



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

TESIS

DISEÑO DE UN CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA DE C.A. – C.A. ALIMENTADO CON FUENTE DE VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLES

Que para obtener el Grado de
MAESTRO EN INGENIERIA ELÉCTRICA

Presenta
ING. JOSÉ LUIS SÁNCHEZ VILLARREAL
G13071336
CVU: 958535

Director de Tesis
M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
CVU: 314382

Co-director de Tesis
DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE

CD. MADERO, TAMPS. MÉXICO

DICIEMBRE 2021



Cd. Madero, Tam. **03 de diciembre de 2021**

OFICIO No. : U.167/21
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE
IMPRESIÓN DE TESIS

C. JOSÉ LUIS SANCHÉZ VILLARREAL
No. DE CONTROL G13071336
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su Examen de Grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

“DISEÑO DE UN CONVERTIDOR ESTÁTICO DE POTENCIA DE C.A. - C.A. ALIMENTADO CON FUENTE DE VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLES”

El Jurado está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE:	DR.	PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO:	DR.	RUBÉN SALAS CABRERA
VOCAL:	MTRO.	RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
SUPLENTE:	MTRO.	AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
DIRECTOR DE TESIS:	MTRO.	AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
CO-DIRECTOR:	DR.	PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE

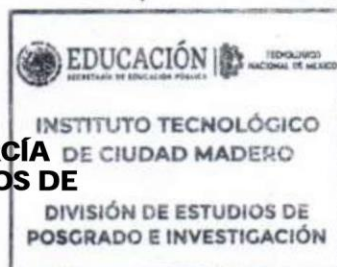
Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®

"Por mi patria y por mi bien"®

MARCO ANTONIO CORONEL GARCÍA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN



c.c.p.- Archivo
MACG 'aegr'



AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por haberme brindado salud a mí y a mi familia en estos tiempos difíciles, también por brindarme la oportunidad de alcanzar este logro tan importante para mí.

Agradezco a mi familia por el apoyo incondicional que me brindó durante mis años de estudio.

Agradezco al Dr. Sergio Ricardo Galván González, tío, padrino y asesor por siempre motivarme para superarme día con día.

Agradezco al Instituto Tecnológico de Cd. Madero, así como todos los maestros de esta institución por brindármelas herramientas para alcanzar este logro académico, así como también a la División de Estudios de Posgrado e Investigación, por haberme otorgado la oportunidad de realizar la maestría.

Agradezco a mi asesor M.C. Aarón González Rodríguez por el apoyo y guía durante todo el desarrollo de mi tesis.

Agradezco al CONACYT por haberme otorgado un apoyo económico durante el transcurso de la maestría.

DEDICATORIA

A mi familia, el pilar más importante de mi vida.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1	1
ANTECEDENTES.....	1
1.1. INTRODUCCIÓN.....	2
1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	2
1.3. JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA.....	3
1.4. OBJETIVO GENERAL.....	3
1.5. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	3
1.6. HIPÓTESIS.....	4
1.7. ALCANCES.....	4
1.8. LIMITACIONES.....	4
CAPÍTULO 2	5
MARCO TEÓRICO.....	5
2.1. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	6
2.1.1. DIODOS DE POTENCIA.....	6
2.1.2. TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA.....	7
2.2. DIODOS RECTIFICADORES.....	9
2.3. INVERSOR DE C.D. – C.A. DE MODO CONMUTADO.....	17
2.3.1. MÉTODO DE CONMUTACIÓN MODULADO POR ANCHO DE PULSOS.....	18
2.4. INVERSORES MONOFÁSICOS.....	28
2.4.1. INVERSORES DE MEDIO PUENTE.....	28
2.4.2. INVERSORES DE PUENTE COMPLETO.....	29
2.5. MULTIPLICADOR AD633.....	38
2.5.1. DIVISOR ANALÓGICO.....	39
CAPÍTULO 3	41
METODOLOGÍA.....	41
3.1. INTRODUCCION.....	42
3.2. DISEÑO DEL CONVERTIDOR.....	44
3.3. SIMULACION DEL CONVERTIDOR.....	49
3.3.1. SIMULINK.....	49
3.3.2. CÓDIGO DE MATLAB.....	61
CAPÍTULO 4	63
RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....	63
4.1. RESULTADOS.....	64
4.1.1. SIMULACIÓN VALOR MÍNIMO.....	65
4.1.2. SIMULACIÓN VALOR MEDIO.....	73
4.1.1. SIMULACIÓN VALOR MÁXIMO.....	81
4.2. CONCLUSIONES.....	89
5. BIBLIOGRAFÍA	90

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1. ARMÓNICOS GENERALIZADOS DE v_{Ao} PARA UN mf GRANDE.....	23
TABLA 3.1. VOLTAJE DE FASE DEL GENERADOR.....	44
TABLA 4.1. RESULTADOS	64

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA. 2.1. SÍMBOLO DEL DIODO Y CURVA CARACTERÍSTICA VOLT-AMPERE.	7
FIGURA. 2.2. A) ESTRUCTURA DE IGBT, B) SÍMBOLO DE IGBT.	8
FIGURA. 2.3. CURVA CARACTERÍSTICA DE UN IGBT.....	9
FIGURA. 2.4. RECTIFICADOR BÁSICO CON UNA RESISTENCIA DE CARGA.....	10
FIGURA. 2.5. RECTIFICADOR BÁSICO CON UNA CARGA INDUCTIVA.	12
FIGURA.2.6. RECTIFICADOR TRIFÁSICO DE PUENTE COMPLETO.	13
FIGURA. 2.7. RECTIFICADOR TRIFÁSICO CON UNA CORRIENTE CONSTANTE DE C.D.....	14
FIGURA. 2.8. FORMA DE ONDA DEL CIRCUITO DE LA FIGURA 2.7.	15
FIGURA. 2.9. INVERSOR DE MODO CONMUTADO EN UN MOTOR DE C.A.	17
FIGURA. 2.10. MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSOS.....	18
FIGURA. 2.11. INVERSOR DE MODO CONMUTADO DE UNA RAMA.....	20
FIGURA. 2.12. PWM SINUSOIDAL.	21
FIGURA. 2.13. ARMÓNICOS DEBIDOS A SOBREMULACIÓN.	26
FIGURA. 2.14. CONTROL DEL VOLTAJE MEDIANTE VARIACIÓN DE ma	27
FIGURA. 2.15. INVERSOR DE MEDIO PUENTE.....	28

FIGURA. 2.16. INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE COMPLETO.....	30
FIGURA. 2.17. PWM CON CONMUTACIÓN POR VOLTAJE BIPOLAR.....	31
FIGURA. 2.18. INVERSOR CON FILTROS “FICTICIOS”.	33
FIGURA. 2.19. CORRIENTE DEL LADO DE C.D. EN UN INVERSOR MONOFÁSICO CON CONMUTACIÓN PWM POR VOLTAJE BIPOLAR.	34
FIGURA. 2.20. PWM CON CONMUTACIÓN POR VOLTAJE UNIPOLAR (MONOFÁSICO).	37
FIGURA. 2.21. CORRIENTE DEL LADO C.D. EN UN INVERSOR MONOFÁSICO CON CONMUTACIÓN PWM POR VOLTAJE UNIPOLAR.	38
FIGURA. 2.22. MULTIPLICADOR AD633.....	39
FIGURA. 2.23. DIVISOR ANALÓGICO USANDO AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y UN MULTIPLICADOR AD633.	40
FIGURA. 3.1. DIAGRAMA DE BLOQUES.....	42
FIGURA. 3.2. ESQUEMA RECTIFICADOR TRIFÁSICO ONDA COMPLETA.	43
FIGURA. 3.3. ESQUEMA INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO.	44
FIGURA. 3.4. ESQUEMA CONVERTIDOR ESTÁTICO.	46
FIGURA. 3.5. ICONO BLOQUE POWERGUI.	50
FIGURA. 3.6. ICONO BLOQUE SINE WAVE.	50
FIGURA. 3.7. PARÁMETROS BLOQUE SINE WAVE.	50
FIGURA. 3.8. ICONO BLOQUE PWM GENERATOR (2-LEVEL).....	51
FIGURA. 3.9. PARÁMETROS BLOQUE PWM GENERATOR (2-LEVEL).....	51
FIGURA. 3.10. ICONO BLOQUE AC VOLTAGE SOURCE.....	52
FIGURA. 3.11. PARÁMETROS BLOQUE AC VOLTAGE SOURCE.....	52
FIGURA. 3.12. PARÁMETROS BLOQUE AC VOLTAGE SOURCE1.....	53
FIGURA. 3.13. PARÁMETROS BLOQUE AC VOLTAGE SOURCE2.....	53
FIGURA. 3.14. ICONO BLOQUE DIODE.....	54
FIGURA. 3.15. PARÁMETROS BLOQUE DIODE [3](0-5).	54
FIGURA. 3.16. ICONO BLOQUE UNIVERSAL BRIDGE (IGBT).	55
FIGURA. 3.17. PARÁMETROS BLOQUE UNIVERSAL BRIDGE (IGBT).	55
FIGURA. 3.18. ICONO BLOQUE SERIES RLC BRANCH.	56

FIGURA. 3.19. PARÁMETROS BLOQUE SERIES RLC BRANCH.	56
FIGURA. 3.20. PARÁMETROS BLOQUE SERIES RLC BRANCH1.	56
FIGURA. 3.21. PARÁMETROS BLOQUE SERIES RLC BRANCH2.	57
FIGURA. 3.22. PARÁMETROS BLOQUE SERIES RLC BRANCH3.	57
FIGURA. 3.23. PARÁMETROS BLOQUE SERIES RLC BRANCH4.	58
FIGURA. 3.24. ICONO BLOQUE VOLTAGE MEASUREMENT.	58
FIGURA. 3.25. ICONO BLOQUE CURRENT MEASUREMENT.	58
FIGURA. 3.26. ICONO BLOQUE MULTIMETER.	59
FIGURA. 3.27. ICONO BLOQUE RMS.	59
FIGURA. 3.28. ICONO BLOQUE TO WORKSPACE	59
FIGURA. 3.29. DIAGRAMA CONVERTIDOR ESTÁTICO.	60
FIGURA. 4.1. GRÁFICA VOLTAJE SALIDA GENERADOR (140V, 45HZ).	65
FIGURA. 4.2. GRÁFICA VOLTAJE RECTIFICADO (140V, 45HZ)	66
FIGURA. 4.3. GRÁFICA VOLTAJE DE CONTROL (140V, 45HZ).	67
FIGURA. 4.4. GRÁFICA VOLTAJE DE SALIDA (140V, 45HZ).	68
FIGURA. 4.5. GRÁFICA VOLTAJE RMS DE SALIDA (140V, 45HZ).	69
FIGURA. 4.6. GRÁFICA CORRIENTE DE SALIDA (140V, 45HZ).	70
FIGURA. 4.7. GRÁFICA CORRIENTE RMS DE SALIDA (140V, 45HZ).	71
FIGURA. 4.8. ESPECTRO ARMÓNICO DEL VOLTAJE DE SALIDA (140V, 45HZ).	72
FIGURA. 4.9. GRÁFICA VOLTAJE SALIDA GENERADOR (160V, 52HZ).	73
FIGURA. 4.10. GRÁFICA VOLTAJE RECTIFICADO (160V, 52HZ)	74
FIGURA. 4.11. GRÁFICA VOLTAJE DE CONTROL (160V, 52HZ).	75
FIGURA. 4.12. GRÁFICA VOLTAJE DE SALIDA (160V, 52HZ).	76
FIGURA. 4.13. GRÁFICA VOLTAJE RMS DE SALIDA (160V, 52HZ).	77
FIGURA. 4.14. GRÁFICA CORRIENTE DE SALIDA (160V, 52HZ).	78
FIGURA. 4.15. GRÁFICA CORRIENTE RMS DE SALIDA (160V, 52HZ).	79
FIGURA. 4.16. ESPECTRO ARMÓNICO DEL VOLTAJE DE SALIDA (160V, 52HZ).	80
FIGURA. 4.17. GRÁFICA VOLTAJE SALIDA GENERADOR (180V, 60HZ).	81

FIGURA. 4.18. GRÁFICA VOLTAJE RECTIFICADO (180V, 60HZ).....	82
FIGURA. 4.19. GRÁFICA VOLTAJE DE CONTROL (180V, 60HZ).	83
FIGURA. 4.20. GRÁFICA VOLTAJE DE SALIDA (180V, 60HZ).	84
FIGURA. 4.21. GRÁFICA VOLTAJE RMS DE SALIDA (180V, 60HZ).	85
FIGURA. 4.22. GRÁFICA CORRIENTE DE SALIDA (180V, 60HZ).....	86
FIGURA. 4.23. GRÁFICA CORRIENTE RMS DE SALIDA (180V, 60HZ).	87
FIGURA. 4.24. ESPECTRO ARMÓNICO DEL VOLTAJE DE SALIDA (180V, 60HZ).	88

Capítulo **1**

Antecedentes

En esta sección se presentará el proyecto, partiendo del trasfondo para entender su importancia también se presentará el objetivo al que se busca llegar junto con sus alcances y limitaciones que se previeron desde la planeación del proyecto.

1.1. INTRODUCCIÓN

Existen en el país recursos hídricos con energía disponible capaz de aprovecharse para generar más de una decena de kW. A este tipo de recursos se les llama Very Low Head Resources (VLH), su flujo y altura se encuentra entre valores de 0.5 a $4 \frac{m^3}{s}$ y 1 a 4 m, respectivamente.

En Atapaneo, Michoacán, se encuentra una planta tratadora de aguas residuales con recurso VLH. Su altura es de 1.2 m y su caudal tiene una variación de 0.8 a $1.24 \frac{m^3}{s}$ durante el año. Por lo que de este recurso se podría generar de 9.4 a 14.5 kW.

Las turbinas hidráulicas son las encargadas de aprovechar este tipo de recurso convirtiendo la energía del fluido en energía mecánica. Regularmente este tipo de turbinas son diseñadas para operar en el punto de mayor eficiencia (Best Efficiency Point) trabajando a una velocidad de rotación constante teniendo un complejo sistema mecánico que controla esta velocidad. Para aprovechar este tipo de recursos hídricos, se necesita de un diseño especial de estas turbinas para poder extraer al máximo la energía disponible del caudal que es variable en el tiempo. Así, las importantes variaciones del flujo durante el día y el año requieren turbinas que manejen una alta eficiencia para diferentes caudales para hacer este tipo de proyectos económicamente viable. Por otra parte, una turbina tipo propela con álabes fijos simplificaría el sistema mecánico de regulación, reduciendo el costo de mantenimiento y construcción. Sin embargo, trabajaría a una velocidad de rotación variable.

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Al acoplarse un generador con una turbina tipo propela con álabes fijos, se tendría a su salida diferentes niveles de voltaje y frecuencia, esto se debe a las variaciones del flujo que se tiene en la entrada de la turbina. Para poder transmitir esta energía a la red o inclusive utilizarse se necesitaría obtener valores nominales de voltaje y frecuencia. Esta es la razón por la cual se necesita una unidad de electrónica de potencia que pueda convertir la

salida del generador, que es variable tanto en su voltaje como en su frecuencia, a una sin variaciones.

1.3. JUSTIFICACIÓN DEL PROBLEMA

Hay recursos tanto naturales como artificiales (plantas tratadoras de aguas residuales) que son de baja carga VLH. Estos recursos son aprovechados por plantas hidroeléctricas de pequeña y micro escala, este tipo de plantas se han vuelto una alternativa ya que no requiere hacer modificaciones en el entorno por lo que el impacto ambiental es mínimo, de igual forma, los costos de mantenimiento, el tiempo en la gestión, administración de proyecto y construcción.

El propósito principal del proyecto es diseñar la unidad electrónica de potencia que pueda aprovechar la energía disponible de este tipo de recursos, ya que muchos no son aprovechados y podrían servir para generar energía eléctrica e inclusive a gran escala como sistema de generación distribuida, dando poca cantidad de energía, pero útil, no solo por la energía eléctrica que se tendría disponible sino también por la reducción del consumo de recursos no renovables.

1.4. OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un convertidor estático de potencia que entregue un voltaje de C.A. constante (127 V) y frecuencia constante (60 Hz) a partir de un generador que proporciona voltaje y frecuencia variable.

1.5. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular sistema de generación de velocidad variable.
- Definir y diseñar rectificador trifásico.
- Construir rectificador trifásico.

- Definir y diseñar inversor monofásico.
- Construir inversor monofásico.

1.6. HIPÓTESIS

Con el diseño e implementación del convertidor estático de potencia se podrá obtener 127 V a 60 Hz a partir del voltaje entregado por la simulación del sistema de generación eléctrica.

1.7. ALCANCES

Construir un sistema de conversión estático de potencia que podrá obtener 127 V a 60 Hz a partir del voltaje entregado por la simulación del sistema de generación eléctrica.

1.8. LIMITACIONES

El sistema de generación está limitado a los motores y generadores con los que cuenta el laboratorio de maestría del Tecnológico de Ciudad Madero. La corriente de salida está limitada a 5 A.

Capítulo 2

Marco Teórico

En esta sección se presentan algunos tópicos relacionados con la conversión de energía en c.a. a energía en c.d. como el rectificador trifásico de onda completa, que convierte c.a. a c.d., el inversor que convierte c.d. a c.a. y la modulación PWM que se utiliza como sistema de control en la conmutación de los interruptores del inversor.

2.1. DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

Los dispositivos semiconductores de potencia son el alma de los aparatos modernos de electrónica de potencia. Son utilizados en convertidores electrónicos de potencia en forma de una matriz de interruptores on-off, y ayudan a convertir potencia de c.a. a c.d. (rectificador), c.d. a c.d. (chopper), c.d. a c.a. (inversor), y c.a. a c.a. a las mismas (controlador de c.a.) o diferentes frecuencias (cicloconvertidor). El modo de conmutación en la conversión de potencia proporciona alta eficiencia, pero la desventaja es que, debido a la no linealidad de los interruptores, se generan armónicos tanto en el lado de suministro como en el lado de la carga. Los interruptores no son ideales, y tienen pérdidas de conducción y conmutación. [1]

Los dispositivos semiconductores de potencia, incluso los diodos, son más complejos en su estructura y características operativas que sus contrapartes de potencia baja. La complejidad adicional proviene de las modificaciones en los dispositivos sencillos de potencia baja para adaptarlos a aplicaciones de alta potencia. Estas modificaciones son de naturaleza esencialmente genérica; es decir, las mismas modificaciones básicas se hacen a todos los dispositivos semiconductores de potencia baja para incrementar sus capacidades de potencia. De este modo, si se entienden las modificaciones en el contexto de algún tipo específico de dispositivo, será mucho más fácil ver los efectos de estas modificaciones en los demás tipos de dispositivos de potencia. [2]

2.1.1. DIODOS DE POTENCIA

Los diodos de potencia proveen rectificación no controlada de potencia y son utilizados en aplicaciones como galvanoplastia, anodización, carga de batería, soldadura, fuente de alimentación (c.d. y c.a.), y variadores de frecuencia. También son utilizados para la retroalimentación y el retorno en los convertidores y supresores.

La Fig.2.1. muestra el símbolo del diodo y su curva característica. En polarización directa, el diodo puede ser representado por una caída de tensión y una resistencia equivalente en serie que proporciona una pendiente positiva en la curva característica. La

caída de tensión típica en polarización directa es 1 V. Esta caída causa pérdidas de conducción y el dispositivo debe ser enfriado con un disipador de calor apropiado para limitar la temperatura en la unión. En polarización inversa, una pequeña fuga de flujo de corriente debido a los portadores minoritarios, que gradualmente se incrementan con el voltaje. Si el voltaje inverso excede un valor umbral, llamado voltaje de ruptura, el dispositivo es sometido a una corriente de avalancha, que es cuando la corriente inversa se vuelve grande y el diodo se destruye por el calor debido a una gran disipación de potencia en la unión. [1]

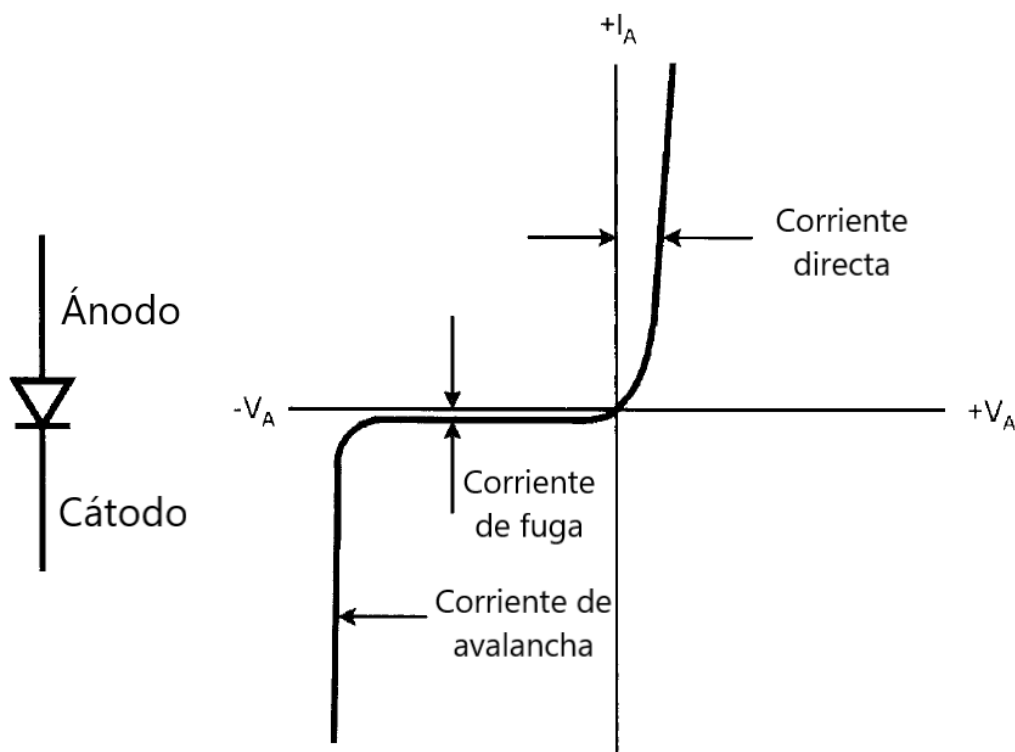
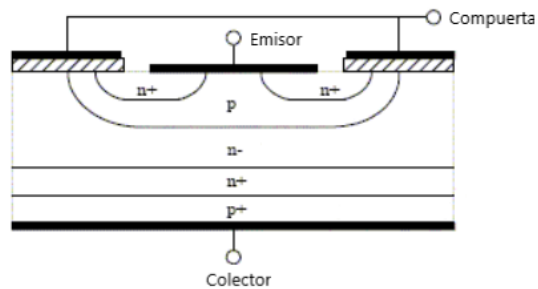


Figura. 2.1. Símbolo del diodo y curva característica volt-ampere.

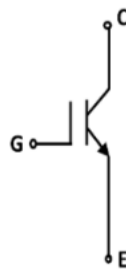
2.1.2. TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA.

El transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) es un semiconductor de características combinadas de los transistores MOSFET y los BJT ya que tiene la capacidad de excitarse como un MOSFET a la par que tiene las propiedades de conducción de corriente de un BJT. Por ello son capaces de manejar altas tensiones de bloqueo, conducir

intensidades bastante elevadas y ser controlado con facilidad mediante tensión. En la Fig.2.2.a se muestra la estructura básica de un IGBT y la Fig.2.2.b muestra el símbolo del dispositivo. Si la compuerta es positiva con respecto al emisor, un canal N es inducido en la región P . Esto polariza directamente la unión base-emisor del transistor P-N-P, encendiéndolo y causando conducción de la región N^- , la cual produce una reducción significativa de la caída de conducción sobre la de un MOSFET.



a)



b)

Figura. 2.2. a) Estructura de IGBT, b) Símbolo de IGBT.

En la condición de encendido, la parte de MOSFET en el circuito equivalente del IGBT lleva la mayoría de la corriente terminal total. La acción positiva del tiristor causado por el transistor parásito N-P-N se previene al reducir suficientemente la resistividad de la capa P^+ y desviando la mayoría de la corriente a través del MOSFET. El dispositivo se apaga reduciendo el voltaje de la compuerta a cero o negativo, lo que corta el canal de conducción en la región P. El dispositivo tiene mayor densidad de corriente que el de un

BJT o MOSFET. Su capacitancia de entrada (C_{iss}) es significativamente menor que el de un MOSFET. La Fig.2.3. muestra la curva característica de un IGBT cerca de la región de saturación. [1]

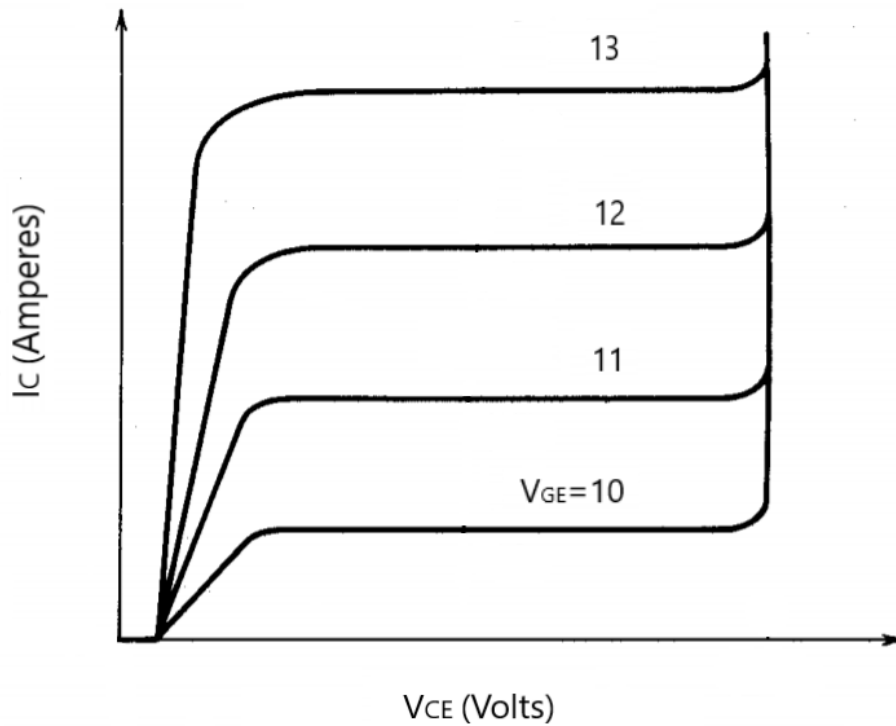


Figura. 2.3. Curva característica de un IGBT.

2.2. DIODOS RECTIFICADORES

En la mayoría de las aplicaciones de la electrónica de potencia, la entrada de energía se realiza en forma de onda pura de voltaje c.a. de 50 o 60 Hz que proviene de la fuente principal de alimentación de electricidad y que primero se convierte en un voltaje de c.d. Cada vez más, la tendencia es usar los rectificadores económicos con diodos para convertir la c.a. de entrada en c.d. en una forma no controlada, mediante diodos rectificadores. En estos rectificadores de diodos, el flujo de energía sólo puede provenir desde el lado c.a. de la fuente principal de electricidad hacia el lado c.d. En la mayoría de estas aplicaciones, los rectificadores se alimentan directamente desde la fuente de alimentación principal de electricidad, sin transformador de 60 Hz. El hecho de que se evitara este costoso y

voluminoso transformador de 60 Hz es importante en la mayoría de los sistemas modernos de electrónica de potencia.

El voltaje de c.d. de salida de un rectificador debe estar libre de ondulaciones o rizados como sea posible. Por tanto, se conecta un condensador grande como filtro del lado de c.d. Este condensador se carga hasta un valor cerca del pico del voltaje de c.a. de entrada. No fluye corriente de forma continua; es decir se vuelve cero por periodos finitos durante cada semiciclo de la frecuencia de línea. Estos rectificadores consumen corriente muy distorsionada de la fuente de alimentación principal. Hoy en día e incluso más en el futuro, las normas y lineamientos sobre armónicos limitarán la cantidad de distorsión de corriente que se permiten entrar en la electricidad suministrada por las compañías generadoras, y quizá no se permitan los rectificadores de diodo sencillo.

La rectificación de tensiones y corrientes de c.a. se realiza por medio de diodos. Se consideran varios circuitos sencillos para ilustrar estos conceptos básicos.

Para entender el comportamiento de los rectificadores con carga resistiva pura considere el circuito de la Fig. 2.4.a, con una fuente de voltaje sinusoidal v_s . Las formas de onda en la Fig. 2.4.b muestran que tanto el voltaje de carga v_d como la corriente i tienen un componente promedio (c.d.). Debido a la gran ondulación en v_d e i . [2]

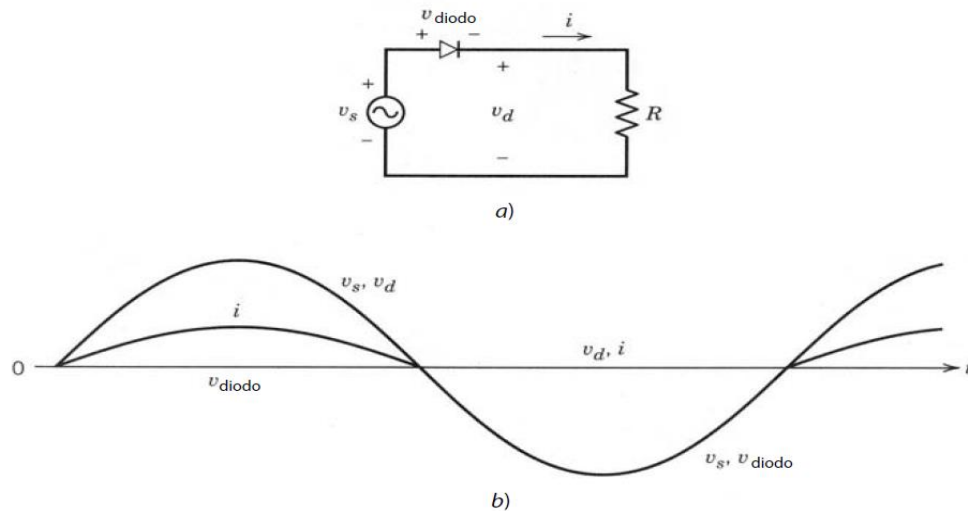


Figura. 2.4. Rectificador básico con una resistencia de carga.

