BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

Facultad de Ingeniería

Secretaría de Investigación y Estudios de Posgrado

“PROPUESTA DE NUEVA FUNCIÓN PWM PARA CIRCUITOS INVERSORES”

TESIS

Que para obtener el grado de:

MAESTRO EN INGENIERÍA

CON OPCIÓN TERMINAL EN SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

Presenta:

ALVARO RODRIGUEZ PORTILLA

Asesores de tesis:

MC. GUILLERMO FLORES MARTINEZ

DR. MARTIN SALAZAR VILLANUEVA

Puebla, Pue. Marzo 2017

H. Puebla de Zaragoza a 13 de febrero de 2017.

Asunto: Autorización de impresión.

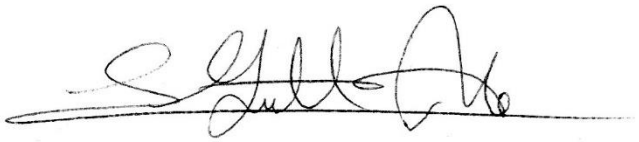
M.I. Fernando Daniel Lazcano Hernández.
Director de la Facultad de Ingeniería.
BUAP
PRESENTE.

El suscrito **M.C. Guillermo Flores Martínez**, Asesor y **DR. Martín Salazar Villanueva,** Co-Asesor del tema de tesis denominado: **"Propuesta de una nueva función PWM para circuitos inversores"**, presentado por el **C. Alvaro Rodriguez Portilla** pasante de la Maestría en Ingeniería, con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia y con atención al oficio SIEP No. 1780/2016, de la fecha 25 de agosto de 2016, me permito informar a usted que **después de haber revisado cuidadosamente el contenido temático, la metodología, la redacción y la ortografía** de la tesis, no tengo inconveniente en autorizar la impresión de la misma.

Así mismo, solicito tenga a bien autorizar el jurado para su Examen Profesional.

Lo hago de su conocimiento para los efectos legales a que haya lugar.

ATENTAMENTE
Puebla, Pue. 13 de febrero de 2017.



M.C. Guillermo Flores Martínez

C.c.p. Exámenes Profesionales
Interesado
Archivo
JCES

H. Puebla de Zaragoza a 14 de febrero de 2017.

Asunto: Autorización de impresión.

M.I. Fernando Daniel Lazcano Hernández.
Director de la Facultad de Ingeniería.
BUAP
PRESENTE.

El suscrito **M.C. Guillermo Flores Martínez**, Asesor y **DR. Martín Salazar Villanueva,** Co-Asesor del tema de tesis denominado: **"Propuesta de una nueva función PWM para circuitos inversores"**, presentado por el **C. Alvaro Rodriguez Portilla** pasante de la Maestría en Ingeniería, con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia y con atención al oficio SIEP No. 1780/2016, de la fecha 25 de agosto de 2016, me permito informar a usted que **después de haber revisado cuidadosamente el contenido temático, la metodología, la redacción y la ortografía** de la tesis, no tengo inconveniente en autorizar la impresión de la misma.

Así mismo, solicito tenga a bien autorizar el jurado para su Examen Profesional.

Lo hago de su conocimiento para los efectos legales a que haya lugar.

ATENTAMENTE
Puebla, Pue. 14 de febrero de 2017.

DR. Martín Salazar Villanueva

C.c.p. Exámenes Profesionales
Interesado
Archivo
JCES

H. Puebla de Zaragoza a 14 de febrero de 2017.

Asunto: Asignación de jurado y fecha de examen.

M.I. Fernando Daniel Lazcano Hernández.
Director de la Facultad de Ingeniería.
BUAP
PRESENTE.

El suscrito **C. Alvaro Rodriguez Portilla**, pasante de la Maestría en Ingeniería, con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia, me permito solicitar a usted, después de que mi tesis, **"Propuesta de una nueva función PWM para circuitos inversores",** ha sido revisada cuidadosamente y le fueron realizadas todas las correcciones necesarias, solicitar la asignación de jurado y la fecha de examen profesional para obtener el grado de **Maestro en Ingeniería con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia.**

Sin otro motivo en particular aprovecho la ocasión para enviarle un cordial saludo.

ATENTAMENTE.
Puebla, Pue. 14 de febrero de 2017.

Ing. Alvaro Rodriguez Portilla.
Pasante de la Maestría en Ingeniería, con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia

C.c.p. Exámenes Profesionales
Interesado
Archivo
CPNP*rba

BUAP

OFICIO SIEP No. 1780/ 2016

ING. ÁLVARO RODRÍGUEZ PORTILLA
Maestría en Ingeniería, Opción terminal Sistemas
Eléctricos de Potencia
P r e s e n t e .

El suscrito M.I. Fernando Daniel Lazcano Hernández, Director de la Facultad de Ingeniería, de acuerdo a su solicitud de aprobación de Tema de Tesis, le autoriza desarrollar el tema intitulado: **"Propuesta de una nueva función PWM para circuitos inversores"**, para obtener el grado de Maestro en Ingeniería con opción terminal en Sistemas eléctricos de potencia. Asignándose como Asesor de Tesis al M.C. Guillermo Flores Martínez y Co-Asesor al Dr. Martin Salazar Villanueva.

Sin otro particular, reciba un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E
"Pensar bien, para vivir mejor"
Puebla, Puebla, a 25 de agosto de 2016

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCIÓN
1578

M.I. FERNANDO DANIEL LAZCANO HERNÁNDEZ
Director de la Facultad de Ingeniería

C.c.p. M.C. Guillermo Flores Martínez. Asesor tema de tesis.
C.c.p. Dr. Martín Salazar Villanueva. Co-Asesor tema de tesis.
C.c.p. Archivo.

ABH/GCC/dsm.

60 AÑOS DE AUTONOMÍA UNIVERSITARIA

Facultad de Ingeniería
Blvd. Valsequillo y Av. San Claudio
s/n, edif. ING 4, Col. San Manuel,
Ciudad Universitaria,
Puebla, Pue. C.P. 72570
01 (222) 229 55 00 Ext. 7610

Agradecimientos.

A mis padres, mi abue y a mi madrina por apoyarme, guiar mis pasos y siempre estar hay para mí.

A mis hermanos por aguantarme todos estos años.

A mis asesores Memo y a Martin porque sin su ayuda y paciencia esta tesis no se hubiera realizado.

Al Ing. Campos por todo lo que hizo por esta generación.

A todos mis amigos de maestría por su ayuda y sus consejos.

Y todos mis profesores que me enseñaron algo en este largo camino.

Gracias totales.

Índice.

Glosario. **11**

Capítulo I Generalidades. **14**

1.1 Introducción. 14

1.2 Planteamiento del problema. 14

1.3 Justificación. 15

1.4 Objetivo general. 15

1.5 Objetivos específicos. 15

1.6 Hipótesis. 16

Capítulo II Inversores. **17**

2.1 Introducción 17

2.2 Implementación. 18

2.3 Clasificación de los inversores. 19

2.3.1 Inversor alimentación en voltaje (VSI). 19

2.3.2 Inversor alimentación en corriente (CSI). 19

2.3.3 Inversores Monofásicos 21

2.3.3.1 Inversor de medio puente. 21

2.3.3.2 Inversor de puente completo. 24

2.3.3.3 Puente completo sin deslizamiento de fase. 28

2.3.3.4 Puente completo con deslizamiento de fase. 29

2.3.3.5 Inversor push-pull 30

2.4 Inversores Trifásicos 32

2.4.1 Inversor trifásico 180° 32

2.4.2 Inversor trifásico 120° 35

2.5 Contenido armónico en inversores de onda cuadrada. 37

2.5.1 Contenido armónico de un inversor de onda cuadrada sin deslizamiento. 37

2.5.2 Contenido armónico de un inversor de onda cuadrada con deslizamiento. 39

2.6 Transistores de potencia. 40

2.6.1 Transistor bipolar de unión (BJT). 43

2.6.2 Mosfet de potencia. 53

2.6.3 IGBT transistores bipolares de compuerta aislada. 58

Capítulo III Modulación por ancho de pulso. 60

3.1 Introducción 60

3.2 PWM modulación por ancho de pulso. 60

3.3 Modulación por ancho de pulso único. 64

3.4 Modulación por ancho de pulso múltiple. 67

3.5 Modulación por ancho de pulso sinusoidal. 70

3.6 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado. 74

3.7 Técnicas avanzadas de modulación. 77

3.7.1 Modulación trapezoidal. 77

3.7.2 Modulación por escalera. 78

3.7.3 Modulación por pasos. 79

3.7.4 Modulación por inyección de armónicos. 80

3.7.5 Modulación delta. 81

3.8 Parámetro de rendimiento. 82

Capitulo IV Simulación. **84**

4.1 Introducción 84

4.2 Matlab. 84

4.3 Simulink. 88

4.3.1 Bloques Usados para la simulación. 90

4.4 Modulación triangular por ancho de pulso (TPWM). 95

4.5 Construcción del modelo de un inversor de medio puente y un inversor puente completo en Simulink. 97

4.6 Comparación del modelo PWM original y el modelo PWM propuesto. 102

4.7 Análisis de los armónicos del modelo PWM original y el modelo PWM propuesto. 111

4.7.1 Armónicos de un inversor de medio puente. 112

4.7.2 Armónicos de un inversor de medio puente propuesto. 113

4.7.3 Armónicos de un inversor puente completo. 114

4.7.4 Armónicos de un inversor puente completo modificado. 115

Conclusiones **116**

Bibliografía **117**

Glosario

PWM: Modulación por ancho de pulsos (pulse-width modulation).

A_c: Amplitud de la onda portadora.

A_r: Amplitud de la onda de referencia.

BJT: Transistor de unión bipolar (bipolar junction transistor).

CA: Corriente alterna.

CC: Corriente continua.

CD: Corriente directa.

DF: Factor de distorsión.

FBSOA: Área de operación segura en polarización directa (forward-biased safe operating area).

f_o: Frecuencia de salida.

g_m: Transferencia del transistor.

HF: Factor armónico de la n-esima armónica

i_0: Corriente instantánea

I_B: Corriente base

I_C: Corriente del colector

I_{CEO}: Corriente de fuga del colector a emisor

I_E: Corriente del emisor

IGBT: Transistor bipolar de puerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor)

I_L: Corriente de carga

LOH: Armónico de orden más bajo

M: Índice de modulación de amplitud

m_f: Banda de armónicos

MOSFET: Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor)

MSPWM: Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.

m_α: Relación de modulación de amplitud

P_T: Potencia total promedio

Q_n: Transistor

RBSOA: Área de operación segura en polarización inversa (reverse-biased safe operating área)

R_{CS}: Resistencia del encapsulado al disipador

R_{DS}: Resistencia de drenaje

R_{JC}: Resistencia de la unión al encapsulado

R_{SA}: Resistencia del disipador al ambiente

SPWM: Modulación sinusoidal del ancho de pulso

t_1 y t_2: tiempos de intercepción

T_A: temperatura ambiente

THD: Distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion)

V_0: tensión rms de salida

V_1: tensión rms de la componente fundamental

V_{BE}: tensión base-emisor

V_{CE}: tensión colector-emisor

V_{CEO}: tensión máxima de sostén entre la terminal del colector y la terminal del emisor

V_{CEV}: tensión máxima entre las terminales del colector y la terminal del emisor a un voltaje negativo

$V_{control}$: tensión de control

V_{DS}: tensión de drenaje

V_E: tensión de entrada

V_{EBO}: tensión máxima entre la terminal del emisor y la base con la terminal del colector abierta.

V_{GS}: tensión de compuerta

v_o: tensión instantánea atreves de la carga

V_r: tensión pico

V_s: tensión de salida

V_T: tensión de entrada

θ1: Angulo de impedancia de carga a la frecuencia fundamental

Capítulo I Generalidades

1.1 Introducción

Los inversores CC-CA cada vez son más indispensables en los sistemas eléctricos de potencia ya que las formas alternativas de generación de energía eléctrica van ganando terreno y cada vez tienen un mayor porcentaje de la generación total. Estas nuevas tecnologías, generan energía en CC por lo cual es necesario la implementación de inversores, también puede ser que se usen rectificadores CA-CC e inversores CC-CA para aislar los generadores y el sistema entre sí como en el caso de los aerogeneradores. Con todo esto el conocimiento de los inversores es fundamental, así como los métodos de control de los mismos.

Los inversores que se estudian en el siguiente trabajo son controlados por modulación de ancho de pulso, este método de control tiene variaciones y cada una de ellas tiene ventajas como desventajas y es importante conocerlas para saber dónde rendirían de mejor manera cada una de estas variaciones del PWM.

1.2 Planteamiento del problema.

Las funciones PWM se tienen en diferentes tipos y esto en un inversor producen, corrientes eléctricas en las cargas (motores, transformadores, etc.) con un THD mayor o menor según la función usada en el PWM, sin embargo, resulta importante seguir buscando y proponiendo diferentes funciones para emplearse en un PWM que ofrezcan características que puedan ser más adecuadas en alguna aplicación que los PWM clásicos.

1.3 Justificación.

Se conocen en la bibliografía de la electrónica de potencia algunas funciones PWM tales como la sinusoidal (SPWM), trapezoidal (TPWM), sinusoidal modificada y escalera entre otras. Encontrar una función PWM con un THD bajo para una carga RL, nos llevaría a una nueva forma de trabajo con inversores y abriendo una línea de investigación que eventualmente nos lleve a una función PWM con mayores ventajas que las funciones conocidas actualmente.

1.4 Objetivo general.

Proponer una nueva función PWM para el control de circuitos inversores monofásicos de medio puente y puente completo.

1.5 Objetivos específicos.

- Investigar el funcionamiento de los diferentes tipos de PWM clásicos.
- Construir un modelo de simulación de un circuito inversor monofásico de medio puente y puente completo.
- Proponer una nueva función PWM y realizar pruebas en el modelo de simulación.
- Con los resultados de la simulación hacer un comparativo entre la función propuesta y una función SPWM.
- Programar un script en Matlab para mostrar las armónicas contenidas en la corriente del inversor.

1.6 Hipótesis.

Con el planteamiento de una nueva función PWM para el control de un circuito inversor, se podrá realizar una comparativa en un modelo de simulación verificando si el desempeño es similar al de las funciones PWM existentes y de este modo abrir la posibilidad de crear nuevas y cada vez mejores estrategias de control.

Capitulo II Inversores.

2.1 Introducción

Los inversores son dispositivos de electrónica de potencia, en el campo de la conversión de energía; su función principal es generar a partir de una fuente de corriente directa (CD) un voltaje simétrico de salida de corriente alterna (CA) con una magnitud y frecuencia deseada por el diseñador del inversor. Las variaciones del voltaje de salida se pueden controlar mediante la variación del voltaje de entrada en CD y fijando la ganancia del inversor, también se puede hacer este control de voltaje de salida realizando una variación de la ganancia del inversor cuando el voltaje de entrada es fijo. La ganancia del inversor se define como la relación del voltaje de salida y el voltaje de entrada.

La forma de onda del voltaje de salida de los inversores idealmente se comportará como una onda sinusoidal, pero en la realidad no se comporta de esa manera ya que está contaminada por armónicas; la calidad de la onda de voltaje en aplicaciones de baja o media potencia puede tolerar cierto contenido de armónicos, pero en aplicaciones de alta potencia se requiere que la onda sea lo más cercana una onda sinusoidal con una presencia de armónicos muy baja.

Los inversores son usados en una gran variedad de aplicaciones industriales como en impulsores de motores CA, calentadores por inducción, fuentes de alimentación de reserva y fuentes de alimentación interrumpibles. Las fuentes de CD para un inversor pueden ser celdas de combustible, baterías, celdas solares u otras fuentes de CD.

2.2 Implementación de inversores.

Los inversores son empleados en:

- Sistemas autónomos: Aquellos que obtienen su fuente de energía mediante baterías.

- SAI (Sistemas de alimentación in-interrumpidas): Son sistemas que usan una fuente de CD para alimentar una carga en caso de una falla en la alimentación principal para evitar la pérdida de alimentación por ser instalaciones críticas.

- Control de velocidad de motores en CA: Se usa la tensión de la red normal pasando por un rectificador para obtener la fuente en CD y a continuación el inversor podrá variar la velocidad del motor.

- Interconexión con la red: También se usan los inversores en parques de generación de energía alternativa como son las celdas solares y celdas de combustión, ya que estas generan energía en CD porque es necesario convertirla en CA para poder realizar la interconexión a la red.

2.3 Clasificación de los inversores.

2.3.1 Inversor de alimentación en voltaje (VSI).

Los inversores de voltaje son conversores estáticos, destinados a controlar el flujo de energía eléctrica entre una fuente de tensión continua y una fuente de corriente alterna, monofásica o polifásica con control de los niveles de tensión y de la frecuencia dependiendo de la aplicación [3].

2.3.2 Inversor de alimentación en corriente (CSI)

Un inversor de corriente actúa como una fuente de corriente, esta se mantiene constante independientemente de la carga en el inversor y se obliga a cambiar el voltaje de salida. Como siempre debe haber una corriente continua desde la fuente, siempre debe tener 2 interruptores cerrados, uno superior y otro inferior [3]. El diagrama eléctrico de un inversor monofásico se muestra en la figura 2.1.

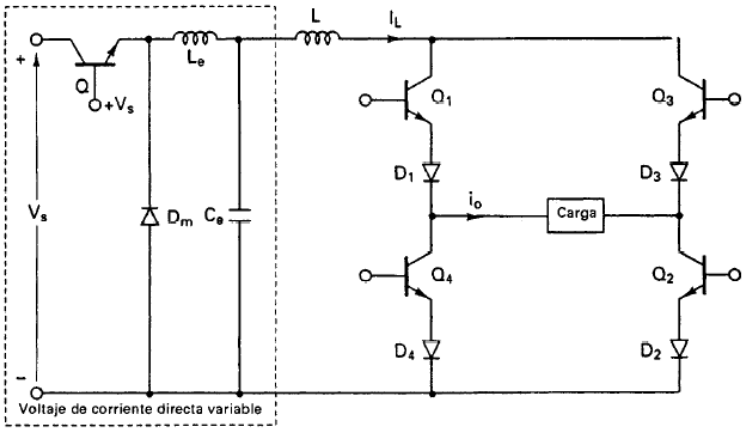


Figura 2.1 Inversor transistorizado con fuente de corriente.

Si dos interruptores uno inferior y otro superior conducen al mismo tiempo, el valor de la corriente será $\pm I_L$, siendo el estado de conmutación uno, mientras que, si esos interruptores están abiertos al mismo tiempo, el estado de conmutación es cero, son necesarios los diodos en seria con los transistores para evitar los voltajes inversos en los transistores. La forma de onda de la corriente se puede observar en la figura 2.2

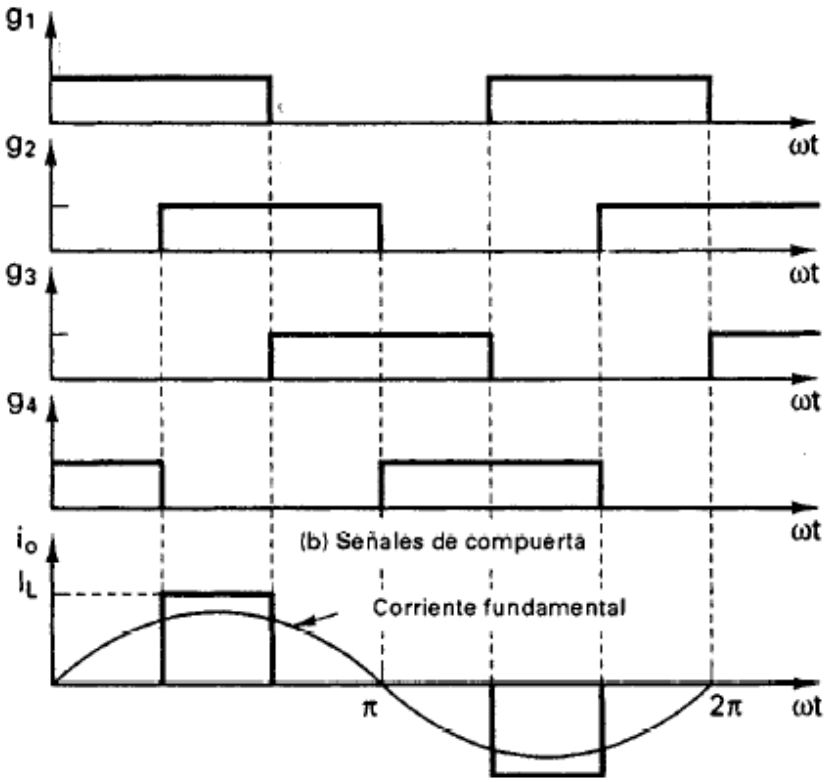


Figura 2.2 Corriente de carga.

2.3.3 Inversores monofásicos

2.3.3.1 Inversor de medio puente

La construcción del circuito de un inversor de medio puente es sencillo, se conectan dos condensadores iguales en la entrada de CC y su unión estará a potencia media, con una tensión de $\frac{1}{2}V_d$ atreves de cada condensador; Se debe usar una capacitancia lo bastante grande para que sea razonable suponer que el potencial en el punto *"o"* permanezca esencialmente constante con respecto a la fuente de CC.

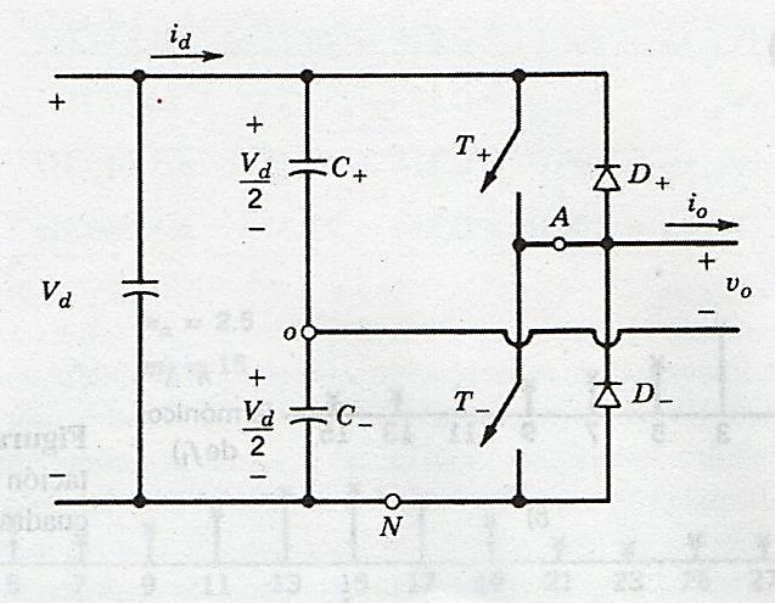


Figura 2.3 Funcionamiento básico del inversor de medio puente.

La forma de onda a la salida de este tipo de inversor es como la mostrada en la figura 2.4, donde ser debe notar que, sin importar los estados de los interruptores la corriente entre los condensadores C_+ y C_- se divide en partes iguales, cuando T_+ esta encendido, T_+ o D_+ conduce según el sentido de la corriente de salida, e i_o se divide en partes iguales entre los dos condensadores de la misma manera cuando el interruptor T_- está activo, T_- o D_- conduce según el sentido de i_o, e i_o se divide en partes iguales entre los condensadores. Por lo tanto, los condensadores C_+ y C_- están conectados en paralelo en ruta de i_o, esto explica por qué la unión *o* permanece a potencia media [2].

Como i_o debe fluir a través de la combinación paralela de C_+ y C_-, i_o en estado permanente no puede tener un componente de CC, por lo tanto, estos condensadores actúan como bloqueo de CC. En los inversores de medio puente, los voltajes y corrientes nominales pico de los interruptores son los siguientes [2]:

$$V_T = V_d \tag{2.1}$$

$$I_T = i_{o,pico} \tag{2.2}$$

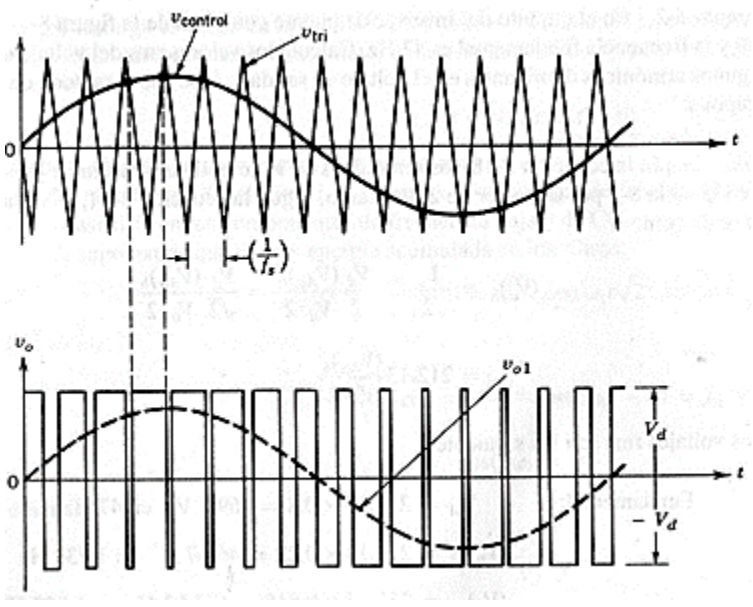


Figura 2.4 PWM con conmutación por voltaje bipolar

Las características principales de un inversor de medio puente se pueden resumir en los siguientes puntos [10]

- La señal de salida es una onda cuadrada por lo que tiene un alto contenido de armónicos.
- La amplitud de la señal de salida no es controlable, su valor se determina por la fuente del inversor.
- EL inversor de medio puente no modula la frecuencia de salida, es igual a la conmutación de los interruptores.
- La tensión que soportan los interruptores corresponde al doble de la amplitud de la señal cuadrada de salida.

2.3.3.2 Inversor de puente completo

En la imagen 2.5 se muestra el esquema eléctrico de un inversor de puente completo, que se compone de 4 interruptores agrupados en 2 ramas, en la primera se encontraran los interruptores Q_1 y Q_2 y en la segunda rama con los interruptores Q_3 y Q_4.

Al disponer de más interruptores que el inversor de medio puente, el inversor de puente completo tiene un mayor número de estado pero se eliminan aquellas combinaciones que dan lugares a cortos circuitos en las ramas y también aquellos en los cuales la carga se desconecta, dejando solo cuatro estados factibles, estas combinaciones son mostradas en la figura 2.6, la tensión de salida puede tener tres valores $+V_E$, $-V_E$ y 0. Esta característica del inverso de puente completo brinda mayores posibilidades de control. Las estrategias de control más simples en un inversor de puente completo son sin deslizamiento de fase y con deslizamiento de fase [1].

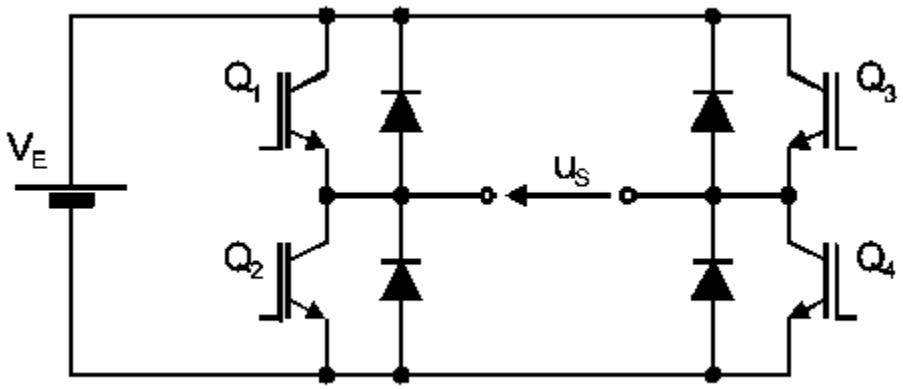


Figura 2.5 Esquema eléctrico de inversor puente completo.

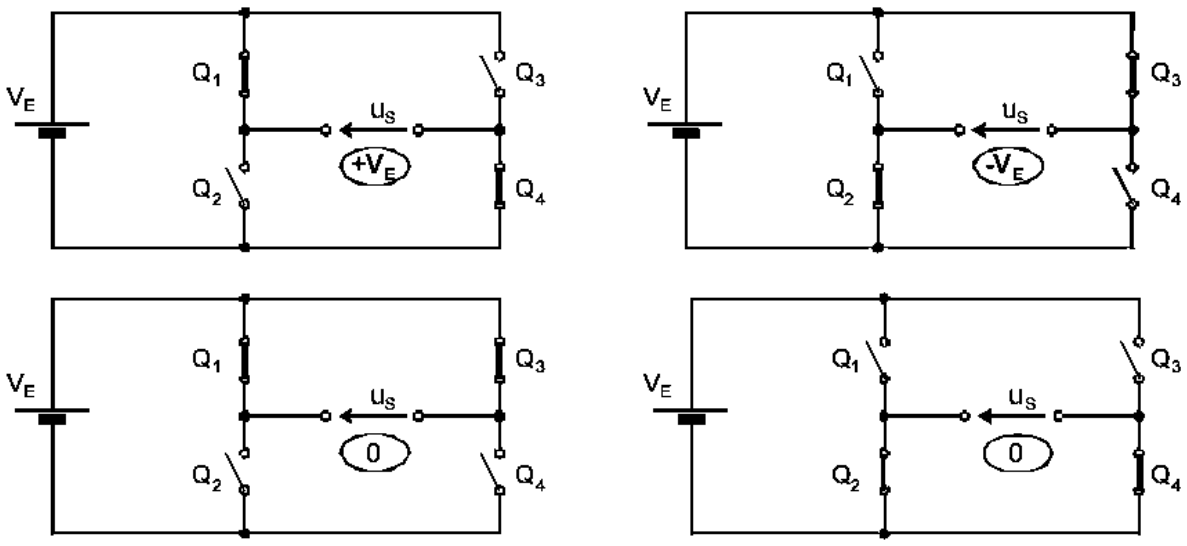


Figura 2.6 Combinaciones posibles en un inversor puente completo.

El inversor de puente completo tiene como ventaja; que con la misma tensión de entrada en CC del inversor de medio puente, entrega el doble de tensión máximo a la salida del inversor, lo que implica que la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de los interruptores conforman la mitad de las corrientes de un inversor de medio puente. Esto en niveles de potencia más alta, es una clara ventaja sobre el inversor de medio puente ya que requiere menos conexiones en paralelas de dispositivos.

El control sin deslizamiento de fase se hace conmutando alternamente los interruptores de cada diagonal. Es decir, la mitad de cada periodo Q1 y Q4 y para la otra mitad del periodo Q2 y Q3 obteniéndose de esta forma una señal cuadrada de salida.

En la tabla 3.1 se pueden observar los estados de conmutación del inversor donde transistores Q1 y Q4 funcionan como los dispositivos de conmutación S1 y S4 respectivamente. Si al mismo tiempo conducen dos interruptores uno superior y otro inferior de modo que la tensión de salida sea $\pm V_S$, la tensión rms de salida se puede calcular con [1]:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o}\int_0^{T_o/2} V_s^2 dt\right)^{1/2} \quad (2.3)$$

Estado	Estado No.	Estado del interruptor*	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	Componentes que conducen
S1 y S2 cerrados S4 y S3 abiertos	1	10	Vs/2	-Vs/2	Vs	S1 y S2 si i_o>0 D1 y D3 si i_0<0
S4 y S3 cerrados S1 y S2 abiertos	2	01	-Vs/2	Vs/2	-Vs	D4 y D3 si i_o>0 S4 y S3 si i_0<0
S1 y S3 cerrados S4 y S2 abiertos	3	11	Vs/2	Vs/2	0	S1 y D3 si i_o>0 D1 y D3 si i_0<0
S4 y S2 cerrados S1 y S3 abiertos	4	00	-Vs/2	-Vs/2	0	D4 y S2 si i_o>0 S4 y D2 si i_0<0
S1, S2, S4 y S3 abiertos	5	off	Vs/2 -Vs/2	-Vs/2 Vs/2	Vs -Vs	D4 y D3 si i_o>0 D4 y D2 si i_0<0

Tabla 2.1 Estados de los interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje monofásico completo

Se puede aplicar la siguiente ecuación para expresar la tensión instantánea de salida en forma de serie de Fourier:

$$v_o = \sum_{n=1,2,5\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} sen\ n\omega t \quad (2.4)$$

Y para n=1 la ecuación 2.4 expresa el valor rms de la componente fundamental

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_s \quad (2.5)$$

La corriente instantánea i_o está dada por la ecuación siguiente:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}} sen(n\omega t - \theta_n) \quad (2.6)$$

Donde $\theta_n = tan^{-1}(n\omega L/R)$

Cuando los diodos D1 y D2 conducen la energía regresa a la fuente de CC y por lo tanto estos diodos se les conocen como diodos de retroalimentación.

