muestra en la Figura 5.1 donde está constituido por la etapa de modulación donde se establece la técnica de conmutación a implementar, después la etapa de potencia donde prácticamente es el diagrama de bloques de un inversor trifásico, luego la etapa de filtrado donde se consideró un filtro tipo ( $RLC$ ) y por último la etapa de evaluación para la calidad de energía; el resultado obtenido para este sistema en lazo-abierto se ilustra en la Figura 5.3.

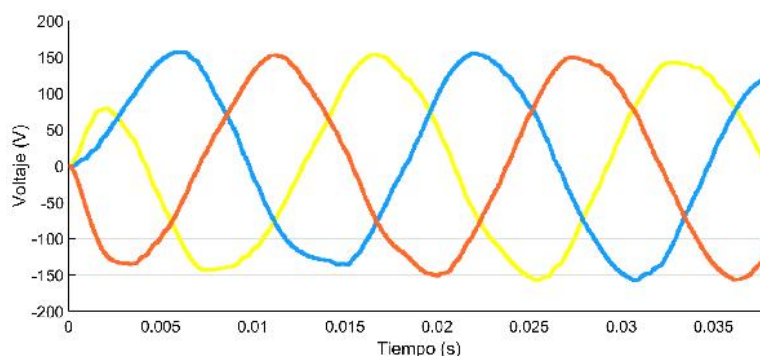
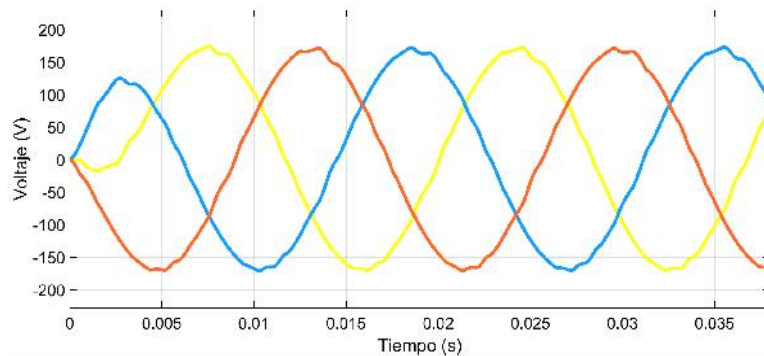


Figura 5.3. Técnica de conmutación senoidal.

La prueba a nivel simulación se consideró para una carga tipo resistiva que se estableció de 1kW teniendo como valores en la etapa de filtrado de ( $R = 10k\Omega$ ), ( $L = 40mH$ ) y ( $C = 550mF$ ). El voltaje de entrada se estableció ( $v_{cd} = 200$ ) y como resultado en la etapa de evaluación de calidad de la energía se obtuvo un voltaje ( $v_{rms} = 131,7$ ) siendo el voltaje promedio o valor eficaz al implementarse en este escenario. El voltaje pico-pico y corriente pico-pico se obtuvo  $V_{pico-pico} = (-185 + 185)$  y  $I_{pico-pico} = (-2,9 + 2,9)$  donde al presentarse variaciones debido a la dinámica que representa atenuar la señal con la etapa de filtrado es determinante y como mejora al implementarse un algoritmo de control se espera mejorar el desempeño del sistema. Por último el (%THD) se registró un valor del 1.3% por lo tanto cumple de acuerdo a la norma IEEE-519-1992 debido a las características de calidad de la energía para convertidores electrónicos siendo aplicado de tipo aislado y obteniendo un valor menor que el 5%.

### 5.1.3. Técnica de conmutación senoidal de tercer armónico (THPWM)

Para la técnica de conmutación de tercer armónico presentó un desempeño desfavorable en comparación con la técnica de conmutación anteriormente descrito. En la Figura 5.4 se muestra variaciones en la señal del voltaje de salida en comparación con la técnica de conmutación senoidal. El diagrama de bloques es similar a la técnica anteriormente implementado con las mismas características en la etapa de filtrado.

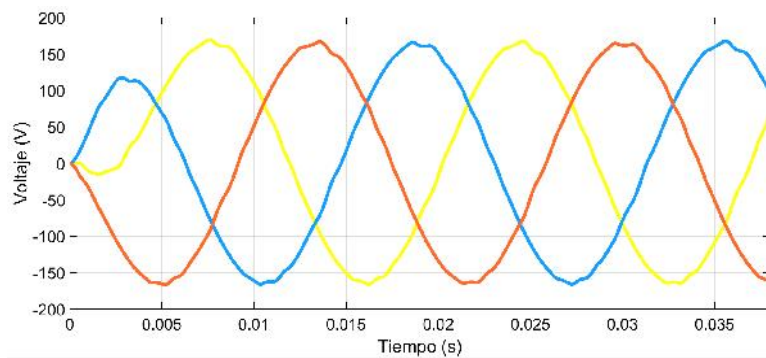


**Figura 5.4.** Técnica de conmutación senoidal de tercer armónico.

Los resultados obtenidos al aplicar esta técnica de conmutación se consideraron variaciones en el voltaje del valor eficaz ( $v_{rms} = 125,8$ ) donde las características de operación establecidos para este escenario varían en el funcionamiento y desempeño del sistema en la etapa de potencia. También para el voltaje pico-pico y corriente pico-pico  $V_{pico-pico} = (-155 + 155)$  y  $I_{pico-pico} = (-2,3 + 2,3)$  presentaron cambios en los valores obtenidos debido a las características que se genera al comparar la señal fundamental con la señal de tercer armónica presentando variaciones en la señal y frecuencia elevadas en los armónicos [42] y [45]. La evaluación de la calidad de energía presentó un aumento del (%THD) con un valor de 1.9 % en comparación con la técnica de conmutación senoidal, sin embargo cumple con las características que establece la norma para convertidores electrónicos en sistemas aislados.

### 5.1.4. Técnica de conmutación senoidal de 60° (SPWM 60°)

El escenario en la aplicación de la técnica de conmutación senoidal de 60° obtuvo un desempeño en el sistema favorable en comparación con las dos técnicas de conmutación anteriormente mencionados. La Figura 5.5 muestra mejoras en la dinámica de la señal de voltaje de salida al presentar menores distorsiones, se utilizó el mismo diagrama de bloques y características de operación para implementar esta técnica de conmutación descritas al inicio de esta sección.

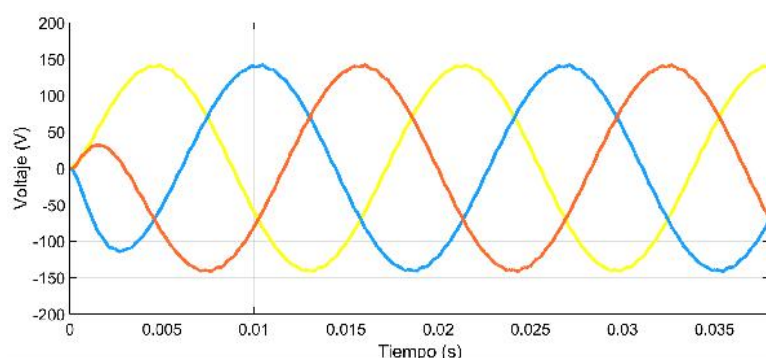


**Figura 5.5.** Técnica de conmutación senoidal de 60°.

Los valores obtenidos en este escenario respecto al voltaje de valor eficaz fue ( $v_{rms} = 129,5$ ) donde no presentó variaciones abruptas en la señal del voltaje de salida, además al modificar el tipo de carga tiende a presentar variaciones debido a que en la etapa de filtrado tendría que recalcular los valores de cada componente y otro punto a considerar es que el sistema no se encuentra retroalimentado. El voltaje y la corriente de pico-pico  $V_{pico-pico} = (-170+170)$  y  $I_{pico-pico} = (-2,5+2,5)$  presentaron cambios debido a que la señal fundamental y la señal que representa esta técnica mantiene activado los transistores de potencia cada  $\frac{\pi}{6}$  del ciclo y en consecuencia como resultado mostró en el desempeño en la calidad de la energía un (%THD) del 1.6 % siendo un resultado satisfactorio en comparación con la técnica de conmutación de tercer armónico, sin embargo comparándolo con la técnica de conmutación senoidal presentó un mejor desempeño que aplicando la técnica de conmutación de 60° en este escenario.

### 5.1.5. Técnica de conmutación vectorial (SV)

[47] y [50] reportan mediante pruebas a nivel simulación y experimental con la técnica de conmutación vectorial resultados óptimos para cargas tipo resistivas e inductivas presentando un desempeño en la calidad de la energía favorable. El resultado obtenido en este escenario demostró evidentemente un desempeño mejor comparándolo con las demás técnicas de conmutación, sin embargo se espera obtener resultados satisfactorios al implementar un algoritmo de control como reporta el estado del arte en el capítulo 1. La Figura 5.6 muestra el resultado de la señal del voltaje de salida del diagrama de bloques aplicando la técnica de conmutación mencionada.



**Figura 5.6.** Técnica de conmutación vectorial.

Los resultados obtenidos fue un  $v_{rms} = 119,8$  donde presentó mínimas distorsiones en la señal del voltaje de salida, además el voltaje y la corriente pico-pico  $V_{pico-pico} = (-148 + 148)$  y  $I_{pico-pico} = (-1,7 + 1,7)$  presentaron una disminución en comparación con las demás técnicas ya mencionadas, también se obtuvo un valor del (%THD) de 0.7 % registrando un desempeño factible en comparación con las demás técnicas de conmutación y cumpliendo la característica de operación de acuerdo a la norma IEEE-1992-519. En resumen de acuerdo a la Tabla 5.1 se muestra los resultados obtenidos en las pruebas a nivel simulación de las técnicas de conmutación y registrando el mejor desempeño la técnica de conmutación vectorial considerándose como un sistema en lazo-abierto.

**Tabla 5.1.** Resultados de las técnicas de conmutación.

T.C.	$v_{rms}$ (V)	$V_{pico-pico}$ (V)	$I_{pico-pico}$ (A)	%THD
SPWM	131.7	(-185 +185)	(-3.3 + 3.3)	1.3
THSPWM	125.8	(-155 +155)	(-2.3 + 2.3)	1.9
SPWM 60 °	129.5	(-170 +170)	(-2.5 +2.5)	1.6
SVM	119.8	(-148 +148)	(-1.7 +1.7)	1.1

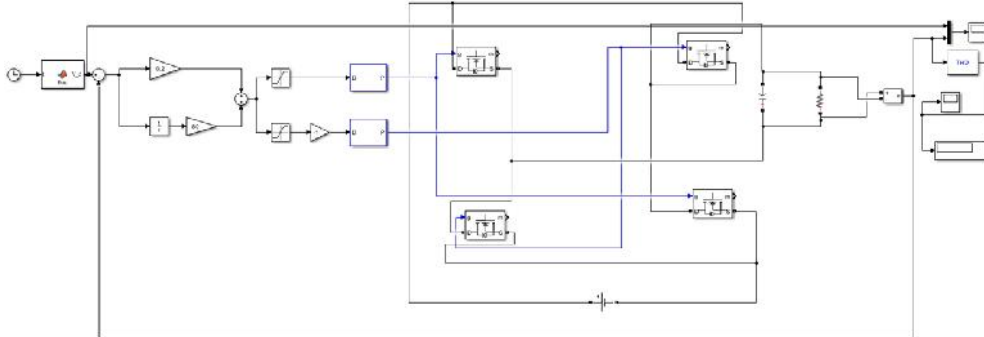
Aunque la implementación de este tipo de algoritmos de conmutación en sistemas en lazo-abierto registran un error en la salida donde se producen las fluctuaciones o distorsiones en la señal de salida, es por ello que al implementar un algoritmo de control no convencional se espera obtener un mejor desempeño que al implementar las técnicas de conmutación descritas en esta sección. A continuación se detallará los resultados obtenidos de las pruebas a nivel simulación de la aplicación de un algoritmo de control no convencional PI no lineal en las topologías monofásica y trifásica de un inversor electrónico.