Para entender el comportamiento de los rectificadores con carga inductiva considere que la carga sea inductiva, con un inductor en serie con una resistencia, como se muestra en la Fig. 2.5.a. Antes de $t = 0$, el voltaje v_s es negativo y la corriente en el circuito es cero. Con posterioridad a $t = 0$, el diodo se vuelve de polarización directa, y empieza a fluir una corriente. Luego el diodo puede sustituirse por un cortocircuito, como se aprecia en el circuito equivalente de la Fig. 2.5.e. La corriente en este circuito se rige por la siguiente ecuación diferencial:

$$v_s = R_i + L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

Donde el voltaje a través de la bobina de inducción $v_L = L di/dt$. Las tensiones y corrientes resultantes se ilustran en la Fig. 2.5.b y c. Hasta que $t_1, v_s > v_R$, la corriente se acumula, y aumenta la energía almacenada por el inductor. Más allá de t_1, v_L se vuelve negativo, y la corriente empieza a disminuir. Después de t_2 , el voltaje de entrada v_s se vuelve negativo, pero la corriente es aún positiva y el diodo tiene que conducir debido a la energía almacenada por la bobina de inducción. El instante t_3 , cuando la corriente se va a cero y el diodo deja de conducir, se obtiene como sigue la ecuación del inductor $v_L = L di/dt$ se reordena como

$$\frac{1}{L} v_L dt = di \quad (2.2)$$

Al integrar ambos lados de esta ecuación entre cero y t_3 , y al reconocer que $i(0)$ e $i(t_3)$ son cero, nos da

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_3} v_L dt = \int_{i(0)}^{i(t_3)} di = i(t_3) - i(0) = 0 \quad (2.3)$$

A partir de la ecuación anterior se observa que

$$\int_0^{t_3} v_L dt = 0 \quad (2.4)$$

Una interpretación gráfica de la ecuación que antecede es la siguiente: la ecuación 2.4 se puede escribir como

$$\int_0^{t_3} v_L dt + \int_{t_1}^{t_3} v_L dt = 0 \quad (2.5)$$

Lo que, en términos de las áreas de voltios-segundos A y B de la Fig. 2.5.c, es

$$\text{Área } A - \text{Área } B = 0 \quad (2.6)$$

Por tanto, la corriente se va a cero en t_3 cuando el área $A = B$ en la Fig. 2.5.c.

Más allá de t_3 , los voltajes tanto a través de R como de L son cero, y aparece un voltaje de polaridad inversa ($= -v_s$) a través del diodo, como se muestra en la Fig. 2.5.d. Estas formas de onda se repiten con el periodo $T = 1/f$.

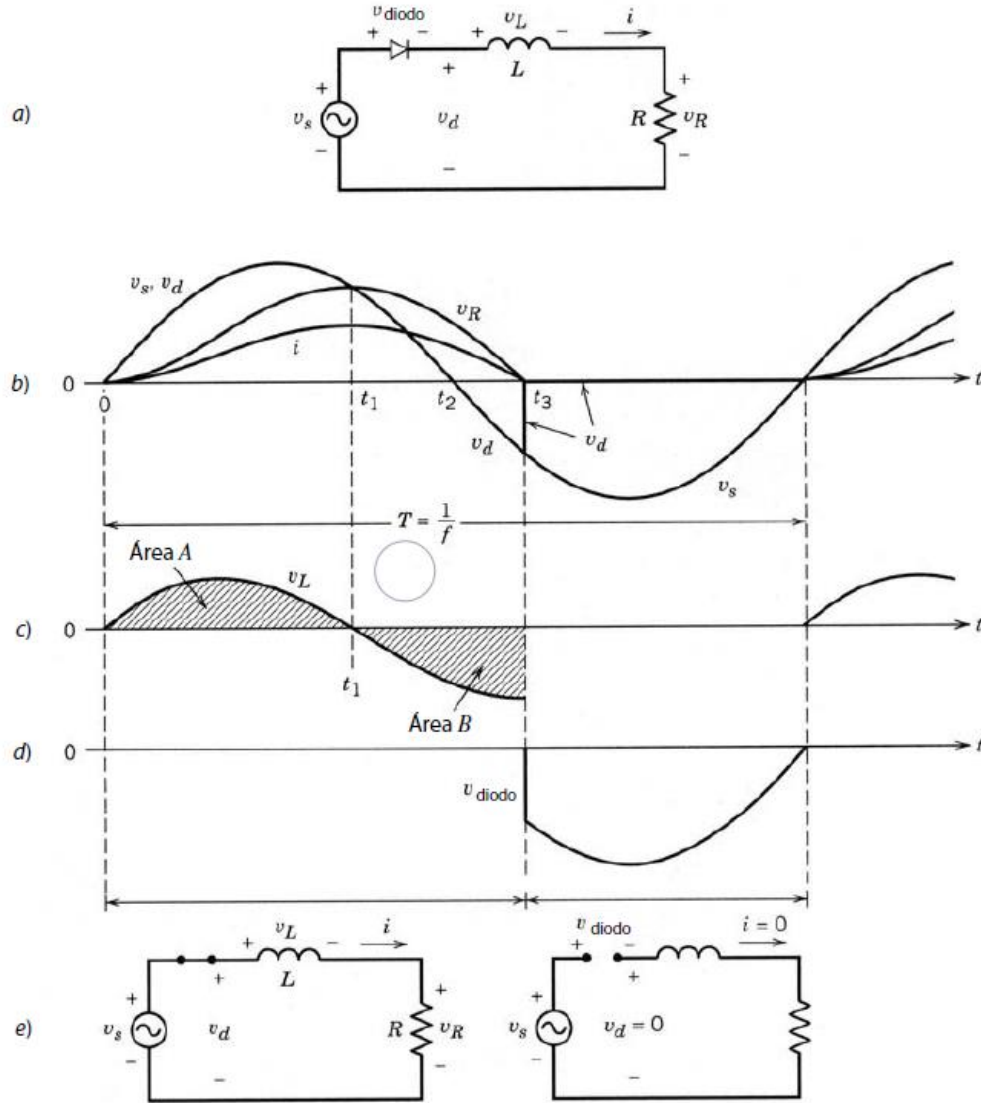


Figura. 2.5. Rectificador básico con una carga inductiva.

En aplicaciones industriales donde están disponibles voltajes de c.a. trifásicos, es preferible usar circuitos rectificadores trifásicos en lugar de rectificadores monofásicos, por su bajo contenido de rizo en la forma de onda y su alta capacidad de manejo de energía. El rectificador de diodos de puente completo, trifásico de seis pulsos mostrado en la Fig. 2.6. es un arreglo de circuito comúnmente utilizado. Un filtro capacitor es conectado del lado de c.d. del rectificador.

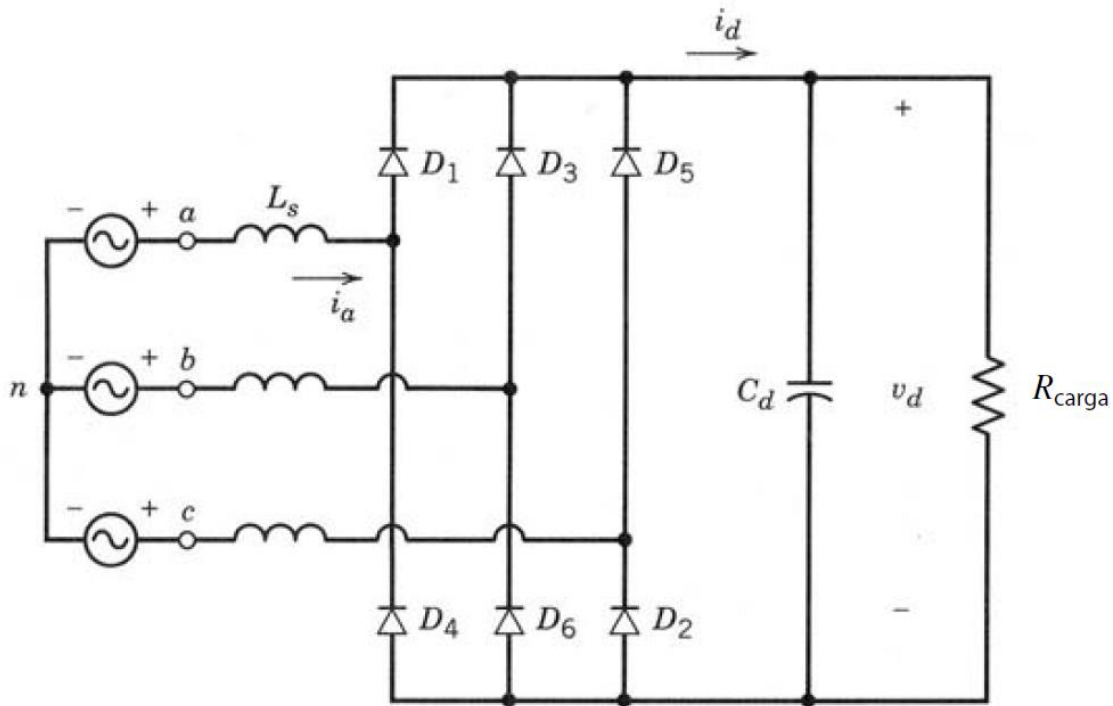


Figura.2.6. Rectificador trifásico de puente completo.

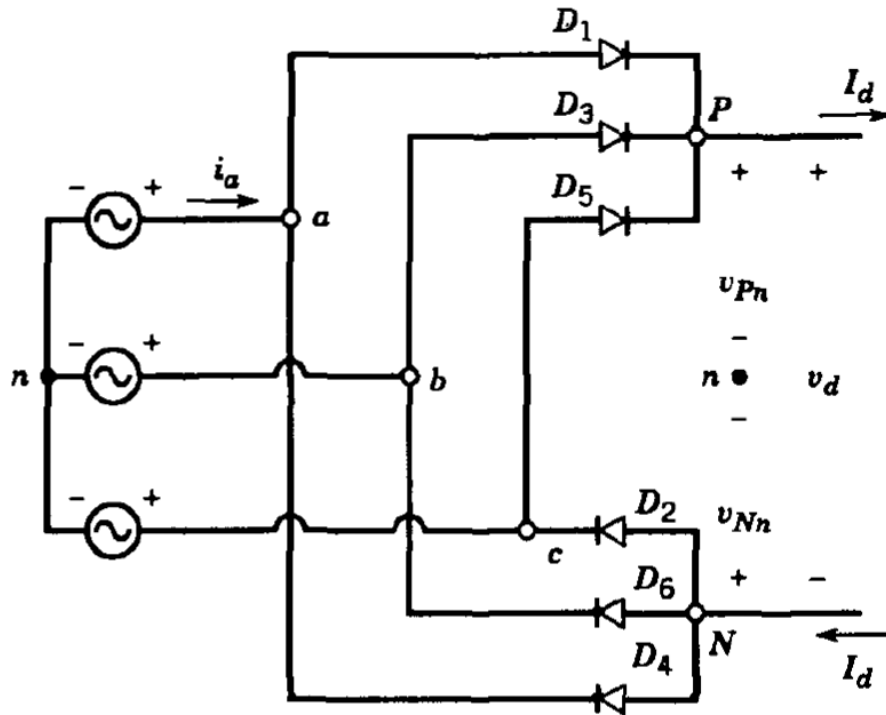


Figura. 2.7. Rectificador trifásico con una corriente constante de c.d.

En el circuito de la Fig. 2.7., se asume que la inductancia del lado de corriente alterna L_S es cero y el lado de corriente directa es remplazado por una constante I_d .

Con $L_S = 0$, la corriente de carga I_d fluye a través de un diodo del grupo superior a uno del grupo inferior. En el grupo superior, el diodo que presente en su ánodo el potencial más positivo conducirá y los otros dos se polarizan inversamente. En el grupo inferior, el diodo que presente en su cátodo el potencial más negativo conducirá y los otros dos se polarizan inversamente. [2]

La forma de onda del voltaje en el circuito de la Fig. 2.7. se muestra en la Fig. 2.8.a, donde v_{Pn} es el voltaje en el punto P respecto al punto neutro n del voltaje c.a. De igual forma, v_{Nn} es el voltaje en la terminal negativa de c.d. N . Como I_d fluye de forma continua, en todo tiempo, v_{Pn} y v_{Nn} se pueden obtener en términos de uno de los voltajes de entrada de c.a. v_{an} , v_{bn} y v_{cn} . Aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff en el circuito de la Fig. 2.7. el voltaje en el lado de c.d. es:

$$v_d = v_{Pn} - v_{Nn} \quad (2.7)$$

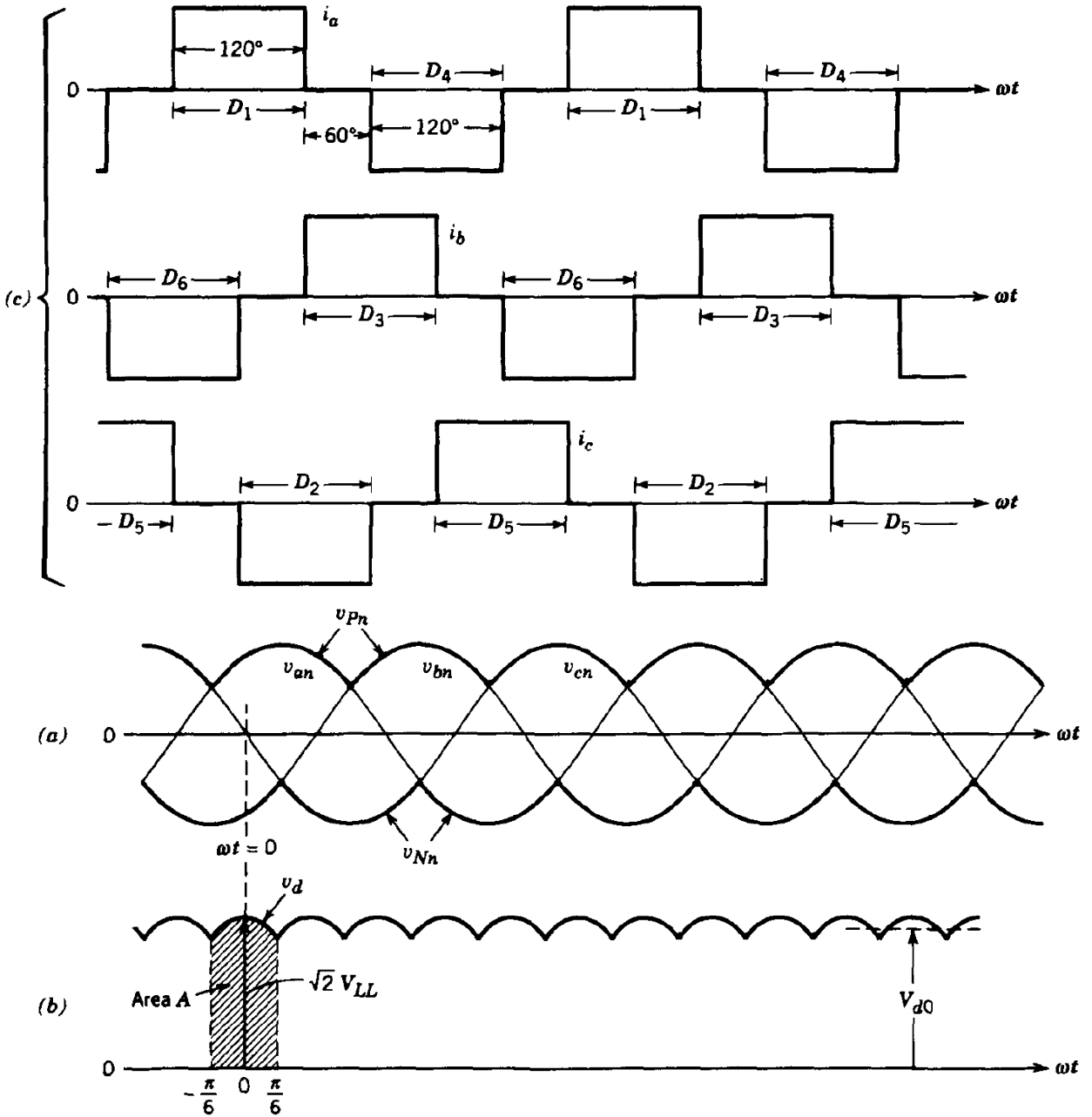


Figura. 2.8. Forma de onda del circuito de la figura 2.7.

La forma instantánea de v_d consiste en seis segmentos por ciclo de la frecuencia de línea. Por esto, este rectificador es comúnmente llamado rectificador de seis pulsos. Cada segmento pertenece a una de las combinaciones de los seis voltajes de línea a línea, como

se muestra en la Fig. 2.8.b. Cada diodo conduce 120° . La forma de onda de la corriente de la fase a se muestra en la Fig. 2.8.c,

$$i_a = \begin{cases} Id & \text{cuando el diodo 1 está conduciendo} \\ -Id & \text{cuando el diodo 4 está conduciendo} \\ 0 & \text{cuando ni el diodo 1 o 4 están conduciendo} \end{cases} \quad (2.8)$$

La conmutación de la corriente de un diodo al siguiente es instantáneo, basado en la suposición de $L_S = 0$. Los diodos están numerados en la Fig. 2.7. conforme a la secuencia de conducción 1, 2, 3, 4, 5, 6. A continuación, se calculará el valor promedio de la salida de voltaje de c.d. y los valores rms de las corrientes de línea, donde el sufijo o es agregado debido a la suposición de $L_S = 0$.

Para obtener el valor promedio de la salida del voltaje de c.d., es suficiente considerar solo uno de los seis segmentos y obtener su promedio sobre un intervalo de 60° o $\pi/3$ rad. Arbitrariamente, el valor inicial del tiempo $t = 0$ es escogido en la Fig. 2.8.a. cuando el voltaje entre líneas v_{ab} está en su máximo. Por lo tanto, [2]

$$v_d = v_{ab} = \sqrt{2V_{LL}} \cos \omega t \quad -\frac{1}{6}\pi < \omega t < \frac{1}{6}\pi \quad (2.9)$$

donde V_{LL} es el valor rms de los voltajes línea a línea.

Integrando v_{ab} , el área volt – segundo A está dada por

$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t d(\omega t) = \sqrt{2}V_{LL} \quad (2.10)$$

y por lo tanto dividiendo A por el intervalo $\pi/3$ se obtiene

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2}V_{LL} = 1.35V_{LL} \quad (2.11)$$

2.3. INVERSOR DE C.D. – C.A. DE MODO CONMUTADO.

Los inversores de c.d. a c.a. de modo conmutado se usan en motores de c.a. y fuentes de alimentación no interrumpibles, donde el objetivo es producir una salida sinusoidal de c.a. cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse. Como ejemplo, un motor de c.a. como el de la Fig.2.9., en forma de diagrama de bloques. El voltaje de c.d. se obtiene mediante rectificación y filtrado del voltaje de línea, la mayoría de las veces por medio de los circuitos rectificadores por diodos. Si la carga de motor es de c.a. es deseable que el voltaje en sus terminales sea sinusoidal y ajustable en su magnitud y frecuencia. Esto se logra por medio del inversor de c.d. a c.a. de modo conmutado de la Fig.2.9., que acepte un voltaje de c.d. como entrada y produce el voltaje de c.a. deseado.

El inversor de modo conmutado de la Fig.2.9. es un convertidor a través del cual el flujo de potencia es reversible. Sin embargo, la mayoría del tiempo el flujo de potencia va desde el lado de c.d. hacia el motor en el lado c.a., lo que requiere un modo de operación de inversor. Por tanto, estos convertidores de modo conmutado frecuentemente se llaman inversores de modo conmutado. [2]

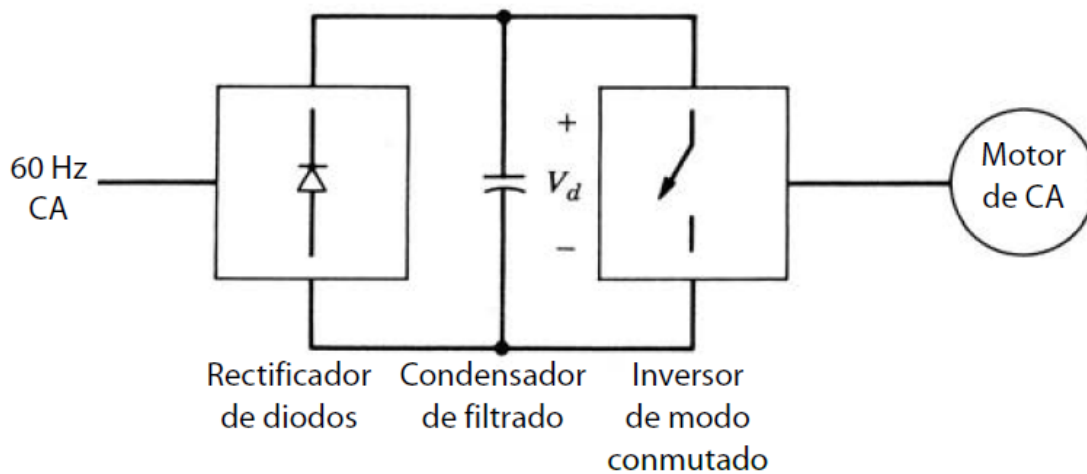


Figura. 2.9. Inversor de modo conmutado en un motor de c.a.

2.3.1. MÉTODO DE CONMUTACIÓN MODULADO POR ANCHO DE PULSOS.

En circuitos de inversores, el PWM es un poco complejo ya que se busca que el voltaje de salida promedio del inversor sea sinusoidal, con magnitud y frecuencia controlables. A fin de producir una forma de onda sinusoidal de voltaje de salida en una frecuencia deseada, se compara una señal de control sinusoidal con la frecuencia deseada con una forma de onda triangular, como se muestra en la Fig.2.10.a. [2]

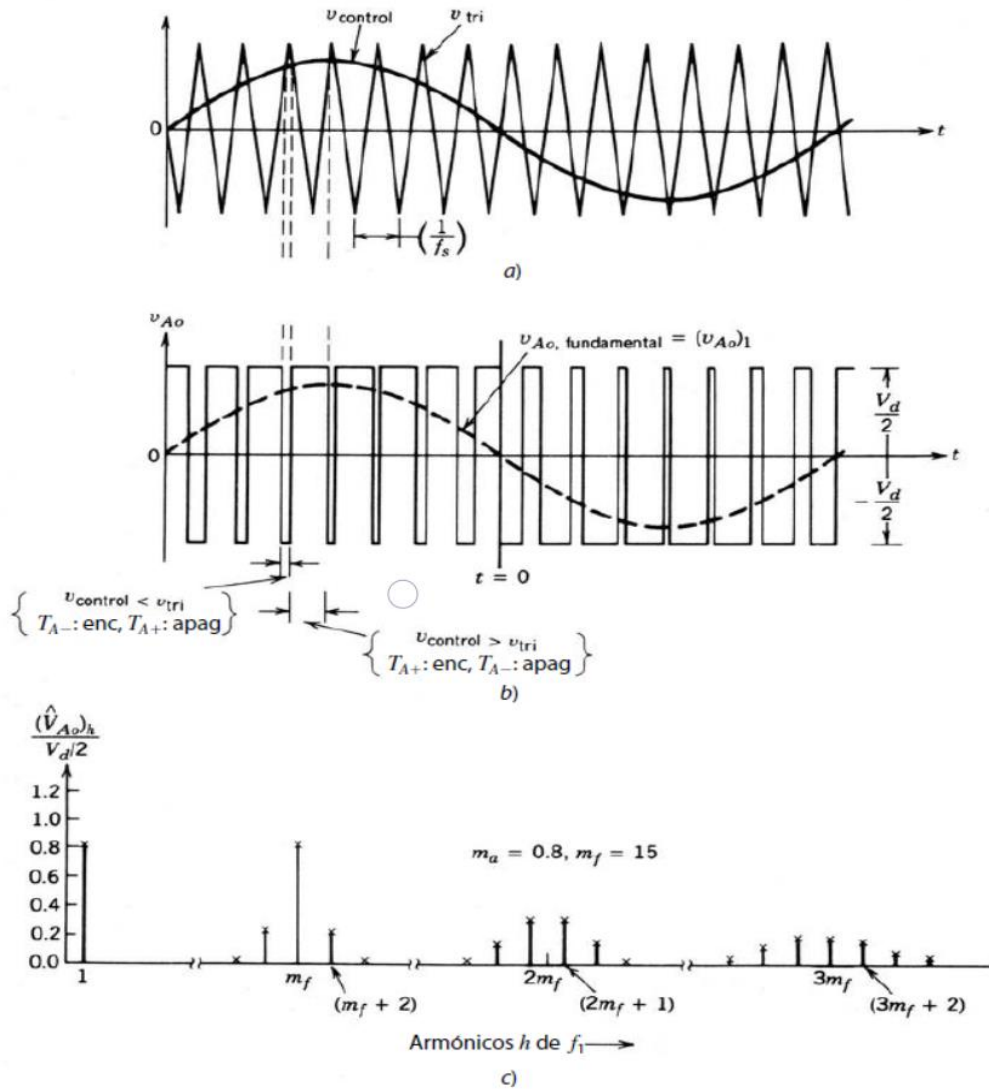


Figura. 2.10. Modulación por ancho de pulsos.

La frecuencia de la forma de onda triangular establece la frecuencia de conmutación del inversor y por lo general se mantiene constante junto con su amplitud \hat{V}_{tri} .

La forma de onda triangular v_{tri} en la Fig.2.10.a. está en una frecuencia de conmutación f_s , lo que establece la frecuencia con que se conmutan los interruptores del inversor (a f_s también se le denomina frecuencia portadora). La señal de control $v_{control}$ se usa para modular la relación de trabajo del interruptor y tiene una frecuencia f_1 , que es la frecuencia fundamental deseada de la salida de voltaje del inversor (f_1 también se llama frecuencia moduladora), reconociendo que el voltaje de salida del inversor no será una onda sinusoidal perfecta y contendrá componentes de voltaje en frecuencias armónicas de f_1 . La relación de modulación de amplitud m_a se define como

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.12)$$

Donde $\hat{V}_{control}$ es la amplitud pico de la señal de control. La amplitud \hat{V}_{tri} de la señal triangular por lo general se mantiene constante.

La relación de modulación de frecuencia m_f se define como

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.13)$$

En el inversor de la Fig.2.11., los interruptores T_{A+} y T_{A-} se controlan por la comparación entre $v_{control}$ y v_{tri} y el resultado es el siguiente voltaje de salida, independientemente del sentido de i_o :

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ está encendido, } v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d \quad (2.14)$$

o

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A-} \text{ está encendido, } v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \quad (2.15)$$

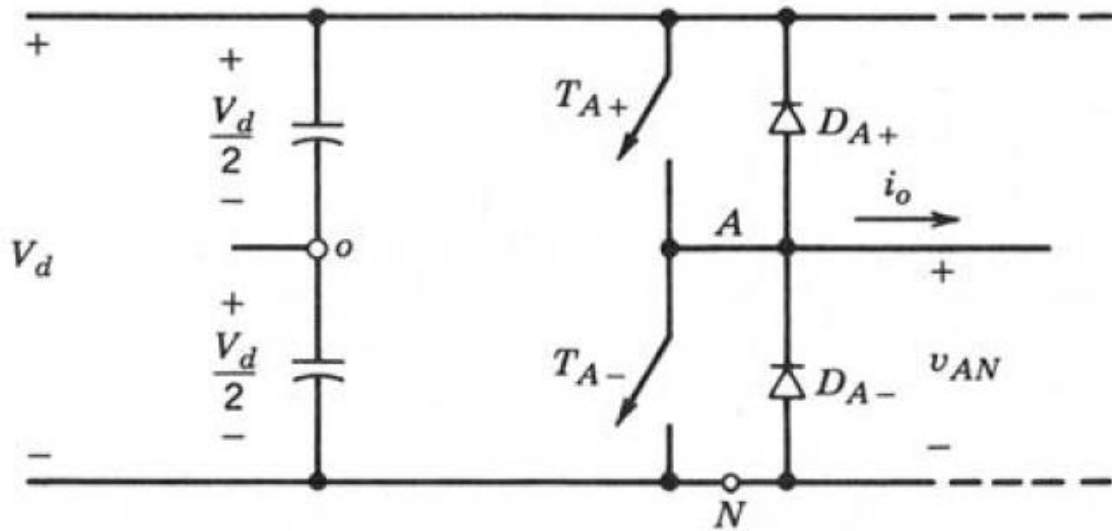


Figura. 2.11. Inversor de modo conmutado de una rama.

Como los dos interruptores nunca están apagados al mismo tiempo, el voltaje de salida v_{Ao} fluctúa entre dos valores ($\frac{1}{2}V_d$ y $-\frac{1}{2}V_d$). El voltaje v_{Ao} y su componente de frecuencia fundamental (curva de línea interrumpida) se muestran en la Fig.2.10.b., para $m_f = 15$ y $m_a = 0.8$. [2]

El espectro armónico de v_{Ao} en las condiciones indicadas en las Fig.2.10.a. y Fig.2.10.b. se muestra en la Fig.2.10.c., donde se trazan los voltajes armónicos normalizados $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$, que tienen amplitudes significativas. Este trazado (para $m_a \leq 1.0$) muestra tres puntos importantes:

1. La amplitud pico del componente de frecuencia fundamental $(\hat{V}_{Ao})_1$ es m_a multiplicado por $\frac{1}{2}V_d$. Esto se explica cuando se considera primero un $v_{control}$ constante, como se muestra en la Fig.2.12.a. Esto genera una forma de onda de salida v_{Ao} . En un convertidor de c.d. – c.d. de puente completo, el voltaje medio de salida V_{Ao} depende de la relación entre $v_{control}$ y \hat{V}_{tri} para un V_d dado:

$$V_{Ao} = \frac{v_{control} V_d}{\hat{V}_{tri} 2} \quad v_{control} \leq \hat{V}_{tri} \quad (2.16)$$

Supóngase que $v_{control}$ varía muy poco durante un periodo de conmutación, es decir que m_f es grande, como se muestra en la Fig.2.12.b. Por tanto, si se supone que $v_{control}$ es constante a lo largo de un periodo de conmutación, la ecuación 2.16 indica que el valor de “promedio instantáneo” de v_{Ao} varía de un periodo de conmutación al siguiente. Este “promedio instantáneo” es el mismo que el componente de frecuencia fundamental de v_{Ao} .

