BUAP

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

Facultad de Ingeniería

Secretaría de Investigación y Estudios de Posgrado

"ESTUDIO COMPARATIVO DE INVERSORES DE VOLTAJE ANALÓGICO Y DIGITAL DE ONDA CUADRADA"

TESIS

Que para obtener el grado de

MAESTRO EN INGENIERÍA
CON OPCIÓN TERMINAL EN
SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

Presenta:

JUAN SÁNCHEZ LÓPEZ

Asesor de tesis:
M.C. GUILLERMO FLORES MARTÍNEZ

Coasesor de tesis:
M.I.A. JOSÉ RUBÉN SÁNCHEZ LÓPEZ

Puebla, Pue. Junio 2015

BUAP

OFICIO SIEP No. 1338/2015

ING. JUÁN SÁNCHEZ LÓPEZ
Maestría en Ingeniería, Opción terminal Sistemas
Eléctricos de Potencia
P r e s e n t e .

El suscrito M.I. Edgar Iram Villagrán Arroyo, Director de la Facultad de Ingeniería, de acuerdo a su solicitud de cambio de Tema de Tesis, le autoriza desarrollar el tema intitulado: **"ESTUDIO COMPARATIVO DE INVERSORES DE VOLTAJE ANALÓGICO Y DIGITAL DE ONDA CUADRADA"**, para obtener el grado de Maestro en Ingeniería con opción terminal en Sistemas eléctricos de potencia. Asignándose como Asesor al M.C. Guillermo Flores Martínez.

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 06 de mayo de 2015

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA · FACULTAD DE INGENIERÍA · DIRECCIÓN · 1578

M.I. EDGAR IRAM VILLAGRÁN ARROYO
Director de la Facultad de Ingeniería

C.c.p. M.C. Guillermo Flores Martínez. Asesor Tema tesis.
C.c.p. Archivo.
GJS/GCC/dsm.

Facultad de Ingeniería
Blvd. Valsequillo y Av. San Claudio s/n, edif. 108 C, Col. San Manuel, Ciudad Universitaria, Puebla, Pue. C.P. 72570
01 (222) 229 55 00 Ext. 7610

ASUNTO: OFICIO DE AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS DE MAESTRÍA

M.I. EDGAR IRAM VILLAGRAN ARROYO
DIRECTOR DE LA FACULTAD DE INGENIERIA BUAP
PRESENTE

De acuerdo al oficio SIEP No. 1338/2015 y en mi carácter de Asesor de Tesis de Grado de Maestría, presentado por el **Ing. Juan Sánchez López**, alumno de la Maestría en Ingeniería con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia, considero que dicho trabajo de Tesis titulado: **"ESTUDIO COMPARATIVO DE INVERSORES DE VOLTAJE ANALÓGICO Y DIGITAL DE ONDA CUADRADA"** reúne los requisitos y meritos suficientes para ser sometido a evaluación por parte del jurado examinador que se designe. Por lo cual, **autorizo** la impresión del trabajo de tesis para su revisión previa a la presentación del examen de grado en las fechas que se asignen al alumno.

Sin más por el momento, agradezco de antemano sus finas atenciones.

ATENTAMENTE

Puebla, Puebla a 03 de junio de 2015

M.C. GUILLERMO FLORES MARTINEZ

Profesor
Facultad de ingeniería BUAP

C.c.p. Dr. Gabriel Jiménez Suárez, Secretario de Investigación y Estudios de Posgrado
C.c.p. M.I. Genaro Campos Castillo, Coordinador de la Maestría en Sistemas Eléctricos de Potencia
C.c.p. Archivo

3/VI/2015

000727

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA · 1578 ·
FACULTAD DE INGENIERÍA
RECIBIDO
- 3 JUN 2015
DIRECCIÓN

BUAP

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

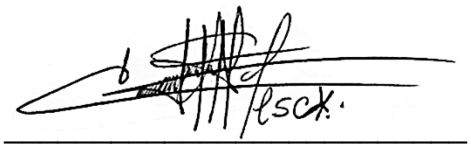
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO

CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de Puebla, Puebla, el día **25** de **Junio** del año **2015**, el que suscribe **Ing. Juan Sánchez López** alumno de la **Maestría en Ingeniería con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia**, con matricula: **213470430**, adscrito a la **Secretaría de Investigación y Estudios de Posgrado** y a la **Facultad de Ingeniería**, **BUAP**, manifiesta que es el autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **M.C. Guillermo Flores Martínez** y cede los derechos del trabajo titulado **"ESTUDIO COMPARATIVO DE INVERSORES DE VOLTAJE ANALÓGICO Y DIGITAL DE ONDA CUADRADA"**, a la **Benemérita Universidad Autónoma de Puebla** para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: **juansl2787@gmail.com**; y/o **m_flores_2905@hotmail.com**. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

A T E N T A M E N T E



Ing. Juan Sánchez López

RESUMEN

El presente trabajo muestra de forma clara y concisa la comparación de inversores de voltaje analógico y digital, partiendo de la topología fundamental sobre inversores de voltaje monofásicos en medio puente utilizando transistores bipolares de potencia, con señales de entrada de onda cuadrada; dentro de dicha comparación se tomarán en cuenta parámetros de calidad de la energía, formas de onda, sensibilidad, entre otros aspectos, partiendo de los elementos que conforman la etapa de control de frecuencia, de inversión del voltaje y de las formas de onda de salida, con dos diferentes tecnologías encontradas actualmente relacionadas con electrónica de potencia.

Para la primera tecnología implementada hacemos uso del integrado LM555 en lo que corresponde al inversor de voltaje analógico, mientras que para el inversor de voltaje digital utilizamos un microcontrolador que resulta ser la segunda tecnología, cuya tendencia actual resulta de gran interés, fácil adquisición y programación por parte del usuario.

A su vez se busca establecer criterios de selección en cuanto a prototipos físicos construidos con componentes electrónicos adquiribles, el mayor énfasis recae en la sensibilidad de cada circuito inversor, la potencia de salida, costos y márgenes de error.

Mediante este trabajo se logra abarcar líneas de investigación establecidas en esta Maestría en Ingeniería, como son la electrónica de potencia, aplicación en energías renovables o alternativas y calidad de la energía.

ABSTRACT

In this work a comparison between analog and digital voltage inverters is presented. This comparison starts from a fundamental topology about half bridge single-phase inverters using bipolar transistors and square waveforms. The main concepts as the power quality, waveforms, sensivity, frecuency-control elements, voltaje transformation and output waveforms are analized. Two main technologies (analog and digital) are used in this implementation.

In the analog case, the LM555 integrated circuit is used. For the digital case an microcontroller is considered because has several good features, easy adquisition and easy programming by user.

Criteria selection of physical prototypes is established, considering easy adquisition of electronics components, inverter sensivity (analog and digital), output power, costs and error margins.

Also, lines of research are included: power electronics, renewable energy and quality power for the Engineering Master of this University.

DEDICATORIA

A Dios y a todo su Reino por permitirme seguir viviendo y estudiar un posgrado afín a mi perfil académico.

Al Espíritu Santo por sus frutos celestiales, gracias a ellos pude afrontar situaciones familiares difíciles, complicadas y angustiosas que repercutían en las ganas de querer seguir adelante en la Maestría.

A mi Madre la Profesora Norma López Rojas por su apoyo incondicional, moral, por sus oraciones a Dios por mi salud, bienestar, tranquilidad, integridad y por la culminación de este trabajo.

A mi Padre José Fidel Sánchez Herrera, por creer en mí.

A mi Hermano José Rubén Sánchez López por todas sus aportaciones y orientaciones en la realización de la presente tesis, su disposición y dedicación de su valioso tiempo.

AGRADECIMIENTOS

A Dios sobre todas las cosas, la fe que le tengo me permite seguir adelante pese a las adversidades, y que mediante su voluntad y sus designios fue posible la culminación del trabajo que aquí se presenta.

Indiscutiblemente al Espíritu Santo por brindarme sus dones para poder concluir ésta tesis.

A mi Familia, por su ayuda incondicional.

A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, en la cual se logró estudiar esta Maestría.

Al área de Posgrado por coordinarse, ofertar y abrir esta Maestría que resultó muy apropiada para todos los que la cursamos.

A la Facultad de Ingeniería por apoyarnos e impulsarnos para la culminación de este Posgrado y contribuir a la formación académica de cada alumno de esta Maestría en Ingeniería.

A todos los docentes de la BUAP, del IPN y de otras escuelas, empresas e institutos que aportaron conocimientos y sabiduría para mi formación académica profesional.

A mi Asesor el M.C. Guillermo Flores Martínez por su enseñanza, correcciones y aportaciones en este trabajo académico profesional.

Al M.I. Genaro Campos Castillo coordinador de la Maestría en Ingeniería con opción terminal en Sistemas Eléctricos de Potencia, por su atención y compromiso con el alumnado.

A mis revisores el Dr. Juan Carlos Escamilla Sánchez y al M.C. Ismael Albino Padilla.

Al personal administrativo y de servicios de ésta Facultad y Posgrado.

A mis compañeros de la Maestría que me ayudaron en algunas materias para su entendimiento y comprensión.

A mi Mamá gracias por servir de ejemplo en muchos aspectos de la vida, y por soportar mi carácter y mis errores como hijo y aun así bendecirme y desearme siempre lo mejor.

A mi Padre por su aportación económica.

A mi hermano el M.I.A. José Rubén Sánchez López a quien admiro mucho por su inteligencia y nobleza.

A todos y cada uno gracias, éste Posgrado significa mucho para mí.

ÍNDICE GENERAL

Pág.

RESUMEN iv
ABSTRACT v
DEDICATORIA vi
AGRADECIMIENTOS vii
ÍNDICE GENERAL ix
ÍNDICE DE FIGURAS xiii
ÍNDICE DE TABLAS xv
ABREVIATURA xvi
NOMENCLATURA xviii
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN 1
1.1 Planteamiento del problema 3
1.2 Justificación 4
1.3 Objetivos 5
1.3.1 Objetivo general 5
1.3.2 Objetivos específicos 6
1.4 Hipótesis 6
1.5 Estado del arte 7
CAPÍTULO 2 CONCEPTOS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA PARA INVERSORES DE VOLTAJE Y EL SISTEMA DE GEEMTA 15
2.2 Conceptos de calidad de la energía en inversores de voltaje 15
2.2.1 Armónica 15
2.2.2 Componente armónica 15
2.2.3 Componente fundamental 16
2.2.4 Contenido armónico 16
2.2.5 Desviación de la frecuencia 16
2.2.6 Distorsión 17
2.2.7 Distorsión armónica 17
2.2.8 Distorsión armónica total 17
2.2.9 Factor de distorsión 18

2.3 Frecuencia 18
2.3.1 Variación de la frecuencia 19
2.4 Voltaje 21
2.4.1 Voltaje de alimentación 21
2.4.2 Voltaje de alimentación declarado 21
2.4.3 Voltaje nominal de un sistema 21
2.4.4 Calidad del voltaje 21
2.5 Calidad de la energía 22
2.6 Características de un sistema de GEEMTA interconectado a CFE 22
2.6.1 Sistema de GEEMTA 22
2.6.2 Controlador o regulador 22
2.6.3 Batería o banco de baterías 23
2.6.4 Inversor 23
2.6.5 Transformador 23
2.6.6 Carga 24
2.6.7 Medición 24
2.6.8 Interconexión a la red de CFE 24
CAPÍTULO 3 INVERSORES DE VOLTAJE 27
3.1 Inversor de voltaje monofásico en medio puente 28
3.2 Inversor de voltaje monofásico en puente completo 30
3.3 Inversor de voltaje trifásico 31
3.3.1 Conducción a 180° 32
3.3.2 Conducción a 120° 38
3.4 Modulación en inversores de voltaje monofásicos 40
3.4.1 Modulación por ancho de pulso único 41
3.4.2 Modulación por ancho de pulso múltiple 42
3.4.3 Modulación por ancho de pulso sinusoidal 43
3.4.4 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado 44
3.5 Técnicas de modulación avanzadas 45
3.5.1 Modulación trapezoidal 46
3.5.2 Modulación por escalera 46

3.5.3 Modulación por pasos 46
3.5.4 Modulación por inyección de armónica 48
3.5.5 Modulación delta 48
3.6 Modulación en inversores de voltaje trifásicos 49
3.6.1 PWM sinusoidal 50
3.6.2 PWM de 60° 51
3.6.3 PWM con tercera armónica 51
3.7 Filtros para inversores 53
CAPÍTULO 4 METODOLOGÍA IMPLEMENTADA Y RESULTADOS 56
4.1 Electrónica de potencia de los inversores 56
4.2 ARDUINO en inversores de voltaje 58
4.3 Inversores de voltaje con NE555 y con ARDUINO UNO 61
4.3.1 Implementación usando el integrado LM555 61
4.3.1.1 Características del LM555 62
4.3.1.2 Ecuaciones para la descripción de la onda cuadrada ideal y real 63
4.3.1.3 Implementación del Circuito Astable en el Inversor 65
4.4 Implementación usando el integrado Atmega328 con ARDUINO 69
4.4.1 Características de la plataforma ARDUINO 70
4.4.2 Algoritmo implementado en la Tarjeta ARDUINO UNO 71
4.4.3 Integración del microcontrolador Atmega328 en el inversor de voltaje digital 73
4.5 Comparación entre inversores de voltaje analógico y digital 76
4.5.1 Análisis en términos de frecuencia 76
4.5.2 Análisis de costos 77
4.5.3 Análisis general 77
CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES 81
5.1 Trabajo futuro 83
REFERENCIAS 86
APÉNDICE A 91
DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL ALGORITMO Y CÓDIGO FUENTE DE ARDUINO EN EL MICROCONTROLADOR ATMEGA328 91
APÉNDICE B 94

TRANSISTORES NPN.....94
APÉNDICE C 96
INVERSORES DE VOLTAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS.....96

ÍNDICE DE FIGURAS

Pág.

Figura 1.1 Diagrama de bloques de un sistema de electrónica de potencia 8
Figura 1.2 Convertidores de CA a CD 8
Figura 1.3 Sistema fotovoltaico con inversor 10
Figura 1.4 Inversor clase E 11
Figura 1.5 Circuito del ciclo convertidor tipo HF-ligado 13
Figura 2.1 Disturbio de frecuencia en el sistema 16
Figura 2.2 Forma de onda con distorsión 17
Figura 2.3 Ejemplo de aparición de muescas en el voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico 20
Figura 2.4 Diagrama de bloques de un sistema de conversión de energía eléctrica interconectado a la red de CFE 23
Figura 2.5 Etapas del inversor 25
Figura 3.1 Inversor de voltaje monofásico de medio puente. 29
Figura 3.2 Inversor de voltaje monofásico en puente completo 30
Figura 3.3 Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos 33
Figura 3.4 Puente inversor trifásico 34
Figura 3.5 Carga conectada en delta y en Y 36
Figura 3.6 Circuitos equivalentes para carga resistiva conectada en Y 37
Figura 3.7 Inversor trifásico con carga RL 38
Figura 3.8 Formas típicas de onda de entrada y de salida de un modulador de ancho de pulso 41
Figura 3.9 Modulación por ancho de pulso único 42
Figura 3.10 Modulación por ancho de pulso múltiple 43
Figura 3.11 Modulación por ancho de pulso sinusoidal 44
Figura 3.12 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado 45
Figura 3.13 Modulación trapezoidal 47
Figura 3.14 Modulación por escalera 47
Figura 3.15 Modulación por pasos 48
Figura 3.16 Modulación por inyección de armónica seleccionada 49
Figura 3.17 Modulación delta 50

Figura 3.18 Modulación por ancho de pulso sinusoidal para inversor trifásico. 51
Figura 3.19 Forma de onda de salida para PWM a 60° 52
Figura 3.20 Forma de onda de salida para PWM con tercera armónica 53
Figura 3.21 Filtros de salida para inversores.....54
Figura 4.1 Tarjeta ARDUINO con display.....59
Figura 4.2 El circuito integrado LM555.....62
Figura 4.3 Configuración astable del LM555.....63
Figura 4.4 Configuración astable del LM555 con su etapa amplificadora 66
Figura 4.5 Forma de onda medida en el pin 3 del LM555 66
Figura 4.6 Formas de onda para los colectores de los transistores de potencia 2N3055 67
Figura 4.7 Funcionamiento de las bases de los transistores T3 y T4.....68
Figura 4.8 Forma de onda de salida del circuito inversor analógico con carga resistiva de 313 Ω.....68
Figura 4.9 Contenido armónico del inversor de voltaje utilizando el integrado LM555...69
Figura 4.10 ARDUINO UNO y LCD.....71
Figura 4.11 Circuito inversor utilizando ARDUINO.....73
Figura 4.12 Forma de onda medida en el pin 10 de ARDUINO 74
Figura 4.13 Señales medidas para los colectores de T3 y T4.....74
Figura 4.14 Señal de salida del inversor digital con una carga resistiva de 313 Ω.....75
Figura 4.15 Contenido armónico del inversor de voltaje utilizando ARDUINO UNO.....75
Figura A.1 Diagrama de flujo para el algoritmo en ARDUINO.....91
Figura B.1 Diferentes encapsulados y distribución de pines de transistores NPN 94
Figura B.2 Transistor Bipolar NPN 2N3055, sus regiones y configuración 94
Figura C.1 Circuito inversor de voltaje analógico con carga resistiva de 313 Ω.....96
Figura C.2 Circuito inversor de voltaje digital con carga resistiva de 313 Ω.....96
Figura C.3 Circuito inversor de voltaje analógico con foco LED.....97
Figura C.4 Circuito inversor de voltaje digital con foco LED.....97

ÍNDICE DE TABLAS

Pág.

