



UNIVERSIDAD MICHOACANA DE SAN NICOLÁS DE HIDALGO

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

SIMULACIÓN DE INVERSORES MONOFÁSICOS POR ONDAS CUADRADAS Y MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO

TESIS PARA OBTENER EL GRADO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA

AUTOR:

ADRIAN ALVAREZ RIVERA

ASESOR:

GILBERTO GONZALEZ AVALOS

MORELIA, MICHOACÁN MÉXICO

MAYO 2022

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a mi tutor Gilberto, quien con sus conocimientos y apoyo me guio a través de cada una de las etapas de este proyecto para alcanzar los resultados que buscaba.

También quiero agradecer a esta institución por brindarme todos los recursos y herramientas que fueron necesarios para llevar a cabo el proceso de investigación. No hubiese podido arribar a estos resultados de no haber sido por su incondicional ayuda.

Por último, quiero agradecer a todos mis compañeros y a mi familia, por apoyarme aun cuando mis ánimos decaían. En especial, quiero hacer mención de mi Madre, que siempre estuvo ahí para darme palabras de apoyo y un abrazo reconfortante para renovar energías.

Muchas gracias a todos.

Dedicatoria

Esta tesis está dedicada a:

A mi Madre quien con su amor, paciencia y esfuerzo me ha permitido llegar a cumplir hoy un sueño más, gracias por inculcar en mí el ejemplo de esfuerzo y valentía, de no temer las adversidades porque Dios está conmigo siempre.

A mis hermanos Jorge, Oscar y Antonio por su cariño y apoyo incondicional, durante todo este proceso, por estar conmigo en todo momento gracias. A toda mi familia porque con sus oraciones, consejos y palabras de aliento hicieron de mí una mejor persona y de una u otra forma me acompañan en todos mis sueños y metas.

Finalmente quiero dedicar esta tesis a todos mis amigos, por apoyarme cuando más las necesito, por extender su mano en momentos difíciles y por el amor brindado cada día.

Índice

AGRADECIMIENTOS.....	II
DEDICATORIA.....	III
ÍNDICE.....	IV
RESUMEN.....	VII
PALABRAS CLAVE	VII
ABSTRACT.....	VIII
KEYWORDS.....	VIII
LISTA DE FIGURAS	IX
LISTA DE TABLAS	XI
GLOSARIO DE SÍMBOLOS	XII
CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 LA CONVERSIÓN DE CD/CA.....	1
1.2 SIMULACIONES EN LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....	4
1.3 APLICACIONES EMERGENTES.....	4
1.3.1 GENERACIÓN DE ENERGÍA.....	4
1.3.2 VEHÍCULOS DE NUEVA GENERACIÓN.....	5
1.4 OBJETIVO.....	6
1.5 METODOLOGÍA	6
1.6 CONTENIDO DE TESIS.....	7
CAPITULO 2: LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN INVERSORES.....	8
2.1 INTRODUCCIÓN.....	8
2.2 COMPONENTES Y DEFINICIONES QUE CONFORMAN A UN INVERSOR MONOFÁSICO	8
2.2.1 DISPOSITIVO DE CONMUTACIÓN.....	8
2.2.2 TIPOS DE CARGAS.....	11
2.2.3 VALOR EFICAZ (RMS)	11
2.2.4 SERIES DE FOURIER.....	12
2.2.5 VOLTAJE FUNDAMENTAL.....	13
2.2.6 ARMÓNICOS	13
2.2.7 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD)	14
2.2.8 FACTOR DE DISTORSIÓN (DF)	14

2.2.9	FACTOR ARMÓNICO DE LA ENÉSIMA COMPONENTE	15
2.3	TIPOS DE CONMUTACIÓN MEDIANTE PWM EN LOS INVERSORES.....	15
2.3.1	PWM	15
2.3.2	CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS.....	17
2.3.3	CONMUTACIÓN POR MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSOS.....	18
2.4	CONFIGURACIONES DE UN INVERSOR MONOFÁSICO.....	19
2.4.1	INVERSOR PUSH-PULL	20
2.4.2	INVERSOR MEDIO PUENTE DE CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS.....	21
2.4.3	INVERSOR PUENTE H DE CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS.....	23
2.4.4	INVERSOR MULTINIVEL PUENTE H DE ONDA CUADRADA CONECTADO EN CASCADA DE 5 NIVELES.....	25
2.4.5	INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO	27
2.4.6	INVERSOR PUENTE H MODULADO POR PWM BIDIRECCIONAL	30
2.4.7	INVERSOR PUENTE H MODULADO POR PWM UNIDIRECCIONAL.....	31
CAPITULO 3:	MODELADO DE INVERSORES MONOFASICOS.....	33
3.1	INVERSOR MONOFÁSICO MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA.....	33
3.2	INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE H DE ONDA CUADRADA.....	34
3.3	MODELADO DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM BIPOLAR Y UNIPOLAR.....	36
CAPITULO 4:	SIMULACIÓN DE INVERSORES EN CASOS DE ESTUDIO	40
4.1	INTRODUCCIÓN.....	40
4.2	SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA	40
4.2.1	ANÁLISIS SIN FILTRADO.....	43
4.2.2	ANÁLISIS CON FILTRADO.....	44
4.3	SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE H DE ONDA CUADRADA.....	46
4.3.1	ANÁLISIS SIN FILTRADO.....	48
4.3.2	ANÁLISIS CON FILTRADO.....	49
4.4	SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM BIPOLAR.....	51
4.4.1	ANÁLISIS SIN FILTRADO.....	53
4.4.2	ANÁLISIS CON FILTRADO.....	55
4.5	SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM UNIPOLAR	57
4.5.1	ANÁLISIS SIN FILTRADO.....	59

4.5.2	ANÁLISIS CON FILTRADO.....	60
CAPITULO 5:	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	63
5.1	CONCLUSIONES.....	63
5.2	RECOMENDACIONES.....	64
BIBLIOGRAFÍA		66

Resumen

Los inversores son dispositivos de gran utilidad en el mundo de la electrónica de potencia, la importancia de convertir corriente continua a alterna es cada vez de más interés por la industria debido a que este tipo de conversaciones permiten aprovechar las ventajas que tienen cada una de estas corrientes.

Existen muchos tipos de inversores con sus respectivas características definidas por su señal de salida o entrada, tipo de señal de control, componentes entre otros, aquí principalmente se enfocarán en el análisis de inversores que tienen una fuente de alimentación con voltaje monofásica de entrada, y que son controlados por ondas cuadradas y por modulación de ancho de pulso, realizando su respectiva simulación para un análisis de su funcionamiento y de su comportamiento, observando de igual forma su comportamiento al agregar un filtro haciendo las comparaciones correspondientes más amplias con respecto a los armónicos y pérdidas generadas para tener una mejor idea de las cualidades de cada uno de los filtros simulados.

Palabras clave

Inversor, mono fase, simulación, armónicos, filtrado, pérdidas.

Abstract

Inverters are very useful devices in the world of power electronics, the importance of converting direct current to alternating current is of increasing interest to the industry because this type of conversation allows us to take advantage of the advantages that each one of them has these streams.

There are many types of inverters with their respective characteristics defined by their output or input signal, type of control signal, components, among others, here they will mainly focus on the analysis of inverters that have a power supply with single-phase input voltage, and which are controlled by square waves and by pulse width modulation, performing their respective simulation for an analysis of their operation and behavior, also observing their behavior when adding a filter, making the corresponding broader comparisons with respect to harmonics and losses generated to get a better idea of the qualities of each of the simulated filters.

Keywords

Inverter, single phase, simulation, harmonics, filtering, losses.

Lista de Figuras

FIGURA 1.1. SEÑAL DE CORRIENTE DIRECTA.	1
FIGURA 1.2. SEÑAL DE CORRIENTE ALTERNA.	1
FIGURA 1.3. APLICACIÓN DE UN RECTIFICADOR EN EL USO DOMÉSTICO.	2
FIGURA 1.4. APLICACIÓN DE UN INVERSOR EN UN SISTEMA DOMÉSTICO.	3
FIGURA 1.5. DIAGRAMA DE COMPONENTES DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO.	5
FIGURA 2.1. INTERRUPTOR CONTROLABLE GENÉRICO	9
FIGURA 2.2. SÍMBOLO DEL IGBT.	10
FIGURA 2.3. CARACTERÍSTICAS DE I_D Y V_{CE} DEL IGBT [6].	10
FIGURA 2.4. CARACTERÍSTICAS IDEALIZADAS DEL IGBT [6].	10
FIGURA 2.5 FORMA DE ONDA DE ARMÓNICOS SOBRE UNA SEÑAL SENOIDAL [7].	13
FIGURA 2.6. SEÑAL CUADRADA DE AMPLITUD ACOTADO MOSTRANDO PERIODO Y EL TIEMPO DE TRABAJO.	15
FIGURA 2.7. DIAGRAMA DE BLOQUES PARA GENERAR PWM.	16
FIGURA 2.8. INVERSOR MODO CONMUTADO.	17
FIGURA 2.9. SALIDA DE INVERSOR MEDIO PUENTE.	17
FIGURA 2.10. SEÑAL PORTADORA Y MODULADORA DEL MODULADO POR ANCHO DE PULSOS, SEÑAL DE SALIDA DE UN INVERSOR CON MODULACIÓN BIPOLAR.	18
FIGURA 2.11. CLASIFICACIÓN DE INVERSORES SEGÚN SU CONMUTACIÓN.	19
FIGURA 2.12. DIAGRAMA DE INVERSOR PUSH-PULL.	20
FIGURA 2.13. SEÑALES DE CONTROL DE ENCENDIDO Y APAGADO DE LOS IGBTs PARA EL INVERSOR PUSH-PULL	20
FIGURA 2.14. SALIDA DE INVERSOR PUSH-PULL.	21
FIGURA 2.15. ESQUEMA INVERSOR MEDIO PUENTE.	22
FIGURA 2.16. SEÑALES DE ACTIVACIÓN PARA IGBTs DE INVERSOR MONOFÁSICO.	22
FIGURA 2.17. TOPOLOGÍA DE INVERSOR PUENTE H CON IGBT.	24
FIGURA 2.18. SEÑALES DE ENTRADA EN IGBTs EN INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.	24
FIGURA 2.19. SALIDA INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.	25
FIGURA 2.20. INVERSOR MULTINIVEL DE 5 NIVELES, PUENTE H CONECTADO EN CASCADA.	26
FIGURA 2.21. SALIDA DE SEÑAL DEL INVERSOR ENCASCADA DE DOS NIVELES.	27
FIGURA 2.22. TOPOLOGÍA DE INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO.	28
FIGURA 2.23. SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO.	29
FIGURA 2.24. A) SEÑAL MODULADORA Y SEÑAL PORTADORA. B) SEÑAL MODULADA OBTENIDA DE LA COMPARACIÓN DE SEÑAL MODULADORA Y PORTADORA (S1 Y S3). C) SEÑAL MODULADA NEGADA (S2 Y S4). C) SALIDA VCA DEL INVERSOR BIDIRECCION.	30
FIGURA 2.25. A) SEÑALES PARA LA GENERACIÓN DE LOS PULSOS PWM. B) SEÑAL DE VB. C) SEÑAL DE VA. D) SEÑAL VO, VA-VB, VAB	31
FIGURA 3.1. UN PULSO DEL PWM UNIPOLAR PARA EL CÁLCULO DE SU SERIE DE FOURIER [10].	38
FIGURA 4.1. ESQUEMA Y PARÁMETROS EN SIMULINK PARA GENERAR SEÑALES PWM PARA INVERSOR DE ONDA CUADRADA DE MEDIO PUENTE.	41
FIGURA 4.2. SEÑALES GENERADORAS PARA EL CONTROL DE INVERSOR MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA.	42
FIGURA 4.3. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR MEDIO PUENTE CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.	42
FIGURA 4.4. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN PARA INVERSOR POR ONDA CUADRADA EN SIMULINK.	43
FIGURA 4.5. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR MEDIO PUENTE ANTES DEL FILTRADO.	43
FIGURA 4.6. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MEDIO PUENTE SIN FILTRO.	44
FIGURA 4.7. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR MEDIO PUENTE DESPUÉS DEL FILTRADO.	45

FIGURA 4.8. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE INVERSOR MEDIO PUENTE SIN FILTRAR.	45
FIGURA 4.9. ESQUEMA Y PARÁMETROS EN SIMULINK PARA GENERAR SEÑALES DE CONTROL A PARTIR-DE UN GENERADOR DE PULSOS PARA INVERSOR PUENTE H.	47
FIGURA 4.10. SEÑALES DE CONTROL DE IGBTs PARA INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.	47
FIGURA 4.11. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR PUENTE H CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60 HZ.	48
FIGURA 4.12. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR PUENTE H ANTES DEL FILTRADO.	48
FIGURA 4.13. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR PUENTE H SIN FILTRO.	49
FIGURA 4.14. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR PUENTE H DESPUÉS DEL FILTRADO	50
FIGURA 4.15. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR PUENTE H CON FILTRO.	50
FIGURA 4.16. DIAGRAMA GENERADOR DE SEÑALES PWM BIPOLAR POR SIMULACIÓN EN SIMULINK.	52
FIGURA 4.17. SEÑALES DE CONTROL Y DE SALIDA DE INVERSOR PWM BIPOLAR.	52
FIGURA 4.18. DIAGRAMA EN SIMULINK DE INVERSOR PWM BIPOLAR CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.	53
FIGURA 4.19. PARÁMETROS DE SIMULACIONES DE INVERSORES POR ANCHO DE PULSO.	53
FIGURA 4.20. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR ANTES DE FILTRO.	54
FIGURA 4.21. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR SIN FILTRO.	54
FIGURA 4.22. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO PASA BAJAS.	55
FIGURA 4.23. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO.	56
FIGURA 4.24. DIAGRAMA GENERADOR DE SEÑALES PWM UNIPOLAR POR SIMULACIÓN EN SIMULINK.	57
FIGURA 4.25. SEÑALES DE CONTROL Y DE SALIDA DE INVERSOR PWM UNIPOLAR.	58
FIGURA 4.26. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR PWM UNIPOLAR CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.	59
FIGURA 4.27. SALIDA INVERSORA UNIPOLAR SIN FILTRO.	59
FIGURA 4.28. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR UNIPOLAR SIN FILTRO.	60
FIGURA 4.29. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR UNIPOLAR CON FILTRO PASA BAJAS.	61
FIGURA 4.30. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO.	61

Lista de tablas

TABLA 1.1. COMPARACIÓN DE CC Y CA.	2
TABLA 2.1. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR DE PUSH PULL DE ONDA CUADRADA	21
TABLA 2.2. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN INVERSOR DE MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA	23
TABLA 2.3. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA	25
TABLA 2.4. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN INVERSOR PUENTE H EN CASCADA DE DOS NIVELES	26
TABLA 2.5. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO	28
TABLA 3.1. COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA PWM BIPOLAR PARA UN $m_a < 1$ [10]	39
TABLA 3.2. COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA PWM UNIPOLAR PARA UN $m_a < 1$ [10]	39
TABLA 4.1. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN DE ONDA CUADRADA MEDIO PUENTE H	46
TABLA 4.2. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN DE ONDA CUADRADA PUENTE H.	51
TABLA 4.3. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN PWM BIPOLAR PUENTE H.	56
TABLA 4.4. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN PWM UNIPOLAR PUENTE H	62
TABLA 5.1. TABLA DE RESULTADOS DE SIMULACIÓN DE INVERSORES	63

Glosario de símbolos

HF _n	Factor armónico de la <i>n</i> -ésima componente
IMPOC	Es el Inversor medio puente de onda cuadrada.
SF	Es el Inversor sin filtrado.
CF	Es el Inversor con filtrado.
IPWMU	Es el inversor puente H de conmutación por ancho de pulso unipolar.
IPWMB	Es el inversor puente H de conmutación por ancho de pulso bipolar.
IPHOC	Es el inversor puente H de onda cuadrada.
VSI	Alimentación por tensión (voltage source inverter).
CSI	Alimentación por corriente (current source inverter).
b_n, a_n, a_0	Coeficientes de Fourier
C	Capacitor
CA	Corriente Alterna
CC	Corriente Continua
CT	Ciclo de trabajo
DT	Factor de distorsión
f	Frecuencia de una señal
F	Faradios
f(t)	Función respecto al tiempo
f _m	Frecuencia de señal moduladora
f _p	Frecuencia de señal portadora
H	Henrio
H _n	Armónico n
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Puerta Aislada)
I _o	Corriente de salida pico
I _{RMS}	Corriente rms
L	Inductancia
m _a	Índice de amplitud de modulación
m _f	Índice de frecuencia de modulación
n	Numero de muestras
p	Puntos de muestra de una señal
R	Resistencia
RMS	Root mean square (media cuadratica)
s(t)	Sumatorio de Fourier
T	Periodo de la Función
THD	Total Harmonic Distortion (Distorsión armonica total)
T _{OFF}	Tiempo en que la función es Cero
T _{ON}	Tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)
V _{ca}	Voltaje de corriente alterna
V _{cc}	Voltaje de corriente continua

V_{ENC}	Voltaje de encendido
V_m	Voltaje señal moduladora
V_o	Voltaje de salida pico
V_{o1}	Voltaje pico fundamental
V_{on}	Voltaje pico de n armónico
V_p	Voltaje de señal portadora
V_{rms}	Voltaje rms
V_{RMSo1}	Voltaje rms fundamental
V_{RMSon}	Voltaje rms de n armónico
X	Variable
X_{rms}	Variable rms
Ω	ohm

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1 La conversión cc/ca

Para poder entender el proceso de inversión se requiere entender primeramente a la corriente continua (CC) y la corriente alterna (CA). La corriente continua o corriente directa (CD) es caracterizada principalmente por tener un flujo de electrones en conductor que no cambia de polaridad su magnitud y será positiva o negativa en un determinado tiempo, (Figura 1.1) y la corriente alterna tendrá un flujo de electrones que cambiará de polaridad su magnitud a negativo o positivo en el tiempo, Figura 1.2.

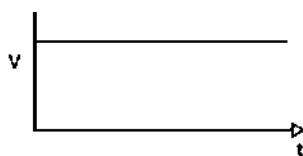


FIGURA 1.1. SEÑAL DE CORRIENTE CONTINUA.

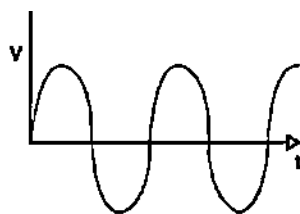


FIGURA 1.2. SEÑAL DE CORRIENTE ALTERNA.

Si bien las señales son claramente diferentes se es difícil imaginar cuáles son las diferencias y para qué se usan, donde se usan y como se utilizan en el mundo real. Esta diferencia entre estas dos corrientes tiene años de historia e incluso tuvieron una batalla por la supremacía de ser la que tuviera mayor utilidad.

Los principales defensores de estas fueron dos grandes científicos, del lado de la corriente continua el inventor y empresario estadounidense *Thomas Alva Edison* quien nació en Milan, Ohio el 11 de febrero de 1847 y murió en West Orange, Nueva Jersey el 18 de octubre de 1931 a la edad de 84 con 1093 patentes registradas [1].

Del lado de corriente alterna esta *Nicola Tesla* quien fue un inventor, ingeniero eléctrico y mecánico serbocroata nacionalizado estadounidense nacido en Smiljan, Imperio austríaco, actual Croacia el 10 de julio de 1856 y murió en Nueva York el 7 de enero de 1943 con 300 patentes registradas [2].

Si bien la batalla de estas dos corrientes tuvo una gran importancia en el mundo que ahora se conoce debido a los inventos e investigaciones que se crearon alrededor de estas son corrientes hasta el punto de que las dos han llegado a complementarse y a existir diariamente en nuestra vida cotidiana con sus diferentes aplicaciones ventajas y desventajas de cada una y se ilustran algunas de las principales diferencias y características de cada una en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Comparación de CC y CA.

	Corriente continua	Corriente alterna
Flujo de electrones	No cambia de dirección	Cambia de dirección
Producción	Por baterías (reacciones químicas), dinamos, paneles solares, etc.	Producida por alternadores
Almacenamiento	Se puede almacenar en baterías en forma de energía química	No se puede almacenar
Aplicaciones	Bajos voltajes como cargar baterías, electrónica, etc.	Aplicaciones de alto voltaje, generación, transmisión y distribución de potencia eléctrica, motores etc.
Transmisión	No tan eficiente debido a las pérdidas que se tienen	Debido a los transformadores esta es más eficiente
Motores	No son tan eficientes y necesitan más mantenimiento	Son eficientes y necesitan muy poco mantenimiento

Ahora que se tiene más claro en qué consiste cada una de estas dos corrientes se debe decir que es muy común trabajar con ambas y esto se logra a través de convertidores como lo son los rectificadores que se usan para pasar de corriente alterna a continua y los inversores que son para de corriente continua a corriente alterna.

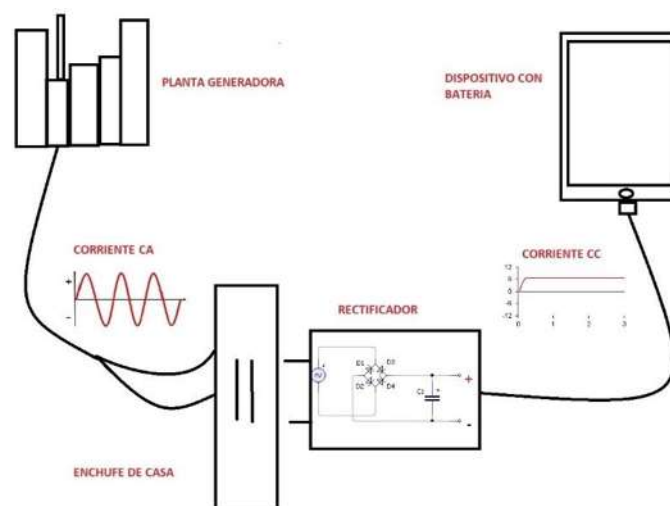


FIGURA 1.3. APLICACIÓN DE UN RECTIFICADOR EN EL USO DOMÉSTICO.

Los rectificadores son más comunes hoy en día, dado que se usan para la carga de cualquier equipo que tenga una batería que necesita corriente directa y ya que estas por lo regular se cargan en algún enchufe de casa que es alimentado por la red eléctrica la cual usa corriente alterna se es necesario este dispositivo para poder realizar dicha acción, como se muestra en la Figura 1.3.

Ahora bien, de igual forma el uso de los inversores es cada vez más usado en la industria debido principalmente a la implementación de coches eléctricos y de la energía fotovoltaica, los inversores como su nombre lo dice hace lo inverso que el rectificador el cual consiste en un proceso un poco más complicado debido a su naturaleza, en los paneles fotovoltaico sería algo parecido a lo que muestra en la Figura 1.4.

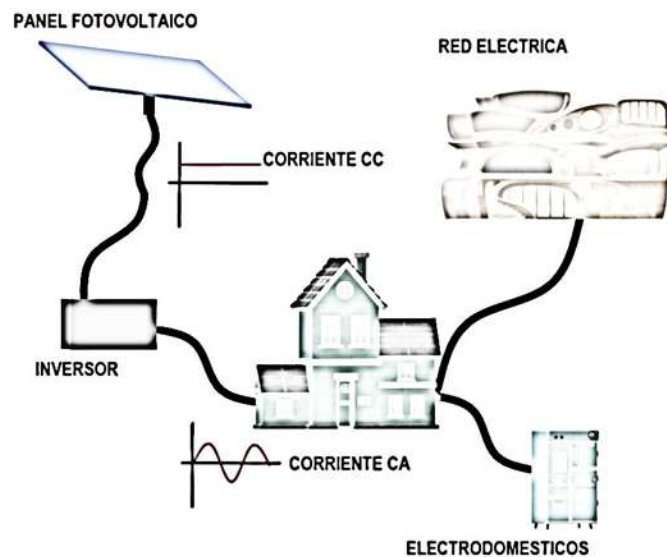


FIGURA 1.4. APLICACIÓN DE UN INVERSOR EN UN SISTEMA DOMÉSTICO.

Existen muchas aplicaciones para los inversores entre ellos están

- Alimentación de motores de alterna
- Sistemas de alimentación interrumpible
- Balastros electrónicos
- Motores eléctricos
- Máquinas de soldar
- Circuitos electrónicos específicos
- Otros

1.2 Simulaciones en la electrónica de potencia

La conversión de potencia requiere el control de IGBT, MOSFET de potencia y otros dispositivos de electrónica de potencia de estado sólido. Diseñar un controlador digital con simulación puede contribuir a garantizar la estabilidad, mejorar la calidad de la potencia, optimizar el rendimiento dinámico y gestionar condiciones de fallo. La simulación de electrónica de potencia proporciona datos sobre la interacción de los algoritmos de control digital, los semiconductores de potencia y el equilibrio del sistema eléctrico en una etapa temprana del desarrollo, antes de que comiencen las pruebas físicas. En el caso de los sistemas de gestión de baterías y los sistemas basados en electrónica de potencia, tales como los accionadores de motores, los convertidores de potencia y los inversores, la simulación rápida de lazo cerrado permite a los ingenieros de electrónica de potencia evaluar y verificar sus elecciones de diseño antes de implementar un controlado [3].