El argumento que antecede muestra por qué se elige $v_{control}$ en forma sinusoidal para proporcionar un voltaje de salida sinusoidal con menos armónicos. Supongamos que el voltaje de control varía en forma sinusoidal con la frecuencia $f_1 = \omega_1/2\pi$, que es la frecuencia deseada (o fundamental) de la salida del inversor:

$$v_{control} = \hat{V}_{control} \text{ sen } \omega_1 t$$

donde

$$\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri} \tag{2.17}$$

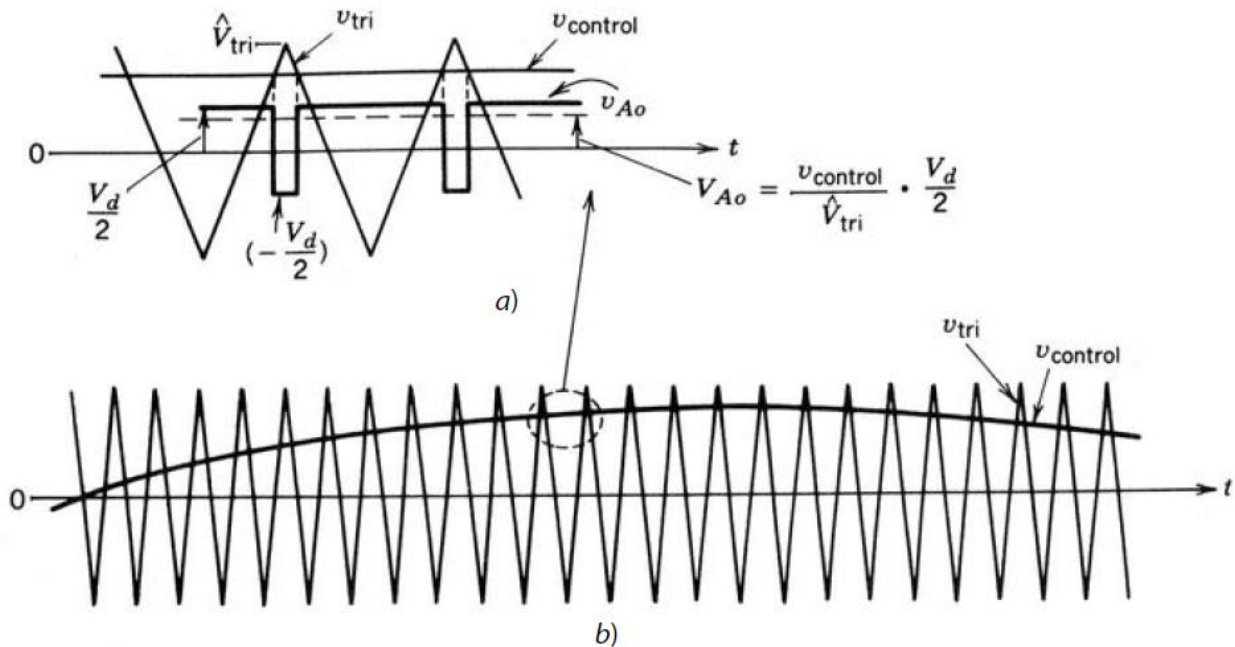


Figura. 2.12. PWM sinusoidal.

Los argumentos que anteceden muestran que el componente de frecuencia fundamental $(v_{Ao})_1$ varía en forma sinusoidal y en fase con $v_{control}$ como función del tiempo. Con estos argumentos y con las ecuaciones 2.16 y 2.17 se tiene que

$$\begin{aligned} (v_{Ao})_1 &= \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \text{sen } \omega_1 t \frac{V_d}{2} \\ &= m_a \text{sen } \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{para } m_a \leq 1.0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Por tanto,

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad m_a \leq 1.0 \quad (2.19)$$

Lo que muestra que, en un PWM sinusoidal, la amplitud del componente de frecuencia fundamental del voltaje de salida varía en forma lineal con m_a (en tanto $m_a \leq 1.0$). Por tanto, el rango de m_a de 0 a 1 se llama rango lineal.

2. Los armónicos en la forma de onda del voltaje de salida del inversor aparecen como bandas laterales, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f , $2m_f$, $3m_f$, etc. Este patrón general conserva su validez para todos los valores de m_a en el rango de 0-1.

Para una relación de modulación de frecuencia $m_f \leq 9$ (lo que siempre es el caso, salvo en potencias nominales muy altas), las amplitudes armónicas son casi independientes de m_f , aunque m_f define las frecuencias en las que ocurren. En teoría, las frecuencias en las que ocurren armónicos de frecuencia se indican como

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

Es decir, el orden armónico h corresponde a la banda lateral número k de j veces la relación de modulación de frecuencia m_f .

$$h = j(m_f) \pm k \quad (2.20)$$

Donde la frecuencia fundamental corresponde a $h = 1$. Para valores impares de j , los armónicos existen solamente para valores pares de k . Para valores pares de j , los armónicos existen solamente para valores impares de k .

En la tabla 2.1, los armónicos normalizados $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$ se tabulan como función de la relación de modulación de amplitudes m_a , suponiendo que $m_f \geq 9$. Sólo se muestran los que tienen amplitudes significativas de hasta $j = 4$ en la ecuación 2.20.

Tabla 2.1. Armónicos generalizados de v_{Ao} para un m_f grande.

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<i>Fundamental</i>					
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Nota: $(\hat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d [= (\hat{V}_{AN})_h / \frac{1}{2}V_d]$ está tabulado como función de m_a .

En el circuito del inversor de la Fig.2.11.

$$v_{AN} = v_{Ao} + \frac{1}{2}V_d \quad (2.21)$$

Por tanto, los componentes de voltaje armónicos en v_{AN} y v_{Ao} son los mismos:

$$(\hat{V}_{AN})_h = (\hat{V}_{Ao})_h \quad (2.22)$$

La tabla 2.1. muestra que se sigue casi en forma exacta la ecuación 2.19 y que la amplitud del componente fundamental en el voltaje de salida varía en forma lineal con m_a .

3. El armónico m_f debe ser un entero impar. La elección de m_f como entero impar resulta en una simetría impar [$f(-t) = -f(t)$] así como en una simetría de media onda [$f(t) = -f(t + \frac{1}{2}T_1)$] con el origen de tiempo que se muestra en la Fig.2.10.b., trazado para $m_f = 15$. Por tanto, sólo los armónicos impares están presentes y los armónicos pares desaparecen de la forma de onda de v_{Ao} . Además, sólo los coeficientes de la serie sinusoidal en el análisis de Fourier son finitos; los coeficientes para la serie de coseno son cero. El espectro armónico se traza en la Fig.2.10.c.

Para la selección de la frecuencia de conmutación y la relación de modulación de frecuencia m_f es deseable usar la frecuencia de conmutación más alta posible, por la relativa facilidad de filtrar voltajes armónicos a altas frecuencias con una desventaja significativa: las pérdidas por conmutación en los interruptores de inversores aumentan en forma proporcional con la frecuencia de conmutación f_s . Por tanto, en la mayoría de las aplicaciones, la frecuencia de conmutación se selecciona de manera que sea menos de 6 kHz o más de 20 kHz, a fin de estar arriba del rango audible. Si la frecuencia de conmutación óptima (según el desempeño general del sistema) resulta estar en el rango de 6 a 20 kHz, las desventajas por aumentarla a 20 kHz a menudo pesan menos que la ventaja del ruido no audible con f_s de 20 kHz o más. Por tanto, en aplicaciones del tipo de 50 o 60 Hz, la relación de modulación de frecuencia m_f puede ser 9 o incluso menos para frecuencias de conmutación de menos de 2 kHz. Por otra parte, m_f será mayor que 100 para frecuencias de conmutación mayores a 20 kHz. Las relaciones deseables entre la señal de forma de onda triangular y la señal de voltaje de control se determinan por la magnitud de m_f . En este análisis, $m_f = 21$ se trata como límite entre grande y pequeño, aunque su selección es hasta cierto grado arbitraria. Aquí se supone que la relación de modulación de amplitud m_a es menos que 1. [2]

m_f pequeño ($m_f \leq 21$)

1. *PWM síncrono.* Para valores pequeños de m_f , la señal de forma de onda triangular y la señal de control deben sincronizarse entre sí (PWM sincronizado), como se

muestra en la Fig.2.10.a. Este PWM sincronizado requiere que m_f sea un entero. La razón para usar el PWM síncrono es que el PWM asíncrono (donde m_f no es un entero) genera subarmónicos (de la frecuencia fundamental) que son muy indeseables en la mayoría de las aplicaciones. Esto implica que la frecuencia de forma de onda triangular varía con la frecuencia deseada del inversor (por ejemplo, si la frecuencia de salida del inversor y por tanto la frecuencia de $v_{control}$ es 65.41 Hz y $m_f = 15$, la frecuencia de la onda triangular debe ser exactamente $15 \times 65.42 = 981.3$ Hz).

2. m_f debe ser un entero impar. Como ya se vio, m_f debe ser un entero impar excepto en inversores monofásicos con conmutación por voltaje unipolar PWM.

m_f grande ($m_f > 21$)

Las amplitudes de subarmónicos debido a PWM asíncrono son pequeñas para valores grandes de m_f . Por tanto, con valores grandes de m_f , el PWM asíncrono se usa donde la frecuencia de la forma de onda triangular se mantiene constante, mientras que la frecuencia de $v_{control}$ varía, lo que resulta en valores no enteros de m_f (mientras sean grandes). Sin embargo, si el inversor alimenta una carga como un motor de c.a., los armónicos con una frecuencia de cero o cerca de cero, aunque de amplitud pequeña, generarían corrientes grandes que serán muy indeseables. Por este motivo se debe evitar el PWM asíncrono.

Sobremodulación ($m_a > 1.0$)

En el análisis anterior se supuso que $m_a \leq 1.0$, correspondiente a un PWM sinusoidal en el rango lineal. Por tanto, la amplitud del voltaje de frecuencia fundamental varía en forma lineal con m_a , como se dedujo en la ecuación 2.19. En este rango de $m_a \leq 1.0$, PWM empuja los armónicos a un rango de frecuencia alta alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. A pesar de esta característica deseable de un PWM sinusoidal en el rango lineal, una desventaja es que la máxima amplitud disponible del componente de frecuencia fundamental no es tan alta como deseamos. Esto es una consecuencia natural de las muescas en la forma de onda del voltaje de salida de la Fig,2.10.b.

A fin de aumentar aún más la amplitud del componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida, se incrementa a m_a más de 1.0, lo que genera una sobremodulación. La sobremodulación causa que el voltaje de salida contenga muchos armónicos más en las bandas laterales en comparación con el rango lineal (con $m_a \leq 1.0$), como se muestra en la Fig.2.13. Los armónicos con amplitudes dominantes en el rango lineal tal vez no sean dominantes durante la sobremodulación. Lo más importante es que, con la sobremodulación, la amplitud del componente de frecuencia fundamental no varía en forma lineal con la relación de modulación de amplitud m_a . La Fig. 2.14. muestra la amplitud de pico normalizada del componente de frecuencia fundamental $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ como función de la relación de modulación de amplitud m_a . Incluso con valores razonablemente grandes de m_f , $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ depende de m_f en la región de sobremodulación. Esto es contrario al rango lineal ($m_a \leq 1.0$) donde $(\hat{V}_{Ao})_1/\frac{1}{2}V_d$ varía en forma lineal con m_a , casi independientemente de m_f (siempre que $m_f > 9$). [2]

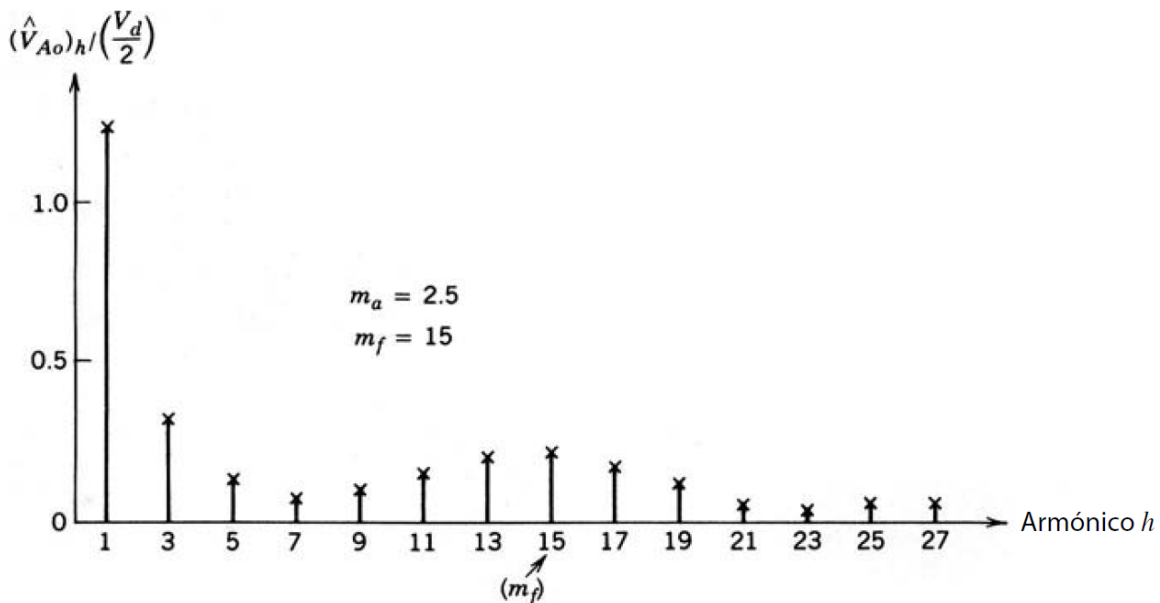


Figura. 2.13. Armónicos debidos a sobremodulación.

En caso de sobremodulación, sin tener en cuenta el valor de m_f , se recomienda una operación de PWM síncrono para cumplir los requerimientos indicados para un valor pequeño de m_f .

Para valores lo bastante grandes de m_a , la forma de onda del voltaje del inversor degenera desde una forma de onda modulada por el modo conmutado hasta una onda cuadrada. A partir de la Fig.2.14. se concluye que en la región de sobremodulación con $m_a > 1$. [2]

$$\frac{V_d}{2} < (\hat{V}_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (23)$$

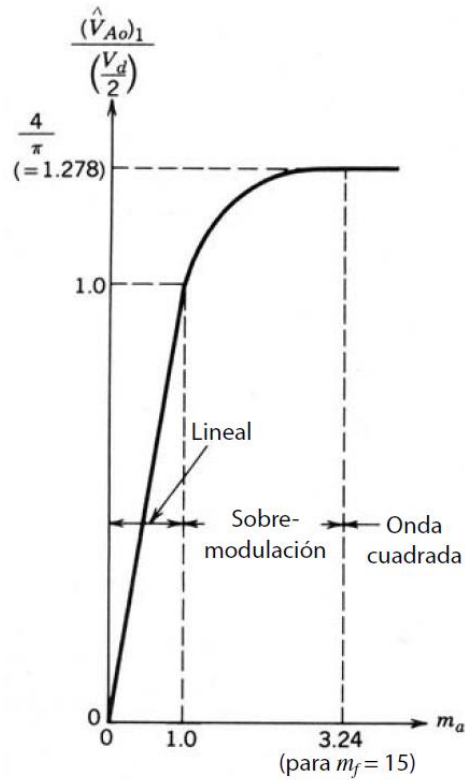


Figura. 2.14. Control del voltaje mediante variación de m_a .

2.4. INVERSORES MONOFÁSICOS

2.4.1. INVERSORES DE MEDIO PUENTE

La Fig.2.15 muestra el inversor de medio puente. Aquí, dos condensadores iguales se conectan en serie a través de la entrada de c.d., y su unión está en potencial medio, con un voltaje de $\frac{1}{2}V_d$ a través de cada condensador. Se deben usar capacitancias lo bastante grandes para que sea razonable suponer que el potencial en el punto o permanezca esencialmente constante respecto del bus de c.d. negativo N .

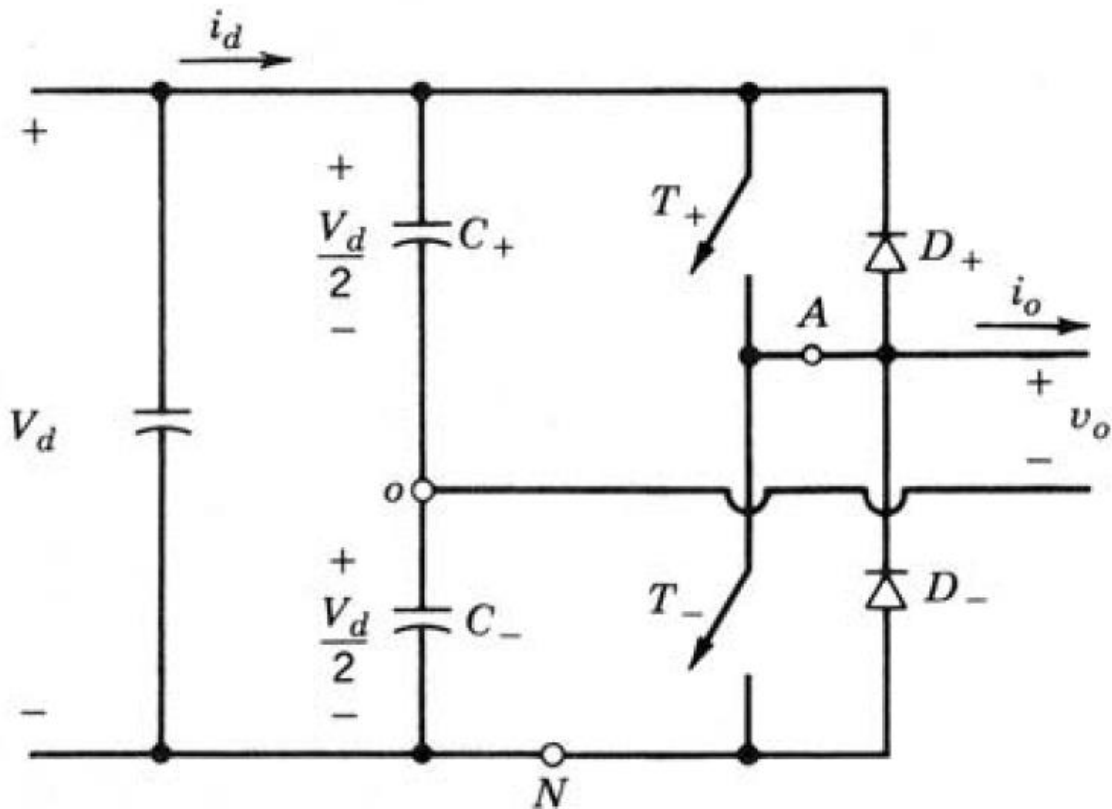


Figura. 2.15. Inversor de medio puente.

Si se supone una conmutación de PWM, se observa que la forma de onda del voltaje de salida será exactamente como la Fig.2.10.b. se debe notar que, sin tomar en cuenta los estados de los interruptores, la corriente entre los dos condensadores C_+ y C_- (con valores

iguales y muy grandes) se dividen en partes iguales. Cuando T_+ está encendido, T_+ o D_+ conducen según el sentido de la corriente de salida, e i_o se divide en partes iguales entre los dos condensadores o capacitores. De igual manera, cuando el interruptor T_- está en su estado activo, T_- o D_- conducen según el sentido de i_o , e i_o se divide en partes iguales entre los dos condensadores. Por tanto, los condensadores C_+ y C_- están “efectivamente” conectados en paralelo la ruta de i_o . Esto también explica por qué la unión o en la Fig.2.15. permanece en potencial medio.

Como i_o debe fluir a través de la combinación paralela de C_+ y C_- , i_o en estado permanente no puede tener un componente de c.d. Por tanto, estos condensadores actúan como condensadores o capacitores de bloqueo de c.d., lo que elimina el problema de saturación del transformador desde el lado primario, si se usa un transformador en la salida para proporcionar aislamiento eléctrico. Como la corriente en el devanado primario de uno de estos transformadores no se forzaría a cero en cada conmutación, la energía de inductancia por dispersión del transformador no constituye ningún problema para los interruptores.

En un inversor de medio puente, los voltajes y corrientes nominales de pico de los interruptores son los siguientes: [2]

$$V_T = V_d \quad (2.24)$$

e

$$I_T = i_{o,pico} \quad (2.25)$$

2.4.2. INVERSORES DE PUENTE COMPLETO

La Fig.2.16 muestra un inversor de puente completo. Este inversor consiste en dos inversores de una rama o terminal del tipo analizado en la sección 2.3.1., y se prefiere ante otros arreglos en potencia nominales más altas. Con el mismo voltaje de c.d. de entrada, el voltaje máximo de salida del inversor de puente completo es el doble del inversor de medio puente. Esto implica que, para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de los interruptores conforman la mitad de las corrientes de un inversor de medio puente. En

niveles de potencia más alta, esto es una clara ventaja, pues requiere menos conexiones paralelas de dispositivos. [2]

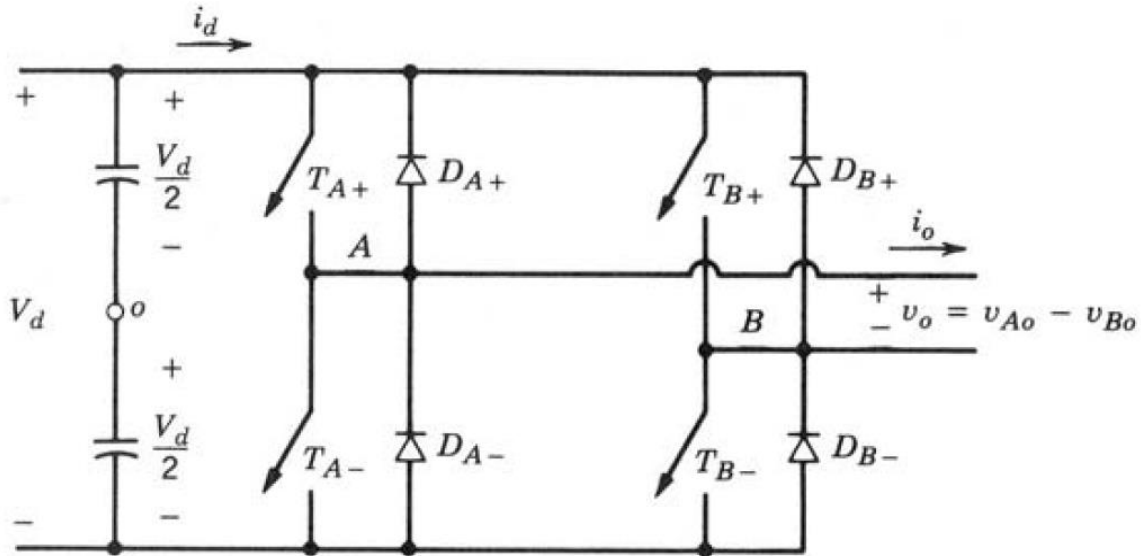


Figura. 2.16. Inversor monofásico de puente completo.

2.4.2.1. PWM con conmutación por voltaje bipolar

En este método de PWM, los interruptores diagonalmente opuestos (T_{A+} , T_{B-}) y (T_{A-} , T_{B+}) de las dos ramas o terminales en la Fig.2.17. se conmutan como pares de interruptores 1 y 2, respectivamente. En este tipo de conmutación de PWM, la forma de onda de voltaje de salida de la rama A es idéntica a la salida del inversor básico de una rama en la sección 2.3.1., que se determina de la misma manera por medio de la comparación entre $v_{control}$ y v_{tri} en la Fig.2.17.a. La salida de la rama B del inversor es negativa de la salida de la rama A: por ejemplo, cuando T_{A+} está encendido y $v_{Ao} = +\frac{1}{2}V_d$, T_{B-} también está encendido y $v_{Bo} = -\frac{1}{2}V_d$. Por tanto,

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \quad (2.26)$$

y

$$v_o(t) = v_{A_o}(t) - v_{B_o}(t) = 2v_{A_o}(t) \quad (2.27)$$

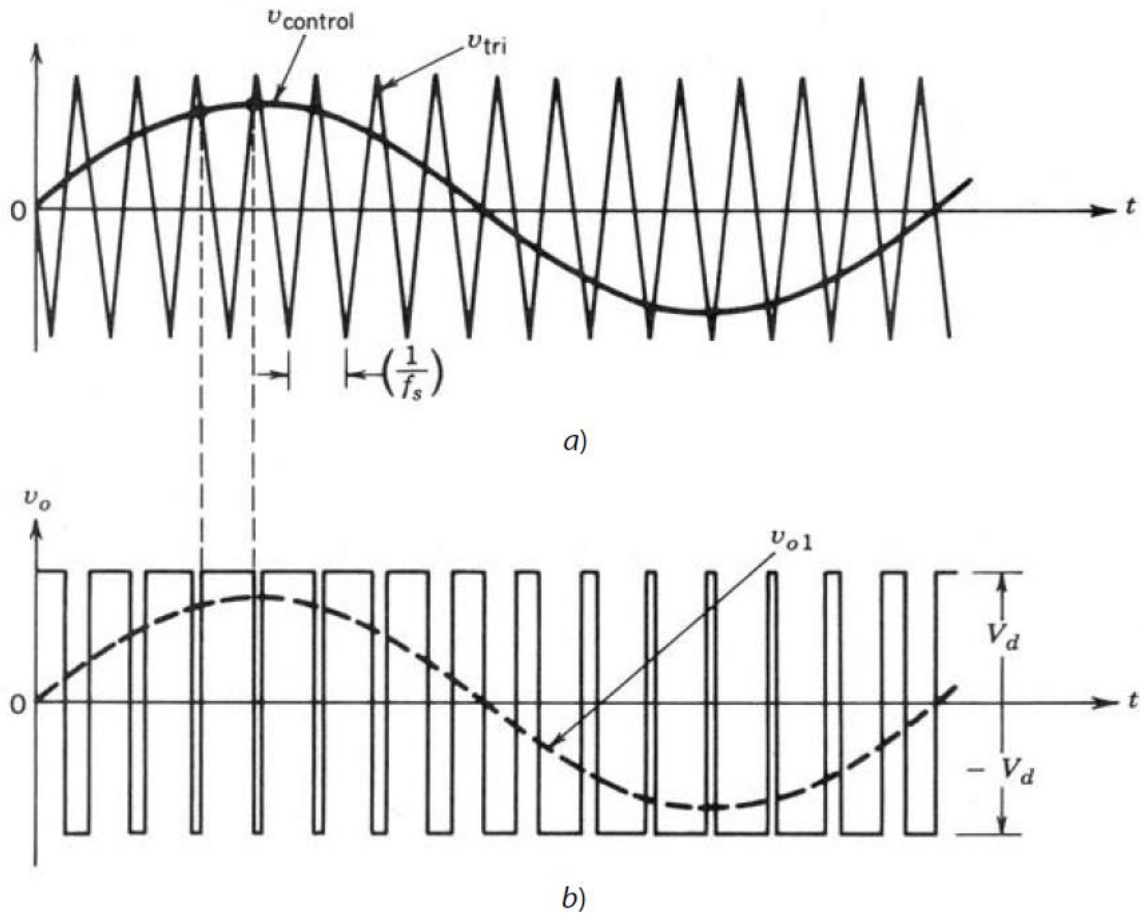


Figura. 2.17. PWM con conmutación por voltaje bipolar.

La forma de onda v_o se muestra en la Fig.2.17.b. El análisis que se realizó en la sección 2.3.1. para el inversor básico de una rama o terminal es válido por completo para este tipo de conmutación PWM. Por tanto, el pico del componente de frecuencia fundamental en el voltaje de salida (\hat{V}_{o1}) se obtiene de las ecuaciones 2.19, 2.23 y 2.27 como

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.28)$$

y

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.29)$$

En la Fig.2.17.b. se observa que el voltaje de salida v_o conmuta entre los niveles de voltaje $-V_d$ y $+V_d$. Por esta razón, este tipo de conmutación se llama PWM con conmutación por voltaje bipolar. Las amplitudes de los armónicos en el voltaje de salida se obtienen con la tabla 2.1.

Corriente i_d del lado de c.d. Es ilustrativo fijarse en la corriente i_d del lado de c.d. en el método de conmutación PWM por voltaje bipolar.

Por simplificación, se usarán filtros ficticios L-C de altas frecuencias en el lado de c.d. y en el lado de c.a. como se muestra en la Fig.2.18. Se supondrá que la frecuencia de conmutación es muy alta, acercándose al infinito. Por tanto, a fin de filtrar los componentes de frecuencia alta de conmutación en v_o e i_d , los componentes de filtrado L y C requeridos en los filtros tanto del lado c.a. como del lado c.d. se acercan a cero. Esto implica que la energía acumulada en los filtros es insignificante. Como el propio convertidor no tiene elementos de almacenamiento de energía, la entrada de potencia instantánea debe ser igual a la salida de potencia instantánea.

Con estas suposiciones, v_o en la Fig.2.18. es una onda sinusoidal pura en la frecuencia fundamental de salida ω_1 ,

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2}V_o \text{ sen } \omega_1 t \quad (2.30)$$

Si la carga es como en la Fig.2.18., donde e_o es una onda sinusoidal en la frecuencia ω_1 , la corriente de salida también sería sinusoidal y se retrasaría de v_o para una carga inductiva, por ejemplo, un motor de c.a.:

$$i_o = \sqrt{2}I_o \text{ sen}(\omega_1 t - \varphi) \quad (2.31)$$

donde φ es el ángulo por el cual i_o se retrasa de v_o .

En el lado de c.d., el filtro L-C filtra los componentes de frecuencias altas de conmutación en i_d , e i_d^* sólo consistiría en los componentes de frecuencia baja y de c.d.