Tabla 3.1 Estados de interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje monofásico completo (VSI) 31
Tabla 3.2 Estados de interruptor para inversor trifásico de fuente de voltaje (VSI).....35
Tabla 4.1 Especificaciones de la tarjeta ARDUINO UNO.....60
Tabla 4.2 Valores máximos absolutos del transistor 2N3055.....61
Tabla 4.3 Tabla comparativa en términos de frecuencia.....76
Tabla 4.4 Inversor de voltaje con circuito astable.....77
Tabla 4.5 Inversor de voltaje con ARDUINO UNO 78
Tabla 4.6 Tabla comparativa del análisis general de los inversores de voltaje 78

ABREVIATURA

A	Ampere
ASD	Control de Velocidad Ajustable
BJT	Transistor Bipolar de Unión o Transistor de Unión Bipolar
CA	Corriente Alterna
CD	Corriente Directa
CFE	Comisión Federal de Electricidad
f	Frecuencia Eléctrica
FACTS	Sistemas Flexibles de Transmisión de Corriente Alterna
GEEMTA	Generación de Energía Eléctrica Mediante Tecnologías Alternativas
GSM	Sistema Global para Comunicaciones
GTO	Tiristor Desactivado por Compuerta
HP	Caballo de Fuerza
Hz	Hertz
IGBT	Transistor Bipolar de Puerta Aislada
IV	Inversores de Voltaje
kB	Kilo Byte
kHz	Kilo Hertz
kW	Kilo Watt
LCD	Pantalla de Cristal Líquido
LED	Diodo Emisor de Luz
M	Índice de Modulación
MHz	Mega Hertz
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor
MPPT	Máximo Seguimiento del Punto de Potencia
MSPWM	Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal Modificada
N y n	Neutro
OFF	Apagado
ON	Encendido
P	Potencia Eléctrica

PAM	Modulación de Amplitud de Pulso
PDIP	Encapsulado de Doble Línea
PI	Proporcional-Integral
PPM	Modulación de Fase de Pulso
PWM	Modulación por Ancho de Pulso
PWMMP	Modulación por Ancho de Pulso Muti-Portado
R	Carga Resistiva o Resistencia
s	Segundo
SCR	Rectificador Controlado de Silicio
SEN	Sistema Eléctrico Nacional
SIT	Transistor de Inducción Estática
SPWM	Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal
SRAM	Memoria Estática
TDD	Distorsión de Demanda Total
THD	Distorsión Armónica Total
THDV	Distorsión Armónica Total de Voltaje
Triac	Triodo para Corriente Alterna
TTL	Lógica Transistor a Transistor
UPS	Fuente de Poder Ininterrumpible
UPWM	Modulación por Ancho de Pulso Uniforme
USB	Bus Universal en Serie
V	Volts
VAR	Potencia Reactiva
W	Watt

NOMENCLATURA

α y δ	Ángulos de pulso
A_r	Señal rectangular
A_c	Señal triangular
a, b y c	Fases de un sistema trifásico
C	Constante teórica del inversor analógico
C, C_1, C_2, C_{S1} y C_{S2}	Capacitores
CLC	Capacitivo inductivo capacitivo
C_r	Constante real del inversor analógico
D	Ciclo de trabajo teórico del inversor analógico
D_a	Ciclo de trabajo teórico del inversor digital
D_{ar}	Ciclo de trabajo real del inversor digital
D_r	Ciclo de trabajo real del inversor analógico
D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_{r1} y D_{r2}	Diodos
e_{a1}	Error entre el valor teórico y real del tiempo de encendido del inversor digital
e_{a2}	Error entre el valor teórico y real del tiempo de apagado del inversor digital
e_C	Error entre el valor teórico y real de la constante del inversor analógico
e_D	Error entre el valor teórico y real del ciclo de trabajo del inversor analógico
e_{Da}	Error entre el valor teórico y real del ciclo de trabajo del inversor digital
e_f	Error entre el valor teórico y real de la frecuencia del inversor analógico
e_{fa}	Error entre el valor teórico y real de la frecuencia del inversor digital
e_{Ra}	Error entre el valor teórico y real de la resistencia fija del inversor

	analógico
e_{Rb}	Error entre el valor teórico y real de la resistencia variable del inversor analógico
e_T	Error entre el valor teórico y real del periodo del inversor analógico
e_{Ta}	Error entre el valor teórico y real del tiempo total del inversor digital
e_{t_1}	Error entre el valor teórico y real del tiempo de carga del inversor analógico
e_{2r}	Error entre el valor teórico y real del tiempo de descarga del inversor analógico
F	Frecuencia teórica del inversor analógico
f_a	Frecuencia teórica del inversor digital
f_{ar}	Frecuencia real del inversor digital
f_c	Frecuencia portadora
f_r	Frecuencia real del inversor analógico
f_r	Frecuencia de referencia
f_0	Frecuencia de salida
°C	Grado Celsius
g_1 y g_2	Señales de compuerta
I_C	Corriente de colector
I_B	Corriente de base
i_1, i_2, i_3, I_1, I_2 e I_3	Corrientes eléctricas
LC	Inductivo capacitivo
m_f	Relación de frecuencias de modulación
μs	Micro segundo
ms	Mili segundo
Ω	Ohm
P	Pulso
P_{TOT}	Potencia total

Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 y Q_6	Transistores de potencia
Ra	Resistencia fija teórica del inversor analógico
Ra_r	Resistencia fija real del inversor analógico
Rb	Resistencia variable teórica del inversor analógico
R_{BE}	Resistencia base-emisor
Rb_r	Resistencia variable real del inversor analógico
R_{eq}	Resistencia equivalente
sin	Función seno
S_1, S_2, S_2, S_3, S_4, S_5 y S_6	Dispositivos de conmutación o interruptores
T	Periodo teórico del inversor analógico
T_a	Tiempo total teórico del inversor digital
T_{ar}	Tiempo total real del inversor digital
T_{a1r}	Tiempo de encendido real del inversor digital
T_{a2r}	Tiempo de apagado real del inversor digital
T_{a1}	Tiempo de encendido teórico del inversor digital
T_{a2}	Tiempo de apagado teórico del inversor digital
T_C	Temperatura en grado Celsius
T_J	Temperatura máxima de operación de unión
T_r	Periodo real del inversor analógico
T_{stg}	Temperatura de almacenamiento
t, t_0, t_1 y t_2	Tiempos de carga y descarga teóricos del inversor analógico
t_{1r} y t_{2r}	Tiempos de carga y descarga reales del inversor analógico
v_{ab}, v_{bc} y v_{ca}	Voltajes de línea
v_{an}, v_{bn} y v_{cn}	Voltajes de línea a neutro o de fase
Vca	Voltaje de corriente alterna
V_{CBO}	Voltaje de colector-base

Vcd	Voltaje de corriente directa
V_{CEO}	Voltaje de colector-emisor
V_{CER}	Voltaje de colector-emisor
V_{EBO}	Voltaje de emisor-base
v_{g1}, v_{g2}, v_{g3}, v_{g4}, v_{g5} y v_{g6}	Señales de disparo
V_{in}	Voltaje de entrada
V_s	Voltaje de fuente
v_0	Voltaje instantáneo
V_{01}	Salida de voltaje
ω	Velocidad angular

CAPÍTULO 1

CAPÍTULO 1
INTRODUCCIÓN

Debido a la gran importancia que tienen los circuitos inversores en los sistemas de Generación de Energía Eléctrica Mediante Tecnologías Alternativas (GEEMTA), es necesario garantizar la mejor calidad de energía saliente de estos elementos, cuyos principales parámetros y componentes se relacionan con la distorsión armónica de las señales de voltaje y de corriente, para ello es necesario realizar una comparación entre un inversor analógico de voltaje contra uno digital y de esa forma destacar las cualidades de cada uno, para lo cual se efectuará un análisis selectivo, sistemático y de medición para obtener resultados que determinen una aplicación apropiada con fundamento teórico y práctico, [8].

La comparación se relaciona directamente con la calidad de la energía de cada inversor, la viabilidad de construcción, la facilidad de construcción y control, así como también el fundamento tecnológico de cada circuito eléctrico-electrónico de potencia. Las magnitudes a medir y comparar son voltaje, frecuencia y distorsión armónica total, estas mediciones se realizarán con instrumentos de medición de marcas confiables y reconocidas en el campo eléctrico, con la finalidad de ofrecer credibilidad en el monitoreo de los datos obtenidos. Se pretende a su vez manipular los inversores variando una o varias cargas resistivas con el objetivo de analizar el comportamiento de los circuitos elaborados.

Hoy en día surgen con gran frecuencia numerosas tecnologías que proporcionan facilidades y confort en diferentes áreas, para nuestro caso nos centramos en electrónica de potencia, control de frecuencia, programación, etc. Y para ser más específicos de acuerdo al presente trabajo utilizamos la tecnología de ARDUINO para la construcción del inversor de voltaje digital, mientras que para el inversor de voltaje analógico se utilizó un circuito integrado llamado LM555, ambas tecnologías (ARDUINO y LM555) se utilizaron para la etapa de control de frecuencia, que en este caso es 60 Hz, debido al lugar de utilización de ésta magnitud. La importancia que representa el uso de un microcontrolador en la construcción de un inversor se basa en gran medida a las cualidades propias del microcontrolador, estos dispositivos tienen entradas y salidas

digitales, entradas análogas y salidas que permiten generar una modulación por ancho de pulso. Existe una gran variedad de microcontroladores que van desde los 8, 16 hasta los 32 bits. Sin embargo los microcontroladores de 8 bits tienen características muy apropiadas para la elaboración de este prototipo, debido a que son de bajo costo, de fácil adquisición, además de ser programables en lenguajes de alto nivel como por ejemplo C. Para este caso se seleccionó el microcontrolador ATMEGA2560, de la familia AVR que fabrica la corporación ATMEL, el cual tiene un Software interno para poder ser utilizado con la plataforma ARDUINO, [2].

La plataforma ARDUINO ha resultado ser de alto impacto en los últimos tres años, debido a que ha reducido el tiempo de desarrollo en microcontroladores gracias a que:

- Posee una plataforma de Hardware de fácil comprensión.
- Su plataforma de Software resulta ser transparente para el programador y permite en gran medida que los usuarios inexpertos en la programación de microcontroladores puedan realizar prototipos funcionales con buen rendimiento, competitivos y muy cercanos al tiempo real.
- Esta plataforma además contiene una amplia gama de tarjetas de menores dimensiones y microcontroladores con igual poder de procesamiento, pero en este caso se eligió la tarjeta ARDUINO MEGA2560 por ser una tarjeta comercial.

Podemos darnos cuenta de la importancia que recae en las características propias en cada una de las tecnologías existentes para inversores es por ello el interés de éste estudio comparativo.

Por otra parte, de acuerdo a la calidad de energía, en el Sistema Eléctrico Nacional existen aspectos que se mencionan dentro de la compañía suministradora: la importancia de determinar límites de normas para los diferentes niveles de voltaje, frecuencia, Distorsión Armónica Total (THD, de *Total Harmonic Distortion*) de cada usuario con la finalidad de respetar los niveles armónicos en voltaje por ejemplo en la totalidad del sistema de potencia y con ello saber si son aceptables o no, siendo su cumplimiento una responsabilidad compartida entre suministrador y usuarios [9].

Algunas responsabilidades del suministrador es que en la acometida, la Distorsión Armónica Total de Voltaje (THDV, de *Total Harmonic Distortion Voltage*) se encuentre dentro de los límites establecidos, por lo que debe asegurarse que condiciones de resonancia en el sistema de generación, transmisión o distribución no ocasionen niveles inaceptables de distorsión en voltaje, aún si los usuarios se encuentran dentro de los límites de generación armónica en corriente [19]. Por otra parte los usuarios deben de asegurar que en la acometida, la generación de armónicas en corriente se ubique dentro de los límites establecidos, tanto para componentes armónicas individuales como para la Distorsión de Demanda Total (TDD, de *Total Demand Distortion*), especificándose dichos límites como porcentaje de la demanda promedio de corriente del usuario en lugar de la corriente fundamental instantánea, con el fin de proporcionar una base común de evaluación a lo largo del tiempo [19] y [23].

1.1 Planteamiento del problema

Debido a la carencia de la existencia de una comparación relacionada con la construcción, características, funcionamiento, etc., de inversores de voltaje analógico y digital de onda cuadrada, se hace extremadamente importante realizar un estudio que conlleve a una adecuada selección de equipos de conversión de Corriente Directa (CD o CC en español, en inglés DC, de *Direct Current*) a Corriente Alterna (abreviada CA en español y AC en inglés, de *Alterning Current*). Podemos encontrar información suficiente sobre la teoría que respalda a cada tipo de inversor, en lo que destacará sin duda sus cálculos ideales de circuitería, elementos constructivos directamente de fábrica, su presentación en el mercado y sus datos de placa, que en muchos casos no es de gran utilidad para el comprador o usuario, esto demuestra la falta de una confrontación que oriente a determinar la mejor selección de un inversor adecuado para las necesidades que tenga el sistema donde se empleará.

Existen numerables tipos de inversores analógicos y digítales, con potencias variadas, económicos, de elevado precio, de distintas marcas y por lo tanto de diferentes procedencias, pero en ningún caso encontramos una comparación relevante en donde destaquen algunos parámetros de calidad de la energía (voltaje, THD,

frecuencia), sensibilidad a la temperatura, entre otros, que permitan una fácil deducción sobre éstos equipos electrónicos.

1.2 Justificación

En la actualidad la tecnología sobre inversores está siendo cada vez más sofisticada para garantizar sistemas de GEEMTA confiables simples o híbridos adquiridos por productores de energía eléctrica, es de vital importancia investigar ampliamente las aportaciones y riesgos que implican el manejo de estos sistemas que son la mejor opción de generación-conversión de energía a partir de fuentes de energía renovables, aportando calidad, seguridad y confiabilidad de funcionamiento de estos equipos para las personas que lo adquieran, ya que de esta forma se mantiene continuidad de operación por parte del equipo eléctrico-electrónico y a su vez se evitan riesgos de interrumpir la continuidad del servicio eléctrico de la red de Comisión Federal de Electricidad (CFE) [10], pareciendo atractivo para el suministrador y el usuario.

En consecuencia se determinará las características de cada inversor y en un futuro beneficiará al usuario o productor que adquiera estos sistemas, debido a que se tendrán más y mejores opciones para seleccionar un sistema con cualidades duraderas, con la tecnología adecuada de operación que el sistema requiera y a su vez tendrá un impacto en el apartado de costo monetario.

El estudio sobre circuitos inversores y de la calidad de energía que entregan (relacionado directamente con el contenido armónico) ha ido evolucionando conforme han ido apareciendo componentes electrónicos más robustos en cuanto a electrónica de potencia según [16], las patentes que se encuentran hoy en día compiten entre sí para colocarse en el mercado y ser la mejor opción de compra para armar un sistema, en este caso de conversión de energía eléctrica, por eso resulta de interés particular el poder contribuir específicamente en este grupo inversor de energía.

A demás de poseer características funcionales para un tipo de carga conectada por el usuario, en lo que a suministro energético se refiere. El mejor resultado obtenido destacará en aquella tecnología que brinde las suficientes ventajas sobre la reducción

del contenido armónico en la onda generada y la eficiencia del inversor. Por otra parte la posible aplicación de un inversor actual repercute en la adquisición de un sistema confiable que garantice una interconexión a un sistema de GEEMTA, además de alargar la vida útil al equipo de generación del consumidor. Algunas materias que destacan en esta comparación son: análisis de circuitos, electrónica de potencia, energías alternativas, uso eficiente de la energía, calidad de la energía, entre otras.