1.3 Aplicaciones emergentes

Los inversores han tenido una gran utilidad hace mucho tiempo en muchas aplicaciones en la industria pero en los últimos años han tomado fuerza debido a sus utilidades en áreas que son tendencias es estos tiempos en los principales mercados del mundo, y se debe principalmente a la introducción de los paneles solares al mercado energético y de coches eléctricos al mercado automotriz, y dado que los inversores son una parte fundamental en la eficiencia y funcionamiento de estos productos el diseño y producción de inversores ha tenido un gran incremento.

1.3.1 Generación de energía.

Para la generación de electricidad por cualquier método se usa un mismo principio el cual consiste en un proceso de transformación energética los cuales en su mayoría se usan generadores de corriente alterna debido a que la distribución de energía hasta el día de hoy se realiza en corriente alterna, dichas turbinas obtienen su movimiento gracias a energías como la nuclear, térmica, potencial, o cinética en su mayoría.

Si bien la idea de aprovechar la energía solar usando celdas fotovoltaicas tiene sus inicios en 1883, su autor fue *Charles Fritts* que recubrió una muestra de selenio semiconductor con un pan de oro para formar el empalme teniendo eficiencia de solo un 1 % fue hasta 1954 cuando los Laboratorios Bell, descubrieron, de manera accidental, que los semiconductores de silicio dopado con ciertas impurezas, eran muy sensibles a la luz dando paso a la creación de los primeros paneles solares comerciales con una eficiencia de 6% porcentaje que en la actualidad ronda en el 30% [4].

Con el surgimiento de una nueva forma de generar energía de manera económica y renovable la cual ha tomado mucha importancia e interés por el sector energético y es la energía fotovoltaica esta aprovecha la energía de los fotones emitidos por el sol a través de paneles,

módulos o colectores fotovoltaicos que están formados por dispositivos semiconductores tipo diodo hechos de silicio que al recibir radiación solar, se excitan y provocan saltos electrónicos, generando una pequeña diferencia de potencial en sus extremos.

El acoplamiento en serie de varios de estos fotodiodos permite la obtención de voltajes mayores en configuraciones muy sencillas y aptas para alimentar pequeños dispositivos electrónicos. A mayor escala, la corriente eléctrica continua que proporcionan los paneles fotovoltaicos se puede transformar en corriente alterna e inyectar en la red eléctrica y aquí es donde entran los inversores dado que los paneles solo producen corriente eléctrica continua es necesario un inversor debido a que no solo la red funciona con corriente alterna también la mayoría de los aparatos electrónicos de un hogar si es verdad que ya hay aparatos con corriente directa no son tan comunes por que se opta en la mayoría de los casos de instalación de paneles solares van a acompañadas de un inversos como se muestra en la Figura 1.4.

1.3.2 Vehículos de nueva generación

Debido a que los coches eléctricos están siendo tendencia ya que tienen una importante lista de ventajas sobre los coches con gasolina en ellas que no tendrán un impacto ambiental tan grande, son más eficientes en cuestión de aprovechamiento de energía, tienen mejor control, no necesitan tanto mantenimiento, son más económicos en cuestión de precios por kilómetros recorridos entre otros.

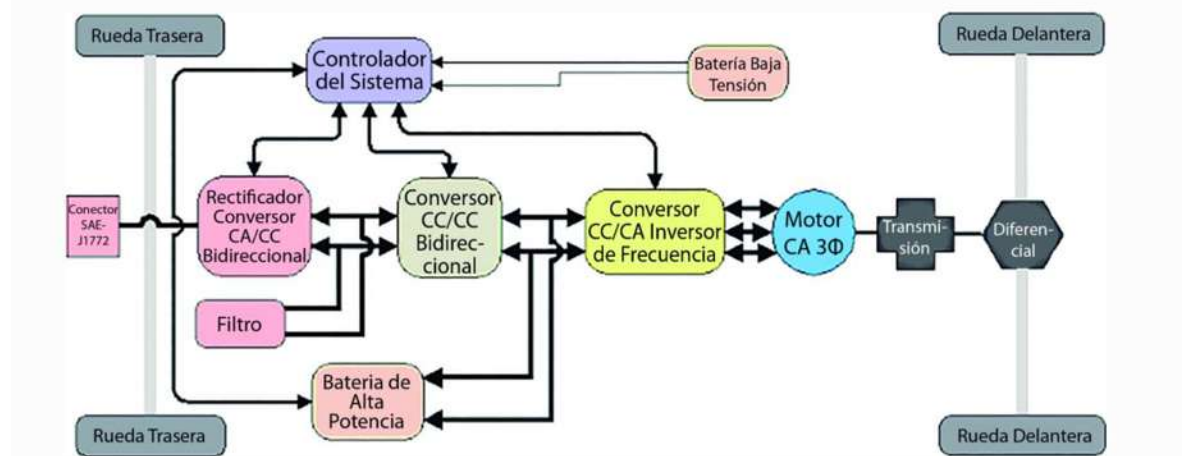


FIGURA 1.5. DIAGRAMA DE COMPONENTES DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO.

Los coches eléctricos almacenan su energía en grandes baterías los que solo pueden entregar corriente en directa los sistemas del vehículo, pero así mismo los vehículos eléctricos por cuestión de eficiencia usan motores que funcionan con corriente alterna, y debido a esto necesariamente necesitan de un inversor de buena calidad y confiable para poder tener una conversión eficiente. Básicamente el trabajo del inversor en el sistema del vehículo es

transformar la corriente directa que proviene de la batería de tracción, en la corriente alterna que requiere el motor para que pueda trabajar y dar energía a las ruedas del coche como se muestra en la Figura 1.5 [5].

Además de que La electrónica que posee un inversor en los coches eléctricos este es el encargado de controlar la frecuencia y la intensidad de la salida de la energía requerida para mover las llantas, llevando a cabo una de las funciones más fundamentales del vehículo fungiendo prácticamente como el cerebro del motor.

1.4 Objetivo

Se tiene como objetivo analizar los inversores monofásicos y sus componentes, los detalles que se deben de tener en cuenta al querer modelar y simular un inversor monofásico:

- Se pretende comprender de una manera clara qué es un conversor de CC/CA
- Se dejará claro la importancia actual de un inversor
- Adquirir conocimiento previo de los componentes que conforman un inversor monofásico
- Analizar las distintas formas de hacer un inversor y las ventajas e implicaciones que lleva cada una
- Hacer una simulación en la cual se pueda hacer un análisis de lo que podría implicar llevarlo a lo práctico
- Dejar información de utilidad para posibles proyectos futuros

1.5 Metodología

Esta tesis tiene como metodología la recaudación de información necesaria como la comprensión del dispositivo a estudiar y comprender los elementos básicos que lo componen. Así también la investigación de los diferentes tipos de dispositivos de la familia para así poder modelarlos y simularlos, comprobar su funcionamiento y poder analizarlos y compararlos de una manera practica para entender sus principales diferencias.

1.6 Contenido de tesis

CAPITULO 1: Se da una introducción de lo que es un inversor un poco de historia de cómo fue que surgió la necesidad de su creación, cuáles son sus principales aplicaciones y cómo es que la simulación es una herramienta muy eficiente a la hora de la comprensión y diseño de los dispositivos de potencia.

CAPITULO 2: Se revisan algunas de las variables y términos principales a tomar en cuenta a la hora de ver un inversor, los tipos de inversores a analizar, sus topologías y como es que funciona su control y la forma de onda de la salida.

CAPITULO 3: Se toman en cuenta las consideraciones de cada una de las topologías a simular.

CAPITULO 4: Se presentan las simulaciones realizadas de cada topología, así como los datos obtenidos de sus señales de salida comparando las salidas con filtrado y sin filtrado.

CAPITULO 5: Se realiza una comparación más profunda de los inversores, realizando observación con respecto a cada una de estas.

CONCLUSIONES: Aquí se realiza un barrido de la información y una comparación general de los inversores simulados.

CAPITULO 2: LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA EN INVERSORES

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se ve principalmente los componentes, definiciones y configuraciones que tiene un inversor, cuál es su funcionamiento desde un punto de vista ya más enfocado en la electrónica de potencia y su teoría abarcando lo necesario para poder tener una idea más completa del funcionamiento de los inversores monofásicos, así como también los principales parámetros y tipos a tomar en cuenta en dichos dispositivos.

2.2 COMPONENTES Y DEFINICIONES QUE CONFORMAN A UN INVERSOR MONOFÁSICO

Para poder entender el funcionamiento de un inversor se tienen que saber cómo se componen, los principios y funcionamiento de los componentes básicos que permiten que un inversor lleve a cabo su trabajo así mismo entender que los parámetros que se deben de tomar en cuenta en su modelado para poder tener un inversor de acuerdo con las necesidad y exigencias.

A continuación de explican los componentes y principios necesarios que se deben de tener claros para poder adentrarse a fondo en el comportamiento y funcionamiento de los inversores.

2.2.1 DISPOSITIVO DE CONMUTACIÓN

Los inversores necesitan de interruptores lo cuales tengan conmutación rápida y que puedan soportar cantidades altas de potencia, dichos interruptores tienen que estar en paralelo con un diodo para que este pueda conducir en ambas polaridades por lo cual un IGBT es un dispositivo el cual cuenta con estos requerimientos lo que lo hace el dispositivo idóneo para usar en los inversores.

El transistor bipolar de puerta aislada (conocido por la sigla IGBT, del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor) es un dispositivo semiconductor que se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia. Este dispositivo posee las características de las señales de puerta de los transistores de efecto campo con la capacidad de alta corriente y bajo voltaje de saturación del transistor bipolar, combinando una puerta aislada FET para la entrada de control y un transistor bipolar como interruptor en un solo dispositivo.

La tecnología IGBT ha sido patentada en los Estados Unidos el 14 de diciembre de 1982 por *Hans W. Beck* y *Carl F. Wheatley, Jr.*, bajo el nombre de MOSFET de potencia con una región del ánodo. Esta es una tecnología reciente, que sucede a los tiristores, transistores Darlington y GTO.

En las simulaciones y modelados de los inversores se tomarán en cuenta los transistores IGBTs por sus características de conmutación y de manejo de potencia. La tecnología de inversores está integrando formas más avanzadas de transistores para su funcionamiento, como son los IGBT, tecnología que es recomendada por el ahorro energético que representa.

Los IGBT pueden encenderse y apagarse mediante señales de control aplicadas a la terminal de control del dispositivo. Se denomina a estos dispositivos interruptores controlables, y se representan en forma genérica por el símbolo del circuito que se muestra en la Figura 2.1.

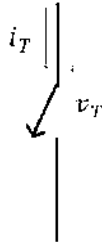


FIGURA 2.1. INTERRUPTOR CONTROLABLE GENÉRICO

Cuando el interruptor está apagado abierto no fluye corriente, y cuando está encendido o cerrado la corriente fluye. El interruptor controlable ideal tiene las siguientes características:

- ✓ Bloquea grandes tensiones directas e inversas con flujo de corriente cero.
- ✓ Puede Conducir grandes corrientes con caída nula de tensión cuando está encendido.
- ✓ Conmuta de encendido a apagado o viceversa en forma casi instantánea cuando se dispara.
- ✓ Necesita una cantidad de energía muy baja de la fuente de control para disparar el interruptor.

Los dispositivos verdad, como se esperaba, no tienen estas características ideales, y por ende disiparán energía cuando se usan en las numerosas aplicaciones que ya se mencionaron. Si disipan demasiada energía, los dispositivos pueden fallar y de esta manera no sólo se destruirán a sí mismos, sino que también podrán dañar los demás componentes del sistema. La disipación de energía en dispositivos de semiconductores de potencia es de naturaleza muy genérica; es decir, los mismos factores básicos que dominan la disipación de energía también valen para todos los dispositivos de la misma manera. El diseñador de convertidores debe entender qué son estos factores y cómo minimizar la disipación de energía en los dispositivos [6]

El símbolo de circuito para un IGBT se muestra en la Figura 2.2, y sus características de i - v , en la Figura 2.3. Los IGBT tienen algunas de las ventajas de los MOSFET (transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor), BJT (transistor de unión bipolar) y GTO (Tiristor desactivado por compuerta combinados). Parecido al MOSFET, el IGBT tiene una puerta de alta

impedancia que sólo requiere una pequeña cantidad de energía para conmutar el dispositivo. Igual que el BJT, el IGBT tiene un voltaje de estado activo pequeño, incluso en dispositivos con grandes voltajes nominales de bloqueo (por ejemplo, V_{enc} es de 2 a 3 V en un dispositivo de 1 000 V). Parecidos al GTO, los IGBT se pueden diseñar para bloquear tensiones negativas, como lo indican sus características de conmutación idealizadas que se muestran en la Figura 2.4.

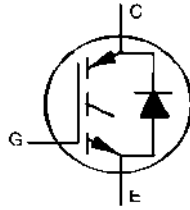


FIGURA 2.2. SÍMBOLO DEL IGBT.

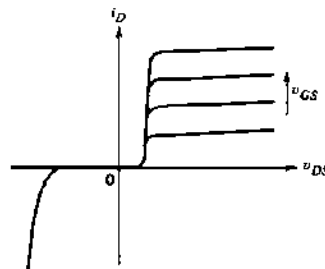


FIGURA 2.3. CARACTERÍSTICAS DE I_D Y V_{CE} DEL IGBT [6].

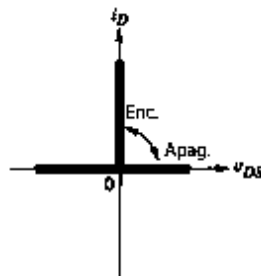


FIGURA 2.4. CARACTERÍSTICAS IDEALIZADAS DEL IGBT [6].

Los transistores bipolares de puerta aislada tienen tiempos de conexión y desconexión en el orden de $1 \mu s$, y están disponibles módulos en rangos de hasta 1 700 V y 1 200 A. Están previstos rangos de tensión de hasta 2 a 3 kV. [6].

2.2.2 TIPOS DE CARGAS

El sistema eléctrico de potencia está diseñado para generar y operar con una señal senoidal de tensión y corriente, siendo esta una condición ideal de funcionamiento, pero esto no siempre es así; ya que el aumento de equipos electrónicos hace difícil de cumplir esta condición. Por ello se considera dos tipos de cargas; la carga lineal y la carga no-lineal. [7].

- CARGA LINEAL: Al aplicar una tensión sinusoidal a una carga, siendo esta de característica resistiva, inductiva o capacitiva; e incluso una combinación de ellas se genera una corriente cuya forma de onda es proporcional a la sinusoidal que ostenta la tensión.
- CARGA NO-LINEAL: A diferencia de la definición anterior, la carga no lineal se caracteriza por ser un circuito cuyas formas de ondas de corrientes, no son proporcionales a las formas de ondas de voltajes por efecto del consumo de corriente en la carga, generándose impulsos abruptos en lugar de ser una forma de onda sinusoidal, resultando así una señal distorsionada con respecto a la sinusoidal de la tensión.

Los inversores al tener componentes como podría ser un IGBT o algún otro tiristor que son no lineales debido a que son dispositivos de conmutación, hacen que su análisis sea un poco más complejo donde se tienen que tomar en cuenta variables que se verán más adelante.

2.2.3 VALOR EFICAZ (RMS)

Se denomina valor eficaz al valor cuadrático medio de una magnitud eléctrica. El concepto de valor eficaz se utiliza especialmente para estudiar las formas de onda periódicas, a pesar de ser aplicable a todas las formas de onda, constantes o no. En ocasiones se denomina con el extranjerismo RMS del inglés, root mean square.

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt} \quad (2.1)$$

Donde

X_{rms} Es la variable RMS que podría ser voltaje, corriente o potencia etc.

$f(t)$ Es la función.

T Es el periodo de la función.

De igual manera se puede calcular el voltaje y corriente RMS si se sabe el valor pico de una función senoidal con la ecuación (2.2) y (2.3) respectivamente.

$$V_{RMS} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

2.2.4 SERIES DE FOURIER

Jean-Baptiste Joseph Fourier [Auxerre (Francia), 1768 - París, 1830]. Matemático y científico francés. Elaboró un método matemático para determinar la conducción del calor mediante la descomposición de funciones periódicas en series trigonométricas convergentes. Estas "series de Fourier" permitieron resolver problemas de física e ingeniería, como en los sistemas de telecomunicaciones. Descubrió el teorema que lleva su nombre que permite el estudio de cualquier fenómeno ondulatorio [8].

Como un inversor tiene como objetivo pasar de una energía constante como lo es una señal de CC a una que ondula como lo es una señal de alterna, las series de Fourier e incluso la transformada de Fourier tienen una gran aplicación en el análisis de señales de alterna, Fourier mediante las series de Fourier definió que "cualquier señal periódica, por compleja que sea, se puede descomponer en una suma de señales senoidales cuya frecuencia es múltiplo de la frecuencia fundamental o de referencia".

La suma parcial de una serie de Fourier es representada por la ecuación (2.4).

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) + b_n \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) \right) \quad (2.4)$$

Donde $a_0, a_1, a_2 \dots a_n$ y $b_0, b_1, b_2 \dots b_n$ son los coeficientes de Fourier y n indica el número de armónico que se toma en cuenta los coeficientes de Fourier, así mismo se calculan de con la ecuación (2.5) para a_n y con la ecuación (2.6) para b_n .

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt \quad n = 0, 1, 2, 3, 4 \dots \quad (2.5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt \quad n = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (2.6)$$

Para poder simplificar los cálculos en ciertas condiciones por simetría lo cual elimina uno u otro coeficiente.

- Si $f(t)$ es una función par, $f(t)=f(-t)$, los términos b_n son nulos

- Si $f(t)$ es impar $f(t)=-f(-t)$, los coeficientes a_n son nulos

La serie de Fourier nos permite descomponer nuestra señal y obtener datos que son de mucha ayuda para el análisis y el cálculo de distintas variables de la señal como voltaje fundamental, entre otros.

2.2.5 VOLTAJE FUNDAMENTAL

El voltaje fundamental sale del cálculo de la serie de Fourier el cual puede indicar el armónico que se necesite de la función analizada siendo el fundamental el primero o $n=1$ o $n=2$ dependiendo del tipo de señal, así mismo el voltaje fundamental está representado en este texto como V_{01} .

2.2.6 ARMÓNICOS

El aumento del contenido armónico en el sistema eléctrico es una realidad que se ve más presente, la razón de ello se origina por la aparición de cargas no lineales. Esto ha traído varias consecuencias en los sistemas eléctricos de potencia, por nombrar algunos casos se encuentra el aumento de temperaturas y disturbios provocados por interferencia en circuitos de control y protecciones. La representación gráfica se manifiesta en forma de distorsión de la forma de onda de la red.

La tensión armónica se puede definir como "una tensión senoidal cuya frecuencia es múltiplo entero de la frecuencia fundamental de la tensión de alimentación en el sistema".

Los armónicos generan cargas no lineales, que conectadas a la red eléctrica alterna y senoidal, absorben corrientes no lineales y cuya amplitud y frecuencia depende de la deformación de la onda de corriente al aplicar una tensión sinodal. Estas cargas no lineales son por lo general periódicas.

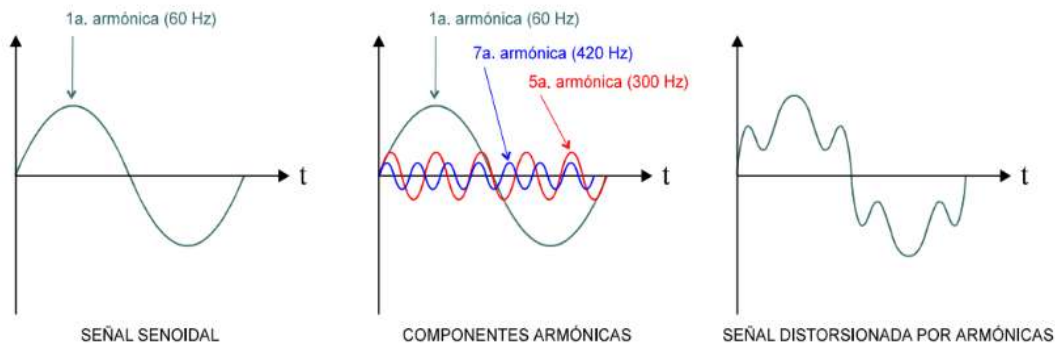


FIGURA 2.5 FORMA DE ONDA DE ARMÓNICOS SOBRE UNA SEÑAL SENOIDAL [7].

2.2.7 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD)

La distorsión armónica total se define como consecuencia de la necesidad de poder cuantificar numéricamente los armónicos existentes, de esta forma se consideran dos tipos de THD referidos a la tensión e intensidad. THD se genera por la fuente como resultado de una corriente en el circuito muy distorsionada, siendo la distorsión armónica total de la siguiente forma en la ecuación (2.7).

$$THD = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{rms01}^2}}{V_{rms01}} \quad (2.7)$$

La distorsión armónica total se ha utilizado como una medida de control de calidad de la energía principalmente por qué tener un alto porcentaje de distorsión se traduce en problemas, algunos de estos son resonancia en bancos de capacitores, par torsional inverso en los motores de inducción de la industria, pérdida de referencia en controladores lógicos programables (PLCs), calentamiento en cables alimentadores y transformadores. El Código de Red establece los límites sobre los niveles de distorsión permisibles que aplican a los centros de carga, conforme al nivel de tensión de suministro que reciben de la red eléctrica, el cual se basa en la especificación Comisión Federal de Electricidad L0000-45 denominada “Perturbaciones permisibles en las formas de onda de tensión y corriente del suministro de energía eléctrica” concerniente a la distorsión armónica permisible, donde se señala de la misma manera que esta especificación está basada en la norma IEEE 519 “Prácticas recomendadas y requerimientos para el control de armónicas en sistemas eléctricos de potencia”, dónde se define entre sus puntos los valores máximos de distorsión permisible. [9].

2.2.8 FACTOR DE DISTORSIÓN (DF)

El factor de distorsión es una medida del alejamiento de la forma de onda de salida con respecto a otra con forma de onda senoidal pura, que corresponde a su componente fundamental. Este factor de distorsión, normalmente se expresa en porcentaje, siendo del 100% en el caso ideal.

$$DF = \frac{1}{V_{01}} \left[\sum_{n=2,3,..}^{\infty} \left(\frac{V_{01}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.8)$$

Y el DF de un componente armónico individual se define como

$$DF_n = \frac{V_{0n}}{V_{01}n^2} \quad \text{para } n > 1 \quad (2.9)$$

Donde:

V_{o1} = Voltaje pico de la señal fundamental

n = Numero de muestra

V_{on} = Voltaje pico de n armónico

2.2.9 FACTOR ARMÓNICO DE LA ENÉSIMA COMPONENTE

Mide la contribución ideal de cada armónico

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}} \quad (2.10)$$

2.3 TIPOS DE CONMUTACIÓN MEDIANTE PWM EN LOS INVERSORES

Se analizarán principalmente dos tipos de conmutaciones las cuales son las encargadas del control de encendido y apagado de los dispositivos de potencia que se utilizaran para la conversión de corriente continua a corriente alterna.

2.3.1 PWM

La modulación por ancho de (también conocida como PWM, siglas en inglés de pulse-width modulation) una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica como una senoidal o una cuadrada, ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Figura 2.6 expresado matemáticamente en la ecuación (2.11):

$$CT = \frac{T_{ON}}{T} \quad (2.11)$$

T_{ON} Es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)

T Es el período de la función

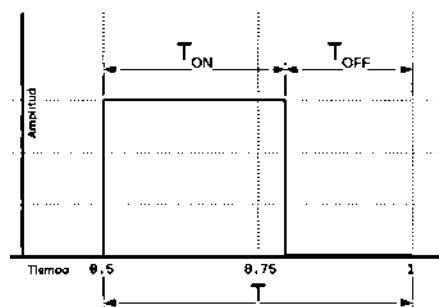


FIGURA 2.6. SEÑAL CUADRADA DE AMPLITUD ACOTADO MOSTRANDO PERIODO Y EL TIEMPO DE TRABAJO.

La construcción típica de un circuito PWM en un inversor se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a una señal portadora, mientras que la otra queda disponible para la señal moduladora Figura 2.7. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la moduladora y el ciclo de trabajo está en función de la portadora, la señal de salida en este caso constara de pulsos con diferente frecuencia simulando una señal senoidal.