La corriente de alimentación de CC, sin tener en cuenta las pérdidas de balance instantáneo, la potencia será:

$$v_s(t)i_s(t) = v_o(t)i_0(t) \quad (2.7)$$

Para una carga inductiva y una frecuencia de conmutación alta, se puede suponer que la corriente i_o de carga y la tensión de salida son sinusoidales. Ya que la tensión de alimentación de CC permanece constante, $v_s(t) = V_s$ obteniéndose:

$$i_s(t) = \frac{1}{V_s}\sqrt{2V_{o1}}sen(\omega t)\sqrt{2I_o}\ sen(\omega t - \theta_1) \quad (2.8)$$

Esta ecuación puede simplificarse para determinar la corriente de CC de alimentación como:

$$i_s(t) = \frac{V_{o1}}{V_s} I_o cos(\theta_1) - \frac{V_{o1}}{V_s} I_o cos(2\omega t - \theta_1) \quad (2.9)$$

Dónde:

V_{o1} es el voltaje rms fundamental de salida

I_o es la corriente rms de la carga

Θ_1 es el ángulo de impedancia de la carga a la frecuencia fundamental

La ecuación 2.9 nos indica que hay presente un armónico de segundo orden de la magnitud que la corriente de alimentación de CC. Esta armónica se inyecta de regreso a la fuente de tensión de CC, el diseño debe garantizar de este modo un voltaje CC de enlace casi constante.

2.3.3.3 Puente completo sin deslizamiento de fase

Este tipo de control se hace conmutando alternamente los interruptores de cada diagonal, es decir, la mitad del periodo permanece cerrado Q_1 y Q_4 y en otra mitad del periodo los que permaneces cerrados son Q_2 y Q_3, de esta forma se obtiene una señal de onda cuadrada de amplitud V_E tal como se puede apreciar en la figura 2.7 [10]

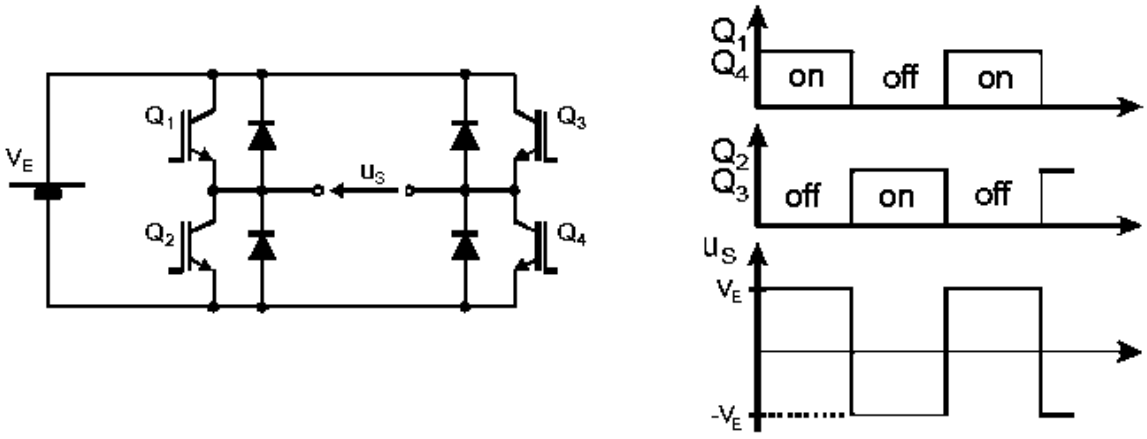


Figura 2.7 Puente completo sin deslizamiento de fase.

2.3.3.4 Puente completo con deslizamiento de fase

En el método de puente completo con deslizamiento las dos ramas que componen el puente completo trabajan desfasadas 180° entre sí. Al modifica este ángulo de desfase se obtendrán intervalos donde los dos transistores superiores Q_1 y Q_3 o los transistores inferiores Q_2 y Q_4 se mantendrán cerrados como se muestra en la figura 2.8, con esto se modifica la onda cuadrada ya que esta tendrá intervalos con un valor de cero [10].

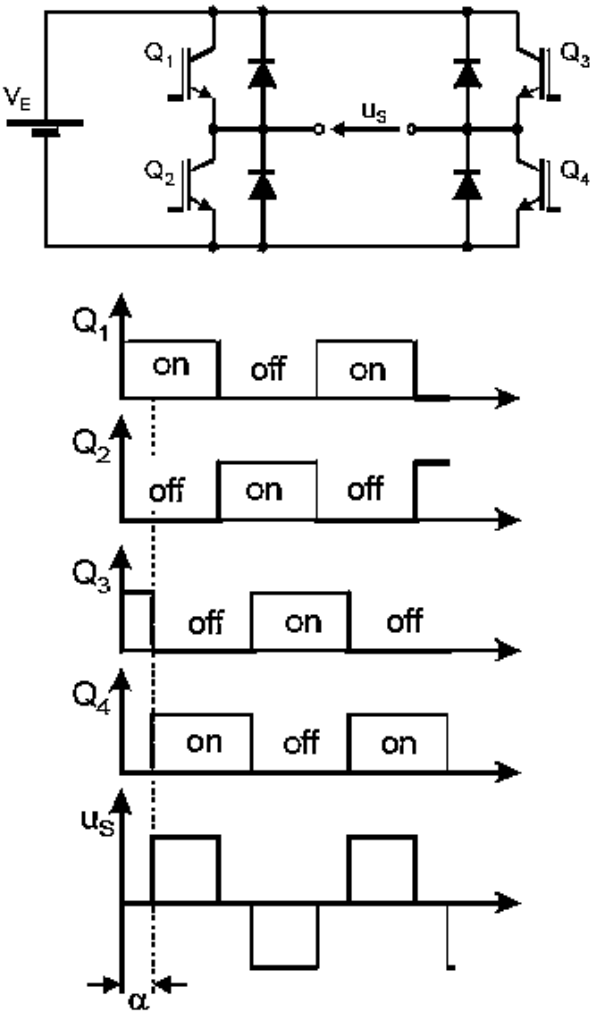


Figura 2.8 Inversor puente completo con deslizamiento de fase.

Mediante el ángulo α entre las señales de control en ambas ramas se puede modificar la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida. Otra ventaja del deslizamiento es la presencia de menos armónico ya que la forma de onda obtenida es más aproximada a una sinusoidal.

Las características de un inversor de puente completo se pueden resumir en los siguientes puntos [10]:

- La tensión de salida puede tomar 3 valores $+V_E$, $-V_E$ y 0, esta característica aumenta el control en comparación con otras formas de inversores.
- Permite el control de la amplitud de la tensión de salida, modificando el ángulo α de deslizamiento se puede ajustar la amplitud del armónico fundamental de salida y controlar así la potencia de salida.
- Permite reducir los armónicos en la tensión de salida, el empleo de los intervalos con tensión de salida igual a cero permite obtener una forma de onda de salida más cercana a una sinusoide.

2.3.3.5 Inversor push-pull

Este inversor cuenta con una topología que emplea dos interruptores controlados y un transformador para obtener una onda cuadrada en el secundario como se ve en la figura 2.9, como en el inversor de medio puente se conmutan ambos interruptores con una señal de control y así cuando Q_+ está cerrado se aplica una tensión en el semi-devanado inferior del primario del trasformador que induce una tensión positiva U_S, cuando Q_+ abre y Q_- cierra se induce la parte superior de semi-devanado del primario que induce una tensión negativa al secundario [10].

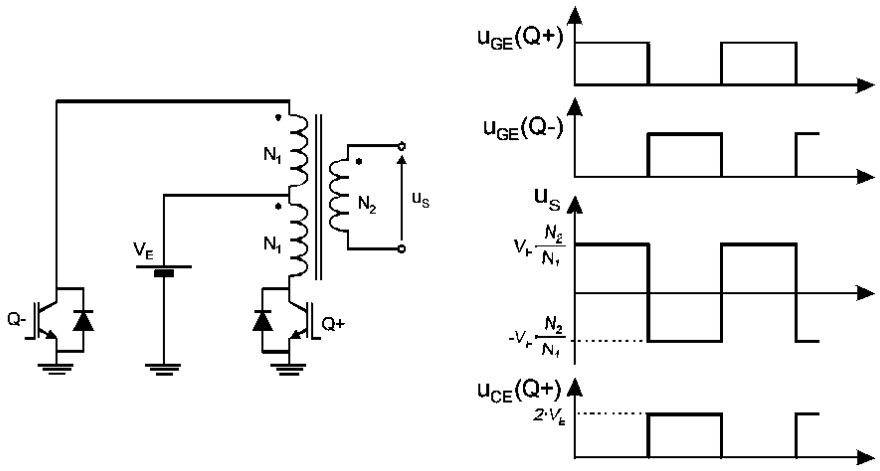


Figura 2.9 Configuración del inversor Push-pull.

Las características de un inversor push-pull se pueden enlistar de forma resumida como se muestra a continuación [10]:

- Este tipo de inversor proporciona una onda cuadrada por lo que tiene un alto contenido armónico.
- La amplitud de la señal de salida es proporcional a la señal de entrada por lo cual la amplitud no es controlable.
- En el inversor push-pull la frecuencia de la señal de salida es variable
- La tensión máxima que soportan los interruptores es el doble de la tensión de salida.

2.4 Inversores Trifásicos

Los inversores trifásicos normalmente son usados en aplicaciones de gran potencia por lo general se usan tres inversores monofásicos de medio puente o puente completo conectados en paralelo como se ve en la figura 2.10, para formar el inversor trifásico. Las señales de control se deben adelantar o atrasar 120° entre sí, para obtener los tres voltajes trifásicos balanceados. Los devanados del primario deben estar aislados entre si mientras que los devanados del secundario pueden conectarse en estrella o delta, en estos casos comúnmente se conecta el secundario del trasformador en delta para eliminar los armónicos múltiplos de tres que aparecen en la salida del inversor. En el arreglo que se observa en la figura 2.10 se requieren tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos. Si las magnitudes y fases de cada voltaje de salida de los inversores monofásicos no están balanceados, los voltajes trifásicos estarán desbalanceados [2].

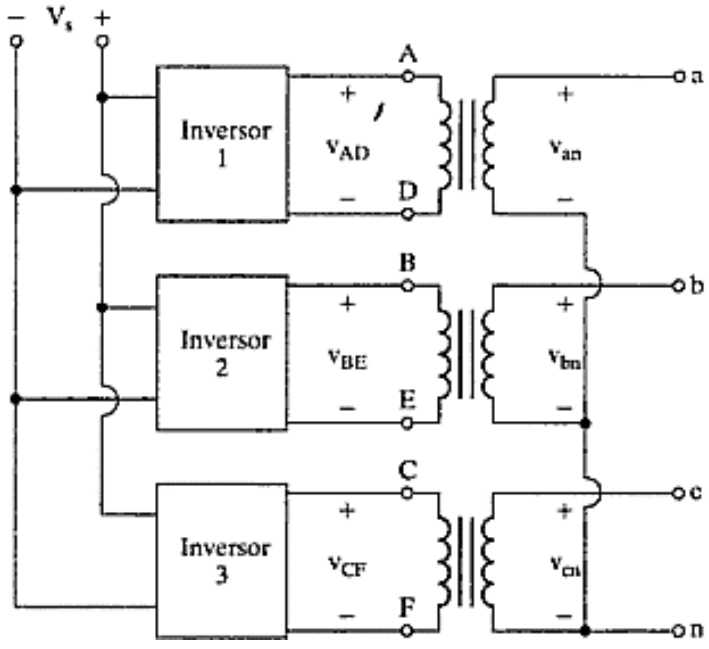


Figura 2.10 Diagrama de conexión de 3 inversores monofásicos conectados en paralelo.

En los inversores trifásicos, nos debemos preocupar solo de los armónicos en la tensión de línea a línea. Los armónicos de salida de cualquiera de las fases son iguales a los armónicos que se observan en la figura 2.4, donde los armónicos impares existen como bandas laterales, centradas alrededor de m_f mientras esta sea impar. Solo cuando consideremos los armónicos m_f, la diferencia de fase entre el armónico m_f en V_{AN} y V_{BN} es 120° m_f. Esta diferencia entre fases será equivalente a cero si m_f es impar y múltiplo de tres. De este modo algunos armónicos son eliminados [2].

2.4.1 Inversor trifásico 180°

En este inversor cada transistor conduce durante 180°, en cualquier momento hay tres transistores encendidos; cuando se activan el transistor Q_1, la terminal *a* esta conectada con la terminal positiva de la fuente de entrada de CD y cuando enciende el transistor Q_4, la terminal *a* se conecta con el lado negativo. Existen seis modos de operación en el ciclo y la duración de cada modo es de 60°.

Los transistores se numeran en el orden de sus señales de disparo, es decir, 123, 234, 345, 456, 561, 612. Las ordenes de disparo cómo se puede ver en la figura 2.11 están desplazadas 60° entre sí para obtener voltajes trifásicos balanceados [1].

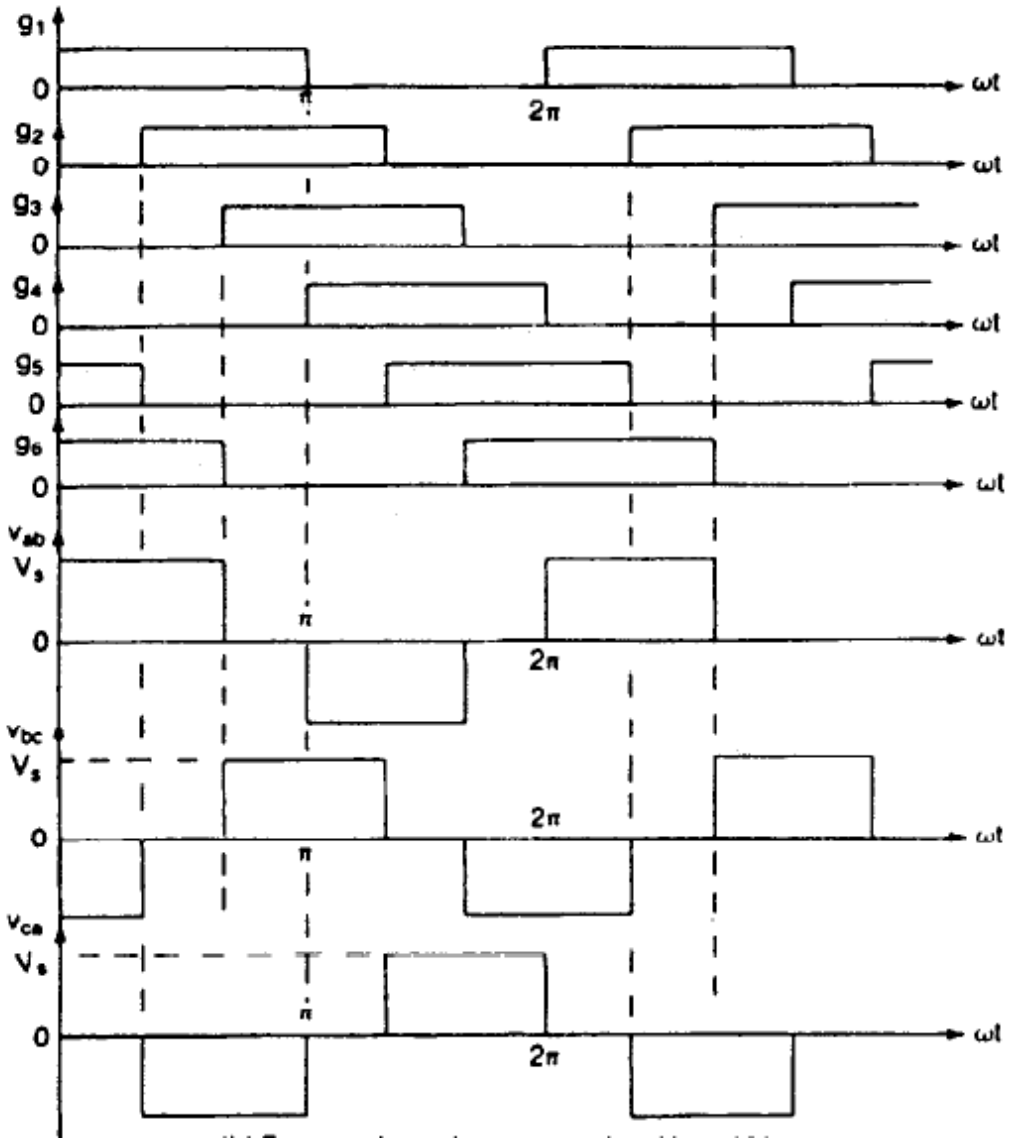


Figura 2.11 Formación de onda para inverso 180°.

2.4.2 Inversor trifásico 120°

En este tipo de inversor, cada transistor conduce durante 120°, en cualquier momento hay dos transistores que están encendidos y cuenta con tres modos de operación y como se observa en la figura 2.12, se ven los circuitos equivalentes para una carga conectada en Y. Durante el modo 1, para wt <π/3, los transistores 1 y 6 conducen, en el modo 2 para π/3 ≤ *wt* ≤ 2π/3, los transistores 1 y 2 conducen y durante el modo 2π/3 ≤*wt* <π, los transistores 2 y 3 conducen [1].

Las señales de disparo se pueden observar en la figura 2.13. El orden de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61.

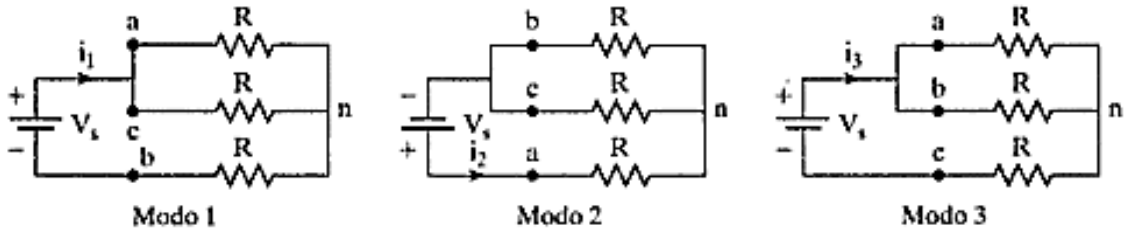


Figura 2.12 circuito equivalente para una carga resistiva conectada en Y.

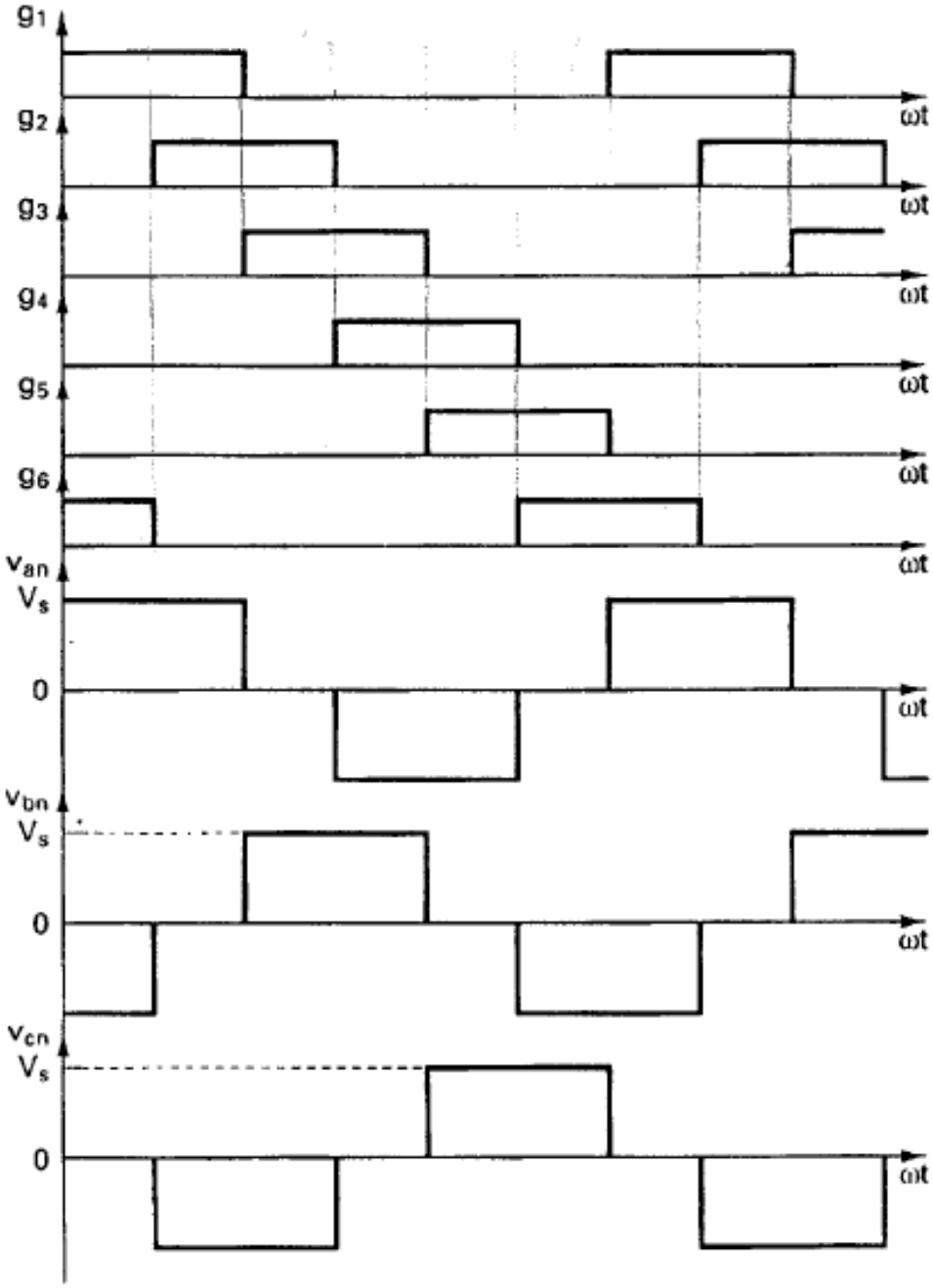


Figura 2.13 Formación de onda para un inversor 120°.

2.5 Contenido armónico en inversores de onda cuadrada

Para muchas aplicaciones es preciso obtener una señal aproximada a una sinusoide, por lo cual un análisis de contenido armónico es esencial para determinar la topología o la metodología de control del inversor [10].

2.5.1 Contenido armónico de un inversor de onda cuadrada sin deslizamiento

En los inversores de onda cuadrada sin deslizamiento como son; un inversor de medio puente, el inversor puch-pull y el inversor puente completo sin deslizamiento de fase, el contenido armónico es muy balanceado, se puede aplicar un desarrollo de la serie de Fourier a la forma de onda que tomaremos como referencia de la figura 2.14, se obtiene la siguiente ecuación para una amplitud de armónico de orden *n* [10].

$$V_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T v(t) \cdot sen\left(n \cdot \frac{2\pi}{T} \cdot t\right) dt \qquad (2.10)$$

Si se sustituye la expresión v (t) y si se realiza un cambio de variable $\theta = \frac{2\pi}{T}$ se obtiene:

$$V_n = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_E \cdot sen(n \cdot \theta) d\theta \qquad (2.11)$$

Integrando:

$$V_n = \frac{2 \cdot V_E}{n \cdot \pi} \cdot \left(1 - cos(n \cdot \pi)\right) \qquad (2.12)$$

Por lo que la amplitud de la componente fundamental es:

$$V_1 = \frac{4 \cdot V_E}{\pi} \qquad (2.13)$$

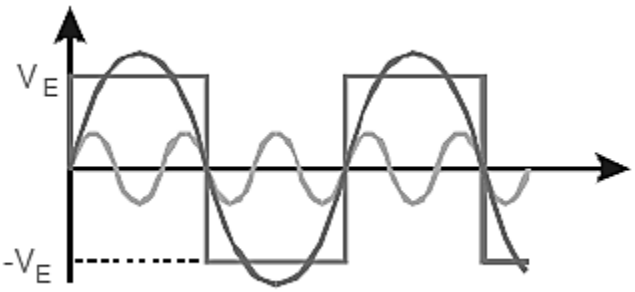


Figura 2.14 Análisis armónico de onda cuadrada de un inversor sin deslizamiento.

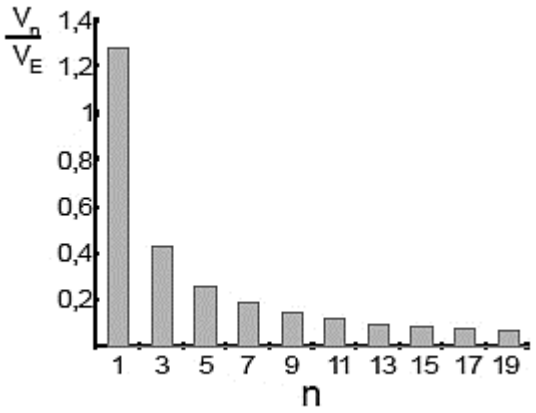


Figura 2.14 Contenido armónico de una onda cuadrada.

La gráfica de la figura 2.15 muestra el contenido armónico de una onda cuadrada calculado con la ecuación 3, el THD (Total Harmonic Distortion) que se obtiene es del 48%.

2.5.2 Contenido armónico de un inversor de onda cuadrada con deslizamiento.

Cuando se usa un inversor de puente completo con deslizamiento de fases se presenta un intervalo de valor cero en la salida del inversor, esto provoca que el contenido armónico se reduzca en mayor o menor medida dependiendo del ángulo de desfase α [10]

Planteando el desarrollo en serie de Fourier según la figura 2.16 y tomando en cuenta la forma de onda cosenoidal, se puede obtener la amplitud del armónico de orden *n* mediante la integración en un cuarto del periodo.

$$V_n = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}-\frac{\alpha}{2}} V_E \cdot cos(n \cdot \theta) d\theta \qquad \text{Para n=1, 3, 5…} \qquad (2.14)$$

Integrando a partir de la expresión anterior se obtiene:

$$V_n = \frac{4 \cdot V_E}{n \cdot \pi} \cdot sen\left(n \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right)\right) \qquad \text{Para n=1, 3, 5…} \qquad (2.15)$$

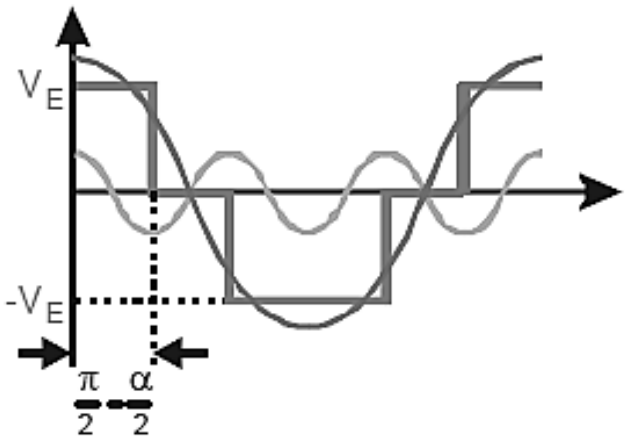


Figura 2.16 Análisis armónico de onda cuadrada de un inversor con deslizamiento

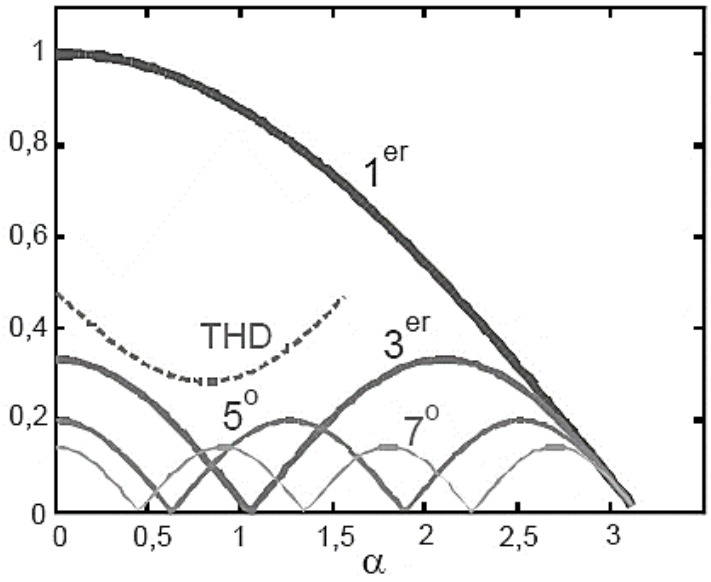


Figura 2.17 Contenido armónico de un inversor con deslizamiento en función del ángulo α.

En la imagen 2.17 se puede observar el comportamiento de los armónicos desde el tercero hasta el séptimo en función del ángulo de deslizamiento α, también se observa que el THD mínimo es alcanzado en un ángulo α cercano a π/3.

2.6 Transistores de potencia.

Los transistores de potencia, funcionan de la misma manera que un transistor convencional, solo diferenciándose de estos porque pueden soportar altas tensiones y corrientes. Los transistores de potencia son usados como elementos de conmutación, son operados en la región de saturación y producen una pequeña caída de tensión como se ve en la figura 2.18; además son usados frecuentemente en rectificadores (CA a CD) e inversores (CD a CA), ya que tienen una velocidad mayor de conmutación que los tiristores, los transistores para estos propósitos son

conectados con diodos en paralelo inverso para proporcionar un flujo bidireccional de corriente. Los transistores se clasifican en [1]

- Transistor bipolar de unión (BJT)
- Transistor de efecto de campo de metal oxido semiconductor (MOSFET)
- Transistor de inducción estática (SIT)
- Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)
- Transistor COOLMOS

Los transistores de potencia antes mencionados pueden ser vistos idealmente como interruptores y pueden ser usados como tales mientras sus especificaciones de corriente y tensión cumplan con los requerimientos del convertidor que se esté diseñando.

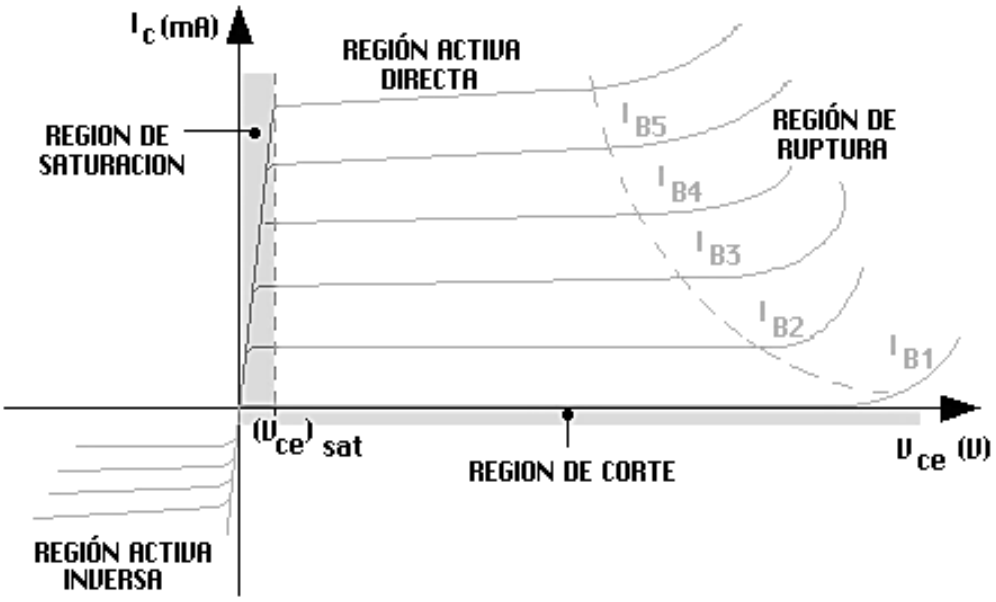


Figura 2.18 Curva de transistor NPN.

Ya que en los transistores reales difieren de un interruptor ideal, se deben tener en cuenta las características y limitaciones nominales de cada tipo de transistor, para elegir su aplicación.

Los transistores pueden tener tres tipos de configuraciones posibles, emisor común, base común y colector común: se puede ver en la figura 2.19, la configuración de emisor común para un transistor NPN, que es el más usado en las aplicaciones de conmutación, se puede observar como entra la corriente de base I_B, contra la tensión base-emisor V_{BE}.

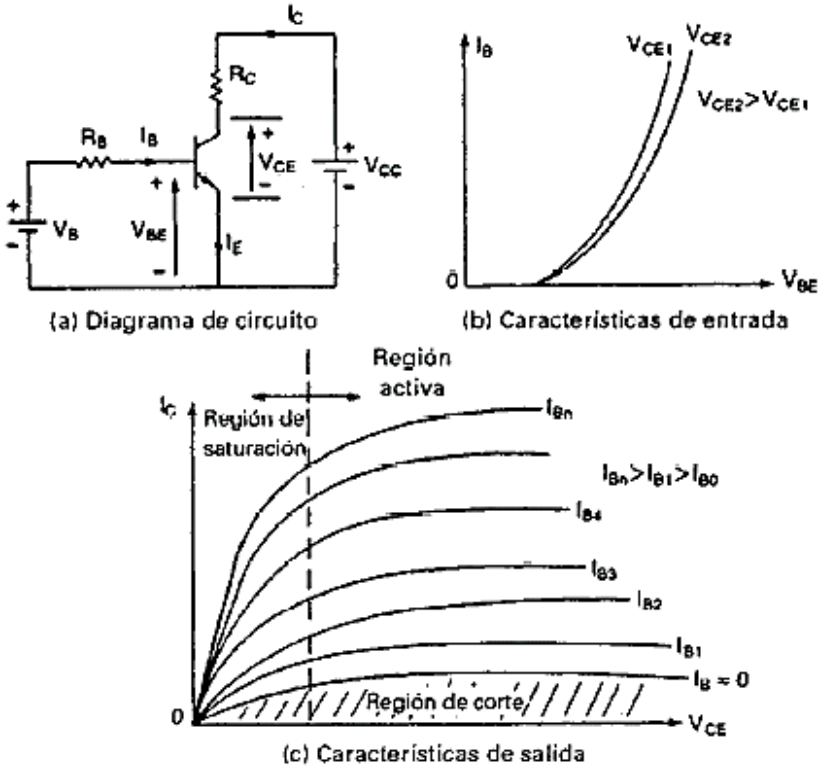


Figura 2.19 Características de los transistores NPN.