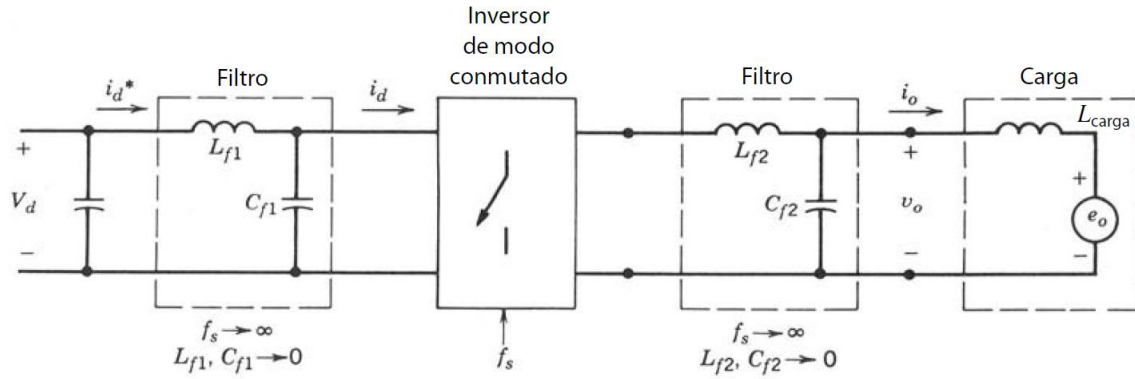


Figura. 2.18. Inversor con filtros “ficticios”.

Si se supone que no hay energía acumulada en los filtros,

$$V_d i_d^*(t) = v_o(t) i_o(t) = \sqrt{2} V_o \text{sen } \omega_1 t \sqrt{2} I_o \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) \quad (2.32)$$

Por tanto,

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \varphi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \varphi) = I_d + i_{d2} \quad (2.33)$$

$$= I_d - \sqrt{2} I_d \cos(2\omega_1 t - \varphi) \quad (2.34)$$

donde

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \varphi \quad (2.35)$$

e

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_o}{V_d} \quad (2.36)$$

La ecuación 2.34 para i_d^* muestra que consiste en un componente de c.d. I_d , responsable de la transferencia de potencia desde V_d en el lado de c.a. del inversor hasta el lado de c.a. Además, i_d^* contiene un componente sinusoidal al doble de la frecuencia fundamental. La corriente de entrada del inversor i_d consiste en i_d^* y los componentes de frecuencia alta debido a las conmutaciones del inversor, como se muestra en la Fig.2.19.

En sistemas prácticos, la suposición previa de un voltaje de c.d. constante como entrada al inversor no es completamente válida. Por lo general, este voltaje c.d. se obtiene mediante la rectificación de un voltaje c.a. de la línea del sistema de suministro de energía. Se usa un condensador grande entre las terminales de salida del rectificador a fin de filtrar el voltaje c.d. La ondulación en el voltaje del condensador, que también es el voltaje c.d. de entrada al inversor, se debe a dos razones: 1) la rectificación del voltaje de línea para producir c.d. no produce una c.d. pura, 2) como se vio en la ecuación 2.34, la corriente consumida por un inversor monofásico del lado de c.d. no es una c.d. constante, sino tiene un segundo componente armónico (de la frecuencia fundamental en la salida del inversor) además de los componentes de conmutación de frecuencia alta. El segundo componente armónico de la corriente produce una ondulación en el voltaje del condensador, aunque la ondulación de voltaje debido a las frecuencias altas de conmutación es en esencia insignificante. [2]

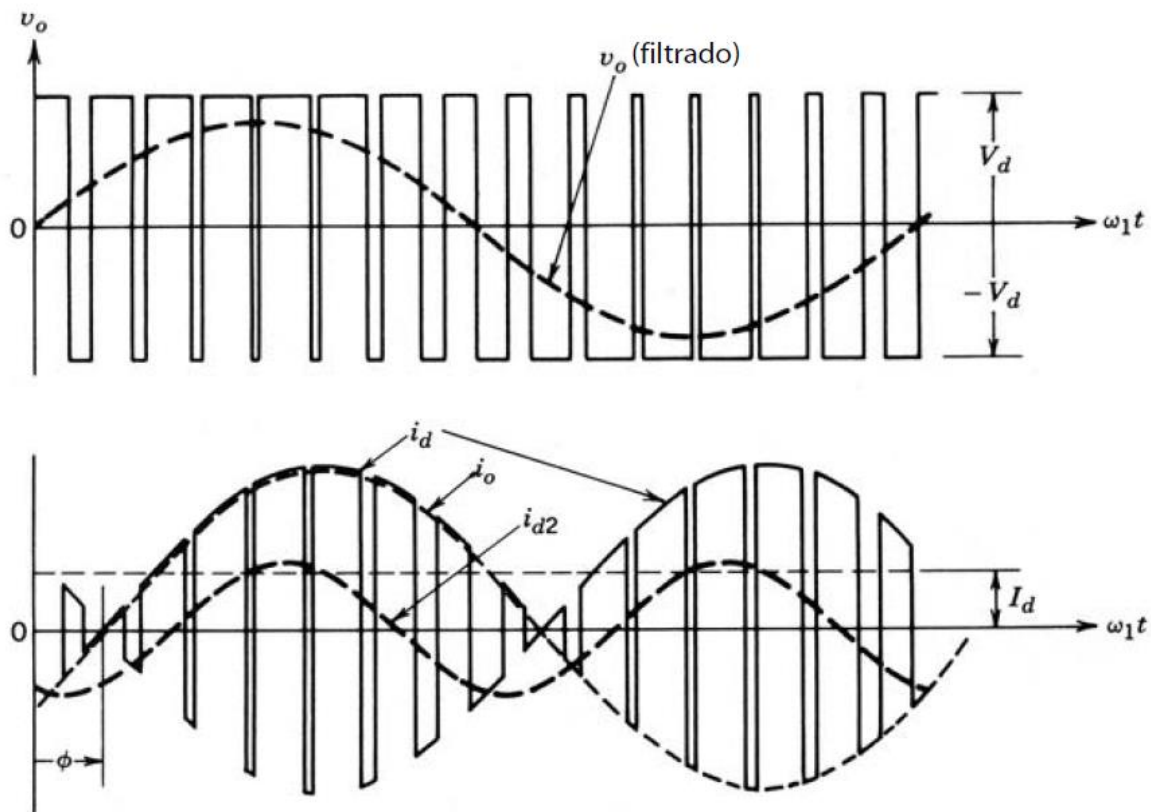


Figura. 2.19. Corriente del lado de c.d. en un inversor monofásico con conmutación PWM por voltaje bipolar.

2..2.2. PWM con conmutación por voltaje unipolar.

En la conmutación PWM por voltaje unipolar, los interruptores en las dos ramas del inversor de puente completo de la Fig.2.16 no se conmutan en forma simultánea, como en el método PWM anterior. Aquí, las ramas o terminales A y B del inversor de puente completo están controladas por separado mediante la comparación entre v_{tri} con $v_{control}$ y $-v_{control}$, respectivamente. Como se muestra en la Fig.2.20.a., la comparación de $v_{control}$ con la forma de onda triangular genera las siguientes señales lógicas para controlar los interruptores en la rama A :

$$v_{control} > v_{tri}: T_{A+} \text{ encendido y } v_{AN} = V_d \quad (2.37)$$

$$v_{control} < v_{tri}: T_{A-} \text{ encendido y } v_{AN} = 0$$

El voltaje de salida de la rama A del inversor respecto del bus N de c.d. negativa se muestra en la Fig.2.20.b. Para controlar los interruptores de la rama B , $-v_{control}$ se compara con la misma forma de onda triangular, lo cual nos da lo siguiente:

$$(-v_{control}) > v_{tri}: T_{B+} \text{ encendido y } v_{BN} = V_d \quad (2.38)$$

$$(-v_{control}) < v_{tri}: T_{B-} \text{ encendido y } v_{BN} = 0$$

Debido a los diodos de realimentación en conexión antiparalelo con los interruptores, los voltajes precedentes dados por las ecuaciones 2.37 y 2.38 son independientes del sentido de la corriente de salida i_o .

Las formas de onda de la Fig.2.20. muestran que existen cuatro combinaciones de estados activos de interruptores y los siguientes niveles de voltaje:

1. $T_{A+}, T_{B-} \text{ enc: } v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = V_d$
2. $T_{A-}, T_{B+} \text{ enc: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = -V_d$
3. $T_{A+}, T_{B+} \text{ enc: } v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_o = 0 \quad (2.39)$
4. $T_{A-}, T_{B-} \text{ enc: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = 0; \quad v_o = 0$

Se observa que, cuando ambos interruptores superiores están encendidos, el voltaje de salida es cero. La corriente de salida circula en un lazo a través de T_{A+} y D_{B+} , o D_{A+} y

T_{B+} , según el sentido de i_o . Durante este intervalo, la corriente de entrada i_d es cero. Una condición parecida ocurre cuando ambos interruptores inferiores T_{A-} y T_{B-} están encendidos.

En este tipo de método PWM, cuando ocurre una conmutación, el voltaje de salida cambia entre los niveles de voltaje cero y $+V_d$, o entre cero y $-V_d$. Por esta razón, este tipo de método PWM se llama PWM con conmutación por voltaje unipolar, a diferencia del método de conmutación PWM por voltaje bipolar (entre $+V_d$ y $-V_d$), ya descrito. Este método tiene la ventaja de doblar “efectivamente” la frecuencia de conmutación en cuanto a los armónicos de salida, en comparación con el método de conmutación por voltaje bipolar. Además, los saltos de voltaje en el voltaje de salida en cada conmutación se reducen a V_d , en comparación con $2V_d$ en el método anterior.

La ventaja de doblar “efectivamente” la frecuencia de conmutación aparece en el espectro armónico de la forma de onda del voltaje de salida, donde los armónicos, más bajos (en el circuito idealizado) aparecen como bandas laterales del doble de la frecuencia de conmutación. Es fácil entender esto si se elige que la relación de modulación de frecuencia m_f sea par (m_f debe ser impar para PWM con conmutación por voltaje bipolar) en un inversor monofásico. Las formas de onda de voltaje v_{AN} y v_{BN} se desplazan 180° de la frecuencia fundamental f_1 entre sí. Por tanto, los componentes armónicos en la frecuencia de conmutación en v_{AN} y v_{BN} tienen la misma fase ($\varphi_{V_{AN}} - \varphi_{V_{BN}} = 180^\circ$, $m_f = 0^\circ$, pues las formas de onda están desplazadas 180° y se supone que m_f es par). Esto produce la cancelación de los componentes armónicos en la frecuencia de conmutación en el voltaje de salida $v_o = v_{AN} - v_{BN}$. Además, desaparecen las bandas laterales de los armónicos de frecuencia de conmutación. En forma parecida, se cancela el otro armónico dominante al doble de la frecuencia de conmutación, pero no sus bandas laterales. Aquí también

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.40)$$

y

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (2.41)$$

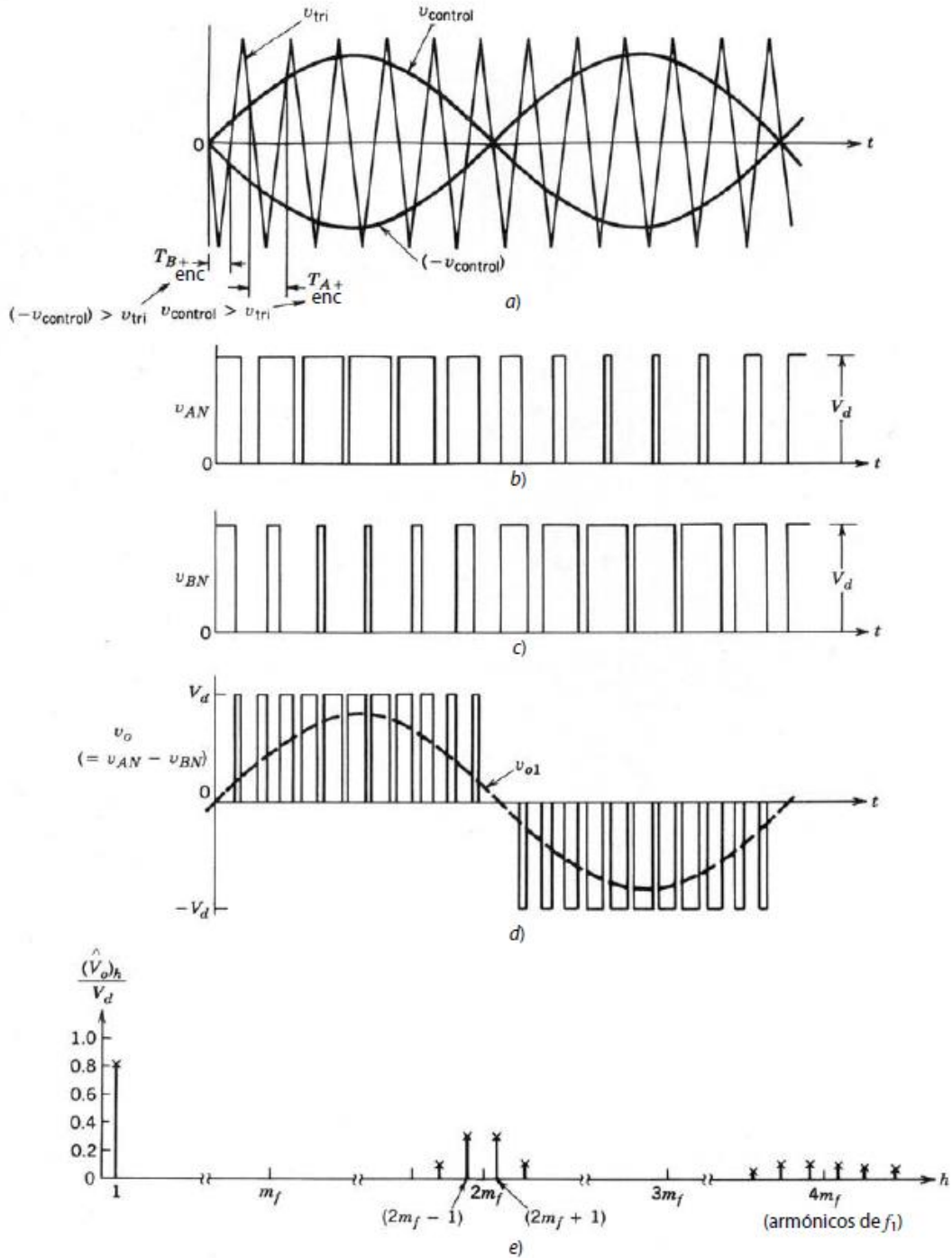


Figura. 2.20. PWM con conmutación por voltaje unipolar (monofásico).

Corriente i_d del lado de c.d. En condiciones similares a las del circuito de la Fig.2.18. para el PWM con conmutación por voltaje bipolar, la Fig.2.21. muestra la

corriente i_d del lado de c.d. para el método de conmutación por voltaje unipolar, donde $m_f = 14$ (en lugar de $m_f = 15$ para la conmutación por voltaje bipolar).

Cuando se comparan las Fig.2.19 y Fig.2.21., queda claro que el uso de PWM con la conmutación por voltaje unipolar produce una ondulación más pequeña en la corriente del lado de c.d. del inversor. [2]

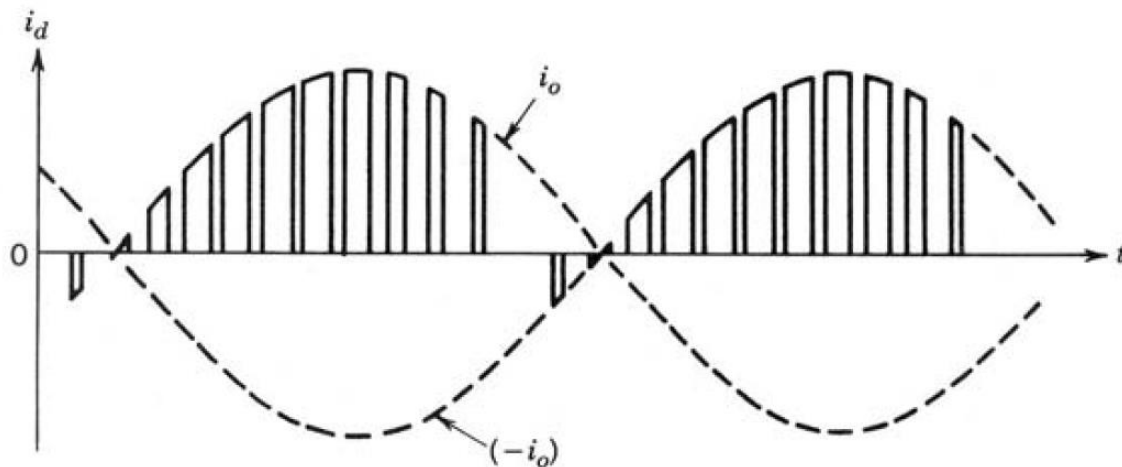


Figura. 2.21. Corriente del lado c.d. en un inversor monofásico con conmutación PWM por voltaje unipolar.

2.5. MULTIPLICADOR AD633

En la Fig.2.22. se muestra el encapsulado, mini DIP de 8 terminales, y el diagrama interno de un multiplicador AD633. El voltaje de salida, V_o , se expresa de la siguiente manera:

$$V_o = \frac{(x_1 - x_2)(y_1 - y_2)}{10} + z \quad (2.42)$$

En la que V_o es el voltaje de salida medido, con respecto a la tierra, en la terminal W. Al factor $\frac{1}{10}$ se le conoce como factor de escala y es una característica de los multiplicadores. La explicación de esto es que los multiplicadores están diseñados para usar

el mismo tipo de fuente de alimentación que los amplificadores operacionales, es decir $\pm 15 V$. Para obtener mejores resultados, se recomienda que los voltajes aplicados a las entradas tanto x como y no rebasen los $+10 V$ o $-10 V$ con respecto a tierra. Este límite de $\pm 10 V$ también se refiere a la salida, así el factor de escala es, por lo general, el recíproco del límite de voltaje, o $1/10 V$. Si los dos voltajes de entrada se encuentran en sus límites positivos de $+10 V$, la salida estará en su límite positivo de $10 V$. [3]

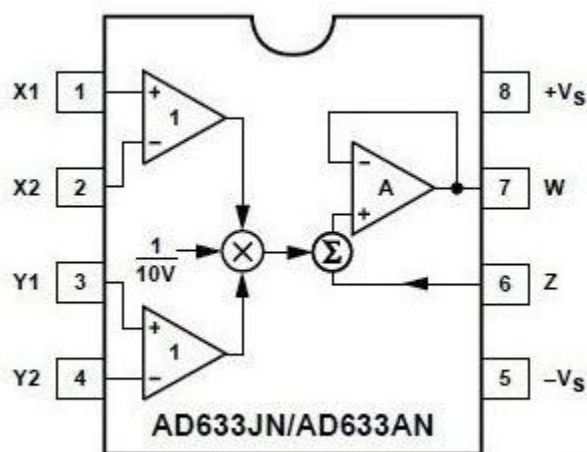


Figura. 2.22. Multiplicador AD633.

2.5.1. DIVISOR ANALÓGICO

En la Fig. 2.23. se muestra el diagrama de un divisor analógico formado por un multiplicador AD633 y un amplificador operacional. El voltaje de salida, V_o , se expresa de la siguiente manera:

$$V_o = \frac{10 E_{ent}}{E_x} \quad (2.43)$$

La ecuación 2.43 indica que la salida del divisor, V_o , es proporcional a la relación de las entradas E_{ent} y E_x . Este último valor nunca debe ser $0 V$, ni tampoco un voltaje negativo, pues el amplificador operacional se saturaría. E_{ent} puede ser positivo, negativo o de $0 V$. Se observa que el divisor puede considerarse como una ganancia de voltaje de

$10/E_x$ que actúa sobre E_{ent} . Por lo tanto, si se modifica E_x , la ganancia también cambia. Este control de la ganancia mediante el voltaje se aprovecha en circuitos de control automático de ganancia. [3]

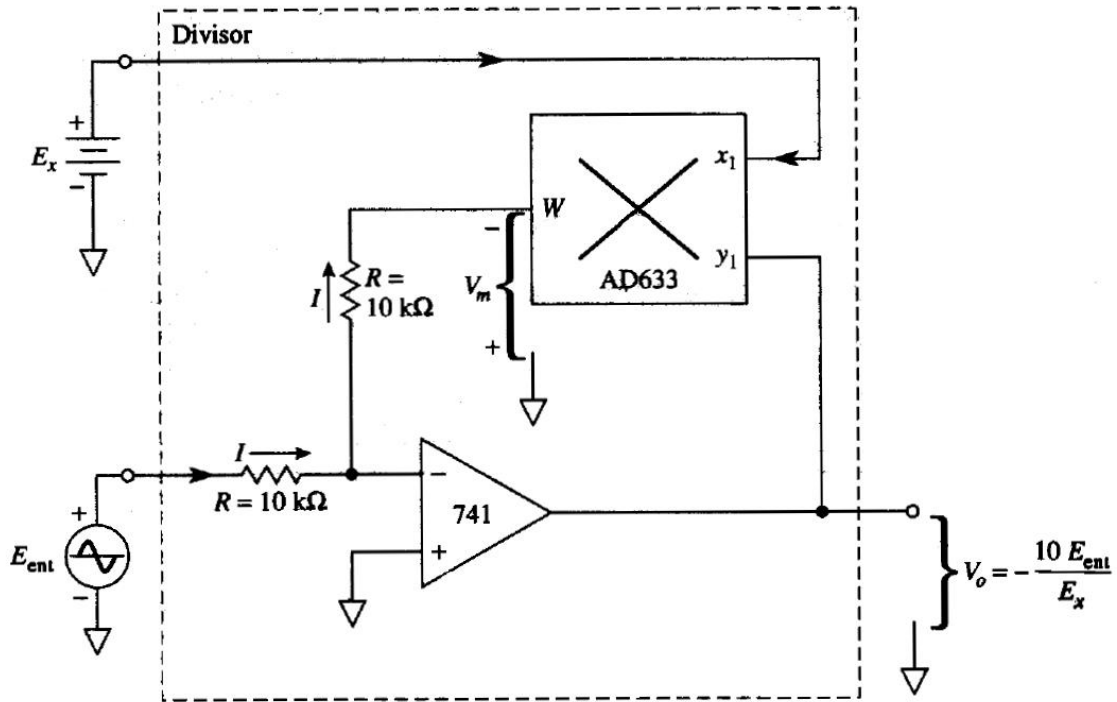


Figura. 2.23. Divisor analógico usando amplificador operacional y un multiplicador AD633.

El integrado AD633 se tenía pensado utilizar para el convertidor en físico como parte del controlador y se utilizó las ecuaciones que representan el voltaje de salida para la simulación del convertidor.

Capítulo 3

Metodología

En esta sección se indicará de forma explícita los métodos que se utilizaron para realizar el proyecto y también los alcances y limitaciones que se tuvieron durante la realización del proyecto.

3.1. INTRODUCCION

Dentro de los objetivos del proyecto se estipuló que se diseñaría e implementaría de forma física el circuito convertidor estático de potencia. Sin embargo, a consecuencia de las medidas y restricciones sanitarias provenientes de la pandemia, se tuvo que implementar en simulación virtual ya que no se tuvo el acceso al ingreso al laboratorio de la maestría del Tecnológico de Ciudad Madero.

Para la simulación del convertidor se utilizó el programa MATLAB y su entorno de programación visual SIMULINK.

El proyecto consta de 2 etapas:

1.- Rectificación. Conversión de voltaje de corriente alterna con magnitud y frecuencia variable a voltaje de corriente directa de magnitud variable.

2.- Inversión. Conversión de voltaje de corriente directa de magnitud variable a voltaje de corriente alterna con magnitud y frecuencia constante.

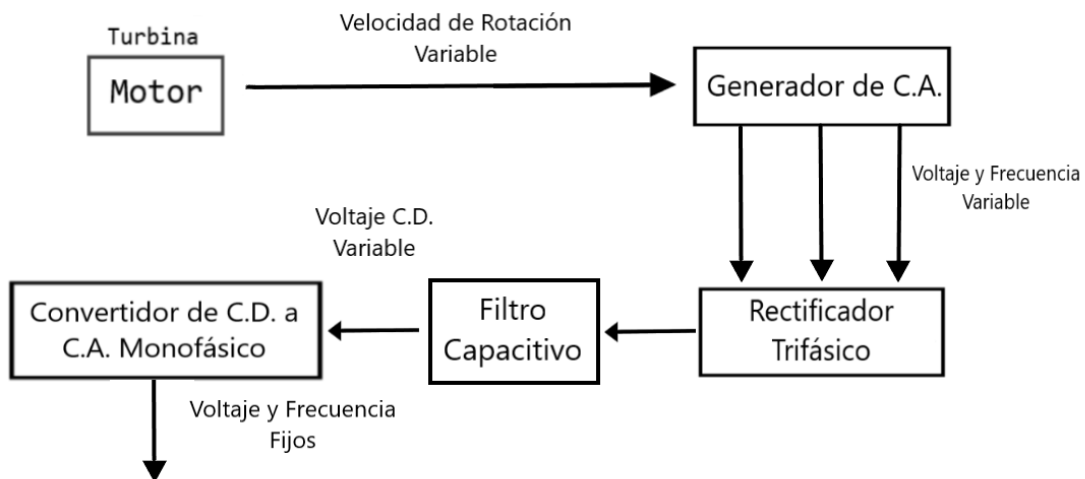


Figura. 3.1. Diagrama de bloques.

En la Fig.3.1. se muestra el diagrama de bloques del proyecto. Se tiene una turbina cuya velocidad de rotación es variable por la variabilidad del caudal del recurso, esto

presenta variaciones en el generador de c.a., el voltaje de corriente alterna generado varía en su magnitud y frecuencia. El objetivo es obtener voltaje de c.a. con magnitud y frecuencia constantes (127 V a 60 Hz). En la primera etapa el voltaje generado se rectifica para obtener voltaje de c.d. pero este voltaje varía ya que es proporcional al voltaje máximo obtenido del generador. Para esta etapa se utiliza un rectificador trifásico de onda completa no controlado como se muestra en la Fig.3.2. En la segunda etapa se emplea un inversor monofásico de puente completo, como se muestra en la Fig.3.3., utilizando el método de conmutación PWM de voltaje unipolar para conmutar los IGBTs. De esta forma se controla el voltaje de salida para obtener 127 V de c.a. a 60 Hz para una carga resistiva.

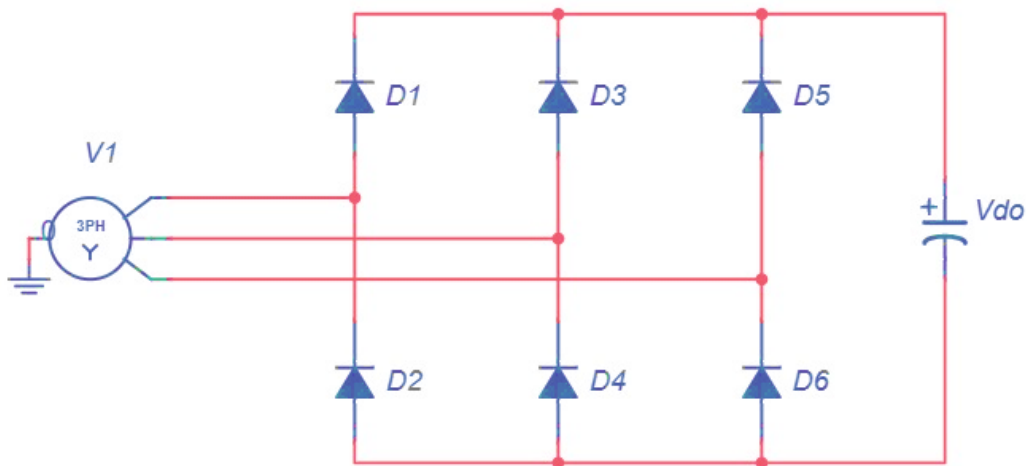


Figura. 3.2. Esquema rectificador trifásico onda completa.

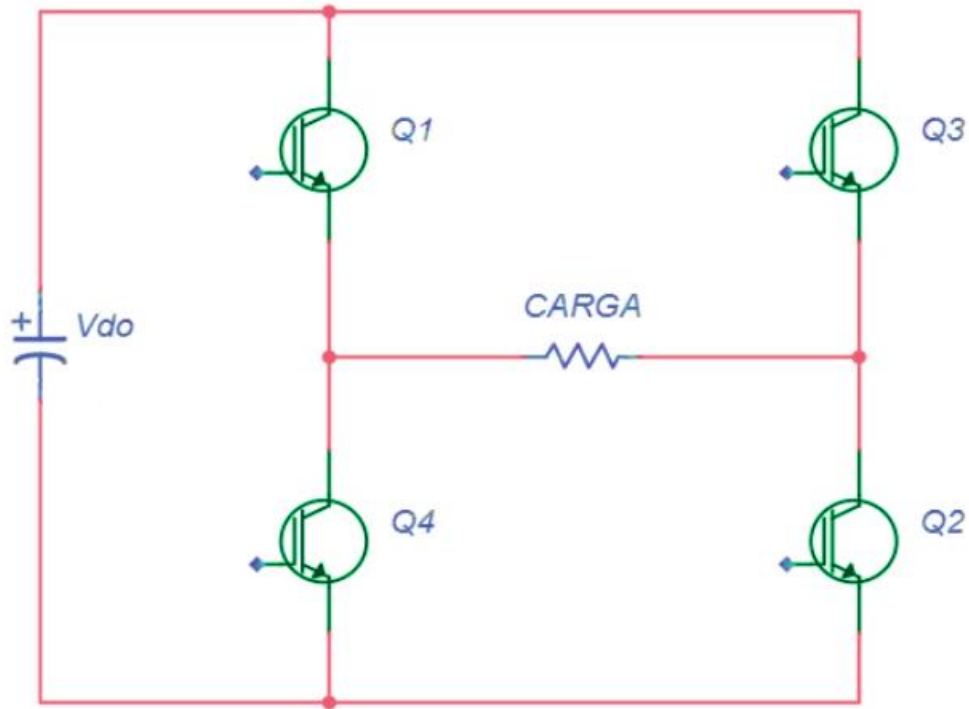


Figura. 3.3. Esquema inversor monofásico puente completo.

3.2. DISEÑO DEL CONVERTIDOR.

La Tabla 3.1. muestra las frecuencias y los voltajes por fase mínimos y máximos obtenidos de la etapa de generación.

Tabla 3.1. Voltaje de fase del generador.