### 5.1.6. Simulación de un algoritmo de control no convencional para un inversor monofásico

En la primera etapa los resultados de las técnicas de conmutación a nivel simulación demostraron un desempeño aceptable respecto a la norma de calidad de la energía en convertidores electrónicos, sin embargo durante el intervalo de operación en el sistema se presentaron distorsiones en la señal del voltaje de salida por lo que se optó aplicar un algoritmo de control con la finalidad de mejorar el desempeño del sistema.

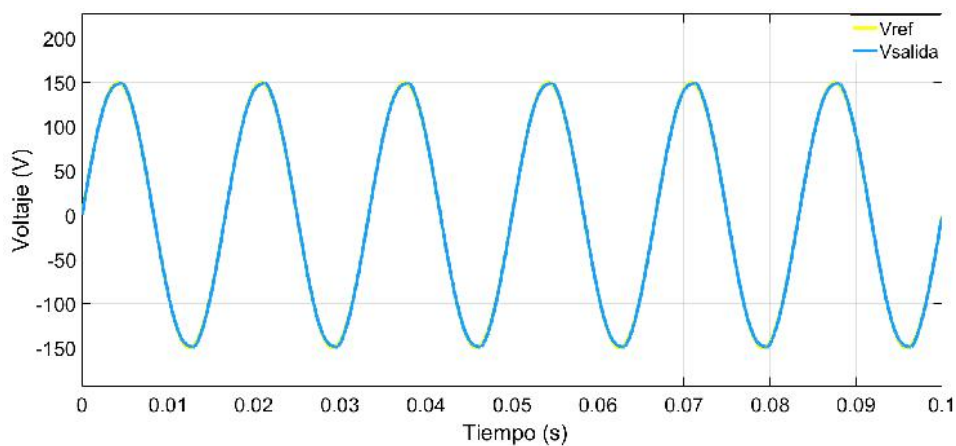
En la segunda etapa se consideró 5 secciones que conforma el diagrama de bloques como se ilustra en la Figura 5.7 y son: etapa de modulación, etapa de potencia, etapa de filtrado, etapa de control y etapa de evaluación de calidad de la energía. En la etapa de modulación se utilizó una señal de referencia de 60 Hz y se generó dos PWM hacia la etapa de potencia, después la señal modulada pasa en el inversor monofásico a través de los transistores de potencia en cada línea, posteriormente continuó en la etapa de filtrado donde se utilizó una inductancia ( $L = 2mH$ ) como filtro pasivo y con el objetivo de atenuar las distorsiones de la señal del voltaje de salida para una carga tipo resistiva ( $R = 40W$ ), luego pasó a la etapa de control mediante una retroalimentación con la finalidad de mitigar el error en la señal del voltaje de salida utilizando un algoritmo de control PI clásico y no lineal y por último se evaluó el (%THD) de la señal retroalimentada. Para ello se realizó tres escenarios donde el primero consistió en contar con una fuente invariante en el tiempo de 150  $v_{cd}$  y a la salida obtener el valor de referencia donde se aplicó el controlador PI clásico mediante la ecuación (3.15) sin considerar la ganancia derivativa, en el segundo

consistió en implementar el mismo controlador pero el único cambio se colocó una bloque que generó perturbaciones a la entrada del sistema y el último se utilizó el controlador PI no lineal mediante las ecuaciones (3.42) y (3.43) y utilizando las características similares que en el escenario 2.



**Figura 5.7.** Diagrama de bloques de un inversor monofásico aplicando un algoritmo control no convencional PI clásico en Matlab/Simulink.

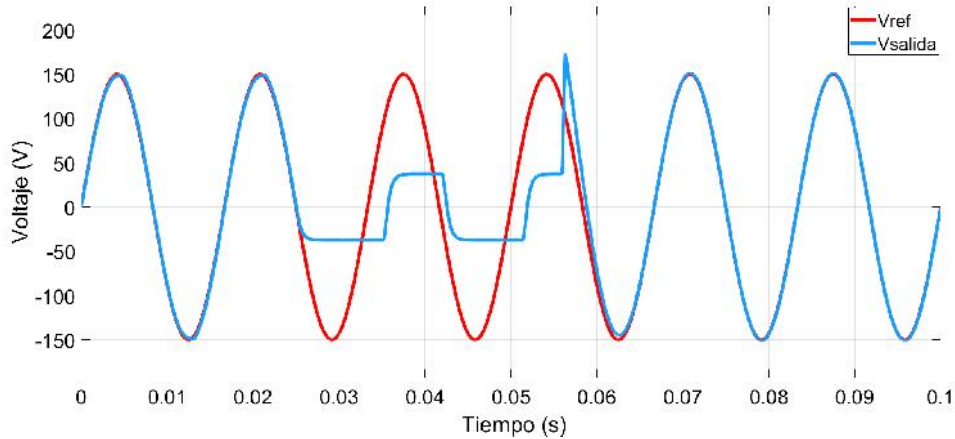
Para este diagrama de bloques se consideró analizarse los resultados obtenidos con las pruebas experimentales de una plataforma de arquitectura abierta para un inversor monofásico que se explicarán en el siguiente apartado y en conclusión se argumentarán los resultados del desempeño del sistema en lazo-cerrado. En la Figura 5.8 se muestra el desempeño de la señal de voltaje de salida con respecto a la referencia.



**Figura 5.8.** Voltaje de salida del diagrama de bloques de un inversor monofásico aplicando un controlador PI no lineal.

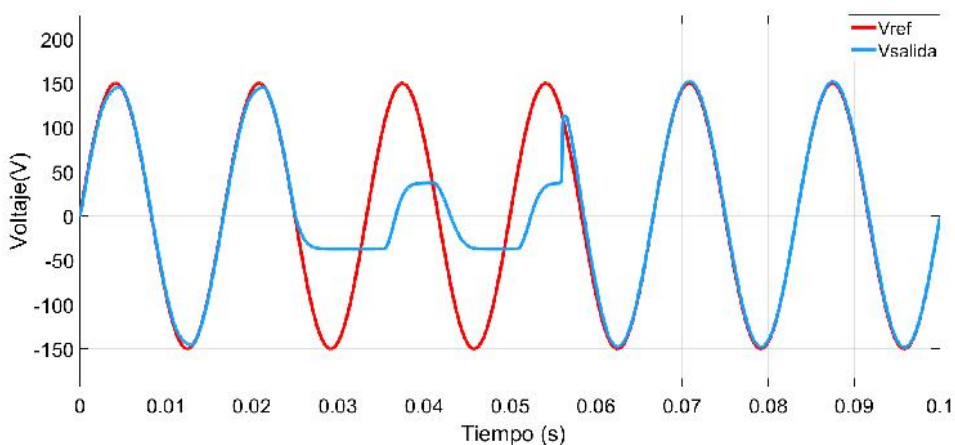
Donde presenta mínimas distorsiones en la señal en comparación con las pruebas mediante las técnicas de conmutación donde varía el voltaje pico-pico, además esta prueba se alimenta con un voltaje de entrada ( $v_{cd} = 150$ ) y se obtiene como resultado un voltaje pico-pico de  $V_{pico-pico} = (-150 + 150)$  aproximadamente y con un voltaje eficaz ( $v_{rms} = 122,5$ ). La corriente pico-pico se registró de  $I_{pico-pico} = (-2,1 + 2,1)$ , se registró un THD del 0.87 % y presentó mínimas distorsiones en la señal de salida. El valor de las ganancias para el controlador PI clásico se estableció de manera empírica y se obtuvo valores en ( $k_p=0.2$ ) y ( $k_i= 80$ ) obteniendo un tiempo de convergencia aceptable, aunque al aplicar perturbaciones a la entrada del sistema se mostró un tiempo de convergencia insatisfactorio como se muestra en la Figura 5.9 donde se generó una caída de voltaje

hasta  $50 v_{dcd}$  y después se elevó a  $200 v_{cd}$ . Observando la dinámica de la señal de salida del sistema se apreció un desfase en la señal de referencia con respecto a la señal de salida y un voltaje pico de  $178 v_{ca}$  a un intervalo de tiempo de  $0.0040$  s y generando THD del  $0.97\%$  un siendo una dinámica lenta y ya aplicado a un sistema podría afectar su vida útil.



**Figura 5.9.** Tiempo de convergencia de un controlador PI clásico perturbado a la entrada de un inversor monofásico.

Es por ello fundamental destacar la ventaja de implementarse un algoritmo de control no convencional que se caracteriza por ser robusto ante variaciones en el voltaje de entrada y fueron manipulados por una fuente de voltaje variable. El controlador aplicado se caracteriza por ser variables los parámetros de saturación y debido a esta ventaja el desempeño del sistema fue satisfactorio donde se evaluó el (%THD) teniendo un valor de  $0.35\%$  y cumpliendo con los estándares de calidad de la energía respecto a la norma IEEE-1992-519 como se observa en la Figura 5.10.



**Figura 5.10.** Tiempo de convergencia de un controlador PI no lineal perturbado a la entrada de un inversor monofásico.