Los transistores tienen tres regiones de operación, activación, corte y saturación. En la región de saturación la corriente de la base I_B es lo suficientemente alta para que la tensión entre colector-emisor sea baja por lo que en esta región el transistor actúa como un interruptor. En la región activa, la corriente del colector I_C queda ampliada por una ganancia y la tensión colector-emisor V_{CE} disminuye tanto como la corriente, por ello se dice que en esta región el transistor actúa como un amplificador. Por último, la región de corte, el transistor esta desactivado ya que la corriente de base no es suficiente para activarlo teniendo el emisor y colector una polarización inversa [1].

2.6.1 Transistor bipolar de unión (BJT)

EL transistor bipolar de unió muy a menudo solo llamado transistor, está constituido por tres semiconductores de característica *p* y *n*, dispuestos como un emparedado, siendo el semiconductor denominado base el que se encuentra en el centro y este suele ser muy delgado, los semiconductores de los extremos son de signo opuesto a los de la base y se les denomina emisor y colector de acuerdo con la acción que realicen. Cada uno de estos semiconductores tiene su respectivo contacto para que el transistor cuente con tres terminales. La disposición de los semiconductores puede ser un NPN o un PNP como se muestra en la figura 2.20, también se puede visualizar la polarización de las tensiones y la dirección de las corrientes, cuando el transistor está operando en la región activa, esta región de operación se produce cuando se conecta el emisor y la base esta polarizada de forma directa, mientas que la unión entre el colector y la base se denomina polarización inversa [5].

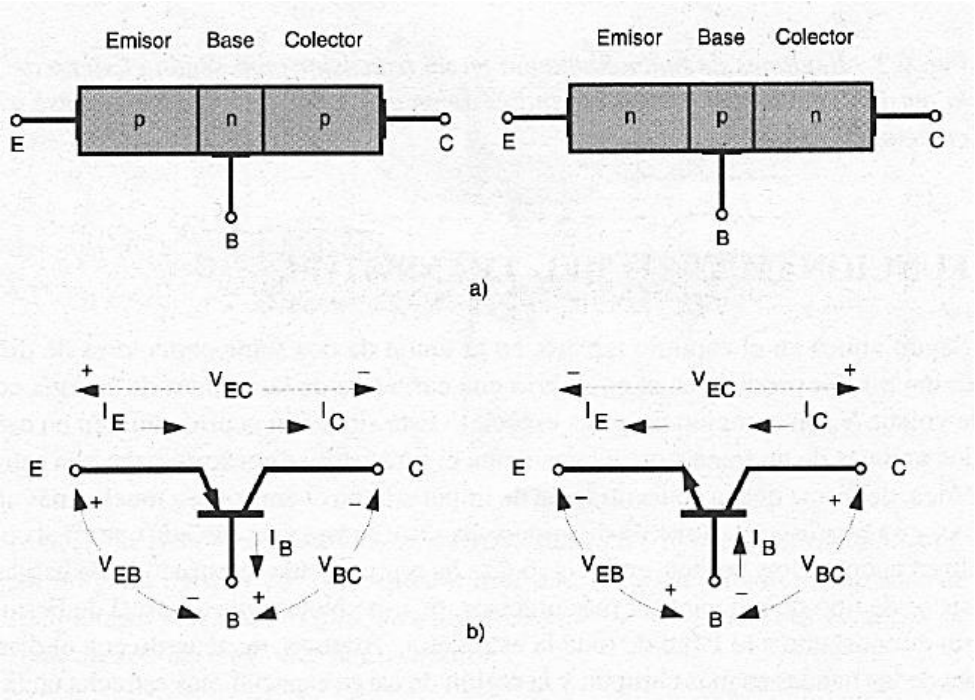


Figura 2.20 Transitar bipolar de unión.

Como se mencionó anteriormente la configuración más común para aplicaciones de conmutación es un transistor NPN conectado en emisor común como se muestra en la figura 2.21(a), se puede observar el comportamiento de la corriente de base I_B en la figura 2.21(b) en función del voltaje base-emisor V_{BE} y se observan las curvas características de salida de corriente del colector I_C en función del voltaje colector-emisor V_{CE}, Figura 2.21(c) [1].

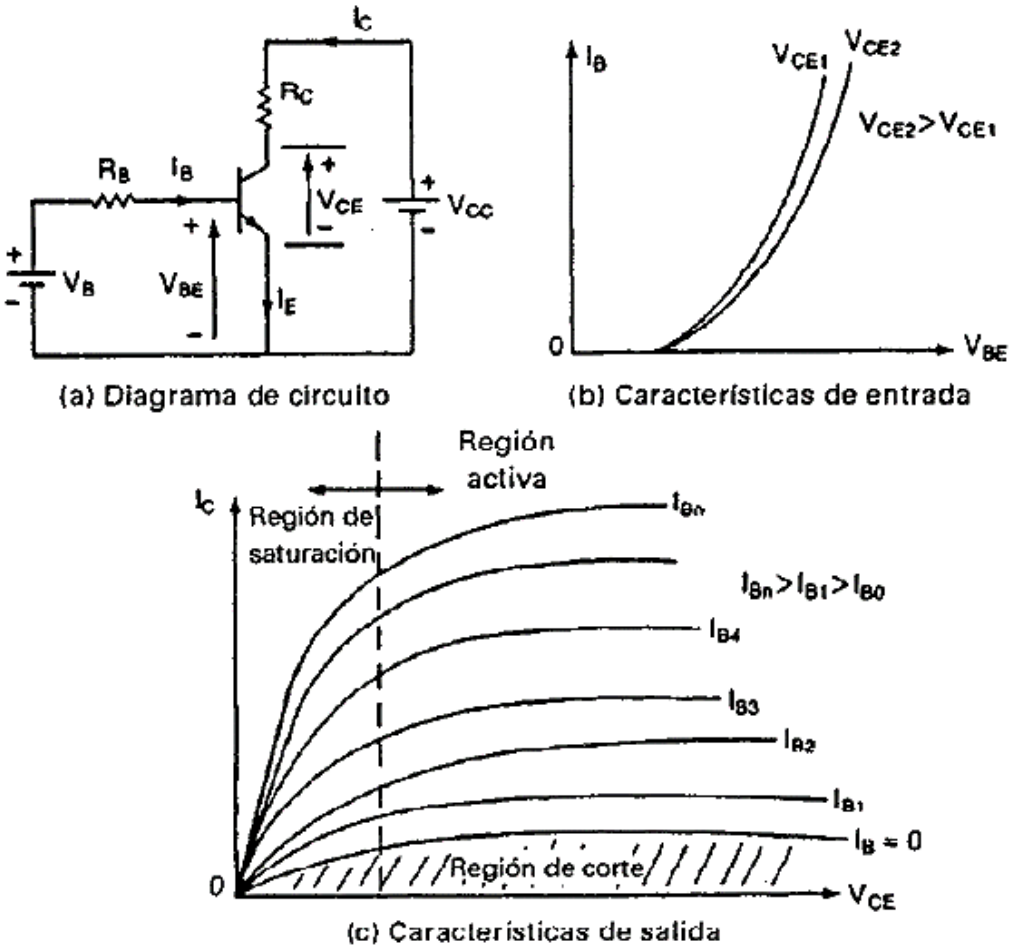


Figura 2.21 Características de un transistor BJT NPN

EL modelo de un transistor NPN se muestra en la figura 2.22, que opera en corriente directa, la ecuación de la corriente es:

$$I_E = I_C + I_B \tag{2.16}$$

La corriente de base I_B se considera la corriente de entrada y la corriente del colector I_C es la corriente de salida. La relación de la corriente del colector I_C entre la corriente de base I_B se conoce como ganancia de corriente en sentido directo β_F.

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \tag{2.17}$$

La corriente del colector I_C tiene dos componentes, una debido a la corriente base I_B y la segunda es la corriente de fuga de la unión colector base polarizada inversamente.

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CEO} \tag{2.18}$$

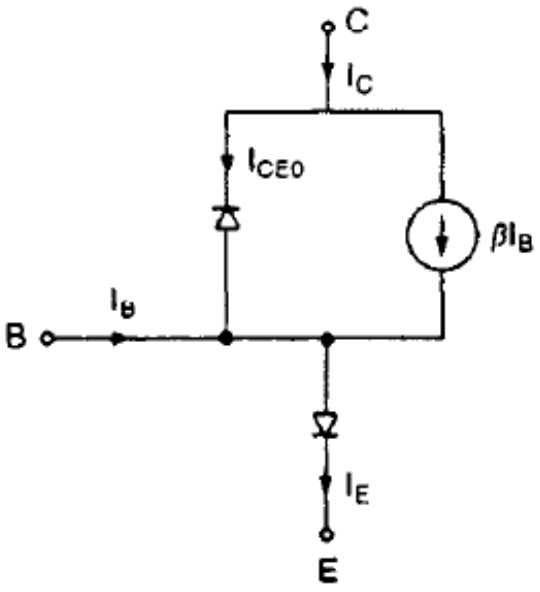


Figura 2.22 Transistor modelo NPN.

Donde I_{CEO} es la corriente de fuga de colector a emisor, con la base en circuito abierto y se puede considerar despreciable en comparación a $\beta_F I_B$.

De las ecuaciones 2.19 y 2.22 podemos partir para calcular la corriente del emisor:

$$I_E = I_B(1 + \beta_F) + I_{CEO} \quad (2.19)$$

$$I_E \approx I_B(1 + \beta_F) \quad (2.20)$$

$$I_E \approx I_C(1 + \frac{1}{\beta_F}) \quad (2.21)$$

$$I_E = I_C \cdot \frac{\beta_{F+1}}{\beta_F} \quad (2.22)$$

Tomando $\beta_F >> 1$, la corriente del colector se expresa como:

$$I_C \approx \alpha_F I_E \quad (2.23)$$

Donde podemos relacionar α_F con β_F.

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \quad (2.24)$$

En la figura 2.23 se puede observar el circuito equivalente de un transistor que actúa como un interruptor y con este circuito se pueden encontrar las siguientes ecuaciones:

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} \quad (2.25)$$

$$V_C = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{2.26}$$

$$V_C = V_{CC} \frac{\beta_F R_C}{R_B} (V_B - V_{BE}) \tag{2.27}$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \tag{2.28}$$

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \tag{2.29}$$

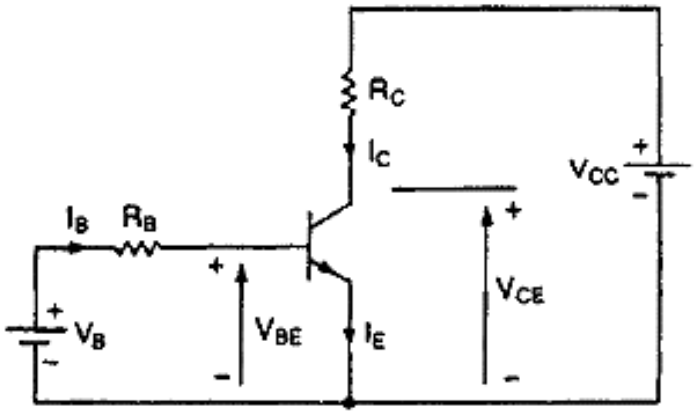


Figura 2.23 Transistor en configuración como interruptor.

Como se ve en la ecuación 2.29 siempre que $V_{CE} \geq V_{BE}$ la unión colector-base (CBJ), el transistor se encontrara en la región activa y tendrá una polarización inversa. Para conocer la corriente máxima del colector en esta región se usa la ecuación 2.32.

$$V_{CB} = 0 \quad y \quad V_{CE} = V_{CE} \tag{2.30}$$

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (2.31)$$

$$I_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \quad (2.32)$$

Para calcular la corriente de base I_{BM}

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_F} \quad (2.33)$$

Cuando la corriente de base I_B llega a un valor mayor que I_{BM}, el V_{BE} aumenta y la corriente de colector I_C también, porque el voltaje V_{CE} tendrá un valor menor que el voltaje V_{BE}. Si este aumento de corriente continua hasta que la unión colector-base tenga polarización inversa, con V_{BC} cerca de 0.5 V, el transistor pasara a la saturación. Un transistor en estado de saturación se puede definir como el punto arriba del cual todo aumento de corriente base no provoca cambios considerables en la corriente del colector [1].

En este estado la corriente del colector permanece casi constante, si el voltaje de saturación de colector a emisor $V_{CE\,(SAT)}$, la corriente del colector será:

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(SAT)}}{R_C} \quad (2.34)$$

Y el valor de la corriente base se puede calcular con:

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta_F} \quad (2.35)$$

Límites de conmutación

Los transistores tienen ciertas limitantes que se deben tener en cuenta y estos son [1]:

- **Segunda avalancha**: es un fenómeno destructivo que es provocado por el flujo de corriente de la base, que produce puntos calientes que pueden provocar un calentamiento excesivo suficiente para dañar el transistor. Así la segunda avalancha es provocada por aumento térmico localizado generando por una concentración de corriente alta, esta es provocada por defectos en la estructura del transistor. La segunda avalancha se presenta con unas ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo.

- **Área de operación en polarización directa**: Durante las condiciones de activación y estado activo, la temperatura promedio del transistor y la segunda avalancha limitan la capacidad de manejo de potencia del transistor. Por ello los fabricantes proporcionan las curvas área de operación en polarización directa o curvas FBSOA bajo condiciones específicas de operación, estas curvas nos muestran los límites de I_c y V_{CE} del transistor, para que la operación de este sea fiable ya que no puede disipar potencia mayor a la permitida por su curva FBSOA.

- **Área de operación segura en polarización inversa**: Durante el tiempo apagado del transistor, este es sometido a una gran corriente y un voltaje muy alto, cuando esté conectado en una polarización inversa, el voltaje de colector a emisor debe mantenerse a un nivel seguro, así como un nivel de corriente de colector para evitar problemas. Por ello los fabricantes proporcionan las curvas área de operación segura en polarización inversa o curvas RBSOA, donde se muestra el limite I_C-V_{CE} durante el apagado con polarización inversa.
- **Perdida de disipación de potencia**: En la figura 2.24 se muestra el circuito térmico equivalente de un transistor si la perdida de disipación de potencia total promedio es P_T, la temperatura del encapsulado será:

$$T_c = T_j - P_T R_{JC} \quad (2.36)$$

La temperatura del disipador de calor es:

$$T_s = T_C - P_T R_{CS} \quad (2.37)$$

La temperatura ambiente será dada por:

$$T_A = T_S - P_T R_{CS} \quad (2.38)$$

Y

$$T_J - T_A = P_T\left(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA}\right) \quad (2.39)$$

Donde

R_{JC} = Resistencia de la unión al encapsulado, °C/W.

R_{CS} = Resistencia del encapsulado al disipador, °C/W.

R_{SA} = Resistencia del disipador al ambiente, °C/W.

Normalmente la disipación máxima de potencia P_T se suele especificar a una T_C = 25°C, si la temperatura ambiente aumenta a un T_a= T_J=150°C el transistor no podrá disipar potencia. Por otro lado, si la temperatura ambiente es T_a =0°C el transistor disipa una potencia máxima, por lo que se debe tomar en cuenta la temperatura ambiente para predecir el comportamiento del transistor.

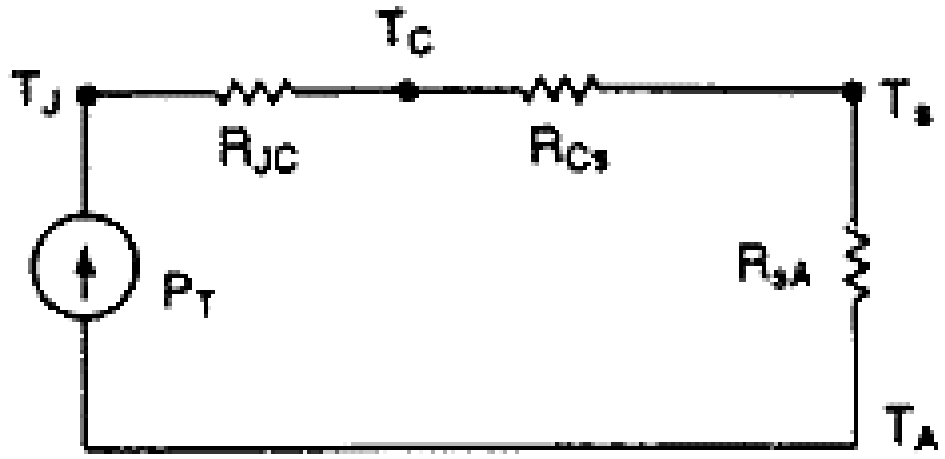


Figura 2.24 Circuito térmico equivalente de un transistor.

- **Voltaje de ruptura**: se define como el voltaje absoluto máximo entre dos terminales con la tercera abierta, en corto o en polarización en forma directa o inversa. Un voltaje de ruptura permanece constante mientras que la corriente aumenta con rapidez. Los fabricantes mencionan los siguientes voltajes de ruptura:

    - V_{EBO}: El voltaje máximo entre la terminal del emisor y la base con la terminal del colector abierta.
    - V_{CEV} o V_{CEX}: El voltaje máximo entre las terminales del colector y la terminal del emisor a un voltaje negativo especificado, aplicado entre la base y el emisor.
    - $V_{CEO\ (SUS)}$: El máximo voltaje de sostén entre la terminal del colector y la terminal del emisor, con la base en circuito abierto. Este valor se especifica según el voltaje y la corriente máxima del colector que aparecen de forma simultánea en el transistor y con su valor especificado de inductancia de carga.

2.6.2 Mosfet de potencia.

Un transistor Mosfet es un dispositivo controlado por voltaje, que solo requiere una pequeña entrada de corriente. En este tipo de transistor la velocidad de conmutación es muy alta y los tiempos de conmutación son del orden de nanosegundos. Estos transistores se están abriendo paso a un sin número de aplicaciones como pueden ser convertidores de baja potencia y altas frecuencias. Los transistores Mosfet no tienen problemas con la segunda avalancha como los transistores bipolares de unión (BJT). Pero el problema que afecta los transistores Mosfet son las descargas electroestáticas, requerimientos especiales para su manejo y su difícil protección contra fallas de corto circuito. Los transistores tipo Mosfet se subdividen en dos categorías Mosfet agotamiento y Mosfet enriquecimiento [2].

Mosfet agotamiento, con un canal tipo n se forma sobre un substrato de silicio de tipo p, como se ve en la figura 2.25, con dos regiones tipo n muy dopado para formar conexiones de baja resistencia, donde las compuertas están aisladas del canal por una película muy delgada de óxido. Las tres terminales de los transistores Mosfet son llamadas compuerta, drenaje y fuente. Normalmente el substrato se conecta a la fuente, el voltaje de compuerta es V_{GS} y puede ser positivo o negativo. Si V_{GS} es negativo algunos de los electrones en el canal n son expelidos y por ello es crean un área de agotamiento por debajo del substrato, provocando un canal efectivo más angosto y una mayor resistencia del drenaje de la fuente R_{DS}, si el voltaje V_{GS} se sigue volviendo cada vez más negativo, el canal ira disminuyendo hasta el punto que este desaparecerá y la resistencia R_{DS} tendrá un valor muy alto y con esto, no habrá paso de corriente del drenaje hacia la fuente I_{DS}=0, el valor de V_{GS} cuando R_{DS} es muy alto se le conoce como voltaje de estrechamiento V_P. Al contrario, si V_{GS} se hace positivo, el canal se incrementa haciéndose más ancho por lo que aumenta también I_{DS}, debido a la reducción de R_{DS} [1]

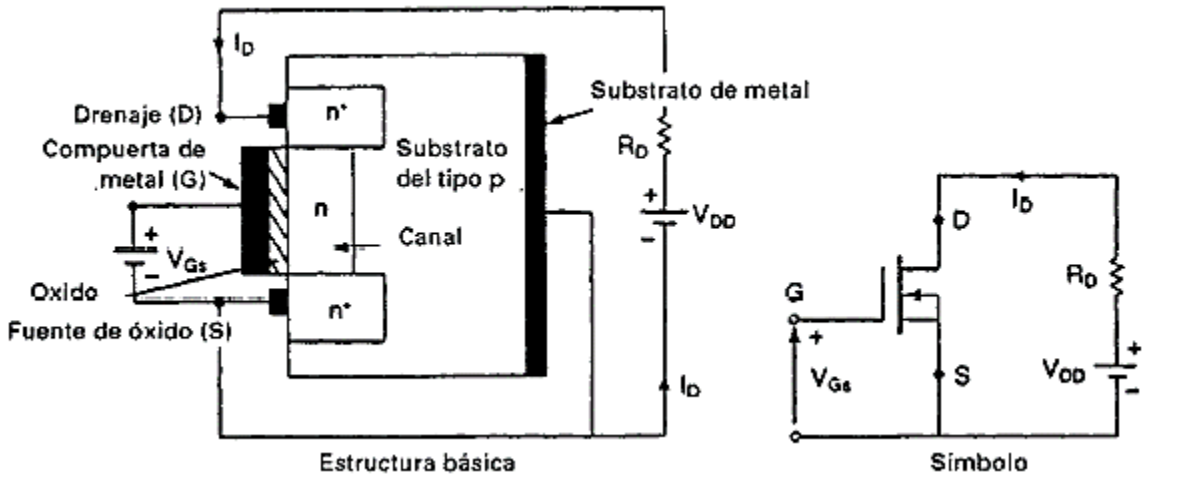


Figura 2.25 Estructura básica de un transistor Mosfet tipo agotamiento con canal n.

Un Mosfet enriquecimiento con un canal tipo n no cuenta con un canal físico, como se ve en la figura 2.26. Si V_{GS} es positivo, un voltaje inducido atrae a los electrones del sustrato p y los acumula bajo la capa de óxido. Cuando V_{GS} es mayor o igual al voltaje de umbral o voltaje de entrada V_T, llega el punto donde hay la suficiente cantidad de electrones hará formar un canal n virtual y la corriente logrará circular desde el drenaje hasta la fuente.

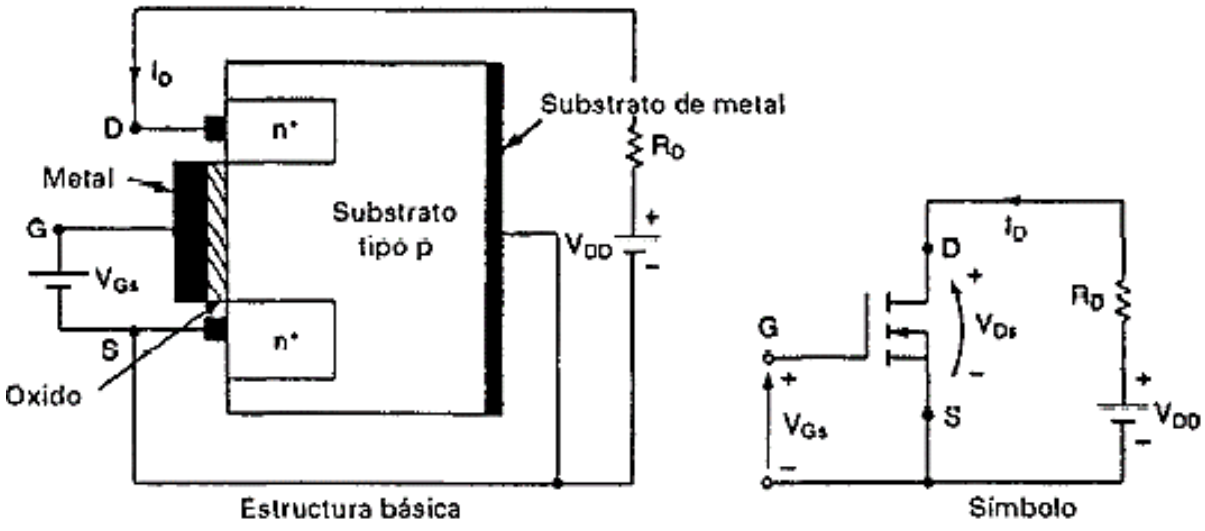


Figura 2.26 Estructura básica de un transistor Mosfet tipo enriquecimiento con canal n.

Un Mosfet de agotamiento permanece activo aun con un voltaje de compuerta cero, mientras que un Mosfet de enriquecimiento permanece apagado cuando su voltaje de compuerta es igual a cero, por lo general estos últimos Mosfet son lo usados como dispositivos de conmutación en la electrónica de potencia.

Cuando un transistor Mosfet tiene un voltaje lo bastante positivo con respecto a la fuente, el efecto del campo eléctrico atrae los electrones de la carga n+ hacia la capa p. Con esto se forma un canal hacia la compuerta por lo cual se permite el flujo de corriente del drenaje hacia la fuente. En un Mosfet hay una capa de óxido de silicio (SiO) como se ve en la figura 2.27 entre el metal de la compuerta y la unión n+. EL Mosfet que estamos observando se conoce como Mosfet vertical (V), en este el lado del drenaje está muy dopado, para formar un acoplamiento debajo de la capa de desplazamiento n, este acoplamiento evita que la capa de agotamiento llegue al metal, reduce la caída de tensión en sentido directo durante la conducción y distribuye el esfuerzo dieléctrico a través de la capa n [5].

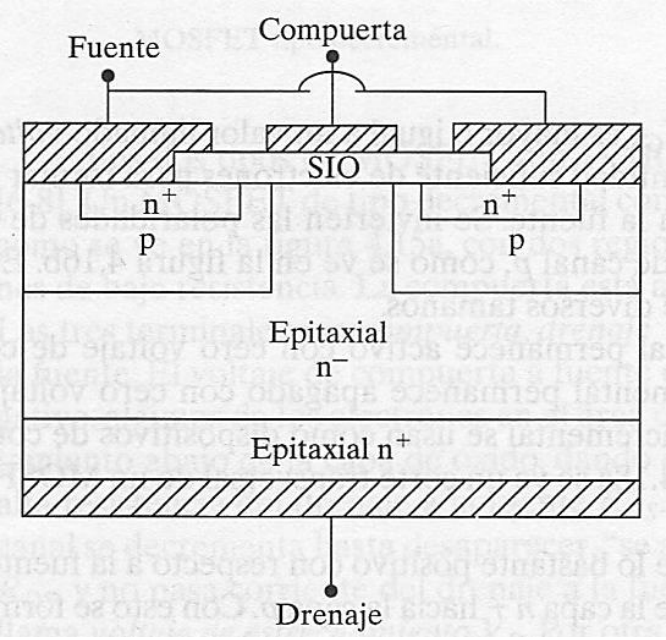


Figura 2.27 Corte vertical de un Mosfet vertical (V).

Los Mosfet tienen un requerimiento de energía en la compuerta y tiene una velocidad de conmutación muy rápida con bajas perdidas por conmutación, la resistencia de entrada siempre es muy alta entre el rango de 10^9 a 10^{11} Ω. El transistor tiene sus inconvenientes y uno de ellos es su alta resistencia en sentido directo en estado activo, provocando pérdidas mayores en este estado.

En un transistor tipo enriquecimiento de canal n cuenta con tres regiones de operación:

- Región de corte donde $V_{GS} \leq V_T$
- Región de estrechamiento o saturación donde $V_{DS} \leq V_{GS}-V_T$
- Región lineal donde $V_{DS}= V_{GS}-V_T$

En la región lineal la corriente de drenaje I_D varia proporcionalmente con el voltaje de drenaje V_{DS}, debido a esta característica en un Mosfet la corriente de drenaje es alta y el voltaje de drenaje es bajo, estos transistores en la región lineal se usan principalmente para acciones de conmutación.

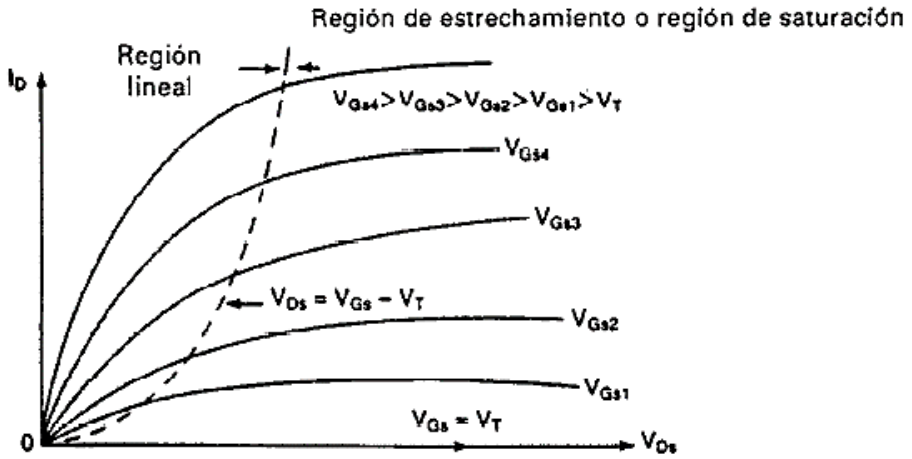


Figura 2.28 Características de salida de un transistor Mosfet tipo enriquecimiento.

En la región de saturación la corriente de drenaje I_D permanece casi constante ante cambios el voltaje de drenaje V_{DS}, en esta región los transistores son usados en variadores de velocidad. Las regiones mencionadas anteriormente se pueden observar en la figura 2.28 [1]

Una característica importante de los transistores Mosfet es la relación de la corriente de drenaje con el voltaje de compuerta, a esto se le conoce como transconductancia, dicha característica define la transferencia del transistor. La transconductancia g_m está definida como:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\Big|_{V_{DS}=constante} \tag{2.39}$$

La resistencia de salida, $r_o = R_{DS}$ se define como:

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \tag{2.40}$$

Observando el valor de esta resistencia de salida podemos saber en qué región está operando el transistor, ya que si r_o es muy alta el transistor se encuentra en la región de estrechamiento y es del orden de megaohms, mientras que cuando un transistor está en la región lineal es del orden de miliohms.

2.6.3 IGBT transistores bipolares de compuerta aislada.

El transistor IGBT es un dispositivo hibrido, que aprovecha las ventajas de los transistores descritos anteriormente, el IGBT tiene una velocidad de conmutación cercana a la de un transistor Mosfet y pequeñas perdidas de conmutación como los transistores BJT de potencia la compuerta o puerta de este dispositivo está aislada con lo que se tiene un control de tensión más sencillo. Entre el colector y el emisor se tiene un comportamiento bipolar, por lo que este transistor se comporta casi como un interruptor ideal [1]

Los IGBT por lo general son usados en aplicaciones en circuitos de potencia como dispositivos de conmutación en sistemas de alta tensión. La tensión de puerta de este tipo de transistores es de alrededor de unos 15 V, dándonos la ventaja de controlar un sistema de potencia con una señal de entrada débil.

En la figura 2.29 se muestra el corte trasversal de un transistor IGBT de estructura de silicio, que como se puede observar es muy similar a la de un transistor tipo Mosfet y su diferencia es el substrato p+.

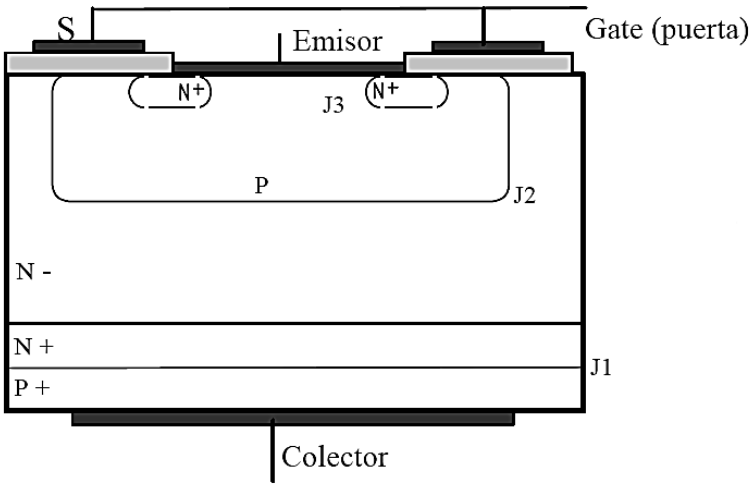


Figura 2.29 Corte trasversal de un transistor IGBT.

Un IGBT como se puede observar en la figura 2.29 se construye alternando capas PNPN y cuenta con un tiristor parasito, la construcción de este transistor debe evitar que el tiristor dispare, especialmente debido a las capacidades de la región p. Los IGBTs gracias a su estructura pueden soportar una tensión de entre 1200 V a 2000 V, además de corrientes de hasta 400 A y velocidades de conmutación de hasta 20 kHz.