	Mínimo	Máximo
Voltaje pico	140 V	180 V
Frecuencia	45 Hz	60 Hz

Teniendo los valores de salida del generador se calcula el voltaje eficaz

$$V_{rms(min)} = \frac{V_{pico(min)}}{\sqrt{2}} = \frac{140 V}{\sqrt{2}} \approx 99 V \quad (3.1)$$

$$V_{rms(max)} = \frac{V_{pico(max)}}{\sqrt{2}} = \frac{180 V}{\sqrt{2}} \approx 127 V \quad (3.2)$$

Para poder calcular el voltaje de salida del rectificador trifásico de onda completa se requiere obtener los voltajes de línea a línea

$$V_{LL(min)} = \sqrt{3}V_{rms(min)} = \sqrt{3} \times 99V \approx 171.5 V \quad (3.3)$$

$$V_{LL(max)} = \sqrt{3}V_{rms(max)} = \sqrt{3} \times 127V \approx 220 V \quad (3.4)$$

Para calcular el voltaje de c.d. de la salida del rectificador se utiliza la siguiente ecuación:

$$V_{do(min)} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL(min)} \approx 1.35 \times 171.5 V \approx 231 V \quad (3.5)$$

$$V_{do(max)} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL(max)} \approx 1.35 \times 220 V \approx 297 V \quad (3.6)$$

Para poder obtener el voltaje de salida deseado (127 V) en el inversor se necesita variar el voltaje máximo de control $\hat{V}_{control}$ y para obtener la frecuencia deseada (60 Hz) se necesita que la frecuencia del $v_{control}$ sea igual a 60 Hz.

Una vez obtenido el voltaje de salida del rectificador se procede a calcular el voltaje máximo de control $\hat{V}_{control}$ que se necesita para obtener 127 V en la salida.

Se utilizan las ecuaciones 2.12 y 2.40 para obtener el $\hat{V}_{control}$ necesario.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \therefore \hat{V}_{control} = \frac{\hat{V}_{tri}}{V_{do}} \hat{V}_{ref} \quad (3.7)$$

Donde \hat{V}_{ref} es constante (180 V), \hat{V}_{tri} es constante (9 V) y V_{do} es variable (de 231 V a 297 V aproximadamente).

Se sustituyen los valores en la ecuación 3.7.

$$\hat{V}_{control(min)} = \frac{\hat{V}_{tri}}{V_{do(min)}} \hat{V}_{ref} = \frac{9V}{231V} 180V \approx 6.7V \quad (3.8)$$

$$\hat{V}_{control(max)} = \frac{\hat{V}_{tri}}{V_{do(max)}} \hat{V}_{ref} = \frac{9V}{297V} 180V \approx 5.23V \quad (3.9)$$

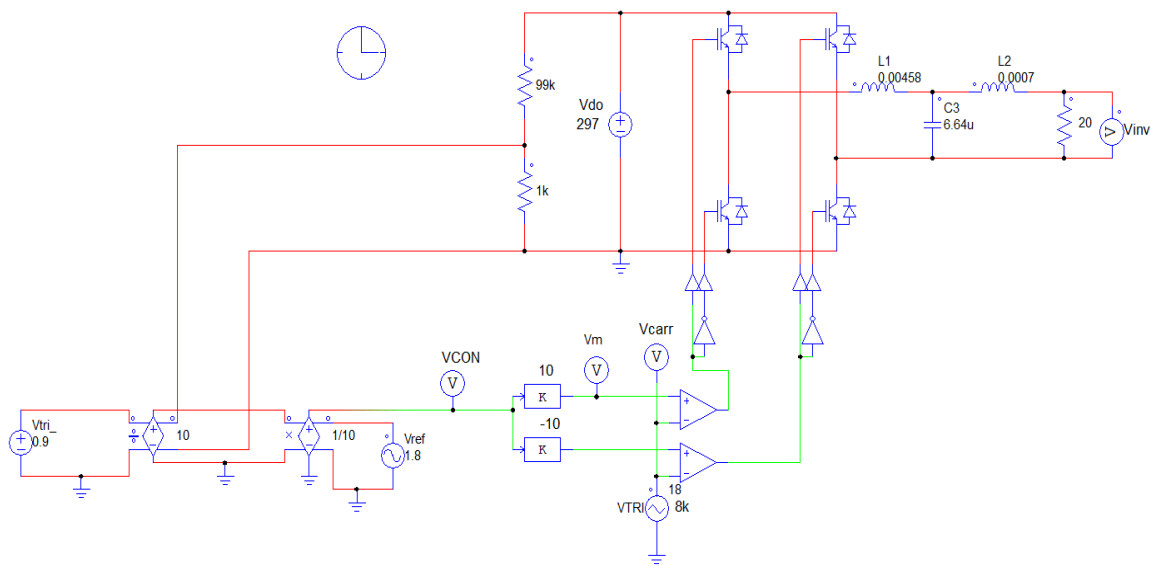


Figura. 3.4. Esquema convertidor estático.

En la Fig.3.4. se muestra el esquema del convertidor estático de potencia. Para generar la señal de $v_{control}$ se divide una décima parte de \hat{V}_{tri} entre una centésima parte del voltaje de c.d. proveniente de la rectificación V_{do} con un factor de ganancia de 10, a esto se le multiplica una centésima parte de v_{ref} y se divide entre una ganancia de $\frac{1}{10}$. De esta forma se genera la señal moduladora, que varía inversamente proporcional al voltaje V_{do} , con la frecuencia deseada (60 Hz). Para las ganancias del multiplicador y divisor del

esquema se tomaron de referencia las ganancias del integrado AD633 en su configuración de multiplicador y divisor. De la señal portadora se sacan dos, una con una ganancia de 10 y la otra de -10, esto para controlar cada una de las ramas del inversor unipolar. Como señal moduladora se usa una señal triangular de magnitud 18 volts pico a pico con una frecuencia de 8 kHz.

Para reducir los armónicos del voltaje de salida se emplea un filtro pasivo LCL, conformado por dos inductores y un capacitor. El capacitor es diseñado en base a la potencia reactiva absorbida en las condiciones nominales. La potencia reactiva absorbida por el capacitor está limitada al 5 % de la potencia nominal.

$$Q = \frac{V_o^2}{1/(2\pi f_p C)} = 0.05 P_o \quad (3.10)$$

$$C = \frac{0.05 P_o}{V_o^2 2\pi f_p} \quad (3.11)$$

Donde

C = Capacitancia.

P_o = Potencia de salida.

V_o = Voltaje de salida.

f_p = Frecuencia portadora.

$$C = \frac{0.05 \times 808}{(127)^2 \times 2 \times \pi \times 60} = 6.64 \mu F \quad (3.12)$$

El valor del inductor L_1 se selecciona dependiendo de la corriente de rizo máxima permitida. La corriente de rizo se limitó al 20% de la corriente nominal.

$$L_1 = \frac{V_{do}}{4 f_s \Delta I_{ppmax}} \quad (3.13)$$

$$\Delta I_{ppmax} = 0.2 I_o FS_h \quad (3.14)$$

Donde

L_1 = Inductancia.

V_{do} = Voltaje rectificado.

f_s = Frecuencia moduladora o de conmutación.

ΔI_{ppmax} = Corriente pico pico máxima.

I_o = Corriente de salida.

FS_h = Factor de seguridad.

El factor de seguridad depende de la distorsión armónica total. Para este caso el *THD* es menor de 5%, por lo tanto el factor de seguridad es de 1.414. Para el valor de V_{do} se utilizó el valor medio de los voltajes de rectificación.

$$L_1 = \frac{264}{4 \times 8000 \times 6.36 \times 1.414 \times 0.2} = 4.58 \text{ mH} \quad (3.15)$$

La inductancia total ($L_1 + L_2$) se selecciona en base a la máxima caída de tensión a través del inductor. La máxima caída está limitada a 10% del voltaje nominal.

$$L_1 + L_2 = \frac{0.1 (V_o)^2}{2 P_o \pi f_p} \quad (3.16)$$

$$L_1 + L_2 = \frac{0.1 \times (127)^2}{2 \times 808 \times \pi \times 60} = 5.29 \text{ mH} \quad (3.17)$$

$$L_2 = 5.29 \text{ mH} - 4.58 \text{ mH} = 0.71 \text{ mH} \quad (3.18)$$

3.3. SIMULACION DEL CONVERTIDOR.

3.3.1. SIMULINK

Simulink es un entorno de programación visual, que funciona sobre el entorno de programación de Matlab. Los bloques que se utilizaron en el entorno de Simulink fueron los siguientes:

- Powergui: Permite escoger uno de los siguientes métodos para resolver el circuito.
 - Continuo.
 - Discretización del sistema eléctrico.
 - Solución fasorial continua o discreta.

El bloque powergui también permite abrir herramientas para estado estacionario y análisis de resultados de simulación y para diseño de parámetros avanzados.

Se necesita el bloque para simular cualquier modelo Simulink que contiene bloques de Simscape Electrical Specialized Power Systems blocks. Contiene el circuito Simulink equivalente que representa las ecuaciones de espacio de estado del modelo.



Figura. 3.5. *Icono bloque powergui.*

- Sine Wave: Le bloque Sine Wave genera una forma de onda sinusoidal.



Figura. 3.6. *Icono bloque Sine Wave.*

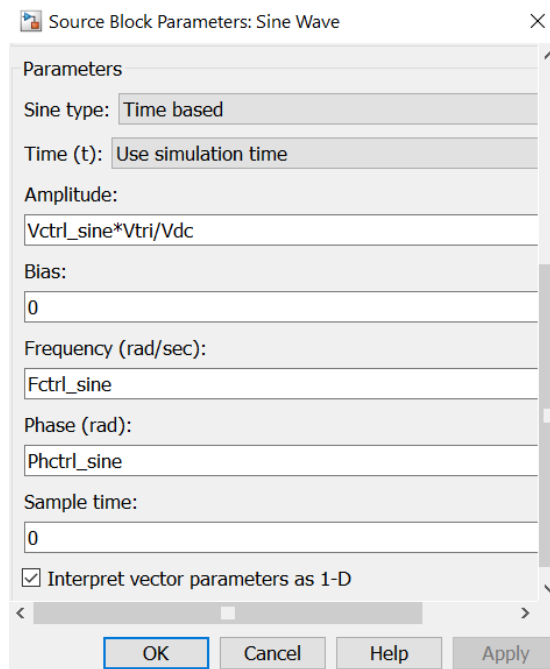


Figura. 3.7. *Parámetros bloque Sine Wave.*

- PWM Generator (2-Level): El bloque PWM Generator genera pulsos para convertidores de modulación de ancho de pulso (PWM) basados en portadora utilizando topología de dos niveles. El bloque puede controlar dispositivos de conmutación (FETs,

GTOs o IGBTs) de 3 tipos diferentes de convertidores: monofásico de medio puente (1 rama), monofásico puente completo (2 ramas), o puente trifásico (3 ramas).

La señal de referencia (entrada Uref), también llamada señal de modulación, es comparada con una señal portadora triangular simétrica. Cuando la señal de referencia es mayor que la portadora, el pulso para el dispositivo de conmutación superior es alto (1), y el pulso para el dispositivo inferior es bajo (0).



Figura. 3.8. *Icono bloque PWM Generator (2-level).*

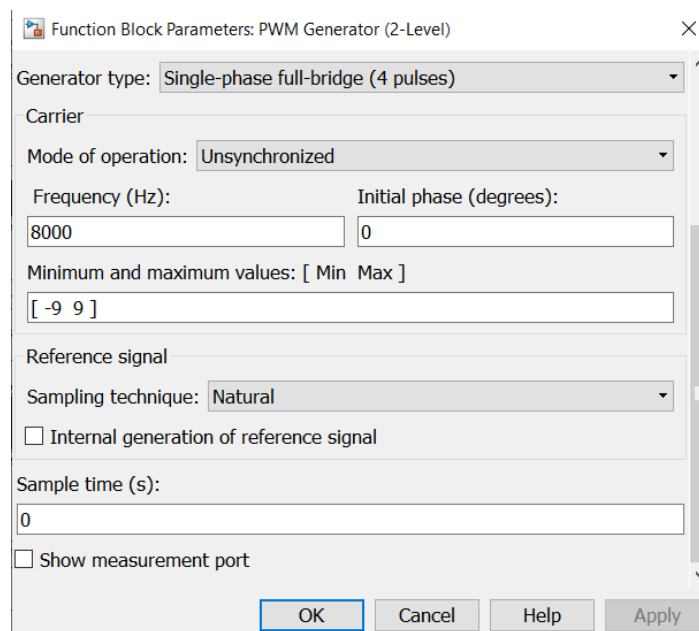
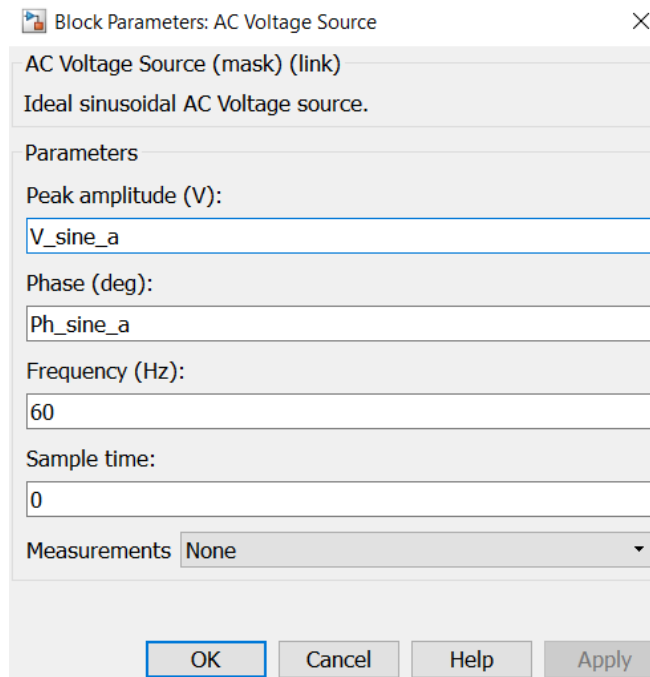


Figura. 3.9. *Parámetros bloque PWM Generator (2-level).*

- AC Voltage Source: El bloque AC Voltage Source implementa una fuente ideal de voltaje de c.a.



Figura. 3.10. *Icono bloque AC Voltage Source.*



Block Parameters: AC Voltage Source

AC Voltage Source (mask) (link)
Ideal sinusoidal AC Voltage source.

Parameters

Peak amplitude (V):
V_sine_a

Phase (deg):
Ph_sine_a

Frequency (Hz):
60

Sample time:
0

Measurements None

OK Cancel Help Apply

Figura. 3.11. *Parámetros bloque AC Voltage Source.*

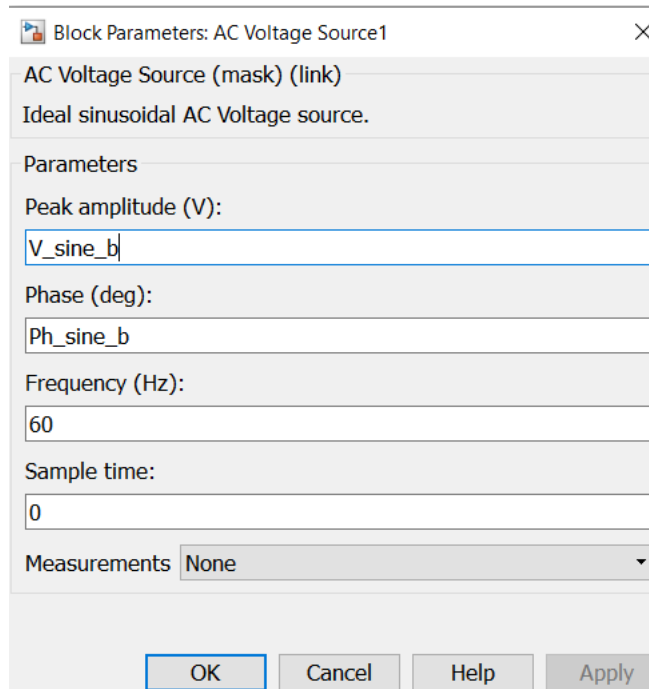


Figura. 3.12. *Parámetros bloque AC Voltage Source1.*

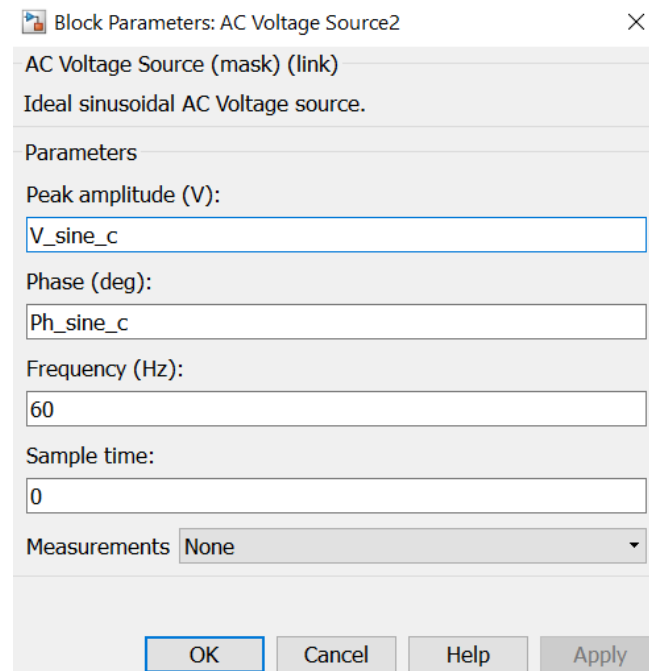


Figura. 3.13. *Parámetros bloque AC Voltage Source2.*

- Diode: El bloque Diode representa un diodo que empieza a conducir cuando es polarizado directamente, cuando el flujo de la corriente se convierte 0 se apaga, cuando se encuentra polarizado inversamente se mantiene apagado.

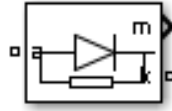


Figura. 3.14. *Icono bloque Diode.*

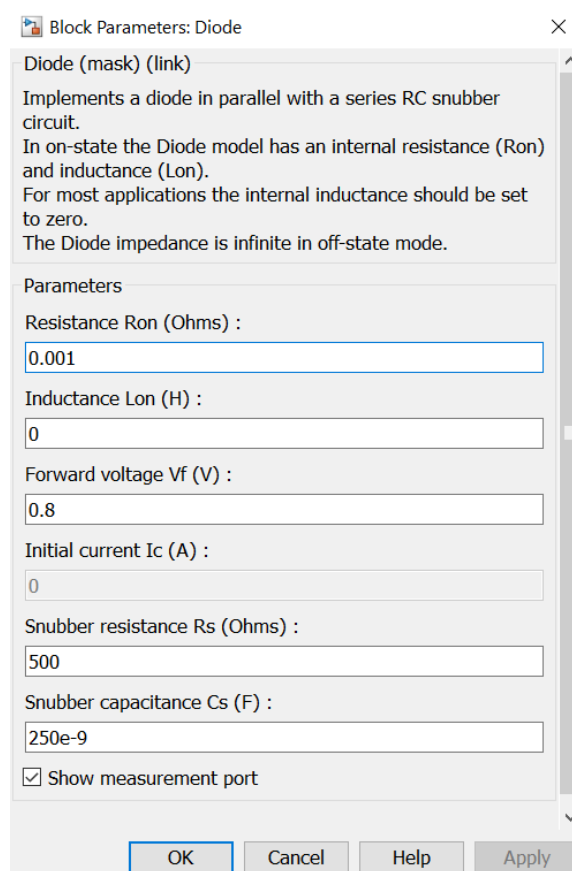


Figura. 3.15. *Parámetros bloque Diode [3](0-5).*

- Universal Bridge: El bloque Universal Bridge implementa un convertidor trifásico universal que consta de hasta seis interruptores de potencia conectados en una configuración de puente.

El bloque permite la simulación de convertidores usando dispositivos electrónicos de potencia con conmutación natural (diodos o tiristores) y conmutación forzada (GTO, IGBT, MOSFET).

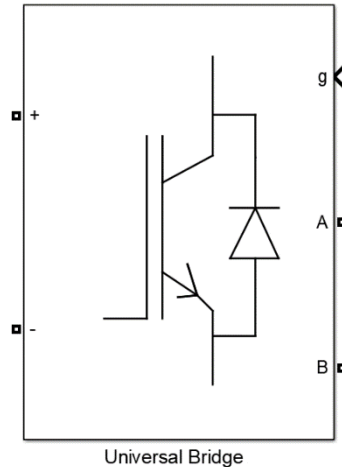


Figura. 3.16. *Icono bloque Universal Bridge (IGBT).*

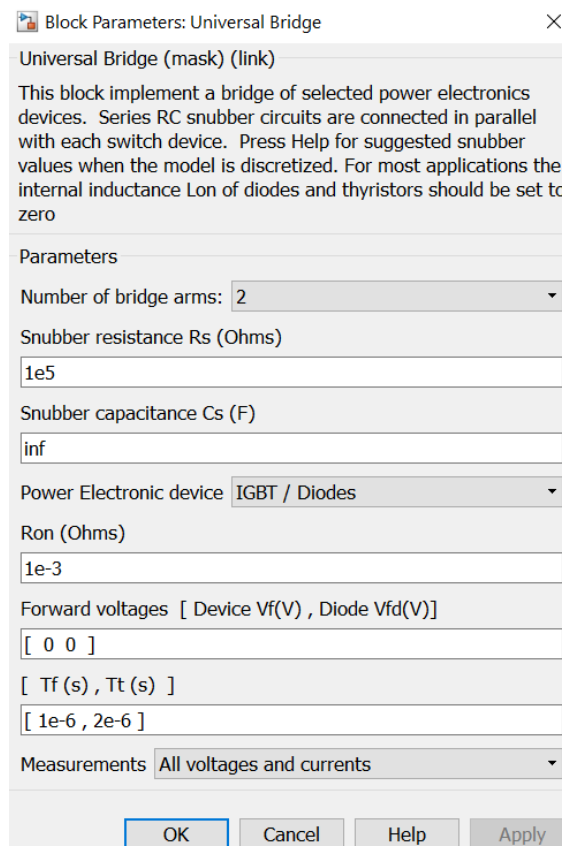


Figura. 3.17. *Parámetros bloque Universal Bridge (IGBT).*

- Series RLC Branch: El bloque implementa un solo resistor, inductor o capacitor, o una combinación en serie de estos. Se usa el parámetro **Branch type** (tipo de rama)



Figura. 3.18. *Icono bloque Series RLC Branch.*

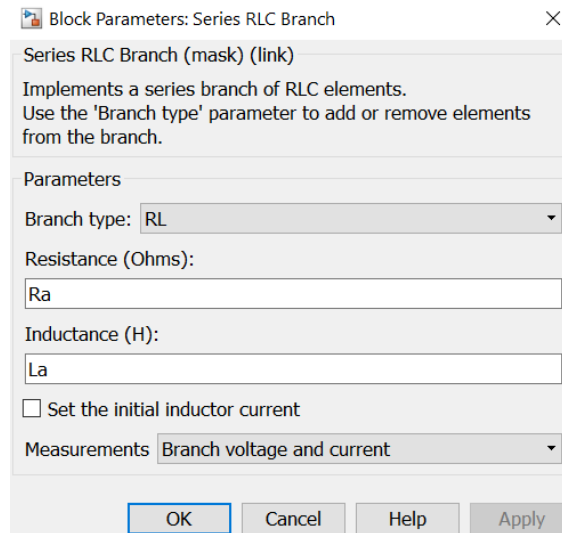


Figura. 3.19. *Parámetros bloque Series RLC Branch.*

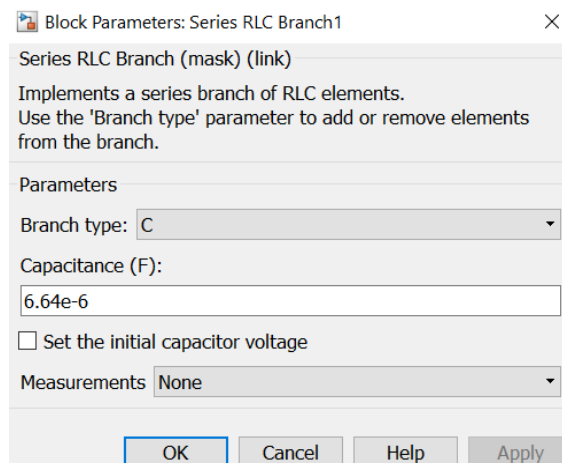


Figura. 3.20. *Parámetros bloque Series RLC Branch1.*

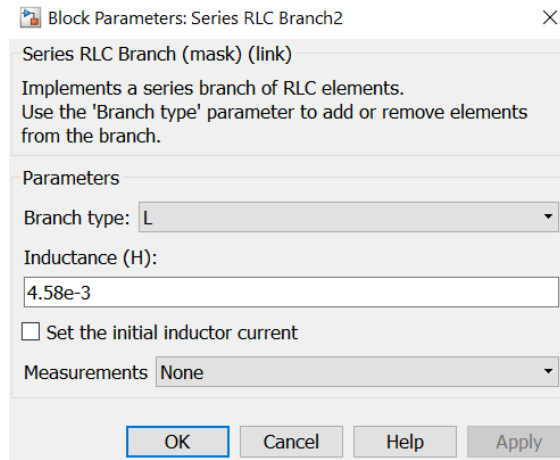


Figura. 3.21. *Parámetros bloque Series RLC Branch2.*

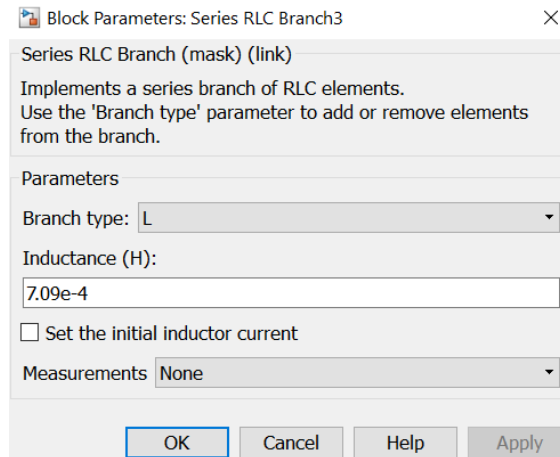


Figura. 3.22. *Parámetros bloque Series RLC Branch3.*

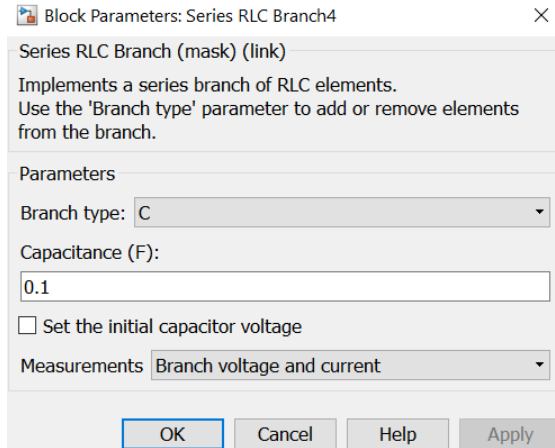


Figura. 3.23. *Parámetros bloque Series RLC Branch4.*

- Voltage Measurement: El bloque se utiliza para medir el voltaje instantáneo entre dos nodos eléctricos. La salida provee una señal Simulink que puede ser usada por otro bloque Simulink.

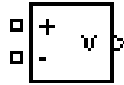


Figura. 3.24. *Icono bloque Voltage Measurement.*

- Current Measurement: El bloque se utiliza para medir la corriente instantánea que fluye en cualquier bloque eléctrico o línea de conexión. La salida provee una señal Simulink que puede ser utilizada por otro bloque Simulink.

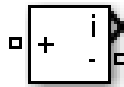


Figura. 3.25. *Icono bloque Current Measurement.*

- **Multimeter:** Este bloque mide los voltajes y corrientes especificados en el parámetro **Measurements** (Mediciones) de los bloques de Simscape Electrical Specialized Power Systems en el modelo.

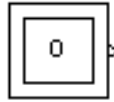


Figura. 3.26. *Icono bloque Multimeter.*

- **RMS:** El bloque calcula el valor medio cuadrático (RMS) de la señal de entrada. El valor RMS verdadero de la señal de entrada se calcula sobre una ventana de promedio móvil de un ciclo de la frecuencia fundamental especificada.



Figura. 3.27. *Icono bloque RMS.*

- **To Workspace:** El bloque escribe los datos de una señal de entrada a un workspace. Durante la simulación, el bloque escribe datos a un búfer interno. Cuando se pausa la simulación o se completa, los datos se escriben al workspace. Los datos no están disponibles hasta que la simulación se detiene o se termina.



Figura. 3.28. *Icono bloque To Workspace.*

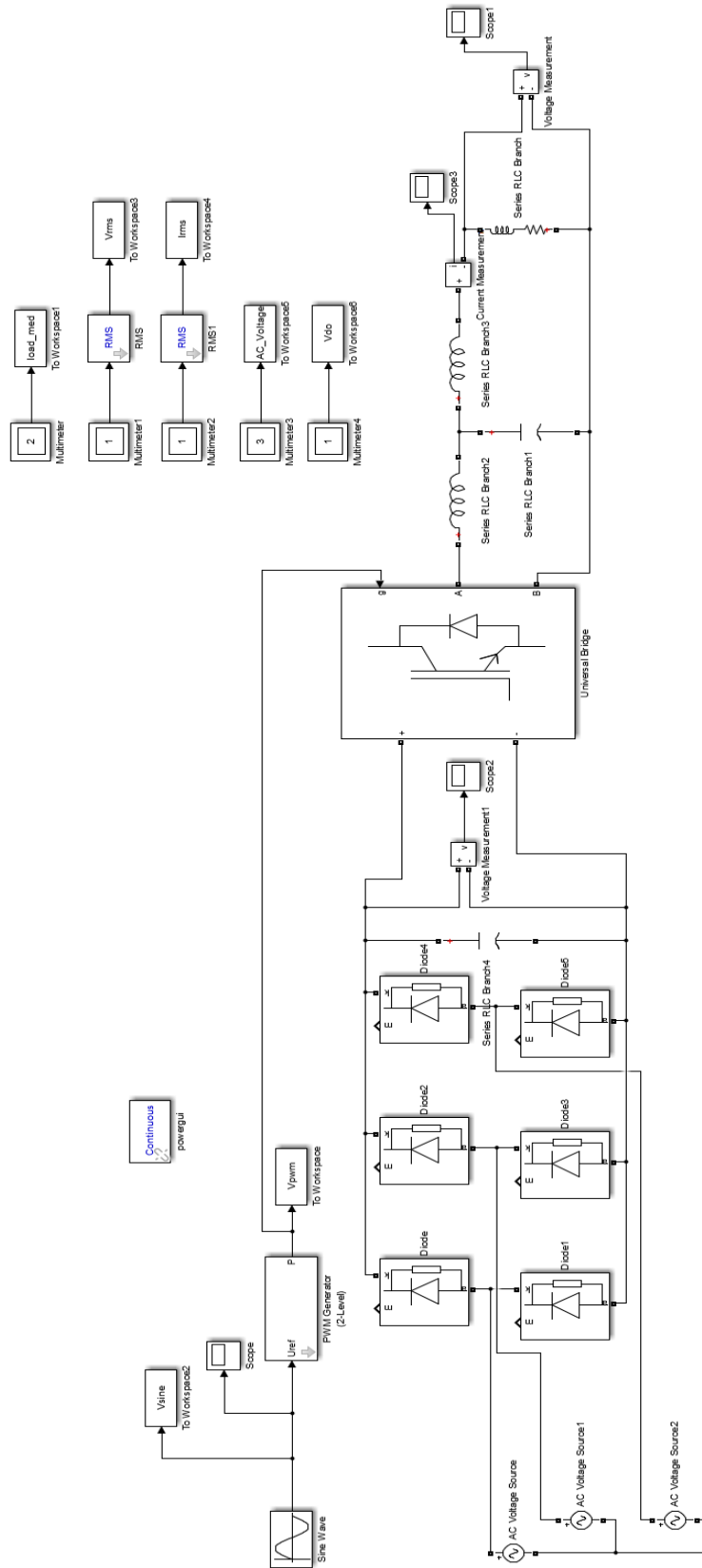


Figura. 3.29. Diagrama Convertidor Estático.