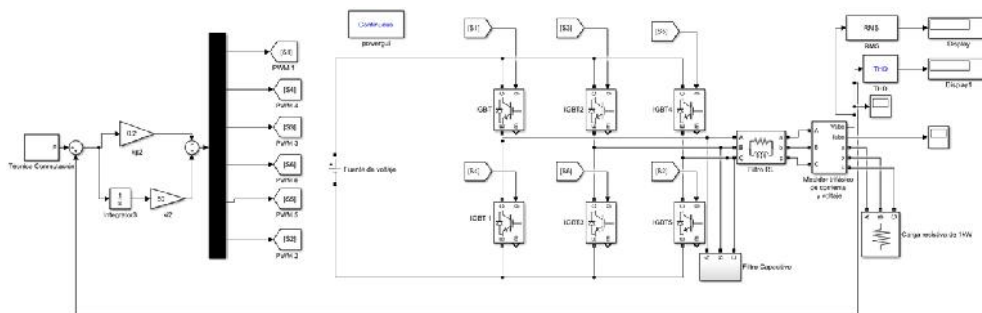
Las características de las perturbaciones en este escenario son similares al anterior pero el tiempo de convergencia para alcanza el valor de referencia se obtiene en un intervalo de tiempo de  $0.0002$  s demostrando que los parámetros variables ( $B$ ,  $\mu$  y  $d$ ) de las ganancias ( $k_p$ ) y ( $k_i$ ) minimizan el comportamiento no lineal del sistema. Los valores de los parámetros variables se sintonizaron de manera empírica obteniendo valores en la ganancia proporcional de ( $B=0.4$ ,  $\mu=0.1$  y  $d=3$ ). Para la ganancia integral se consideraron



los siguientes valores ( $B=10$ ,  $\mu=0.1$  y  $d=6$ ). También se registró un voltaje pico-pico de  $V_{pico-pico} = (-150 + 150)$  aproximadamente y con un voltaje eficaz ( $v_{rms} = 119,8$ ). La corriente pico-pico se registró de  $I_{pico-pico} = (-2,3 + 2,3)$

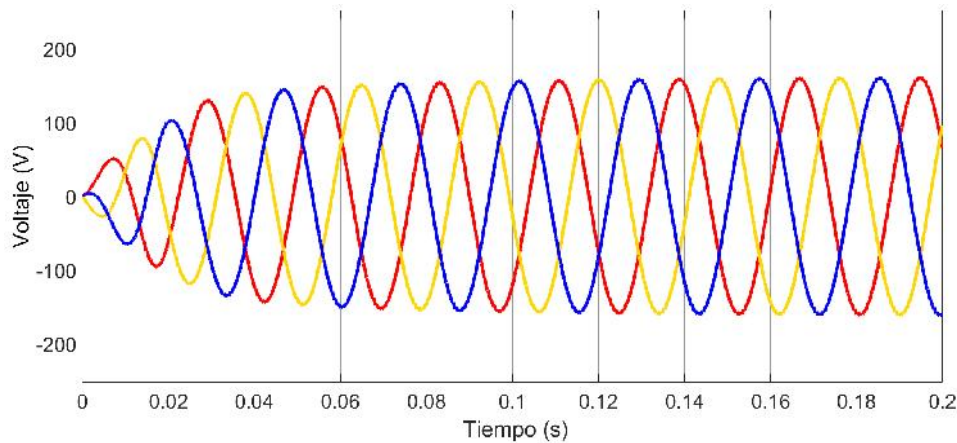
### 5.1.7. Simulación de un algoritmo de control no convencional para un inversor trifásico

Al implementar el algoritmo de control no convencional seleccionado en un diagrama de bloques para las pruebas a nivel simulación se consideraron 5 secciones : etapa de modulación, etapa de potencia, etapa de filtrado, etapa de control y etapa de evaluación de calidad de la energía. Se estableció dos escenarios de análisis, el primero consistió en suministrar mediante un fuente de voltaje (CD) ( $v_{cd} = 150$ ) de manera constante durante un intervalo de tiempo de (0.2 s) con la estructura del diagrama de bloques de la Figura 5.11. En el segundo escenario consistió en suministrar un voltaje de entrada ( $v_{cd} = 200$ ) después de (0.025 s) se realizó una caída de voltaje en la fuente (DC) hasta ( $v_{cd} = 50$ ) y posteriormente en (0.056 s) se aumentó a ( $v_{cd} = 400$ ), y con ello se generó una dinámica no lineal en el sistema.



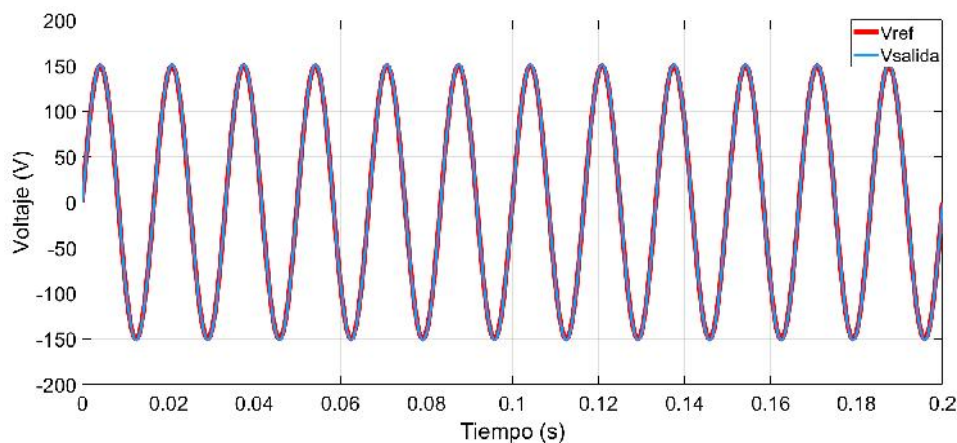
**Figura 5.11.** Diagrama de bloques de un inversor trifásico aplicando un algoritmo control no convencional PI clásico en Matlab/Simulink.

En el primer escenario mediante la suministración de voltaje de manera constante, en comparación de las pruebas con las técnicas de conmutación que presentan variaciones en la señal de voltaje; en la Figura 5.12 la señal de voltaje de salida trifásica muestra mínimas distorsiones en la señal y demostró un mejor desempeño considerando el sistema en lazo-cerrado al implementarse un controlador PI clásico de acuerdo a la ecuación (3.15). Las ganancias establecidas ( $k_p=0.5$ ) y ( $k_i=25$ ) fueron sintonizadas de manera empírica con la finalidad de alcanzar el valor de referencia de ( $v_{ca} = 150$ ). Para el algoritmo de control PI no lineal se estableció los parámetros variables de las ganancias ( $k_p$ ) como ( $B=0.7$ ,  $\mu=0.2$  y  $d=6$ ) y ( $k_i$ ) como ( $B=8$ ,  $\mu=0.4$  y  $d=4$ ); obteniendo un dinámica similar en el desempeño del sistema.



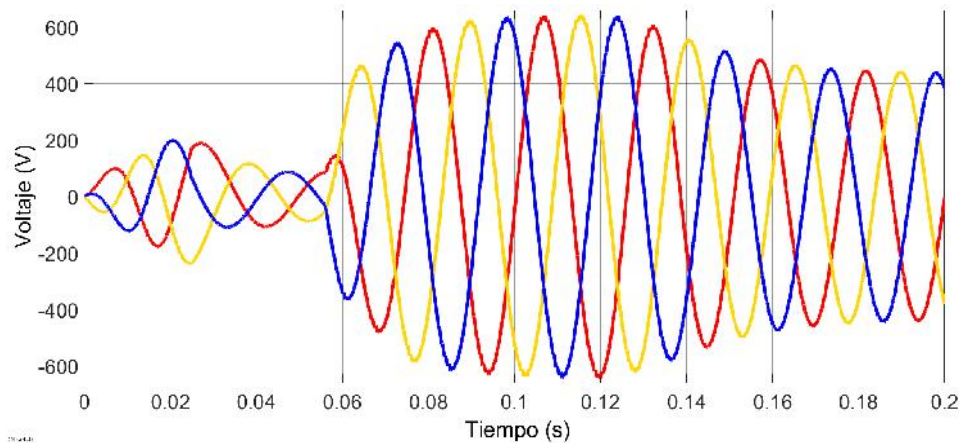
**Figura 5.12.** Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI clásico y no lineal en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje invariante en el tiempo.

Como resultados de este escenario se obtuvo un voltaje pico-pico de  $V_{pico-pico} = (-150 + 150)$  y la corriente pico-pico se obtuvo de un valor ( $I_{pico-pico} = (-2.35 + 2.35)$ ), además desfasados entre sí  $120^\circ$ , también se aprecia la resolución de la forma de cada señal por fase presenta mínimas distorsiones armónicas y además el THD resultó con un valor de 1 % para el controlador clásico en cambio para el controlador no lineal se obtuvo un valor de 0.3 %. Por lo tanto se analizó considerando una fase como se muestra en la Figura 5.13 para identificar el tiempo de convergencia del sistema donde se implementó con las mismas condiciones el controlador PI clásico y PI no lineal. Y se observó que la dinámica en un escenario con una fuente de voltaje de manera constante tanto el controlador clásico como el no lineal, resultó un comportamiento en su dinámica de manera similar y la señal de salida generada por el inversor monofásico sigue la señal de referencia.



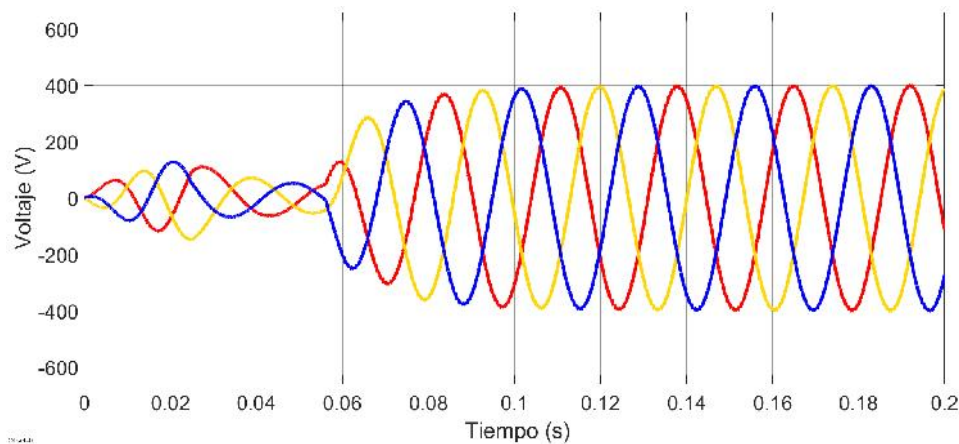
**Figura 5.13.** Señal de voltaje de salida trifásica analizando una fase e implementando un algoritmo de control PI clásico y no lineal en una fuente de voltaje de entrada invariante en el tiempo.

Ahora en el segundo escenario al implementarse un controlador PI clásico y sintonizando las ganancias ( $k_p=0.8$ ) y ( $k_i=75$ ) de manera empírica se obtuvo el siguiente resultados como se muestra la Figura 5.14 y siendo argumentada mediante la ecuación (3.15).



**Figura 5.14.** Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI clásico en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje variante en el tiempo.

El comportamiento de las señales trifásicas del sistema presentó un aumento excedente al momento de converger al valor de ( $v_{ca} = 400$ ) en el intervalo de tiempo de (0.06 s) a (0.14 s) registrando un voltaje aproximadamente de ( $v_{ca} = 600$ ). El valor del THD para evaluar la calidad de la energía mediante este rubro fue de 2.6 %. Por consiguiente se implementó el controlador PI no lineal con las condiciones similares en este escenario y el resultado de la dinámica en las señales trifásicas. El desempeño del sistema se registró un (%THD) del 0.62 % siendo un valor aceptable de acuerdo a la norma IEEE-1992-519 como se muestra en la Figura 5.15.



**Figura 5.15.** Señal de voltaje de salida trifásica implementando un algoritmo de control PI no lineal en un diagrama de bloques de un inversor trifásico en condición en la fuente de voltaje variante en el tiempo.