La recolección de información sobre los distintos tipos de inversores existentes es una prioridad para comenzar este trabajo, el análisis y cálculo de circuitos de esta naturaleza la acompañan, utilizando un razonamiento que formule la óptima construcción inteligente del equipo inversor con sus respectivos componentes encontrados comercialmente. La comparación minuciosa tendrá énfasis en este seguimiento.

El impacto que tendrá el resultado de la comparación de la calidad de energía de equipos ofrecerá mayor campo de investigación e inclusive de temas que colaboren a la mejoría de sistemas relacionados con la generación de energías de fuentes limpias o alternativas, además de aportar avances en esta línea de investigación (electrónica de potencia).

En base a una investigación se podrá adquirir un determinado respaldo sólido sobre la manipulación de sistemas con circuitos inversores en otras áreas de ingeniería eléctrica y de sistemas eléctricos de potencia, que para nuestro caso, está en pleno auge como primera generación en esta facultad.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Comparar la calidad de energía proporcionada por un inversor de voltaje análogo utilizando el integrado LM555 contra un inversor de voltaje digital basado en un microcontrolador.

1.3.2 Objetivos específicos

- Implementar un inversor utilizando el temporizador LM555 (NE555) para generar una onda cuadrada haciendo uso de elementos pasivos (resistencias y capacitores).
- Implementar la tecnología de ARDUINO usando una onda cuadrada para construir un inversor con elementos encontrados en el mercado eléctrico-electrónico.
- Utilizar Transistores de Unión Bipolar (BJT) en la etapa de potencia.
- Identificar los principales parámetros de la calidad de energía entregada por un inversor, como son voltaje, frecuencia y THD.
- Comparar los tipos de inversores propuestos y detectar su posible mejora en cuanto al rendimiento y calidad de energía que puedan entregar a sistemas de GEEMTA.
- Comparar costos de cada inversor de voltaje (analógico y digital).

1.4 Hipótesis

Si se cuenta con una comparación de los prototipos de inversores de voltaje construido con ARDUINO UNO y con el circuito integrado LM555, entonces se podrán establecer adecuadamente las características comparativas de la calidad de la energía y con ello realizar la correcta selección de un inversor. Esto con la finalidad de que se puedan establecer futuras interconexiones a sistemas GEEMTA, para posteriormente ser interconectados al Sistema Eléctrico Nacional (SEN).

De acuerdo a la hipótesis las variables a considerar son las siguientes:

a) Variable dependiente: Voltaje (V), frecuencia (f) y THD de salida del inversor.

b) Variable independiente: Las características de los elementos constructivos del inversor de voltaje analógico, estos son, capacitores, resistores, el LM555 y su

etapa de potencia; mientras que para el inversor de voltaje digital, tenemos el algoritmo para generar la señal de onda cuadrada utilizando ARDUINO UNO y la etapa de potencia.

1.5 Estado del arte

Actualmente, dentro de las necesidades de la industria se encuentra el contar con sistemas que alimenten cargas cada vez más complejas o críticas y que permitan un manejo adecuado de la energía eléctrica, así como un mejor aprovechamiento de la misma, esto se afirma de acuerdo con [3]. Las cargas presentes en la industria son de naturaleza muy variada, desde motores eléctricos, hasta computadoras.

Esto resulta ser de suma importancia para la industria actual relacionada con el manejo adecuado de la energía eléctrica, por lo tanto es necesario investigar la mejor opción para entregar de forma constante y competente esta energía a las diferentes cargas, mejorando su distribución y consumo.

En [17] encontramos que la electrónica de potencia es la tecnología para procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de tensiones y corrientes óptimas para cargas. Un típico diagrama de bloques se muestra en la figura 1.1.

La potencia de entrada pueden ser fuentes de CA y de CD [4], de los cuales, la fuente más utilizada (por convención) es la de CA. La potencia de salida para la carga puede ser de voltajes de CA y CD. El procesador de energía en el diagrama de bloques generalmente es llamado convertidor. Las tecnologías de conversión son utilizadas para construir convertidores. Por lo tanto, hay cuatro categorías de convertidores [12]:

- Convertidores/rectificadores de CA/CD (CA a CD).
- Convertidores de CD/CD (CD a CD).
- Inversores/convertidores de CD/CA (CD a CA).
- Convertidores CA/CA (CA a CA).

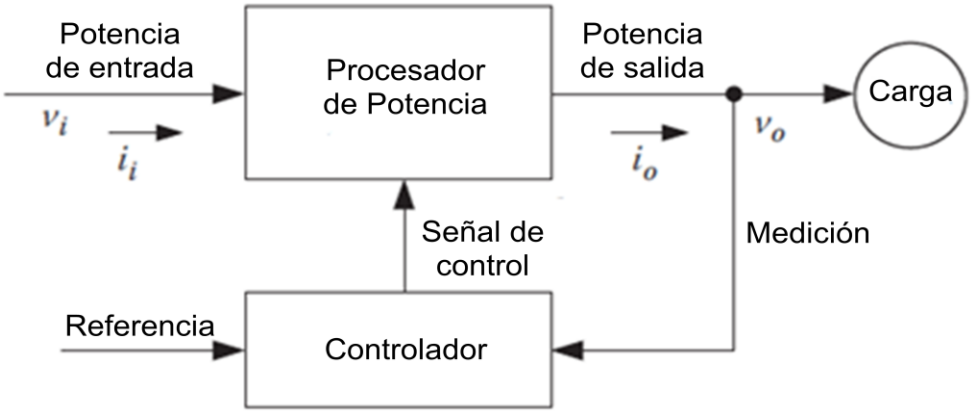


Figura 1.1 Diagrama de bloques de un sistema de electrónica de potencia

Se utilizará el convertidor como un término genérico para referirse a una sola etapa de conversión de energía que puede realizar cualquiera de las funciones enumeradas anteriormente. Para ser más específicos, en CA a CD y de CD a la conversión de CA, el rectificador se refiere a un convertidor cuando el flujo de potencia media es de CA a CD. El Inversor se refiere al convertidor cuando el flujo de potencia media es de la CD a CA. De hecho, el flujo de potencia a través del convertidor puede ser reversible. En ese caso, en la figura 1.2 se muestran los modos de funcionamiento de un convertidor, como rectificador e inversor. Se denomina corriente alterna a la corriente eléctrica en la que la magnitud y dirección varían cíclicamente. La forma de onda de la corriente alterna más comúnmente utilizada es la de una onda sinusoidal puesto que se consigue una transmisión más eficiente de la energía. Sin embargo, en ciertas aplicaciones se utilizan otras formas de onda periódicas, como la triangular o la cuadrada [6].

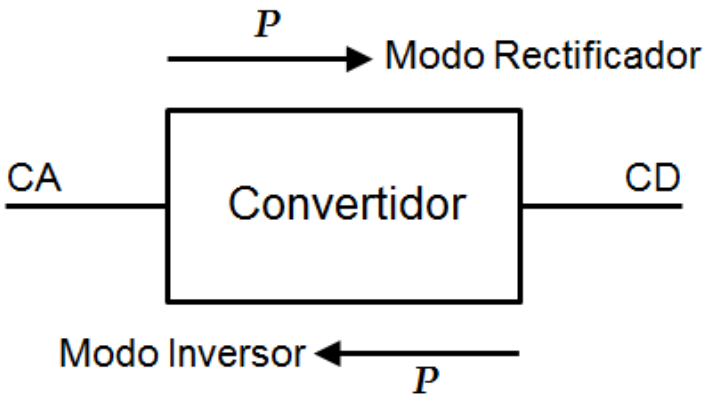


Figura 1.2 Convertidores de CA a CD

La corriente continua o directa es el flujo continuo de electrones a través de un conductor en el mismo sentido, de la terminal negativa a la terminal positiva. A diferencia de la corriente alterna, en la corriente continua las cargas eléctricas circulan siempre en la misma dirección (es decir, las terminales de mayor y de menor potencial son siempre los mismos) [6].

Se considera generalmente según [22], que un inversor es un convertidor de energía en el cual la dirección normal del flujo de la energía es de una fuente de CD a una carga de CA.

Un inversor de energía eléctrica es un circuito que modifica la corriente directa invariante (CD) a una corriente alterna (CA) de una tensión y frecuencia especificada, y una tensión de corriente continua regulada [5].

La conversión de energía es necesaria debido a la gran diversidad de cargas existentes. Esta conversión se realiza a través de convertidores de potencia, los cuales se encargan de entregar de manera apropiada la energía eléctrica a la carga, ya sea en CD o en CA. Los convertidores de potencia permiten regular la energía entregada a la carga haciendo más eficiente su consumo, lo anterior permite que sean ampliamente utilizados en la industria o en equipo crítico. Los convertidores convencionales presentan la limitante para este tipo de aplicaciones de un alto contenido armónico en la tensión de salida, siendo necesario estudiar alternativas de convertidores para la aplicación en el área de calidad de la energía. Una alternativa para los convertidores CD-CA convencionales se encuentra en las topologías multinivel. Su principal característica es la de sintetizar la tensión de salida en escalones de tensión de manera que los dispositivos semiconductores sólo manejan el valor de tensión de un escalón. Asimismo, el bajo contenido armónico que presentan en la salida y las mínimas pérdidas por conmutación que se pueden conseguir, hace de las topologías multinivel una excelente opción en la conversión CD-CA [3].

Por otra parte también es necesario definir el concepto del sistema a donde existe una aplicación real del futuro circuito inversor: Un sistema de GEEMTA de acuerdo con [8], es un “complejo desarrollado por particulares, referido a la Generación de Energía Eléctrica Mediante Tecnologías Alternativas”. Que surge de [1], donde se afirma que parte de la necesidad de disminuir el pago de energía proporcionada por

CFE, a través de un medidor bidireccional. El inversor de voltaje realizará la conversión de corriente continua a corriente alterna, con magnitudes monofásicas reales, pero manteniendo la naturaleza de la onda, que para este caso es cuadrada, los valores del contenido armónico serán analizados también con la finalidad de saber el impacto en cada inversor, manteniendo presente el contexto de calidad de la energía. Básicamente se busca emplear materiales y dispositivos de fácil comercio en el campo electrónico y que conlleven a un estudio claro y sencillo pero que aporte conocimientos a la investigación profesional.

En [11] se presentan dos métodos de diseño para un inversor acoplado a un sistema fotovoltaico, ver figura 1.3. En este artículo se menciona la importancia de la eficiencia en los sistemas que usan inversores que toman la energía de un sistema fotovoltaico. Los dos métodos presentados son: para un óptimo diseño de la etapa inversora y para el filtro de salida usando el Máximo Seguimiento del Punto de Potencia (MPPT, de *Maximun Power Point Tracking*). Dichas técnicas permiten maximizar la energía inyectada a la malla eléctrica por medio de un inversor fotovoltaico usando costos mínimos de construcción y mantenimiento. Para lograr esto, los autores presentan un algoritmo el cual tiene las siguientes entradas: características operacionales del arreglo fotovoltaico (por ejemplo cuantas celdas están conectadas en serie, ángulo de elevación), un minuto o una hora de radiación solar así como un historial de temperatura durante un año, voltajes de entrada y salida, especificaciones de potencia, topología y modulación del inversor, precio y características de conmutación, precio y características de los elementos magnéticos y capacitivos, especificaciones de la interconexión a la malla (por ejemplo el número de armónicas de distorsión permitidas), parámetros como la inflación anual.

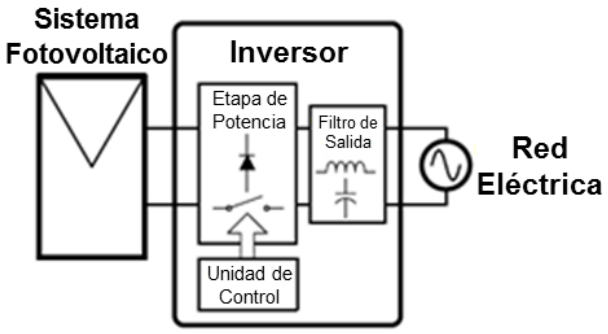


Figura 1.3 Sistema fotovoltaico con inversor

Esto permitirá calcular variables de salida como: frecuencia de conmutación, configuración y tipo de semiconductores (por ejemplo cuantos transistores de potencia se conectarán en paralelo), resistencias de compuerta durante las etapas de encendido/apagado, inductancia y capacitancia de salida, tipo de inductor magnético y tipo de disipador de calor. Todo esto se realiza usando algoritmos genéticos ya que lo que se busca es la optimización del Costo de la Electricidad Generada, en este documento se menciona la creación de un circuito inversor usando celdas fotovoltaicas en serie así como una modulación por ancho de pulso sinusoidal. Se remarca que la energía inyectada al suministro eléctrico depende de la cantidad de potencia extraída de la celda fotovoltaica así como de la eficiencia del inversor, los resultados reportados se aplican a ciudades en Europa.

Los autores de [14] presentan el Diseño de un Inversor de Clase E Controlado por Fase con una Configuración Asimétrica. En este artículo se menciona que se pueden lograr los cero volts así como los valores de diseño. El circuito de este tipo de inversores se muestra en la figura 1.4.

Este circuito tiene dos inversores los cuales son controlados por la misma frecuencia de conmutación así como control de fase entre la corriente i_1 e i_2 para controlar la corriente total (suma de ambas así como el cambio de voltajes de compuerta entre D_{r1} *y* D_{r2}. El procedimiento de diseño de estos inversores consiste en una serie de suposiciones como: a) los dispositivos S_1 y S_2 tienen tiempos cero de conmutación, b) todos los elementos pasivos son ideales, c) los capacitores de derivación C_{S1} y C_{S2} incluyen la capacitancia de los dispositivos de conmutación. Posteriormente se definen los parámetros del circuito: a) la frecuencia resonante del

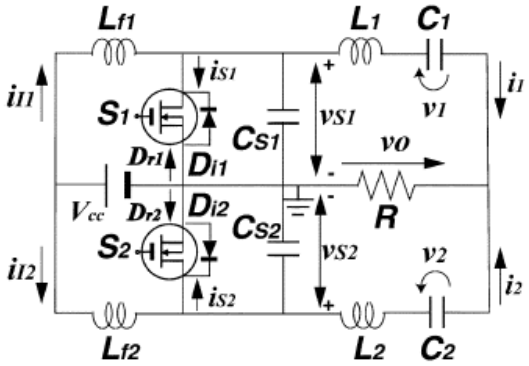


Figura 1.4 Inversor clase E

inversor, b) el factor de carga, c) el radio de la frecuencia resonante para cada inversor, d) el radio de capacitancia de un circuito capacitor resonante, e) el radio de inductancia de un circuito inductor resonante, f) el radio de trabajo de cada interruptor. El desempeño del circuito se hace para $0 \leq \theta \leq 2\pi$.

En [7] se hace referencia a un convertidor CD-CA para aumentar el voltaje de entrada, esto se presenta como un Inversor de Fuente de Voltaje (VSI, de *Voltage Source Inverter*). Una de las principales características del circuito es la capacidad de poder generar un voltaje de salida mayor que su entrada dependiendo del ciclo de trabajo. El diseño presentado se pretende usar en Fuentes de Poder Ininterrumpible (UPS, de *Uninterruptible Power Supply*) y controladores para motores de corriente alterna.

Otro convertidor CD-CA para aumentar el voltaje de entrada se presenta en [21]. En este artículo se pone de manifiesto la importancia de tener dos ciclos de control. Uno para controlar la corriente de un inductor interno, y otro para controlar el voltaje de salida por medio de un capacitor. En esta estrategia de control, se compensa la ganancia variable del sistema (salida de voltaje V_{01}), por medio de una ganancia que es inversa a la salida del voltaje y cancela la influencia del voltaje de entrada V_{in} agregándolo de nuevo al ciclo de control con su valor contrario. El controlador usado es un Proporcional-Integral (PI).

En [18] se muestra un convertidor CA/CD/CA con Modulación por Ancho de Pulso (PWM, de *Pulse Width Modulation*) con minimización de la energía almacenada en la etapa CD. La energía almacenada implica un balance en la potencia. El artículo describe una técnica de control que provee de un alto factor de potencia y pequeña distorsión de las fuentes de corriente. El almacenamiento de energía en un capacitor-tanque permite mantener el voltaje de rizo en cierto límite, no obstante si existen transitorios de carga, existe un desbalance de potencia. El propósito de este trabajo es minimizar el capacitor-tanque por medio de implementar un controlador rápido.