3.3.2. CÓDIGO DE MATLAB.

El código de MATLAB que se utilizó para la simulación fue el siguiente:

```
clc
clear all
close all

mysets =
simset('Solver','ode23t','MaxStep','auto','MinStep','auto','RelTol','auto',
', 'AbsTol','auto','refine',1); %Parametros simulacion

fileName='Tesis2'; %Simulacion

Fp=60; %Frecuencia
Tp=1/Fp; %Periodo
tsim=5*Tp; %tiempo de simulacion

V_sine_a=140; %Voltaje fase A (140V - 160V - 180V)
F_sine_a=45*2*pi; %Frecuencia fase A (45Hz - 52Hz - 60Hz)
Ph_sine_a=0; %Fase A

V_sine_b=V_sine_a; %Voltaje fase B
F_sine_b=F_sine_a; %Frecuencia fase B
Ph_sine_b=120; %Fase B

V_sine_c=V_sine_a; %Voltaje fase C
F_sine_c=F_sine_a; %Frecuencia fase C
Ph_sine_c=240; %Fase C

Vdc=V_sine_a*sqrt(3); %Voltaje rectificado

Vctrl_sine=180; %Voltaje de salida deseado
Fctrl_sine=60*2*pi; %Frecuencia señal de control
Phctrl_sine=0; %Faseseñal de control
Vtri=9.1; %Voltaje señal triangular

Ra=20; %Resistencia de salida
La=0; %Inductancia de salida

ttl=sim(fileName, tsim, mysets);

figure(1)
plot(ttl,Vsine,'LineWidth',2)
xlabel('Tiempo')
ylabel('Voltaje')

title('v_{control}')
grid on
```

```

figure(2)
plot(tt1,Vdo, 'LineWidth',2)
xlabel('Tiempo')
ylabel('Voltaje')
title('V_{do}')
grid on

figure(3)
plot(tt1,load_med(:,1), 'LineWidth',2)
hold on
title('V_o')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Voltaje')
grid on

figure(4)
plot(tt1,load_med(:,2), 'LineWidth',2)
hold on
title('I_o')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Corriente')
grid on

figure(5)
plot(tt1,Vrms)
title('Voltaje_{RMS}')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Voltaje')
grid on

figure(6)
plot(tt1,Irms)
title('Corriente_{RMS}')
xlabel('Tiempo')
ylabel('Corriente')
grid on

figure(7)
plot(tt1,AC_Voltage(:,1), 'LineWidth',2)
hold on
plot(tt1,AC_Voltage(:,2), 'LineWidth',2)
plot(tt1,AC_Voltage(:,3), 'LineWidth',2)
xlabel('Tiempo')
ylabel('Voltaje')

title('Voltaje Generador')
grid on

pm=find(Vrms);
Vo=mean(Vrms(pm))
Io=mean(Irms(pm))

```

Capítulo 4

Resultados y Conclusiones

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en las simulaciones, y las conclusiones generadas por el análisis de dichos resultados.

4.1. RESULTADOS

Se muestran los resultados en tres secciones cada una representa una simulación, en cada simulación se toma diferentes valores de voltaje y frecuencia en la entrada del rectificador, estos valores son del voltaje y frecuencia mínima (140 V, 45 Hz), media (160 V, 52 Hz) y máxima (180 V, 60 Hz) de la salida del generador.

Para el cálculo del voltaje de control se incrementó el valor del voltaje de la onda triangular de 9 a 9.1 para compensar la variación del voltaje rectificado con el calculado, se observó que en todos los casos el valor de 9.1 mejora el voltaje de salida. Este incremento solo se utilizó para los cálculos del voltaje de control en la simulación se utilizó el valor de 9 V.

Tabla 4.1. Resultados

	Valor mínimo.	Valor medio.	Valor máximo.
V_g	140 V	160 V	180 V
f_g	45 Hz	52 Hz	60 Hz
V_{do}	240.7 V	275.4 V	310 V
$V_{control}$	6.75 V	5.9 V	5.25 V
V_o	180 V	180 V	180 V
I_o	9 A	9 A	9 A
f_o	60 Hz	60 Hz	60 Hz
THD	1.47 %	1.47 %	1.47 %

4.1.1. SIMULACIÓN VALOR MÍNIMO.

En la Fig.4.1. se muestra la gráfica del voltaje trifásico obtenido del generador operando en su valor mínimo, que es 140 V pico a 45 Hz.

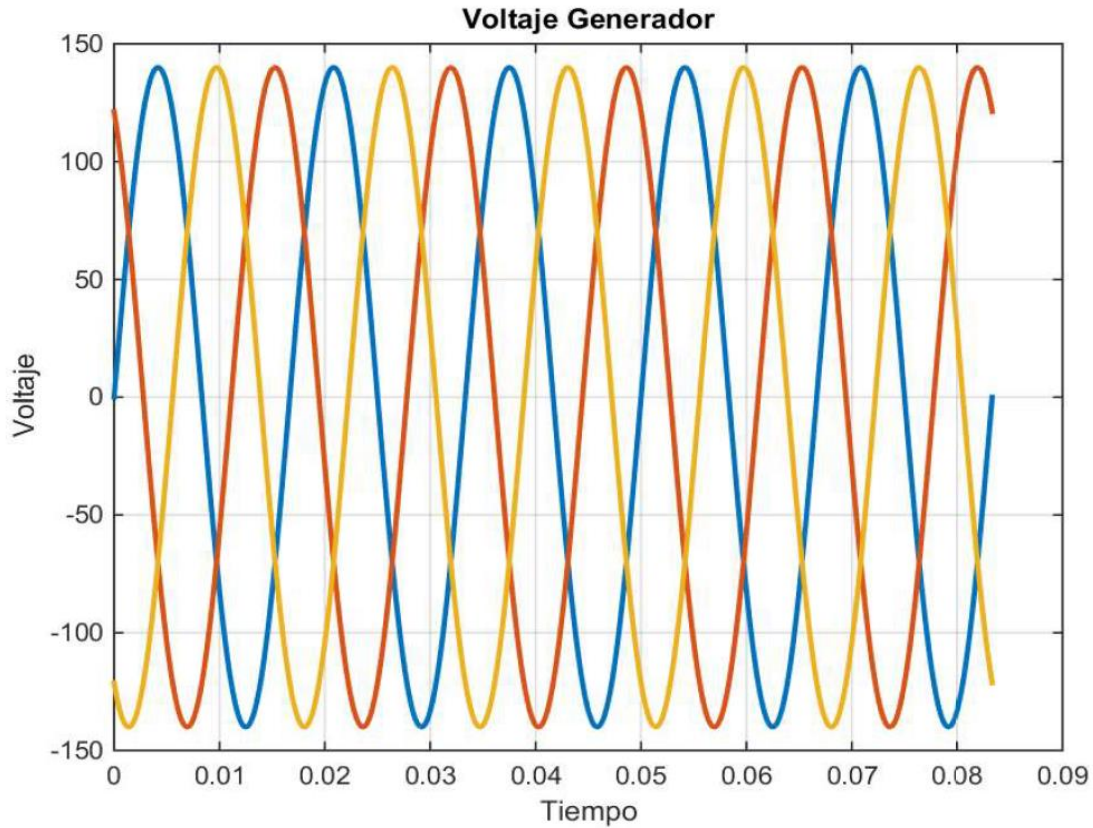


Figura. 4.1. Gráfica Voltaje salida generador (140V, 45Hz).

En la Fig.4.2 se muestra la gráfica del voltaje filtrado obtenido en la etapa de rectificación. Se obtuvo un valor de 240.7 V de c.d

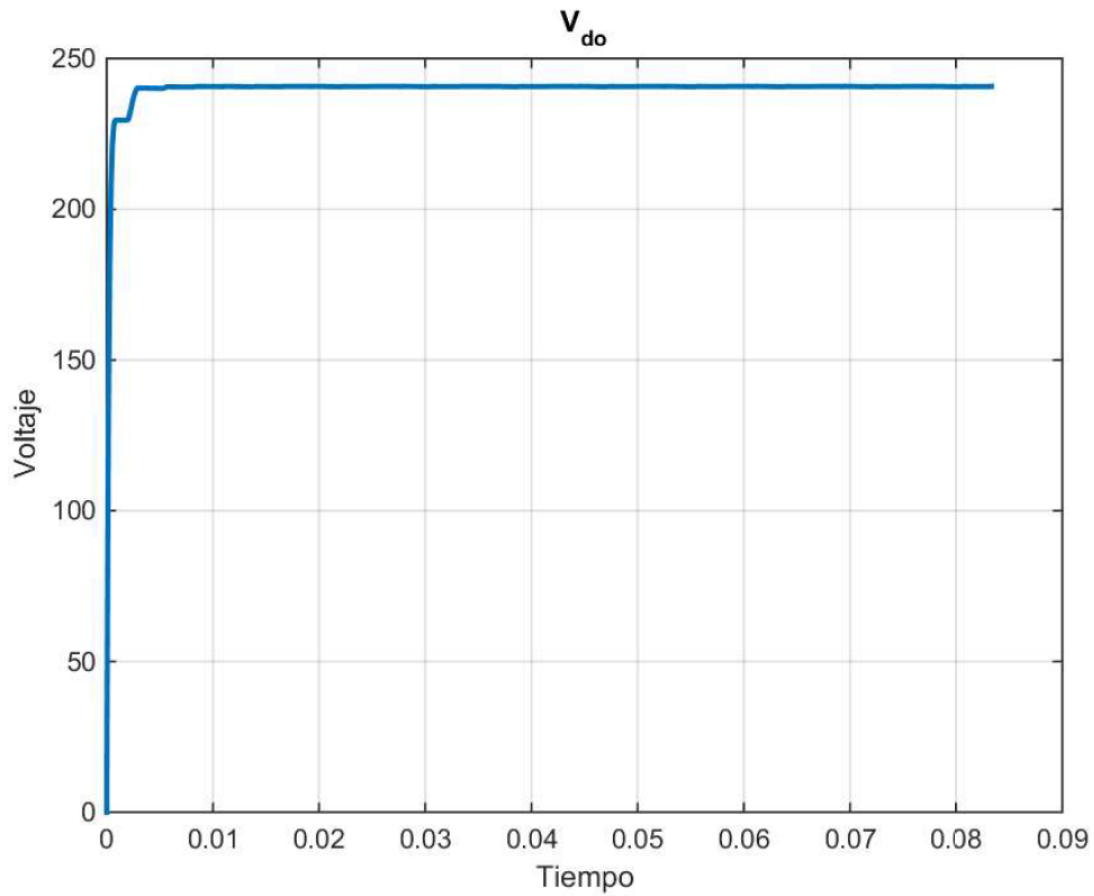


Figura. 4.2. *Gráfica Voltaje rectificado (140V, 45Hz).*

En la Fig.4.3.se muestra la señal de control la cual determina la frecuencia y la magnitud del voltaje de salida. La frecuencia en todos los casos es de 60 Hz y en este caso el voltaje pico es de 6.75 V.

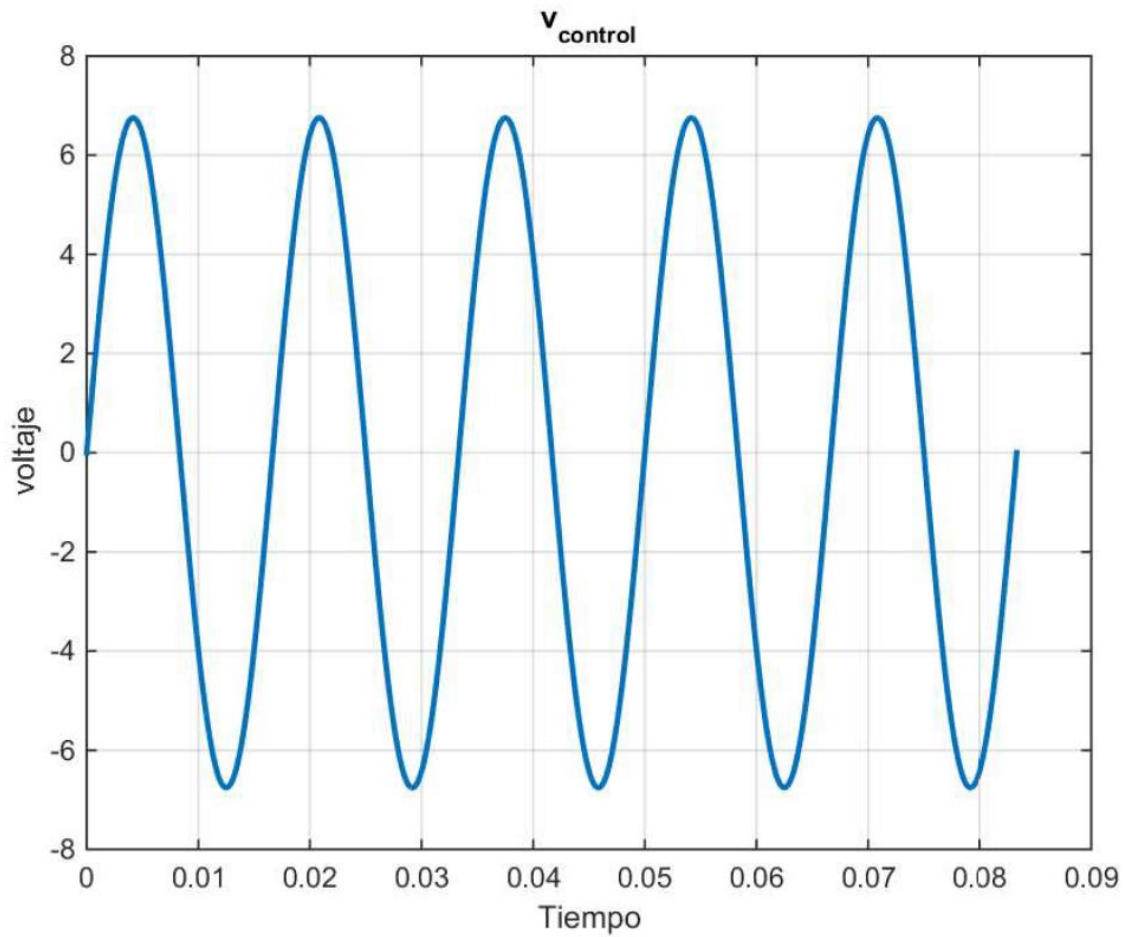


Figura. 4.3. Gráfica Voltaje de control (140V, 45Hz).

En la Fig. 4.4. se muestra el voltaje de salida obtenido del convertidor con un voltaje de entrada de 140 V a 45 Hz, el voltaje de salida es de 180 V a 60 Hz.

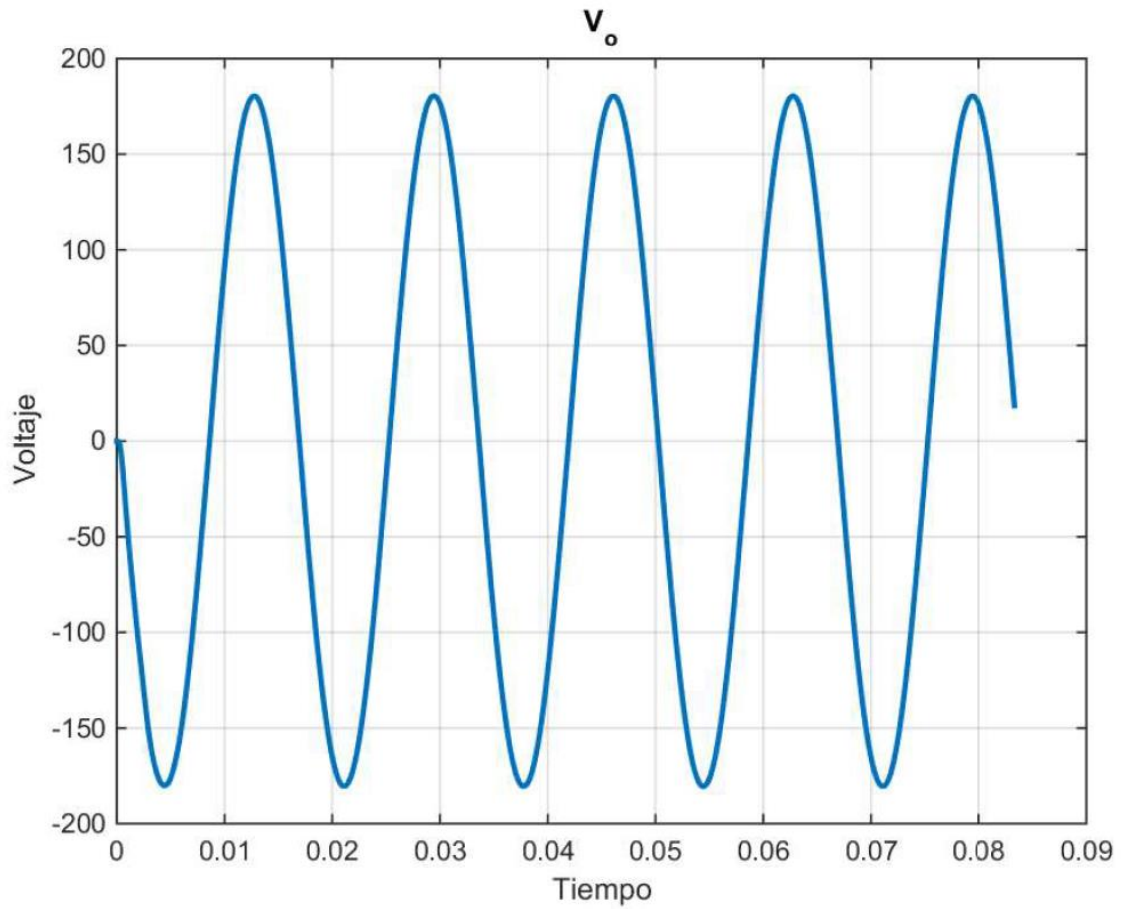


Figura. 4.4. Gráfica Voltaje de salida (140V, 45Hz).

En la Fig.4.5 se muestra la señal del voltaje rms de salida. El valor del voltaje rms es de 127.61 V para voltaje de entrada de 140 V a 45 Hz.

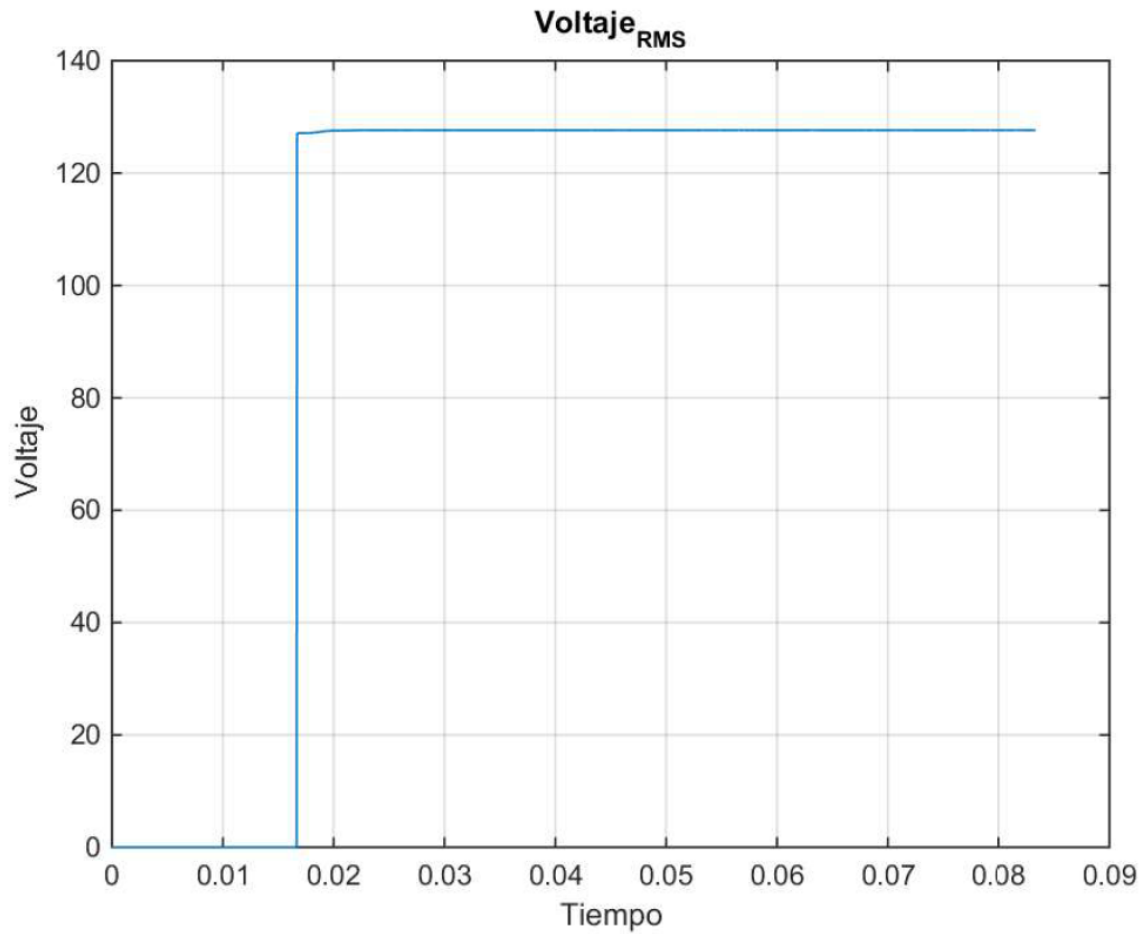


Figura. 4.5. Gráfica Voltaje RMS de salida (140V, 45Hz).

En la Fig. 4.6 se muestra la señal de la corriente de salida. El valor pico de la corriente de salida es de 9 A para una carga resistiva de 20 ohms.

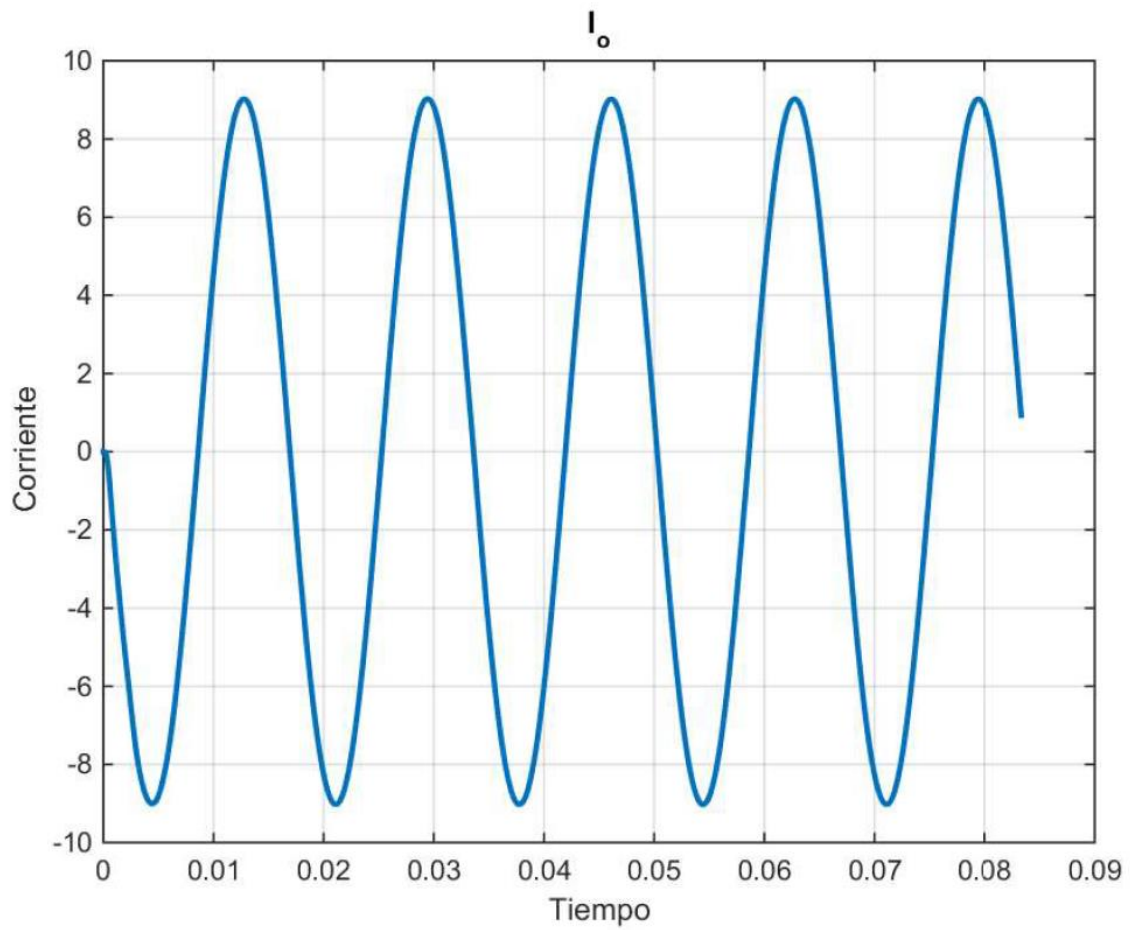


Figura. 4.6. Gráfica Corriente de salida (140V, 45Hz).

En la Fig. 4.7. se muestra la señal de la corriente rms en la carga resistiva. El valor es de 6.38 A.

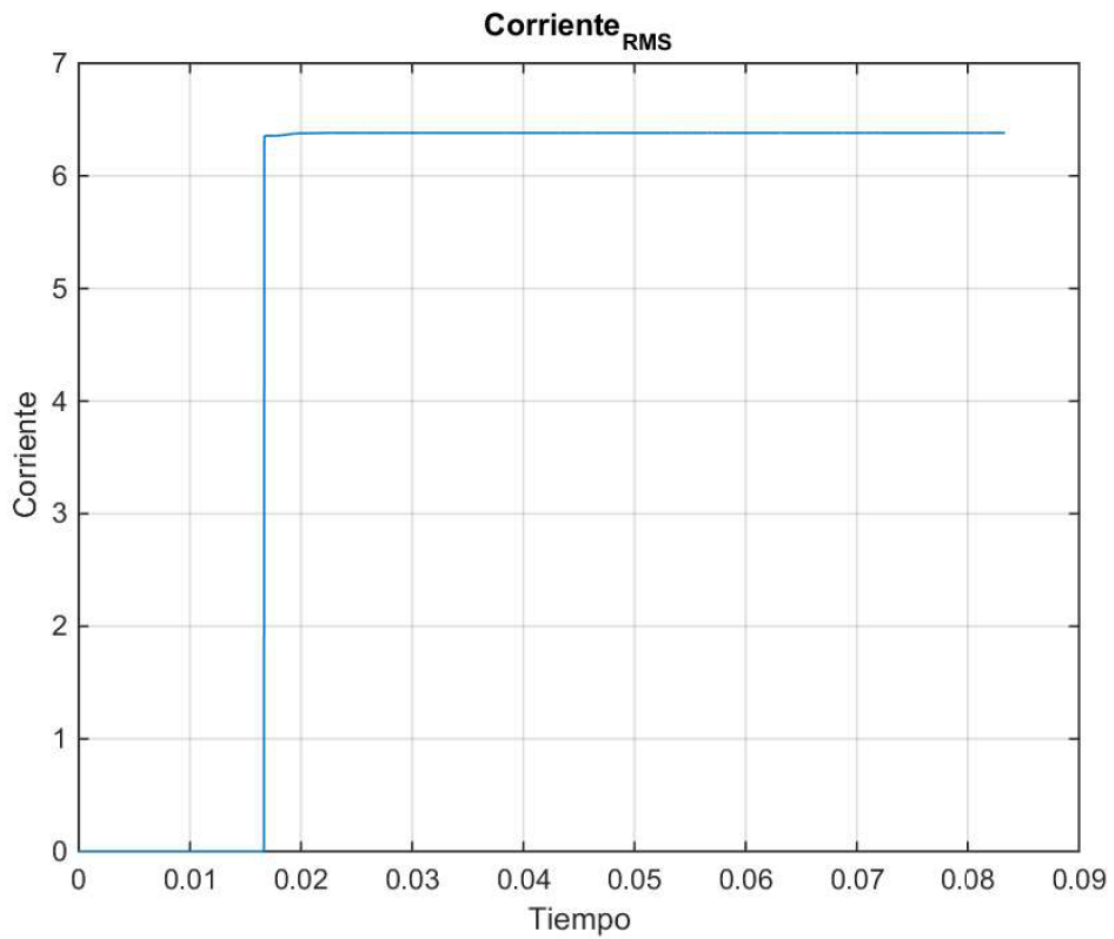


Figura. 4.7. Gráfica Corriente RMS de salida (140V, 45Hz).

En la Fig.4.8. se muestra el espectro armónico del voltaje de salida. La señal fundamental es de 179.8 V a 60 Hz con una distorsión armónica total del 1.47 %.