Ahora considerando las mismas características de operación se realizó una perturbación a la entrada del sistema suministrando un voltaje de entrada de  $200 v_{cd}$  y al 0.025 s se redujo el voltaje a  $50 v_{cd}$  y después en 0.056 s se elevó el voltaje a  $400 v_{cd}$  y se obtuvo un resultados como se muestra en la figura anterior, por lo tanto presentó un retardo para converger al valor de referencia. En este escenario se observó un retardo en la dinámica del sistema en un intervalo de tiempo de 0.08 s y se registró un THD del 0.97 %. Las ganancias establecidas para los dos escenarios expuestos fueron de ( $k_p=0.8$ ) y ( $k_i=55$ ) y el método de sintonización fue de manera empírica. Por último se planteó el escenario de

aplicar el controlador PI no lineal siendo sintonizado de manera empírica y se estableció los valores de los parámetros variables como ( $B=0.6$ ,  $\mu=0.2$  y  $d=4$ ) resultó un voltaje eficaz ( $v_{rms} = 193,7$ ) donde en el intervalo de tiempo 0.03 s aproximadamente la señal se estabiliza, también se registró una corriente de pico a pico  $I_{pico-pico} = (-2,35 + 2,35)$  y teniendo un valor del THD 0.31 %. Ahora después de mencionar los resultados a nivel simulación considerando al sistema en lazo-abierto y lazo-cerrado, a continuación se explicará los resultados mediante pruebas experimentales a partir de un prototipo de arquitectura abierta de un inversor monofásico y evaluando su desempeño.

### 5.2. Pruebas experimentales de un inversor monofásico

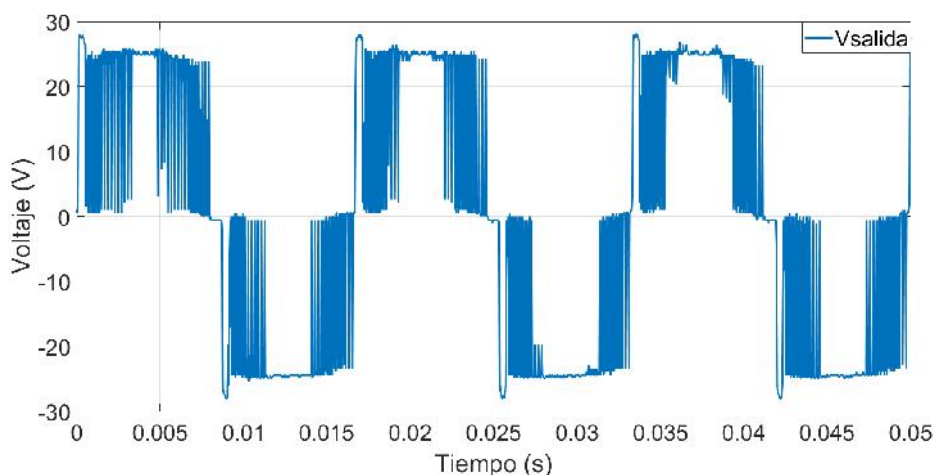
Como segunda etapa del trabajo de investigación se desarrolló las pruebas a nivel experimental mediante una plataforma de arquitectura abierta de un inversor monofásico con el objetivo de evaluar el desempeño de la calidad de energía del sistema en dos fases: lazo-abierto y lazo-cerrado. La implementación en esta etapa de un inversor monofásico se justifica debido a que en este trabajo de investigación no se compromete a realizar el diseño y construcción de un inversor trifásico, sin embargo se realizó el análisis a nivel simulación; en cuanto a nivel experimental se optó por diseñar y construir un prototipo de un inversor monofásico debido que el funcionamiento es de manera similar que una topología trifásica. Enseguida se expone los resultados conseguidos en el desempeño del prototipo en las dos fases ya mencionadas.

#### 5.2.1. Implementación de un algoritmo senoidal en lazo-abierto para un inversor monofásico

Por consiguiente se realizaron pruebas experimentales donde el PWM es variable y diferente a los escenarios anteriormente mencionados en el principio de funcionamiento en el capítulo 4, con un ciclo útil del 50 % y 100 % de acuerdo con la ecuación (5.1):

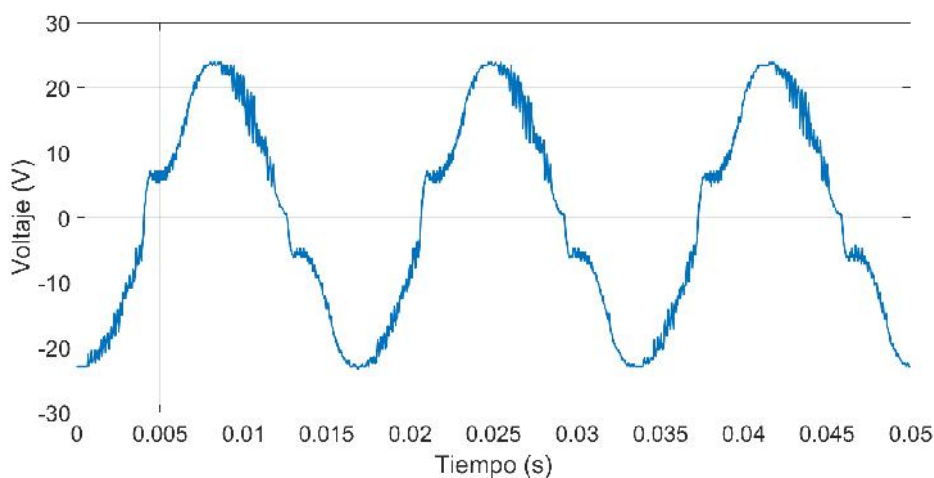
$$PWM = (K)sen(2\pi f_d t) \quad (5.1)$$

Donde  $K$  representa la magnitud y  $f_d$  es la frecuencia deseada de la señal de referencia. En este caso  $f_d = 60$  Hz y  $K = 255$  debido a que la resolución del PWM generado por la tarjeta Arduino uno es de 2 bytes, lo cual implica que el valor de 255 representa el 100 % del ancho de pulso. En consecuencia  $PWM \in [-255, 255]$ . En la Figura 5.16, donde se implementó los fundamentos teóricos de la técnica de conmutación senoidal a una frecuencia nominal de operación y a un PWM variable, por lo tanto, se obtuvo un  $V_{pico-pico}$  de 24V, un  $V_{RMS}$  de 18 V a la salida de la etapa de potencia, pero, para mejorar la señal se implementó un filtro pasivo, es decir, una inductancia de  $2mH$ .



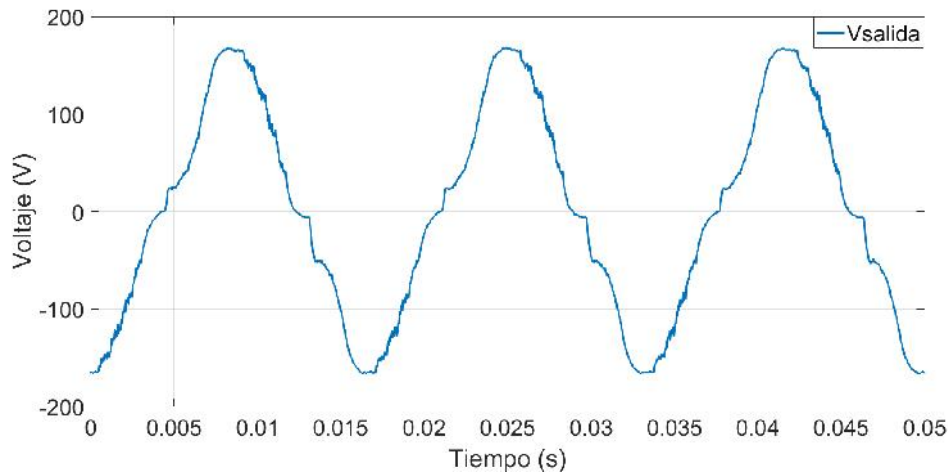
**Figura 5.16.** Señal de salida alterna generada por el driver VNH5019 sin la etapa de filtrado.

Es por ello que al implementar el filtro pasivo, nos permite atenuar el espectro armónico en la señal de salida, al limitar la corriente en el sistema y presenta una ligera caída de voltaje; entonces, como se observa en la Figura 5.17, se describe una señal senoidal con ligeros aspectos de rizado y repercute a la calidad de la energía, para ello al implementar un algoritmo de control, se establece que las afectaciones armónicas se disminuyan y mejora la señal generada.



**Figura 5.17.** Señal de salida alterna generada por el driver VNH5019 y aplicando una etapa de filtrado mediante una inductancia de 2 mH.

Finalmente se realizó la medición en la sección del transformador eléctrico como se muestra en la Figura 5.18, donde aumenta el voltaje en la señal de salida, para la etapa de potencia y además al presentar un componente con aspectos de filtro pasivo, atenúa la señal y disminuye el espectro de armónicos a la salida del prototipo, cabe destacar que el resultado experimental obtenido es en lazo-abierto. Posteriormente se implementará el controlador para analizar la mejora en el desempeño del dispositivo.



**Figura 5.18.** Señal alterna amplificada mediante un transformador eléctrico de 24 V a 10 A.

Los resultados que se obtuvieron debido al criterio de la calidad de la energía a evaluar con las características de operación nominal explicados en la sección anterior se ilustran en la Tabla 5.2.

**Tabla 5.2.** Resultados obtenidos respecto a la calidad de la energía.

Dispositivos	%THD
Inversor monofásico comercial de 200W	31.5
Inversor monofásico prototipo 240 W	13.5
Red eléctrica	1.1

La prueba experimental se implementó un transformador de 24 V a 10 A que se describió en la sección anterior, realizando mediciones cada segundo con un medidor Fluke para la calidad de la energía con un intervalo de tiempo de una hora, y el resultado obtenido fue de 13.5 %, un valor aproximadamente cercano respecto a la normativa. Por último se realizó una prueba experimental de un inversor comercial de 240 W, realizando mediciones cada segundo con un medidor Fluke para la calidad de la energía con un intervalo de tiempo de una hora, y el resultado obtenido fue de 31.5 %. De manera general, el desempeño del prototipo evaluado, se aproxima al valor indicado respecto a la normativa y además de generar una señal de salida con características de control automatizado o en lazo cerrado, son aspectos importantes en la operación nominal del convertidor electrónico; con el objetivo de reducir el error en la salida del sistema e implementando un algoritmo de control.

# Conclusiones y trabajos a futuro

---

## 6.1. Conclusión general

La implementación de un algoritmo de control validó la mejora del desempeño en el sistema bajo el concepto de lazo-cerrado. La técnica que mostró un mejor desempeño al evaluarse el THD a nivel simulación fue la modulación vectorial y obtuvo un 1.1 %. Sin embargo cabe resaltar que las condiciones del voltaje de entrada fueron invariantes en el tiempo, sin embargo al presentar perturbaciones en la señal de entrada se registró afectaciones en la señal de salida.