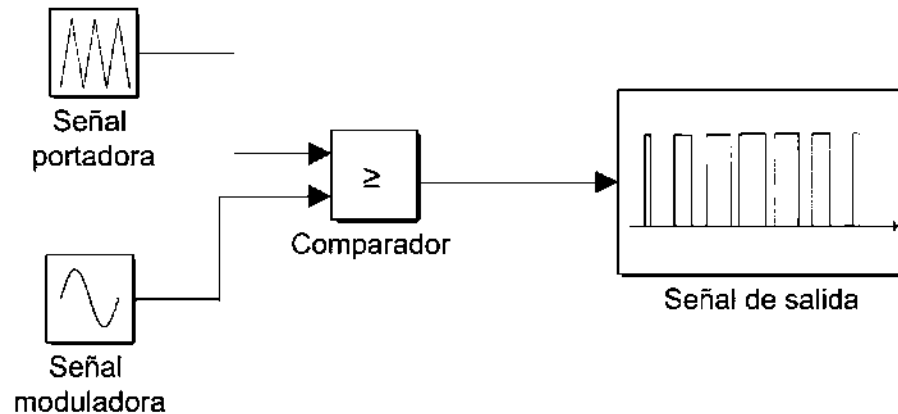


FIGURA 2.7. DIAGRAMA DE BLOQUES PARA GENERAR PWM CON SEÑAL TRIANGULAR Y SEÑAL SENOIDAL.

También se puede generar una señal PWM a partir de comparar una señal triangular o diente de sierra con una señal de CC para la generación de pulsos con frecuencia constante los cuales podrán variar su ciclo de trabajo moviendo el voltaje de la señal de CC entre el máximo y mínimo de la señal triangular o diente de sierra como se ve en la Figura 2.8

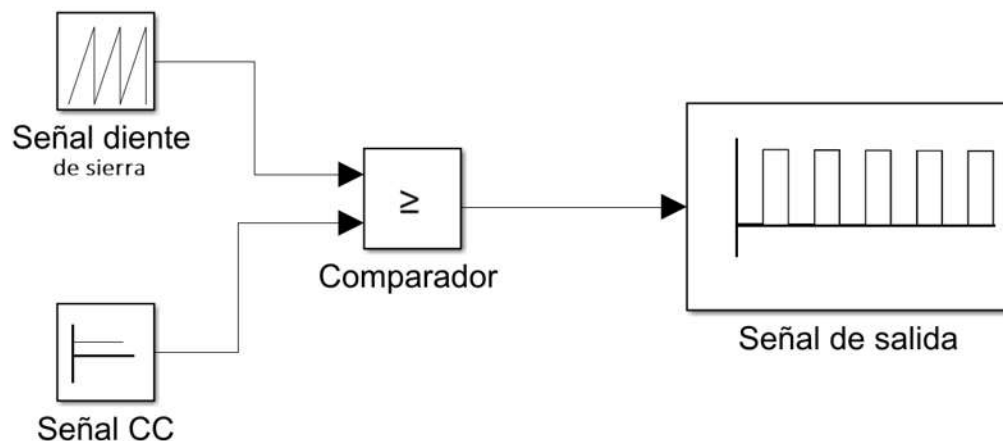


FIGURA 2.8. DIAGRAMA DE BLOQUES PARA GENERAR PWM CON SEÑAL DIENTE DE SIERRA Y SEÑAL DE CC.

El PWM en un inversor es una parte fundamental dado que es utilizado para poder disparar los transistores controlables (IGBT), dado que un PWM puede crear pulsos o una señal cuadrada con diferentes ciclos de trabajo y diferentes frecuencias que son muy prácticos a la hora de querer adecuar o controlar los momentos en los que se disparen los transistores controlables de nuestro inversor.

2.3.2 CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS

En el método de conmutación por ondas cuadradas, cada interruptor de las terminales (S1 y S2) del inversor de la Figura 2.9, donde está encendido para un semiciclo (180°) de la frecuencia de salida deseada. Esto genera una forma de onda del voltaje de salida como la de la Figura 2.10.

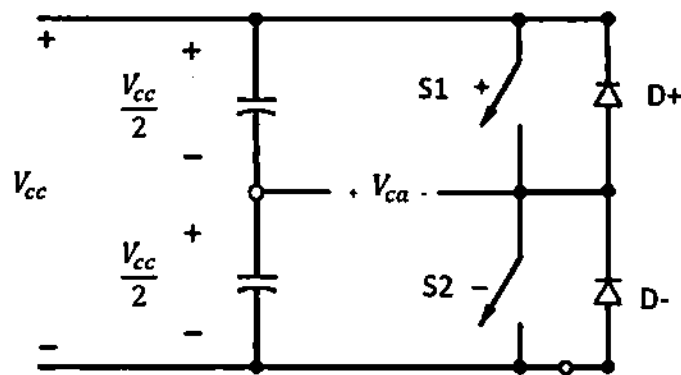


FIGURA 2.9. INVERSOR MODO CONMUTADO.

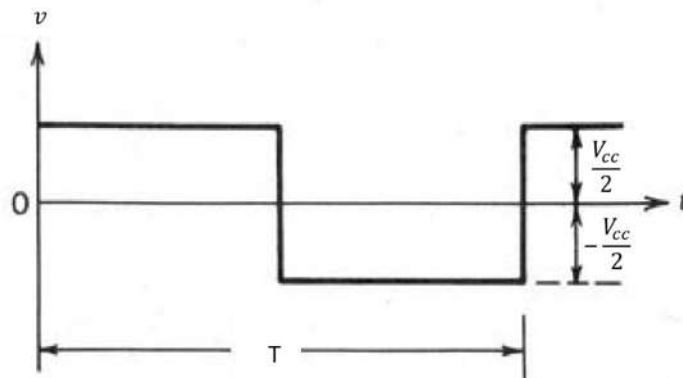


FIGURA 2.10. SALIDA DE INVERSOR MEDIO PUENTE.

Una ventaja de la operación de ondas cuadradas es que cada interruptor del inversor cambia su estado sólo dos veces por ciclo, lo cual es importante en niveles de potencia muy alta, donde los interruptores de estado sólido por lo general tienen velocidades de encendido y apagado

más lentas. Una grave desventaja de la conmutación por ondas cuadradas es que el inversor no es capaz de regular la magnitud del voltaje de salida. Así, se debe ajustar el voltaje de entrada de corriente continua V_{cc} hacia el inversor a fin de controlar la magnitud del voltaje de salida del inversor.

2.3.3 CONMUTACIÓN POR MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSOS

La modulación por anchura de pulsos (PWM, Pulse Width Modulation) proporciona un método de disminuir el factor THD de la corriente de carga del inversor. Una salida de un inversor PWM, con algo de filtrado, en general cumple las especificaciones de THD con más facilidad que el esquema de conmutación de onda cuadrada. La salida PWM sin filtrar tendrá un factor THD relativamente elevado, pero los armónicos tendrán unas frecuencias mucho más altas que las de la onda cuadrada, haciendo más sencillo el filtrarlos.

En la modulación PWM, la amplitud de la tensión de salida se puede controlar por medio de las formas de onda moduladoras. Dos ventajas de la modulación PWM son la reducción de los requerimientos de filtro para reducir los armónicos y el control de la amplitud de salida. Entre las desventajas se puede citar que los circuitos de control de los interruptores son más complejos, y que hay unas mayores pérdidas debidas a una conmutación más frecuente.

El control de los interruptores para la salida sinusoidal PWM requiere una señal de referencia, llamada a veces señal de control o moduladora, que en este caso es una senoide; y una señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación como se ven la Figura 2.11. [10].

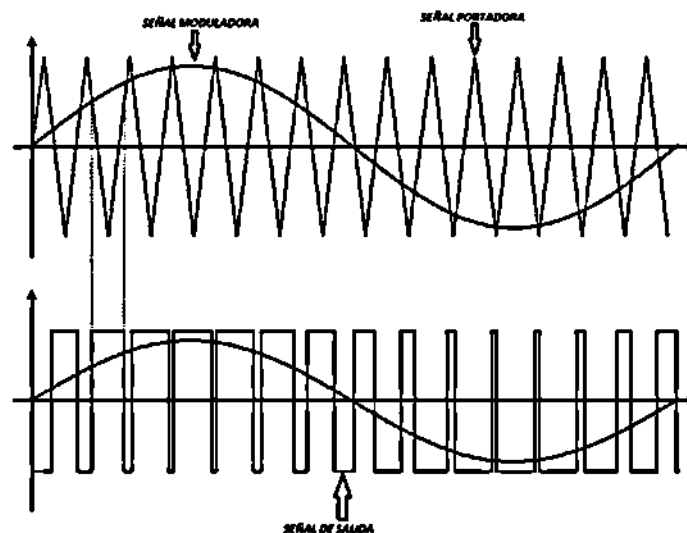


FIGURA 2.11. SEÑAL PORTADORA Y MODULADORA DEL MODULADO POR ANCHO DE PULSOS, SEÑAL DE SALIDA DE UN INVERSOR CON MODULACIÓN BIPOLAR.

2.4 CONFIGURACIONES DE UN INVERSOR MONOFÁSICO

Es importante saber que existen diferentes tipos de inversores como lo son los polifásicos y monofásicos, aunque en este documento solamente se toman en cuenta de los monofásicos es importante tener en cuenta que los polifásicos son ampliamente usados. Dentro de los inversores existen varias formas de clasificación como lo es por fuente de alimentación:

- VSI: Alimentación por tensión (voltage source inverter).
- CSI: Alimentación por corriente (current source inverter).

Aunque en este documento se tocan pocos de los alimentados por tensión o voltaje.

En los inversores VSI que se analizaron también existen varios tipos y los que se ven en este documento se pueden clasificar como se ve en la Figura 2.12

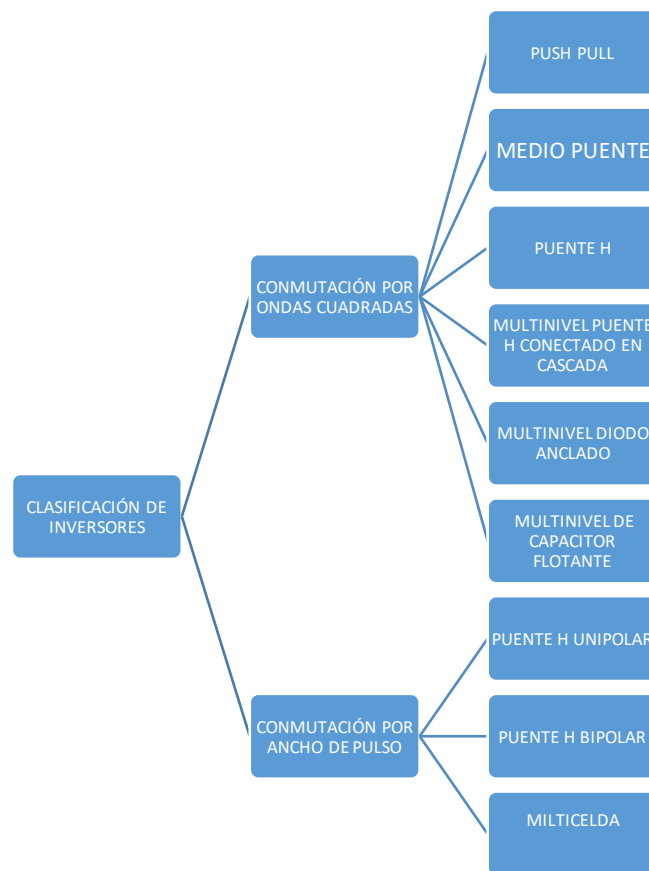


FIGURA 2.12. CLASIFICACIÓN DE INVERSORES SEGÚN SU CONMUTACIÓN.

Los inversores controlados por pulsos básicamente trabajan de una forma en la cual los IGBTs estarán prendiéndose y apagándose en un orden y tiempo determinado para poder crear distintos niveles de voltaje que asemejen una onda senoidal.

Los inversores por modulación de ancho pulso generaran una señal a la salida modulada en frecuencia la cual podrá controlarse por medio de la señal moduladora.

2.4.1 INVERSOR PUSH-PULL

Este es un inversor monofasico con transformador en este inversor el voltaje de salida no solo va depender de la fuente de corriente continua si no también del número de vueltas que tenga el tranformador usado en la topologia mostrada en la Figura 2.13, en este tipo de inversor los dos tiristores usado conmutaran de manera alternada como se muestra en la Figura 2.14 y asi mismo la forma de onda de este circuito sera una señal rectangular mostrado en la Figura 2.15.

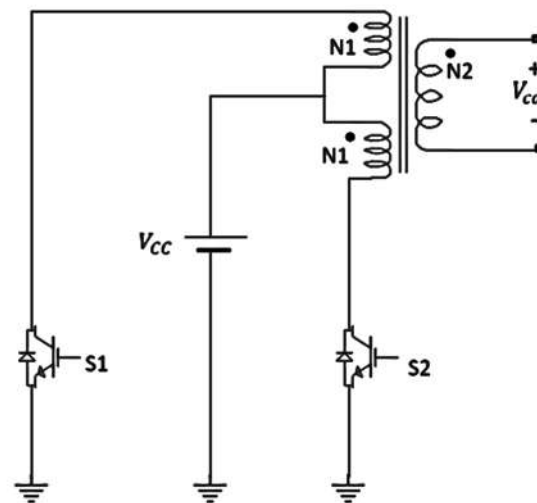


FIGURA 2.13. DIAGRAMA DE INVERSOR PUSH-PULL.

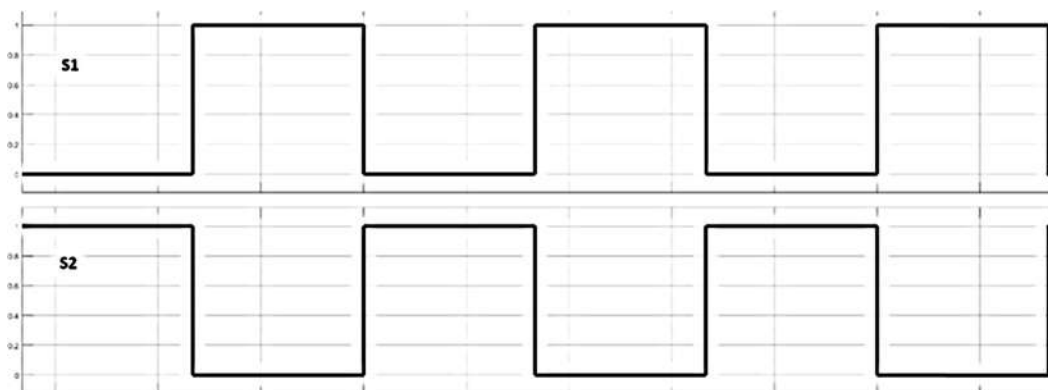


FIGURA 2.14. SEÑALES DE CONTROL DE ENCENDIDO Y APAGADO DE LOS IGBTs PARA EL INVERSOR PUSH-PULL

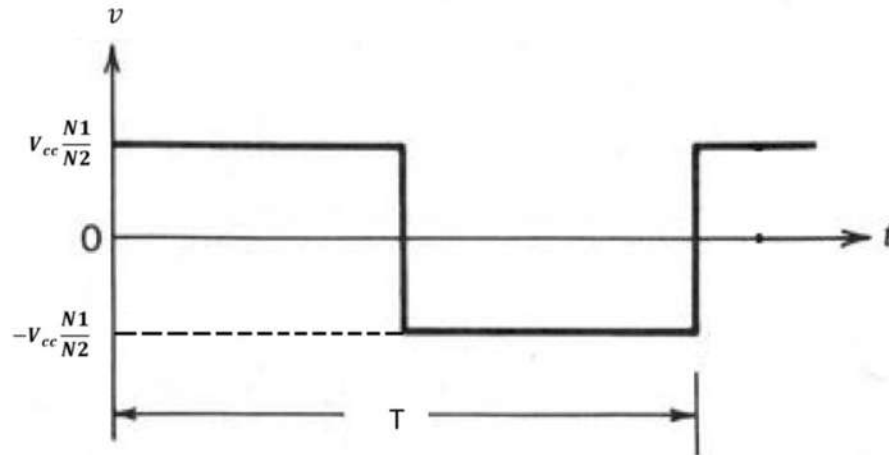


FIGURA 2.15. SALIDA DE INVERSOR PUSH-PULL.

TABLA 2.1. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR DE PUSH PULL DE ONDA CUADRADA

Señal en alto	Voltaje de salida
S1	$-V_{cc} \frac{N1}{N2}$
NINGUNO	0
S2	$V_{cc} \frac{N1}{N2}$

Las principales características de este inversor son:

- Topología con aislamiento debido a el transformador.
- Las señales de control de ambos transistores estan referidas al mismo punto lo cual determina un control sencillo.
- La tensión que soportan los interruptores es el doble que la tension de entrada
- Cualquier asimetría que se tenga en la señal de control o en el transformador puede generar un corto circuito.

2.4.2 INVERSOR MEDIO PUENTE DE CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS

Una de las topologías básicas de los inversores monofásicos es la de un inversor de medio puente el cual se muestra en la Figura 2.16.

Los inversores de medio puente están contruidos con un par de interruptores los cuales son IGBTs que a su vez con controlados por S1 y S2 que serán las señales que enciendan y apaguen a su correspondiente IGBT dichas señales funcionan de forma complementaria, es decir que al estar S1 en alto, S2 está en bajo y el voltaje de C1 es el que se refleje en la salida, al igual que

cuando S2 este en alto S1 estará bajo y el voltaje de C2 será el que se refleje en la salida. El voltaje de salida es correspondiente a una señal cuadrada.

En esta topología se contará básicamente con 3 estados uno donde S1 está en alto, otro donde S2 (Figura 2.17) y uno donde ambos están en bajo, estos estados están representados en la Tabla 2.2.

Se tiene que tomar en cuenta que debe de haber un pequeño punto muerto para que los dos no lleguen a estar en un mismo estado porque de ser así se produciría un corto circuito la salida de voltaje de esta topología se muestra en la Figura 2.10.

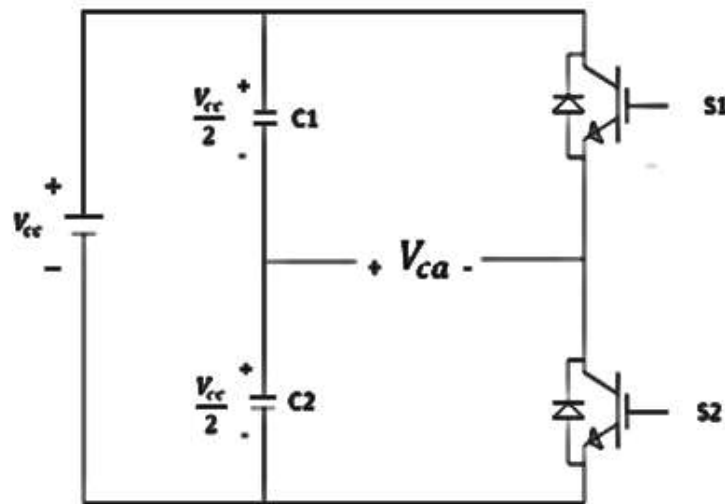


FIGURA 2.16. ESQUEMA INVERSOR MEDIO PUENTE.



FIGURA 2.17. SEÑALES DE ACTIVACIÓN PARA IGBTs DE INVERSOR MONOFÁSICO.

TABLA 2.2 CONTROL DE CONMUTACIÓN EN INVERSOR DE MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA

Señal en alto	Voltaje de salida
S1	$+\frac{V_{cc}}{2}$
NINGUNO	0
S2	$-\frac{V_{cc}}{2}$

Principales características de este inversor:

- No se puede controlar V_{ca} .
- Tienen menores pérdidas por conmutación debido a que por lo regular trabajan con bajas frecuencias.
- Tiene un filtrado más complejo.
- La salida V_{ca} es de menor eficiencia debido a que los interruptores solo permiten la manipulación de una parte del voltaje de entrada.
- Fácil implementación de la topología.

2.4.3 INVERSOR PUENTE H DE CONMUTACIÓN POR ONDAS CUADRADAS

La topología de inversor puente H (Figura 2.18) es una de las más utilizadas debido a su practicidad y eficiencia una de las ventajas que se tiene sobre el inversor de medio puente es el aprovechamiento total de la fuente de corriente continua, ya que usa dos IGBT para generar la parte positiva y otros dos para generar la negativa creando dos circuitos diferentes que nunca funcionan al mismo tiempo y que van según los impulsos que se muestran en la Figura 2.19.

De igual manera esta topología cuenta con 3 estados, donde S1 y S3 están en alto y S2 y S4 en bajo, la forma inversa de lo anterior y donde ninguno este encendido para evitar el corto en la transición de estados como se muestra en la Tabla 2.3.

Dando una señal de salida como se muestra en la Figura 2.20.

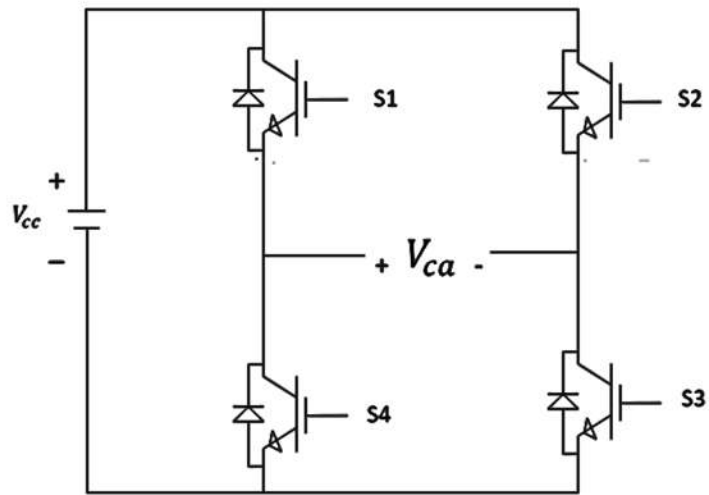


FIGURA 2.18. TOPOLOGIA DE INVERSOR PUENTE H CON IGBT.

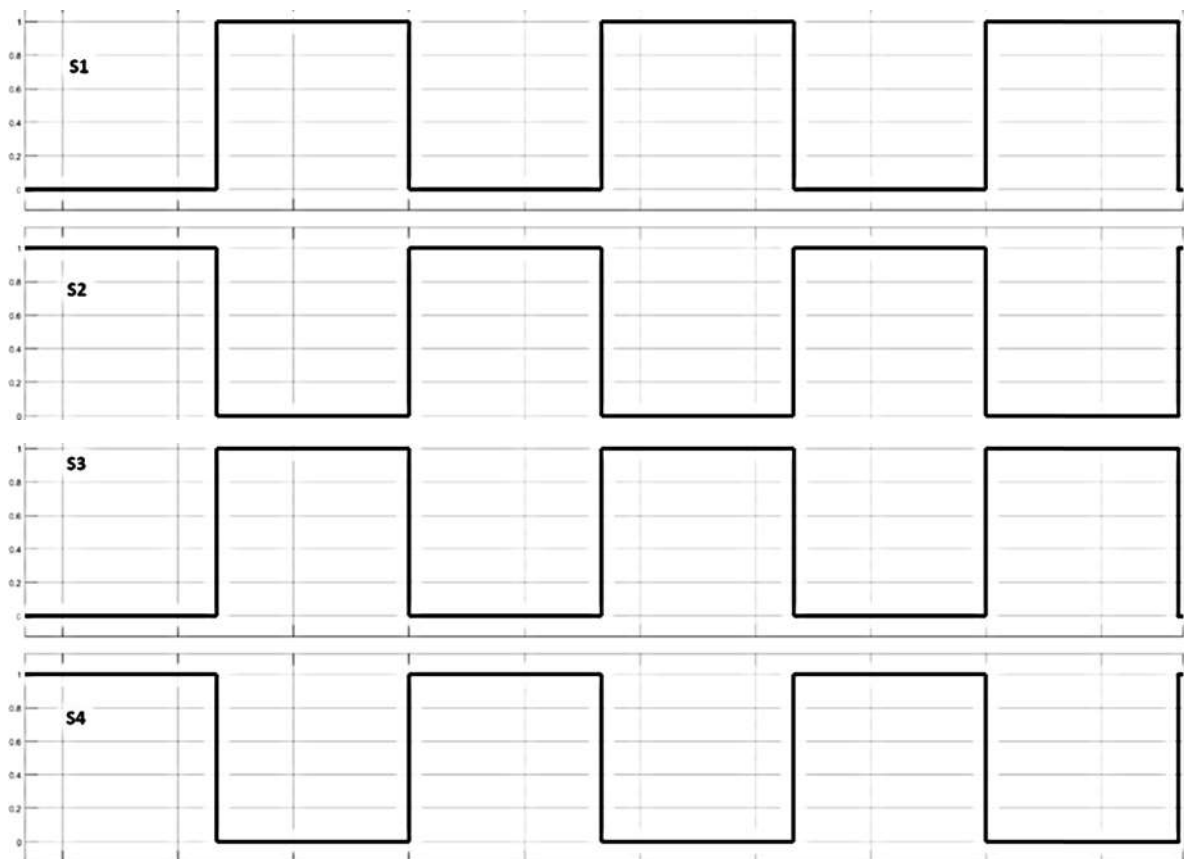


FIGURA 2.19. SEÑALES DE ENTRADA EN IGBTs EN INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.