Una forma de reducir los costos de inversores de bajo voltaje es implementar la conversión usando alta frecuencia [15]. El control de estos dispositivos puede realizarse mediante técnicas PWM. En este documento se reporta el uso de una Modulación por Ancho de Pulso Multi-Portado (PWMMP, de *Pulse Width Modulation Multi-Ported*). A

diferencia del PWM convencional que se genera comparando una señal triangular o rampa contra una referencia, el PWM multi-portado se produce en más de una manera y los resultados se combinan para producir uno solo. La implementación hace uso de un inversor, un ligado por medio de un transformador (HF-Link), un ciclo convertidor (para el PWM multiportado), y un filtro LC (Figura 1.5).

En [13], los autores detallan un sistema de control que suprime los efectos de las armónicas de voltaje con mínima energía almacenada en el capacitor CD. Las armónicas en un sistema rectificador generan un voltaje de rizo en el capacitor CD, la amplitud de la armónica es inversamente proporcional a la capacitancia del vínculo CD. El controlador se realizó por medio de un control orientado a voltaje.

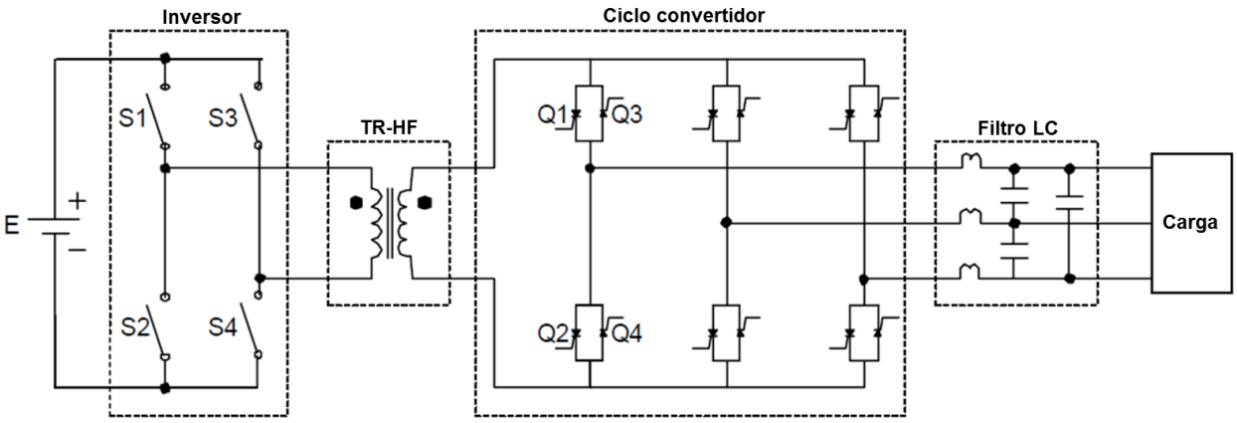


Figura 1.5 Circuito del ciclo convertidor tipo HF-ligado

CAPÍTULO 2

CAPÍTULO 2
CONCEPTOS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA PARA INVERSORES DE VOLTAJE Y EL SISTEMA DE GEEMTA

En necesario describir algunos conceptos de lo que a calidad de la energía y sistemas de GEEMTA corresponde, lo que conlleva a la relevancia del trabajo presente.

Las definiciones proveen información correspondiente al entorno donde las diferencias del funcionamiento de los inversores tanto análogos como digitales se pueden apreciar para realizar el estudio comparativo y saber elegir la mejor tecnología implementada en cada sistema.

2.2 Conceptos de calidad de la energía en inversores de voltaje

A continuación se explican dichos conceptos presentes en un inversor de voltaje tomados de [20] que son de gran relevancia en la distinción de este estudio.

2.2.1 Armónica

Una armónica (*harmonic*) es la componente sinusoidal de una onda periódica teniendo una frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Para sistemas de 60 Hz, la tercera armónica tiene una frecuencia (f) de 180 Hz, la frecuencia de la quinta armónica es de 300 Hz, etc.

2.2.2 Componente armónica

La componente armónica (*harmonic component*) es el elemento de orden mayor que uno de la serie de Fourier de una cantidad periódica.

Por ejemplo, la componente de orden 5 a 5x60 Hz = 300 Hz.

2.2.3 Componente fundamental

La componente de orden uno (60 Hz) de la serie de Fourier de una cantidad periódica.

2.2.4 Contenido armónico

Cantidad obtenida al restar la componente fundamental de las componentes de la serie de Fourier de una cantidad alterna. Típicamente, el contenido armónico (*harmonic content*) se obtiene considerando que no existe componente de orden cero (componente de directa).

2.2.5 Desviación de la frecuencia

La desviación de la frecuencia (*frecuency deviation*) es un incremento o decremento en la frecuencia del sistema que puede durar desde varios ciclos hasta varias horas. Las desviaciones de frecuencia (figura 2.1) se definen como la desviación de la frecuencia fundamental del sistema de potencia de su valor nominal especificado (60 Hz).

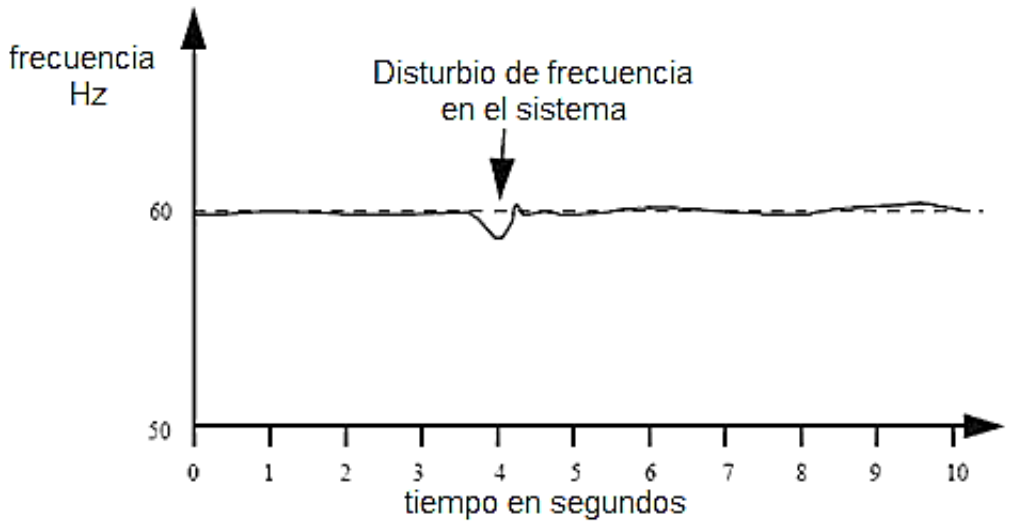


Figura 2.1 Disturbio de frecuencia en el sistema

2.2.6 Distorsión

La distorsión (*distortion*) es un término cualitativo que indica la desviación de una onda periódica de sus características ideales. La distorsión introducida en una onda puede crear deformidad de la forma de onda así como desplazamiento de fase.

2.2.7 Distorsión armónica

Representación cuantitativa de la distorsión a partir de una forma de onda sinusoidal pura. La distorsión armónica (*harmonic distortion*) es debida a cargas no lineales, ver figura 2.2, o a cargas en las que la forma de onda de la corriente no conforma a la forma de onda del voltaje de alimentación.

2.2.8 Distorsión armónica total

La Distorsión Armónica Total (THD), es el término de uso común para definir el factor de distorsión del voltaje o de la corriente. Se calcula como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores de la Raíz Media Cuadrática (RMS, de *Root Mean Square*) de los voltajes armónicos o de las corrientes armónicas, dividida por el valor RMS del voltaje o de la corriente fundamental:

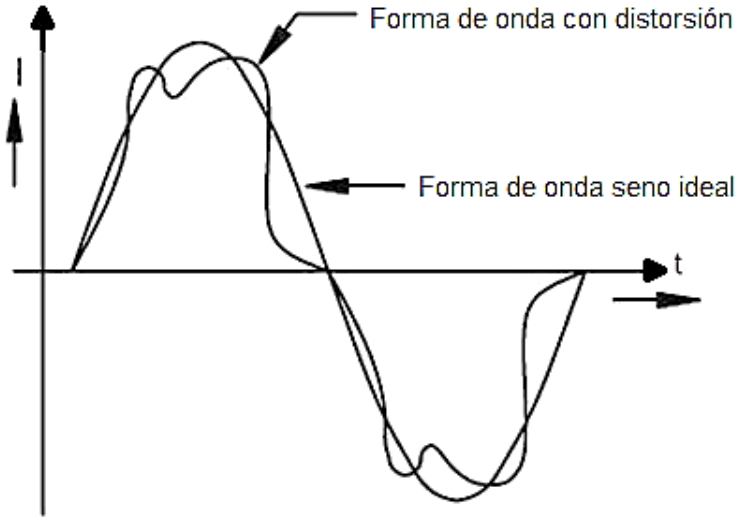


Figura 2.2 Forma de onda con distorsión

$$THD = \sqrt{\frac{Sumadelos\ cuadradosdelas\ amplitudesdetodas\ las\ armónicas}{Cuadradodela\ amplitud\ dela\ componente\ fundamental}} \bullet 100\% \qquad (2.1)$$

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{h>1}^{h_{mas}} M_h^2}{M_1}} \bullet 100\% \qquad (2.2)$$

Donde:

$M_h = Valor\ RMS\ dela\ componente\ armónica\ h\ dela\ cantidad\ M.$
$M_1 = Valor\ RMS\ dela\ componente\ fundamental\ dela\ cantidad\ M.$

Puede calcularse también de la misma manera sólo para las armónicas pares o para las armónicas impares.

2.2.9 Factor de distorsión

Se conoce como factor de distorsión o factor armónico (*distortion factor or harmonic factor*) a la razón del valor RMS del *contenido armónico* de una onda periódica al valor RMS de la cantidad fundamental de la onda, expresada como porcentaje de la fundamental. Se conoce también como *distorsión armónica total* (THD).

Por ejemplo, si una corriente no lineal tiene una componente fundamental I_1 y las componentes armónicas I_2, I_3, I_4,…, entonces el factor de distorsión de la corriente es:

$$THD_1 = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + ...}}{I_1} \bullet 100\% \qquad (2.3)$$

2.3 Frecuencia

La frecuencia es el número de ciclos completos de una onda periódica en una unidad de tiempo, usualmente un segundo. Su unidad es el Hertz (Hz).

2.3.1 Variación de la frecuencia

Las variaciones de la frecuencia (*frecuency variations*) se definen como la desviación de la frecuencia fundamental del sistema de potencia de su valor nominal especificado (50 Hz o 60 Hz dependiendo del país), [20].

2.3.1.1 Distorsión de la forma de onda

La distorsión de la forma de onda (*waveform distortion*) se define como una distorsión en estado estacionario de una onda sinusoidal ideal de frecuencia fundamental de 60 Hz, caracterizada principalmente por el contenido espectral de la desviación.

Existen cinco tipos primarios de distorsión de la forma de onda:

• Offset de CD (*DC Offset*)
• Armónicas (*Harmonic*)
• Interarmónicas (*Interharmonic*)
• Muescas (*Notching*)
• Ruido (*Noise*)

La presencia de un voltaje de CD o de una corriente de CD en un sistema de CA es llamado offset de CD. Esto puede ocurrir por disturbios geomagnéticos o por asimetría de convertidores electrónicos de potencia.

Las formas de onda periódicamente distorsionadas pueden ser descompuestas en una suma de componentes armónicas. La distorsión armónica se origina por las características no lineales de dispositivos y cargas en el sistema de potencia.

Los voltajes o corrientes que tienen componentes de frecuencia que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental son llamados *interarmónicos*. Pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda ancha. Los interarmónicos se pueden encontrar en redes de cualquier nivel de voltaje.

La aparición de muescas (*notching*) es un disturbio periódico de voltaje originado por la operación normal de dispositivos de electrónica de potencia cuando la corriente es conmutada de una fase a otra. Dado que este fenómeno ocurre de manera continua, puede ser caracterizado a través del espectro armónico del voltaje afectado, sin embargo, es tratado generalmente como un caso especial.

Un ejemplo de aparición de muescas en el voltaje se tiene en un convertidor trifásico que produce corriente de CD continua (figura 2.3). Las muescas ocurren cuando la corriente conmuta de una fase a otra. Durante este periodo, existe un cortocircuito momentáneo entre dos fases, llevando al voltaje tan cerca de cero como lo permitan las impedancias del sistema.

El ruido en los sistemas de potencia puede ser causado por dispositivos de electrónica de potencia, circuitos de control, equipos de arco, cargas con rectificadores de estado sólido y fuentes de alimentación conmutadas.

Los problemas de ruido son frecuentemente incrementados por la puesta a tierra inadecuada. Básicamente, el ruido consiste de cualquier distorsión no deseada de la señal de potencia que no puede ser clasificada como distorsión armónica o como transitorio. El ruido afecta a dispositivos electrónicos tales como microcomputadoras y controladores programables. El problema puede mitigarse usando filtros, transformadores de aislamiento y algunos acondicionadores de línea.

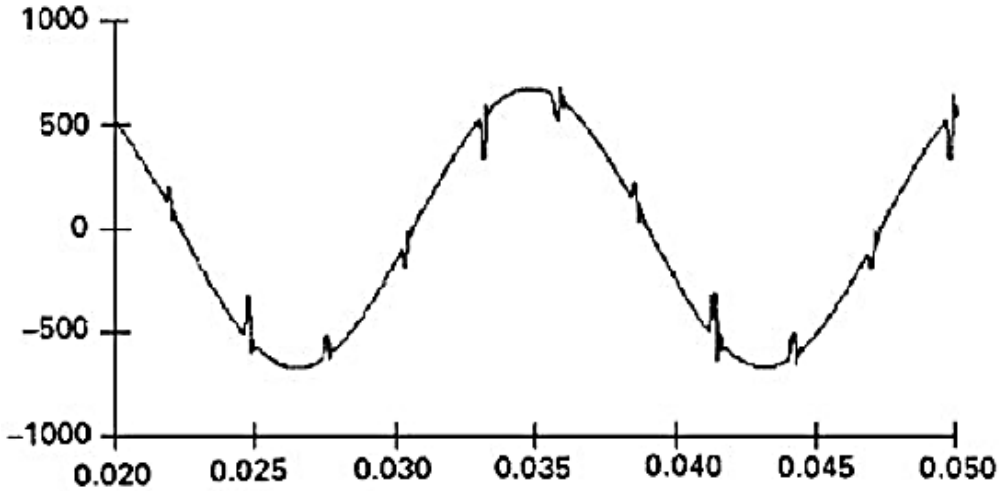


Figura 2.3 Ejemplo de aparición de muescas en el voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico

2.4 Voltaje

2.4.1 Voltaje de alimentación

El voltaje de alimentación (*supply voltage*) se define como el valor RMS del voltaje en un tiempo dado en las terminales de alimentación, medido a través de un intervalo de tiempo dado.

2.4.2 Voltaje de alimentación declarado

El voltaje de alimentación declarado (*declared supply voltage*) es normalmente el voltaje nominal del sistema. Si por acuerdo entre el suministrador y el cliente se aplica a las terminales de alimentación un voltaje diferente al voltaje nominal, entonces este voltaje es el voltaje de alimentación declarado.

2.4.3 Voltaje nominal de un sistema

El voltaje nominal (*nominal voltage*) es el voltaje para el cual un sistema es diseñado o identificado y al cual se refieren ciertas características de operación.

2.4.4 Calidad del voltaje

La calidad del voltaje (*voltage quality*) está relacionada con desviaciones del voltaje de su forma de onda ideal. El voltaje ideal es una onda seno de frecuencia y magnitud constante. La limitación de este término es que sólo cubre aspectos técnicos y además desprecia las distorsiones de la corriente.

Este término es de uso común en publicaciones europeas y puede ser interpretado como la calidad del producto entregado por la compañía suministradora al consumidor final (el voltaje).

2.5 Calidad de la energía

De acuerdo con [20], calidad de la energía es una ausencia de interrupciones, sobretensiones, deformaciones producidas por armónicas en la red y variaciones de voltaje rms suministrado al usuario, el objetivo de la calidad de la energía es encontrar caminos efectivos para corregir los disturbios y variaciones de voltaje en el lado del usuario y proponer soluciones para corregir las fallas que se presentan en el lado del sistema de las compañías suministradoras de energía eléctrica.

2.6 Características de un sistema de GEEMTA interconectado a CFE

2.6.1 Sistema de GEEMTA

Debe generar tecnológicamente energía eléctrica partiendo de energías limpias naturales, como la proveniente del sol, del viento o agua, entre otras; estos sistemas se conforman por un conjunto de elementos-etapas, (figura 2.4), que conllevan a la producción de electricidad fomentando la sustentabilidad del medio ambiente, y que además ofrecen confiabilidad de suministro energético al usuario mediante la interconexión a la red de distribución de la compañía abastecedora de energía eléctrica.