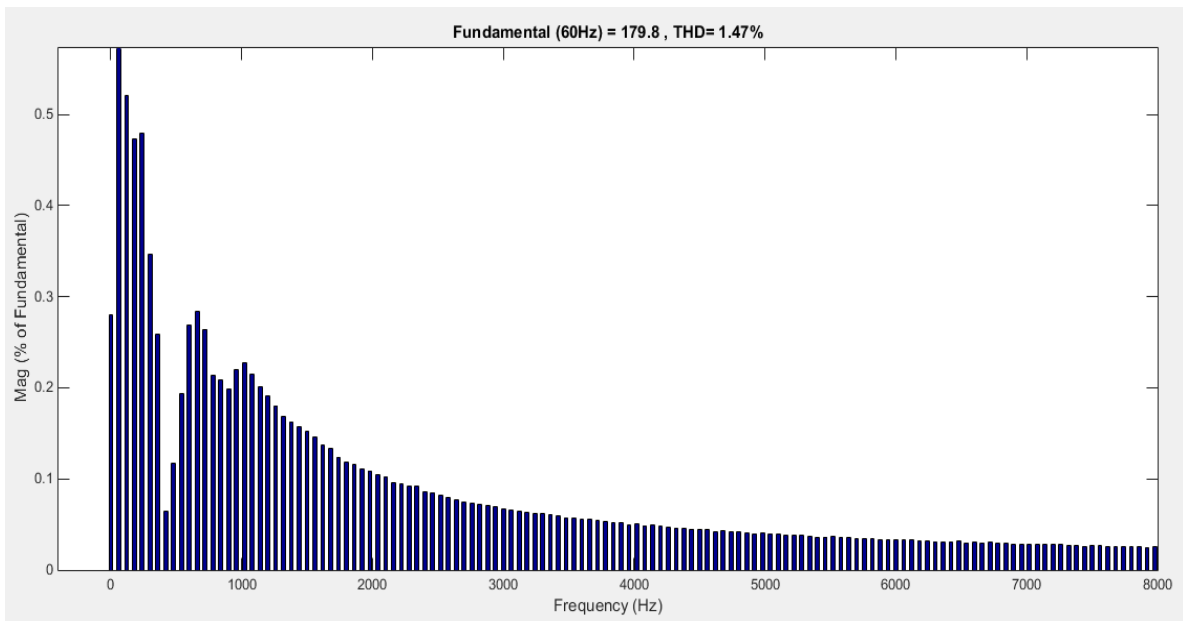


Figura. 4.8. Espectro armónico del voltaje de salida (140V, 45Hz).

4.1.2. SIMULACIÓN VALOR MEDIO.

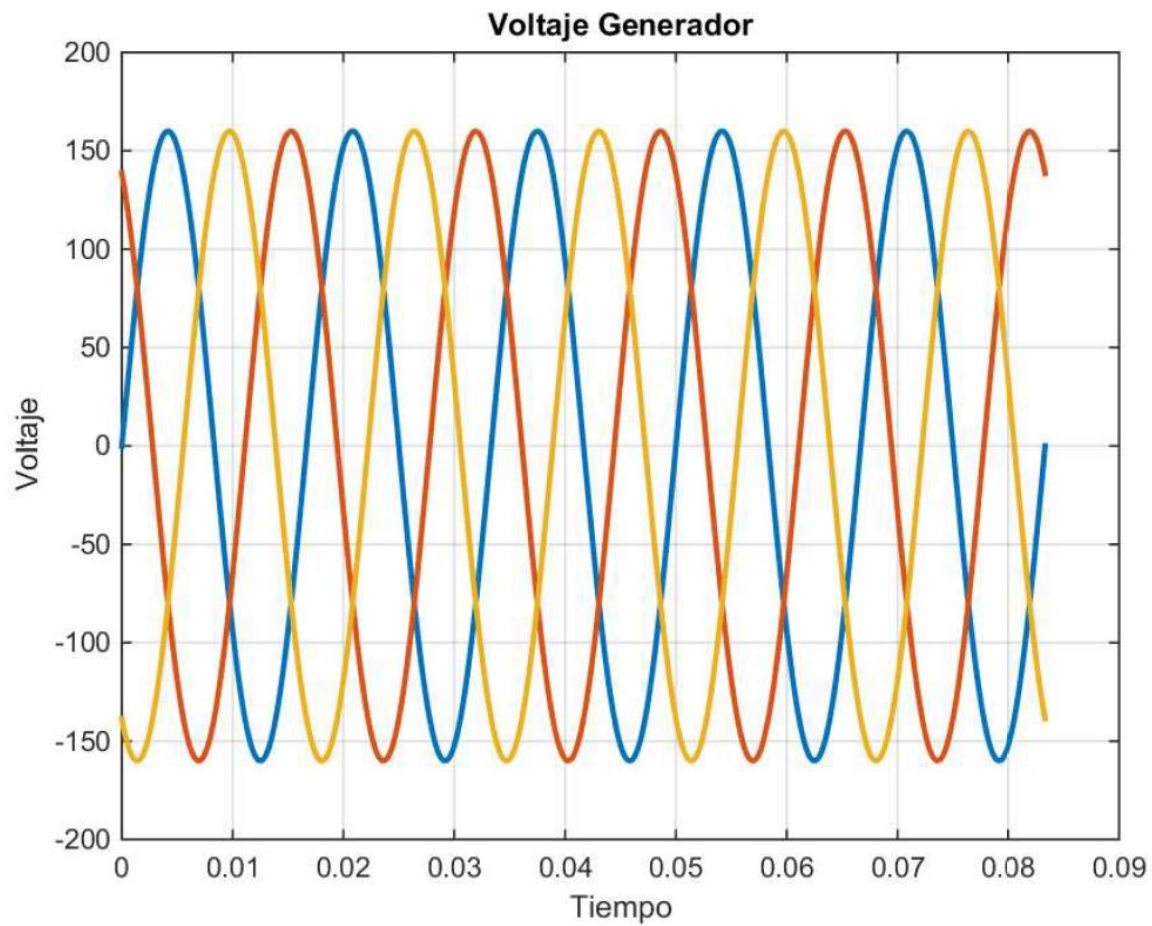


Figura. 4.9. Gráfica Voltaje salida generador (160V, 52Hz).

En la Fig.4.9. se muestra la señal del voltaje de salida del generador. El valor del voltaje pico de salida de fase es de 160 V a 52 Hz.

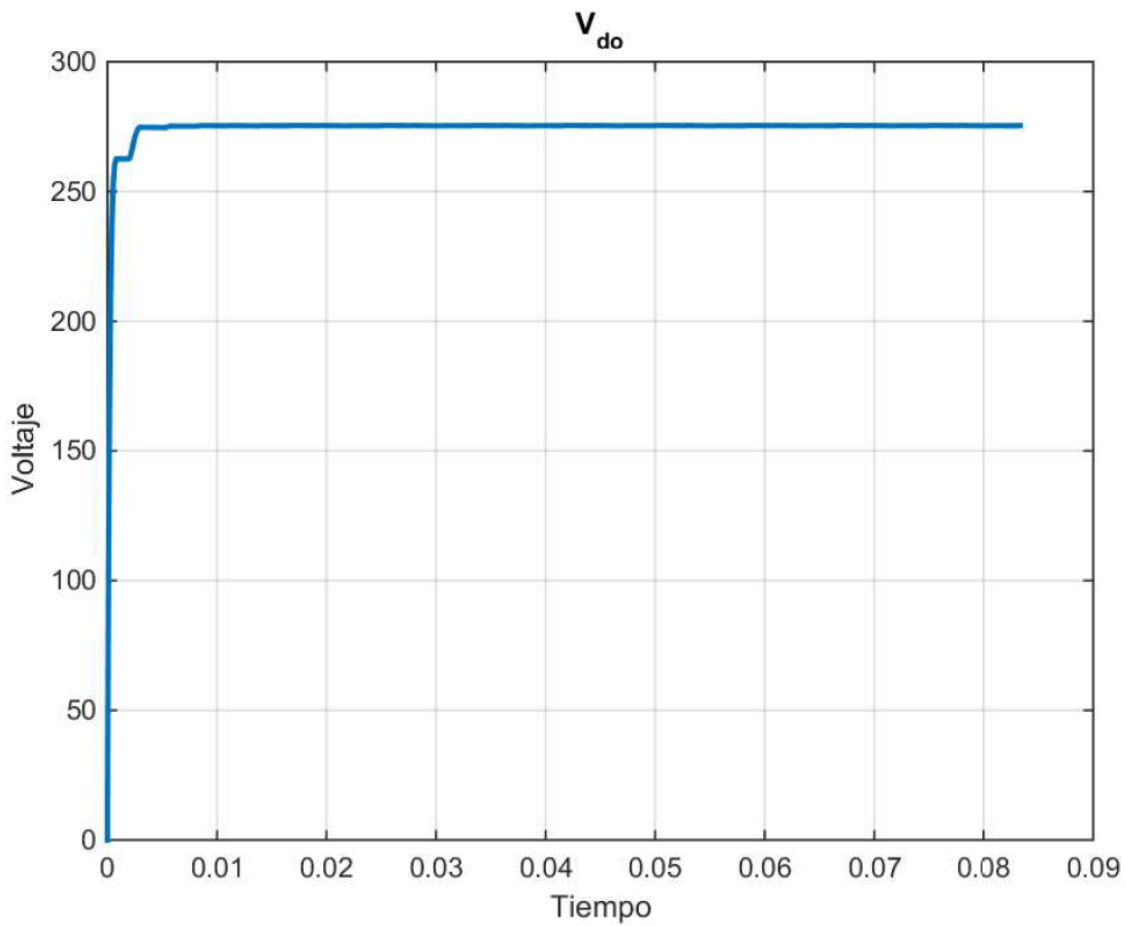


Figura. 4.10. Gráfica Voltaje rectificado (160V, 52Hz).

En la Fig.4.10. se muestra la gráfica del voltaje rectificado. El valor del voltaje rectificado es de 275 V de c.d.

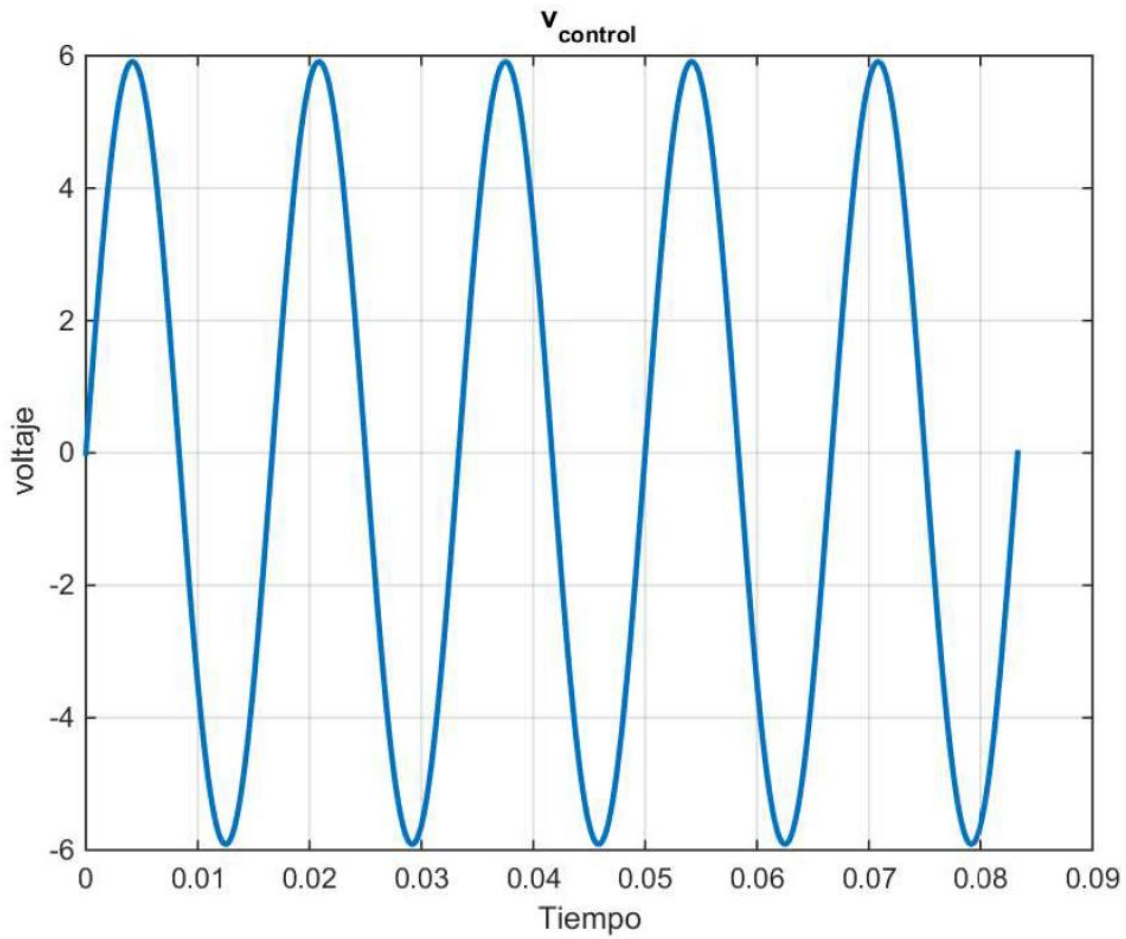


Figura. 4.11. Gráfica Voltaje de control (160V, 52Hz).

En la Fig.4.11. se muestra la señal del voltaje de control con voltaje de entrada de 160 V a 52 Hz. El valor pico del voltaje de control es de 5.9 V.

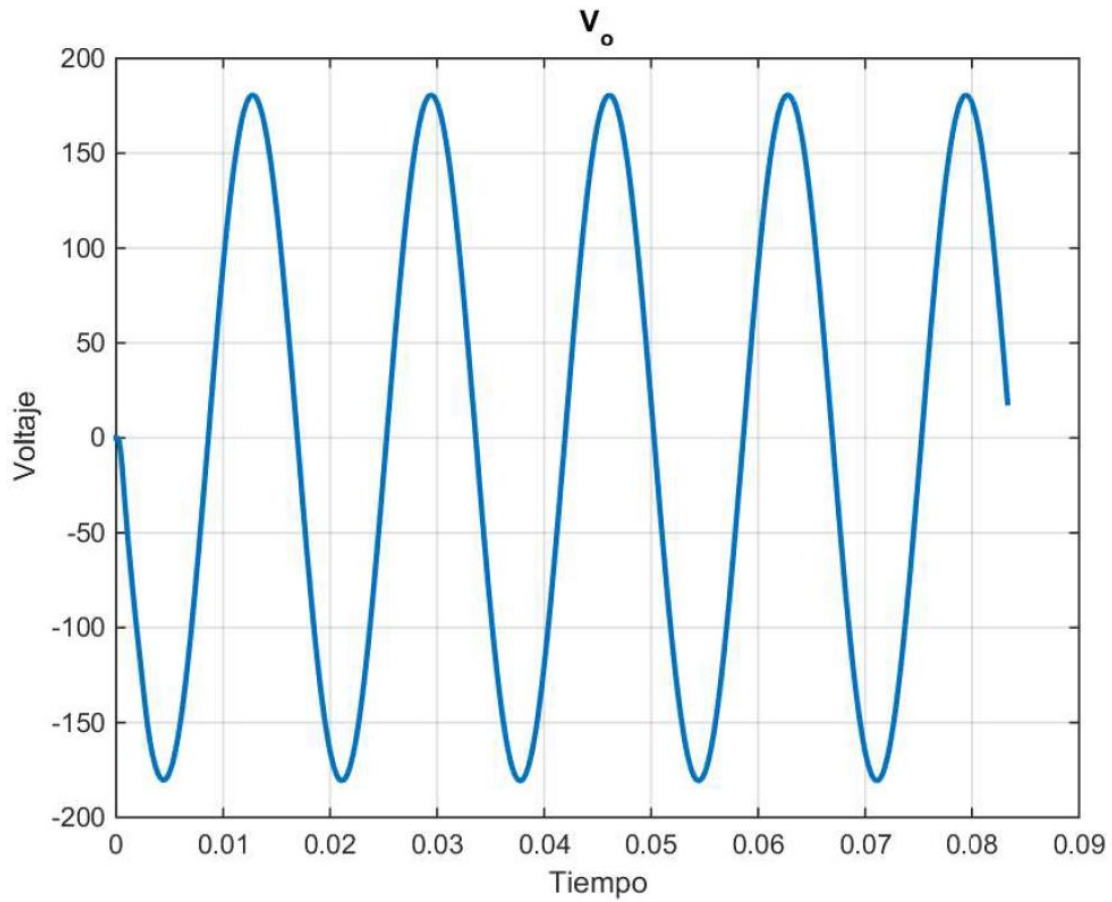


Figura. 4.12. Gráfica Voltaje de salida (160V, 52Hz).

En la Fig.4.12. se muestra la gráfica del voltaje de salida. El valor pico del voltaje de salida es de 180 V a 60 Hz.

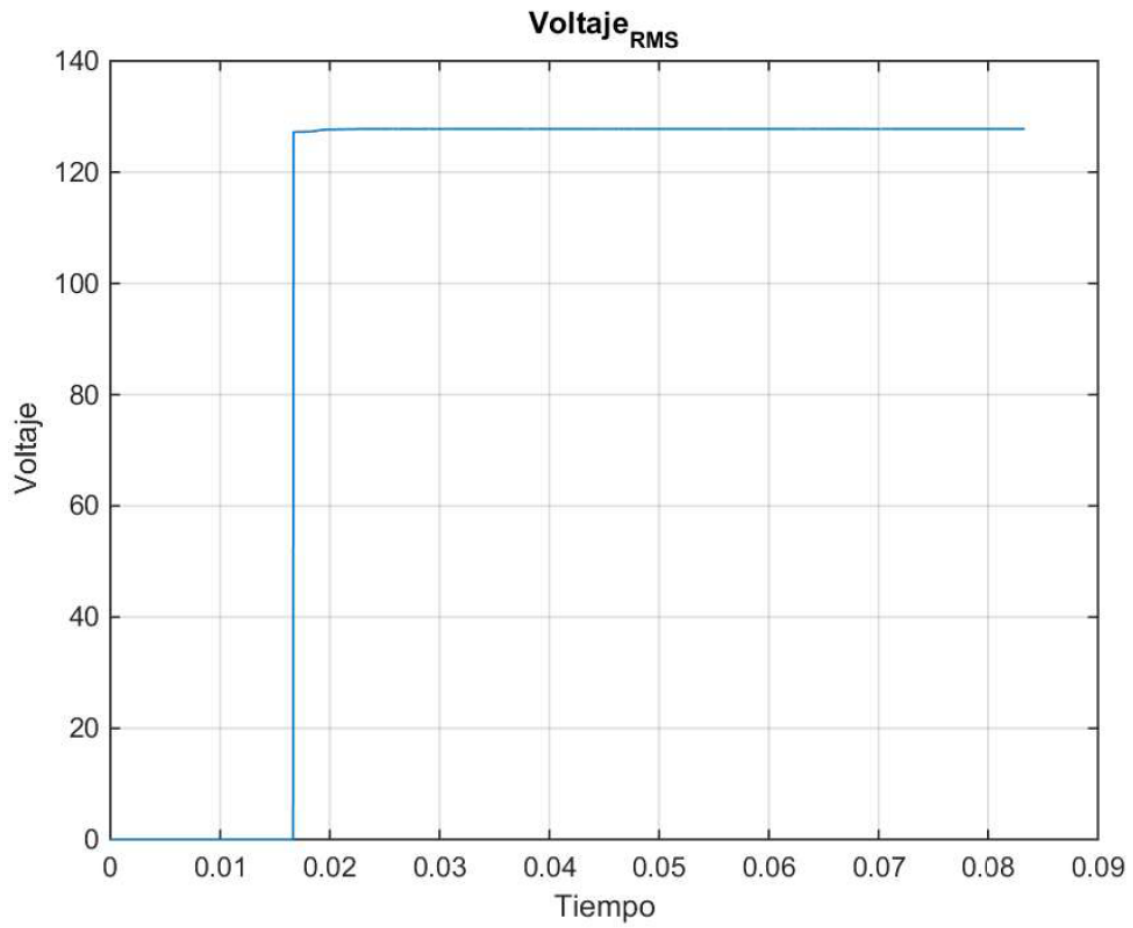


Figura. 4.13. Gráfica Voltaje RMS de salida (160V, 52Hz).

En la Fig.4.13. se muestra la gráfica del voltaje rms en la salida del convertidor. El valor del voltaje rms es de 127 V.

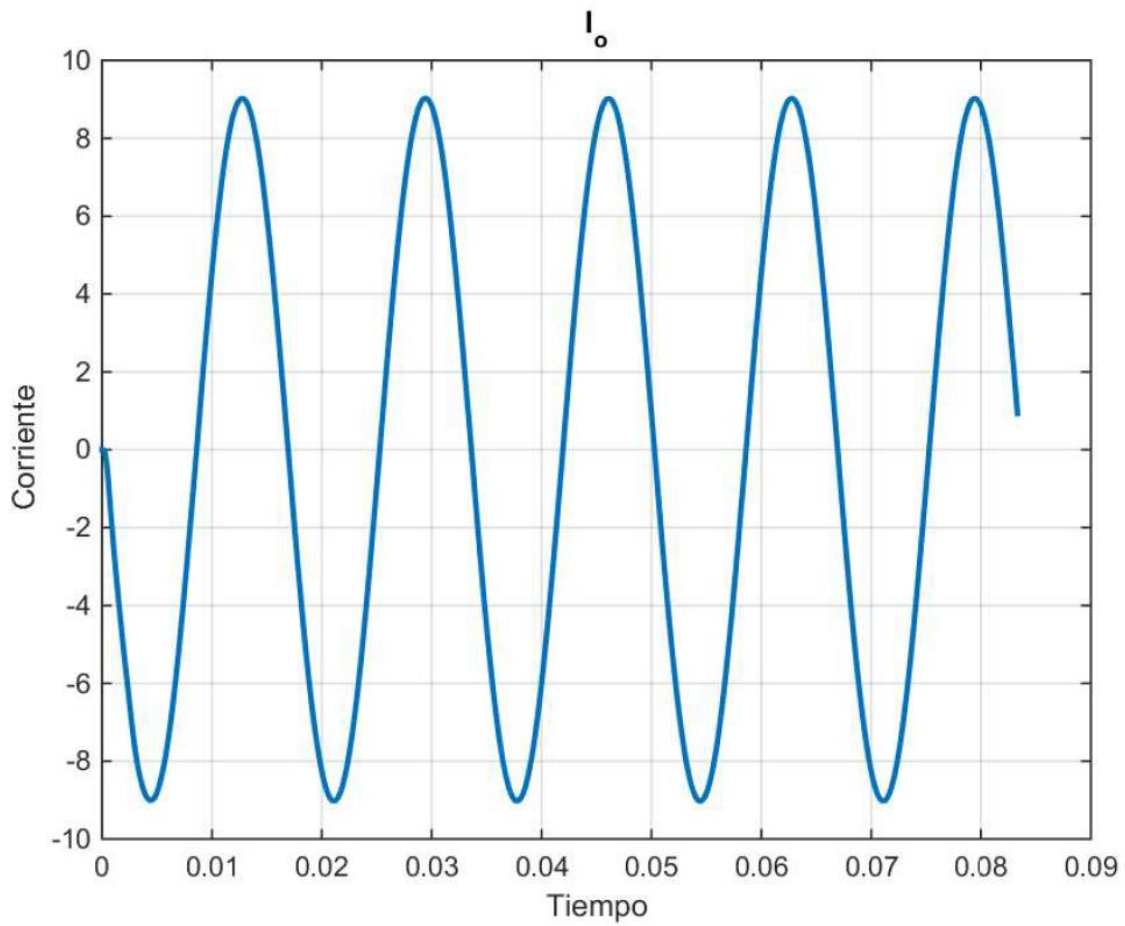


Figura. 4.14. Gráfica Corriente de salida (160V, 52Hz).

En la Fig.4.14. se muestra la gráfica de la señal de corriente de salida para la entrada de 160 V a 52 Hz. El valor pico de la corriente es de 9 A.

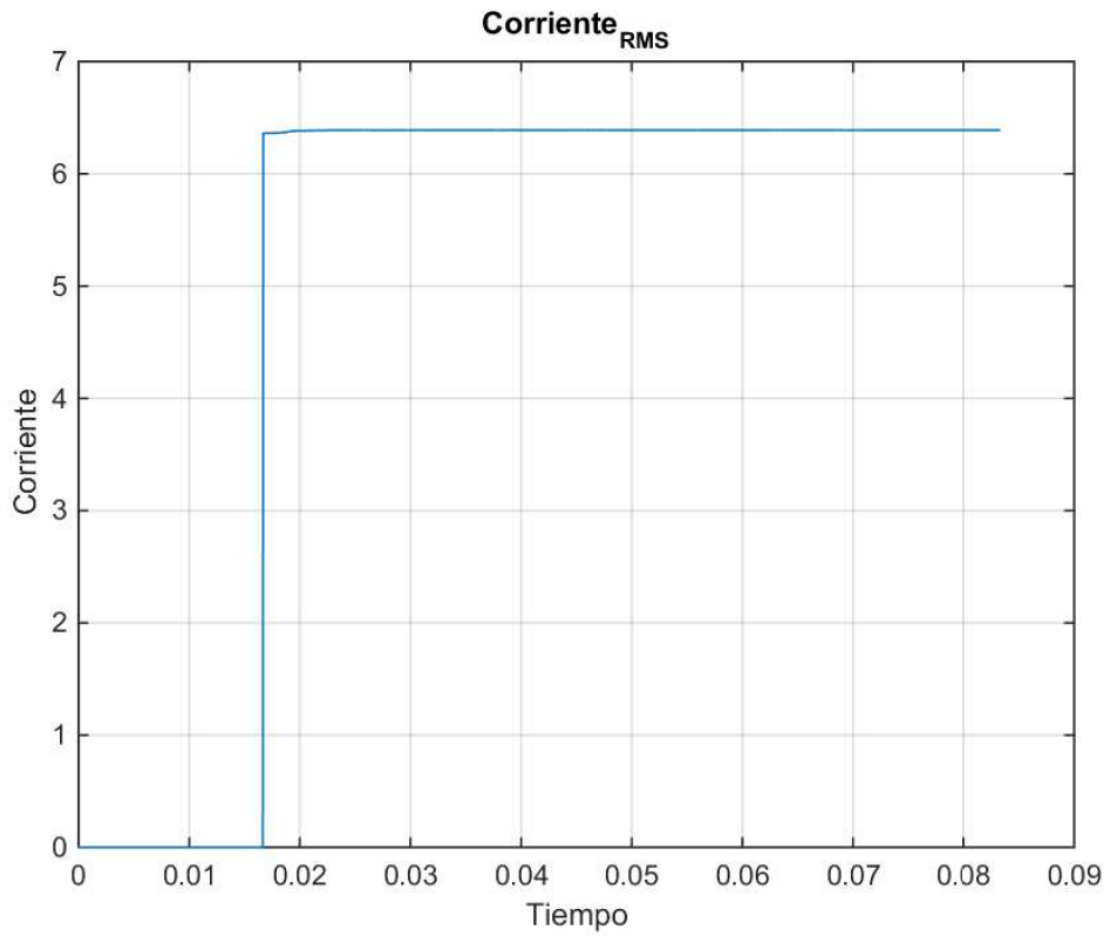


Figura. 4.15. Gráfica Corriente RMS de salida (160V, 52Hz).

En la Fig.4.15. se muestra la gráfica de la corriente rms de salida. El valor rms de la corriente es de 6.38 A.

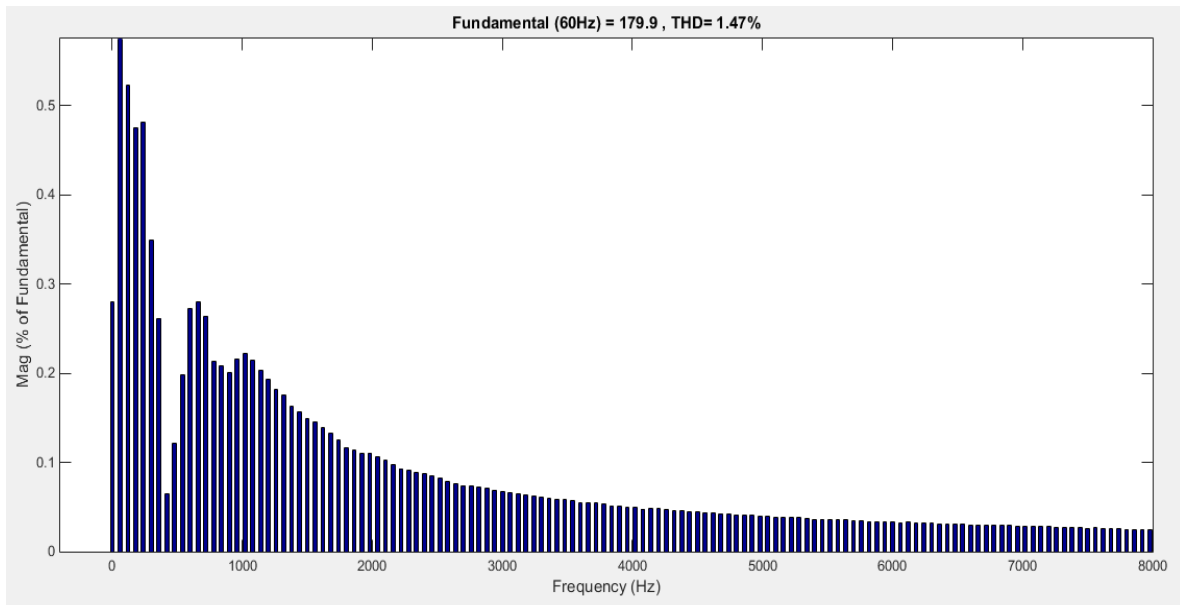


Figura. 4.16. Espectro armónico del voltaje de salida (160V, 52Hz).

En la Fig.4.16. se muestra el espectro armónico del voltaje de salida con entrada de 160 V a 52 Hz. El voltaje de la fundamental (60 Hz) es de 179.9 V con una distorsión armónica total del 1.47%.