TABLA 2.3. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA

Señal en alto	Voltaje de salida
S1 y S3	$+V_{cc}$
NINGUNO	0
S2 y S4	$-V_{cc}$

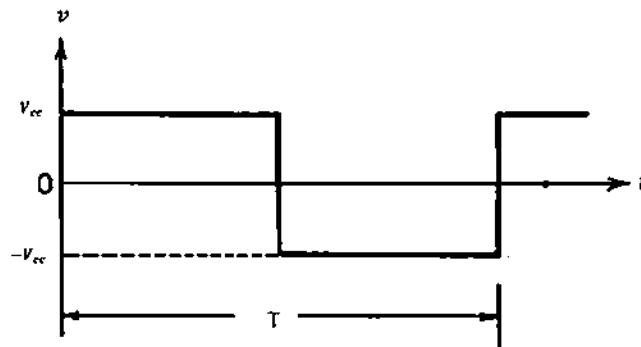


FIGURA 2.20. SALIDA INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.

Principales características de este inversor:

- No se puede controlar V_{ca} .
- Tienen menores pérdidas por conmutación debido a que por lo regular trabajan con bajas frecuencias.
- Tiene un filtrado más complejo.
- La salida V_{ca} será más eficiente que el de medio puente debido a que los interruptores permiten la manipulación de todo el voltaje de entrada.
- Fácil implementación de la topología.

2.4.4 INVERSOR MULTINIVEL PUENTE H DE ONDA CUADRADA CONECTADO EN CASCADA DE 5 NIVELES

Esta topología se basa en la conexión de puentes H con fuentes de CD separadas. Una de sus primeras aplicaciones fue la estabilización de plasma, trabajo publicado por *Marchesoni* et al. 1988. La Figura 2.21 muestra un convertidor con conexión cascada de puentes H de cinco niveles, realizada mediante la conexión serie de dos etapas en puente H.

En este convertidor cada puente H puede generar tres voltajes de salida diferentes: $+V$, 0 , $-V$. El voltaje de fase resultante se sintetiza por la suma de los voltajes generados de puente. Por tanto, el voltaje de salida V_{an} puede tomar cinco valores distintos: $+2V$, $+V$, 0 , $-V$, $-2V$, (Tabla 2.4).

Sin embargo para el funcionamiento adecuado de esta topología es necesario que las entradas de voltaje de CD estén aisladas entre ellas, lo cual se consigue normalmente a través de un transformador con secundarios aislados o transformadores independientes acompañados de su respectivo rectificador con diodos . No obstante, en aplicaciones de filtrado activo o corrección del factor de potencia, las fuentes de CD se pueden sustituir por capacitores [11].

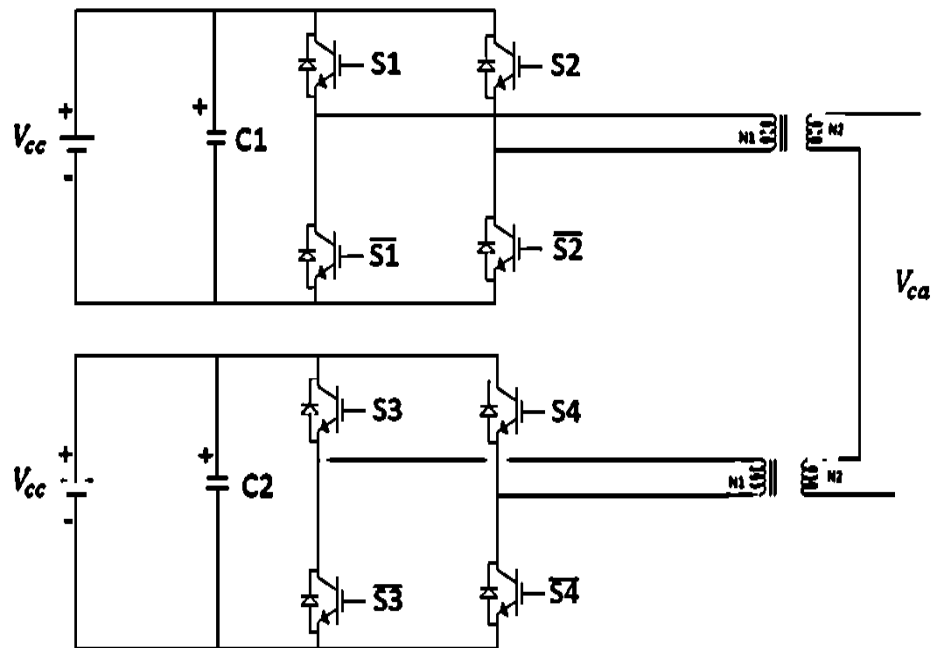


FIGURA 2.21. INVERSOR MULTINIVEL DE 5 NIVELES, PUENTE H CONECTADO EN CASCADA.

TABLA 2.4. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN INVERSOR PUENTE H EN CASCADA DE DOS NIVELES

Señal en alto	Voltaje de salida
S2, S3, S6 y S8	$+2V_{cc}$
S2, S3, S6 y S7	$+V_{cc}$
NINGUNO	0
S1, S4, S6 y S8	$-V_{cc}$
S1, S4, S5 y S8	$-2V_{cc}$

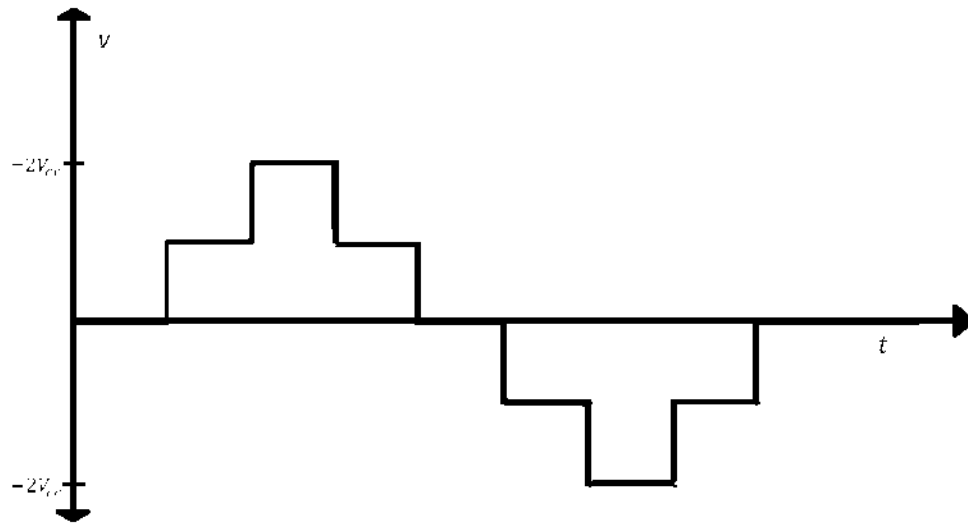


FIGURA 2.22. SALIDA DE SEÑAL DEL INVERSOR ENCASCADA DE DOS NIVELES.

Los convertidores con conexión cascada de puentes H presentan las siguientes características:

- Al estar constituidos por la asociación de etapas en puente H, la construcción puede ser modular, reduciendo la complejidad en el montaje y precio. En consecuencia, el número de niveles se puede incrementar fácilmente añadiendo puentes H.
- Requieren menor número de componentes que otras topologías multinivel para alcanzar el mismo número de niveles.
- La topología es tolerante a fallos, puesto que puede perder una de sus etapas y reducir su salida a un nivel menos y seguir funcionando
- Se requieren fuentes de CD aislada para cada etapa en puente. Por tanto es necesario emplear un transformador con múltiples secundarios o bien, múltiples transformadores independientes, los cuales deberán ser provistos de sus correspondientes rectificadores para suministrar el voltaje de CD.
- Las características del transformador hace que el costo del convertidor se incremente de forma considerable.

2.4.5 INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO

Un convertidor multinivel de diodo anclado de m-niveles consiste de m-1 capacitores en el bus de V_{cc} y produce m niveles de voltaje de salida por fase. En la Figura 2.23 se muestra un convertidor multinivel de diodo anclado de cinco niveles monofásico en el cual el bus de CD está formado por cuatro capacitores C1, C2, C3, y C4.

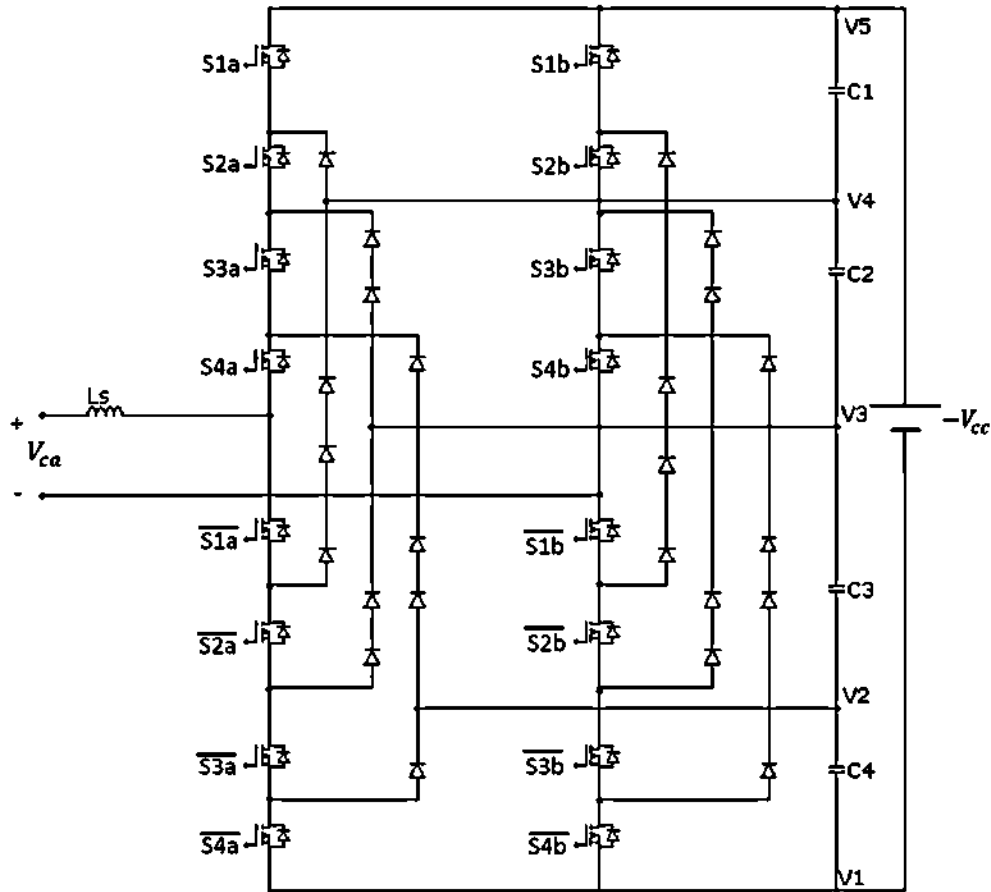


FIGURA 2.23. TOPOLOGÍA DE INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO.

Para el bus de voltaje de corriente continua, el voltaje a través de cada capacitor es $\frac{V_{cc}}{4}$, y el voltaje que debe bloquear cada dispositivo de conmutación está limitado por el nivel de voltaje de un capacitor, a través de los diodos anclados.

En la Tabla 2.5 se enlistan los diferentes niveles de voltaje que se pueden obtener a la salida del convertidor y su correspondiente estado de conmutación.

TABLA 2.5. CONTROL DE CONMUTACIÓN EN UN INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO

Señal en bajo	Voltaje de salida
S1a, S2a, S3a, S4a	$+V_{cc}$
S2a, S3a, S4a, $\overline{S1a}$	$+ \frac{3V_{cc}}{4}$
S3a, S4a, $\overline{S1a}$, $\overline{S2a}$	$+ \frac{V_{cc}}{2}$
S4a, $\overline{S1a}$, $\overline{S2a}$, $\overline{S3a}$	$+ \frac{3V_{cc}}{4}$

$\overline{S1a}, \overline{S2a}, \overline{S3a}, \overline{S4a}$	0
$S4b, \overline{S1b}, \overline{S2b}, \overline{S3b}$	$-3V_{cc}/4$
$S3b, S4b, \overline{S1b}, \overline{S2b}$	$-V_{cc}/2$
$S2b, S3b, S4b, \overline{S1b}$	$-3V_{cc}/4$
$S1b, S2b, S3b, S4b$	$-V_{cc}$

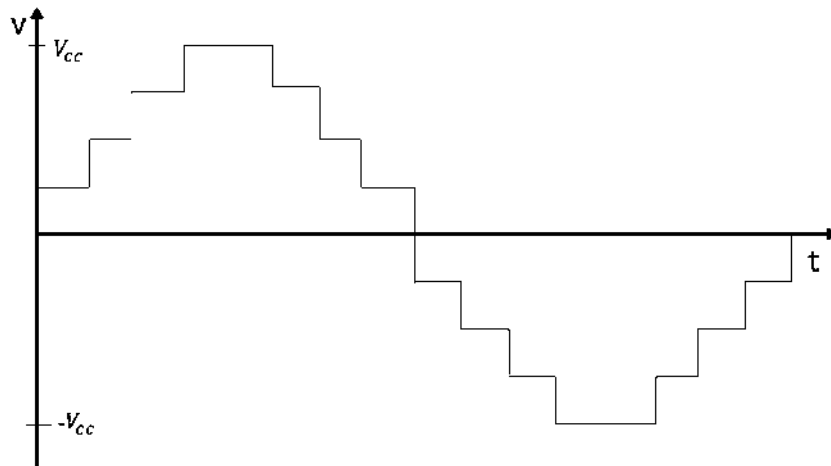


FIGURA 2.24. SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ANCLADO.

En la Figura 2.24 se puede observar la forma de onda del voltaje de fase y de línea de salida de un convertidor de cinco niveles. El voltaje de fase consiste del voltaje de fase positiva y del voltaje de fase negativa. Cada voltaje de fase forma medio ciclo de la señal senoidal. El resultado del voltaje de línea es una señal con nueve niveles. Lo anterior implica que un convertidor de m-niveles de voltaje de fase de salida tiene $2m-1$ niveles de voltaje de línea V_{ca} de salida.

Las principales características de este inversor son:

- Cuando el número de niveles es alto, el contenido armónico será suficientemente bajo y se evitará el uso de filtros.
- La eficiencia es alta.
- El flujo de potencia reactiva puede ser controlado.
- Cuando el número de niveles es alto es necesario el uso de una gran cantidad de diodos.
- Dificultad al realizar el control de potencia real para un solo convertidor

2.4.6 INVERSOR PUENTE H MODULADO POR PWM BIDIRECCIONAL

Los inversores puente H controlados por modulación PWM tienen la misma topología que los que son por ondas cuadradas (Figura 2.18) la única diferencia es la señal que se introduce para controlar el encendido/apagado de los IGBTs que será una señal modulada que dependerá de la comparación de la señal moduladora y la señal portadora. Figura 2.25a lo cual nos da como resultado una señal de salida en CA y controlaran su frecuencia y amplitud.

Se tiene que la entrada a los interruptores será generada por el PWM y darán como resultado que S1 y S3 (Figura 2.25b) sean iguales entre sí y a su vez S2 y S4 (Figura 2.25c) son complementarios a S1 y S3 es decir que cuando S1 y S3 están en alto S2 y S4 están en bajo.

Como resultado las siguientes posibilidades:

- Cuando S1 y S3 están en bajo cuando $V_m > V_p$, ($V_{ca} = +V_{cc}$)
- Cuando S2 y S4 están en bajo cuando $V_m < V_p$, ($V_{ca} = -V_{cc}$)

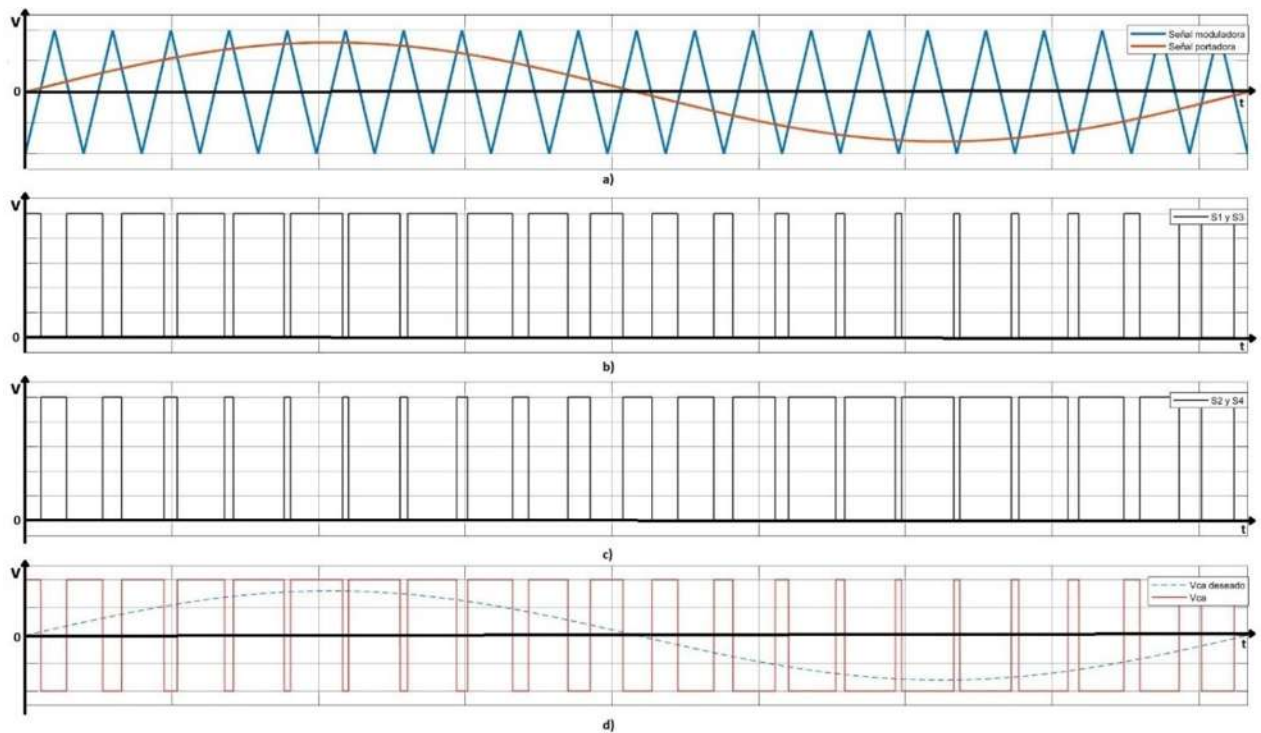


FIGURA 2.25. A) SEÑAL MODULADORA Y SEÑAL PORTADORA. B) SEÑAL MODULADA OBTENIDA DE LA COMPARACIÓN DE SEÑAL MODULADORA Y PORTADORA (S1 Y S3). C) SEÑAL MODULADA NEGADA (S2 Y S4). D) SALIDA VCA DEL INVERSOR BIDIRECCION.

Se tiene a la salida la resta de ambas señales lo que nos dará la señal en V_{ca} mostrada en la imagen Figura 2.25c.

Principales características de este inversor por modulación de ancho de pulso:

- Tiene un fácil filtrado debido a la modulación.
- Obtención de un THD bajo después del filtrado.
- Pérdida de potencia por las altas frecuencias de conmutación.
- Fácil control de amplitud y frecuencia de la señal de salida.

2.4.7 INVERSOR PUENTE H MODULADO POR PWM UNIDIRECCIONAL

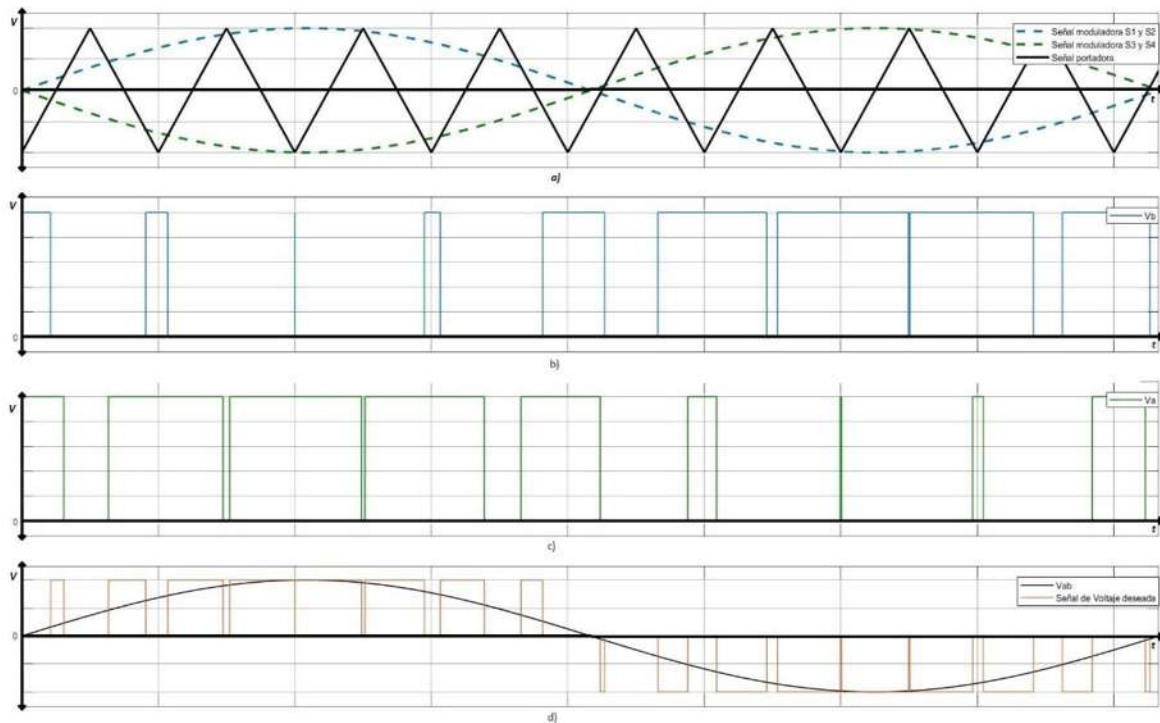


FIGURA 2.26. A) SEÑALES PARA LA GENERACIÓN DE LOS PULSOS PWM. B) SEÑAL DE VB. C) SEÑAL DE VA. D) SEÑAL VO, VA-VB, VAB

En un esquema de conmutación unipolar para la modulación por ancho de pulsos, la salida se conmuta de nivel positivo a cero, o de un nivel negativo a cero, en lugar de entre niveles positivo y negativo, como en la conmutación bipolar. Un esquema de conmutación unipolar tiene los siguientes controles de interruptores:

- Cuando S1 está en alto cuando $V_m > V_p$.
- Cuando S2 está en alto cuando $-V_m < V_p$.
- Cuando S3 está en alto cuando $-V_m > V_p$.
- Cuando S4 está en alto cuando $V_m < V_p$.

Los interruptores S1, S4 y S2, S3 son complementarios: cuando un interruptor de uno de los pares está cerrado, el otro está abierto.

Principales características de inversor por modulación de ancho de pulso:

- Tiene un fácil filtrado debido a la modulación.
- Mejor obtención de un THD bajo después del filtrado.
- Pérdida de potencia menores al inversor bipolar.
- Fácil control de amplitud y frecuencia de la señal de salida.
- Es un poco más complejo su diseño en comparación con el bipolar dado que la necesidad de crear 4 señales diferentes.

CAPITULO 3: MODELADO DE INVERSORES MONOFASICOS

3.1 INVERSOR MONOFÁSICO MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA

Para obtener los principales parámetros del inversor monofásico se obtendrá el valor RMS del voltaje de salida con la ecuación (2.1) aplicándola a la gráfica de la Figura 2.10 se obtiene la ecuación (3.1).

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_{cc}^2}{4} dt} = \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.1)$$

Según el análisis de Fourier, los valores pico de los componentes de la frecuencia fundamental y los componentes armónicos en la forma de onda de la salida del inversor medio puente de onda cuadrada que se muestra en Figura 2.10 con una entrada dada V_{cc} y a partir de definir es una señal impar y por lo tanto usando la ecuación (2.6) evaluando obtenemos la ecuación (3.2).