Para ello fue necesario implementarse algoritmos de control que a nivel simulación en una topología trifásica demostró de acuerdo a la Figura 5.14 al presentar en la entrada del sistema variaciones este presenta cambios en el tiempo de convergencia, donde se observó un voltaje pico excedente al valor deseado ( $v_{ca} = -150+150$ ) debido a que el controlador PI clásico no considera dinámicas no lineales y por consecuencia presentó un retraso de 0.004 (s) al momento de converger al valor de referencia. En cambio en la Figura 5.15 al considerar la selección del algoritmo de control no convencional PI no lineal, de acuerdo a las ecuaciones (3.42) y (3.43) se obtuvo un mejor desempeño debido a la robustez que presenta los parámetros variables de las ganancias de los controladores, por consiguiente los cambios abruptos en condiciones de operación del escenario 2 no presentó afectaciones y suprimió el voltaje pico que mostró el control PI clásico. Además de converger al valor deseado en un tiempo de convergencia de 0.006 (s). A nivel experimental se evaluó el THD con un medidor Fluke de calidad de la energía a la plataforma de arquitectura abierta de 240 W, durante un tiempo de una hora y un tiempo de muestreo de 1 (s). El resultado en lazo-abierto fue insatisfactorio debido a que se registró un THD del 13.5 % y por ende no cumple con la normativa establecida en la IEEE 519-1992.

Sin embargo al implementarse en lazo-cerrado mediante el algoritmo de control PI clásico mejoró el desempeño del sistema a nivel simulación para la topología monofásica, donde se planteó un escenario en que el voltaje de entrada es variable y se registró un resultado satisfactorio con un THD del 0.97 %. En cuanto a la aplicación del algoritmo de control PI no lineal a comparación del controlador anterior demostró un mejor desempeño y se obtuvo un THD del 0.35 % de manera que cumpla con el valor establecido en la norma ya mencionada. Para la topología trifásica se obtuvo un resultado satisfactorio en un escenario similar como la topología anteriormente mencionada con un THD para el controlador PI clásico de 2.6 % y utilizando el algoritmo de control PI no lineal se registró una mejora al obtener un THD del 0.97 %. Entonces debido a la robustez del algoritmo de control no convencional en comparación con el controlador convencional PI clásico.

## 6.2. Trabajos a futuro

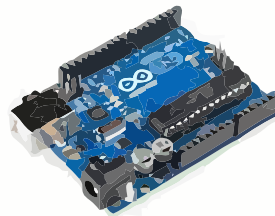
De acuerdo a lo alcanzado se propone desarrollar ciertas áreas de investigación con la finalidad de complementar este trabajo continuando con los siguiente puntos:

- Desarrollar el análisis de estabilidad del modelo matemático de un inversor monofásico y trifásico.
- Diseñar y construir un inversor monofásico o trifásico de una potencia de operación diferente a la desarrollada.
- Implementar métodos de sintonización con la finalidad de realizar un ajuste fino a la ganancias del algoritmo de control.
- Diseñar la etapa de filtrado de acuerdo con la potencia nominal.
- Aplicar cargas tipo inductivo y capacitivo para analizar su dinámica.
- Programar en un microcontrolador diferente a arduino, con la finalidad de procesar la transferencia de datos de manera rápida al momento de implementar una técnica de contmuación o un algoritmo de control.
- Considerar el THD de la corriente de salida del sistema.



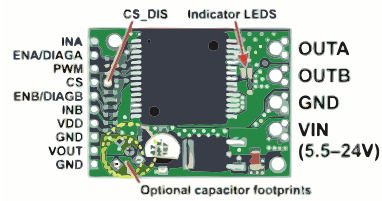
### A.1. Componentes electrónicos

En la Figura A.1 se muestra los elementos que constituye a la plataforma arduino, esta placa posee entradas y salidas de señales analógicas y digitales, también cuenta con un botón de reseteo.



**Figura A.1.** Plataforma Arduino Uno.

Además tiene 14 pines digitales para entradas y salidas de los cuales, 6 puertos se pueden implementar como salida PWM, y 6 para entradas analógicas, con un intervalo de operación de 0 - 5 V. En cuanto a los pines de voltajes, estos operan de 3.3 V y 5 V, también posee 2 pines de tierra. Dentro del microcontrolador Atmel328P, tiene una capacidad máxima de 32Kb de memoria (solo 2Kb de ellos son de RAM en los que se puede guardar las variables del programa). Otros elementos importantes que contiene esta plataforma es que, tiene 3 temporizadores: uno de 16 bits y dos de 8 bits cada uno. Para el lenguaje de programación se implementó Arduino IDE, este consiste en un programa que funciona con lenguaje C, lo que permite el enlace de las órdenes del programador y el hardware. Para la etapa de potencia se utilizó el driver Polulo Dual VNH5019 como se ilustra en la Figura A.2, es un controlador bidireccional de alta potencia compatible con Arduino. La placa cuenta con dos integrados VNH5019 que pueden operar desde 5 V - 24 V, entregando corrientes continuas de 30 A por canal, y soportar picos de corriente de hasta 60 A mediante configuraciones especiales. Estos drivers pueden entregar una corriente de 12 A de forma continua, además en la etapa de control, debe ser alimentado con un voltaje de 3.3 - 5 V; y requiere también de una señal PWM que puede tener una frecuencia operación de hasta 20 kHz y dos pines digitales de dirección, los cuales deben estar en niveles lógicos opuestos para que la señal de salida se genere en sentido opuesto. También cuenta con un pin de salida analógica, que entrega un voltaje proporcional a la corriente demandada en la etapa de potencia del controlador. El sensor de corriente de este dispositivo entrega 140 mV por Ampere.



**Figura A.2.** Driver Puente H, etapa de potencia.

Para la implementación en dispositivos de potencia, la integridad del equipo es primordial, es por esto que, además de las ventajas en el desempeño del driver, se considera los aspectos de robustez y a continuación se mencionan en los siguiente puntos:

- Protección contra voltaje en sentido opuesto de hasta 16 V en corriente continua.
- Soporta picos de voltaje en la etapa de potencia de hasta 40 V en corriente continua.
- Apagado automático por sobre voltaje o voltaje bajo.
- Apagado automático por sobre temperatura.
- Protección de corto a tierra y corto a voltaje.

En la Figura A.3-A.7, se muestra las características de operación del driver VNH5019 utilizado como puente H y en la Figura A.8 y A.9 se ilustra las características de operación del interruptor de potencia MOSFET IRFZ44N.



## VNH5019A-E

### Automotive fully integrated H-bridge motor driver

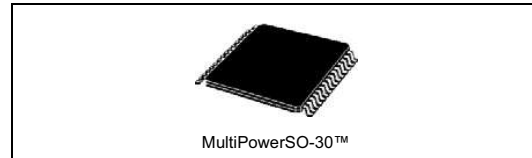
#### Features

Type	$R_{DS(on)}$	$I_{out}$	$V_{CCmax}$
VNH5019A-E	18 m typ (per leg)	30 A	41 V

- ECOPACK<sup>®</sup>: lead free and RoHS compliant
- Automotive Grade: compliance with AEC guidelines
- Output current: 30 A
- 3 V CMOS compatible inputs
- Undervoltage and overvoltage shutdown
- High-side and low-side thermal shutdown
- Cross-conduction protection
- Current limitation
- Very low standby power consumption
- PWM operation up to 20 khz
- Protection against:
  - Loss of ground and loss of  $V_{CC}$
- Current sense output proportional to motor current
- Charge pump output for reverse polarity protection
- Output protected against short to ground and short to  $V_{CC}$

#### Description

The VNH5019A-E is a full bridge motor driver intended for a wide range of automotive applications. The device incorporates a dual monolithic high-side drivers and two low-side switches. The high-side driver switch is designed using STMicroelectronics' well known and proven proprietary VIPower<sup>®</sup> M0 technology that allows to efficiently integrate on the same die a true



Power MOSFET with an intelligent signal/protection circuit.

The three dice are assembled in MultiPowerSO-30 package on electrically isolated lead-frames. This package, specifically designed for the harsh automotive environment offers improved thermal performance thanks to exposed die pads. The input signals  $IN_A$  and  $IN_B$  can directly interface to the microcontroller to select the motor direction and the brake condition.

The  $DIAG_A/EN_A$  or  $DIAG_B/EN_B$ , when connected to an external pull-up resistor, enable one leg of the bridge. They also provide a feedback digital diagnostic signal. The CS pin allows to monitor the motor current by delivering a current proportional to its value when CS\_DIS pin is driven low or left open. The PWM, up to 20 KHz, lets us to control the speed of the motor in all possible conditions. In all cases, a low-level state on the PWM pin turns-off both the  $LS_A$  and  $LS_B$  switches. When PWM rises to a high-level,  $LS_A$  or  $LS_B$  turn-on again depending on the input pin state.

Output current limitation and thermal shutdown protects the concerned high-side in short to ground condition.

The short to battery condition is revealed by the overload detector or by thermal shutdown that latches off the relevant low-side.

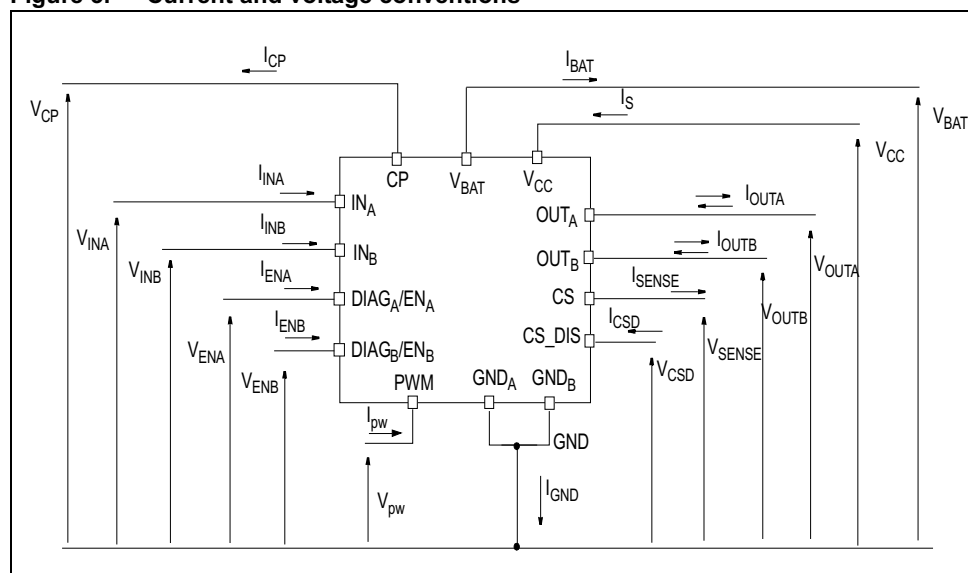
Active  $V_{CC}$  pin voltage clamp protects the device against low energy spikes in all configurations for the motor.

CP pin provides the necessary gate drive for an external n-channel PowerMOS used for reverse polarity protection.

**Figura A.3.** Características de driver VNH5019 hoja 1.

## 2 Electrical specifications

Figure 3. Current and voltage conventions



### 2.1 Absolute maximum ratings

Stressing the device above the rating listed in the “absolute maximum ratings” table may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operating sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability. Refer also to the STMicroelectronics SURE program and other relevant quality document.