El control de un IGBT es igual a la de un transistor Mosfet, esto es por la aplicación de una polarización entre la puerta y el emisor, ademas la conmutación es accionada mediante una tensión aplicada. En la figura 2.30 se puede apreciar el circuito y el símbolo de un transistor IGBT interruptor y sus tres terminales conocidas como compuerta o puerta, colector y emisor.

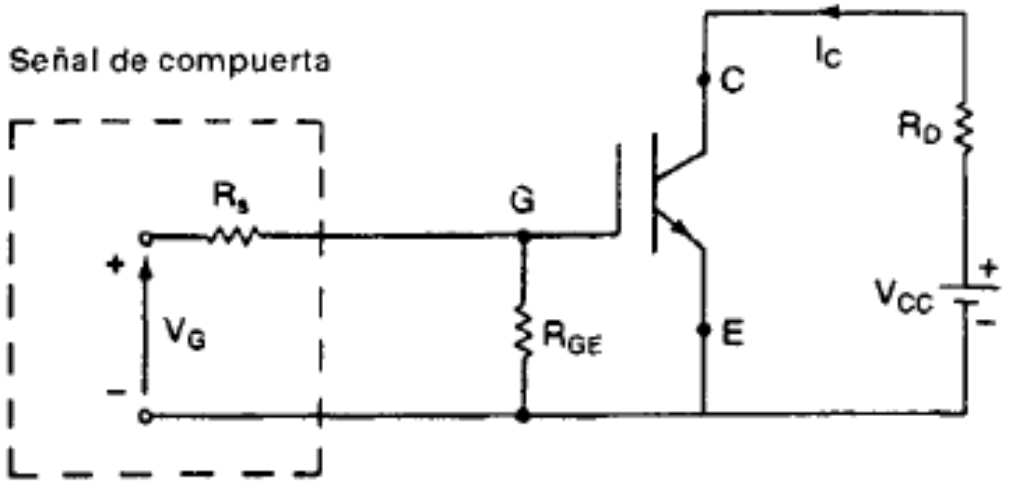


Figura 2.30 Simbología y circuito de un transistor IGBT.

Capítulo III Modulación por ancho de pulso.

3.1 Introducción

En inversor la señal de salida se genera mediante los interruptores, haciendo que abran o cierren con una frecuencia igual a la frecuencia de salida deseada, escoger un tipo u otro de modelación determina los valores de la componente fundamental y de los armónicos contenidos en la salida del inversor. En la modulación por ancho de pulso o PWM son capaces de controlar la magnitud y frecuencia de salida de forma eficaz, para esto el inversor compara una señal de referencia o de control a la frecuencia deseada con una señal de acarreo triangular con una frecuencia superior a la de referencia.

En este capítulo se recapitularán las deferentes técnicas de modulación PWM, modulación por ancho de pulso, múltiples pulsos, pulso sinusoidal, sinusoidal, sinusoidal modificado y otras técnicas de modulación PWM más avanzadas, así como métodos para valorar la calidad de la señal de salida.

3.2 PWM modulación por ancho de pulso.

Los circuitos inversores, PWM son más complejo en el cuales buscamos en la salida del inversor, sea una onda sinusoidal, con una magnitud y una frecuencia controlable. Para esto se comparará una señal de control sinusoidal de la misma frecuencia que deseamos que sea la frecuencia de la tensión de salida con una forma de onda triangular de mayor frecuencia. La frecuencia de la onda triangular establece la conmutación del inversor (interruptores del inversor) y esta se mantiene contante junto con su amplitud como se ve en la figura 3.1.

En circuitos de potencia tanto los inversores como en el inversor de puente completo, normalmente se usan transistores MOSFET o IGBT, debido a que en general trabajan con una frecuencia de conmutación del orden de 15 KHz. Se puede visualizar el control PWM y la conexión de los transistores en la figura 3.2 [2].

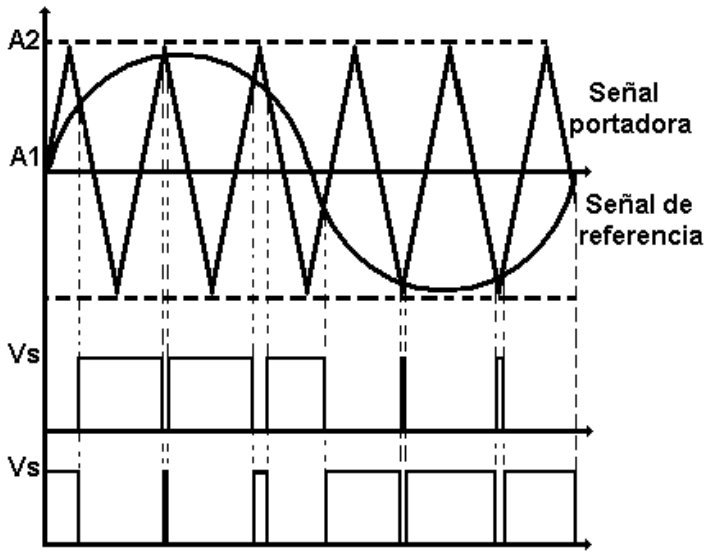


Figura 3.1 Modulación por ancho de pulso.

La frecuencia de la forma de onda triangular establecerá la frecuencia de conmutación del inversor y por lo general se mantiene constante junto con la amplitud V_s. Antes de continuar se definirán ciertos conceptos para analizar el comportamiento del PWM, la forma de onda triangular o potadora V_r, que está a una frecuencia de conmutación f_s, lo que establece la frecuencia que se conmutan los interruptores del inversor (f_s también se le conoce como frecuencia portadora). La señal de control $V_{control}$ se usa para modular la relación de trabajo del interruptor y tiene una frecuencia f_1, que es la frecuencia fundamental deseada de la salida de voltaje del inversor (f_1 también es conocida como frecuencia moduladora), el voltaje obtenido del inversor no será una onda sinusoide pura, esta contendrá componentes de tensión en frecuencias armónicas de f_1. La relación de modulación de amplitud m_α se define como [2].

$$m_\alpha = \frac{V_{controlpico}}{V_{rpico}} \tag{3.1}$$

Donde $V_{controlpico}$ es la amplitud pico de la señal de control. La amplitud V_{rpico} de la señal triangular por lo general se mantiene constante.

La relación de modulación m_f se define como:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{3.2}$$

En el inversor de la figura 3.2, los interruptores S_1 y S_2 se controlan por la comparación entre $V_{control}$ y V_r, el resultado es la siguiente tensión de salida, independiente del sentido de i_o:

$$V_{control} > V_r, \quad S_1 \; estando \; encendido, V_{Ao} = \frac{1}{2}V_S \tag{3.3}$$

O

$$V_{control} < V_r, \quad S_2 \; estando \; encendido, V_{Ao} = \frac{1}{2}V_S \tag{3.4}$$

Como ambos interruptores nunca están apagados al mismo tiempo, la tensión de salida V_O varía entre los valores $\frac{1}{2}V_S$ y $-\frac{1}{2}V_S$. [2]

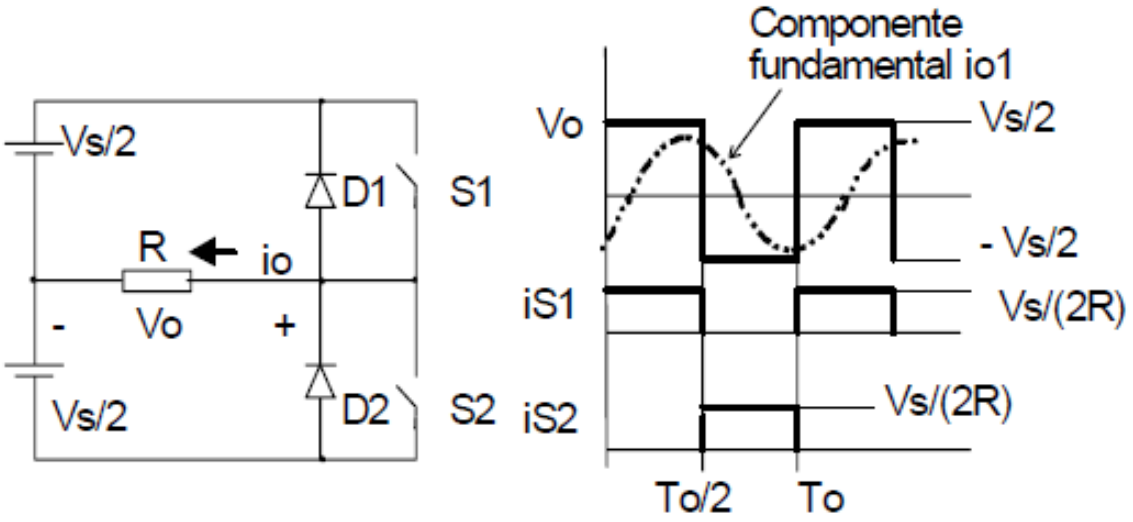


Figura 3.2 Inversor de modo conmutado.

La tensión de salida del inversor V_O depende de la relación entre $V_{control}$ y V_{rpico} para un V_s dado:

$$V_O = \frac{V_{control}}{V_{r\,pico}} \frac{V_s}{2} \; donde \;\; V_{control} \leq V_r \tag{3.5}$$

Los armónicos en PWM aparecen en la forma de onda de tensión de salida del inversor como bandas laterales, centradas alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, es decir, alrededor de los armónicos m_f, $2m_f$, $3m_f$, nm_f. Este patrón general es válido para todo valor de m_α en el rango de 0 a 1. Para una relación de modulación de frecuencia m≤9, lo que es común, salvo en potencias nominales muy altas, las amplitudes armónicas son casi independientes de m_f aunque m_f define la frecuencia en las que ocurren. Teóricamente los armónicos ocurren en frecuencias dadas por: [2]

$$f_h = (jm_f \pm k) f_1 \tag{3.6}$$

Es decir, el orden de cada armónica h corresponde a la banda lateral numero k de j veces la relación de modulación de frecuencia m_f:

$$h = j(m_f) \pm k \tag{3.7}$$

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

En muchas aplicaciones industriales es importante que los inversores tengan la flexibilidad para hacer control de tensión y frecuencia contra los cambios de voltaje de CD, por ello se implementa control por modulación por ancho de pulso PWM en los inversores. Esta modulación tiene varias técnicas que usan diferentes frecuencias como son:

- Modulación por ancho de un solo pulso.
- Modulación por ancho de pulsos múltiples.
- Modulación por ancho de pulso sinusoidal.
- Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.
- Control por desplazamiento de fase.

3.3 Modulación por ancho de pulso único.

En este tipo de modulación solo hay un pulso por cada medio ciclo y se varía el ancho del pulso para hacer el control de tensión de la salida del inversor. Esta tensión resultante tiene una forma de onda cuadrada con alto contenido de armónicos y es complicado hacer un filtrado para obtener una onda sinusoidal.

Las señales de disparos de los transistores se generan comparando una señal de referencia rectangular con una amplitud A_r, contra una onda portadora triangular de amplitud A_c como se muestra en la figura 3.3. La relación de A_r y A_c se define como índice de modulación de amplitud (M) o índice de modulación, este índice puede variar entre cero y uno, cuando M es igual a cero es porque Ar tiene un valor de cero por lo tanto la tensión en la salida del inversor en nula, cuando M tiene un valor igual a uno se debe que ambas amplitudes A_r y A_c son iguales y esto genera que la forma de onda de salida del inversor sea una onda cuadrada sin tiempos muertos [1].

$$M = \frac{A_r}{A_c} \tag{3.8}$$

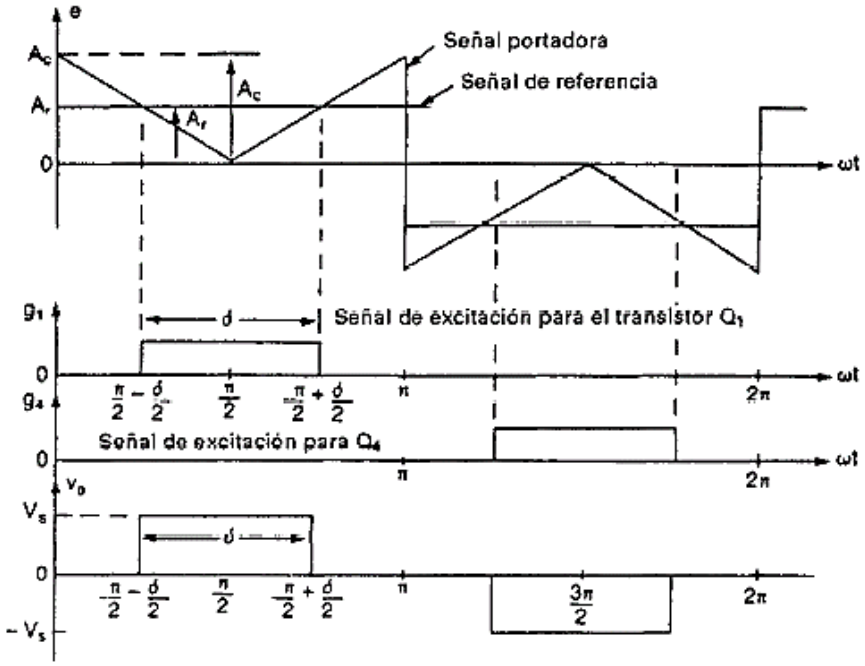


Figura 3.3 Modulación por ancho de un solo pulso

El valor eficaz de la tensión de salida V_0 puede hacerse variar desde 0 hasta el valor de la tensión de entrada V_s, mediante la variación del ancho del pulso δ que puede estar entre 0° a 180°, esta variación se puede controlar modificando los valores de A_r y A_c, tradicionalmente el valor que es modificado es A_r desde 0 hasta Ac. Se puede apreciar mejor esta relación en la siguiente ecuación [1].

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \cdot \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 \, d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \tag{3.9}$$

Se puede expresar en serie de Fourier la tensión de salida si tomamos en cuenta a δ como el tiempo de duración del pulso y β como el tiempo muerto.

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3\ldots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} sen \frac{n\delta}{2} sen(n \cdot \omega t) \tag{3.10}$$

Para obtener el valor eficaz de la componente fundamental:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} \cdot cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = \frac{4V_s}{\pi\sqrt{2}} \cdot sen\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (3.11)$$

Como se puede apreciar en la ecuación 3.10 el valor rms de la tensión fundamental y de las armónicas dependen del valor β, el que a su vez depende del valor del índice de modulación M.

Para el cálculo de los ángulos y tiempos de intercepción se usan las siguientes ecuaciones:

$$t_1 = \frac{\alpha_1}{\omega} = (1 - M) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.12)$$

$$t_2 = \frac{\alpha_2}{\omega} = (1 + M) \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3.13)$$

Debido a la simetría del voltaje respecto al eje x las armónicas pares están ausentes de la tensión de salida del inversor. Ya se cuentan con simulaciones computacionales de este tipo de modulación y se ha observado el comportamiento armónico contenido en la tensión de salida como se ve en la figura 3.4 donde se aprecia que la armónica dominante es la tercera [1].

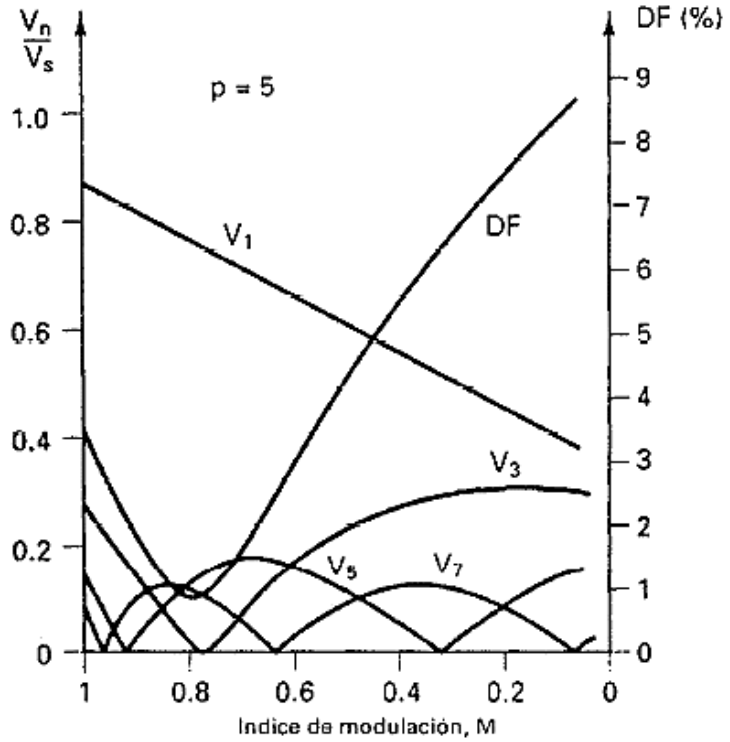


Figura 3.4 Perfil de armónicos para modulación por ancho de un solo pulso.

3.4 Modulación por ancho de pulso múltiple.

Una opción para disminuir la presencia de armónicos en la tensión de salida es aumentar el número de pulsos de la señal portadora por cada medio ciclo de la señal de referencia, con esto se generan más señales de disparo como se ve en la figura 3.5 para encender y apagar los transistores. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida f_o y la frecuencia portadora f_c determina la cantidad de impulsos p por cada medio ciclo. El índice de modulación controla el voltaje de salida, a este tipo de modulación se le conoce como modulación por ancho de pulso uniforme (UPWM), la cantidad de pulsos por medio siclo se determina con [1]

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \tag{3.14}$$

Donde $m_f = \frac{f_c}{f_0}$ se define como la relación de modulación de frecuencia.

Para una cantidad de pulsos elevados, el contenido armónico no mejora cuando la referencia es constante. El valor rms de la tensión se calcula teniendo en cuenta un número de pulsos *p* de ancho δ por cada medio ciclo positivo [1].

$$V_0 = \sqrt{\frac{2p}{2\pi} \cdot \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 \, d(\omega t)} = V_s \cdot \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \qquad (3.15)$$

Dado que la onda de salida presenta simetría de media onda, la expresión de la serie de Fourier para dicha onda es:

$$V_{0(t)} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} B_n sen(n\omega t) \qquad (3.16)$$

Si el pulso positivo del m-esimo par comienza en $\omega t=\alpha_m$ y termina en $\omega t=\alpha_m+\delta$, el coeficiente de Fourier para un par de pulsos es:

$$b_n = \frac{4V_s}{n\pi} \cdot sen\frac{n\delta}{4} \cdot \left[sen\left(n \cdot \left(\alpha_m + \frac{3\delta}{4}\right)\right) - sen\left(n \cdot \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{4}\right)\right)\right] \qquad (3.17)$$

El coeficiente B_n de la ecuación 3.16 se puede determinar sumando los efectos de todos los pulsos:

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p} \frac{4V_s}{n\pi} \cdot sen\frac{n\delta}{4} \cdot \left[sen\left(n \cdot \left(\alpha_m + \frac{3\delta}{4}\right)\right) - sen\left(n \cdot \left(\pi + \alpha_m + \frac{\delta}{4}\right)\right)\right] \qquad (3.18)$$

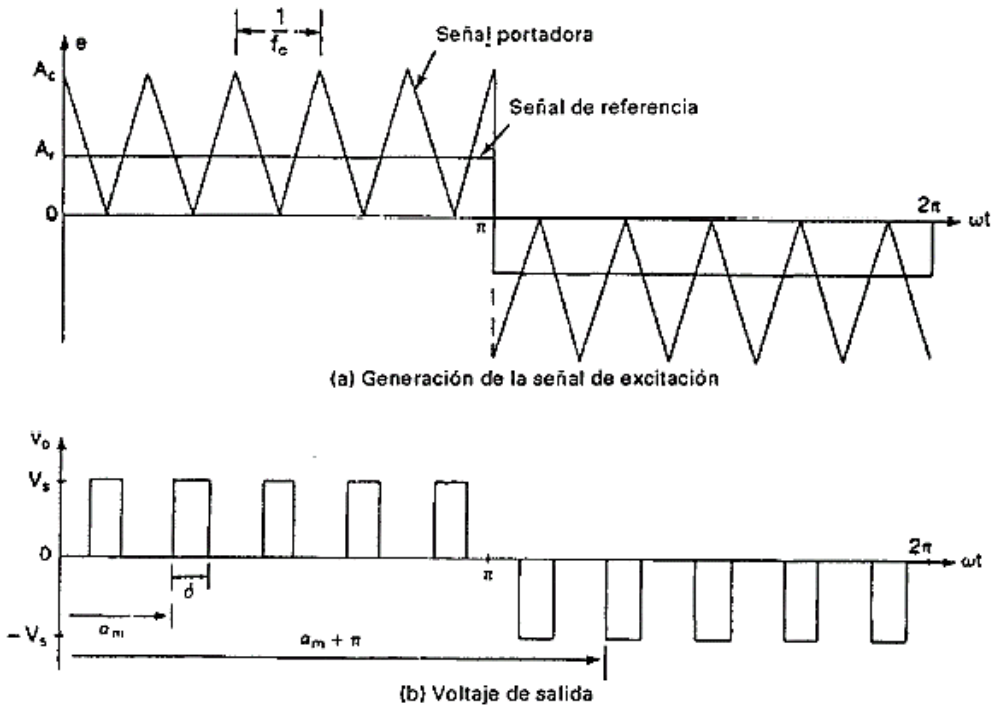


Figura 3.5 Modulación por ancho de varios pulsos

En el m-esimo tiempo t_m y ángulo α_m, se pueden calcular las intercepciones con las siguientes ecuaciones:

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = (m - M) \cdot \frac{T_s}{2} \tag{3.19}$$

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = (m - 1 + M) \cdot \frac{T_s}{2} \tag{3.20}$$

Ya se cuenta con simulaciones computacionales de este tipo de modulación y se ha observado el comportamiento armónico contenido en la tensión de salida como se ve en la figura 3.6, usando una modulación para cinco pulsos por cada medio ciclo, un inconveniente de este tipo de modulación es que al haber más procesos de apagado y encendido de los transistores las perdidas por conmutación aumentaran. Al aplicarse un número mayor de pulsos disminuirán los armónicos de menor orden, pero a su vez los armónicos de orden alto se verán incrementados produciendo un rizado despreciable que se puede filtrar con facilidad. Debido a la simetría del voltaje de salida respecto al eje x los armónicos pares estarán ausentes de la tensión de salida [1].

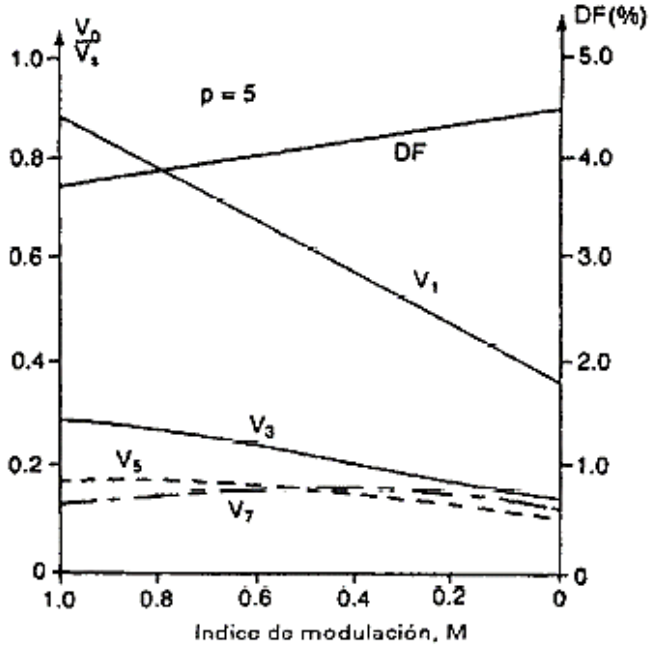


Figura3.6 Perfil de armónicos de modulación por ancho de varios pulsos.

3.5 Modulación por ancho de pulso sinusoidal.

En este tipo de modulación diferente a la modulación de varios pulsos donde la señal de referencia tiene una amplitud fija en la modulación por ancho de pulso sinusoidal, la señal de referencia se le hace variar en proporción con una amplitud de una onda sinusoidal. Con esto el factor de distorsión armónica y las armónicas de menor orden son disminuidos de forma considerable. Como se ve en la figura 3.7, las señales de control de los interruptores se generan comparando la señal de referencia sinusoidal contra la onda portadora triangular, este método de modulación se conoce como SPWM y es el más común en aplicaciones industriales. [1]

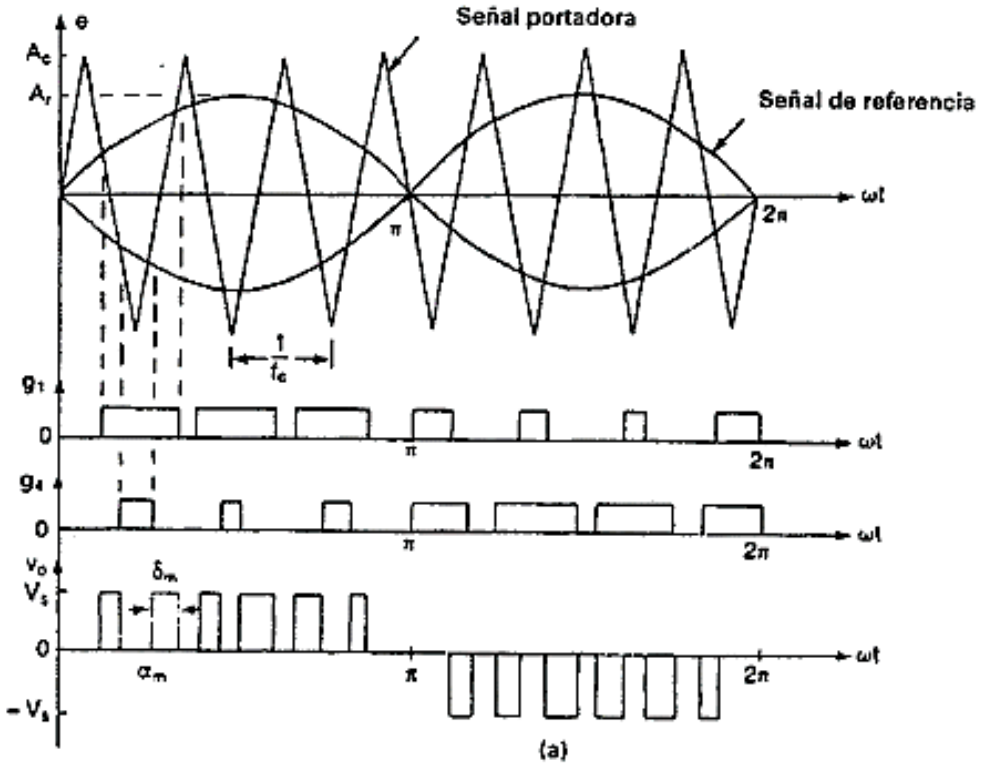


Figura 3.7 Modulación por ancho de pulso sinusoidal

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida f_o del inversor, y su amplitud pico A_r controla el índice de modulación M y con esto el valor rms de la tensión de salida V_0. Al comparar la señal portadora v_{cr} que es una onda bidireccional con 2 señales de referencia v_r y $-v_r$ como se ve en la figura 3.7 se generan señales de disparo g_1 y g_4.

La cantidad de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia de la señal portadora. La restricción para el funcionamiento del inversor de ancho de pulso sinusoide es que dos transistores de la misma rama (Q_1 y Q_4) no pueden estar cerrados al mismo tiempo. El voltaje de salida se puede ver en la figura 3.6 [1].

Un método más simple para generar las señales de control con una onda portadora triangular unidireccional y una señal de referencia sinusoidal se muestra en la figura 3.8. Este método es más fácil de implementar que el método mencionado, este modelo es muy parecido al modelo de modulación de ancho de pulso múltiple con la diferencia de que la onda de referencia es una onda sinusoidal $v_r = V_r sen(\omega t)$ en lugar de una señal rectangular.

En este método de modulación el valor rms de la tensión de salida modifica el índice de modulación M. Si δ_m es el ancho el m-esimo pulso, se puede aplicar la ecuación 3.21 para determinar la tensión en rms de salida.

$$V_0 = V_s\sqrt{\sum_{m=1}^{2p}\frac{\delta_m}{\pi}} \tag{3.21}$$

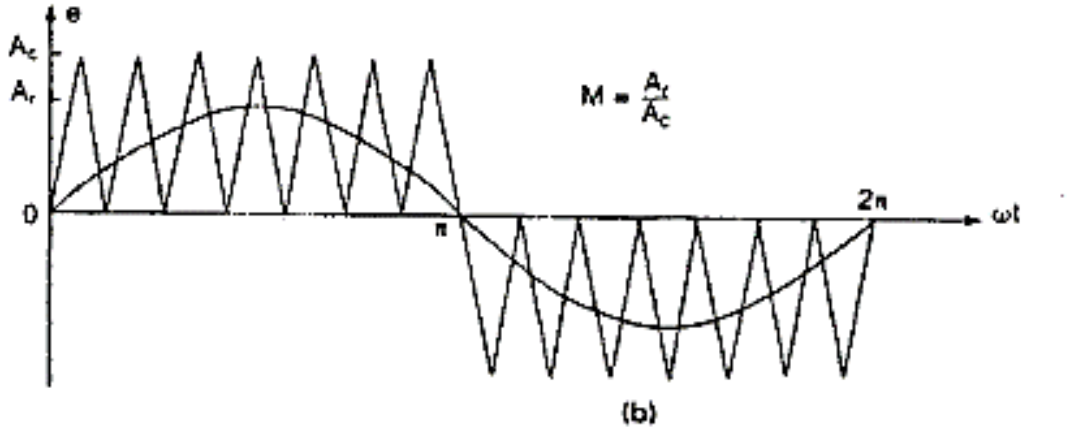


Figura 3.8 Modulación por ancho de pulso sinusoidal.

Además, la ecuación 3.22 se puede usar para determinar el coeficiente de Fourier del voltaje de salida:

$$B_n = \sum_{m=1}^{2p}\frac{4V_s}{n\pi}\cdot sen\frac{n\delta_m}{4}\cdot\left[sen\left(n\cdot\left(\alpha_m+\frac{3\delta_m}{4}\right)\right)-sen\left(n\cdot\left(\pi+\alpha_m+\frac{\delta_m}{4}\right)\right)\right] \tag{3.22}$$

Para n=1, 3, 5…

Para el cálculo de los ángulos y tiempos de intercepción se usan las siguientes ecuaciones:

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x + m \cdot \frac{T_s}{2} \tag{3.23}$$

Donde t_x se puede despejar de:

$$1 - \frac{2t}{T_s} = Msen\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \text{ Para m=1, 3,…, 2p} \tag{3.24}$$

$$\frac{2t}{T_s} = Msen\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \text{ Para m=2, 4,…,2p} \tag{3.25}$$

Si comparamos los inversores anteriores que cuentan con una referencia constante contra el inversor por ancho de pulso sinusoidal, para igual cantidad de pulsos y condiciones de carga, el factor de distorsión es mucho menos que en los inversores anteriores y la armónica de menor orden depende del número de pulsos por medio ciclo, del inversor ya que LOH= 2p-1, por lo tanto, para un inversor de 5 pulsos por medio ciclo la armónica de menor orden sería la novena. Para una configuración así, se realizó el perfil de armónicos mostrado en la figura 3.9 [1].

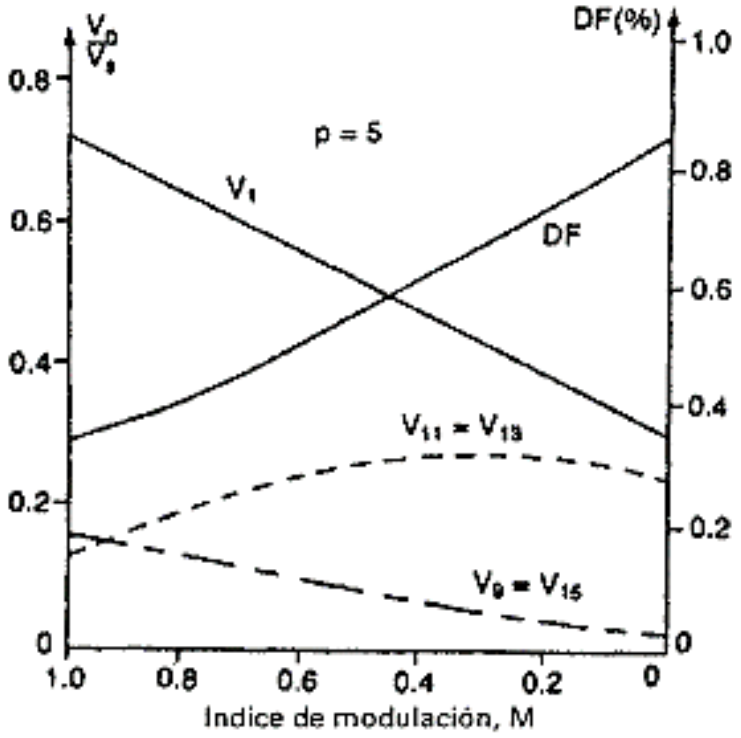


Figura 3.9 Perfil armónico de la modulación del ancho de pulso sinusoidal.