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} \frac{V_{cc}}{2} \sin\left(n \frac{2\pi}{T}\right) dt + \int_{T/2}^T -\frac{V_{cc}}{2} \sin\left(n \frac{2\pi}{T}\right) dt \right] \quad (3.2)$$

Solucionando se llega a:

$$b_n = \frac{2V_{cc}}{\pi} [1 - \cos(n\pi)]$$

Por lo que b_n sera cero para número pares

$$b_n = \frac{2V_{cc}}{n\pi} \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para } n = 2, 4, 6, \dots$$

Dado que ya se obtuvo el coeficiente necesario al sustituir en la serie de Fourier se obtiene el voltaje instantaneo del voltaje de salida del inversor medio puente queda definido como la ecuación (3.3).

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_{CC}}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (3.3)$$

Tomando en cuenta que la componente fundamental es la primera valuación de la serie de Fourier, se tendrá que la componente sería la serie evaluada en $n=1$ por lo que obtenemos

$$v_{ca1} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \text{sen}(\omega t)$$

Donde su voltaje pico de la señal fundamental queda definido como

$$V_{o1} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \cong 0.6366V_{CC}$$

Y el voltaje RMS de la fundamental usando la expresión para señales senoidales de la ecuación se obtiene

$$V_{rms_{o1}} = \frac{2V_{CC}}{\sqrt{2}\pi} \cong 0.45V_{CC}$$

Sustituyendo en la ecuación (2.7) se obtiene que el índice de distorsión total (THD) es igual a

$$THD = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2 - \left(\frac{2V_{CC}}{\sqrt{2}\pi}\right)^2}}{\left(\frac{2V_{CC}}{\sqrt{2}\pi}\right)} = 48.34\%$$

3.2 INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE H DE ONDA CUADRADA

Para obtener los principales parámetros del inversor monofásico se obtendrá el valor RMS del voltaje de salida con la ecuación (2.1) aplicándola a la gráfica de la Figura 2.20 se obtiene

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_{CC}^2}{2} dt} = V_{CC}$$

Según el análisis de Fourier, y tomando en cuenta la forma de onda de la salida del inversor puente H de onda cuadrada que se muestra en la Figura 2.20 con una entrada dada V_{CC} , a partir de definir es una señal impar se usa la ecuación (2.6) donde evaluando se obtiene que

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_0^{T/2} V_{cc} \sin\left(n \frac{2\pi}{T}\right) dt + \int_{T/2}^T -V_{cc} \sin\left(n \frac{2\pi}{T}\right) dt \right]$$

Solucionando se llega a

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{\pi} [1 - \cos(n\pi)]$$

Por lo que b_n sera cero para número pares

$$b_n = \frac{4V_{cc}}{n\pi} \quad \text{para } n = 1, 3, 5, \dots$$

$$b_n = 0 \quad \text{para } n = 2, 4, 6, \dots$$

Dado que ya se tiene el coeficiente necesario al sustituir en la serie de Fourier se obtiene el voltaje instantáneo del voltaje de salida del inversor medio puente queda definido como la ecuación (3.4).

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{cc}}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

Tomando en cuenta que la componente fundamental es la primera valuación de la serie de Fourier, se tendría que la componente sería la serie evaluada en $n=1$ por lo que obtenemos

$$v_{ca1} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \sin(\omega t)$$

Donde su voltaje pico de la señal fundamental queda definido como

$$V_{o1} = \frac{4V_{cc}}{\pi} \cong 1.262V_{cc}$$

Y el voltaje RMS de la fundamental usando la expresión para señales senoidales de la ecuación se obtiene

$$V_{rms_{o1}} = \frac{4V_{CC}}{\sqrt{2\pi}} \cong 0.9V_{CC}$$

Sustituyendo en la ecuación (2.7) se obtiene que el índice de distorsión total es

$$THD = \frac{\sqrt{(V_{CC})^2 - \left(\frac{4V_{CC}}{\sqrt{2\pi}}\right)^2}}{\left(\frac{4V_{CC}}{\sqrt{2\pi}}\right)} = 48.34\%$$

3.3 MODELADO DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM BIPOLAR Y UNIPOLAR.

Es importante mencionar algunas definiciones y consideraciones que resultan de utilidad al utilizar PWM para el control de conmutaciones un inversor.

Las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Los valores de algunos armónicos son bastante grandes, a veces mayores que la componente fundamental. Como estos armónicos se encuentran a altas frecuencias, para eliminarlos puede bastar con un simple filtro paso bajo. El índice de modulación de frecuencia m_f se define como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y de referencia ecuación (3.5):

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.5)$$

En función de m_f (relación entre las frecuencias de la triangular y la senoidal) los inversores modulados se clasifican en:

- Muy modulados si, $m_f > 21$
- Poco modulados si, $m_f < 21$

Al aumentar la frecuencia de la portadora aumentan las frecuencias a las que se producen los armónicos. Una desventaja de las elevadas frecuencias de conmutación son las mayores pérdidas en los interruptores.

El índice de modulación de amplitud m_a Este índice se define como la relación entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora ecuación (3.6):

$$m_a = \frac{V_m}{V_p} \quad (3.6)$$

Los inversores con $m_a < 1$ presentan una relación lineal entre la tensión de control y la tensión obtenida a la salida. Por otra parte, los inversores con índice de modulación superior a la unidad no presentan una relación lineal con la tensión de alimentación, pero permiten obtener tensiones de la fundamental a la salida superiores a la de la fuente de continua. Este efecto se conoce como "sobre modulación". Los inversores no modulados son casos extremos de sobre modulación.

Cuanto menor sea el índice de modulación en frecuencia se debe elegir con mayor cuidado la configuración de las señales utilizadas. Unas sencillas reglas que ayudan al mejor funcionamiento de un inversor bipolar y unipolar son:

- m_f debe ser un número entero e impar. En estas condiciones la señal tiene simetría impar reduciéndose su contenido armónico y evitando que aparezcan subarmónicos.
- La señal senoidal y la triangular deben estar sincronizadas, es decir, deben iniciarse en el mismo instante.
- La pendiente de la triangular y la senoidal deben ser opuestas al iniciarse la modulación. Así se evitan pulsos de corta duración en sistemas poco modulados

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental del voltaje de salida, V_{ca} es linealmente proporcional a m_a ecuación (3.7) es decir,

$$V_{ca} = m_a V_{cc} \quad (3.7)$$

De esta manera, la amplitud de la frecuencia fundamental de la salida PWM está controlada por m_a . Esto es importante si se tiene una fuente de voltaje de directa sin regular, porque el valor de m_a se puede ajustar para compensar las variaciones en el voltaje de directa de la fuente produciendo una salida de amplitud constante. Por otra parte, m_a se puede variar para cambiar la amplitud de la salida. Si m_a es mayor que uno, la amplitud de la salida aumenta al incrementar el valor de m_a , pero no de forma lineal [12].

Para poder hacer el análisis de Fourier de la señal de salida del inversor bipolar (Figura 2.25c) de este inversor se elige un m_f como un entero impar, para que la serie de Fourier quede en función del coeficiente b_n el cual se evalúa para el k-esimo pulso de la salida del PWM mostrado en la Figura 3.1

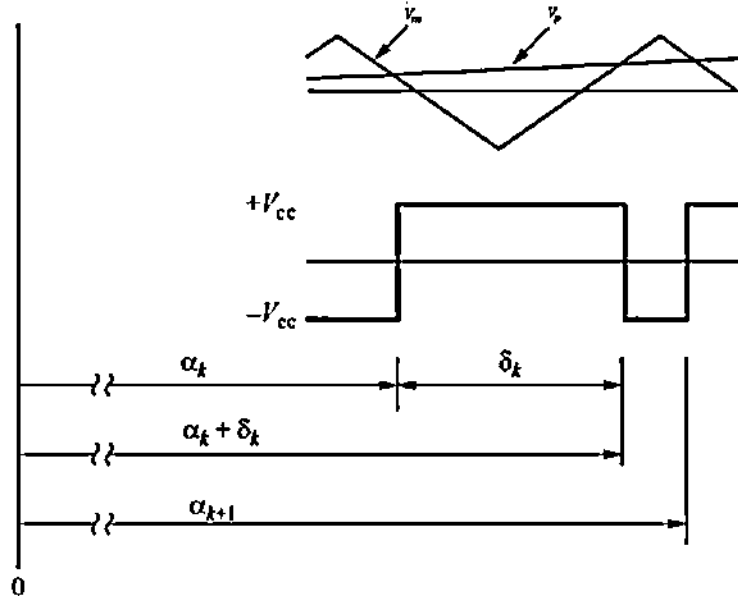


FIGURA 3.1. UN PULSO DEL PWM UNIPOLAR PARA EL CÁLCULO DE SU SERIE DE FOURIER [10].

$$b_{nk} = \frac{2}{T} \left[\int_{\alpha_k}^{\alpha_k + \delta_k} V_{cc} \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt + \int_{\alpha_k + \delta_k}^{\alpha_{k+1}} -V_{cc} \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt \right]$$

Al resolver las integrales se obtiene

$$b_{nk} = \frac{2V_{cc}}{n\pi} [\cos n \alpha_k + \cos n \alpha_{k+1} - 2 \cos n(\alpha_k + \delta_k)]$$

Para poder obtener el coeficiente de Fourier b_n para la forma de onda completa se tiene que es la suma de b_{nk} para los p pulsos comprendidos en un periodo obteniendo así la siguiente ecuación

$$b_n = \sum_{k=1}^p b_{nk}$$

Para este tipo de inversor PWM ya se tiene normalizadas las magnitudes de los componentes según sea su índices de modulación en amplitud m_a y modulación en frecuencia m_f como se muestra en la Tabla 3.1 para un PWM bipolar y en la Tabla 3.2 para un PWM unipolar.

TABLA 3.1. COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA PWM BIPOLAR PARA UN $m_a < 1$ [10]

	$m_a = 1$	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$n = 1$	1,00	0,90	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30	0,20	0,10
$n = m_f$	0,60	0,71	0,82	0,92	1,01	1,08	1,15	1,20	1,24	1,27
$n = m_f \pm 2$	0,32	0,27	0,22	0,17	0,13	0,09	0,06	0,03	0,02	0,00

TABLA 3.2. COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA PWM UNIPOLAR PARA UN $m_a < 1$ [10]

	$m_a = 1$	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
$n = 1$	1,00	0,90	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30	0,20	0,10
$n = 2m_f \pm 1$	0,18	0,25	0,31	0,35	0,37	0,36	0,33	0,27	0,19	0,10
$n = 2m_f \pm 3$	0,21	0,18	0,14	0,10	0,07	0,04	0,02	0,01	0,00	0,00

CAPITULO 4: SIMULACIÓN DE INVERSORES EN CASOS DE ESTUDIO

4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se simulan algunos de los inversores vistos en el capítulo pasado para poder hacer una comparación más completa en las variables de interés como THD, ARMÓNICOS GENERADOS, entre otras.

Conforme a especificaciones generales en cada uno de los casos serán las siguientes:

- Se usa la plataforma de SIMULINK de MATLAB para las simulaciones donde se toman medidas para un análisis más completo y una comparación entre algunos de los inversores ya vistos.
- Se agrega un filtro pasivo pasa bajas RLC [13] a cada uno de los inversores el cual está diseñado para dejar pasar frecuencias de 60 Hz dado que esa es la frecuencia estándar que maneja la red de CFE [14] para realizar una comparación antes y después del filtrado de sus armónicos y pérdidas.

Dicho filtro RLC está diseñado tomando en cuenta los siguientes componentes

$$C=0.265151\text{mF.}$$

$$L=0.01875\text{H.}$$

$$R= 10 \Omega.$$

- El voltaje de CD en la entrada del inversor es de 120 V.
- Los elementos de conmutación son IGBT como ya se han mencionado en capítulos anteriores.
- En cada una de las simulaciones se obtienen medidas con las herramientas de SIMULINK para poder hacer un análisis y comparaciones convenientes.
- Es importante tomar en cuenta que todos estos valores simulados son aproximados dado que puede influir el nivel de cómputo del equipo, así como los parámetros establecidos en la programación.

4.2 SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO DE MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA

La simulación en simulink de las señales que controlan la conmutación son de mucha importancia ya que por lo general es donde radica el comportamiento del inversor por lo que para este bloque se utilizan las librerías básicas de simulink. Se generan dos señales PWM que son nombradas como S1 y S2.

Para generar S1 se compara una señal diente de sierra de amplitud de 1 V a 60 Hz y una señal constante de 0.5 V que genera una señal cuadrada con 1 V de amplitud a 60 Hz y para S2 se

reliza el mismo procedimiento solo que con una señal diente de sierra con diferentes parámetros para poder conseguir que cuando S1 este en alto S2 este en bajo. Como se muestra en la Figura 4.1. que corresponde al diagrama implementado en SIMULINK para la generación de las señales de control.

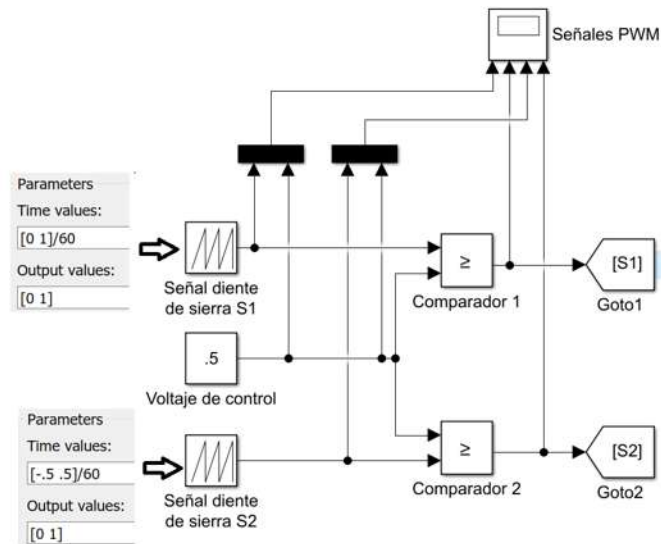


FIGURA 4.1. ESQUEMA Y PARÁMETROS EN SIMULINK PARA GENERAR SEÑALES PWM PARA INVERSOR DE ONDA CUADRADA DE MEDIO PUENTE.

Este esquema produce las señales mostradas en la Figura 4.2 que corresponde a la generación de señales de control S1 y S2.

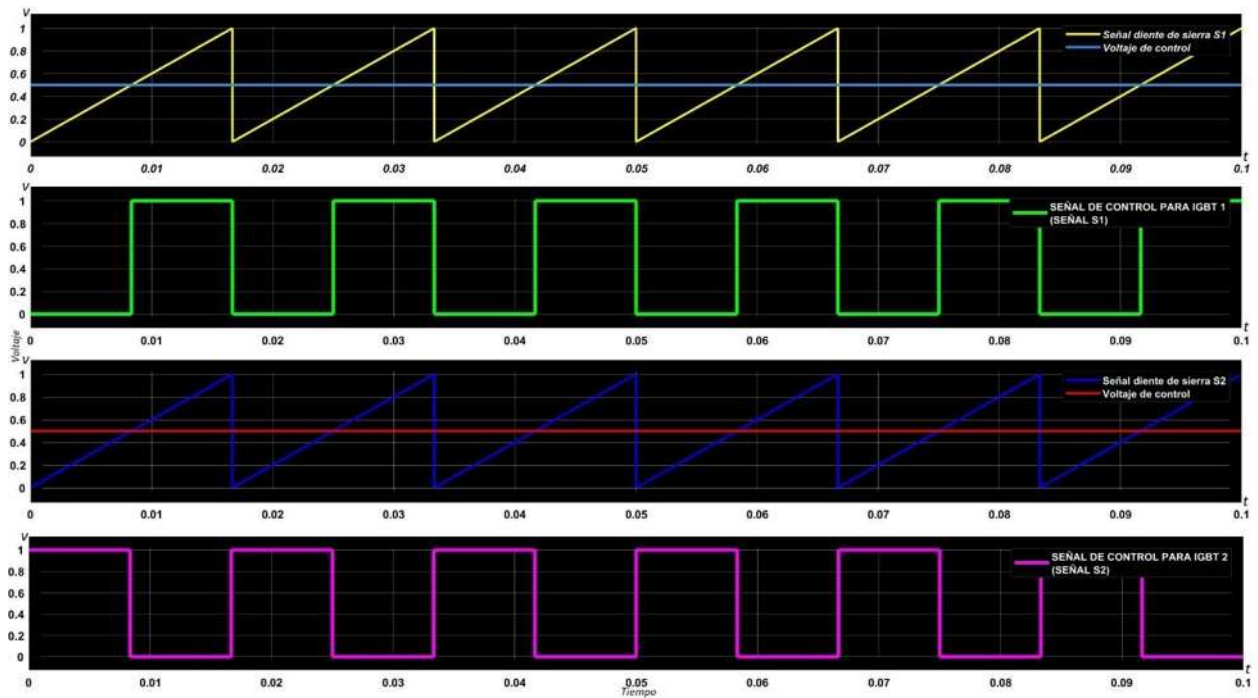


FIGURA 4.2 . SEÑALES GENERADORAS PARA EL CONTROL DE INVERSOR MEDIO PUENTE DE ONDA CUADRADA.

Las señales S1 y S2 se conectan a su respectivo IGBT del bloque mostrado en la Figura 4.3 donde se aprecian las mediciones del voltaje RMS y THD del inversor antes y después de un filtro donde se puede apreciar que con el filtro si bien mejora su distorsión armónica también pierde voltaje.

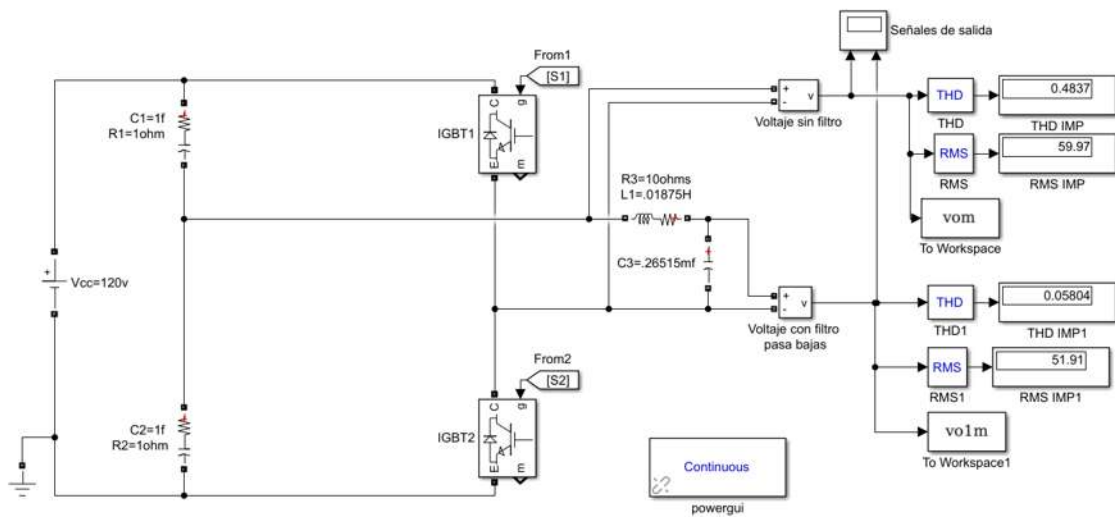


FIGURA 4.3. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR MEDIO PUENTE CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.

Estos resultados se obtienen con los siguientes parámetros de simulación Figura 4.4. y con la librería de sinscape power systems.

★ Commonly Used Parameters ≡ All Parameters

Select:

- Solver
- Data Import/Export
- > Optimization
- > Diagnostics
- Hardware Implementa...
- Model Referencing
- Simulation Target
- > Code Generation
- > Coverage
- > HDL Code Generation
- Simscape
- Simscape Multibody 1G
- > Simscape Multibody

Simulation time

Start time: 0.0 Stop time: 0.2

Solver options

Type: Fixed-step Solver: ode3 (Bogacki-Shampine)

▼ **Additional options**

Fixed-step size (fundamental sample time): 0.000001

Tasking and sample time options

Periodic sample time constraint: Unconstrained

☐ Treat each discrete rate as a separate task

☐ Automatically handle rate transition for data transfer

☐ Higher priority value indicates higher task priority

FIGURA 4.4. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN PARA INVERSOR POR ONDA CUADRADA EN SIMULINK.

4.2.1 Análisis sin filtrado

Antes de hacer un filtrado se obtienen los siguientes resultados un $V_{rms} = 59.97 \text{ V}$; $V_o = 84.81 \text{ V}$; y un THD= 48.37% así como una señal de salida mostrada en la Figura 4.5.

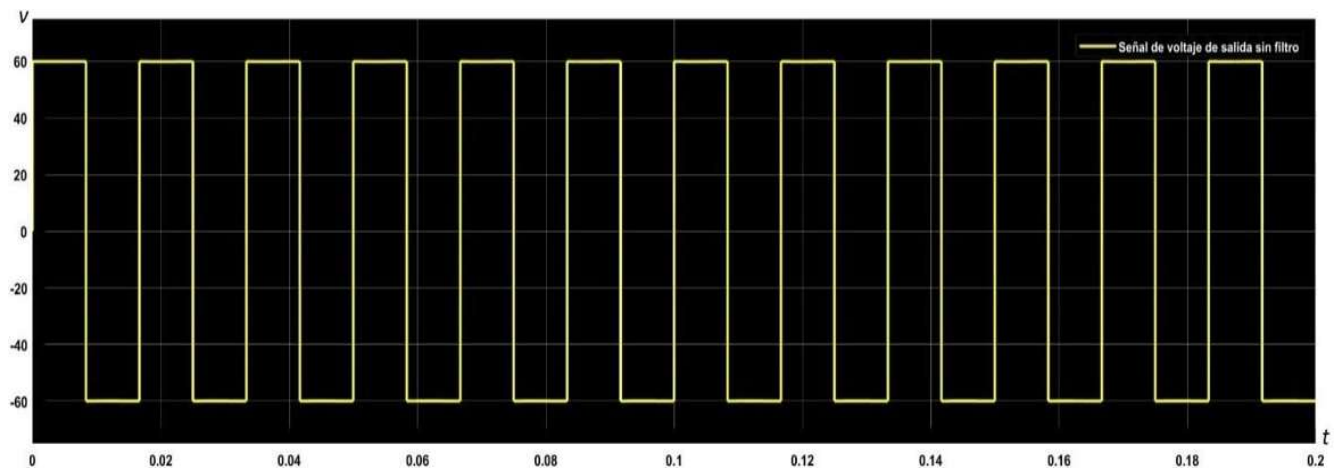


FIGURA 4.5. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR MEDIO PUENTE ANTES DEL FILTRADO.

Haciendo el análisis de Fourier con el bloque *to workspace* se obtiene el siguiente espectro de frecuencia de la señal de salida (Figura 4.6) donde se observan sus armónicos respecto a la magnitud de armónico fundamental que está a 60hz con un $V_{rms_{o1}} = 53.98 \text{ V}$; $V_{o1} = 76.35 \text{ V}$.

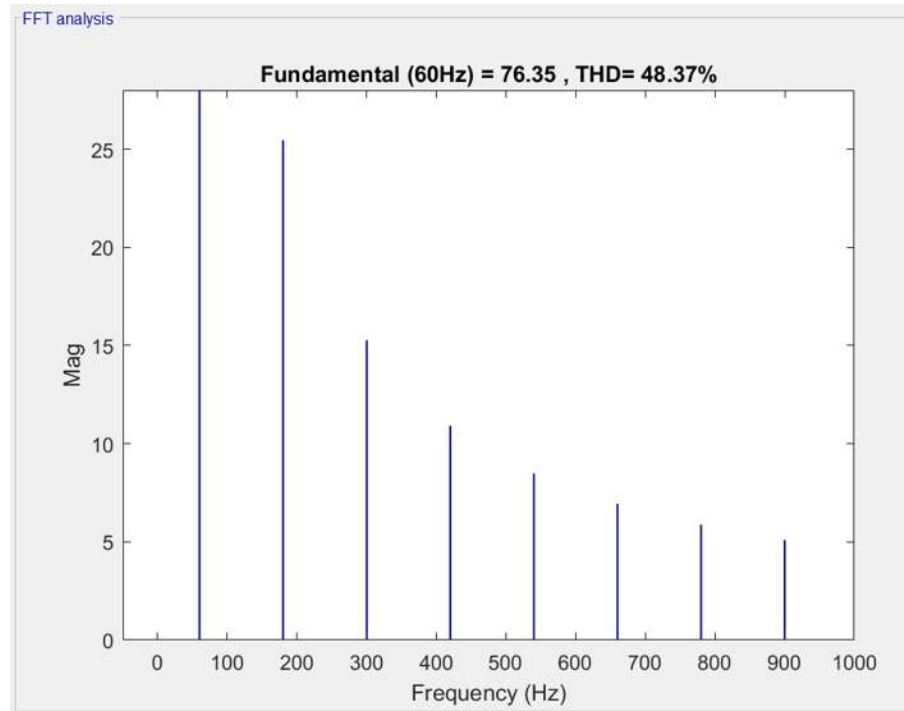


FIGURA 4.6. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MEDIO PUENTE SIN FILTRO.