Dentro de la interconexión, este sistema busca causar bonificaciones al inyectar energía a CFE saliente de su propio esquema de generación de electricidad, con los estándares y parámetros adecuados y requeridos por la normatividad establecida.

2.6.2 Controlador o regulador

Un controlador o regulador (*controller or regulator*), es un cambiador de la corriente de entrada hacia la batería cuando dicha corriente cambia con respecto a sus valores especificados.

2.6.3 Batería o banco de baterías

Una batería o banco de baterías (*battery or battery bank*), es un dispositivo (os) de almacenaje o acumulador (es) de energía que mediante una reacción química producen energía eléctrica.

2.6.4 Inversor

Un inversor (*inverter*), es un dispositivo que se encarga de convertir la energía de la batería (CD) a CA por medio de técnicas de conmutación. Dicha energía resultante es utilizable para alimentar cargas que requieran CA.

2.6.5 Transformador

Un transformador (*transformer*), es un aparato o artefacto eléctrico que convierte CA de alta tensión y débil intensidad en otra de baja tensión y gran intensidad, o viceversa.

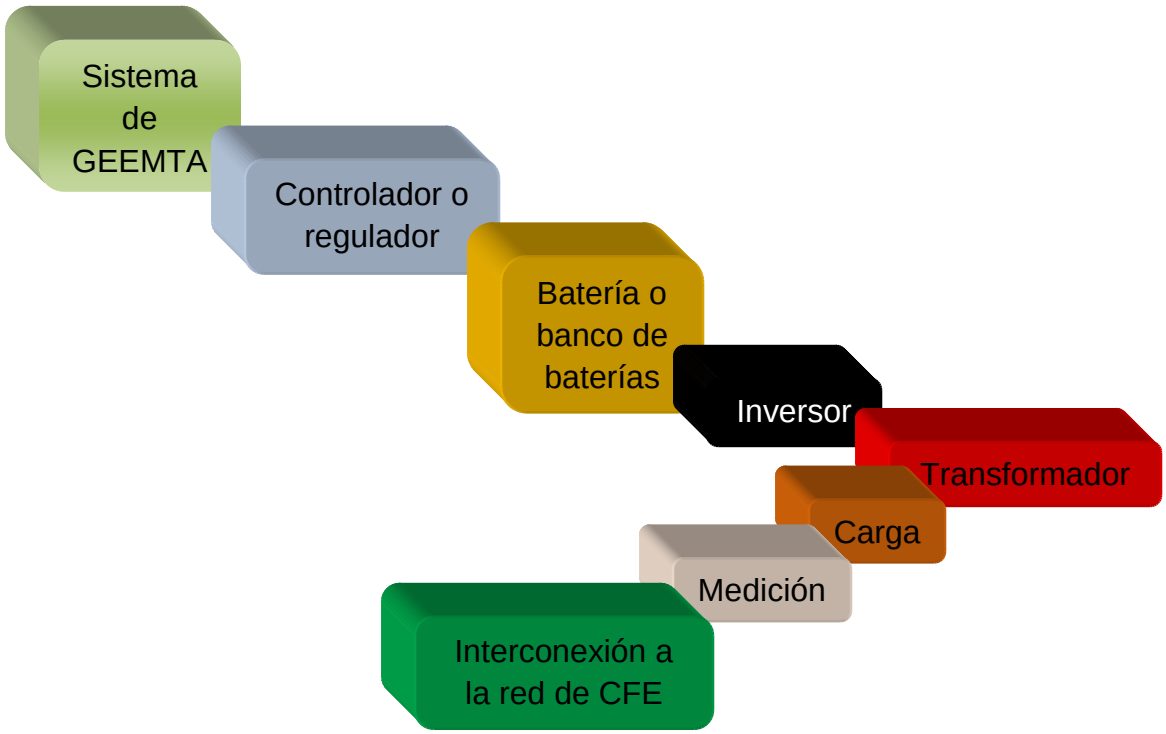


Figura 2.4 Diagrama de bloques de un sistema de conversión de energía eléctrica interconectado a la red de CFE

2.6.6 Carga

La carga (*load*), es el elemento que demanda una corriente debido a su naturaleza de construcción. Las cuales pueden ser activas, fuentes o pasivas (resistivas, inductivas o capacitivas).

2.6.7 Medición

La medición (*measurement*), es la etapa conformada por un tipo de contador o registrador, cuya función principal es medir la energía de entrada y de salida del sistema convertidor de energía.

2.6.8 Interconexión a la red de CFE

Es la etapa de acoplamiento energético entre el usuario y el sistema eléctrico nacional para garantizar una energización ininterrumpida o constante.

Por otra parte se muestra en la figura 2.5 las etapas ideales que conforman un inversor conectado a un sistema de GEEMTA, las cuales describiremos a continuación relacionándolas con el objeto de estudio de nuestro trabajo.La primera etapa de este inversor tiene lugar en la fuente de alimentación de CD, cuya principal característica es la de tener una capacidad de amperaje robusta, ya que suministraría y permitiría mantener un abastecimiento energético para la carga.

En la segunda etapa nos encontramos con la programación de microcontralodores de ocho bits para el caso de la tecnología digital y el integrado LM555 para la tecnología análoga, donde se generará la onda cuadrada (tercera etapa).

La cuarta etapa está basada principalmente en transistores BJT’s, por ello recibe el nombre de etapa de potencia.

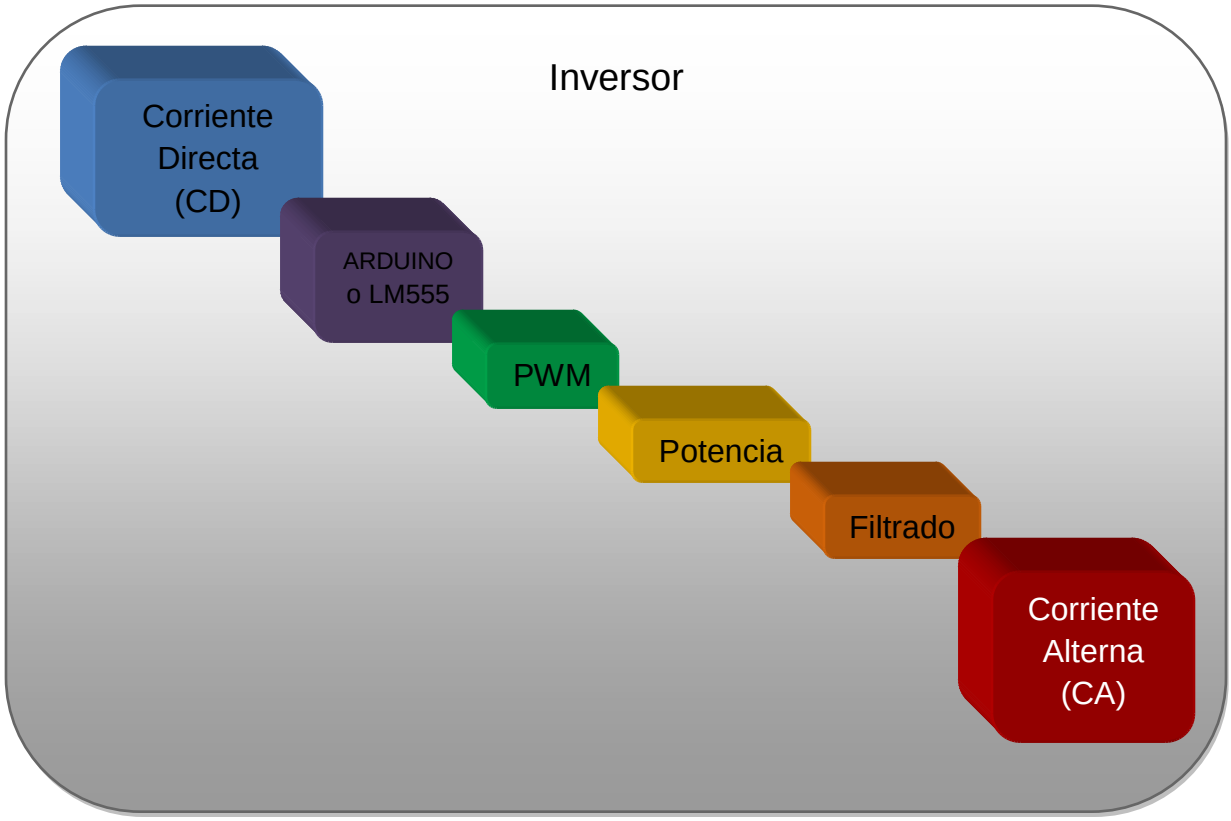


Figura 2.5 Etapas del inversor

La quinta etapa corresponde al filtrado, la cual se compone de elementos resistivos, capacitivos o inductivos según sea el tipo de carga, calculados previamente para su correcta operación y limpieza de la señal saliente de los BJT’s (onda sinusoidal), conformando así la etapa seis que comprende la señal de salida de CA. En la séptima y última etapa, se encuentra la carga, cuya variable debe ser abastecida de forma continua, constante y con un contenido aceptable que cuente con calidad de energía.

CAPÍTULO 3

CAPÍTULO 3
INVERSORES DE VOLTAJE

La siguiente síntesis es tomada de [12], comúnmente a los convertidores de CD a CA se conocen como inversores. Para nuestro caso los llamaremos inversores de voltaje (IV), por lo tanto podemos afirmar que un IV cambia un voltaje de entrada de CD a un voltaje simétrico de salida de CA, con una frecuencia y con determinada magnitud. Dicho voltaje y frecuencia pueden ser fijos o variables según lo deseado. En lo que respecta al voltaje de salida de CA variable depende de que el voltaje de CD de entrada sea variable también, manteniendo la ganancia del inversor constante; sin embargo si el voltaje de entrada de CD es fijo y no sea controlable, también se puede obtener a la salida del inversor un voltaje variable de CA variando la ganancia del inversor, esto se puede lograr haciendo uso de la modulación por ancho de pulso. La mencionada ganancia del inversor la podemos definir como la relación entre el voltaje de salida de CA y el voltaje de entrada de CD.

Idealmente las formas de onda de los voltajes de salida de CA de un inversor deberían ser sinusoidales, pero lamentablemente no son así, ya que poseen un gran contenido armónico. En distintas aplicaciones de potencias baja o intermedia son aceptables voltajes de onda cuadrada, pero para aplicaciones con potencia alta se necesitan voltajes de salida de CA con formas de onda sinusoidales con la más mínima distorsión armónica. Gracias a la aparición de la tecnología de dispositivos semiconductores de electrónica de potencia de velocidades altas, es posible bajar los niveles armónicos de los voltajes de salida de CA de inversores mediante técnicas de conmutación.

Los IV son ampliamente utilizados en aplicaciones industriales, sistemas de energía renovable (sistemas de energía con paneles solares, eólicos o híbridos), variadores, reguladores o controles de motor de CA y de velocidad variable, fuentes de alimentación de reserva o ininterrumpibles. El voltaje de entrada puede provenir de una batería, de una celda solar, de combustible, etc. Su estructura y circuitos de control son

simples. Por lo tanto, es común que un gran número de ingenieros prefieran usarlos. En la actualidad diversas compañías de semiconductores producen chips de control de IV para simplificar el diseño de circuitos de control.

Los inversores se clasifican en inversores de voltaje monofásicos y en inversores de voltaje trifásicos, estos inversores utilizan diversos dispositivos controlados de conmutación (encendido y apagado) encontrados en el campo de la electrónica de potencia. Una de las técnicas actualmente de mayor aplicación para estos sistemas son las topologías desarrolladas por PWM las cuales permiten encontrar el mejor ángulo de conmutación para obtener la más baja distorsión armónica total (THD) según [17]. Utilizan éstas señales de control por PWM para producir voltajes de salida de CA. El equipo correspondiente implementado para la modulación de ancho de pulso es una técnica que tiene un gran rango de tensión de salida y de frecuencia, y baja distorsión armónica.

Es llamado Inversor Alimentado por Voltaje (VFI, de V*oltaje-Fed Inverter*) si el voltaje de entrada es constante o también IV; e Inversor Alimentado por Corriente (CFI, de C*urrent-Fed Inverter*) si la corriente de entrada es constante, y convertidor enlazado con CD variable si el voltaje de entrada es controlable.

3.1 Inversor de voltaje monofásico en medio puente

En la figura 3.1a se muestra el principio de operación de los inversores monofásicos mediante un circuito inversor que contiene dos pulsadores. Cuando sólo enciende el transistor Q_1 durante el tiempo T_0/2, el voltaje instantáneo v_0 a través de la carga es V_s/2. Si el transistor Q_2 se enciende durante un tiempo T_0/2, aparece -V_s/2 a través de la carga. El circuito lógico debe ser diseñado de modo que Q_1 y Q_2 no estén activos al mismo tiempo. La figura 3.1b muestra las formas de onda del voltaje de salida y las corrientes en el transistor, con una carga resistiva. Este inversor requiere una fuente de CD de tres hilos, y cuando un transistor está apagado, su voltaje inverso es V_s en lugar de V_s/2. Este inversor recibe el nombre de inversor en medio puente, [12].

Los transistores pueden ser sustituidos por otros dispositivos de conmutación. Si tenemos un tiempo de apagado de un dispositivo, debe haber un tiempo mínimo de retardo entre el dispositivo a la salida y el disparo del siguiente dispositivo en la entrada. Si no se respeta esto, ocasionaría un cortocircuito a través de los dos dispositivos. En conclusión todos los dispositivos prácticos requieren un tiempo de encendido y de apagado, [12].

Para que el funcionamiento de los inversores sea el apropiado, esto debe estar reflejado en el circuito eléctrico-electrónico. Los diodos D_1 y D_2 que se muestran en la figura 3.1 se utilizan cuando la carga es puramente inductiva, y reciben el nombre de diodos de retroalimentación, [17].

La secuencia de disparo para el control de los dispositivos de conmutación es la siguiente:

1. Generar una señal de disparo cuadrada, v_{g1}, con una frecuencia f_0 y ciclo de trabajo de 50%. La señal de disparo v_{g2} debe ser una inversa lógica de v_{g1}.
2. La señal v_{g1} controla al interruptor Q_1 a través de un circuito aislador de compuerta, y v_{g2} puede controlar a Q_2 sin ningún circuito de aislamiento.

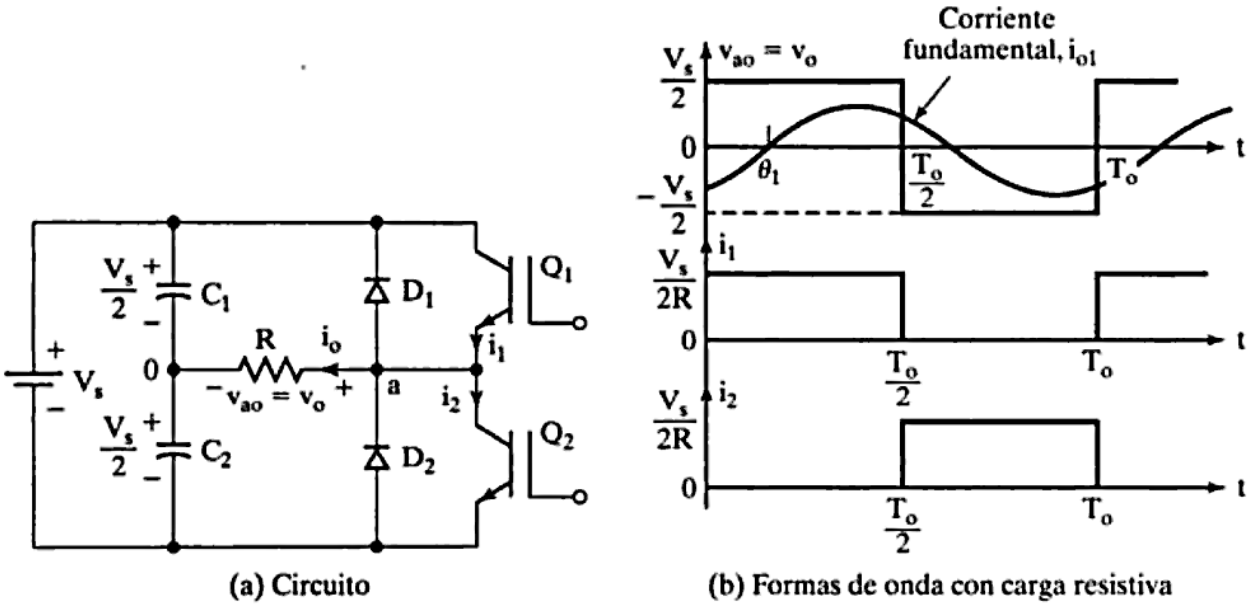


Figura 3.1 Inversor de voltaje monofásico de medio puente.