3.6 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.

Los anchos de pulso más cercanos al máximo de la onda sinusoidal no varían mucho al cambio del índice de modulación, esto se debe a las características propias de la forma de onda sinusoidal, para obtener un mejor rendimiento en la modulación SPWM la onda portadora se elimina en el segundo tercio de cada medio ciclo de la onda de referencia. Esta modulación por ancho de pulso sinusoidal modificada (MSPWM) se puede apreciar en la figura 3.10 como sería la operación del inversor con esta modulación. Este modelo respeta un poco mal la fundamental y reduce los armónicos un poco más que su modelo original, otra ventaja de este tipo de modulación es la reducción de conmutaciones de los dispositivos de potencia y aminorando con esto las perdidas por conmutación. [1]

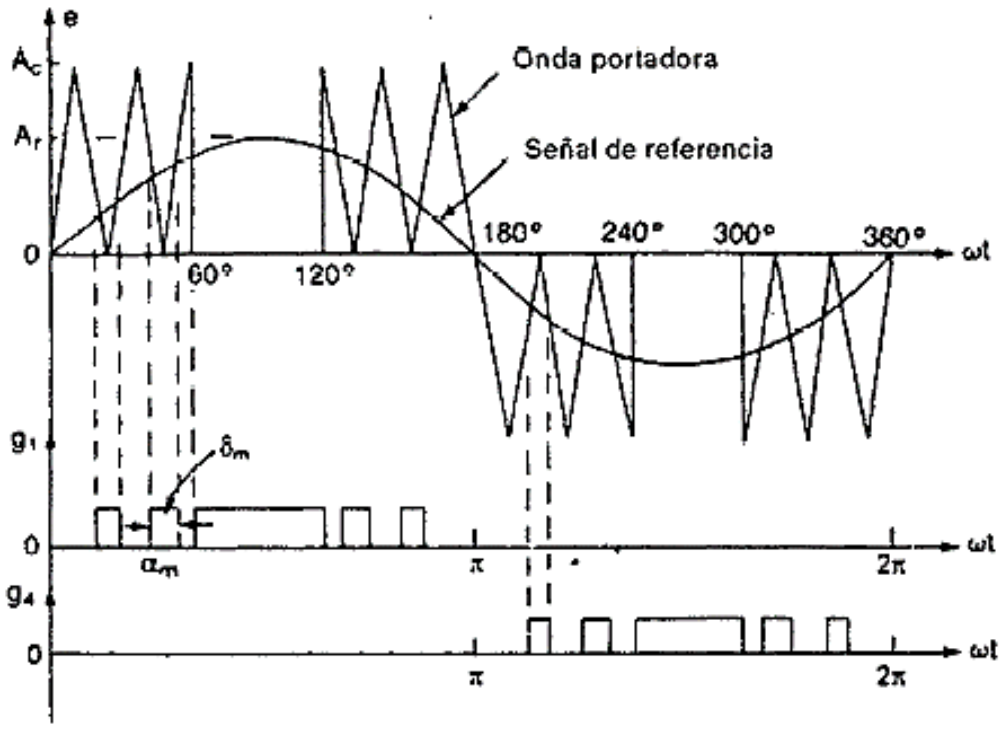


Figura 3.10 Modulación por ancho de pulso sinusoide modificado.

La cantidad de pulsos q en cada periodo de 60° se vincula normalmente con la relación de frecuencias, para inversores trifásico en particular mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{f_c}{f_0} = 6q + 3 \tag{3.26}$$

Para un inversor de ancho de pulso sinusoide modificado con 5 pulsos por cada medio ciclo el perfil de armónicas en un inversor MSPWM es el mostrado en la figura 3.11 [1].

Para el cálculo de los ángulos y tiempos de intercepción se usan las siguientes ecuaciones:

$$t_m = \frac{\alpha_m}{\omega} = t_x + m \cdot \frac{T_s}{2} \qquad \text{Para m=1, 2, 3,…, P} \tag{3.27}$$

Donde t_x se puede despejar de:

$$1 - \frac{2t}{T_s} = Msen\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \qquad \text{Para m=1, 3,…., 2p} \quad (3.28)$$

$$\frac{2t}{T_s} = Msen\left[\omega\left(t_x + \frac{mT_s}{2}\right)\right] \qquad \text{Para m=2, 4,…,2p} \quad (3.29)$$

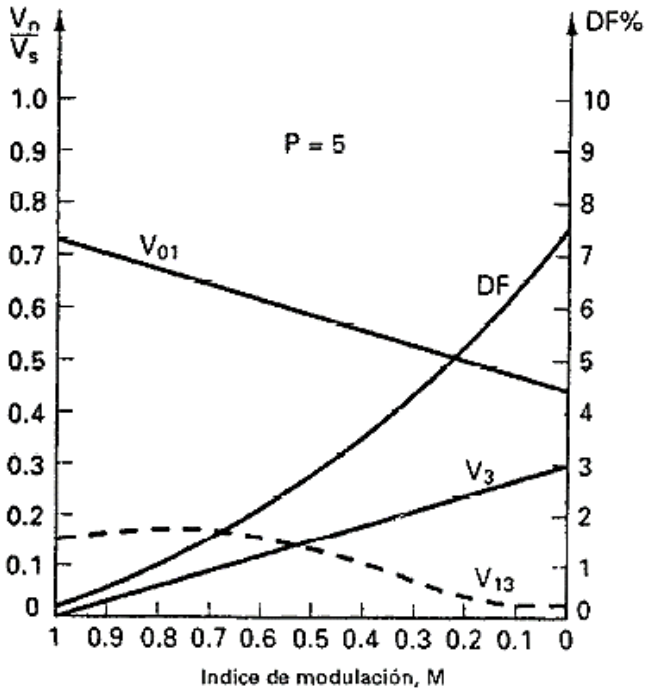


Figura 3.11 Perfil de armónicas con modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.

3.7 Técnicas avanzadas de modulación.

La modulación por ancho de pulso (SPWM) que es la más usada en aplicaciones industriales, tiene ciertos inconvenientes que se han rectificado con otras técnicas de modulación ya que la SPWM tiene la desventaja de una baja tensión de salida. Estas técnicas son: [1]

- Modulación trapezoidal
- Modulación por escalera
- Modulación por paso
- Modulación por inyección de armónicos
- Modulación delta

Estas técnicas de modulación se basan en cambiar la forma de la onda de referencia para obtener una mejor tensión de salida.

3.7.1 Modulación trapezoidal.

Las señales de apertura y cierre de transistores se generan comparando una onda de referencia trapezoidal con una onda portadora triangular como se muestra en la figura 3.12. La onda trapezoidal se genera usando una onda triangular y truncando su magnitud pico $A_{r(max)}$ a una amplitud A_r, esto se observa en la siguiente relación [1].

$$A_r = \sigma A_{r(\max)} \qquad \text{solo si } \sigma<1 \tag{3.30}$$

Para determinar el ángulo de la parte llana de la onda trapezoidal se define:

$$2\varphi = (1-\sigma)\pi \tag{3.31}$$

Para variar la tensión de salida, se hace mediante la modificación de M, cambiando el valor de σ. Es esta técnica de modulación el valor pico de la tensión de salida llega hasta 1.05 veces de V_s [1].

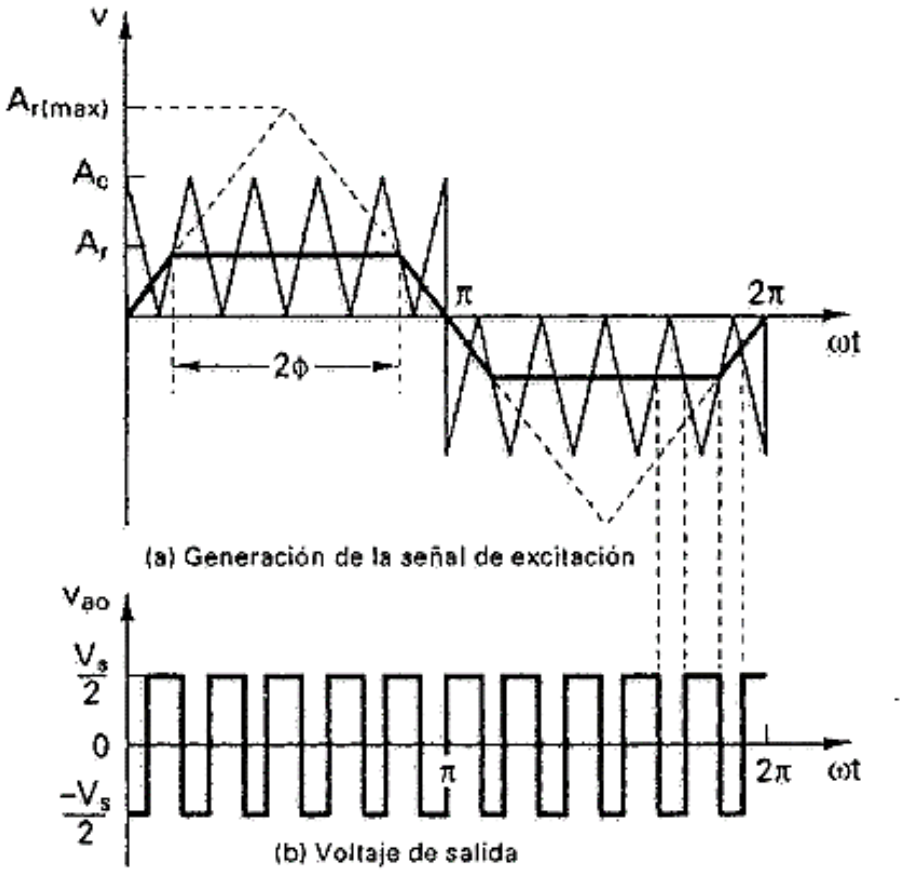


Figura 3.12 Modulación trapezoidal.

3.7.2 Modulación por escalera

En la modulación por escalera, se genera una onda escalonada usada como onda de referencia como se ve en la figura 3.13, la forma de la onda se genera para eliminar un orden de armónicos específicos. La relación de frecuencia de modulación m_f y la cantidad de escalones y su ancho se calcula específicamente para eliminar armónicos puntuales en la tensión de salida, por lo general se recomienda que estén presentes más de 15 pulsos por cada ciclo en este tipo de modulación. Se ha demostrado que, para una tensión alta de salida y un bajo factor de distorsión, la cantidad optima es de 15 pulsos por ciclo para 2 niveles, para tres niveles serian 21 pulsos por ciclo y 27 pulsos por ciclo para cuatro niveles. Este tipo de control suministra una tensión de salida de alta calidad y un valor de la fundamental de 0.94 veces la tensión de entrada [1].

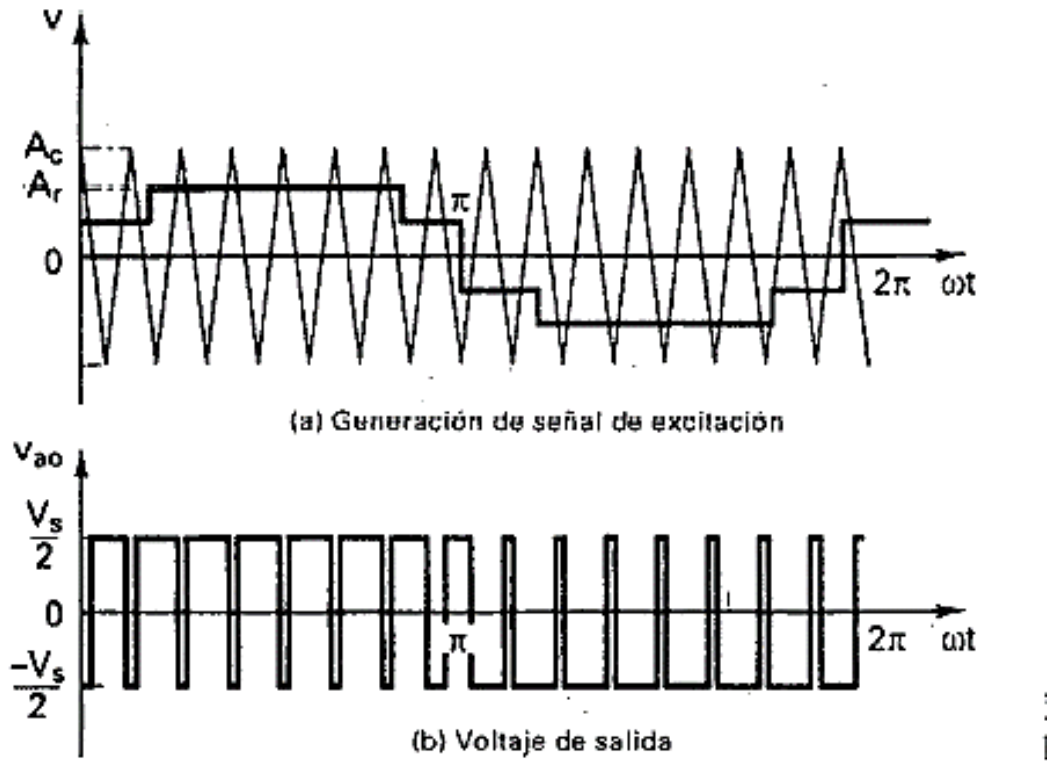


Figura 3.13 Modulación por escalera.

3.7.3 Modulación por pasos

Se divide el medio ciclo en intervalos específicos, para controlar cada intervalo de forma individual, y poder eliminar armónicos además de controlar la magnitud de la tensión de salida. Este tipo de control genera poca distorsión y una mayor amplitud de la onda fundamental en comparación del inversor PWM normal. La señal de la portadora no es una aproximación a una señal sinusoidal, si no que divide el ciclo en intervalos específicos y cada intervalo es controlado en forma individual para poder controlar la eliminación de armónicos puntuales y la magnitud de la tensión de salida. Figura 3.14 [1].

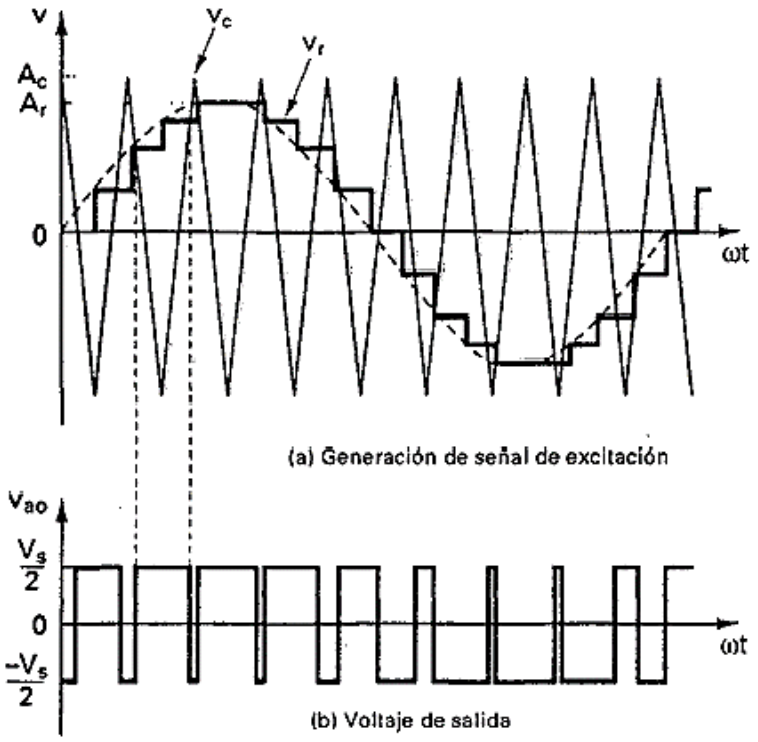


Figura 3.14 Modulación por pasos.

3.7.4 Modulación por inyección de armónicos.

La onda de referencia se genera mediante la inyección de armónicos seleccionados a una onda sinusoidal, esto hace que la forma de onda tenga una cresta palana, reduciendo la sobre modulación. Este tipo de modulación genera una mayor amplitud de la fundamental y una baja distorsión armónica. La onda de referencia se genera a partir de:

$$v_r = 1.15 sen\omega t + 0.27\ sen\ 3\omega t - 0.029 sen\ 9\omega t \qquad (3.31)$$

La onda de referencia se puede observar en la figura 3.15, esta onda se generó inyectado la tercera y novena armónica. Cabe notar que las inyecciones de los armónicos múltiplos de tres no afectan la calidad de la tensión de salida, ya que a la salida de un inversor trifásico no se presentan estos armónicos [1].

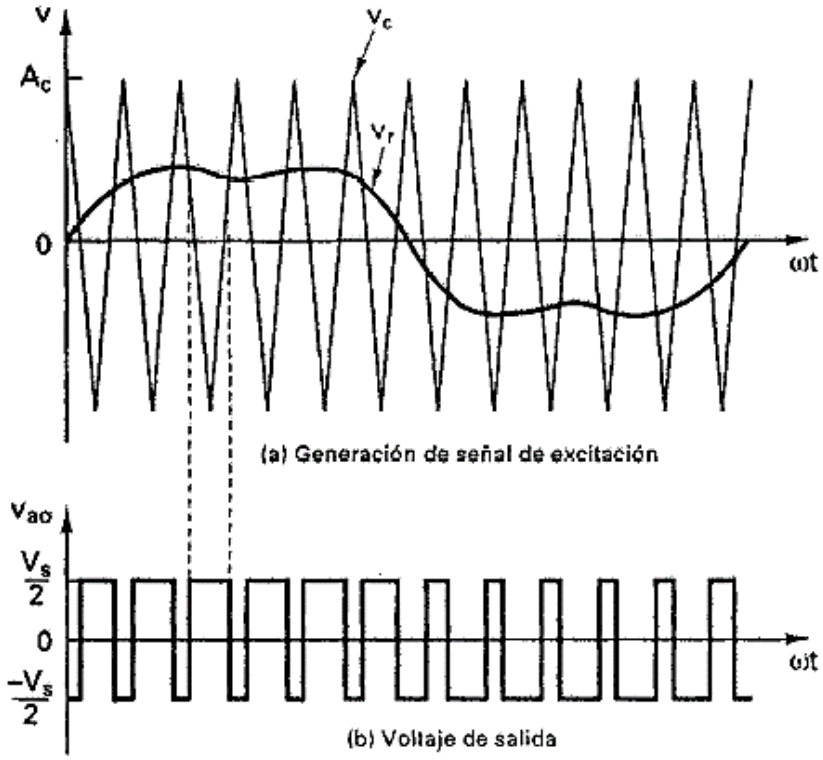


Figura 3.15 Modulación por inyección de armónicos.

3.7.5 Modulación delta.

En esta modulación se deja oscilar una onda triangular dentro de una ventana definida ΔV, arriba y debajo de la onda sinusoide de referencia V_r. La conmutación del inversor es generada desde los vértices de la onda triangular v_c como se observa en la figura 3.16. Si se modifica la frecuencia de la onda moduladora y se mantiene constante la pendiente de la onda triangular, cambia la cantidad y el ancho de los pulsos de la onda modulada [1].

El voltaje fundamental de salida puede ser hasta 1 V_s y depende de la amplitud pico A_r y la frecuencia f_r del voltaje de referencia.

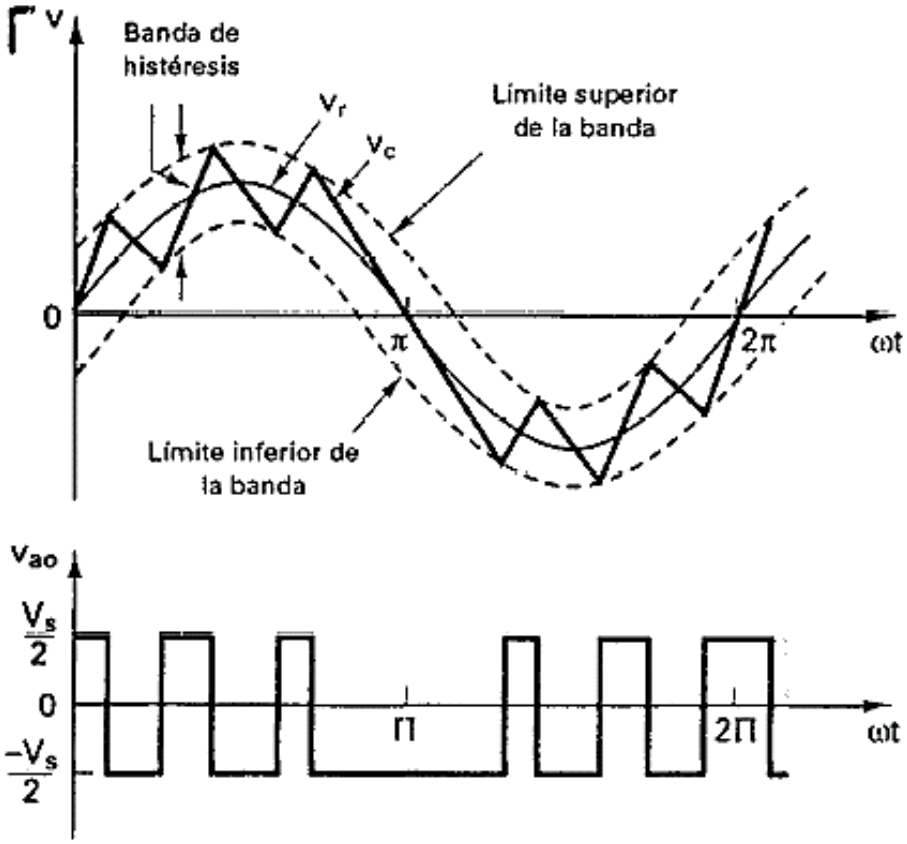


Figura 3.16 Modulación delta.

3.8 Parámetro de rendimiento.

Los inversores no generan una onda sinusoidal pura, sino una onda con armónicos, por ello para hacer un análisis de la tensión de salida y observa la calidad de esta, esto se necesitan ciertas herramientas para evaluar los parámetros de rendimiento. [1]

Factor armónico de la n-esima armónica (HF)

El factor armónico (de la n-esima armónica) que es medida de la contribución individual de esa armónica y se define mediante la siguiente ecuación [1].

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}} \text{ Para n>1} \quad (3.33)$$

Donde Vo_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_{on} es el valor rms de la n-esima componente armónica.

Distorsión armónica total (THD)

La distorsión armónica total, que es medida de la coincidencia de formas entre una onda y su componente fundamental se define como: [1]

$$THD = \frac{1}{V_{o1}} \cdot \sqrt{\left(\sum_{n=2,3\ldots}^{\infty} V_{on}^2\right)} \quad (3.34)$$

Factor de distorsión (DF)

El THD no dice el contenido total de amónicos presentes en la tensión de salida, pero no nos muestra el valor presente de cada una de las armónicas en la tensión. Es importante saber la frecuencia y la amplitud de cada una de las armónicas para poder colocar un filtro a la salida del inversor y así eliminar los armónicos con mayor presencia en la tensión de salida. Para esto usamos en factor de distorsión que indica el contenido armónico presente en la tensión de salida por cada armónico que calculemos [1].

$$DF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1} \cdot n^2} \quad (3.35)$$

Armónico de orden más bajo (LOH).

El LOH es el componente armónico cuya frecuencia es más cercana a la fundamental y su amplitud es mayor o igual al 3% de la componente fundamental [1].

Capitulo IV Función PWM y simulación.

4.1 Introducción.

En el presente capítulo se explica el modelo PWM por el cual se efectuó esta tesis, sus principales características funcionamiento de la programación del PWM propuesto y su modelo computacional, así como los aspectos generales del programa Matlab R2013b y simulink con los cuales se realizó un modelo computacional capas de simular un inversor PWM de medio puente y puente completo, con una onda de referencia capas de simular diferentes formas de onda de referencia y así hacer la simulación de un inversor PWM triangular que se denominó TPWM y uno SPWM para hacer una comparativa entre ambos métodos de programación y llegar a una conclusión del desempeño de modelo propuesto.

4.2 Matlab.

Matlab es un entorno de computación y desarrollo de aplicaciones integrado y orientado para llevar a cabo proyectos en donde se encuentren implicados elevados cálculos matemáticos y visualizaciones graficas de los mismos. Matlab integra análisis numérico, cálculos matriciales, procesamiento de señales y la visualización grafica en un entorno completo donde los problemas y sus soluciones son expresados del mismo modo en que se escribirían tradicionalmente, sin el uso de la programación tradicional.

El nombre de Matlab proviene simplemente de la contracción de los términos **MAT**atrix **LAB**oratory y en sus inicios fue concebido para proporcionar un fácil acceso a las librerías de LINPACK y EISPACK, los cuales representan en la actualidad dos de las más importantes librerías para el cálculo matricial y en computación. Bajo estas librerías Matlab proporciona un sistema de trabajo interactivo cuya base son las matrices. El programa nos permite realizar de un modo rápido y fácil la resolución de problemas en tiempo mucho menor que si se estuviera realizando en otros lenguajes de programación más tradicionales como podrían ser Fortran, Basic o C.

En estos momentos Matlab cuenta con una amplia implementación en escuelas, centros universitarios y en departamentos de investigación y desarrollo de muchas compañías industriales. En el mundo académico Matlab es utilizado como una importante herramienta para la impartición de cursos universitarios, tales como

sistemas e ingeniería de control, algebra lineal, proceso digital de imágenes, señales, etc. En el ramo industrial Matlab está siendo usado como una potente herramienta de investigación para la resolución de complejos problemas planteados en la realización y aplicación de modelos matemáticos complejos en el área de ingeniería. Los usos más característicos en estos momentos de esta herramienta los podemos encontrar en las áreas de computación y cálculo numérico tradicional, estadístico, análisis de series temporales para el proceso digital de señales.

Matlab también cuenta con un gran número de aplicaciones de apoyos especializados, denominados Toolboxes, que extienden significativamente el número de funciones incorporadas en el programa principal. Estos toolboxes en la actualidad cubren practicante casi todas las áreas principales en el mundo de la ingeniería y la simulación, destacando entre los toolboxes de proceso de imágenes, señal, control robusto, estadística, análisis financiero, matemática simbólica, redes neuronales, lógica difusa, identificación de sistemas y simulación de sistemas dinámicos. Además de contar con el programa de simulink que es un entorno grafico interactivo con el que se puede analizar, modelar y simular la dinámica de sistemas no lineales.

Como lenguaje de programación Matlab es un conjunto de reglas para escribir programas computacionales. Este lenguaje es orientado al cálculo numérico y es difícil encontrar alguna otra aplicación para este. Desde el punto de vista estético y práctico Matlab es un buen lenguaje de programación para realizar programas breves y simples. Por otro lado, Matlab no es adecuado para implementaciones de algoritmos muy complejos que requieran de modelos de datos extensos y organizados de forma jerárquica. Aunque se puede usar Matlab para la programación orientada a objetos no se considera en lenguaje de programación eficiente para esto.

Matlab no se reconoce por su capacidad como lenguaje de programación, más bien por sus virtudes en el uso generalizado en ingeniería ya que es una herramienta de gran popularidad utilizada para una carrera profesional. Esto lo ha convertido en una herramienta estándar para la escritura de programas pequeños de simulación.

La interface es prácticamente idéntica en cualquiera de sus versiones para los distintos sistemas operativos bajo los cuales trabaja. La ventana principal está dividida para una función específica como se ve en la figura 4.2, cada uno de estos apartados a excepción de la barra de menú se puede mover dentro de la aplicación.

El icono que se muestra en la imagen 4.2 resaltado en azul nos abre un nuevo script, que es el entorno donde se realizan la programación, el apartado resaltado en color verde de la imagen 4.2 es donde se ve la dirección donde se guardan los scripts y zona resaltada en rojo es la consola, como Matlab es un intérprete de un lenguaje de comunicación y la consola es la vía directa de comunicación con Matlab y donde se mostrarán los que deseemos en lo programado desde los scripts.

El lugar donde se escribe el código en Matlab se conoce como editor de script, que se ve en la figura 4.1, el editor cuenta con todas las capacidades que son necesarias en una herramienta de programación moderna como pueden ser:

- Realzar el código con diferentes colores.
- Análisis sintáctico capaz de detectar los errores antes de la ejecución del código.
- Depurador integrado.

Una característica del editor de script figura 4.1 es la capacidad de ir dividiendo el código, facilitando el manejo de códigos con gran extensión, ya que con esto se puede ejecutar secciones particulares del código. También el editor nos permite visualizar la documentación del programa.

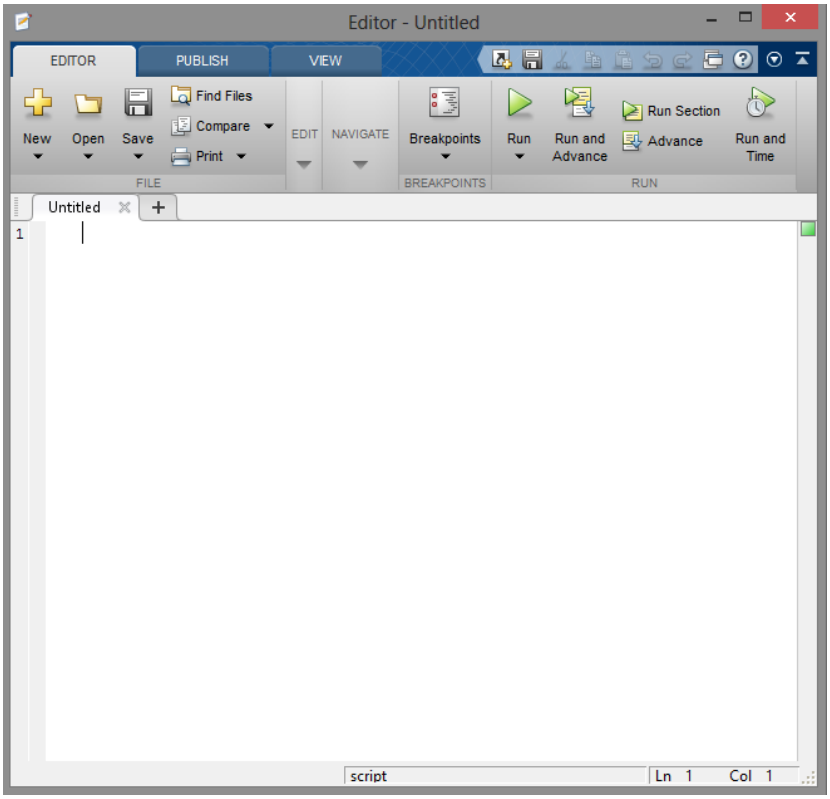


Figura 4.1 Editor de script

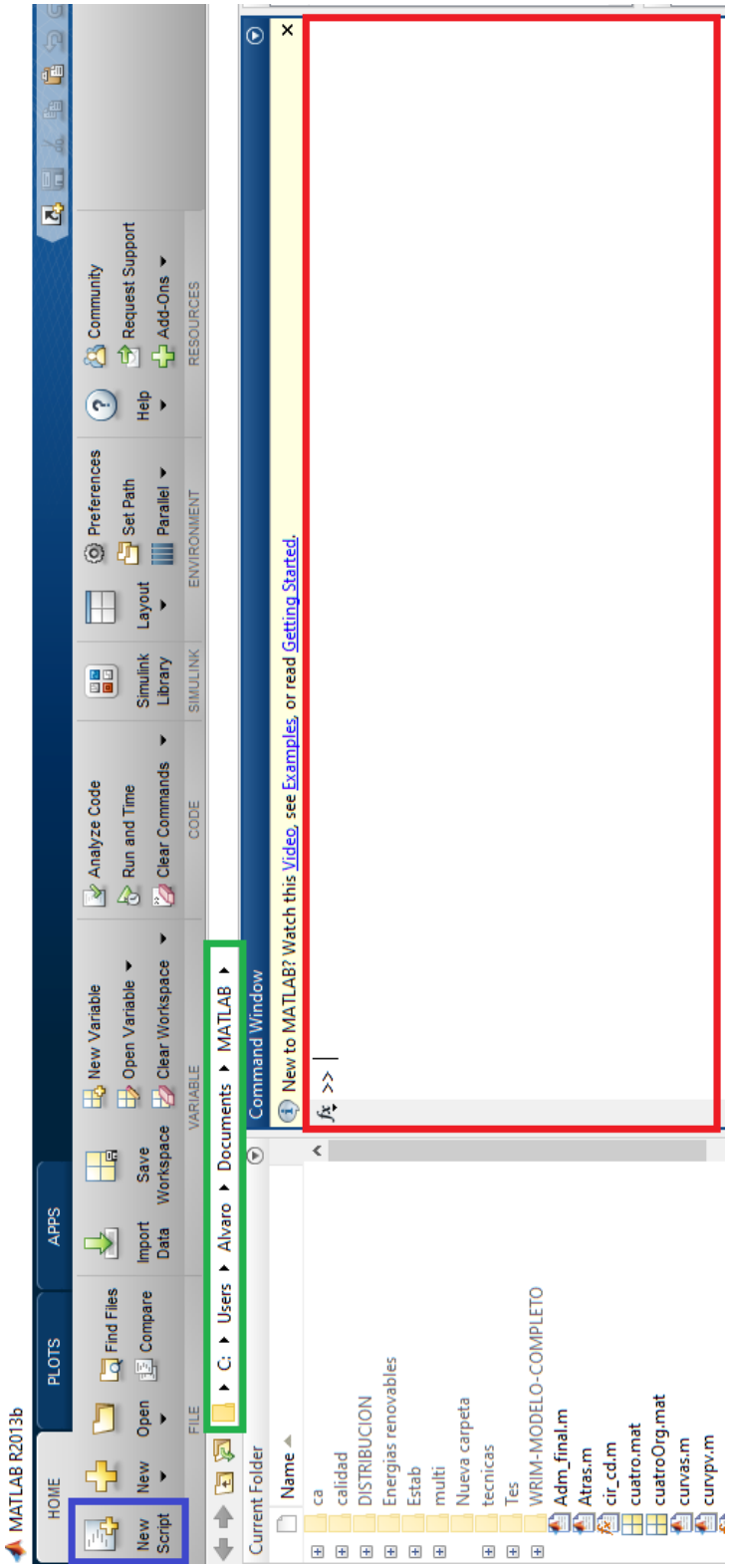


Figura 4.2 Ventana principal de Matlab.