En el espectro de frecuencia se observan los siguientes armónicos significativos que se repetirán cada 120 Hz a partir de la fundamental:

- ✓ H3= 180 Hz con una magnitud de $V_{o3} = 25.46 \text{ V}$; $V_{rms_{o3}} = 18 \text{ V}$.
- ✓ H5= 300 Hz con una magnitud de $V_{o5} = 15.28 \text{ V}$; $V_{rms_{o5}} = 10.8 \text{ V}$.
- ✓ H7=420 Hz con una magnitud de $V_{o7} = 10.91 \text{ V}$; $V_{rms_{o7}} = 7.71 \text{ V}$.
- ✓ H9=540 Hz con una magnitud de $V_{o9} = 8.49 \text{ V}$; $V_{rms_{o9}} = 5.97 \text{ V}$.

Los armónicos de este inversor presentan magnitudes grandes con respecto a la fundamental además que tienen frecuencias relativamente cercanas por lo que aportaran al inversor una gran cantidad de distorsión armónica y un filtrado complicado.

4.2.2 Análisis con filtrado

Después de hacer un filtrado se obtiene los siguientes resultados un $V_{rms} = 51.91 \text{ V}$; $V_o = 69.36 \text{ V}$ y un THD= 5.8% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.7.



FIGURA 4.7. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR MEDIO PUENTE DESPUÉS DEL FILTRADO.

Del análisis de Fourier realizado por el simulador para la frecuencia de la señal de salida después del filtrado (Figura 4.8) se obtiene una señal fundamental que está a 60 Hz con una magnitud de $V_{rms_{o1}} = 51.71$ V; $V_{o1} = 73.13$ V.

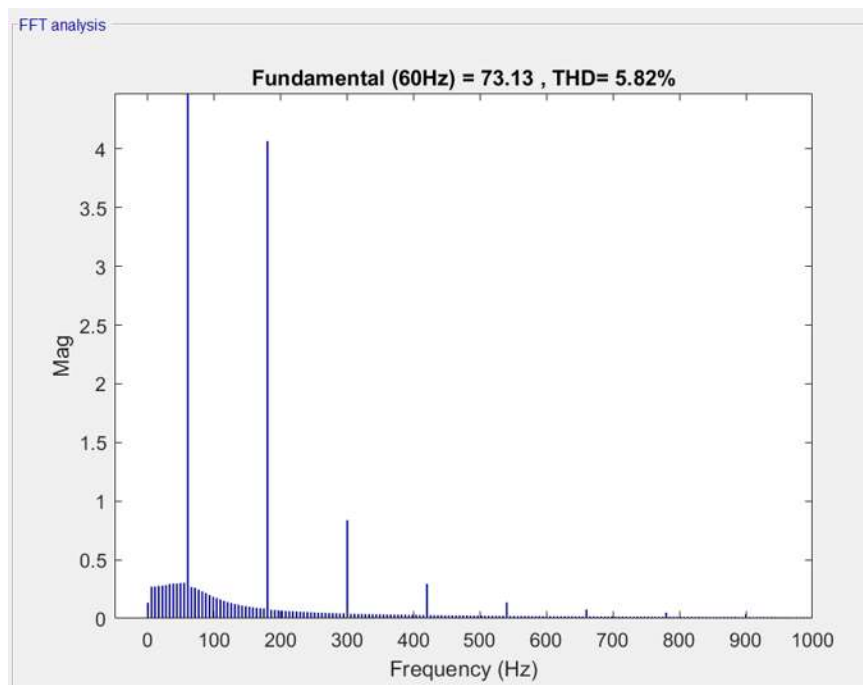


FIGURA 4.8. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE INVERSOR MEDIO PUENTE SIN FILTRAR.

En el espectro de frecuencia (Figura 4.8) se observan los siguientes armónicos significativos que se presentan cada 120 Hz a partir de la fundamental:

- ✓ H3= 180 Hz con una magnitud de $V_{o3} = 4.07 \text{ V}$; $V_{rms_{o3}} = 2.88 \text{ V}$.
- ✓ H5= 300 Hz con una magnitud de $V_{o5} = 0.84 \text{ V}$; $V_{rms_{o5}} = 0.6 \text{ V}$.
- ✓ H7=420 Hz con una magnitud de $V_{o7} = 0.29 \text{ V}$; $V_{rms_{o7}} = 0.21 \text{ V}$.
- ✓ H9=540 Hz con una magnitud de $V_{o9} = 0.13 \text{ V}$; $V_{rms_{o9}} = 0.09 \text{ V}$.

Los armónicos redujeron su magnitud con el filtrado tal como se esperaba lo cual indica que con el filtro pasa bajas hizo la distorsión armónica total se redujeron significativamente pero también se observa una pérdida del 13.04% de V_{rms} , con respecto al voltaje de entrada de corriente continua de 120Vcc da una pérdida de 50.025% sin el filtrado y un 56.741% con filtrado.

TABLA 4.1. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN DE ONDA CUADRADA MEDIO PUENTE H

VARIABLES	Sin filtro	Con filtro
<i>Distorsión armónica total (%)</i>	48.37%	5.8%
<i>Voltaje de salida (V_{rms})</i>	59.97	51.91
<i>Volotaje de armónico fundamental</i>	53.98	51.71
<i>– 60HZ (V_{rms})</i>		
<i>H3 – 180HZ (V_{rms})</i>	18	2.88
<i>H5 – 300HZ (V_{rms})</i>	10.8	0.6
<i>H7 – 420HZ (V_{rms})</i>	7.71	0.21
<i>H9 – 540HZ (V_{rms})</i>	5.97	0.09

4.3 SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE H DE ONDA CUADRADA

La simulación de este inversor requiere de la generación de 4 señales PWM las cuales son iguales a las del inversor anterior solo que ahora cada señal se conecta a dos IGBTs en vez de uno para así poder aprovechar toda la fuente de corriente continua, en este caso se utilizan dos generadores de pulsos con una frecuencia de 60Hz o un periodo de 0.16667s, uno desfasado del otro 180 grados como se muestra en Figura 4.9,

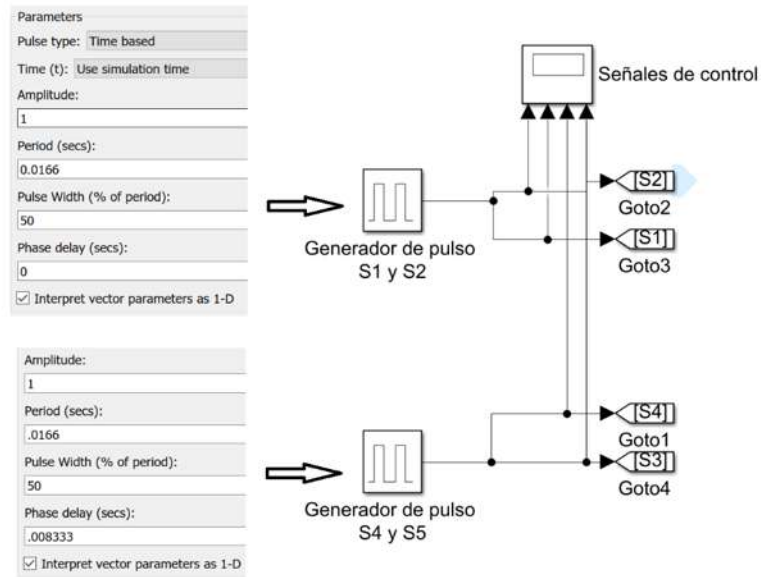


FIGURA 4.9. ESQUEMA Y PARÁMETROS EN SIMULINK PARA GENERAR SEÑALES DE CONTROL A PARTIR-DE UN GENERADOR DE PULSOS PARA INVERSOR PUENTE H.

estos generan la vez las señales mostradas en la Figura 4.10.

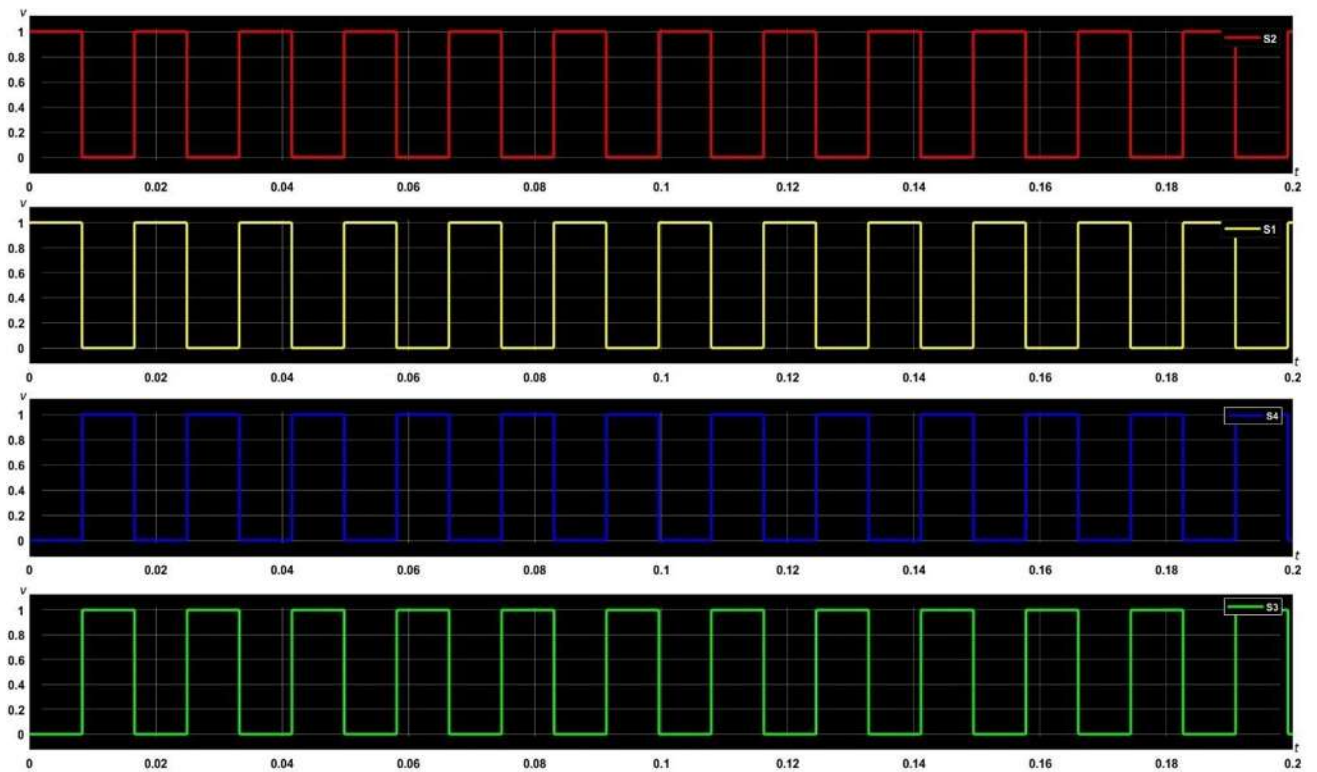


FIGURA 4.10. SEÑALES DE CONTROL DE IGBTs PARA INVERSOR PUENTE H DE ONDA CUADRADA.

Una vez que se conectan las señales de control a la simulación de la topología del inversor que se muestra en la Figura 4.11, aplicando los mismos parámetros de la Figura 4.4 y utilizando la misma dinámica de agregar un filtro se obtiene la simulación completa.

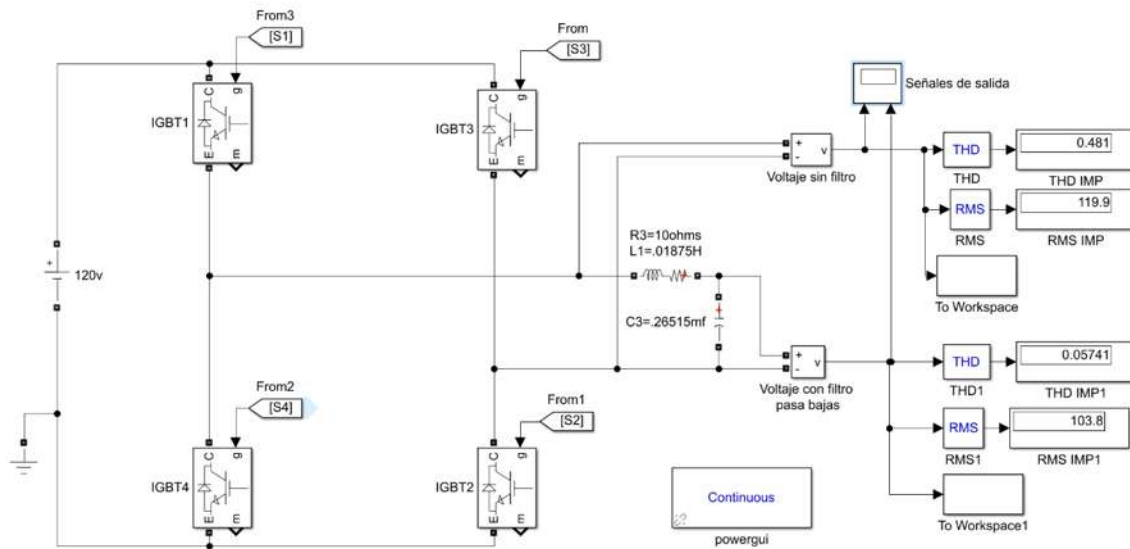


FIGURA 4.11. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR PUENTE H CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60 HZ.

4.3.1 Análisis sin filtrado

Antes de hacer un filtrado se obtiene los siguientes resultados un $V_{rms} = 119.9 \text{ V}$; $V_o = 169.56 \text{ V}$; y un THD= 48.1% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.12.

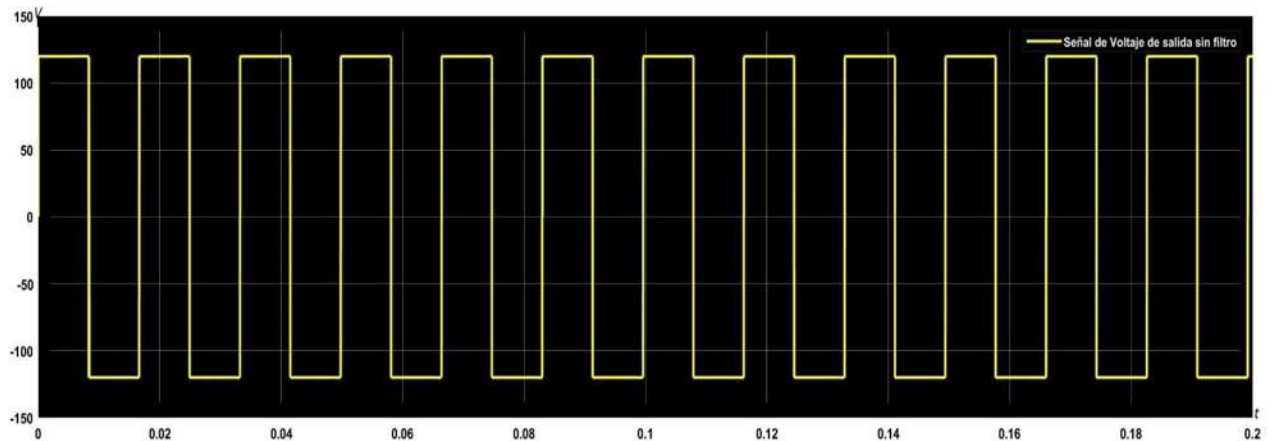


FIGURA 4.12. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR PUENTE H ANTES DEL FILTRADO.

Haciendo el análisis de Fourier con el bloque *to workspace* se obtiene el siguiente espectro de frecuencia de la señal de salida (Figura 4.13) donde se observan sus armónicos respecto a la magnitud de armónico fundamental que está a 60 Hz con un $V_{rms_{01}} = 107.69 \text{ V}$; $V_{o1} = 152.3 \text{ V}$.

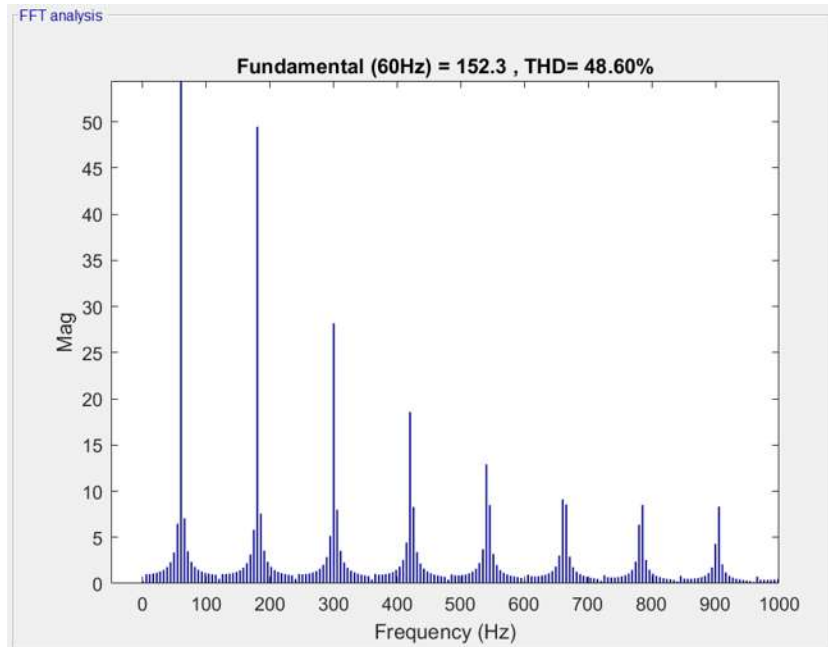


FIGURA 4.13. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR PUENTE H SIN FILTRO.

En el espectro de frecuencia se observan los siguientes armónicos significativos:

- ✓ H3= 180 Hz con una magnitud de $V_{o3} = 49.48\text{V}$; $V_{rms_{03}} = 34.98\text{V}$.
- ✓ H5= 300 Hz con una magnitud de $V_{o5} = 28.17\text{V}$; $V_{rms_{05}} = 19.91\text{V}$.
- ✓ H7=420 Hz con una magnitud de $V_{o7} = 18.54\text{V}$; $V_{rms_{07}} = 13.1\text{V}$.
- ✓ H9=540 Hz con una magnitud de $V_{o9} = 12.92\text{V}$; $V_{rms_{09}} = 9.13\text{V}$.

Los cuales presentan grandes voltajes por lo que aportan al inversor una gran cantidad de distorsión armónica.

4.3.2 Análisis con filtrado

Después de hacer un filtrado se obtiene los siguientes resultados un $V_{rms} = 103.8 \text{ V}$; $V_o = 146.796 \text{ V}$ y un THD= 5.74% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.14.

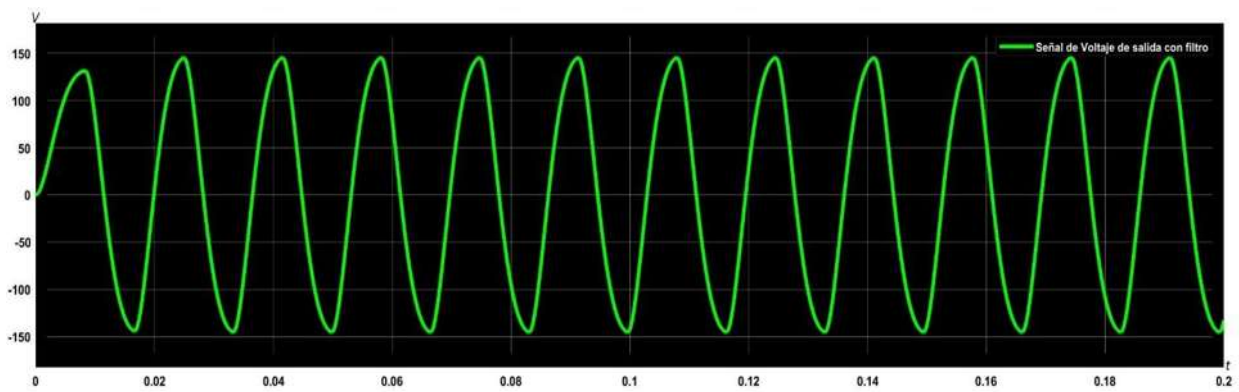


FIGURA 4.14. SEÑAL DE SALIDA DE SIMULACIÓN DE INVERSOR PUENTE H DESPUÉS DEL FILTRADO

Del análisis de Fourier realizado en el simulador se puede observar el espectro de frecuencia de la señal de salida después del filtrado (Figura 4.15) donde se obtiene una señal fundamental que está a 60 Hz con una magnitud de $V_{rms_{o1}} = 103.16 \text{ V}$; $V_{o1} = 145.9 \text{ V}$.

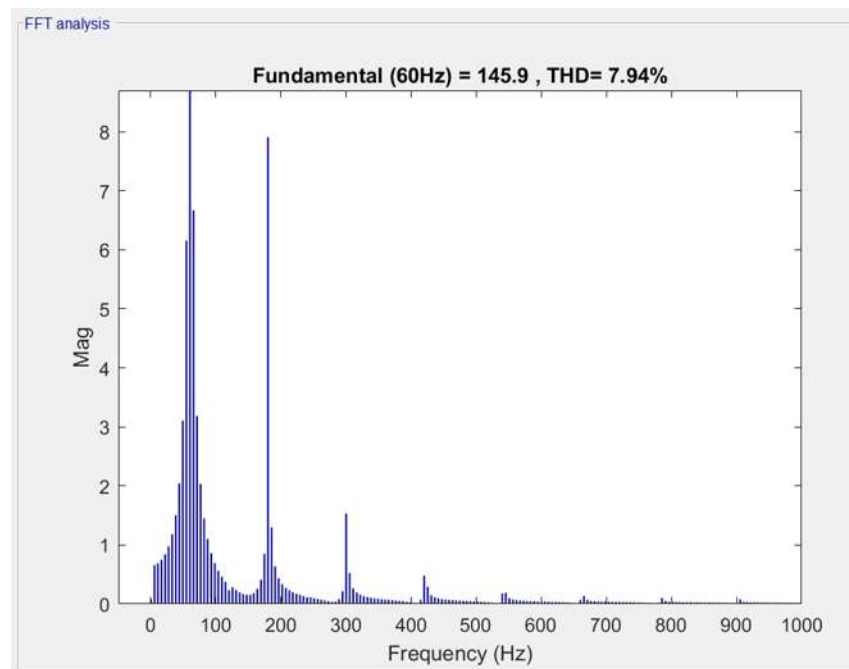


FIGURA 4.15. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR PUENTE H CON FILTRO.

En el espectro de frecuencia se observan los siguientes armónicos significativos:

- ✓ H3= 180 Hz con una magnitud de $V_{o3} = 7.91 \text{ V}$; $V_{rms_{o3}} = 5.6 \text{ V}$
- ✓ H5= 300 Hz con una magnitud de $V_{o5} = 1.53 \text{ V}$; $V_{rms_{o5}} = 1.08 \text{ V}$

- ✓ H7=420 Hz con una magnitud de $V_{o7} = 0.48 \text{ V}$; $V_{rms_{o7}} = 0.34 \text{ V}$
- ✓ H9=540 Hz con una magnitud de $V_{o9} = 0.18 \text{ V}$; $V_{rms_{o9}} = 0.127 \text{ V}$

Los armónicos redujeron su magnitud con el filtrado tal como se esperaba lo cual indica que con el filtro pasa bajas hizo la distorsión armónica total se redujeron significativamente pero también se observa una pérdida del 13.42% de V_{rms} , con respecto al voltaje de entrada de corriente continua de 120Vcc da una pérdida de 0.08% sin el filtrado y un 13.5% con filtrado.

TABLA 4.2. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN DE ONDA CUADRADA PUENTE H.

VARIABLES	Sin filtro	Con filtro
Distorsión armónica total THD(%)	48.1%	5.74%
Voltaje de salida (V_{rms})	119.9	103.8
Totaje de armónico fundamental	107.69	103.16
– 60HZ (V_{rms})		
H3 – 180HZ (V_{rms})	34.98	5.6
H5 – 300HZ (V_{rms})	19.91	1.08
H7 – 420HZ (V_{rms})	13.1	0.34
H9 – 540HZ (V_{rms})	9.13	0.127

4.4 SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM BIPOLAR

Para los inversores monofásicos controlados por PWM bipolar se toma en cuenta un índice de modulación en frecuencia de $m_f = 21$ y un índice de modulación en amplitud de $m_a = 1$ tomando en cuenta las recomendaciones del capítulo anterior, para poder generar m_f se tiene que $f_m = 60 \text{ Hz}$ por lo que despejando la ecuación (3.5) se obtiene una $f_p = 1260 \text{ Hz}$, de igual forma para obtener m_a se utiliza la ecuación (3.6) eligiendo un $V_m = 1$ se obtiene que $V_p = 1$.