3.2 Inversor de voltaje monofásico en puente completo

En la figura 3.2a se muestra un puente inversor monofásico completo para una fuente de voltaje, el cual requiere cuatro dispositivos de conmutación (cuatro interruptores periódicos) y cuatro diodos respectivamente. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 encienden en forma simultánea, el voltaje de alimentación V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se encienden al mismo tiempo, se invierte el voltaje a través de la carga y es $-V_s$. La forma de onda del voltaje de salida se ve en la figura 3.2b. La tabla 3.1 muestra los cinco estados de conmutación. Los transistores Q_1 y Q_4 de la figura 3.2a funcionan como dispositivos de conmutación S_1 y S_4, respectivamente. Si al mismo tiempo conducen dos interruptores: uno superior y uno inferior, de tal modo que el voltaje de salida es $\pm V_s$, el estado de conmutación es 1, mientras que si están apagados al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0, [12] y [17].

Cuando conducen los diodos D_1 y D_2 la energía se regresa a la fuente de CD, y por consiguiente se les llama diodos de retroalimentación, aplicable también para los diodos D_3 y D_4.

La secuencia de disparo de compuerta de los dispositivos de conmutación es la siguiente:

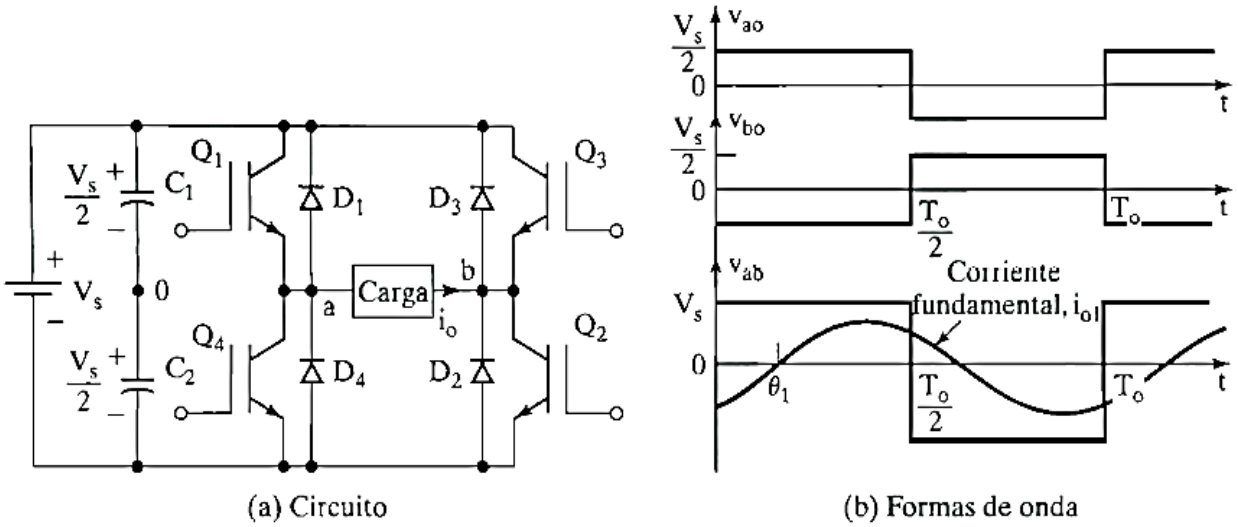


Figura 3.2 Inversor de voltaje monofásico en puente completo

Tabla 3.1 Estados de interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje monofásico completo (VSI)

Estado	Estado no.	Estado de interruptor*	v_{a0}	v_{b0}	v_0	Componentes que conducen
S_1 y S_2 están cerrados, y S_4 y S_3 están abiertos	1	10	$V_s/2$	$-V_s/2$	V_s	S_1 y S_2, si $i_0 > 0$ D_1 y D_2, si $i_0 < 0$
S_4 y S_3 están cerrados, y S_1 y S_2 están abiertos	2	01	$-V_s/2$	$V_s/2$	$-V_s$	D_4 y D_3, si $i_0 > 0$ S_4 y S_3, si $i_0 < 0$
S_1 y S_3 están cerrados, y S_4 y S_2 están abiertos	3	11	$V_s/2$	$V_s/2$	0	S_1 y D_3, si $i_0 > 0$ D_1 y D_3, si $i_0 < 0$
S_4 y S_2 están cerrados, y S_1 y S_3 están abiertos	4	00	$-V_s/2$	$-V_s/2$	0	D_4 y S_2, si $i_0 > 0$ S_4 y D_2, si $i_0 < 0$
S_1, S_2, S_3 y S_4 están abiertos todos	5	off	$-V_s/2$ $V_s/2$	$V_s/2$ $-V_s/2$	$-V_s$ V_s	D_4 y D_3, si $i_0 > 0$ D_4 y D_2, si $i_0 < 0$

1. Generar dos señales de disparo, de onda cuadrada, v_{g1} y v_{g2}, con la frecuencia de salida f_0 y un ciclo de trabajo de 50%. Las señales de disparo v_{g3} y v_{g4} deben ser inversas lógicas de v_{g2} y v_{g1}, respectivamente.
2. Las señales v_{g1} y v_{g3} controlan a Q_1 y Q_3, respectivamente, a través de circuitos de aislamiento de compuerta. Las señales v_{g2} y v_{g4} pueden controlar a Q_2 y Q_4, respectivamente, sin circuitos de aislamiento, [12].

3.3 Inversor de voltaje trifásico

Los inversores trifásicos son utilizados en diversas aplicaciones de alta potencia. Para formar una configuración de este tipo de inversores se puede hacer mediante la conexión de tres puentes inversores monofásicos completos o de medio puente, en paralelo (ver figura 3.3a). Para lograr obtener voltajes trifásicos balanceados, las

* 1, si un interruptor superior está cerrado, y 0, si un interruptor inferior está cerrado.

señales de control de los inversores monofásicos se deben adelantar o atrasar 120° entre sí. Los devanados primarios del transformador se deben aislar entre sí, mientras que los secundarios se pueden conectar en delta o en estrella. Por otra parte el devanado secundario del transformador normalmente se conecta en delta, para eliminar armónicas múltiplos de tres *(*n = 3, 6, 9,...) que aparecen en los voltajes de salida, y el arreglo del circuito se ve en la figura 3.3b. Aquí se utilizaron tres transformadores monofásicos, 12 transistores y 12 diodos. Si las magnitudes y las fases de los voltajes de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente balanceadas, los voltajes trifásicos de salida estarán desbalanceados. Se puede obtener una salida trifásica con una configuración de seis transistores y seis diodos, como se ve en la figura 3.4a. Se pueden aplicar dos clases de señales de control a los transistores: conducción a 180° o conducción a 120°. Sin embargo la conducción a 180° es la que mejor utiliza los interruptores, [12] y [17].

3.3.1 Conducción a 180°

Cada transistor conduce durante 180°. En cualquier momento hay tres transistores encendidos. Cuando se enciende el transistor Q_1, la terminal a está conectada con la terminal positiva del voltaje CD de entrada. Cuando se enciende el transistor Q_4, la terminal a se lleva a la terminal negativa de la fuente de CD. Hay seis modos de operación en un ciclo, y la duración de cada modo es 60°. Los transistores se numeran en el orden de sus señales de disparo (es decir, 123, 234, 345, 456, 561 y 612). Las señales de disparo que se ven en la figura 3.4b están desplazadas 60° entre sí, para obtener voltajes (fundamentales) trifásicos balanceados.

La carga se puede conectar en estrella o en delta, como se ve en la figura 3.5. Los interruptores de cualquier rama del inversor (S_1 y S_4, S_3 y S_6 o S_5 y S_2) no se pueden encender en forma simultánea, porque se produciría un corto a través del enlace con la fuente de voltaje CD de alimentación. De igual modo, para evitar estados indefinidos y en consecuencia voltajes indefinidos de CA de salida, los interruptores de cualquier rama del inversor no pueden apagarse en forma simultánea, porque se producirían voltajes que dependen de la polaridad de la corriente de línea correspondiente, [17].

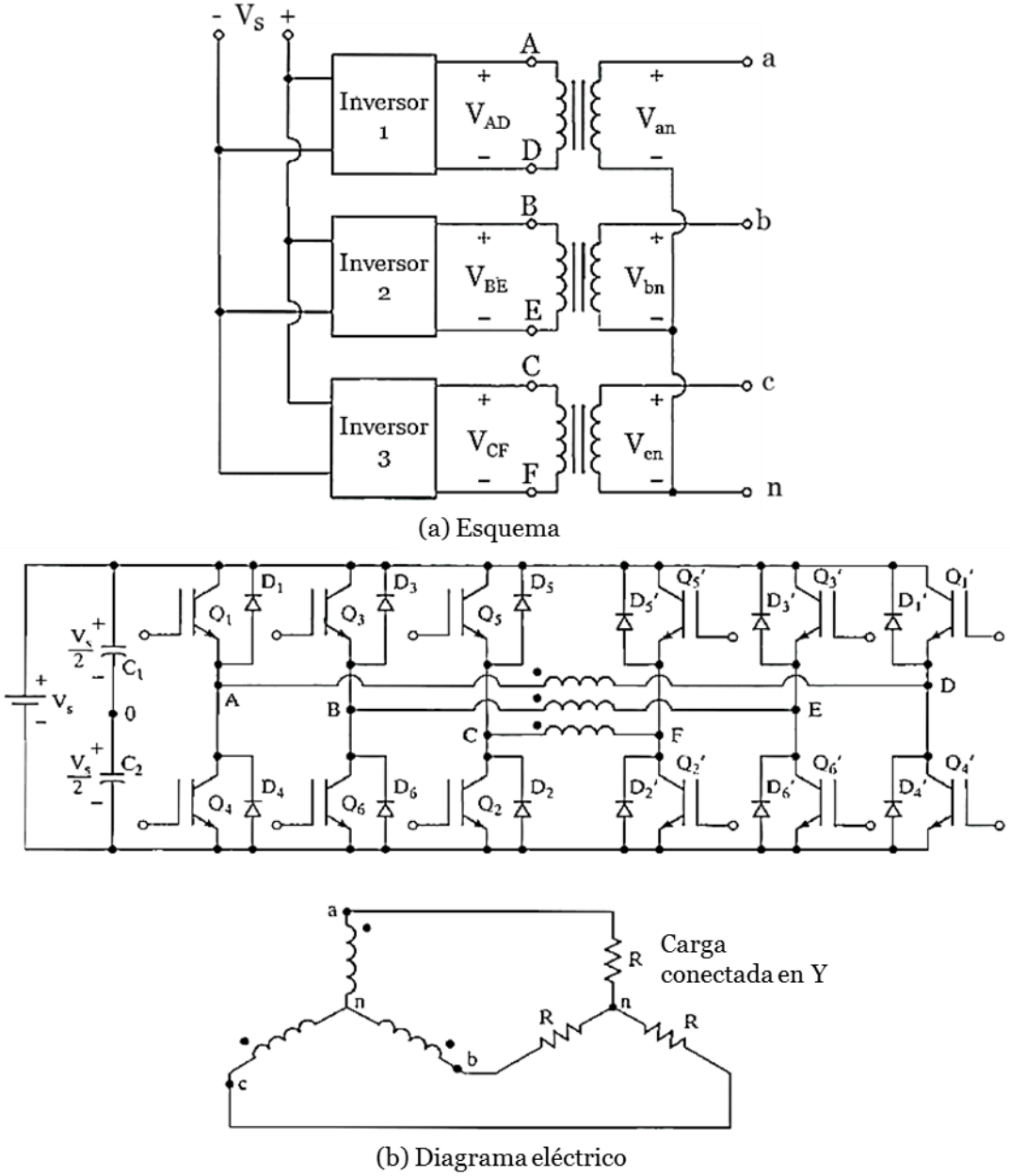
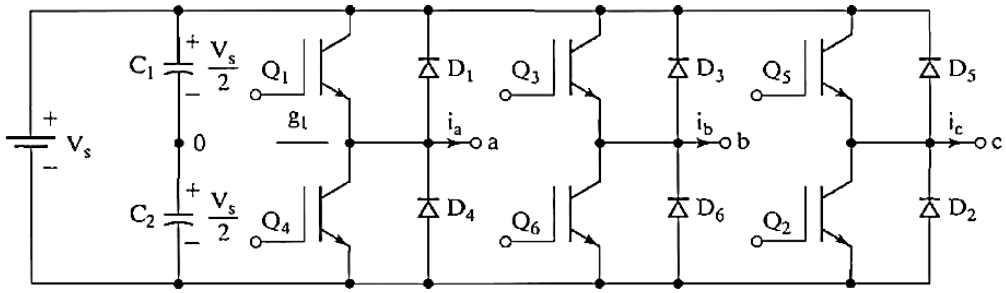


Figura 3.3 Inversor trifásico formado por tres inversores monofásicos

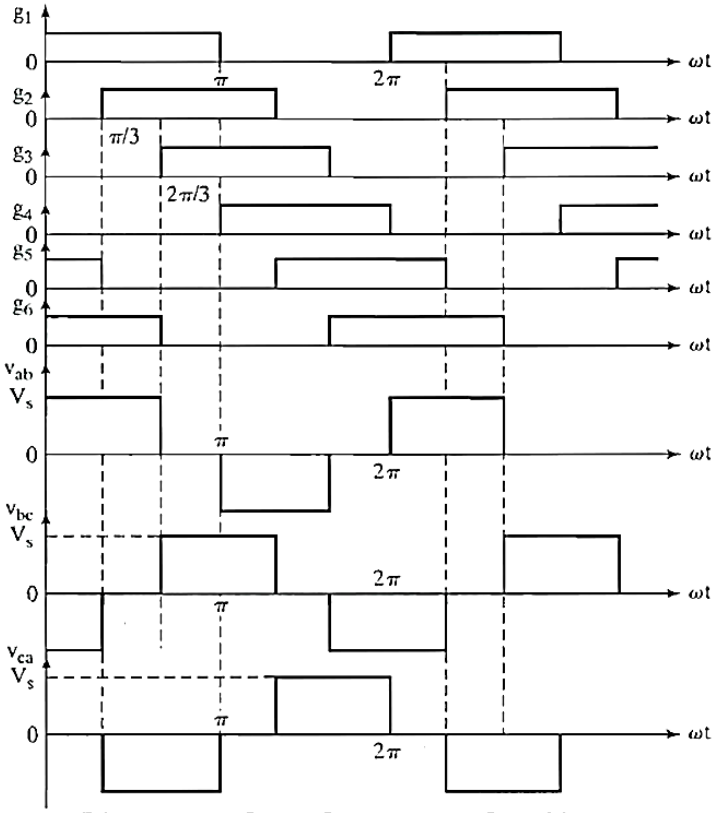
La tabla 3.2 muestra ocho estados de conmutación. Los transistores Q_1 y Q_6 de la figura 3.4a actúan como los interruptores S_1 y S_6, respectivamente. Si dos interruptores, uno superior y uno inferior, conducen al mismo tiempo de tal modo que el voltaje de salida sea $\pm V_s$, el estado de conmutación es 1**,** mientras que si esos interruptores están abiertos al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0. Los estados de 1 a 6 producen voltajes de salida distintos de cero. Los estados 7 y 8

producen voltajes de línea cero, y las corrientes de línea pasan libremente a través de los diodos superior o inferior de corrida libre.

Para generar determinada forma de onda de voltaje, el inversor pasa de un estado a otro. Así, los voltajes de línea de salida de CA que resultan están formados por valores discretos de voltajes V_S, 0 y $-V_S$. Para generar determinada forma de onda, la selección de los estados se suele hacer con una técnica de modulación que asegure sólo el uso de los estados válidos.