Table 4. Absolute maximum rating

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>BAT</sub>	Maximum battery voltage <sup>(1)</sup>	-16	V
		+41	V
V <sub>CC</sub>	Maximum bridge supply voltage	+ 41	V
I <sub>max</sub>	Maximum output current (continuous)	30	A
I <sub>R</sub>	Reverse output current (continuous)	-30	A
I <sub>IN</sub>	Input current (IN <sub>A</sub> and IN <sub>B</sub> pins)	+/- 10	mA
I <sub>EN</sub>	Enable input current (DIAG <sub>A</sub> /EN <sub>A</sub> and DIAG <sub>B</sub> /EN <sub>B</sub> pins)	+/- 10	mA
I <sub>pw</sub>	PWM input current	+/- 10	mA
I <sub>CP</sub>	CP output current	+/- 10	mA
I <sub>CS_DIS</sub>	CS_DIS input current	+/- 10	mA

## 2.3 Electrical characteristics

Values specified in this section are for  $8\text{ V} < V_{CC} < 21\text{ V}$ ,  $-40\text{ °C} < T_j < 150\text{ °C}$ , unless otherwise specified.

**Table 6. Power section**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{CC}$	Operating bridge supply voltage		5.5		24	V
$I_S$	Supply current	OFF-state with all fault cleared and $EN_x = 0\text{ V}$ (standby): $IN_A = IN_B = PWM = 0$ ; $T_j = 25\text{ °C}$ ; $V_{CC} = 13\text{ V}$ $IN_A = IN_B = PWM = 0$ OFF-state (no standby): $IN_A = IN_B = PWM = 0$ ; $EN_x = 5\text{ V}$		10	15 60	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
		ON-state: $IN_A$ or $IN_B = 5\text{ V}$ , no PWM $IN_A$ or $IN_B = 5\text{ V}$ , PWM = 20 kHz		4	8 8	$\text{mA}$ $\text{mA}$
$R_{ONHS}$	Static high-side resistance	$I_{OUT} = 15\text{ A}$ ; $T_j = 25\text{ °C}$		12.0		m
		$I_{OUT} = 15\text{ A}$ ; $T_j = -40\text{ °C}$ to $150\text{ °C}$			26.5	
$R_{ONLS}$	Static low-side resistance	$I_{OUT} = 15\text{ A}$ ; $T_j = 25\text{ °C}$		6.0		m
		$I_{OUT} = 15\text{ A}$ ; $T_j = -40\text{ °C}$ to $150\text{ °C}$			11.5	
$V_f$	High-side free-wheeling diode forward voltage	$I_f = 15\text{ A}$ , $T_j = 150\text{ °C}$		0.6	0.8	V
$I_{L(off)}$	High-side OFF-state output current (per channel)	$T_j = 25\text{ °C}$ ; $V_{OUTX} = EN_x = 0\text{ V}$ ; $V_{CC} = 13\text{ V}$			3	$\mu\text{A}$
		$T_j = 125\text{ °C}$ ; $V_{OUTX} = EN_x = 0\text{ V}$ ; $V_{CC} = 13\text{ V}$			5	

**Table 7. Logic inputs ( $IN_A$ ,  $IN_B$ ,  $EN_A$ ,  $EN_B$ , PWM, CS\_DIS)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{IL}$	Low-level input voltage	Normal operation (DIAG <sub>X</sub> /EN <sub>X</sub> pin acts as an input pin)			0.9	V
$V_{IH}$	High-level input voltage	Normal operation (DIAG <sub>X</sub> /EN <sub>X</sub> pin acts as an input pin)	2.1			V
$I_{INL}$	Low-level input current	$V_{IN} = 0.9\text{ V}$	1			$\mu\text{A}$
$I_{INH}$	High-level input current	$V_{IN} = 2.1\text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
$V_{IHYST}$	Input hysteresis voltage	Normal operation (DIAG <sub>X</sub> /EN <sub>X</sub> pin acts as an input pin)	0.15			V

Figure 2. Configuration diagram (top view)

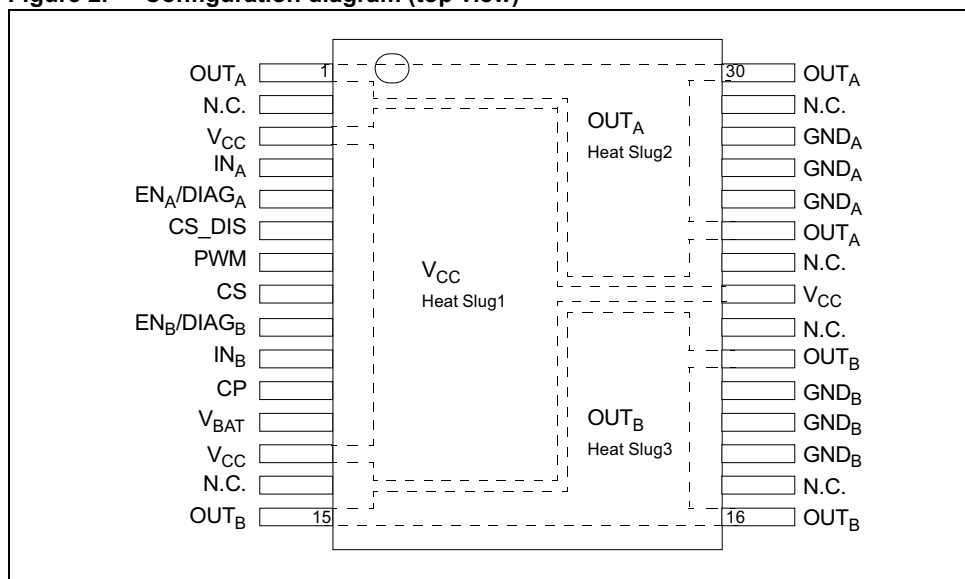


Table 1. Suggested connections for unused and not connected pins

Connection / pin	Current sense	N.C.	OUTx	INPUTx, PWM DIAGx/ENx CS_DIS
Floating	Not allowed	X	X	X
To ground	Through 1 k resistor	X	Not allowed	Through 10 k resistor

Table 2. Pin definitions and functions

Pin	Symbol	Function
1, 25, 30	OUT <sub>A</sub> , Heat Slug2	Source of high-side switch A / drain of low-side switch A, power connection to the motor
2,14,17, 22, 24,29	N.C.	Not connected
3, 13, 23	V <sub>CC</sub> , Heat Slug1	Drain of high-side switches and connection to the drain of the external PowerMOS used for the reverse battery protection
12	V <sub>BAT</sub>	Battery connection and connection to the source of the external PowerMOS used for the reverse battery protection
5	EN <sub>A</sub> /DIAG <sub>A</sub>	Status of high-side and low-side switches A; open drain output. This pin must be connected to an external pull-up resistor. When externally pulled low, it disables half-bridge A. In case of fault detection (thermal shutdown of a high-side FET or excessive ON-state voltage drop across a low-side FET), this pin is pulled low by the device (see Table 13: Truth table in fault conditions (detected on OUT <sub>A</sub> ))

Electrical specifications

VNH5019A-E

**Table 7. Logic inputs (IN<sub>A</sub>, IN<sub>B</sub>, EN<sub>A</sub>, EN<sub>B</sub>, PWM, CS\_DIS) (continued)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>ICL</sub>	Input clamp voltage	I <sub>IN</sub> = 1 mA	5.5	6.3	7.5	V
		I <sub>IN</sub> = -1 mA	-1.0	-0.7	-0.3	
V <sub>DIAG</sub>	Enable low-level output voltage	Fault operation (DIAG <sub>X</sub> /EN <sub>X</sub> pin acts as an output pin); I <sub>EN</sub> = 1 mA			0.4	V

**Table 8. Switching (V<sub>CC</sub> = 13 V, R<sub>LOAD</sub> = 0.87 Ω, T<sub>j</sub> = 25 °C)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
f	PWM frequency		0		20	kHz
t <sub>d(on)</sub>	HSD rise time	Input rise time < 1 μs (see Figure 9)			250	μs
t <sub>d(off)</sub>	HSD fall time	Input rise time < 1 μs (see Figure 9)			250	μs
t <sub>r</sub>	LSD rise time	(see Figure 8)		1	2	μs
t <sub>f</sub>	LSD fall time	(see Figure 8)		1	2	μs
t <sub>DEL</sub>	Delay time during change of operating mode	(see Figure 7)	200	400	1600	μs
t <sub>rr</sub>	High-side free wheeling diode reverse recovery time	(see Figure 10)		110		ns
I <sub>RM</sub>	Dynamic cross-conduction current	I <sub>OUT</sub> = 15 A (see Figure 10)		2		A

**Table 9. Protection and diagnostic**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
V <sub>USD</sub>	V <sub>CC</sub> undervoltage shutdown			4.5	5.5	V
V <sub>USDhyst</sub>	V <sub>CC</sub> undervoltage shutdown hysteresis			0.5		V
V <sub>OV</sub>	V <sub>CC</sub> overvoltage shutdown		24	27	30	V
I <sub>LIM_H</sub>	High-side current limitation		30	50	70	A
I <sub>SD_LS</sub>	Low-side shutdown current		70	115	160	A
V <sub>CLPHS</sub> <sup>(1)</sup>	High-side clamp voltage (V <sub>CC</sub> to OUT <sub>A</sub> = 0 or OUT <sub>B</sub> = 0)	I <sub>OUT</sub> = 15 A	43	48	54	V
V <sub>CLPLS</sub> <sup>(1)</sup>	Low-side clamp voltage (OUT <sub>A</sub> = V <sub>CC</sub> or OUT <sub>B</sub> = V <sub>CC</sub> to GND)	I <sub>OUT</sub> = 15 A	27	30	33	V
T <sub>TSD</sub> <sup>(2)</sup>	Thermal shutdown temperature	V <sub>IN</sub> = 2.1 V	150	175	200	°C

**Figura A.7. Características de driver VNH5019 hoja 5.**

**isc N-Channel MOSFET Transistor**

**IRFZ44N**

**FEATURES**

- Drain Current  $-I_D=49A@ T_c=25^\circ C$
- Drain Source Voltage-  
 $V_{DSS}= 55V(\text{Min})$
- Static Drain-Source On-Resistance  
 $R_{DS(on)} = 0.032 \Omega (\text{Max})$
- Fast Switching

**DESCRIPTION**

- Designed for low voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and power motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS( $T_a=25^\circ C$ )**

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$V_{DSS}$	Drain-Source Voltage	55	V
$V_{GS}$	Gate-Source Voltage-Continuous	$\pm 20$	V
$I_D$	Drain Current-Continuous	49	A
$I_{DM}$	Drain Current-Single Pluse ( $t_p \leq 10 \mu s$ )	160	A
$P_D$	Total Dissipation @ $T_c=25^\circ C$	94	W
$T_J$	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ C$
$T_{stg}$	Storage Temperature	-55~175	$^\circ C$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

SYMBOL	PARAMETER	MAX	UNIT
$R_{th j-c}$	Thermal Resistance, Junction to Case	1.5	$^\circ C/W$
$R_{th j-a}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	62	$^\circ C/W$

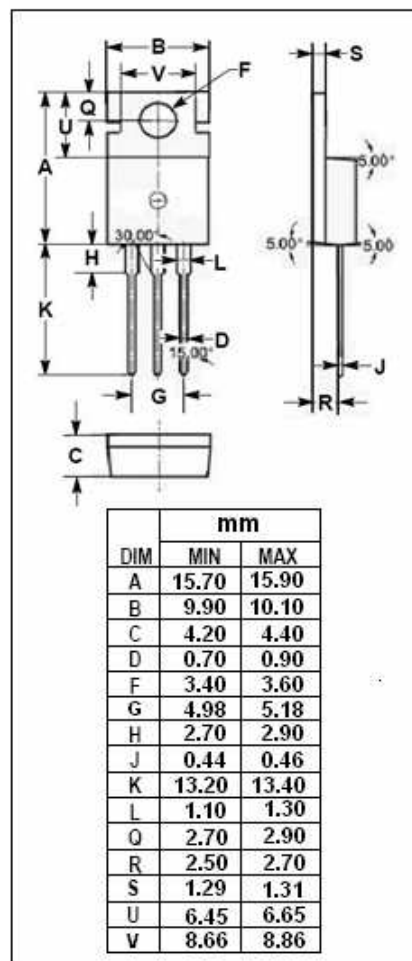
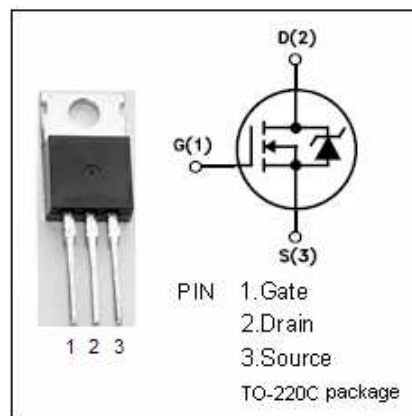


Figura A.8. Características de transistor IRFZ44N hoja 1.