Por lo que en la señal moduladora senoidal se da 1 V de amplitud a 60 Hz y a señal portadora triangular una amplitud de 1V a 1260 Hz como se muestra en la Figura 4.16

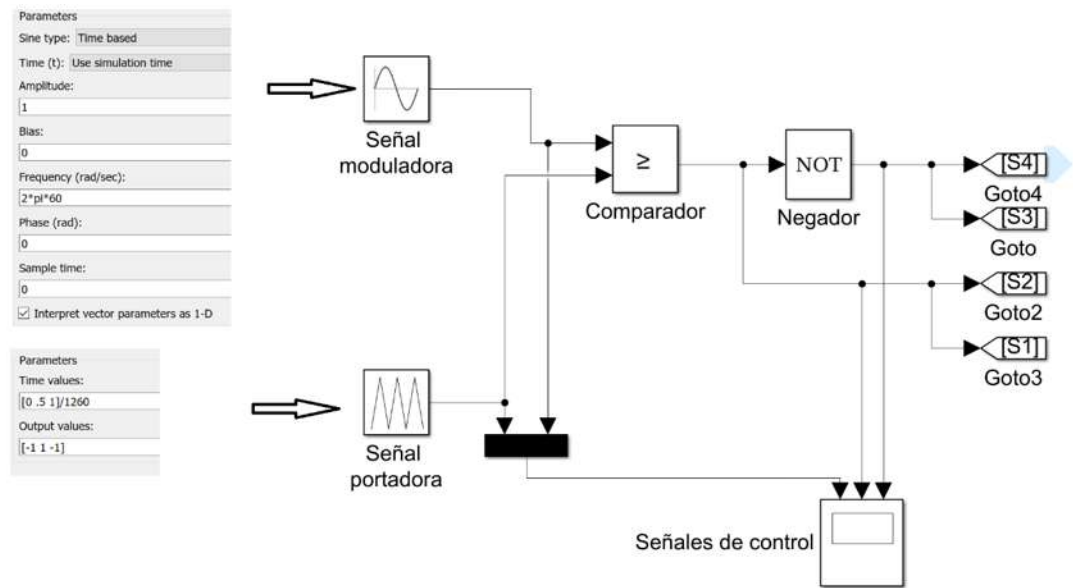


FIGURA 4.16. DIAGRAMA GENERADOR DE SEÑALES PWM BIPOLAR POR SIMULACIÓN EN SIMULINK.

Las señales que controlaran este inversor, así como la señal de salida se muestran en la Figura 4.17 donde se aprecia cómo se genera la señal PWM con su complemento y la señal de salida que producen.

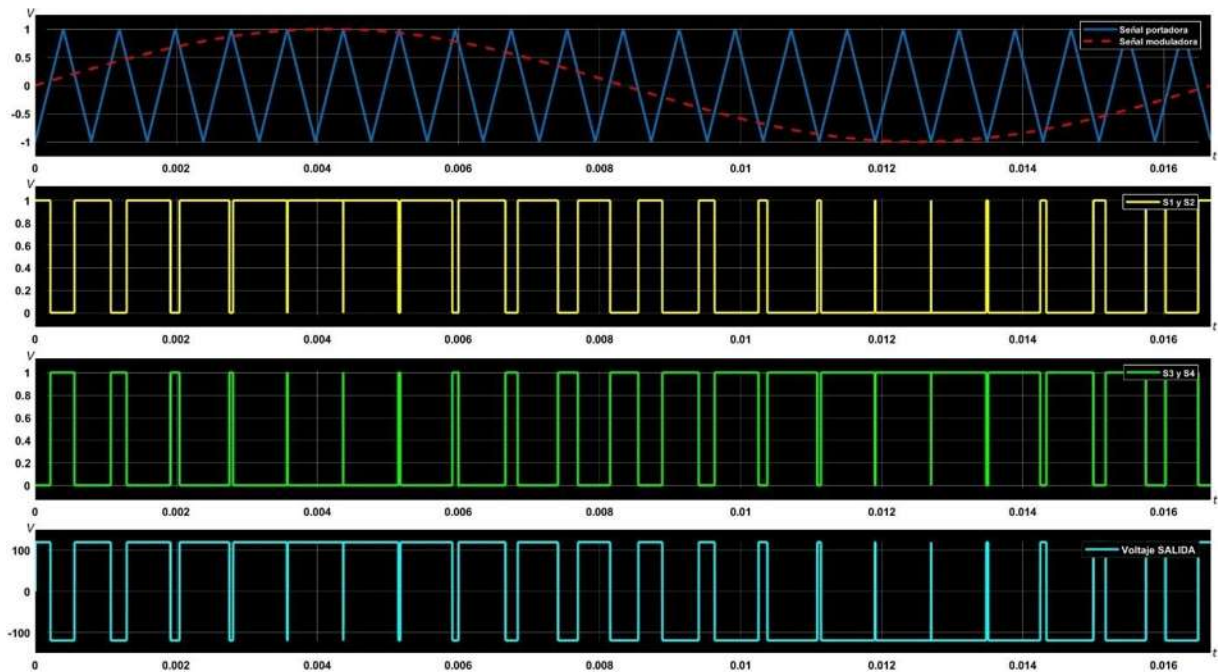


FIGURA 4.17. SEÑALES DE CONTROL Y DE SALIDA DE INVERSOR PWM BIPOLAR.

De igual forma que los inversores anteriores se realizan mediciones correspondientes utilizando la topología mostrada en la Figura 4.18.

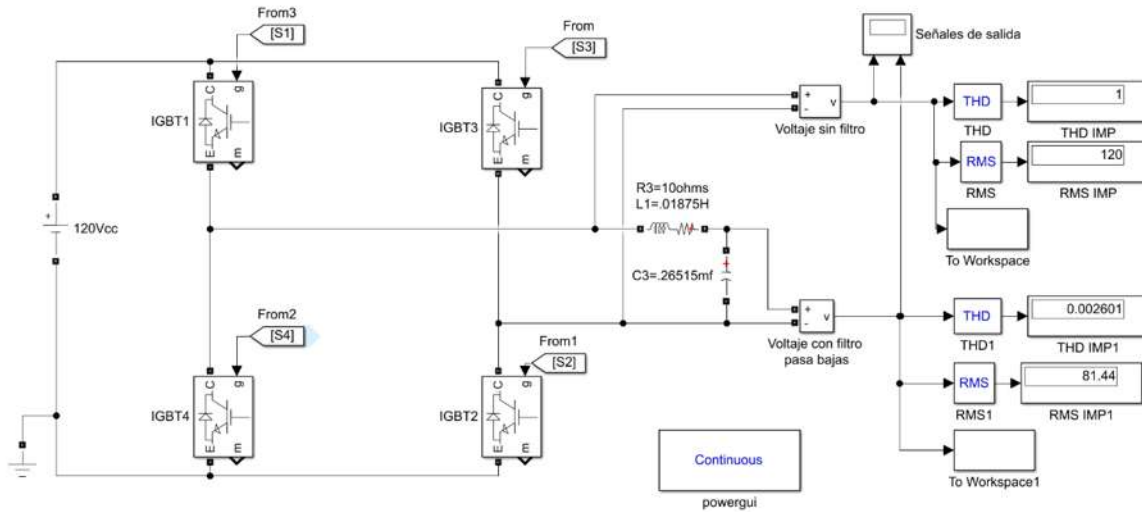


FIGURA 4.18. DIAGRAMA EN SIMULINK DE INVERSOR PWM BIPOLAR CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.

Los parámetros de la simulación para inversores controlados por modulación de ancho de pulso serán los mostrados en la Figura 4.19.

★ Commonly Used Parameters ≡ All Parameters

Select:

- Solver
- Data Import/Export
- Optimization
- Diagnostics
- Hardware Implementa...
- Model Referencing
- Simulation Target
- Code Generation
- Coverage
- HDL Code Generation
- Simscape
- Simscape Multibody 1G
- Simscape Multibody

Simulation time

Start time: 0.0 Stop time: 0.3

Solver options

Type: Fixed-step Solver: ode4 (Runge-Kutta)

Additional options

Fixed-step size (fundamental sample time): .000001

Tasking and sample time options

Periodic sample time constraint: Unconstrained

☐ Treat each discrete rate as a separate task

Automatically handle rate transition for data transfer

☐ Higher priority value indicates higher task priority

FIGURA 4.19. PARÁMETROS DE SIMULACIONES DE INVERSORES POR ANCHO DE PULSO.

4.4.1 Análisis sin filtrado

Antes de hacer un filtrado se obtienen los siguientes resultados un $V_{rms} = 120V$; $V_o = 169.7V$; y un THD= 100% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.20.

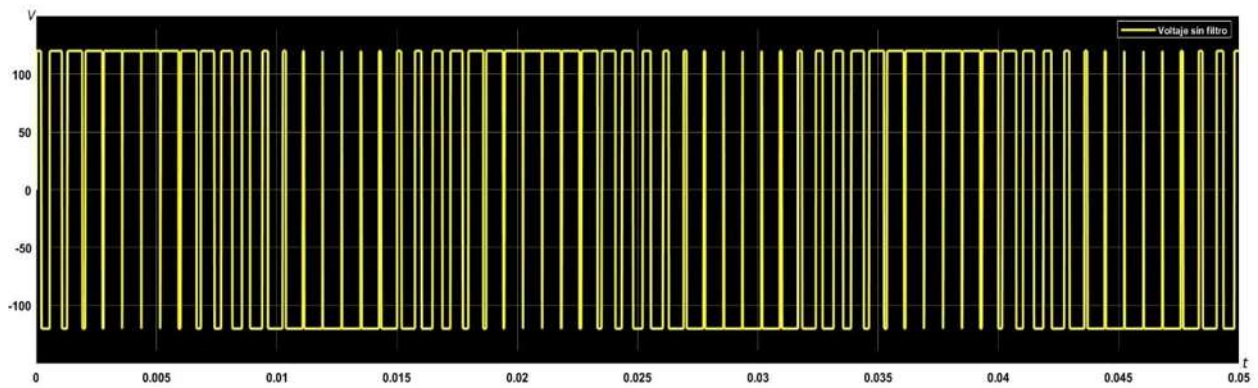


FIGURA 4.20. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR ANTES DE FILTRO.

Haciendo el análisis de Fourier con el bloque *to workspace* se obtiene el siguiente espectro de frecuencia de la señal de salida (Figura 4.21) donde se observan sus armónicos respecto a la magnitud de armónico fundamental que está a 60hz con un $V_{rms_{o1}} = 84.85V$; $V_{o1} = 120V$.

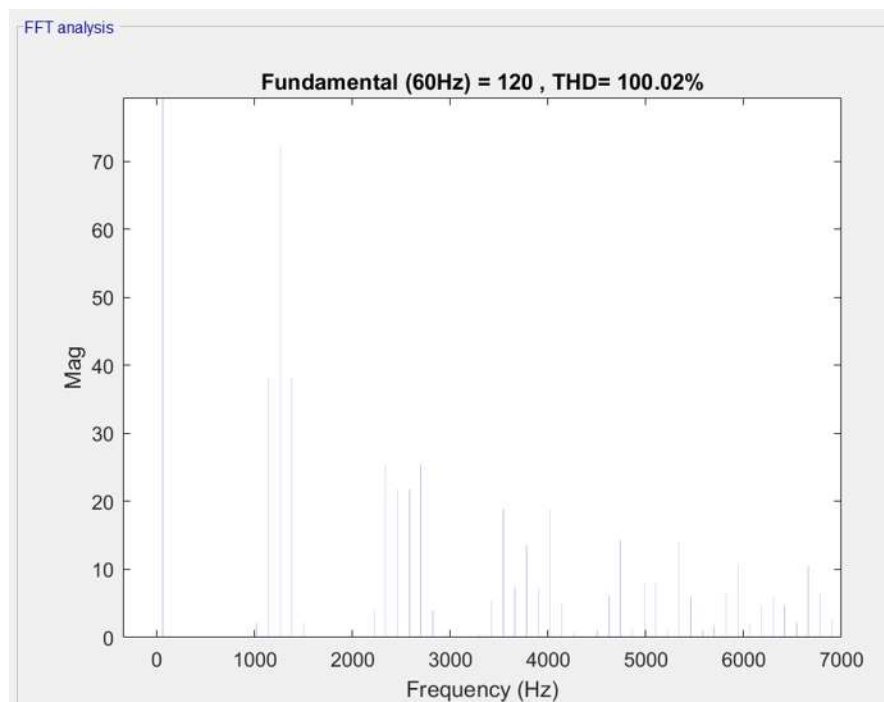


FIGURA 4.21. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR SIN FILTRO.

En el espectro de frecuencia se observan los siguientes armónicos significativos que se presentan alrededor de cada 1260 Hz:

- ✓ H19= 1200 Hz con una magnitud de $V_{o19} = 38.15 V$; $V_{rms_{19}} = 26.97 V$
- ✓ H21=1260 Hz con una magnitud de $V_{o21} = 72.12 V$; $V_{rms_{21}} = 51 V$

- ✓ H23=1320 Hz con una magnitud de $V_{o23} = 38.15 \text{ V}$; $V_{rms23} = 26.97 \text{ V}$
- ✓ H39= 2340 Hz con una magnitud de $V_{o39} = 25.48 \text{ V}$; $V_{rms39} = 18.01 \text{ V}$
- ✓ H41=2460 Hz con una magnitud de $V_{o41} = 21.74 \text{ V}$; $V_{rms41} = 15.37 \text{ V}$
- ✓ H43=2580 Hz con una magnitud de $V_{o43} = 21.74 \text{ V}$; $V_{rms43} = 15.37 \text{ V}$
- ✓ H45= 2700 Hz con una magnitud de $V_{o45} = 25.48 \text{ V}$; $V_{rms45} = 18.01 \text{ V}$

Estos armónicos si bien tienen una gran magnitud por la conmutación a alta frecuencia que también hace que se tenga un alto porcentaje de THD, también se encuentran en frecuencias muy lejanas a la de la frecuencia fundamental lo cual es ideal para la filtración.

4.4.2 Análisis con filtrado

Con un filtrado se obtiene los siguientes resultados: un $V_{rms} = 81.44 \text{ V}$; $V_o = 115.17 \text{ V}$ y un THD= 0.26% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.22.

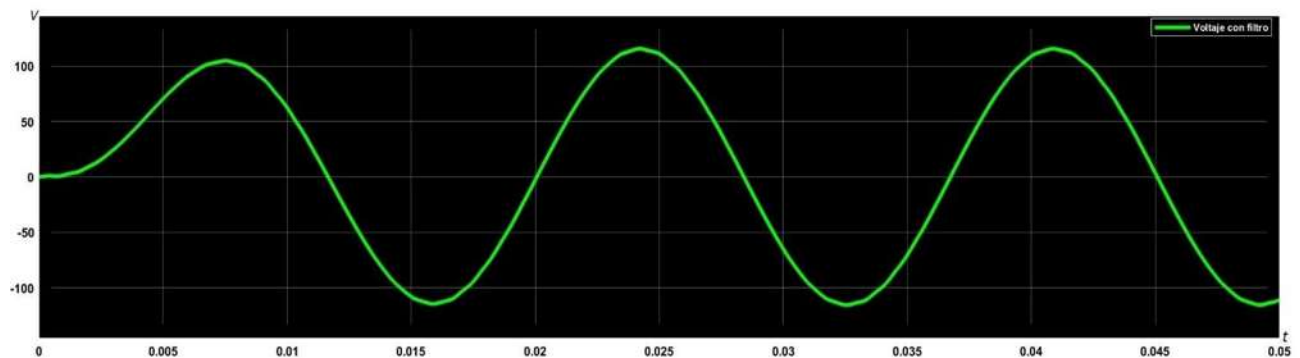


FIGURA 4.22. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO PASA BAJAS.

Del análisis de Fourier realizado en el simulador podemos observar el espectro de frecuencia de la señal de salida después del filtrado (Figura 4.23) donde se obtiene una señal fundamental que está a 60 Hz con una magnitud de $V_{rms01} = 81.245 \text{ V}$; $V_{o1} = 114.9 \text{ V}$.

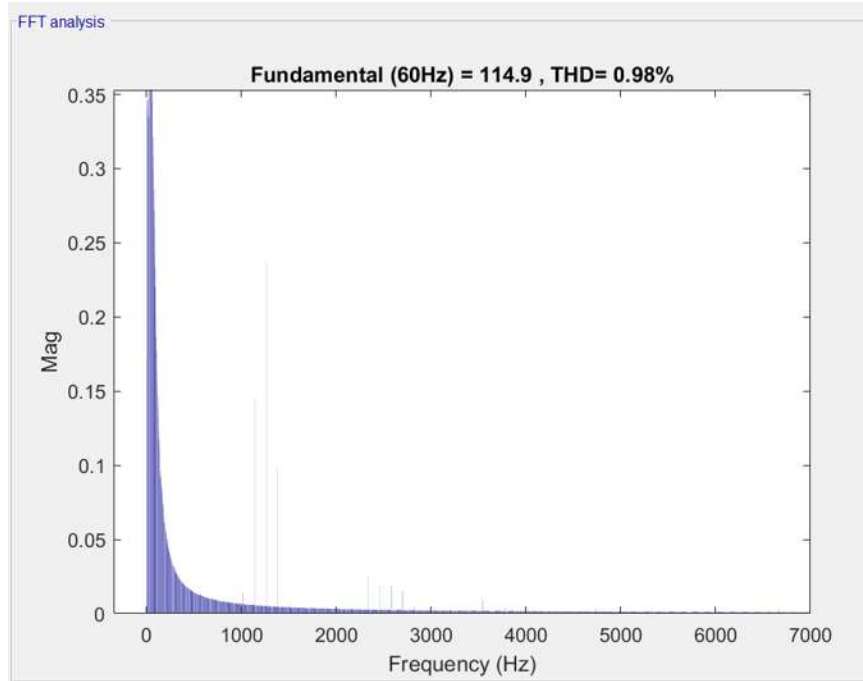


FIGURA 4.23. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO.

- ✓ H19= 1200 Hz con una magnitud de $V_{o19} = 0.15V$; $V_{rms19} = 1.06V$
- ✓ H21=1260 Hz con una magnitud de $V_{o21} = 0.24V$; $V_{rms21} = .017V$
- ✓ H23=1320 Hz con una magnitud de $V_{o23} = 0.1V$; $V_{rms23} = 0.7071V$
- ✓ H39= 2340 Hz con una magnitud de $V_{o39} = 0.03V$; $V_{rms39} = 0.01414V$
- ✓ H41=2460 Hz con una magnitud de $V_{o41} = 0.02V$; $V_{rms41} = 0.01414V$
- ✓ H43=2580 Hz con una magnitud de $V_{o43} = 0.02V$; $V_{rms43} = 0.01414V$
- ✓ H45= 2700 Hz con una magnitud de $V_{o45} = 0.02V$; $V_{rms45} = 0.01414V$

Después del filtrado se puede observar cómo es que las magnitudes de los armónicos casi quedan anuladas, pero también se observa una pérdida de voltaje en un 32%.

TABLA 4.3. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN PWM BIPOLAR PUENTE H.

VARIABLES	Sin filtro	Con filtro
Distorsión armónica total THD(%)	100	2.26
Voltaje de salida (V_{rms})	120	81.44
Votaje de armónico fundamental – 60HZ (V_{rms})	85.85	81.245
H19 – 1200HZ (V_{rms})	26.97	1.06
H21 – 1260HZ (V_{rms})	51	0.17
H23 – 1320HZ (V_{rms})	26.97	0.07071

VARIABLES	Sin filtro	Con filtro
$H39 - 2340Z(V_{rms})$	18.01	0.01414
$H41 - 2460HZ(V_{rms})$	15.37	0.01414
$H43 - 2580HZ(V_{rms})$	15.37	0.01414
$H45 - 2700HZ(V_{rms})$	18.01	0.01414

4.5 SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO CONTROLADO POR PWM UNIPOLAR

Para los inversores monofásicos controlados por PWM unipolar también se toman en cuenta un índice de modulación en frecuencia de $m_f = 21$ y un índice de modulación en amplitud de $m_a = 1$ obtenidos con los siguientes valores:

$$f_m = 60 \text{ Hz}$$

$$f_p = 1260 \text{ Hz}$$

$$V_m = 1V$$

$$V_p = 1V$$

A diferencia del inversor anterior necesitan dos señales más que se logran generando otra señal moduladora que va desfasada 180 grados con respecto de la primera utilizando el diagrama y los parámetros marcados en la Figura 4.24.

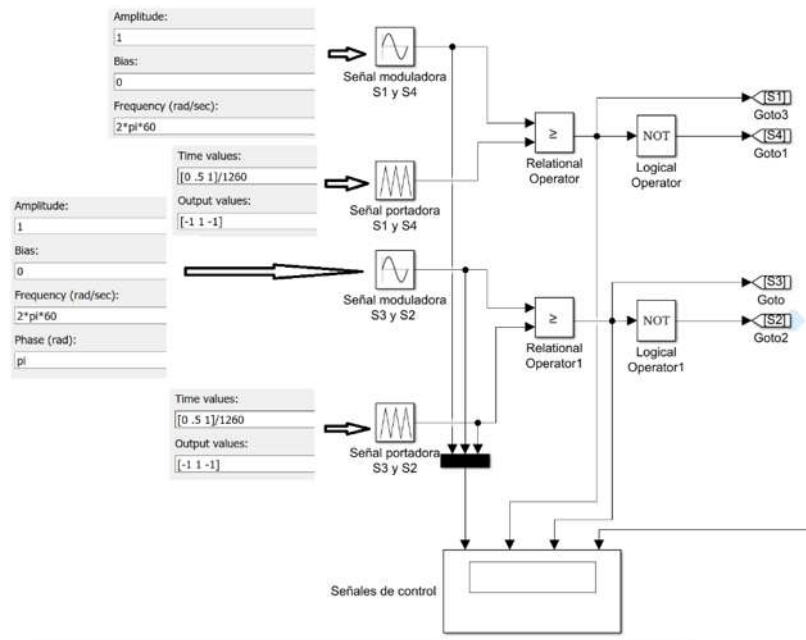


FIGURA 4.24. DIAGRAMA GENERADOR DE SEÑALES PWM UNIPOLAR POR SIMULACIÓN EN SIMULINK.

Las señales que controlan este inversor, así como la señal de salida se muestran en la Figura 4.25 donde se aprecia cómo se genera la señal PWM con su complemento y la señal de salida que producen.

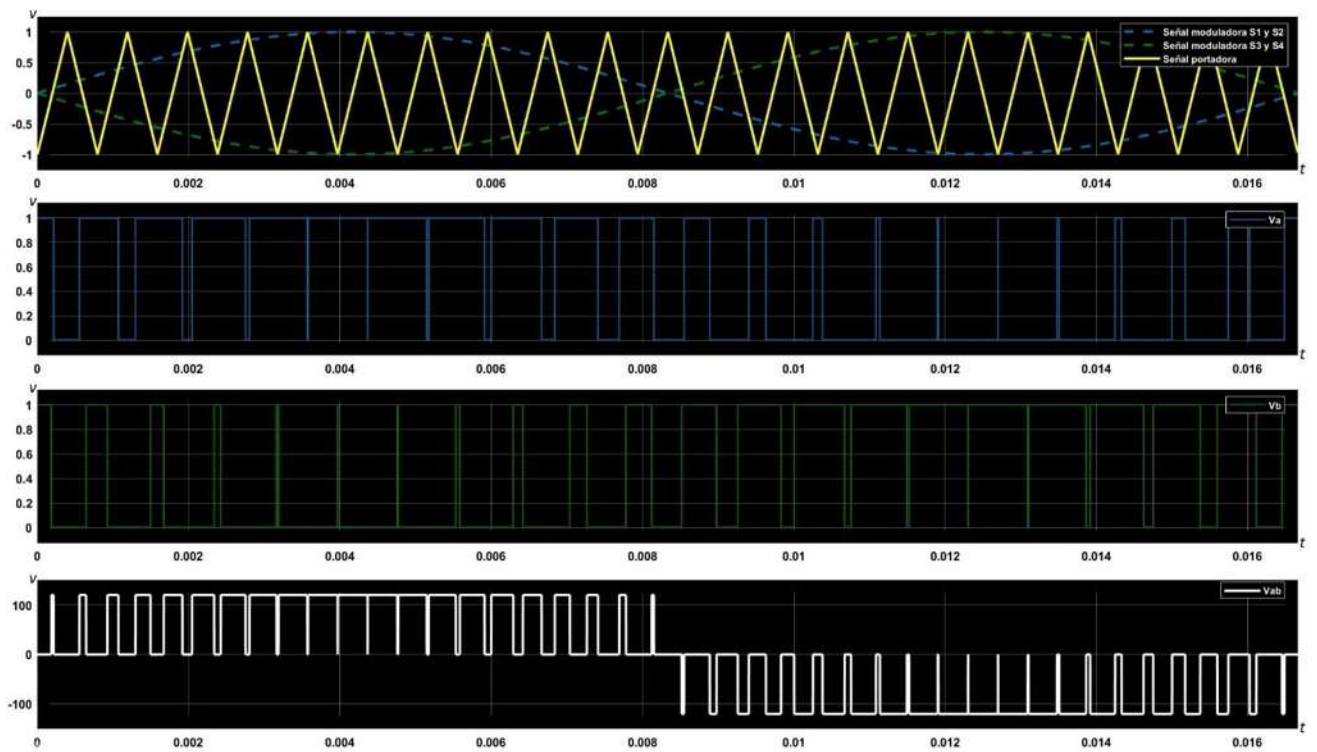


FIGURA 4.25. SEÑALES DE CONTROL Y DE SALIDA DE INVERSOR PWM UNIPOLAR.