(a) Circuito



(b) Formas de onda para conducción a 180°

Figura 3.4 Puente inversor trifásico

Tabla 3.2 Estados de interruptor para inversor trifásico de fuente de voltaje (VSI)

Estado	Estado no.	Estados de interruptor	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	Vector espacial
S_1, S_2 y S_6 están cerrados, y S_4, S_5 y S_3 están abiertos	1	100	V_s	0	$-V_s$	$v_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 30°$
S_2, S_3 y S_1 están cerrados, y S_5, S_6 y S_4 están abiertos	2	110	0	V_s	$-V_s$	$v_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 90°$
S_3, S_4 y S_2 están cerrados, y S_6, S_1 y S_5 están abiertos	3	010	$-V_s$	V_s	0	$v_3 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 150°$
S_4, S_5 y S_3 están cerrados, y S_1, S_2 y S_6 están abiertos	4	011	$-V_s$	0	V_s	$v_4 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 210°$
S_5, S_6 y S_4 están cerrados, y S_2, S_3 y S_1 están abiertos	5	001	0	$-V_s$	V_s	$v_5 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 270°$
S_6, S_1 y S_5 están cerrados, y S_3, S_4 y S_2 están abiertos	6	101	V_s	$-V_s$	0	$v_6 = \frac{2}{\sqrt{3}}\angle 330°$
S_1, S_3 y S_5 están cerrados, y S_4, S_6 y S_2 están abiertos	7	111	0	0	0	$v_7 = 0$
S_4, S_6 y S_2 están cerrados, y S_1, S_3 y S_5 están abiertos	8	000	0	0	0	$v_8 = 0$

Para una carga conectada en delta, las corrientes de las fases se pueden obtener en forma directa con los voltajes de línea a línea. Una vez conocidas las corrientes de fase se pueden determinar las corrientes de línea. Para una carga conectada en estrella, se deben determinar los voltajes de línea a neutro, para calcular las corrientes de línea (o de fase). Hay tres modos de operación en medio ciclo, y los circuitos equivalentes se ven en la figura 3.6a, para una carga conectada en estrella. Durante el modo 1, cuando $0 \leq \omega t < \pi/3$, conducen los transistores Q_1, Q_5 y Q_6, las ecuaciones 3.1- 3.12 corresponden a la figura 3.5, las cuales permiten un entendimiento matemático de acuerdo a las cargas conectadas en estrella y delta:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \qquad (3.1)$$

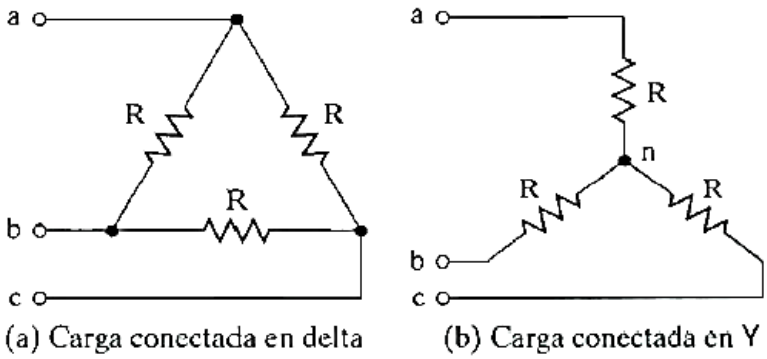


Figura 3.5 Carga conectada en delta y en Y

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \tag{3.2}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3} \tag{3.3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3} \tag{3.4}$$

Durante el modo 2, cuando $\pi/3 \leq \omega t < 2\pi/3$, Q_1, Q_2 y Q_6 conducen:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \tag{3.5}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \tag{3.6}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3} \tag{3.7}$$

$$v_{bn} = V_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3} \tag{3.8}$$

Durante el modo 3, $2\pi/3 \leq \omega t < \pi$, conducen los transistores Q_1, Q_2 y Q_3:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \tag{3.9}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \tag{3.10}$$

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3} \tag{3.11}$$

$$v_{cn} = i_3 R = \frac{-2V_S}{3} \tag{3.12}$$

Con cargas resistivas, los diodos a través de los transistores no tienen función. Si la carga es inductiva, la corriente en cada rama del inversor se retardaría respecto a su voltaje, como se ve en la figura 3.7. Cuando el transistor Q_4 de la figura 3.4a está apagado, el único camino de la corriente negativa de línea i_a es a través de D_1. Por consiguiente, la terminal de la carga se conecta a la fuente de CD a través de D_1, hasta que la corriente de carga invierte su polaridad cuando $t = t_1$. Durante el periodo de $0 \leq t \leq t_1$, el transistor Q_1 no puede conducir. De igual modo, el transistor Q_4 sólo comienza a conducir cuando $t = t_2$.

Los voltajes de línea a neutro se ven en la figura 3.6b.

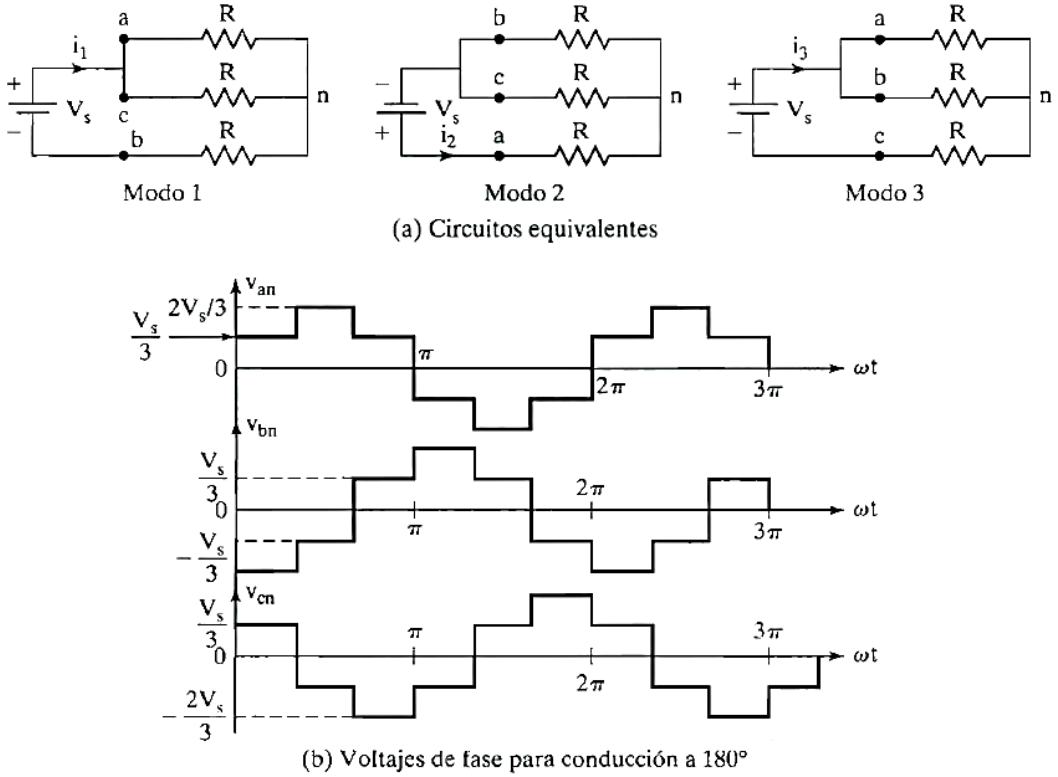


Figura 3.6 Circuitos equivalentes para carga resistiva conectada en Y

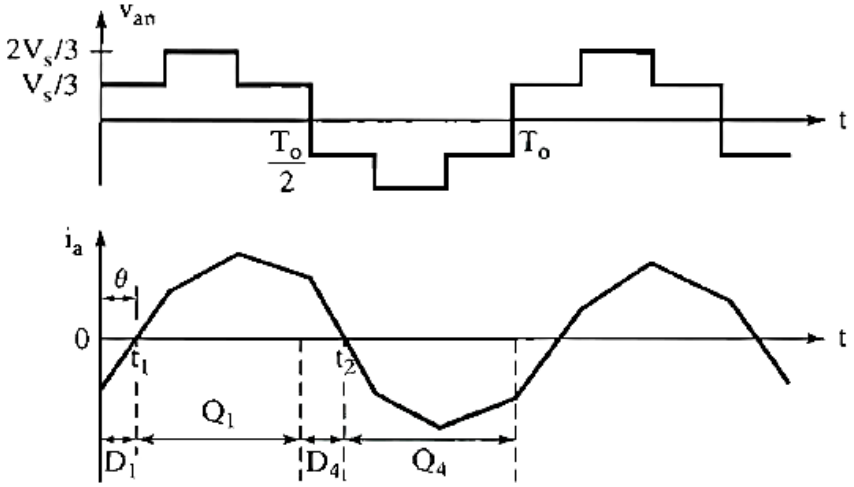


Figura 3.7 Inversor trifásico con carga RL

Para una carga conectada en Y, el voltaje de fase se calcula mediante la ecuación 3.13, con retardo de 30° respecto a v_{ab}.

$$v_{an} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} \tag{3.13}$$

La secuencia de disparo de los dispositivos de conmutación es la siguiente:

1. Generar tres señales de disparo cuadradas, v_{g1}, v_{g3} y v_{g5} con la frecuencia de salida f_0 y ciclo de trabajo de 50%. Las señales v_{g4}, v_{g6} y v_{g2} son inversas lógicas de v_{g1}, v_{g3} y v_{g5}, respectivamente. Cada señal está desplazada 60° respecto a las demás.
2. Las señales v_{g1}, v_{g3} y v_{g5} controlan respectivamente a Q_1, Q_3 y Q_5, a través de circuitos aisladores. Las señales v_{g2}, v_{g4} y v_{g6} pueden activar, respectivamente, a Q_2, Q_4 y Q_6, sin circuitos aislantes.

3.3.2 Conducción a 120°

En esta clase de control, cada transistor conduce durante 120°. En cualquier momento sólo hay dos transistores encendidos. El orden de conducción de los transistores es 61, 12, 23, 34, 45, 56 y 61. Hay tres modos de operación en un medio ciclo, para cada uno de los circuitos equivalentes para el caso de una carga conectada

en Y. Durante el modo 1, para 0 ≤ ωt < π/3, los transistores 1 y 6 conducen (ver ecuaciones 3.14-3.16):

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \tag{3.14}$$

$$v_{bn} = \frac{V_S}{2} \tag{3.15}$$

$$v_{cn} = 0 \tag{3.16}$$

Durante el modo 2, para π/3 ≤ ωt ≤ 2π/3, los transistores 1 y 2 conducen:

$$v_{an} = \frac{V_S}{2} \tag{3.17}$$

$$v_{bn} = 0 \tag{3.18}$$

$$v_{cn} = -\frac{V_s}{2} \tag{3.19}$$

Durante el modo 3, para 2π/3 ≤ ωt ≤ 3π/3, los transistores 2 y 3 conducen:

$$v_{an} = 0 \tag{3.20}$$

$$v_{bn} = \frac{V_S}{2} \tag{3.21}$$

$$v_{ac} = -\frac{V_S}{2} \tag{3.22}$$

El voltaje de línea a a b se obtiene con la ecuación 3.23 con un avance de fase de 30°.

$$v_{ab} = \sqrt{3} v_{an} \tag{3.23}$$

Hay un retardo de π/6 desde el apagado de Q_1 y el apagado de Q_4. Por tanto no debe haber cortocircuito de la alimentación de CD a través de uno de los transistores superiores y uno de los inferiores. En cualquier momento hay dos terminales de carga conectadas a la alimentación de CD, y la tercera queda abierta. El potencial de esta terminal abierta depende de las características de la carga y podría ser impredecible. Como el transistor conduce durante 120°, se utiliza menos en comparación con los de conducción a 180°, para las mismas condiciones de carga. Por lo anterior, se prefiere la conducción a 180° y es la que se usa en general en los inversores trifásicos, [12] y [17].

3.4 Modulación en inversores de voltaje monofásicos

Buscando proporcionar voltajes de salida que disminuyan el contenido armónico, se han desarrollado diferentes estrategias de conmutación en inversores monofásicos:

- Modulación por ancho de un pulso único.
- Modulación por ancho de pulsos múltiples.
- Modulación por ancho de pulso sinusoidal.
- Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.

Las cuales serás descritas en este apartado, para conocer sus diferencias y cualidades.

Un gran número de inversores se encuentran en el mercado mundial para estas aplicaciones. La técnica por modulación por ancho de pulso es una herramienta para simular una salida analógica con una salida digital. El control digital se usa para crear una onda cuadrada, una señal que conmuta constantemente entre encendido y apagado. Este patrón de encendido-apagado puede simular voltajes entre 0 (siempre apagado) y 5 volts (siempre encendido) simplemente variando la proporción de tiempo entre encendido y apagado.

A la duración del tiempo de encendido se le llama ancho de pulso (*pulse width*). Para variar el valor analógico cambiamos, o modulamos, ese ancho de pulso. Si repetimos este patrón de encendido-apagado lo suficientemente rápido por ejemplo con un diodo emisor de luz (LED, de *Light Emitting Diode*) el resultado es como si la señal variara entre 0 y 5 volts controlando el brillo del LED.

En esta técnica, todos los pulsos tienen anchura ajustable con amplitud y fase constantes. El circuito correspondiente es llamado modulador de ancho de pulso.

Formas típicas de onda de entrada y salida de un modulador de ancho de pulso se muestran en la figura 3.8. El tren de pulsos de salida tiene los pulsos de la misma amplitud y diferentes anchos, lo que corresponde a la señal de entrada en los instantes de muestreo, [17].

3.4.1 Modulación por ancho de pulso único

En el control de modulación por ancho de pulso único, sólo existe un pulso por cada medio ciclo, y se hace variar su ancho para controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 3.9 muestra la generación de señales de control y el voltaje de salida de los puentes inversores monofásicos completos. Las señales de disparo se generan comparando una señal de referencia rectangular, de amplitud A_r con una onda portadora triangular de amplitud A_c.

La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. La relación de A_r entre A_c es la variable de control, y se define como el índice de modulación de amplitud, o simplemente índice de modulación, [12] y [17].

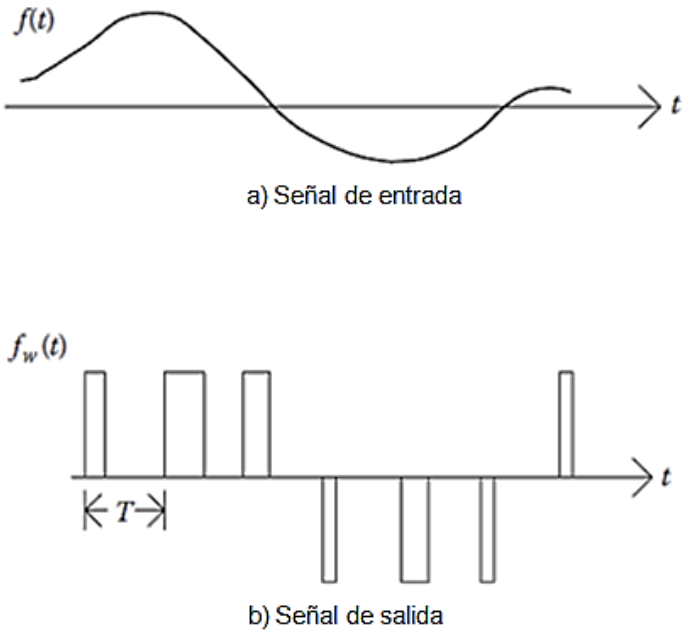


Figura 3.8 Formas típicas de onda de entrada y de salida de un modulador de ancho de pulso

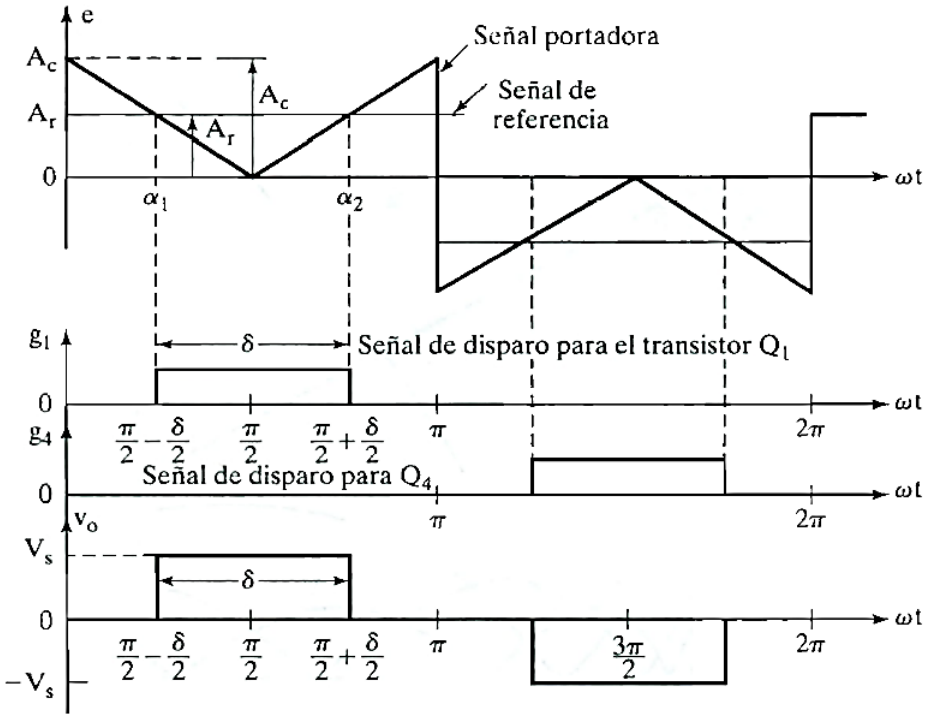


Figura 3.9 Modulación por ancho de pulso único

3.4.2 Modulación por ancho de pulso múltiple

Se puede reducir el contenido de armónicas usando varios pulsos en cada medio ciclo del voltaje de salida. La generación de señales de disparo (ver figura 3.10b) para encender y apagar los transistores se ve en la figura 3.10a, comparando una señal de referencia contra una onda portadora triangular. Las señales de disparo se ven en la figura 3.10b. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida f_0, y la frecuencia de la portadora f_c determina la cantidad de pulsos p por cada medio ciclo.