4.3 Simulink

Simulink es una herramienta para el modelaje, análisis y simulación de una amplia variedad de sistemas físicos y matemáticos, inclusive aquellos con elementos no lineales y otros que hacen uso de tiempos continuos o discretos. Como una extensión de Matlab, Simulink adiciona varias características específicas a los sistemas dinámicos, mientras conserva todas las funcionalidades de propósito general de Matlab. Así simulink no es completamente un programa separado de Matlab sino más bien un anexo a él. El ambiente de Matlab siempre estará disponible mientras se ejecuta simulink.

El uso de simulink tiene dos fases de uso: la definición del modelo y el análisis del mismo donde la definición del modelo significa construir el este a partir de los bloques que nos brinda simulink, tales como integradores, bloques de ganancia o servomotores etc y análisis de modelo significa realizar la simulación, liberalización y determinar el punto de equilibrio de un modelo previamente definido.

Para simplificar la creación de los modelos simulink se usan diferentes clases de ventanas llamadas ventanas de diagramas de bloques donde se puede crear y modificar un modelo gráfico mediante el uso del ratón lo que simplifica la creación de los modelos de sistemas.

Otra ventaja de simulink es que puede analizar los resultados de la simulación tanto en el entorno de simulink o en Matlab. Simulink puede manejar cualquier sistema que se pueda representar mediante ecuaciones diferenciales continuas o discretas, lo que significa que se pueden modelar sistemas continuos o en el tiempo, discretos en el tiempo, así como sistemas híbridos.

Los diagramas de bloques son las herramientas que se emplean para la creación de modelos en simulink para la representación de sistemas dinámicos. Es muy sencillo usar esta interface gráfica donde solo el usuario tiene que seleccionar y arrastrar a la zona de trabajo las librerías existentes y posteriormente interconectar los bloques. Para acceder a estos bloques solo se tiene que escribir *simulink* en la consola de Matlab o hacer clic en el icono correspondiente de la barra de herramientas de Matlab para que se despliegue la ventana de librería de simulink que se ve en la figura 4.3.

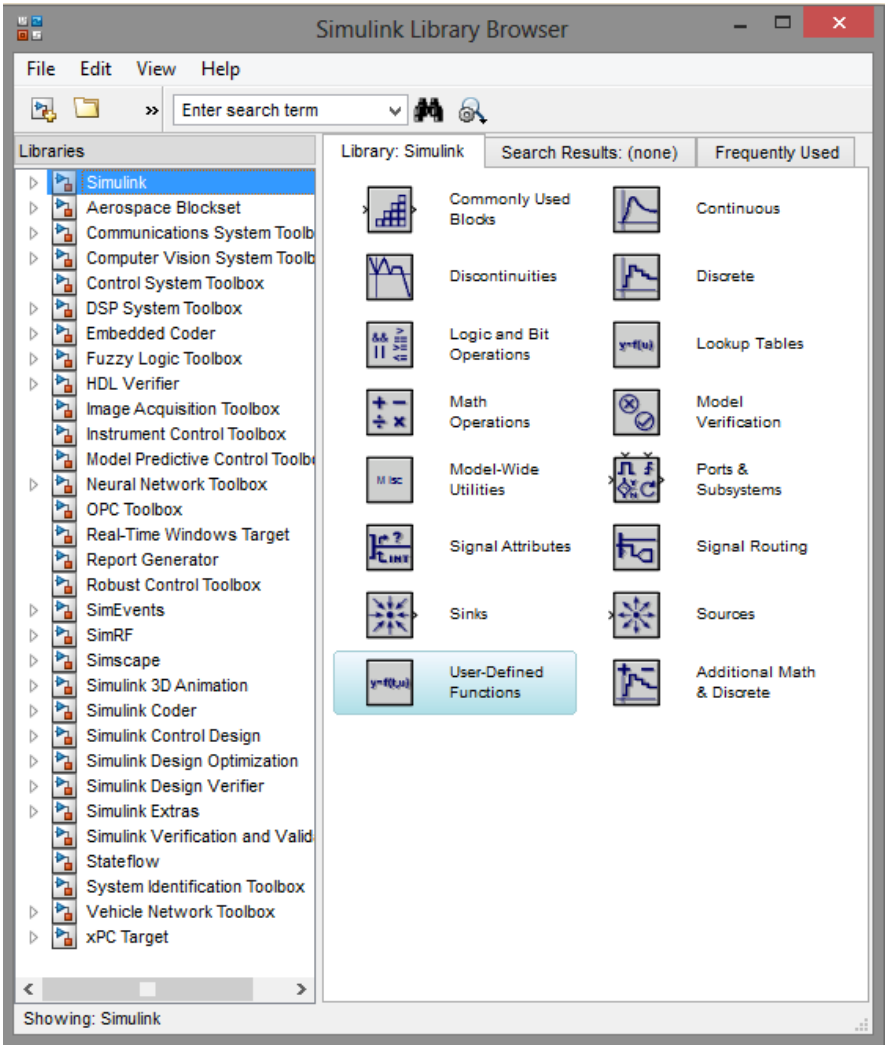


Figura 4.3. Ventana de librería de Matlab.

4.3.1 Bloques Usados para la simulación

Se muestran a continuación los bloques de simulink mas importantes para la construcción de los modelos usados en la presente tesis, se hace presentara la apariencia, el nombre, la ventana de configuración, los parámetros configurables y una breve descripción de los bloques, cabe recalcar que se usó la versión de Matlab R2013b.

IGBT / Diode: Este bloque implementa el modelo de IGBT con diodo figura 4.4. [11]

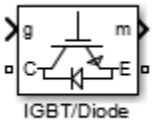


Figura 4.4 Bloque IGBT/Diode

Este bloque tiene los siguientes parámetros configurables figura 4.5:

- Resistencia interna del IGBT en Ohms.
- Resistencia Snubber (resistencia de amortiguamiento) en Ohms.
- Capacitancia Snubber(Capacitancia de amortiguamiento) en Faradios.

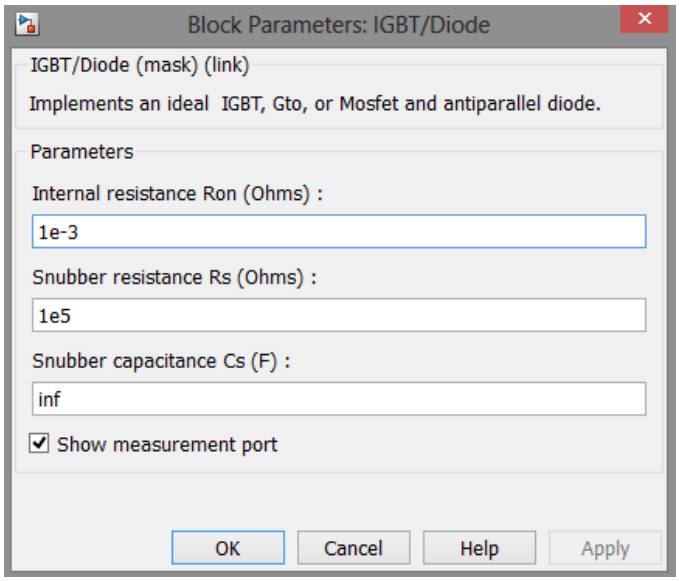


Figura 4.5 Ventana de configuración IGBT/Diode

DC Voltage Source: Bloque que implementa una fuente de tensión continúa ideal figura 4.6 [11].

Figura 4.6 Bloque DC Voltage Source

Este bloque tiene los siguientes parámetros configurables figura 4.7:

- Amplitud de la tensión.
- Medición en los bornes de la fuente.

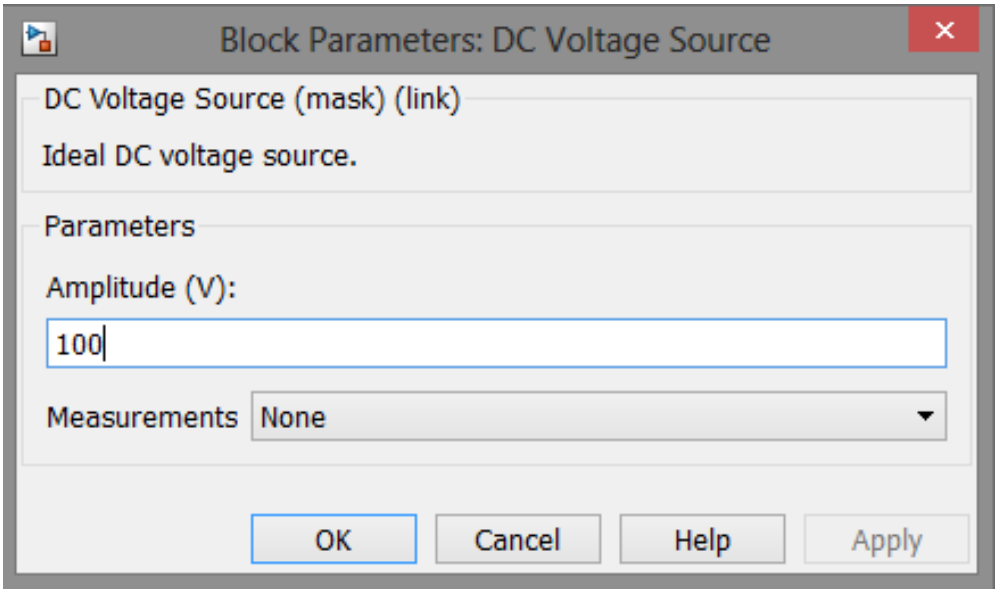


Figura 4.7 Ventana de configuración DC Voltage Source

Triangle Generator: Genera una forma de onda triangular simétrica a intervalos regulares figura 4.8 [11].

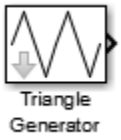


Figura 4.8 Bloque Triangle Generator.

Este bloque tiene los siguientes parámetros configurables figura 4.9:

- Frecuencia de la forma de onda en Hz
- Fase, el retraso de la forma de onda triangular.
- Tiempo de muestreo de bloque en segundos.

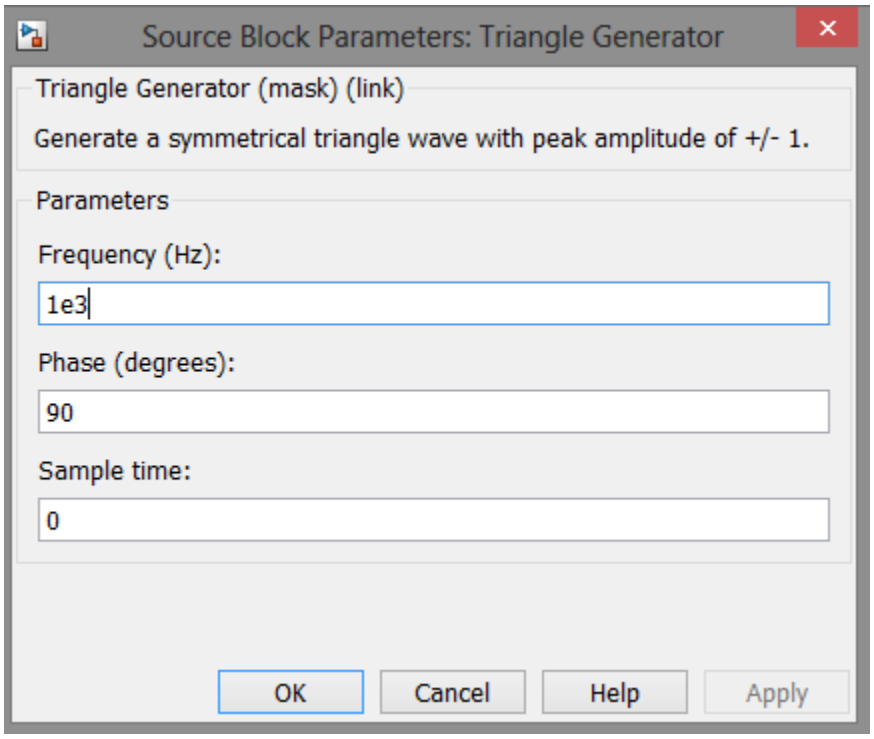


Figura 4.9 Ventana de configuración Triangle Generator.

PWM Generator (2-level): El bloque genera impulsos bajo la técnica PWM figura 4.10 [11].

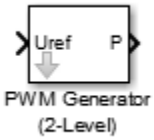


Figura 4.10 Bloque PWM Generator

El bloque tiene los siguientes parámetros configurables figura 4.11:

- Numero de pulsos por cada medio ciclo.
- Modo de operación: sincronizado o des sincronizado.
- Frecuencia de acarreo en Hz.
- Modulación interna.
- Tiempo de muestreo de bloque en segundos.

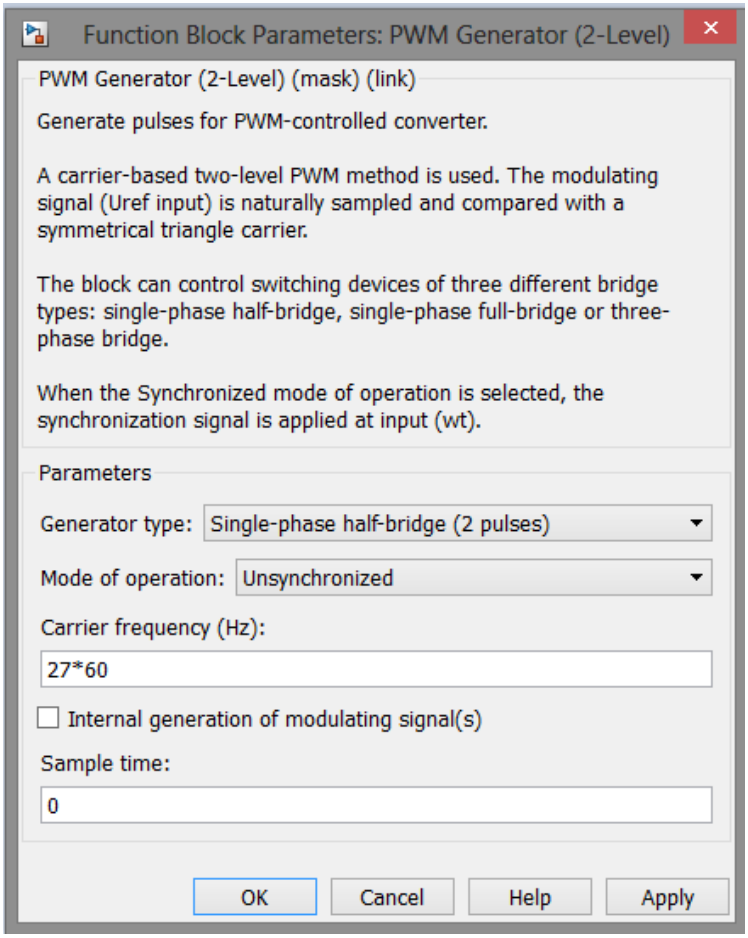


Figura 4.11 Ventana de configuración PWM Generator (2-Lever).

THD: Calcula la distorsión armónica total de una señal periódica distorsionada figura 4.12 [11].

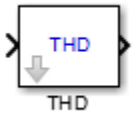


Figura 4.12 Bloque THD

Este bloque tiene los siguientes parámetros configurablesfigura 4.13:

- Frecuencia fundamental de la señal de entrada en Hz
- Tiempo de muestreo de bloque en segundos.

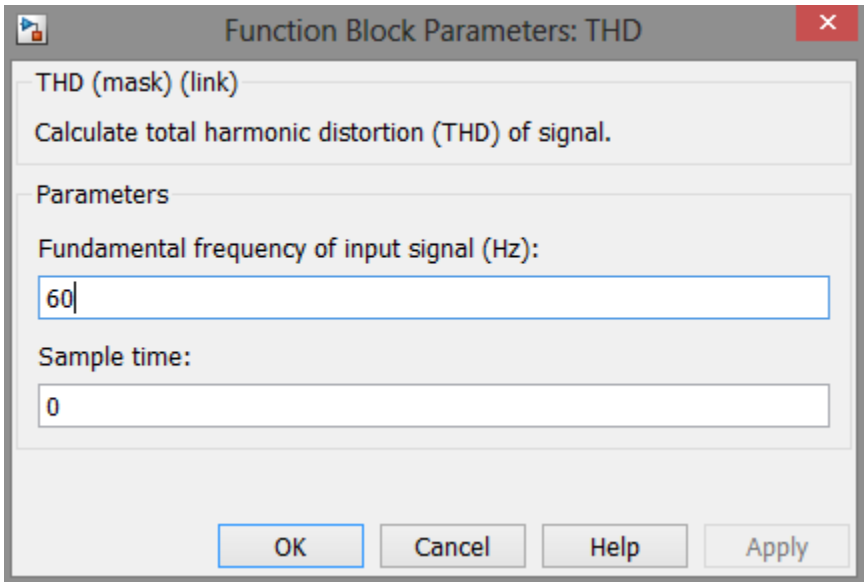


Figura 4.13 Ventana de configuración THD

4.4 Modulación triangular por ancho de pulso (TPWM)

La función PWM es más usual es la modulación por ancho de pulso sinusoidal, pero esta cuenta con algunos inconvenientes como puede ser el bajo valor de la tensión a la salida del inversor, por ello se implementan otro tipo de programación en los inversores por ancho de pulso, como objetico de esta tesis se busca tener una alternativa a el SPWM, para ello se propone un PWM con una onda triangular como onda de referencia y otra onda triangular como onda de acarreo.

Con este modelo PWM se busca tener una salida del inversor contante, que cuente con una magnitud y frecuencia controlable, para esto se probó con varias formas de onda, al final se elogió una onda de referencia triangular con una frecuencia de 60 Hz y una amplitud de 1, para generar las señales de cierre y apertura de los transistores se comparó con una onda de acarreo triangular de amplitud 1 la cual podemos variar la frecuencia para obtener diferencias en la salida del inversor. En la figura 4.14 se muestra la onda de referencia en la parte superior de la figura, la central es la onda de acarreo y la inferior es la forma de onda de la tensión.

Después de comprobar el comportamiento del modelo triangular por ancho de pulso, con la simulación del sistema

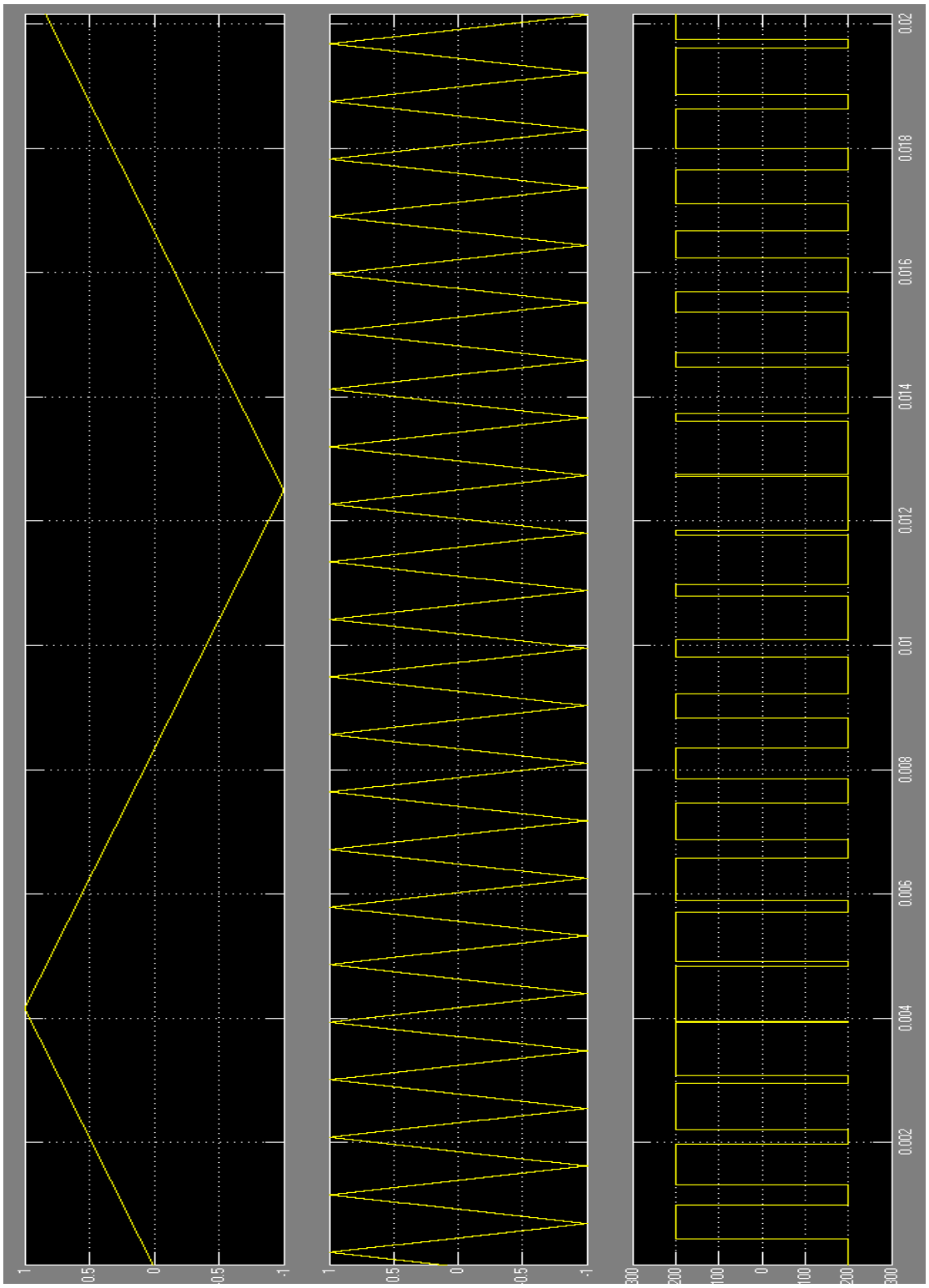


Figura 4.14 Onda de referencia, onda de acarreo y onda de tensión

4.5 Construcción del modelo para inversor de medio puente y un inversor puente completo en Simulink.

Se simulo en Matlab versión R2013b un inversor de medio puente y un inversor puente completo, de dos maneras diferentes una con modulación PWM sinusoidal, usando la onda portadora triangular con otra de referencia sinusoidal y en simulación dos se usó la modulación PWM propuesta que usando una onda portadora triangular y una onda de referencia triangula.

Para las simulaciones se usó una fuente de tensión de 400 V, una carga inductiva y resistiva representada por una resistencia de 1 Ohm y un inductor de 1 mF, un índice de modulación de 0.8, un tiempo de simulación 0.1 segundos. Se midió a la salida de los inversores el THD y se colocó un osciloscopio para visualizar la forma de onda de la corriente y la tensión de salida.

En la figura 4.15 se observa el modelo realizado en Simulink para un inversor de medio puente y en la figura 4.16 se muestra el inversor de puente completo.

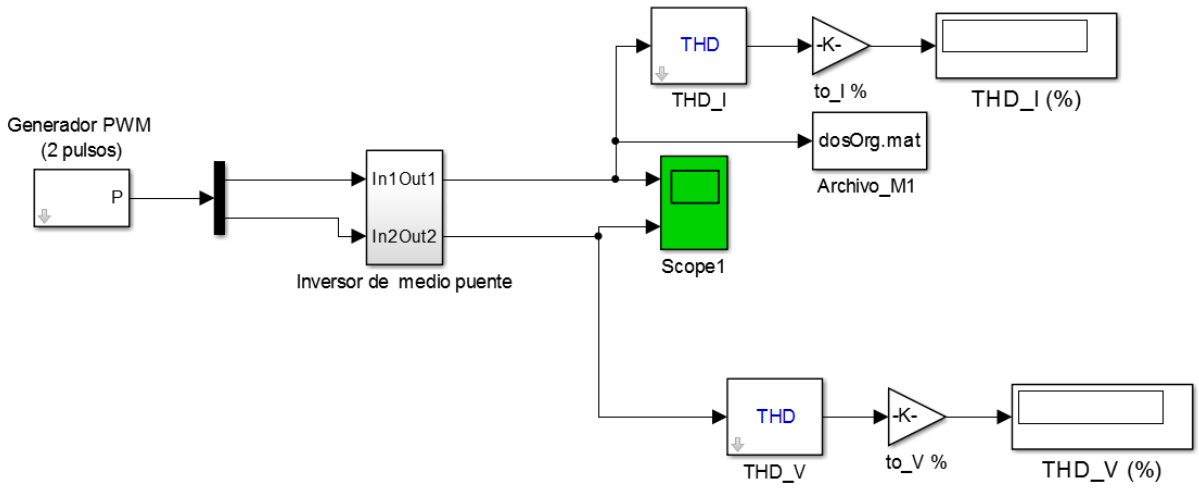


Figura 4.15 Modelo de un inversor medio puente

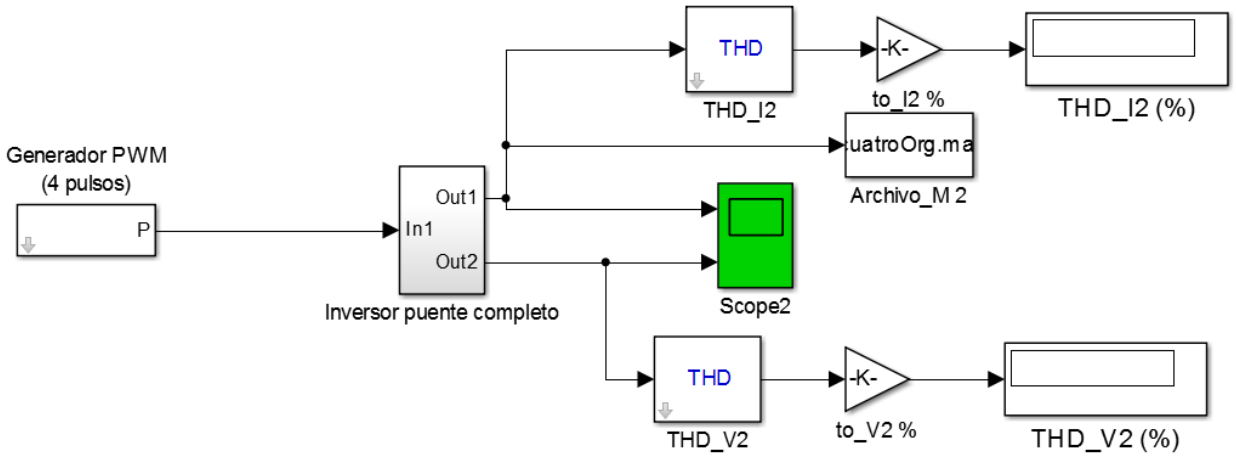


Figura 4.16 Modelo de un inversor puente completo

En ambos inversores se observa que colocados los bloques de simulink para la medición del THD y el osciloscopio para visualizar la forma de onda de la corriente y la tensión de salida de ambos inversores.

Para realizar el modelo de los inversores se usó un subsistema para el circuito del inversor de medio puente y el de puente completo, en la figura 4.17 se muestra el modelo del circuito del inversor de medio puente y en la figura 4.18 el circuito modelado del inversor puente completo.

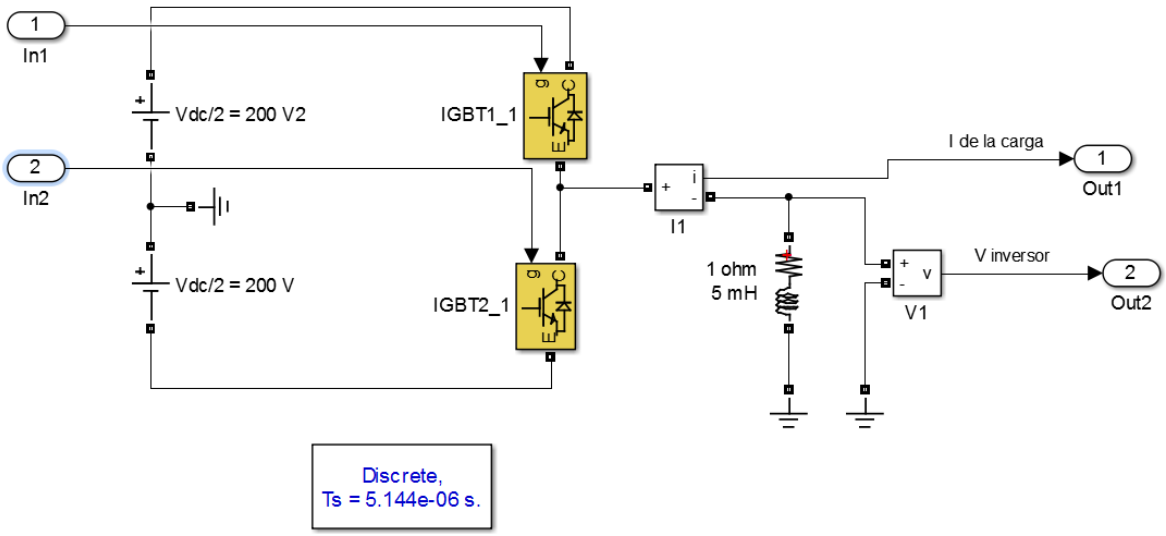


Figura 4.17 Modelo del circuito de un inversor de medio puente.

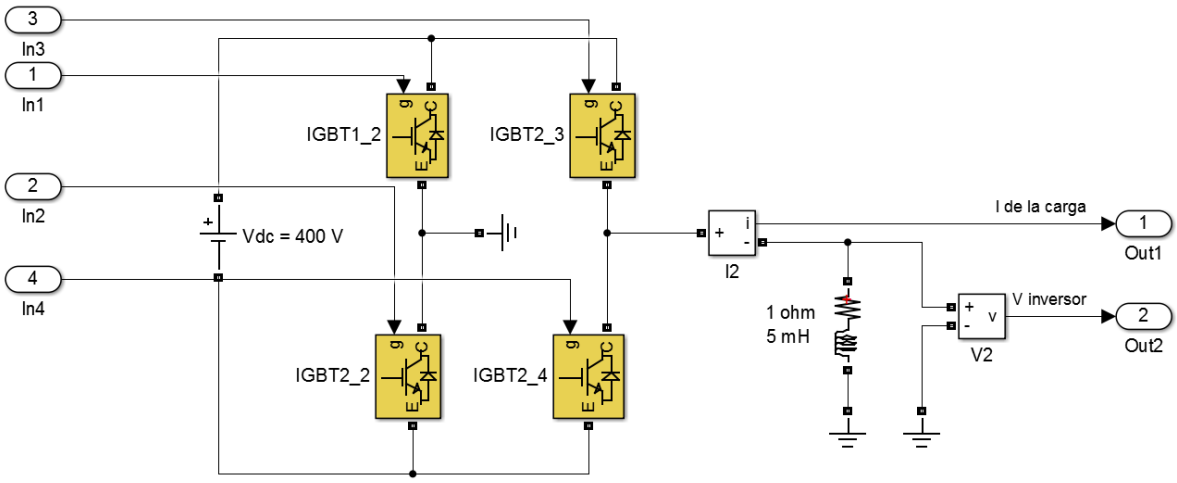


Figura 4.18 Modelo del circuito de un inversor de puente completo

En el caso del bloque del generador PWM ya viene definido por Simulink y se muestra el modelo en la figura 4.19, el cual para el caso del modelo propuesto se modificó para usar una onda de referencia triangular a 60 Hz en vez de una onda sinusoidal a 60 Hz y esta modificación se puede observar en la figura 4.20.