INCHANGE Semiconductor

isc Product Specification

**isc N-Channel MOSFET Transistor**

**IRFZ44N**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$T_C=25^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS}= 0; I_D= 0.25\text{mA}$	55		V
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS}= V_{GS}; I_D= 0.25\text{mA}$	2	4	V
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-Resistance	$V_{GS}= 10\text{V}; I_D= 25\text{A}$		0.032	$\Omega$
$I_{GSS}$	Gate-Body Leakage Current	$V_{GS}= \pm 20\text{V}; V_{DS}= 0$		$\pm 100$	nA
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS}= 55\text{V}; V_{GS}= 0$ $V_{DS}= 55\text{V}; V_{GS}= 0; T_J= 150^{\circ}\text{C}$		25 250	$\mu\text{A}$
$V_{SD}$	Forward On-Voltage	$I_S= 25\text{A}; V_{GS}= 0$		1.3	V

•

isc website: [www.iscsemi.cn](http://www.iscsemi.cn)

2

**Figura A.9.** Características de transistor IRFZ44N hoja 2.

# Bibliografía

---

- [1] H. J. Zapata, O. V. González, L. C. Romero, H. Hernando Herrera, C. Valles, O. Báez, Formulación de un plan de desarrollo para las fuentes no convencionales de energía en Colombia, CORPOEMA, Medellín Colombia, Vol.2, Diciembre 2010.
- [2] Algarín, C.R., Llanos, A.P. Castro, An analytic hierarchy process based approach for evaluating renewable energy sources, International Journal of Energy Economics and Policy, Vol. 7, pp. 38-47, April 2017.
- [3] Bastianon R. A. Energía del Viento y Diseño de Turbinas Eólicas. Editorial Tiempo de Cultura, Buenos Aires, Vol.1, pp. 8-20, 2013.
- [4] Chompoo-Inwai, System Impact Study for the Interconnection of Wind Generation and Utility System, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, pp. 163-168, February 2005.
- [5] HAYASHI, T., LI, Y. and HARA, Wind Tunnel Tests on a Different Phase Three Stage Savonius Rotor, JSME International Journal Series ", vol. 48, pp.9-16, november 2005.
- [6] Kamoji, M., Kedare, S. and Prabhu, S. Experimental investigations on single stage modified Savonius rotor, Applied Energy, vol. 8, pp.1064-1073, May 2009.
- [7] LE GOURIERES D., Energía Eólica: Teoría, Concepción y Cálculo Práctico de las Instalaciones. Ed. Masson. Barcelona, Vol.2, pp. 13-18, 1982.
- [8] Herrero, N. C., Response of a Variable Speed Synchronous Wind Generator to Voltage Dips, Internal Publication Universidad Politécnica de Madrid, 2005.
- [9] Ortiz G, Marco A. Aplicación de Técnicas Probabilísticas al análisis de flujo de carga con generación distribuida de origen eólico, Caso Práctico: Sistema eléctrico isla de Margarita Caracas, Venezuela, 2007.
- [10] Compiler for Earth Policy Institute de Worldwatch Institute, Signposts, CD-Rom (Washington); Global Wind Energy Council, "Global Wind Power Continues Expansion, press release, 17 February, 2006.
- [11] Han Aoyang, Zhang Zhe, Yin Xianggen, The impact of Distributed Doubly Fed Induction Generator on Smart Distribution Grid Protection, International Conference on Modell in Identification and Control, Okayama Japan, pp. 71-75, July 2010.
- [12] Xing Zuoxia, Integration of Large Doublyfed Wind: Power Generator System into Grid, ICEM, Vol.11, pp.1000-1004, 2005.

- [13] Plasencia A. Breve, introducción a los sistemas de control de los aerogeneradores, Revista Control Cibernética y Automatización (CCA), pp.22-32, Quito Colombia, 2013.
- [14] Torres Valle A, Perdomo Ojeda M., Aplicación de Mantenimiento Centrado en la Confiabilidad a la Central Nuclear Embalse Nucleus, pp. 24-29, 2010.
- [15] G. Camacho, D. Lopez, J. Díaz y C. Gaviria, Caracterización de las técnicas de modulación Pulse Width Modulation (PWM) aplicadas a inversores trifásicos, Revista Epsilon, vol.19, España, pp.1-9, February 2012.
- [16] Giao Pajuelo V., Implementación de un sistema de mantenimiento predictivo de averías en el tren de potencia de un aerogenerador, Maestría en Mantenimiento Industrial y Técnicas de Diagnóstico, España, Universidad de Sevilla, Junio 2006.
- [17] Miguel Carrasco Herreros, Sistema para pruebas en laboratorio docente de técnicas de modulación PWM aplicadas a inversores trifásicos, Universidad de Alcalá, España, pp. 1-297, Agosto 2017.
- [18] S Kumar, D Ramya, N D Indira, R. Ashok, Design and analysis of single phase grid connected inverter, International Journal of Innovative Research in computer and communication Engineering, vol 3, Chennai, India, pp.1-8, 2015.
- [19] Ayoub Kavousi, Behrooz Vahidi, Reza Salehi, Mohammad Kazem Bakhshizadeh, Naeem Farokhnia, S. Hamid Fathi, "Application of the Bee Algorithm for Selective Harmonic Elimination Strategy in Multilevel Inverters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.27, pp. 1689-1696, April 2012.
- [20] R. Ekström, M. Leijon, "Lower order grid current harmonics for a voltage-source inverter connected to a distorted grid", Electr. Power Syst. Res., vol.106, Uppsala, Sweden, pp. 226-231, June 2014.
- [21] Zhenxing Liu, Guirong Fei, Zhen Chen, Simulation Study of Double Closed-loop SPWM Inverter Based on Fuzzy Neural Network, IEEE, Vol. 18, Nanjing, China, pp. 241-245, March 2018.
- [22] Po Li, Ruiyu Li, Xia Lin, Haifeng Feng, A Novel Model Predictive Control on Single Phase Inverters for Reducing THD, IEEE, vol.37, P.R. China, pp. 7455-7459, July 2018.
- [23] V. Tipsuwanporn, A. Charoen, A. Numsomran and K. Phipek , A Single-Phase PWM Inverter Controlling Base on PLL Technique, SICE, vol.11, Tokyo Japan, pp. 1178-1183, september 2011.
- [24] Sourav Karmakar, Tapas Roy, P.K. Sadhu and Shouvik Mondal, Analysis and Simulation of a New Topology of Single Phase Multi-level Inverter, IEEE, vol. 1, Bhubaneswar, India, pp. 1-6, september 2016.
- [25] Omar DIOURI, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI, Ahmed GAGA , Chakib ALAOUI, Control of single phase inverter using back-stepping in stand-alone mode, IEEE, vol. 2, Morocco, pp. 1-5, March 2019.

- [26] S. Behera, M.K. Behera, H. Majhi, F. Akram, Study of PWM Control Techniques for Single Phase Inverter with Variable DC Input, IEEE, vol.3, Burla India, pp. 811-816, March 2018.
- [27] B. Hemanth Kumar, Makarand M. Lokhande, Analysis of PWM techniques on Multilevel Cascaded H-Bridge Three Phase Inverter, Recent Developments in control, automatic & Power Engineering (RDCAPE), Vol.17, Nagpur India, pp. 465-470, April 2017.
- [28] Hsung-Hao Hsu, Ying-Yu Tzou, FPGA Control and Implementation of a Multiphase Interleaved PWM Inverter for a Segmented PMSM, IEEE PEDS, Vol. 15, pp. 224-230, June 2015.
- [29] Jose Luis Mata Ledesma, Oscar Carranza Castillo , Rubén Ortega González, Jaime José Rodríguez Rivas, Single-phase Standalone Inverter with an Integrated Control Structure, IEEE, vol.9, pp. 177-182, Ciudad de México.
- [30] BIN GUO, MEI SU, YAO SUN, HUI WANG, HANBING DAN, ZHONGTING TANG and BIN CHENG, A Robust Second-Order Sliding Mode Control for Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Voltage Source Inverter, IEEE, vol. 20, ,Changsha China, pp. 1-10, september 2019.
- [31] Xiaotian Wang, Xinmin Zhou, Haoran Wang, Optimizing PI Controller of the Single-Phase Inverter Based on FOA, IEEE, vol.2, Wuhan China, pp.151-155, January 2017.
- [32] Fernando U. Mariscal Castillo, Pánfilo R. Martínez Rodríguez, AMCA, vol. 4, San Luis Potosi México, pp. 430-435, October 2018, México.
- [33] Stefanos N. Manias, Power Electronics and Motor Drive Systems, Elsevier, Vol.I, pp. 271-499, United Kingdom, 2017.
- [34] Son Nguyen Thanh, Tuan Pham Van, Hoa Ha Xuan, Cong Nguyen The, Phi Pham Hung, Predictive Current Control of The Three-Phase Inverter In A Stand-Alone Wind Energy System, IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Vietnam, pp. 2437-2442, October 2016.
- [35] Buticchi, G., Barater, D., Lorenzani, E., Salati, A. Active Common-mode Filter for Photovoltaic Transformerless Inverters, In Proceedings of the IECON 2012—38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, Quebec Canada, pp. 5702–5707, October 2012.
- [36] Ned Mohan, Tore H. M. Undeland, William P. Robbins, Electrónica de potencia (Convertidores, aplicaciones y diseños), 3° edición, Mc Graw Hill, pp. 176-218, May 2009.
- [37] Martín Delgado Raúl, Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla , Universidad Carlos III de Madrid, pp. 5-12, Junio 2012.
- [38] Muhammad H. Rashid, Electrónica de potencia, circuito dispositivos y aplicaciones, Facultad de ingeniería eléctrica y computación, 3° edición, pp. 227-231, March 2004.