Para la simulación en simulink de un análisis de Fourier y la obtención de mejores datos en este inversor se requiere de un buen muestreo de períodos por que se utilizan los parámetros en la configuración de simulink que se muestran en la Figura 4.19.

De igual forma que los inversores anteriores se realizan mediciones utilizando la topología mostrada en la Figura 4.26.

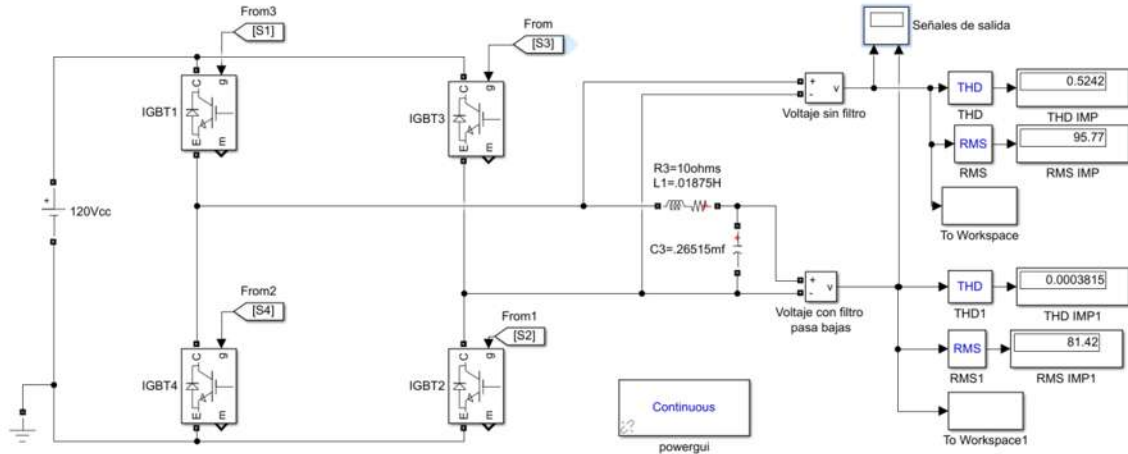


FIGURA 4.26. TOPOLOGÍA EN SIMULINK DE INVERSOR PWM UNIPOLAR CON MEDICIONES ANTES Y DESPUÉS DE FILTRO PASA BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE A 60HZ.

4.5.1 Análisis sin filtrado

Antes de hacer un filtrado se obtiene los siguientes resultados un $V_{rms} = 95.77V$; $V_o = 135.44V$; y un THD= 44.85% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.27.

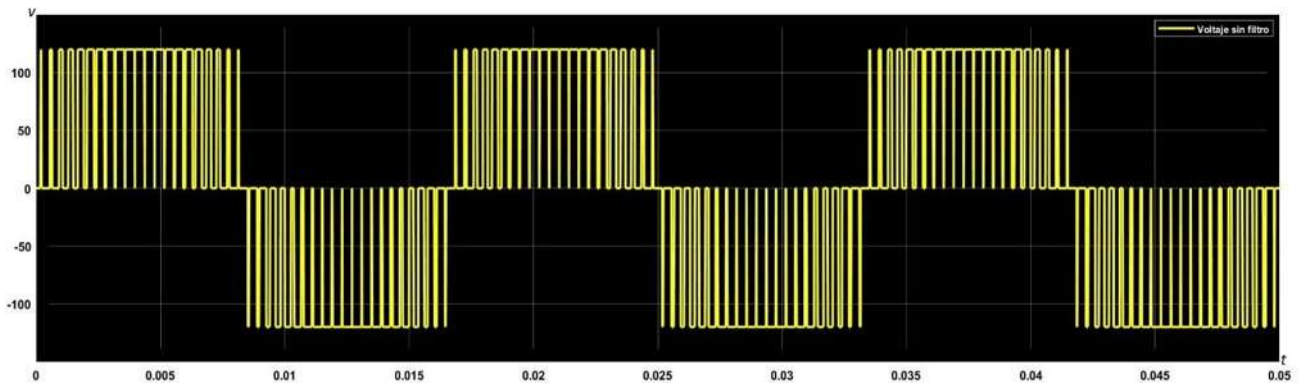


FIGURA 4.27. SALIDA INVERSORA UNIPOLAR SIN FILTRO.

Haciendo el análisis obtiene el siguiente espectro de frecuencia en la Figura 4.28 de la señal de salida donde se observan sus armónicos respecto a la magnitud de armónico fundamental que está a 60hz con un $V_{rms_{o1}} = 84.852V$; $V_{o1} = 120V$.

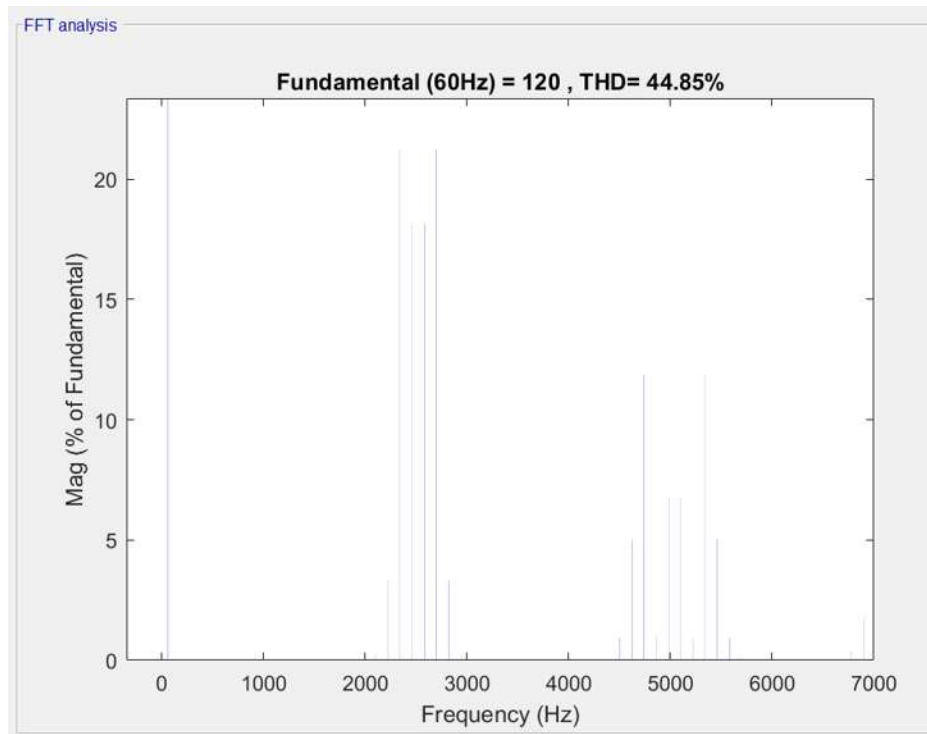


FIGURA 4.28. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR UNIPOLAR SIN FILTRO.

En el espectro de frecuencia se observan los siguientes armónicos significativos del inversor unipolar se presentan alrededor de cada 2520 Hz y no a los 1260 Hz como en bipolar:

- ✓ H39= 2340 Hz con una magnitud de $V_{o39} = 25.48 \text{ V}$; $V_{rms39} = 18.01 \text{ V}$
- ✓ H41=2460 Hz con una magnitud de $V_{o41} = 21.74 \text{ V}$; $V_{rms41} = 15.37 \text{ V}$
- ✓ H43=2580 Hz con una magnitud de $V_{o43} = 21.74 \text{ V}$; $V_{rms43} = 15.37 \text{ V}$
- ✓ H45= 2700 Hz con una magnitud de $V_{o45} = 25.48 \text{ V}$; $V_{rms45} = 18.01 \text{ V}$

Se tiene que con el inversor unipolar se eliminan los armónicos H19, H21 y H23 debido a que la forma de onda de salida este inversor es más parecida a la fundamental lo cual indica que el filtrado de este será aún más sencillo y con menos distorsión armónica.

4.5.2 Análisis con filtrado

Después de hacer un filtrado se obtiene los siguientes resultados un $V_{rms} = 81.42 \text{ V}$; $V_o = 115.14 \text{ V}$ y un THD= 0.038% así como la señal de salida mostrada en la Figura 4.29.

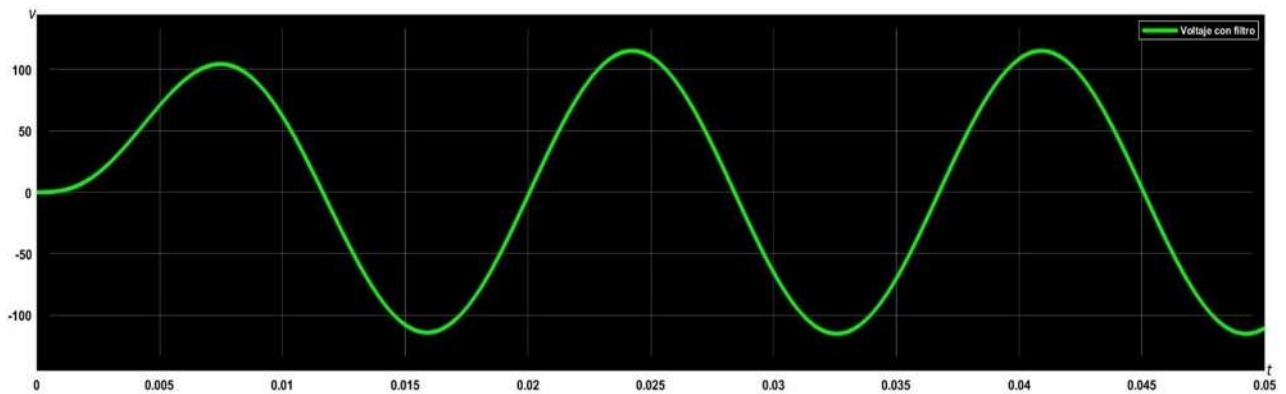


FIGURA 4.29. SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR UNIPOLAR CON FILTRO PASA BAJAS.

Del análisis de Fourier realizado en el simulador podemos observar el espectro de frecuencia de la señal de salida después del filtrado (Figura 4.30) donde se obtiene una señal fundamental que está a 60 Hz con una magnitud de $V_{rms_{o1}} = 81.316 \text{ V}$; $V_{o1} = 115 \text{ V}$.

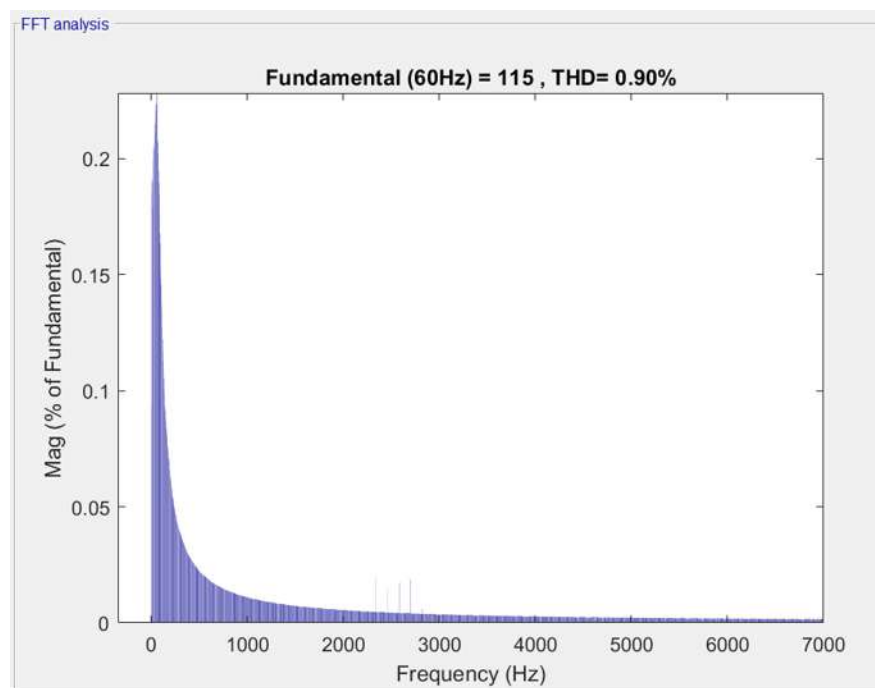


FIGURA 4.30. ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR BIPOLAR CON FILTRO.

- ✓ H39= 2340 Hz con una magnitud de $V_{o39} = 0.02\text{V}$; $V_{rms_{39}} = 0.01414\text{V}$
- ✓ H41=2460 Hz con una magnitud de $V_{o41} = 0.02\text{V}$; $V_{rms_{41}} = 0.01414\text{V}$
- ✓ H43=2580 Hz con una magnitud de $V_{o43} = 0.02\text{V}$; $V_{rms_{43}} = 0.01414\text{V}$

✓ H45= 2700 Hz con una magnitud de $V_{o45} = 0.02V$; $V_{rms45} = 0.01414V$

TABLA 4.4. ANÁLISIS ARMÓNICO DE SEÑAL DE SALIDA DE INVERSOR MONOFÁSICO POR CONMUTACIÓN PWM UNIPOLAR PUENTE H

VARIABLES	Sin filtro	Con filtro
<i>Distorsión armónica total THD(%)</i>	44.85	0.03812
<i>Voltaje de salida (V_{rms})</i>	95.77	81.42
<i>Votaje de armónico fundamental – 60HZ (V_{rms})</i>	84.85	81.316
<i>H39 – 2340Z (V_{rms})</i>	18.01	0.01414
<i>H41 – 2460HZ (V_{rms})</i>	15.35	0.01414
<i>H43 – 2580HZ (V_{rms})</i>	15.35	0.01414
<i>H45 – 2700HZ (V_{rms})</i>	18.01	0.01414

CAPITULO 5: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

Cada inversor analizado tiene cosas positivas y negativas, las simulaciones son una herramienta muy eficiente al momento de querer compararlos con la libertad de poder probar con diferentes variables y poder observar los diferentes resultados haciendo posible experimentar con ellos de una forma interactiva siempre y cuando se tenga en cuenta las limitantes que tienen la simulación al momento de pasarlos al mundo real con componentes y dispositivos físicos.

Durante los capítulos anteriores se analizaron principalmente dos tipos de inversores, los de conmutación por onda cuadrada y conmutación por anchos de pulso PWM en sus formas más sencillas lo que dio una comprensión más profunda acerca de lo que se busca en un inversor, diferenciar algunos de sus tipos, como es que funcionan cada uno de estos, interpretar los parámetros de los componentes usados en el simulador para poder tener una simulación funcional con valores muy cercanos a los esperados y lo más importante poder tener un base teórica con respaldo de una simulación funcional con la que podemos experimentar.

En la Tabla 5.1 se obtiene un barrido de la información obtenida de la simulación de los dos inversores con los mismos parámetros ya establecidos en el capítulo anterior (*voltaje de entrada $V_{CC} = 120\text{ V}$, frecuencia $f = 60\text{ Hz}$*), analizando las señales de salida sin filtro y con filtro (filtro pasa bajas de segundo orden con frecuencia de corte en 60 Hz) donde se usan las siguiente abreviaciones:

- IMPOC es el Inversor medio puente de onda cuadrada.
- IPHOC es el inversor puente H de onda cuadrada.
- IPWMB es el inversor puente H de conmutación por ancho de pulso bipolar.
- IPWMU es el inversor puente H de conmutación por ancho de pulso unipolar.
- CF es el Inversor con filtrado.
- SF es el Inversor sin filtrado.

TABLA 5.1. TABLA DE RESULTADOS DE SIMUACIÓN DE INVERSORES

Variables obtenidas de las simulaciones		IMPOC		IPHOC		IPWMB		IPWMU	
		SF	CF	SF	CF	SF	CF	SF	CF
Variables compartidas	<i>Distorsión armónica total (%)</i>	48.37	5.8	48.1	5.74	100	2.26	44.85	0.03812
	<i>Voltaje de salida (V_{rms})</i>	59.97	51.91	119.9	103.16	120	81.44	95.77	81.42
	<i>Porcentaje de pérdidas con respecto a los 120 de entrada el voltaje de salida (V_{rms})</i>	50.02	56.74	0.083	14.033	0	32.133	20.19	32.15
	<i>Voltaje de armónico fundamental – 60HZ (V_{rms})</i>	53.97	51.71	107.69	103.16	85.85	81.245	84.85	81.316
Voltaje de Armónicos	<i>H3 – 180HZ (V_{rms})</i>	18	2.88	34.98	5.6				
	<i>H5 – 300HZ (V_{rms})</i>	10.8	0.6	19.91	1.08				

significantes en inductor de onda cuadrada	$H7 - 420\text{HZ}(V_{rms})$	7.71	0.21	13.1	0.34				
	$H9 - 540\text{HZ}(V_{rms})$	5.97	0.9	9.13	0.127				
Voltaje de Armónicos significantes en inductor por conmutación PWM	$H19 - 1200\text{HZ}(V_{rms})$					26.97	1.06		
	$H21 - 1260\text{HZ}(V_{rms})$					51	0.17		
	$H23 - 1320\text{HZ}(V_{rms})$					26.97	0.07071		
	$H39 - 2340\text{Z}(V_{rms})$					18.01	0.01414	18.01	0.01414
	$H41 - 2460\text{HZ}(V_{rms})$					15.37	0.01414	15.35	0.01414
	$H43 - 2580\text{HZ}(V_{rms})$					15.37	0.01414	15.35	0.01414
	$H45 - 2700\text{HZ}(V_{rms})$					18.01	0.01414	18.01	0.01414

Los inversores controlados por ondas cuadradas en sus formas más básicas son sencillos de implementar y tienen menores pérdidas por conmutación debido a que la frecuencia de conmutación de sus dispositivos será baja, pero su filtrado será más complicado debido a que los armónicos generados por este tipo de conmutación serán de frecuencias muy cercanas a la señal fundamental, por lo que para poder reducir su distorsión armónica total se requiere de topologías o filtros más complejos.

Los inversores controlados por modulación de ancho de pulso son más complejos de implementar en sus formas más sencillas tendrán pérdidas significativas por las altas frecuencias de conmutación que manejan comúnmente, pero a su vez tendrán un fácil filtrado debido que los armónicos generados quedaran alejados de la señal fundamental además que cuentan con la ventaja de poder jugar con su voltaje de salida con la variación de la frecuencia de conmutación de los dispositivos.

Los inversores son circuitos electrónicos de potencia complejos requieren de un análisis previo para su implementación de acuerdo a las necesidades a cubrir donde se tiene que tener en cuenta factores como, los armónicos que genera cada topología, las pérdidas que se tienen debido a la etapa del filtrado, la complejidad del sistema a implementar y costos que generan con cada opción de diseño.

Se puede jugar con una gran variación de combinaciones entre tipos de inversores y filtros para obtener un diseño que se ajuste a las necesidades, por eso es importante el uso de los simuladores en el diseño donde podemos ajustar los parámetros y buscar nuevas forma eficientes para los diferentes sistemas sin necesidad de una implementación física, si bien los componentes físicos no son ideales como en la simulaciones nos dan una guía muy aproximada, haciendo de la implementación una tarea más sencilla.

5.2 Recomendaciones

1. Es muy recomendable entender que esta simulación son una aproximación ya que o se toman en cuenta muchos parámetros que se deben tomar en cuenta, en las

implementaciones reales como temperaturas no ideales, desgaste de componentes, ruido externo, entre otros.

2. Una vez teniendo la base una simulación es fácil interactuar con los valores para obtener valores deseados por lo que se pueden realizar distintas variantes de los inversores como jugar con el tiempo de apagado de los inversores de onda cuadrada para obtener una onda de alterna más parecida a una senoidal lo que disminuiría los armónicos significativamente [10].
3. Para tener un inversor por modulación más completo es necesario agregar una etapa de control en lazo cerrado las cuales darán una salida de voltaje controlada y autónoma en todo momento por medio de la variación de la frecuencia de la señal portadora [15].
4. Para la generación real de las señales de control de manera analógica de los inversores de onda cuadrada vistos se puede utilizar un circuito integrado LM555, y de manera digital por medio de un microcontrolador.

Bibliografía

- [1] R. W. Clark, EL HOMBRE QUE INVENTO EL FUTURO, EDOMEX: EDITORES ASOCIADOS DE MÉXICO, 1977.
- [2] J. M. Sadurni, «NATIONAL GEOGRAPHIC,» 23 12 2021. [En línea]. Available: https://historia.nationalgeographic.com.es/a/nikola-tesla-genio-electricidad_14494. [Último acceso: 14 OCTUBRE 2021].
- [3] I. The MathWorks, «la.mathworks.com,» 14 enero 2016. [En línea]. Available: <https://la.mathworks.com/solutions/power-electronics-control/power-electronics-simulation.html#:~:text=La%20simulaci%C3%B3n%20de%20electr%C3%B3nica%20de,que%20comiencen%20las%20pruebas%20f%C3%ADsicas..>
- [4] A. LOPEZ, «CACYR,» 27 11 2018. [En línea]. Available: <https://www.sacyr.com/-/charles-fritts-el-desconocido-inventor-de-los-paneles-solares>. [Último acceso: 11 08 2021].
- [5] R. BERIZO, «Revista Ingeniería Eléctrica,» 6 2021. [En línea]. Available: https://www.editores-srl.com.ar/autor/ricardo_berizzo/20210701_conversor_e_inversor_electronica_basica_de_los_vehiculos_electricos. [Último acceso: 7 10 2021].
- [6] T. M. U. W. P. R. Ned Mohan, electronica de potencia, convetidores aplicaciones y diseño, 3ra ed., MEXICO DF: MC GRAW HILL, 2009.
- [7] D. F. GONZALO, Artist, *ANÁLISIS DE CALIDAD DE POTENCIA MEDIANTE SISTEMAS DE ADQUISICION DE DATOS*. [Art]. UNIVERSIDAD DEL BIO BIO, 2016.
- [8] T. y. T. E. Fernández, «BIOGRAFÍAS Y VIDAS,» 2004. [En línea]. Available: <https://www.biografiasyvidas.com/biografia/f/fourier.htm>. [Último acceso: 15 8 2021].
- [9] I. V. G. D. Ángel, «Radthink,» 23 ENERO 2018. [En línea]. Available: <https://radthink.com.mx/codigo-de-red-calidad-de-la-potencia-parte-1-distorsion-armonica/>.

- [10] D. W. HART, ELECTRONICA DE POTENCIA, 1ra ed., MADRID: PEARSON EDUCACIÓN SA. DE CV., 2001.
- [11] E. B. BARCENAS, «ANÁLISIS Y DESARROLLO DE UN INVERSOR MULTINIVEL,» CUERNAVACA, MORELOS, 2002.
- [12] J. D. Gonzalez, «INVERSORES PWM,» GUIJON, 1999.
- [13] A. S. C. PEREZ, «DISEÑO DE FILTRO PASA BAJAS DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN A PARTIR DE UN CIRCUITO RC,» MEXICO , 2016.
- [14] CFE, «DARIO OFICIAL DE LA FEDERACION,» CFE, 2016. [En línea]. Available: http://www.dof.gob.mx/normasOficiales/6317/seeco13_C/seeco13_C.html.
- [15] D. E. ALVARO, «DISEÑO DE INVERSOR MONOFÁSICO AUTONOMO DE BAJA FRECUENCIA AJUSTABLE,» LEGANES, 2009.
- [16] W. M. G. GALLEGOS, «ANÁLISIS DE TÉCNICAS MODERNAS DE MODULACIÓN APLICADAS A LOS SISTEMAS CD/CA,» CUENCA ECUADOR, 2012.