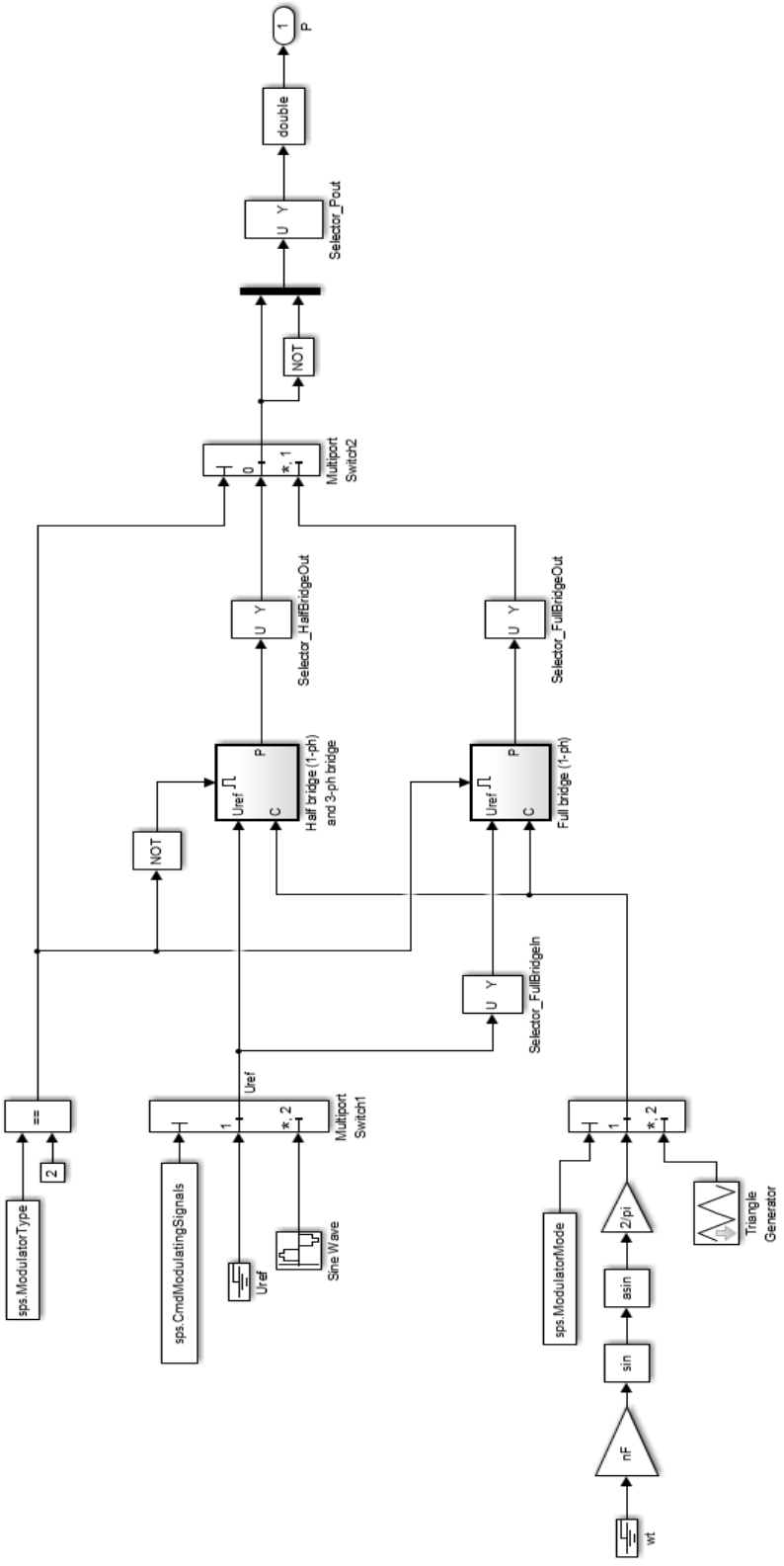


Figura4.19 Generador PWM con una onda de referencia sinusoidal a 60 Hz.

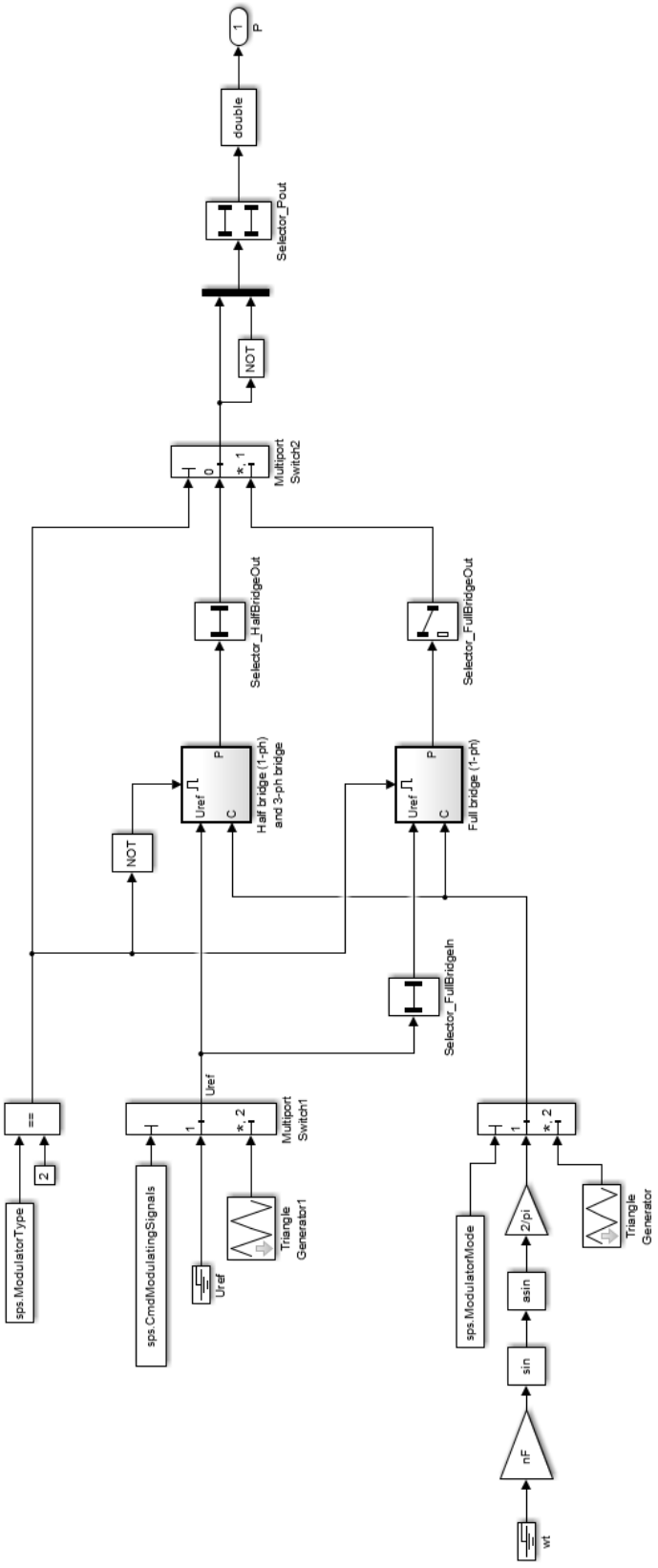


Figura 4.20 Generador PWM con una onda de referencia triangular a 60 Hz.

4.6 Comparación del modelo PWM original y el modelo PWM propuesto.

En una primera simulación usando el modelo que se muestra en la imagen 4.19 donde se usaron los datos ya presentados en el apartado anterior con una frecuencia de acarreo de 1080 Hz para ambos modelos. En la figura 4.21 y 4.22 se observa la forma de onda de la corriente del modelo PWM sinusoidal tanto del inversor de medio puente y puente completo respectivamente e un tiempo de simulación de 0.04 segundos.

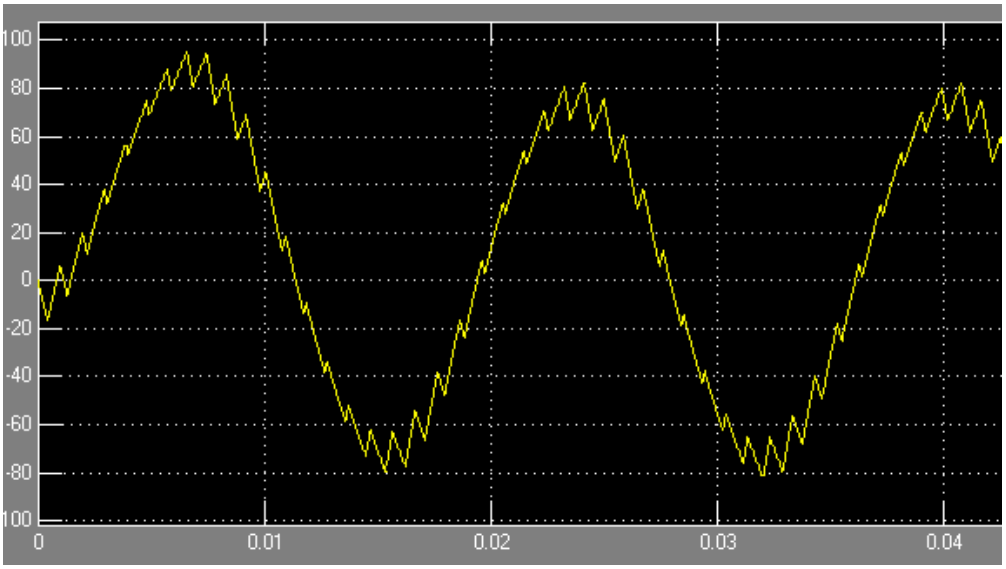


Figura 4.21 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de medio puente a 1080 Hz.

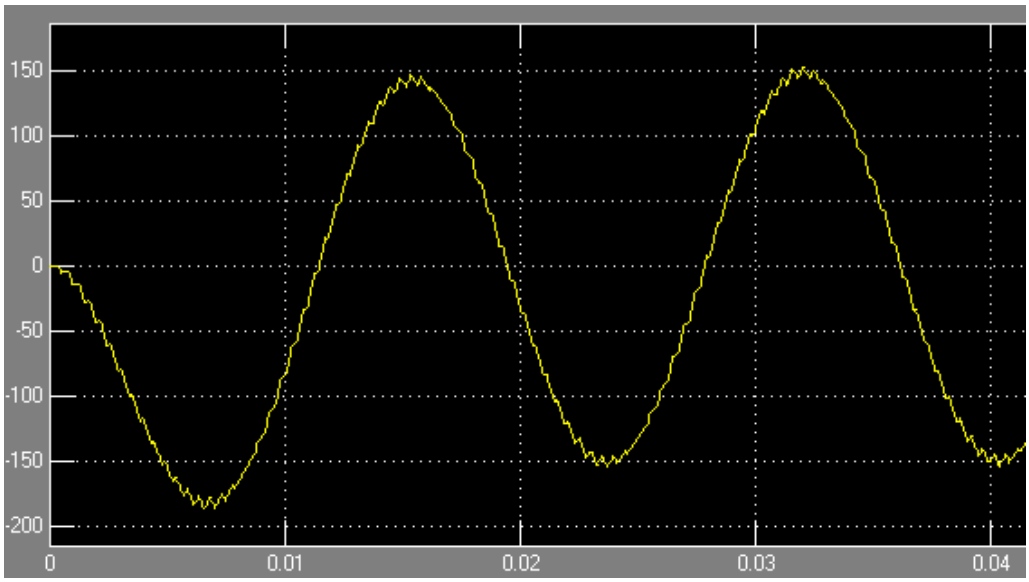


Figura 4.22 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de m puente completo a 1080 Hz.

Las gráficas de la forma de onda de la tensión del modelo PWM sinusoidal tanto del inversor de medio puente y puente completo con un tiempo de 0.03 segundos para poder apreciar mejor la forma de onda se muestra en las figuras 4.23 y 4.24 respectivamente.

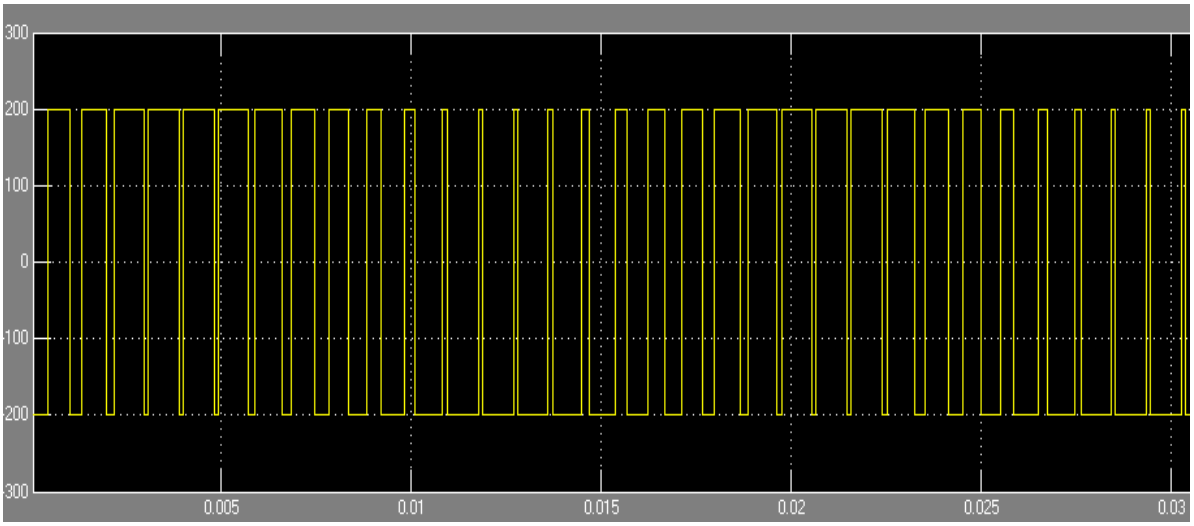


Figura 4.23 Gráficas de tensión del modelo PWM sinusoidal de un inversor de medio puente a 1080 Hz.

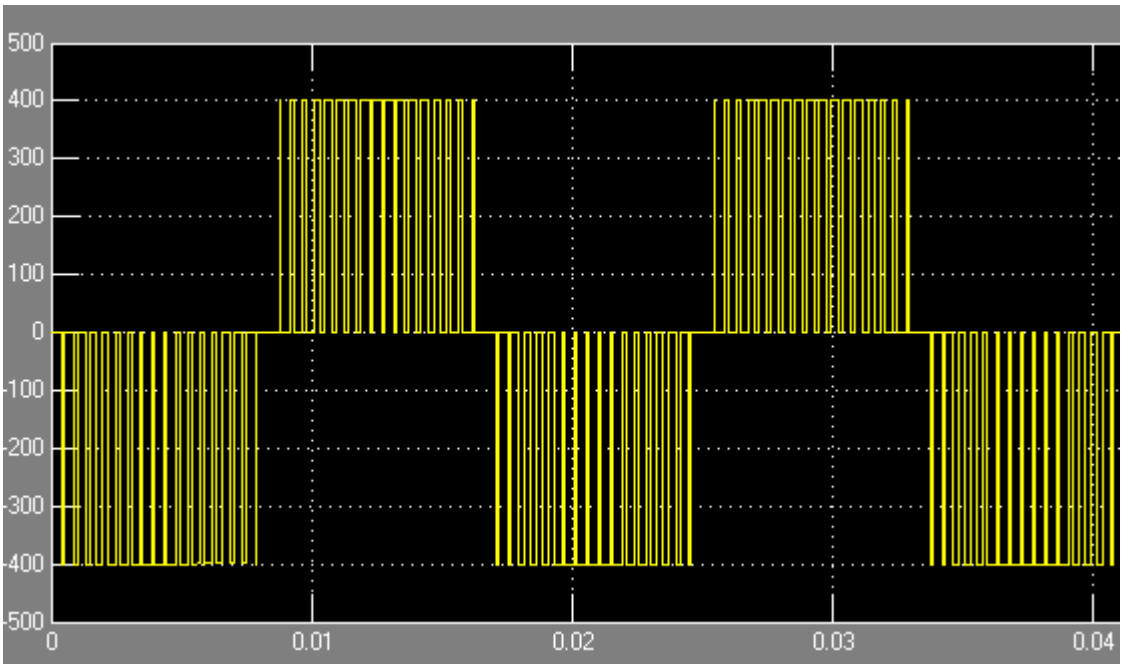


Figura 4.24 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de m puente completo a 1080 Hz.

En el caso de la simulación del inversor de medio puente y puente completo modulación PWM con una onda de referencia triangular se obtuvo la forma de onda

de la corriente, mostrado en la gráfica de la figura 4.25 para el inversor de medio puente y la gráfica de la figura 4.26 para el inversor de puente completo.

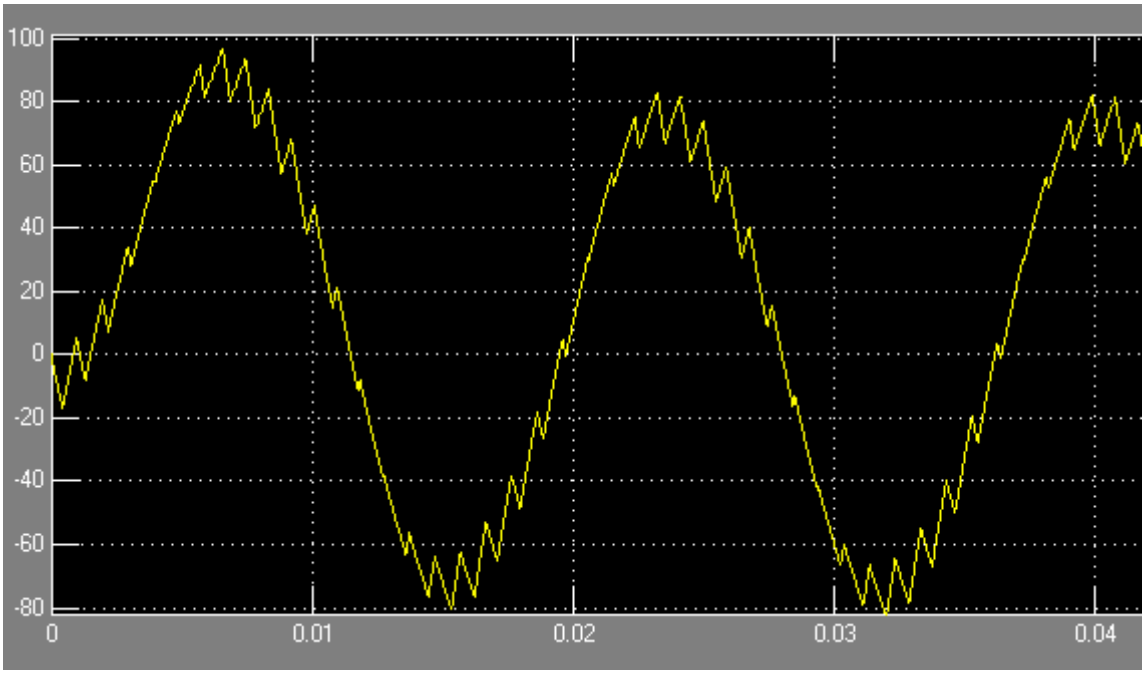


Figura 4.25 Gráficas de corriente del modelo PWM de un inversor de medio puente con una onda de referencia triangular.

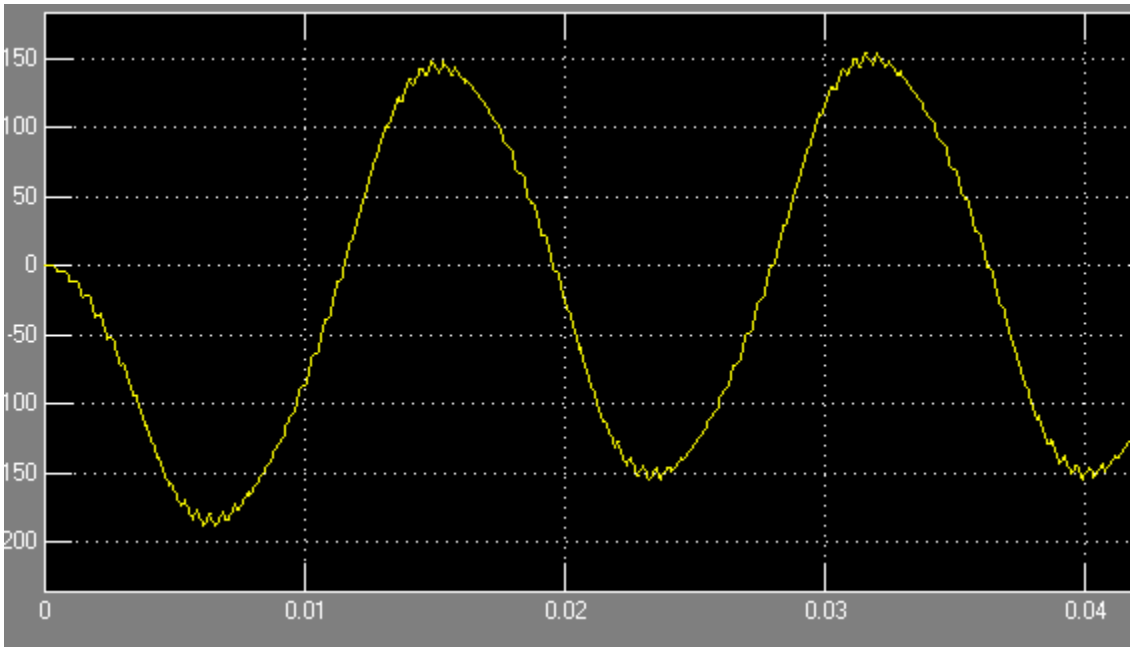


Figura 4.26 Gráficas de corriente del modelo PWM de un inversor de puente completo con una onda de referencia triangular.

Las gráficas de la forma de onda de la tensión del modelo PWM triangular tanto del inversor de medio puente y puente completo se muestran en las figuras 4.27 y 4.28 respectivamente.

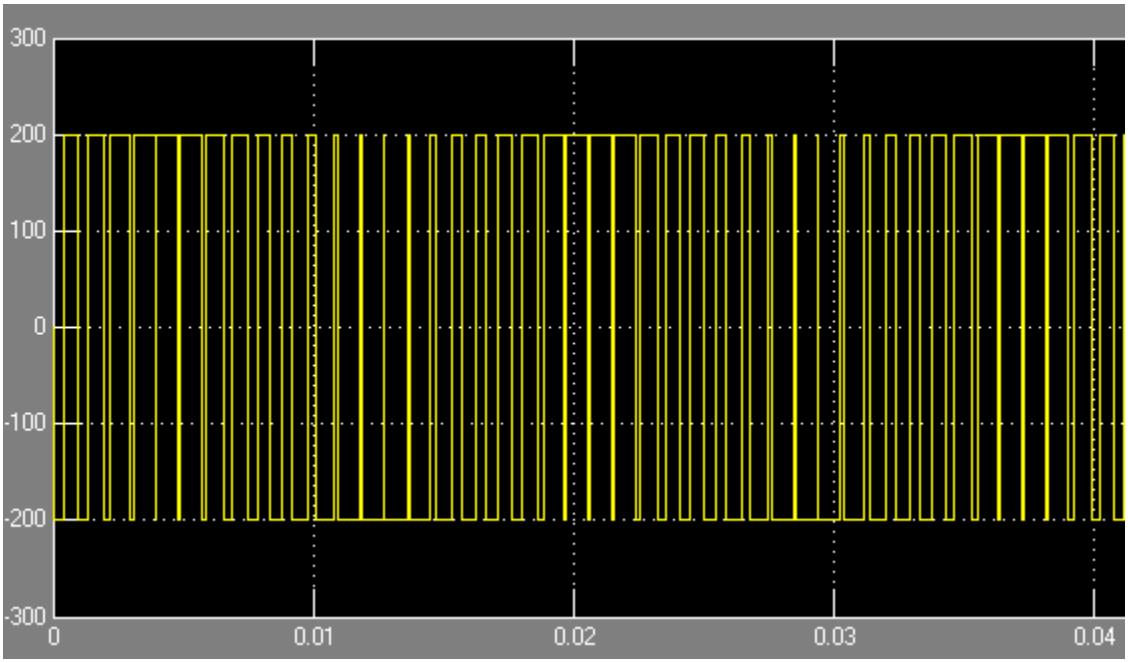


Figura 4.27 Gráficas de tensión del modelo PWM de un inversor de medio puente con una onda de referencia triangular.

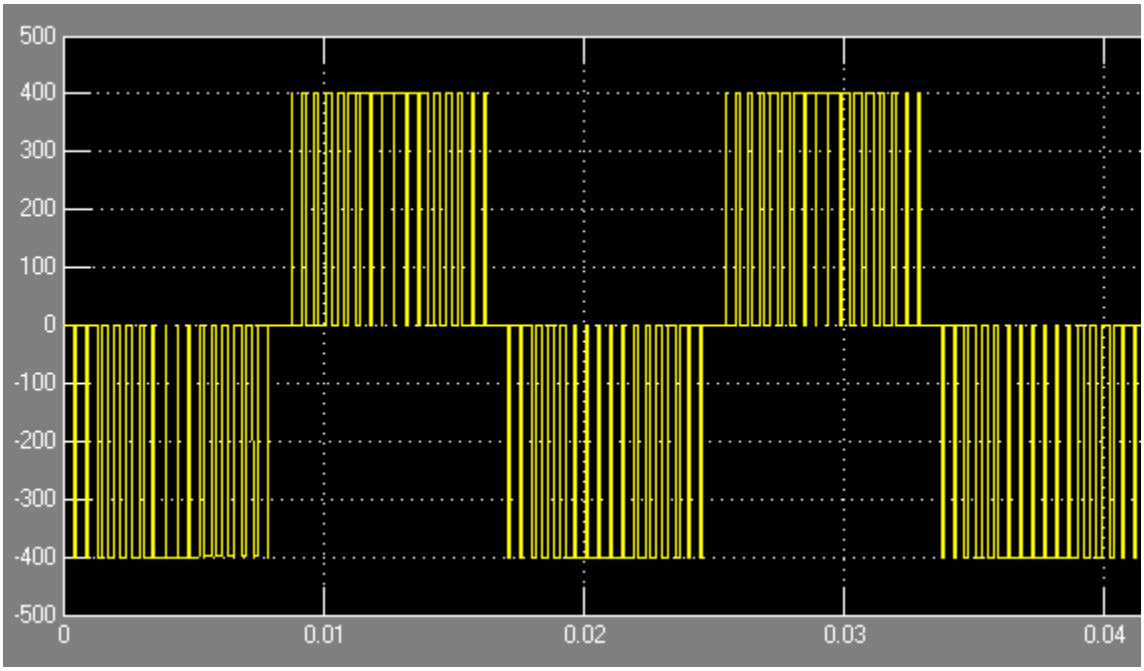


Figura 4.28 Gráficas de tensión del modelo PWM de un inversor de puente completo con una onda de referencia triangular.

Apartar de los resultados obtenidos en la simulación de los 4 inversores, se hace una comparación del THD de corriente y tensión en la tabla 4.1, donde se observa que el inversor de puente completo PWM sinusoidal tiene un THD de corriente menor que los demás, pero con el inversor de puente completo triangula se obtiene un mejor THD de tensión.

Inversor	THD de corriente %	THD de tensión %
Medio puente sinusoidal	7.30	146.78
Medio puente triangular	8.46	143.31
Puente completo sinusoidal	2.01	77.12
Puente completo triangular	4.62	72.20

Tabla 4.1 Comparación entre PWM sinusoidal y PWM triangular.

Se realizó una segunda simulación con los mismos parámetros, pero cambiando la frecuencia de acarreo de los inversores anteriormente simulados a un valor de 16000 Hz para conseguir un THD más bajo y una forma de onda de menor distorsión. En la figura 4.29 y 4.30 se observa la forma de onda de la corriente del modelo PWM sinusoidal tanto del inversor de medio puente y puente completo respectivamente e un tiempo de simulación de 0.04 segundos.

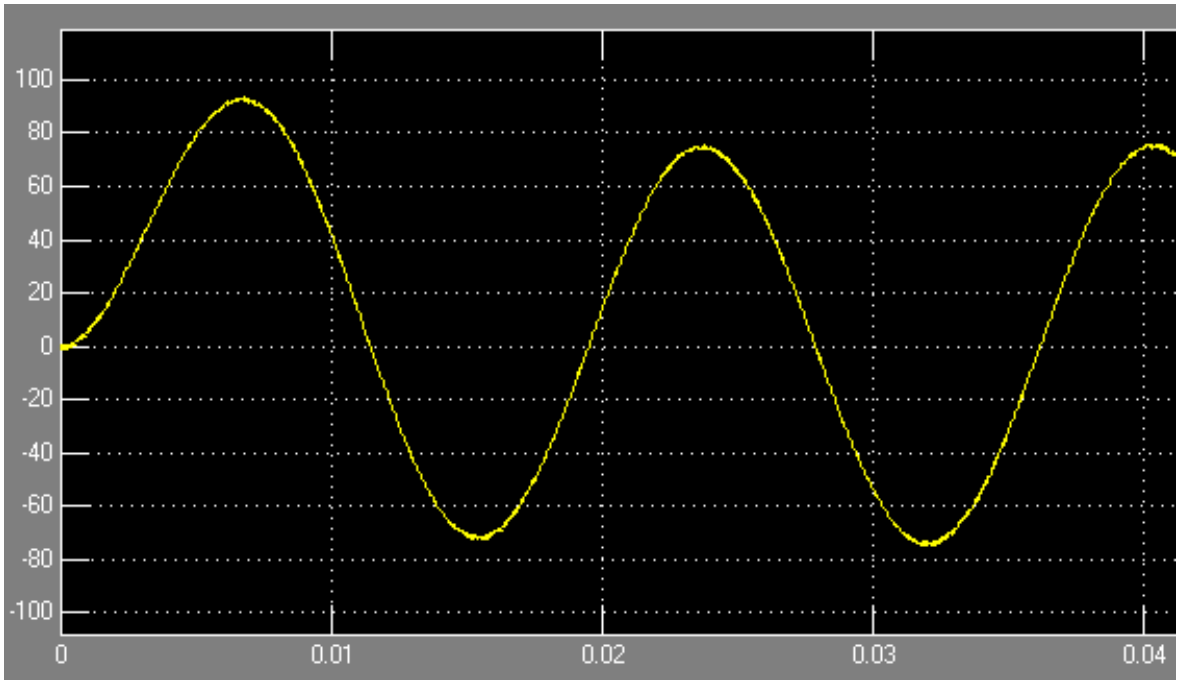


Figura 4.29 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de medio puente a 16000 Hz.

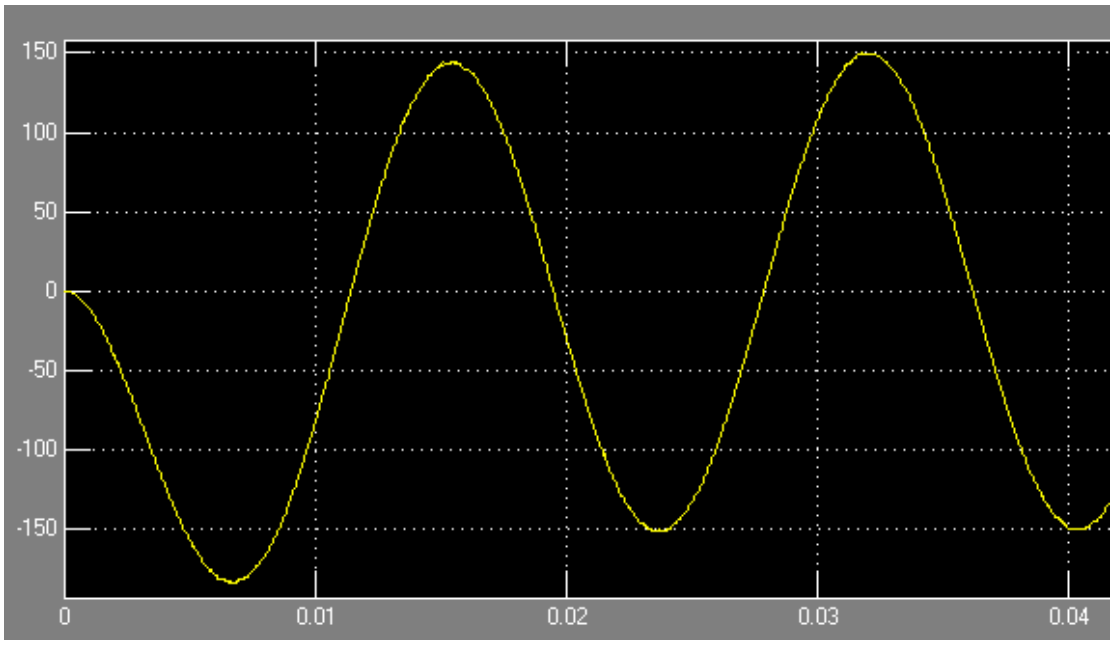


Figura 4.30 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de puente completo a 16000 Hz.

Las gráficas de la forma de onda de la tensión del modelo PWM sinusoidal tanto del inversor de medio puente y puente completo con una frecuencia de la onda portadora de 1600 Hz, para poder apreciar mejor la forma de onda se tomó solo 0.015 segundos de la simulación se muestra en las figuras 4.31 y 4.32 respectivamente.