- [39] Calvo piña Esquivel Guido Hernan, Quimuña Llumiquinga Pedro Diego, Diseño e implementación de un controlador de velocidad de un motor monofásico utilizando la técnica de control mediante modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) de dos y tres niveles, Escuela politécnica nacional de Quito, pp. 18-29, Marzo 2011.
- [40] José Antonio Villarejo, Ampliación de electrónica de potencia, Universidad Politécnica de Cartagena, pp. 5-45, 2011
- [41] R. A. Mastromauro, M. Liserre, and T. Kerekes, A Single-Phase Voltage Controlled Grid Connected Photovoltaic System with Power Quality Conditioner Functionality. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 5, pp. 4436–4444, 2014.
- [42] Julián J. S. Llobregat, Ángel C. Lacruz, Vicente C. Calvo, Antonio C. Salvador, Control Automático: tiempo continuo y tiempo discreto, Departamento de Ingeniería en Sistemas y Automática, Editorial Reverté, 2º edición, Valencia España, pp. 39-64, October 2016
- [43] F. Javier Acevedo, Sistemas invariantes en el tiempo (sesión 2), Universidad de Alcalá, Alicante España, pp. 1-11, Octubre 2010.
- [44] Luis J. M. Mendoza, Sistemas en Tiempo Discreto, Procesamiento Digital de Señales Departamento de Maestría, Guanajuato México, pp. 1-24, 2011.
- [45] Pablo Zinemanas, Mauricio Ramos, Sistemas lineales invariantes en el tiempo, Centro Universitario Regional Este Sede Rocha Tecnólogo en Telecomunicaciones, Montevideo Uruguay, pp.1-48, July 2010.
- [46] Sergio D., Pascual C., José M. Sebastián, Agustín J. , Robótica Automática: control de espacio de estados, Departamento de Automática, Ingeniería Electrónica e Informática Industrial Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales Universidad Politécnica de Madrid, Editorial Pearson, 2º edición, Valencia España, pp. 3-64, December 2006.
- [47] Branislav Kisacanin, Gyan C. Agarwal, Linear Control Systems with solved problems and MATLAB examples, University of Illinois at Chicago, 1º edición, Chicago, Illinois, pp. 207-235, january 2001.
- [48] Harry L. Trentelman, Anton A. Stoorvogel, Malo Hautus, Control theory for linear systems, Research Institute of Mathematics and Computer Science University of Groningen, Netherlands, 1º edición, pp. 3 - 14, January 1999.
- [49] Christiaan Heij, André Ran, Freek van Schagen, Introduction to Mathematical Systems Theory Linear Systems, Identification and Control, Department of Mathematics Faculty of Exact Sciences Vrije Universiteit Amsterdam, Netherlands, Editorial Birkhäuser Verlag, 3º Edición, pp. 4 - 34, November 2007.
- [50] Mario A. Pérez, Analía P. Hidalgo, Elisa P. Berenguer, Introducción a los sistemas de control y modelo matemático para sistemas lineales invariantes en el tiempo, Facultad de Ingeniería Departamento de Electrónica y Automática, Universidad Nacional de San Juan, Córdoba Argentina, pp. 18- 57, Agosto 2008.

- [51] Mario E. Salgado, Juan I. Yuz, Ricardo A. Rojas, Análisis de sistemas lineales, Departamento de Electrónica Universidad Técnica Federico Santa María, Editorial CC, 1° Edición, Valparaíso, Chile, pp. 5 - 18, Octubre 2005.
- [52] Frederick Walker Fairman, Linear Control Theory The State Space Approach, Queen's University, Kingston, Ontario, Canadá, Editorial Wiley, January 1998.
- [53] José J. R. Ávila, Modelado y control para una clase de sistemas no lineales desconocidos en tiempo discreto, Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional, Departamento de control automático, pp. 9 - 37, Ciudad de México, May 2007.
- [54] Víctor D. C. Ramírez, Control de un sistema no lineal usando técnicas inteligentes. El péndulo con rueda de reacción, Universidad Tecnología de Pereira, Departamento de control e instrumentación, pp. 41-59, Pronvincia Pereira Argentina, June 2016.
- [55] Olle Kotta, Inversion Method in the Discrete-time Nonlinear Control Systems Synthesis Problems, Institute of Cybernetics, Akadeemia tee 2i, Tallinn, Editorial Sringer, 2° Edition, Editorial Springer, pp. 1 - 10, New York USA, April 1995.
- [56] Manuel B., Aplicaciones de Control de Sistemas no Lineales, Grupo de la Uuniversidad de Almería, Departamento de Lenguajes y Computación Área de Ingeniería de Sistemas y Automática, pp. 10-33, Bogotá Colombia, May 2013.
- [57] M. Vidyasagar, Nolinear Systems Analysis, Centre for AI and Robotics Editorial Prentice Hall, 2° Edition, pp. 6 - 46, India, September 1993.
- [58] Ying Bai, Zvi S, Roth Classical and Modern Controls with Microcontrollers Design, Implementation, and Applications, Department of Computer Science and Engineering Johnson C. Smith University, Editorial Springer, 1° Edition, pp.24 - 33, Charlotte, NC, USA, March 2019.
- [59] Wassim M. Haddad, VijaySekhar Chellaboina, Nonlinear Dynamical Systems and Control, Princeton University Press Princeton and Oxford, Editorial Princeton University Press, 1° Edition, pp. 74 - 94, USA, August 2008.
- [60] Kasuhiko Ogata, Sistemas de control en tiempo discreto, University Minnesota, Editorial Pretince, 2° Edition, pp. 173 - 288, USA, January2006.
- [61] Kasuhiko Ogata, Ingeniería de control moderna, University Minnesota, Editorial Pearson, 5° Edition, pp. 13 - 60, USA, enero 2010.
- [62] Ricardo H. Gaviño, Introducción a los sistemas de control: Conceptos, aplicaciones y simulación con MATLAB, Academia de Control y Automatización, Instituto Tecnológico de Aguascalientes, Editorial Pretince Hall, 1° Edición, pp. 85 - 128, Aguascaliente, México, Julio 2010.
- [63] Benjamín C. Kuo, Sistema de Control Automático, University Illions at Urbana-Champaign, Departament od electric and computer engineering, Editorial Pretince Hall, 7° Edition, Illions USA, pp. 77- 94, September 2004.
- [64] Kasuhiko Ogata, Dinámicas de sistemas, University Minnesota, Editorial Pretince Hall, 3° edition, USA, 495 - 547, Mayo 2004.

- [65] V. Bobál, J. Böhm, J. Fessl and J. Macháček, Digital Self-tuning Controllers Algorithms, Implementation and Applications, University in Zlín, Faculty of Technology, Editorial Springer, 3<sup>o</sup> Edition, Zlín, Czech Republic, pp. 5 - 30, July 2005.
- [66] Muhammet Ünal, Ayça Ak., Vedat Topuz, Hasan Erdal, Optimization of PID Controllers Using Ant Colony and Genetic Algorithms, Technical Education Faculty, Editorial Springer, 2<sup>o</sup> Edition, Istanbul Turkey, pp. 37 - 66, February 2013.
- [67] Christopher E., Sarah K. Spurgeon, Sliding mode control: Theory and Applications, Editorial Taylor & Francis, 1<sup>o</sup> Edition, London England, pp. 1 - 18, April 1998.
- [68] Carolina A. Evangelista, Control de sistemas no lineales por modos deslizantes de segundo orden. Aplicación a la conversión de energía eólica, Universidad Nacional de La Plata, Departamento de Electrotecnia, pp. 65 - 80, Provincia La Plata Argentina, october 2012.
- [69] Giorgio Bartolini, Leonid Fridman, Alessandro Pisano, Elio Usai, Modern Sliding Mode Control Theory New: Perspectives and Applications, University of Cagliari, Department of Electrical and Electronic Engineering, Editorial Springer, 7<sup>o</sup> Edition, pp. 3 - 51, Chennai, India, June 2011.
- [70] María Tomás Rodríguez and Stephen P. Banks, Linear, Time varying Approximations to Nonlinear Dynamical Systems with Applications in Control and Optimization, University London School of Engineering & Mathematical Sciences Northampton Square, Editorial Springer, 1<sup>o</sup> Edition, pp. 11- 27, London United Kingdom, october 2010.
- [71] Ahmadreza Argha, Steven S., Li L. Hung Tan Nguyen, Branko George Celler, Advances in Discrete-Time Sliding Mode Control Theory and Applications, University of Sydney, CRC Press, 2<sup>o</sup> Edition, pp. 6 - 37, Sydney Australian.
- [72] Héctor Guamán, Nataly Pozo, Marcelo Pozo, Xavier Dominguez, Analysis of two Control Strategies applied to a Single Phase Active Power Filter, IEEE, Universidad Técnica del Norte, Vol. 1, Ibarra, Ecuador, pp. 1-5, april 2017.
- [73] Wilfrid Perruquetti, Sliding Mode Control in Engineering, Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de ses Applications, Marcel Dekker, 2<sup>o</sup> Edition, pp. 3 - 41, Lille, France, 2002.
- [74] J. Guerrero, J. Torres, V. Creuze, A. Chemori, E. Campos, Saturation based nonlinear PID control for underwater vehicles: Design, stability analysis and experiments, Mechatronics, Elsevier, vol.61, México, pp. 96-105, June 2019.
- [75] Bommegowda K. B., Vishwas K., Suryanarayana K., N. M. Renukappa, Single Phase Inverter Control with Capacitor Current Feedback, Department of Electronics and Communication Engineering, International Conference on Power and Advance Control Engineering (ICPACE), Mysuru India, Vol. 1, pp.418-422, August 2015.
- [76] De La Cruz, F., Camacho O., Controlador de Modos Deslizantes basado en Predictor de Smith y Modelo de Segundo Orden para Procesos con Elevado Retardo, Universidad Nacional Experimental Politécnica, Departamento de Ingeniería Electrónica, Revista Politécnica, Vol. 35, No. 2., pp. 1-7, Barquisimeto, Venezuela, Marzo 2015.

- [77] C. Noh and I. Smith, Chattering conditions in electromagnetic contactors, IEE Proceedings B, Electric Power Applications, vol. 127, no. 5, pp. 324-328, september 1980.
- [78] G. Stassinopoulos and R. Vinter, On the dimension of the chattering basis for relaxed controls, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, no. 3, pp. 470- 471, jun 1977.
- [79] Jakob von Uexküll, Automatización control difuso, Gunt Hamburg, Finland, Rep. 916-1010-BB, 12 december 2010.
- [80] J. Jones. (2011, Feb 21). Networks (2nd ed.) [Online]. Available: <http://redes-neuronales.wikidot.com/definicion-ventajas-desventajas>.
- [81] M.G. Reveles Miranda, Algoritmo de control no lineal de un inversor fotovoltaico con funciones múltiples, Centro de Investigación Científica de Yucatán CICY, Unidad de energías renovables, Mérida Yucatán, 2018.
- [82] J. L. Colón García, Modelado y control de convertidores dc/ac de cuatro conductores, Escuela técnica de ingeniería industrial superior de Barcelona, Barcelona España, 2011.