4.1.1. SIMULACIÓN VALOR MÁXIMO.

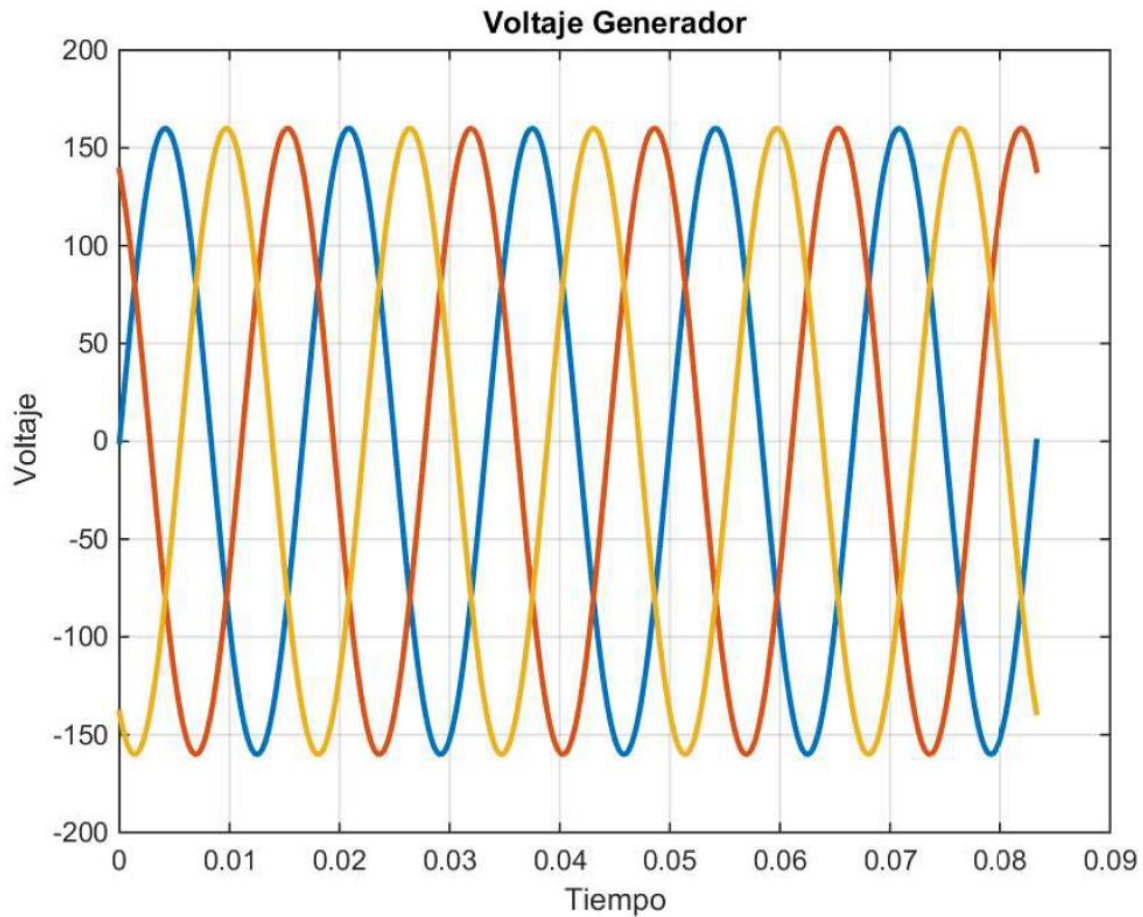


Figura. 4.17. Gráfica Voltaje salida generador (180V, 60Hz).

En la Fig.4.17. se muestra el voltaje trifásico obtenido en la salida del generador. El valor rms del voltaje de fase es de 180 V a 60 Hz.

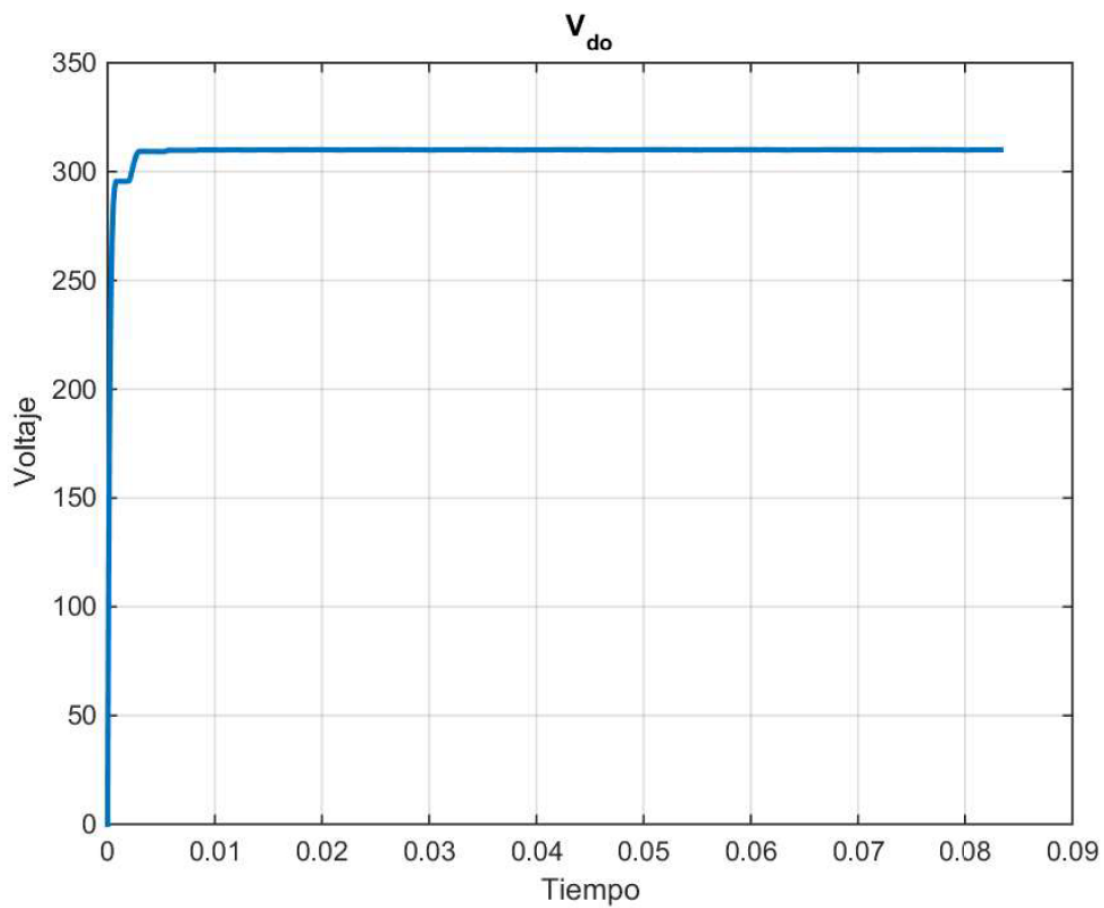


Figura. 4.18. Gráfica Voltaje rectificado (180V, 60Hz).

En la Fig.4.18. se muestra el voltaje rectificado de la salida trifásica del generador. El valor del voltaje es de 310 V de c.d.

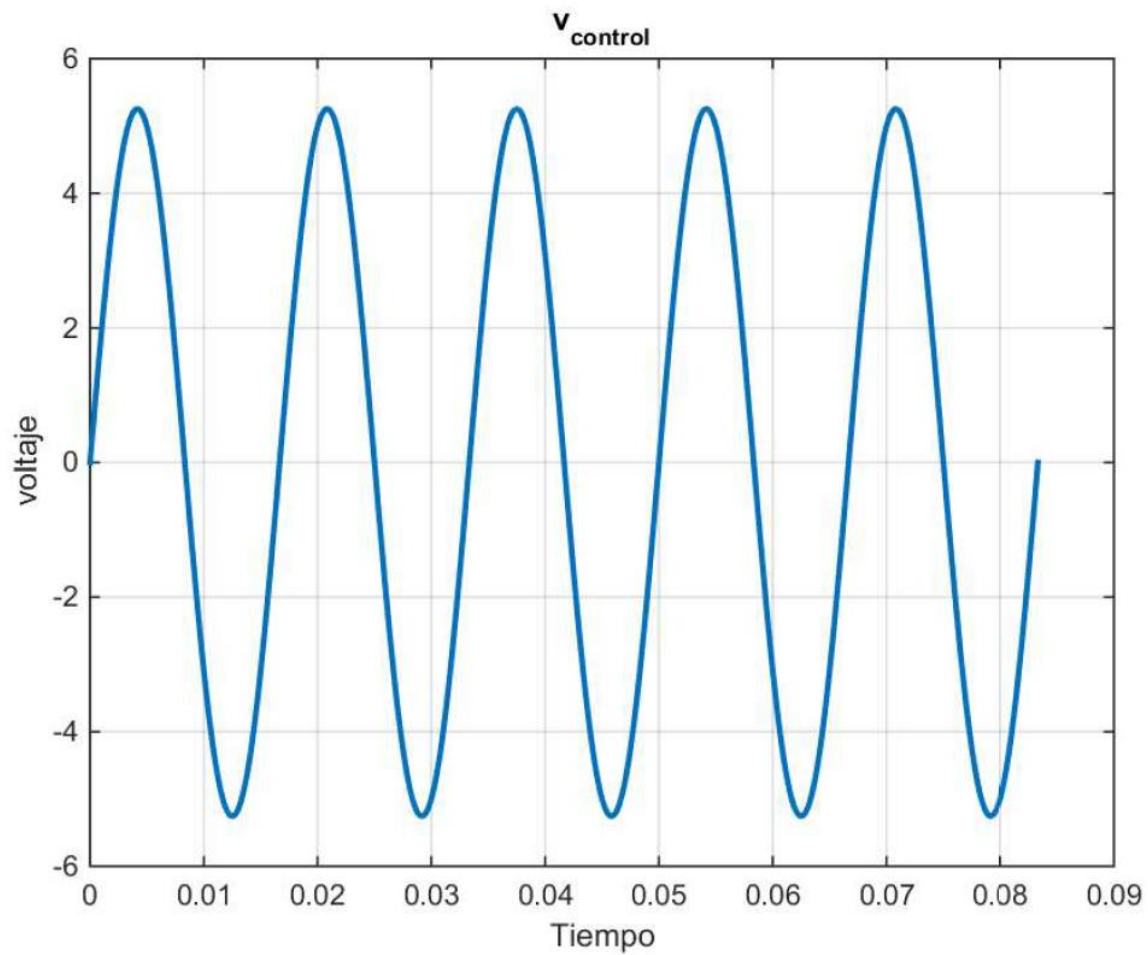


Figura. 4.19. Gráfica Voltaje de control (180V, 60Hz).

En la Fig.4.19. se muestra el voltaje de control para obtener voltaje de salida de 180 V a 60 Hz. El valor pico del voltaje de control para este caso es de 5.25 V.

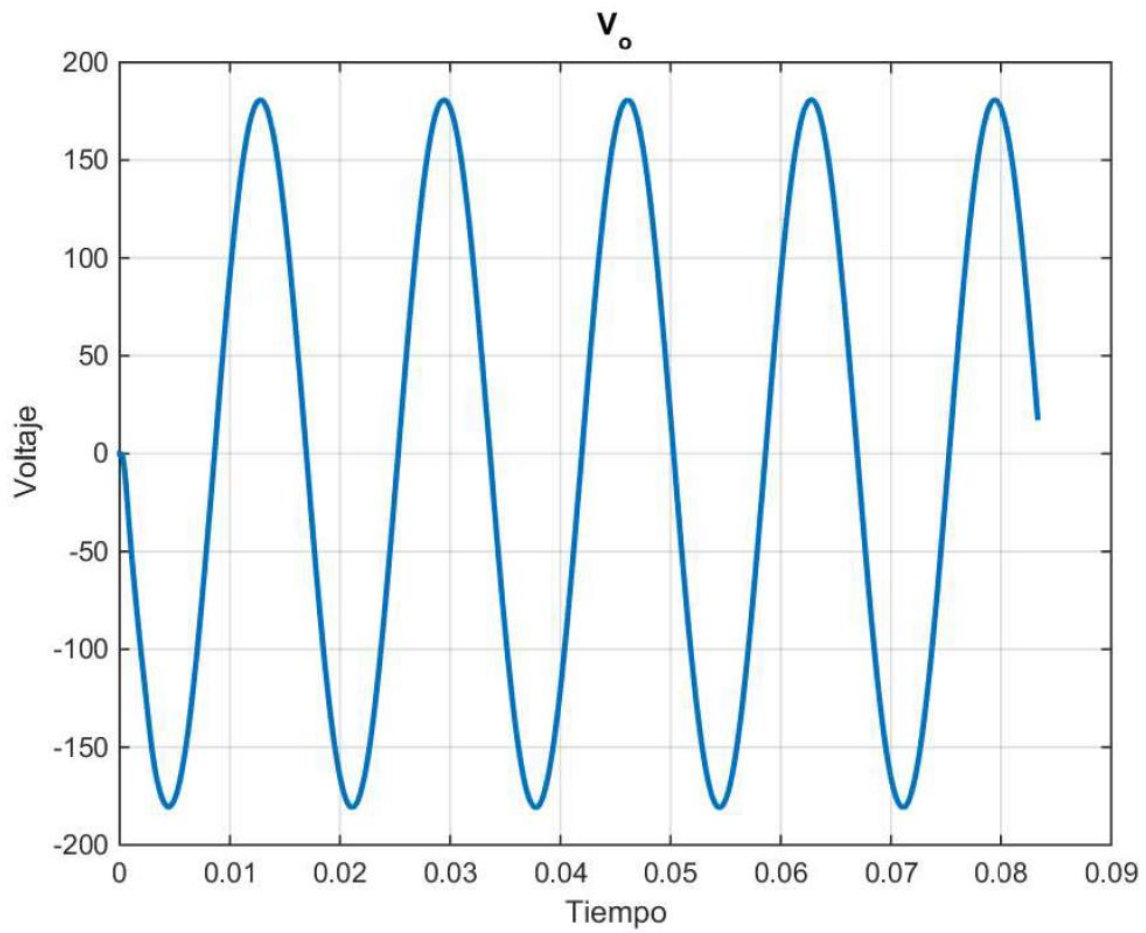


Figura. 4.20. Gráfica Voltaje de salida (180V, 60Hz).

En la Fig.4.20. se muestra la gráfica del voltaje de salida del inversor. El voltaje pico es de 180 V a 60 Hz.

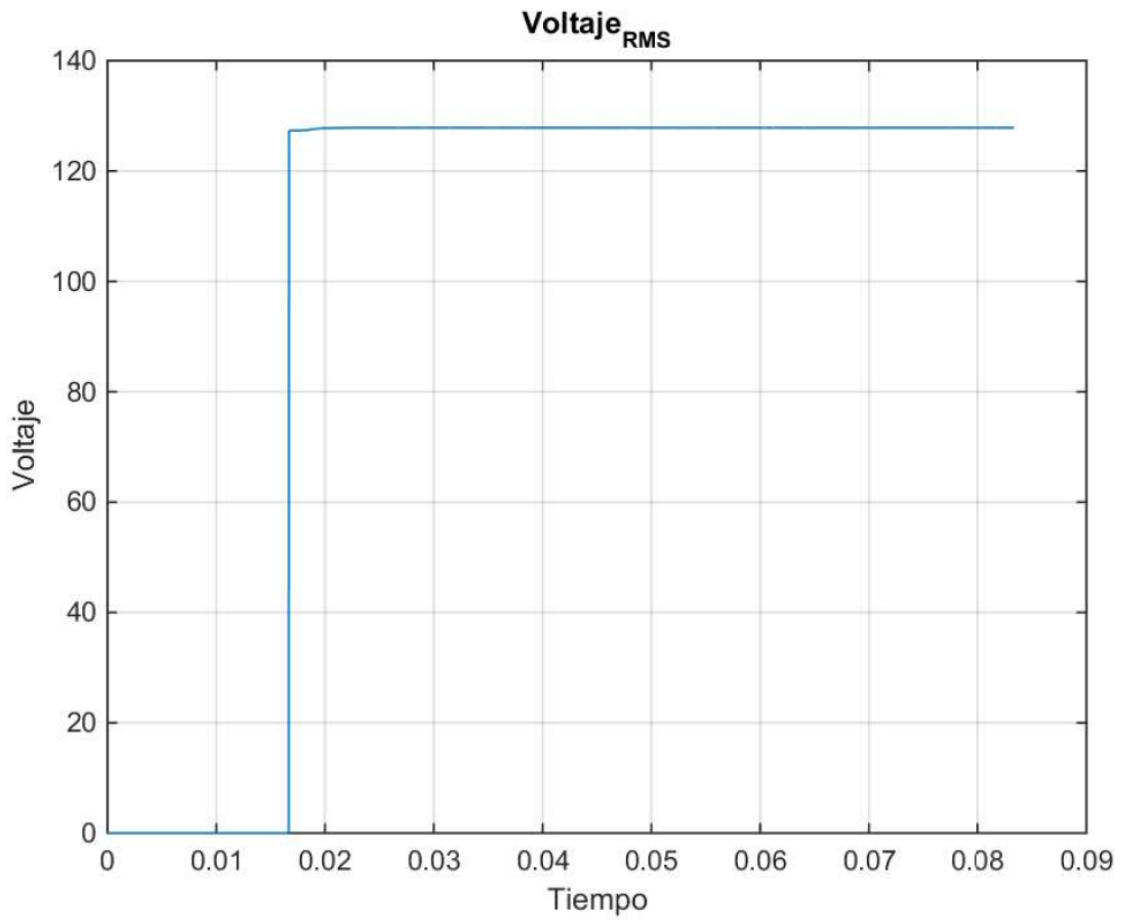


Figura. 4.21. Gráfica Voltaje RMS de salida (180V, 60Hz).

En la Fig.4.21. se muestra el valor rms del voltaje de salida. El valor rms es de 127.8 V de c.d.

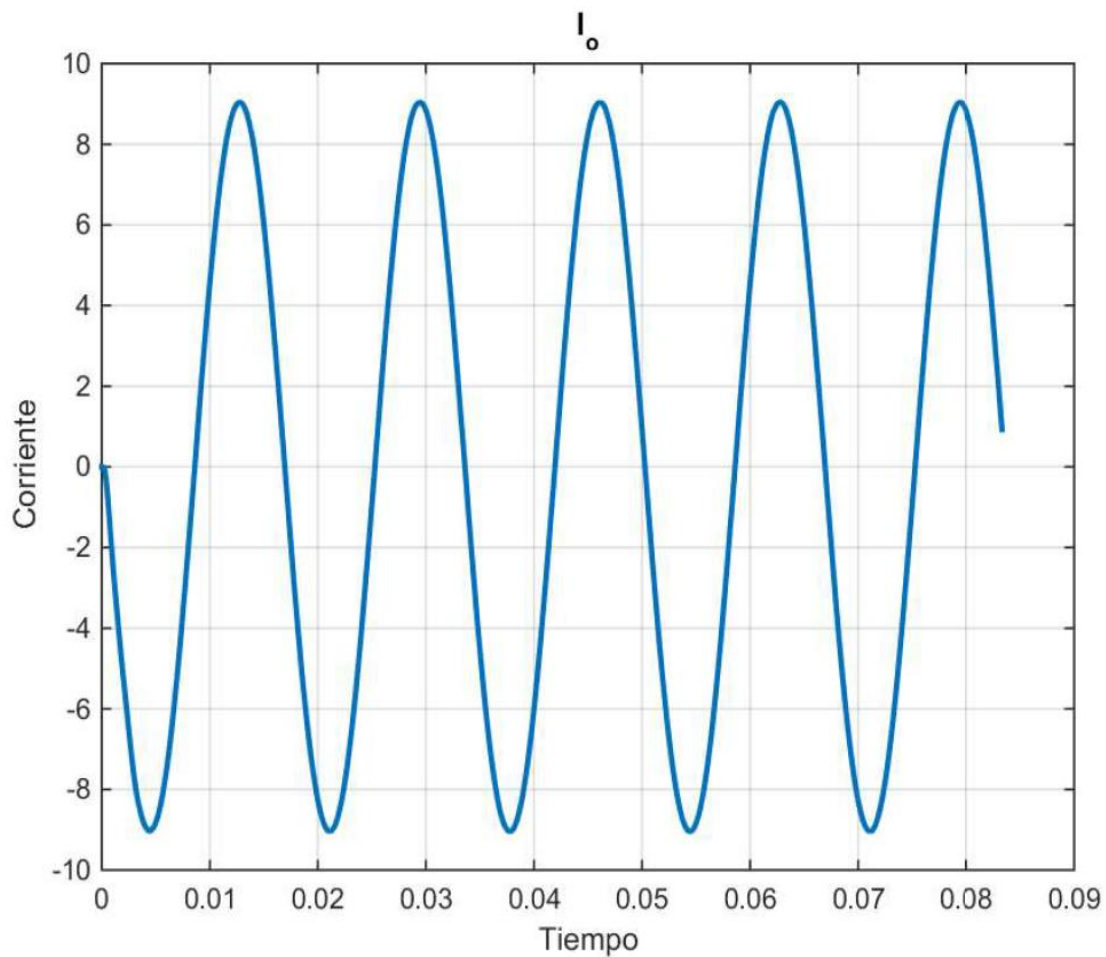


Figura. 4.22. Gráfica Corriente de salida (180V, 60Hz).

En la Fig.4.22. se muestra la gráfica de la corriente de salida. El valor pico de la corriente es de 9 A.

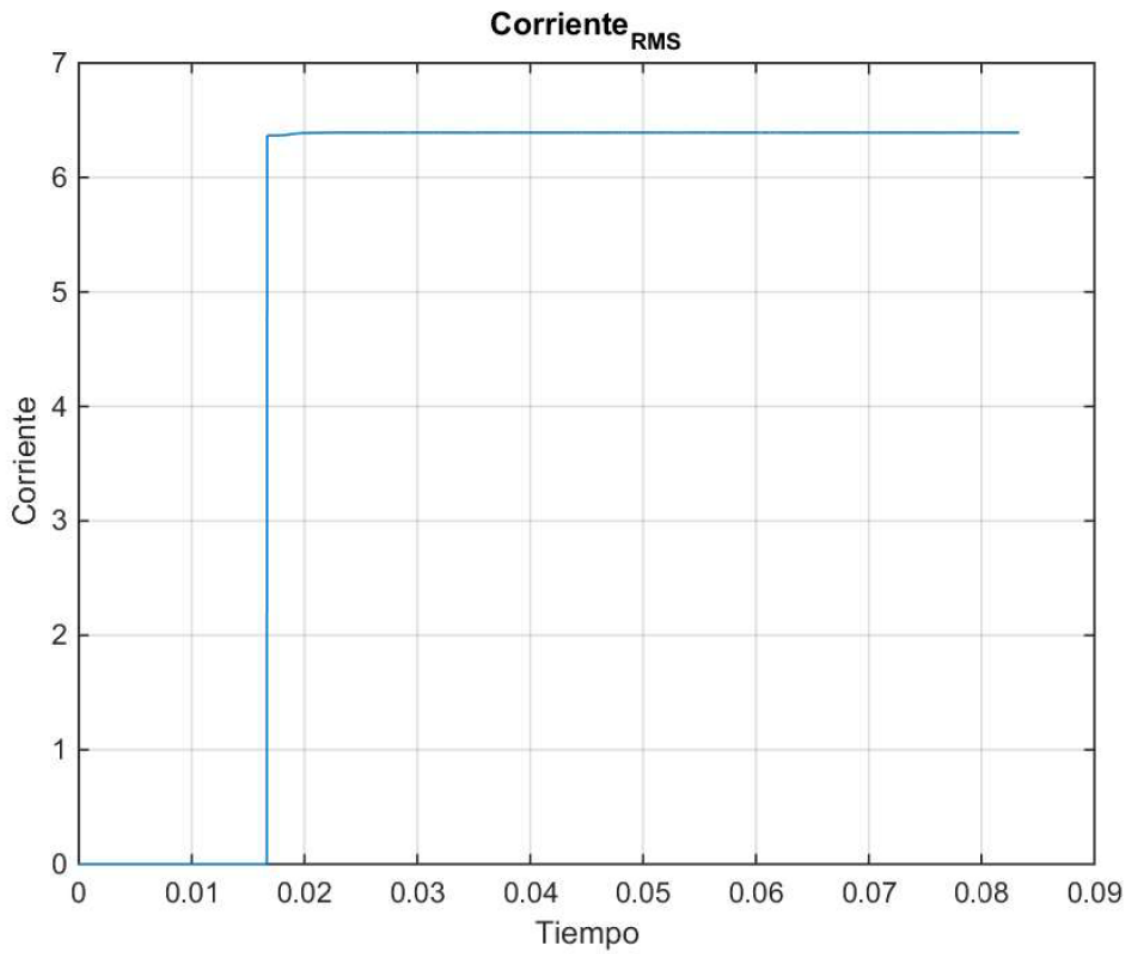


Figura. 4.23. Gráfica Corriente RMS de salida (180V, 60Hz).

En la Fig. 4.23. se muestra el valor rms de la corriente de salida. El valor rms es de 6.39 A.

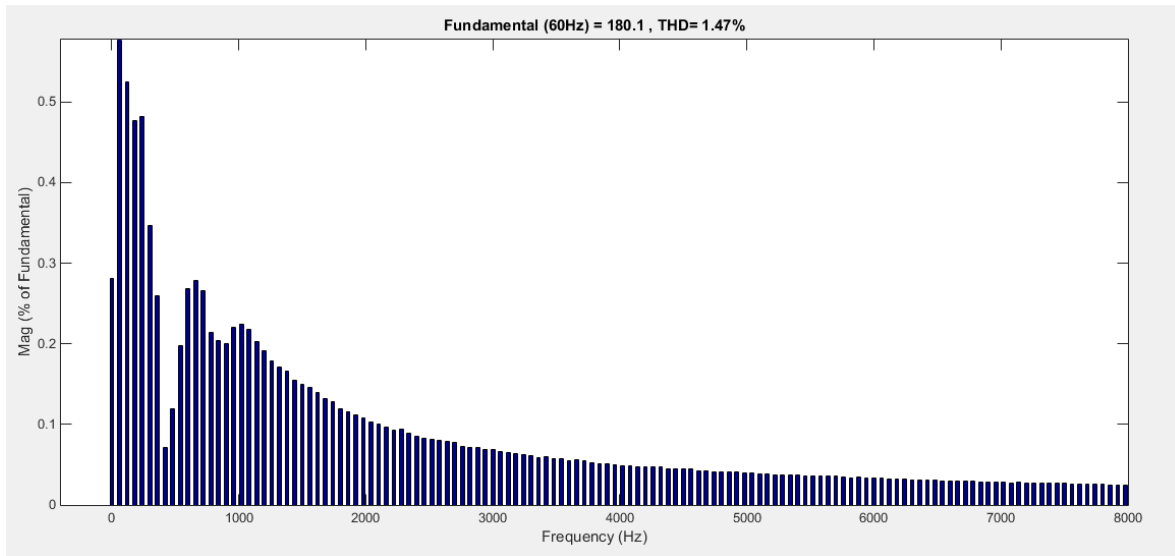


Figura. 4.24. *Espectro armónico del voltaje de salida (180V, 60Hz).*

En la Fig.4.24. se muestra el espectro armónico del voltaje de salida con entrada de 180 V a 60 Hz. El voltaje de la fundamental (60 Hz) es de 180.1 V con una distorsión armónica total del 1.47%.

4.2. CONCLUSIONES

Regularmente las turbinas son diseñadas para trabajar en un punto de mayor eficiencia, pero para ello deben de mantener una velocidad constante con ayuda de un complejo sistema mecánico que controla esta velocidad. La implementación de una turbina sin este complejo sistema mecánico, provocaría que el sistema de generación de energía eléctrica trabajara en un rango de velocidades de rotación.

Los resultados obtenidos de este proyecto proporcionan la información para concluir que utilizando este tipo de convertidor estático con esta metodología es posible compensar las variaciones de velocidad de rotación de una micro turbina hidroeléctrica que alimenta una carga resistiva. Mediante la variación de la magnitud del voltaje de control se puede controlar el voltaje de salida y con un filtro LCL se puede disminuir la distorsión armónica total.

En esta simulación no se toma en cuenta la potencia de entrada, Para poder alimentar cierta carga es necesario tomar en cuenta la energía disponible en el recurso. En la simulación la fuente de entrada no tiene límite. El valor de la carga fue seleccionado para poder calcular los parámetros del filtro del convertidor.

La variación en la salida entre los casos estudiados fue mínima tomando en cuenta las variaciones del voltaje del generador de aproximadamente 40 V de valor pico y 15 Hz entre el valor mínimo y máximo.

A causa del confinamiento por la pandemia provocada por el virus SARS-CoV-2, se tuvo que trabajar con la simulación del convertidor. Es posible que los resultados varíen con el circuito físico, pero se espera que en general el convertidor se comporte con mucha similitud a la simulación.

Se tiene en cuenta, como estudios posteriores, el diseño de un convertidor de este tipo para alimentar una carga inductiva, así como uno que sea capaz de inyectar la energía a la red eléctrica.

5. BIBLIOGRAFÍA

- 1] B. Bose, *Modern Power Electronics and AC Driver*, Pearson Education, 2002.
- 2] T. M. U. W. P. R. Ned Mohan, *Power Electronics Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- 3] F. F. D. Robert F. Coughlin, *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*, Prentice Hall, 1999.
- 4] T. W. Dariusz Borkowski, «Small hydropower plant with integrated turbine-generators working at variable speed.,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 2, nº 28, pp. 452-459, 2013.
- 5] L. N. Robert L. Boylestad, *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos.*, PEARSON, 2003.
- 6] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, McGraw Hill, 2012.
- 7] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Prentice Hall, 2001.
- 8] M. Rashid, *Electrónica de potencia. Circuitos dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall, 1993.
- 9] A. P. Ruz, *Convertidores Conmutados de Potencia. Test d Autoevaluación*, Marcombo, 2011.
- 10] D. V. E. F. G. G. J. G. César L. Trujillo, «Diseño, modelado e implementación de inversor conectado a la red eléctrica a partir de fuentes renovables.,» *Tecnura*, vol.

16, nº 32, pp. 12-28, 2012.

- 11] R. D. L. J. L. B. A. J.S. Artal Servil, «Análisis de diferentes técnicas de modulación PWM: Comparación y diseño.,» *TAAE*, pp. 73-81, 2018.
- 12] C. Z. K. T. K. N. C. S. Kaunda, «A technical discussion on microhydropower technology and its turbines.,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 35, pp. 445-459, 2014.
- 13] P. G. A. S. R. G. G. F. J. D. M. José Luis Sánchez Villarreal, «Estimate electrical potential of municipal wastewater through a micro-hydroelectric plant.,» *IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, pp. 1-6, 2018.