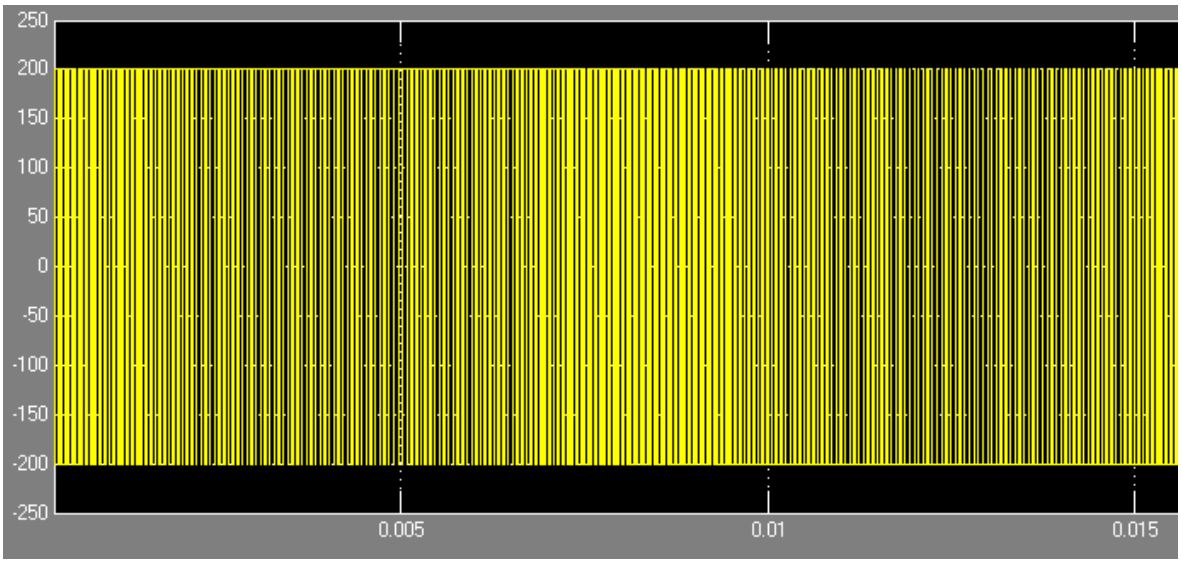


Figura 4.31 Gráficas de tensión del modelo PWM sinusoidal de un inversor de medio puente a 16000 Hz.

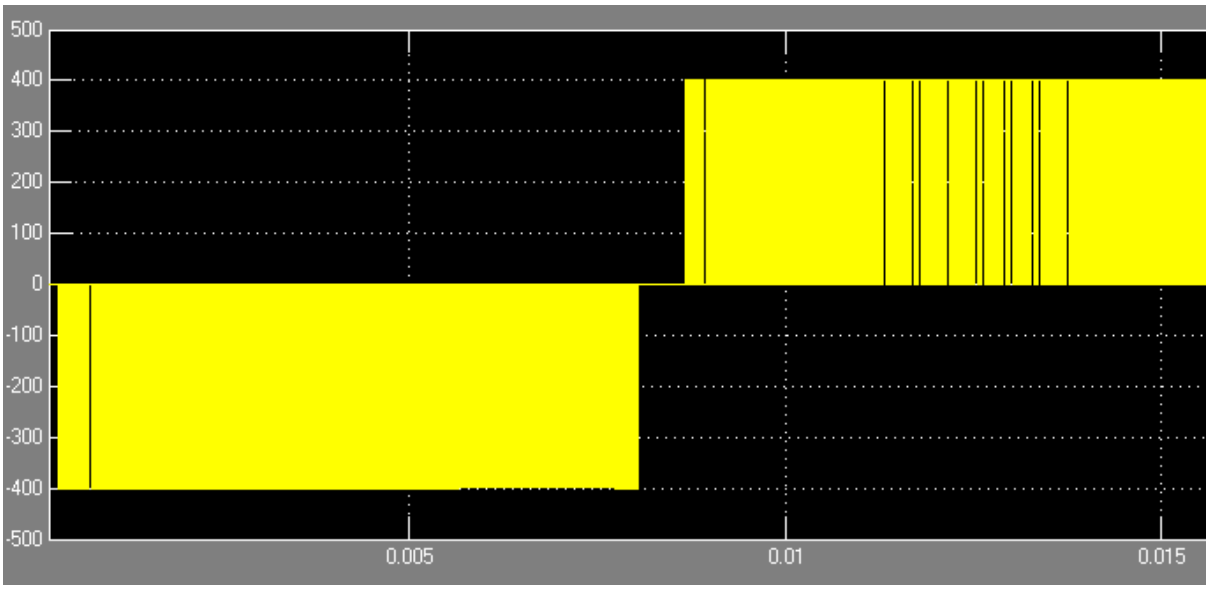


Figura 4.32 Gráficas de corriente del modelo PWM sinusoidal de un inversor de m puente completo a 16000 Hz.

Se volvió a correr la simulación del inversor de medio puente y puente completo modulación TPWM y se modificó la frecuencia de acarreo a 16000 Hz y se obtuvieron las gráficas de corriente mostradas en las figuras 4.33 y 4.34 respectivamente.

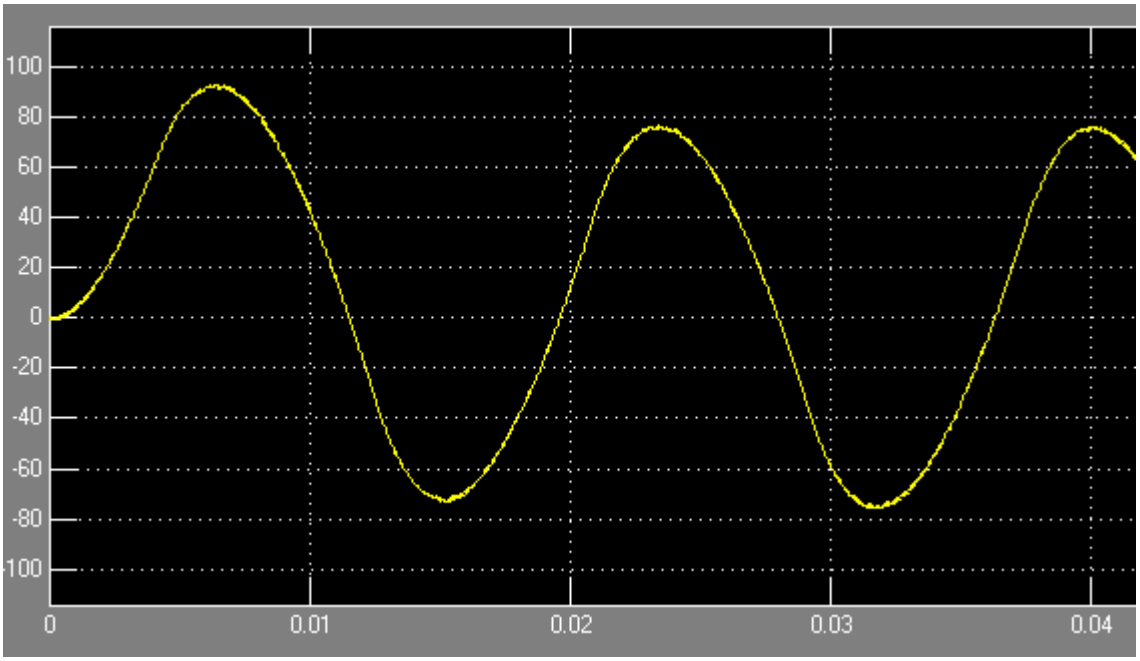


Figura 4.33 Gráficas de corriente del modelo PWM triangular de un inversor de puente completo a 16000 Hz.

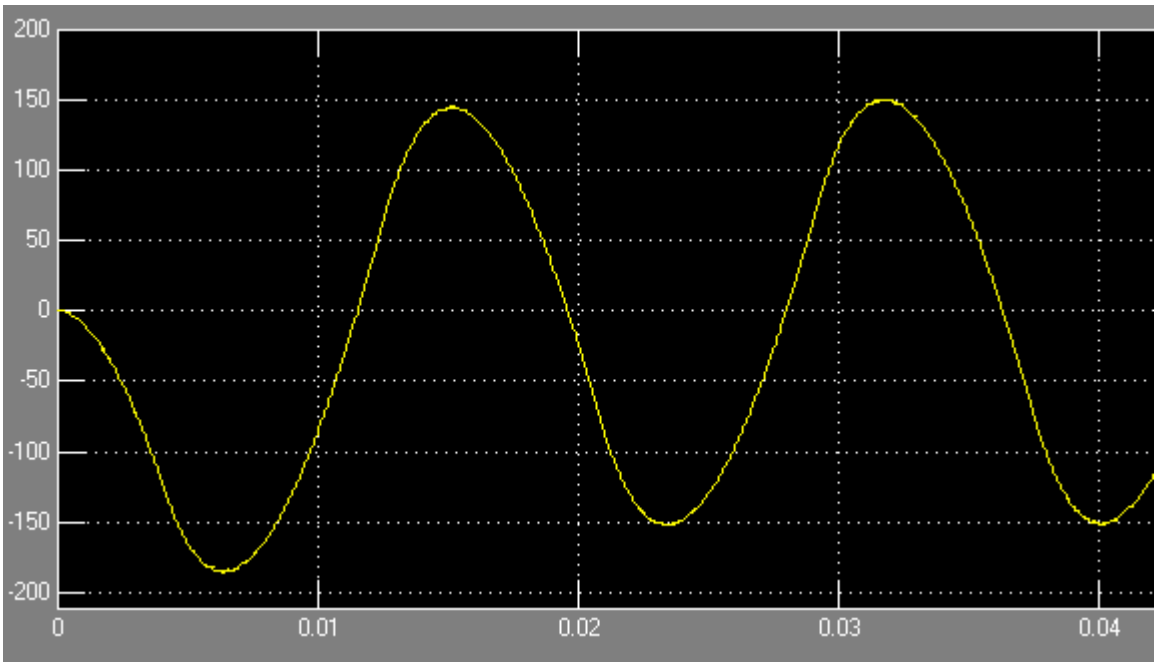


Figura 4.34 Gráficas de corriente del modelo PWM triangular de un inversor de puente completo a 16000 Hz.

Las gráficas de la forma de onda de la tensión del modelo TPWM tanto del inversor de medio puente y puente completo con una frecuencia de la onda portadora de 1600 Hz, para poder apreciar mejor la forma de onda se tomó solo 0.015 segundos de la simulación se muestra en las figuras 4.35 y 4.36 respectivamente.

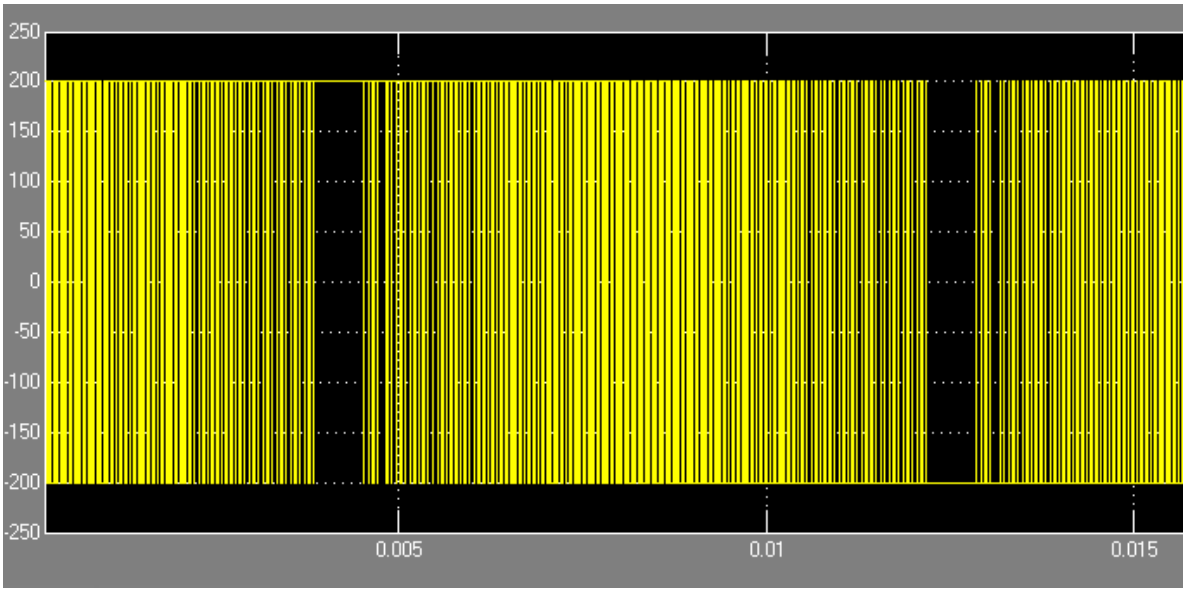


Figura 4.35 Gráficas de tensión del modelo PWM triangular de un inversor de medio puente a 16000 Hz.

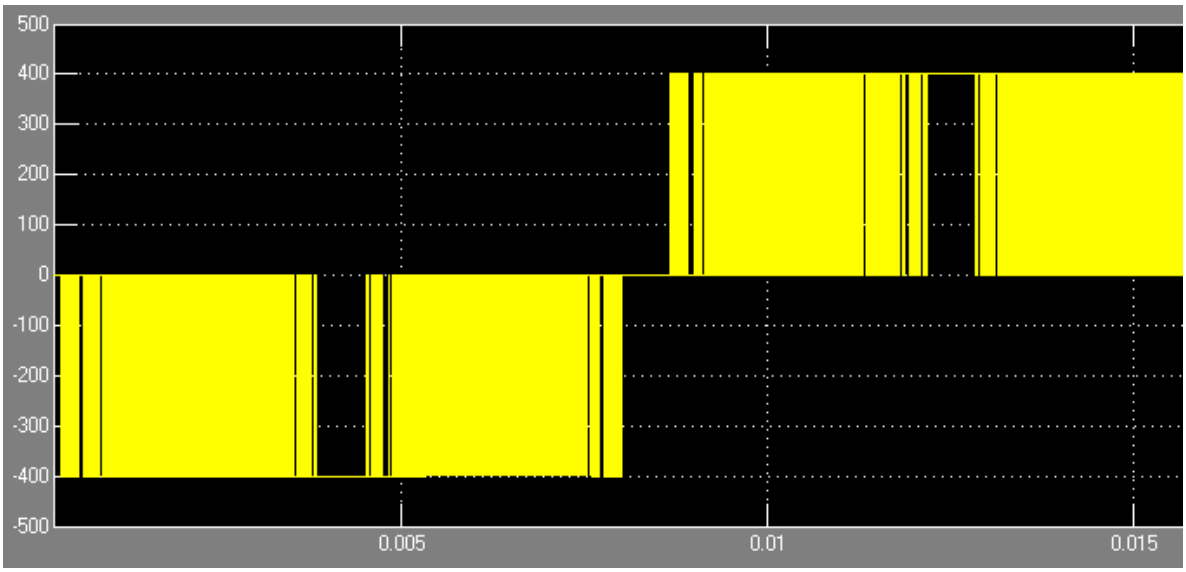


Figura 4.36 Gráficas de corriente del modelo PWM triangular de un inversor de m puente completo a 16000 Hz.

Para realizar una comparativa de la simulación de los 4 inversores, se muestra el THD de corriente y tensión en la tabla 4.2; donde se observa que el inversor de puente completo PWM sinusoidal tiene un THD de corriente menor que los demás, pero con el inversor de puente completo triangular se tiene un mejor THD de tensión.

Inversor	THD de corriente %	THD de tensión %
Medio puente original	0.88	144.53
Medio puente modificado	4.27	142.46
Puente completo original	0.38	76.73
Puente completo modificado	4.32	71.70

Tabla 4.2 Comparativa entre PWM sinusoidal y PWM propuesto.

4.7 Análisis de armónicos del modelo PWM original y el modelo PWM propuesto.

Para hacer una mejor comparación se programó en Matlab un script para obtener las armónicas de la corriente de los inversores y así poder compararlas en la inyección de armónicas al sistema. El código se muestra en la figura 4.37.

Mediopuente.m

```
clear
dos='dos.mat';
[datos]=importdata(dos);
x=datos(1,:);
y=datos(2,:);
figure(1),plot(x,y)
a=size(datos);
n=a(1,2);
T=0.1;
fo=60; %frecuencia fundamental
wo=377;
A=90;
N=n; % Numero de muestras en la señal
I=datos(2,:);
t=linspace(0,T,N);
% v(1:N/2-1)=A;
% v(N/2:N)=-A;
a0=trapz(t,I);
M=9; % Numero de armonicos
for i=1:M;
a(i)=2*trapz(t,I.*cos(i*wo*t))/T;
b(i)=2*trapz(t,I.*sin(i*wo*t))/T;
end;
n=[0 1:M]; % Arreglo de indices de armonicos
c=[a0 sqrt(a.^2+b.^2)]; % Amplitud total de loa armonicos
figure (2), area(t,I); grid on;
xlabel('tiempo'); ylabel('Ampers');
axis([0 0.1 -1.25*A 1.25*A]);
figure(3);stem(n*fo,c); grid on;
xlabel ('frecuencia (Hz)'); ylabel ('amplitud');
```

Figura 4.37 Código en Matlab para el análisis de armónicos en la corriente de salida del inversor.

4.7.1 Armónicos de un inversor de medio puente.

Con el código se realiza el análisis armónico de un inversor de medio puente convencional y se obtiene la gráfica de la figura 4.38 donde se observa los armónicos de la corriente de salida del inversor y su magnitud. En la tabla 4.3 se puede observar las magnitudes de los armónicos de la corriente en Amper y la frecuencia en la cual aparecen.

Hz	0	60	120	180	240	300	360	420	480	540
I	0.29	74.66	1.49	0.97	0.76	0.59	0.51	0.42	0.38	0.32

Tabla 4.3 Magnitud de los armónicos de corriente de salida de un inversor de medio puente PWM sinusoidal.

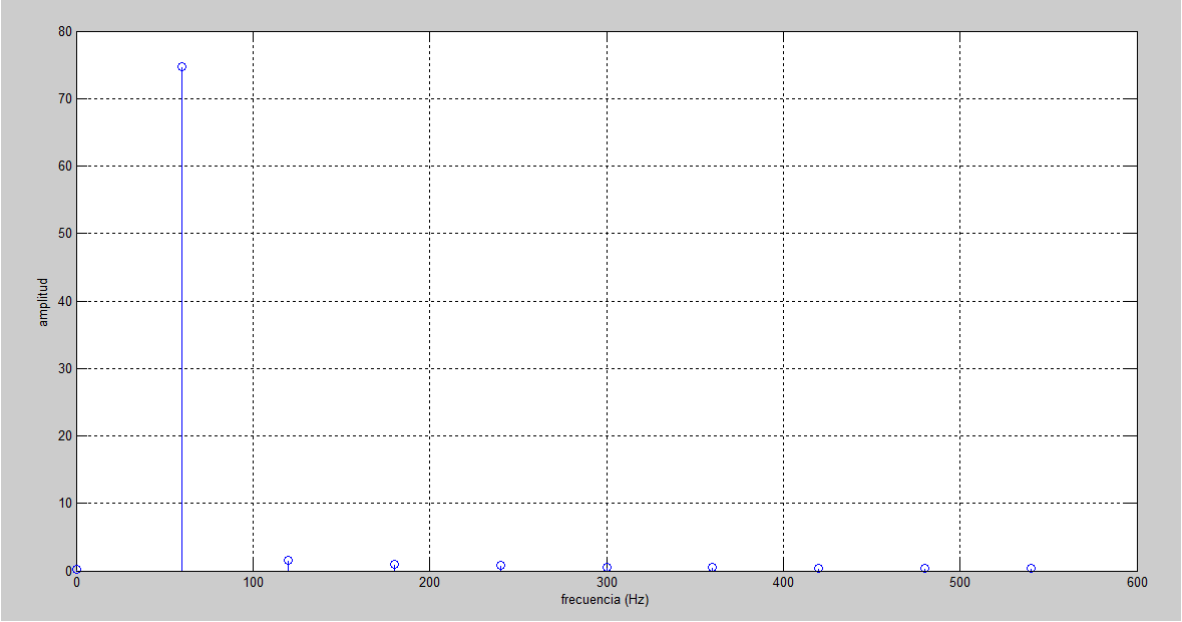


Figura 4.38 Gráfica de análisis armónicos de un inversor de medio puente convencional.

4.7.2 Armónicos de un inversor de medio puente propuesto

Con el código se hace el análisis armónico de un inversor de medio puente propuesto y se obtiene la gráfica de la figura 4.39 donde se observa los armónicos de la corriente de salida del inversor y su magnitud. En la tabla 4.4 podemos observar las magnitudes de los armónicos en la corriente en Amper y la frecuencia en la cual aparecen.

Hz	0	60	120	180	240	300	360	420	480	540
I	0.28	75.88	1.46	3.28	0.74	0.86	0.50	0.46	0.40	0.33

Tabla 4.4 Magnitud de los armónicos de corriente de salida de un inversor de medio puente PWM propuesto.

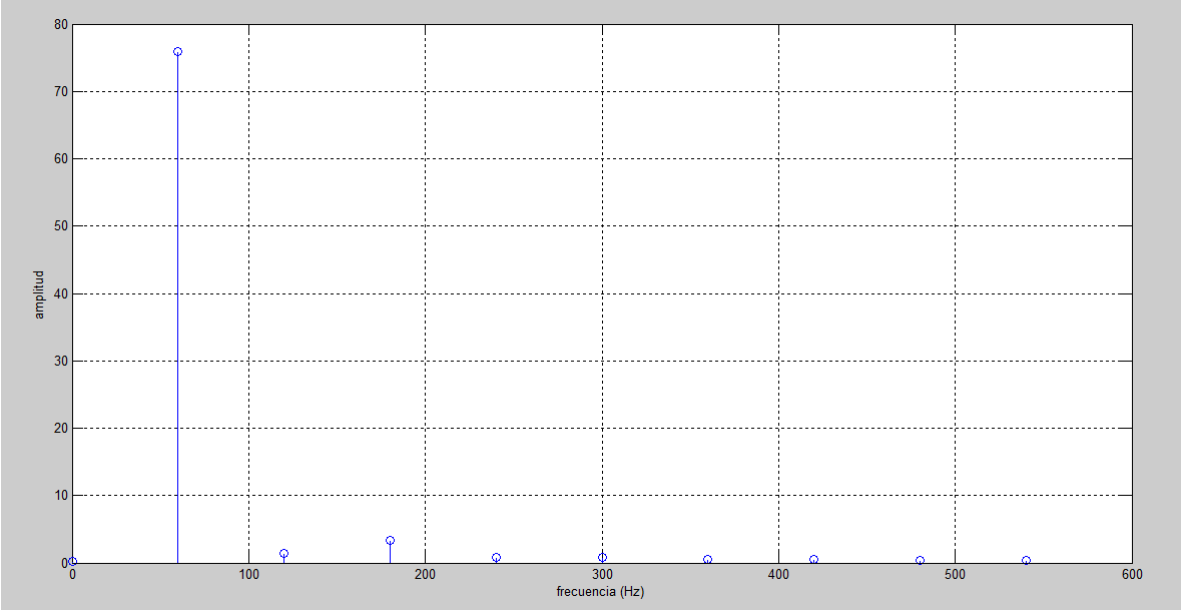


Figura 4.39 Gráfica del análisis de los armónicos de un inversor de medio puente modificado.

4.7.3 Armónicos de un inversor puente completo

Con el código se hace el análisis armónico de un inversor puente completo y se obtiene la gráfica de la figura 4.40 donde se observa los armónicos de la corriente de salida del inversor y su magnitud. En la tabla 4.5 podemos observar las magnitudes de los armónicos en la corriente en Amper y la frecuencia en la cual aparecen.

Hz	0	60	120	180	240	300	360	420	480	540
I	0	149.33	3.35	2.28	1.72	1.38	1.15	0.99	0.86	0.77

Tabla 4.5 Magnitud de los armónicos de corriente de salida de un inversor de puente completo PWM sinusoidal.

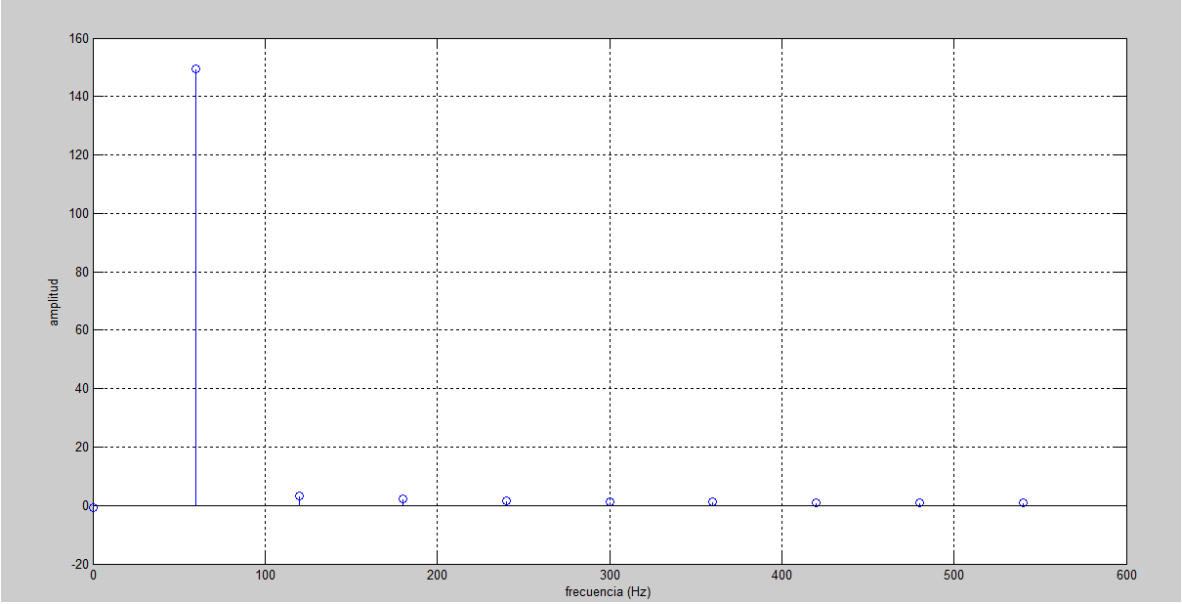


Figura 4.40 Gráfica de análisis armónicos de un inversor puente completo

4.7.4 Armónicos de un inversor puente completo modificado

Con el código se hace el análisis armónico de un inversor puente completo y se obtiene la gráfica de la figura 4.41 donde se observa los armónicos de la corriente de salida del inversor y su magnitud. En la tabla 4.6 podemos observar las magnitudes de los armónicos en la corriente en Amper y la frecuencia en la cual aparecen.

Hz	0	60	120	180	240	300	360	420	480	540
I	0	151.76	3.29	6.67	1.68	1.87	1.13	1.06	0.85	0.78

Tabla 4.6 Tabla de magnitud de los armónicos de corriente de salida de un inversor de puente completo PWM propuesto.

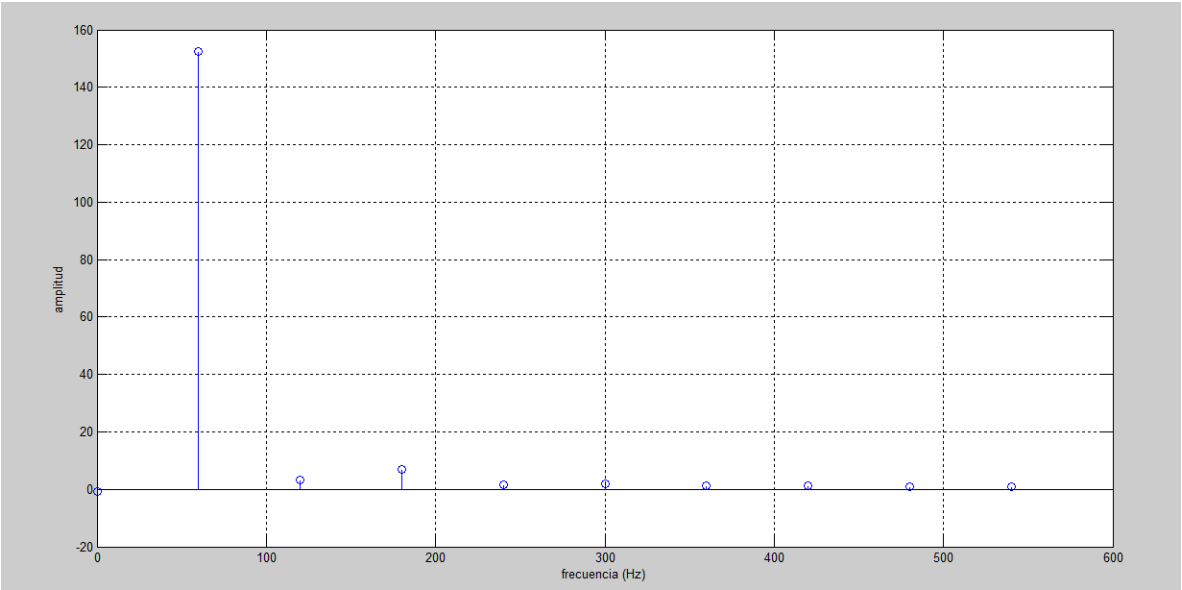


Figura 4.41 Gráfica de análisis armónicos de un inversor puente completo modificado.

Conclusiones.

La recopilación de la información de los diferentes modelos de inversores, sus características, métodos de programación, ventajas y desventajas, así como las gráficas de ondas de referencia y de acarreo para la generación de la onda de tensión, brindo un panorama más claro para construir una nueva función PWM, con esto se pudieron visualizar opciones para la contrición de un nuevo modelo, pero para poder observar resultados más claramente fue necesario construir un modelo computacional, por lo que se eligió programar un inversor de medio puente y puente completo en Simulink pero con la posibilidad de cambiar la forma de onda de referencia.

El principal objetico de este trabajo es proponer una forma más simple y nueva para programar un circuito inversor PWM, esto se logró usando una onda triangular como onda de referencia en un circuito inversor de medio puente y un circuito inversor de puente completo. Mediante la programación en Matlab de estos circuitos y la comparación con circuitos inversores PWM con una onda de referencia sinusoidal que es una de las formas de programación más comunes se obtuvo una comparación muy clara del comportamiento del modelo propuesto. Como se puede ver claramente en la tabla 4.1, donde comparamos el modelo sinusoidal con el propuesto en un circuito inversor de medio puente el THD de la corriente en el modelo propuesto es 1.16% mayor y el THD en la tensión es 3.47% menor que el circuito inversor sinusoidal. En el caso de los inversores de puente completo la diferencia de THD de corriente es de solo 2.61% mayor y 4.92%, esto resultados nos demuestran que el modelo propuesto tiene un THD de corriente un poco mayor y un THD de tensión menor si lo comparamos con un circuito inversor sinusoidal.

En trabajo se obtuvo un valor agregado con la construcción de los circuitos inversores de medio puente y puente completo en Matlab, ya que con ellos se puede probar de manera sencilla distintas formas de programación de estos circuitos inversores, de hecho, en un principio se probaron distintas formas de onda, para usar como onda de referencia en los circuitos y como resultado la onda triangular tiene un mejor desempeño. Aun así, este modelo en Matlab puede ser usado más adelante para continuar con las investigaciones y construcción de nuevas formas de programación para circuitos inversores.

Bibliografía

[1] Muhamammad H. Rashid. Electronica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Pearson.

[2] Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins. Electronica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño. Mc Graw Hill

[3] Eduard Ballester y Robert Piqué. Electronica de Potencia:Principios Fundamentales yEstructurales Basicas. Alfaomega

[4] Jose Manuel Benavente, Antonio Abellan y Emilio Figueres. Electronica de Potencia: Teoria y Aplicaciones. Alfaomega.

[5] www.icmm.csic.es/fis/gente/.../6%20Transistores%20bipolares.pdf Transistores Bipolares.

[6] http://www.ancap.com.uy/docs_concursos/ARCHIVOS/2%20LLAMADOS%20FINALIZADOS/2013/REF%2040_2013%20%20%20T%C3%89CNICO%20AYUDANTE%20MANTENIMIENTO%20E%20INGENIER%C3%8DA%20(ELECTROELECTR%C3%93NICO)/MATERIAL%20DE%20ESTUDIO/CONOCIMIENTOS%20ESPEC%C3%8DFICOS/DISPOSITIVOS%20DE%20ELECTRONICA%20DE%20POTENCIA.PDF Dispositivos de Electrónica de Potencia

[7] http://www.iuma.ulpgc.es/~roberto/asignaturas/EI/transparencias/EI_Tema_3.2.Transistor_potencia.pdf Apartado 3.2 El transistor de potencia

[9] Sergio Elberlein y Osvaldo Vazquez Notas de Clase: Tarnsistores de Potencia Univercidad Nacional de Rosario

[10]https://www.google.com.mx/webhp?sourceid=chrome-instant&ion=1&espv=2&ie=UTF-8#q=inversores+sqw Curso de inversores Dr. Enrique Maset Sancho

[11] http://www.mathworks.com/help ***Se usó la versión Matlab R2013b