El índice de modulación controla el voltaje de salida. A esta clase de modulación se le llama modulación por ancho de pulso uniforme (UPWM, de *Uniform Pulse-Width Modulatio*n). Con este tipo de modulación se puede obtener un perfil de armónicas en función de la variación del índice de modulación, para un determinado número de pulsos por medio ciclo. El orden de las armónicas es igual que el de la modulación de un solo pulso. Sin embargo, por la mayor cantidad de procesos de apagado y encendido de los transistores de potencia, aumentan las pérdidas de conmutación. En

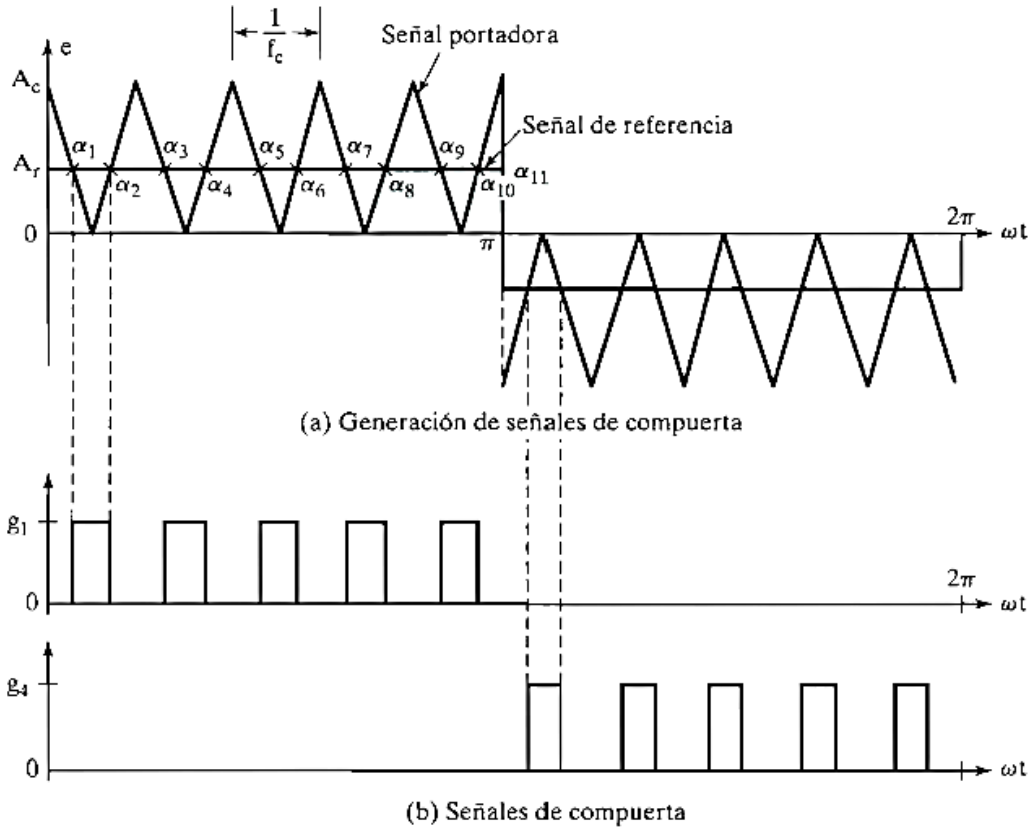


Figura 3.10 Modulación por ancho de pulso múltiple

este tipo de modulación el aumento de algunas armónicas de orden mayor que producen un rizo despreciable, se pueden filtrar con facilidad.

3.4.3 Modulación por ancho de pulso sinusoidal

Ésta técnica en lugar de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como en el caso de la modulación de varios pulsos, se hace variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de control, como se ven en las figuras 3.11a y 3.11b, se generan comparando a una señal sinusoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia f_c. Esta modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM, de *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) es la que se suele usar en las aplicaciones industriales. La cantidad de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia de la portadora. Dentro de

la restricción de que dos transistores de la misma rama (Q_1 y Q_4) no pueden conducir al mismo tiempo, el voltaje instantáneo de salida se ve en la figura 3.11c. Se pueden generar las mismas señales de disparo con una onda portadora triangular unidireccional como se ve en la figura 3.11d. Es más fácil implementar este método, y es preferible. La señal de referencia es una onda sinusoidal $V_r = V_r \, sen \, \omega t$, en lugar de una señal de CD.

3.4.4 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado

La figura 3.11c indica que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda sinusoidal no cambian mucho al variar el índice de modulación. Esto se debe a las

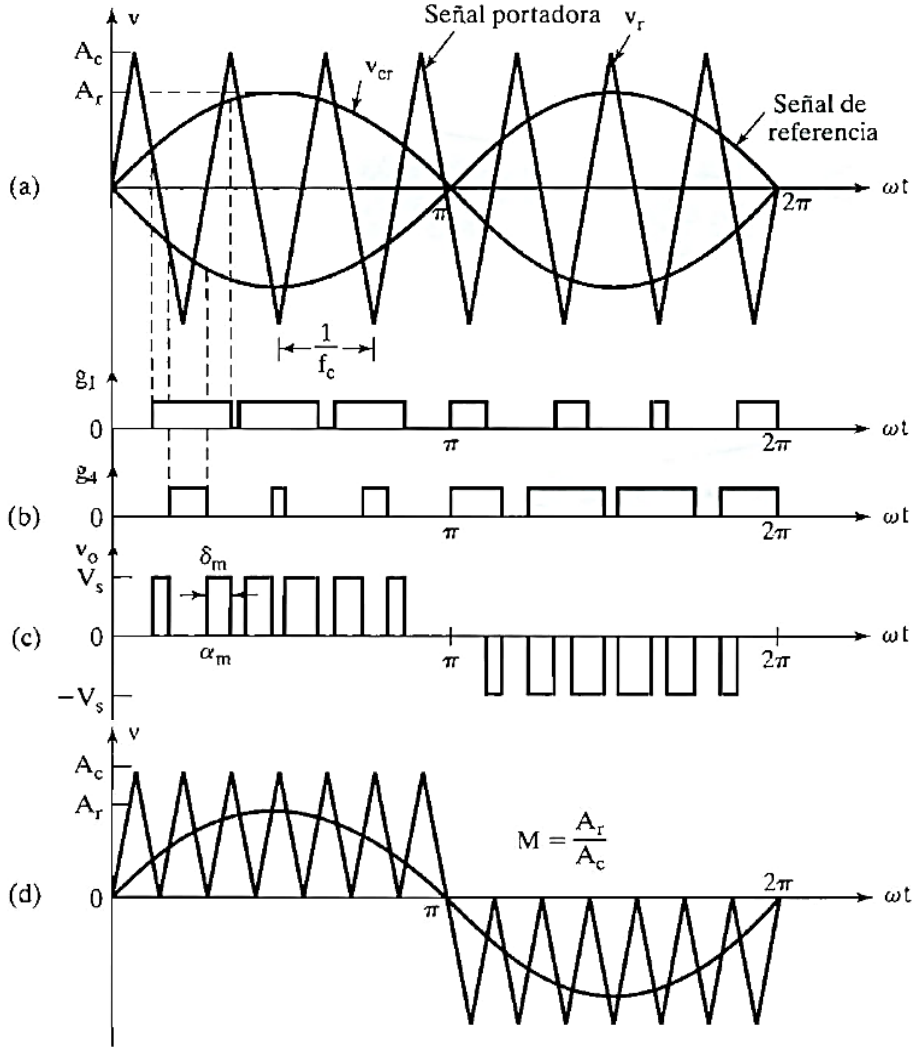


Figura 3.11 Modulación por ancho de pulso sinusoidal

características de una onda sinusoidal, y la técnica de SPWM se puede modificar para que se aplique la onda portadora durante los primeros y últimos intervalos de 60° por medio ciclo (es decir, de 0° a 60° y de 120° a 180°). Esta modulación por ancho de pulso sinusoidal modificada (MSPWM, de *Modified Sinusoidal Pulse-Width Modulation)* se ve en la figura 3.12. Aumenta la componente fundamental, y mejora sus características de armónicas. Reduce la cantidad de conmutación de los dispositivos de potencia, y también reduce las pérdidas por conmutación, [17].

3.5 Técnicas de modulación avanzadas

La técnica SPWM (modulación por ancho de pulso sinusoidal), resultó ser las más apropiada y usada en muchas aplicaciones pero aun así contiene algunos inconvenientes, entre ellos destaca el bajo voltaje fundamental de salida. Sin embargo existen otras técnicas que permiten un mejor funcionamiento en los inversores de voltaje, éstas se muestran a continuación:

- Modulación trapezoidal.
- Modulación por escalera.
- Modulación por pasos.
- Modulación por inyección de armónica.
- Modulación delta.

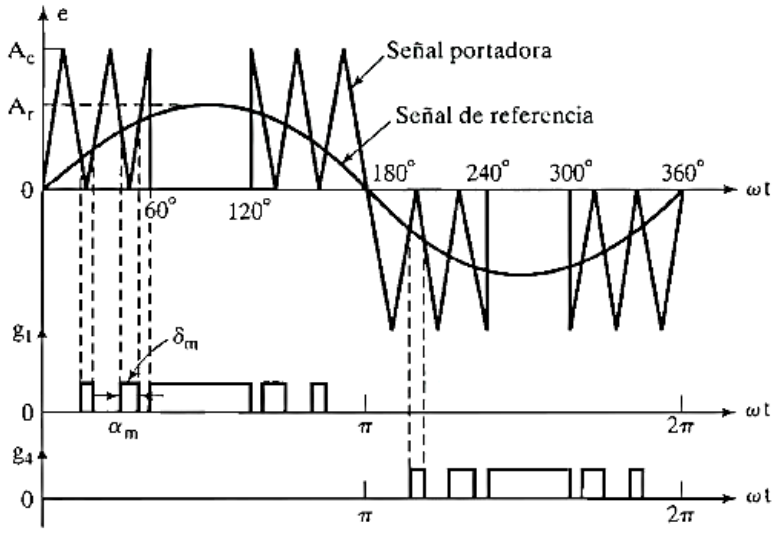


Figura 3.12 Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado

Éstas técnicas se describen brevemente a continuación, con la finalidad de dar a conocer los diferentes tipos de señales que las caracterizan, las cuales serán comparadas entre sí para obtener una señal resultante:

3.5.1 Modulación trapezoidal

En este tipo de modulación las señales de compuerta se generan comparando una onda portadora triangular con una onda moduladora trapezoidal como se ve en la figura 3.13. La onda trapezoidal se puede obtener con una onda triangular.

3.5.2 Modulación por escalera

La señal de modulación es una onda escalonada como se ve en la figura 3.14. La escalera no es una aproximación muestreada de una onda sinusoidal. Los niveles de los escalones se calculan para eliminar armónicas específicas. La relación de frecuencias de modulación m_f, y la cantidad de escalones, se seleccionan para obtener la calidad deseada del voltaje de salida. Es una PWM optimizada y no se recomienda con menos de 15 pulsos en un ciclo. Esta clase de control suministra un voltaje de salida de alta calidad.

3.5.3 Modulación por pasos

La señal moduladora es una onda en escalera como se ve en la figura 3.15. Esta onda no es una aproximación muestreada de la onda sinusoidal. Se divide en intervalos especificados, por ejemplo de 20° y cada intervalo es controlado en forma individual para controlar a su vez la magnitud de la componente fundamental y eliminar armónicas específicas.

Esta clase de control produce poca distorsión, y una mayor amplitud de la fundamental, en comparación con la del control PWM normal.

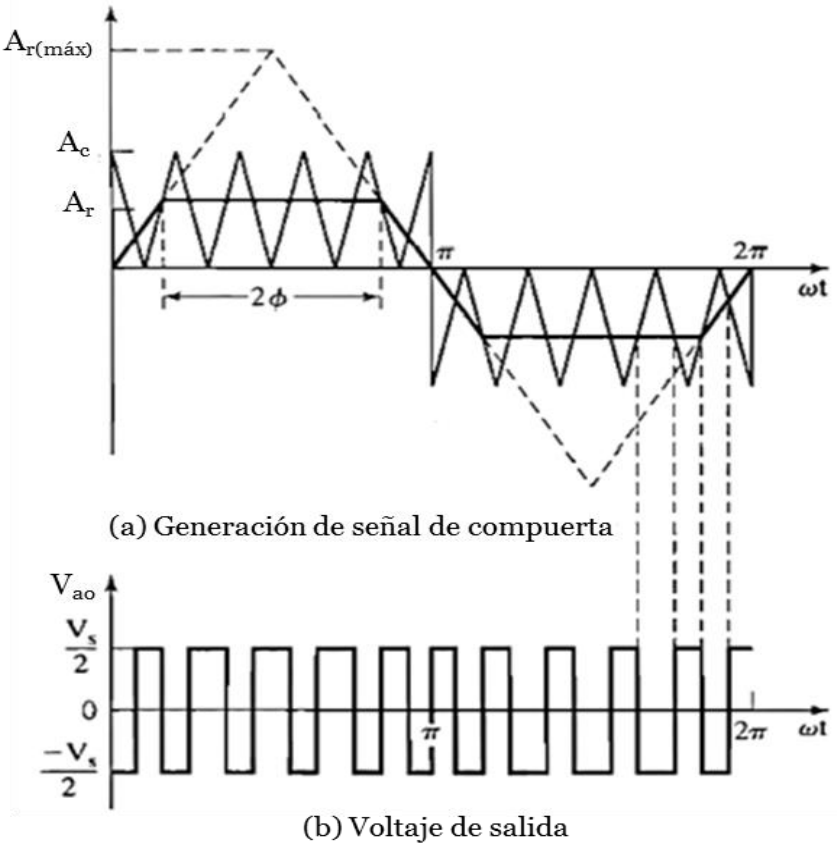


Figura 3.13 Modulación trapezoidal

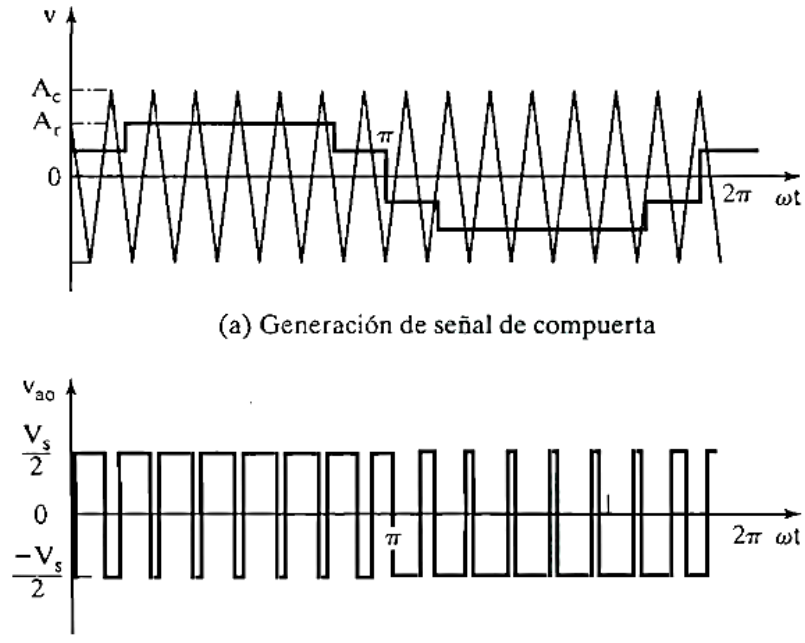


Figura 3.14 Modulación por escalera

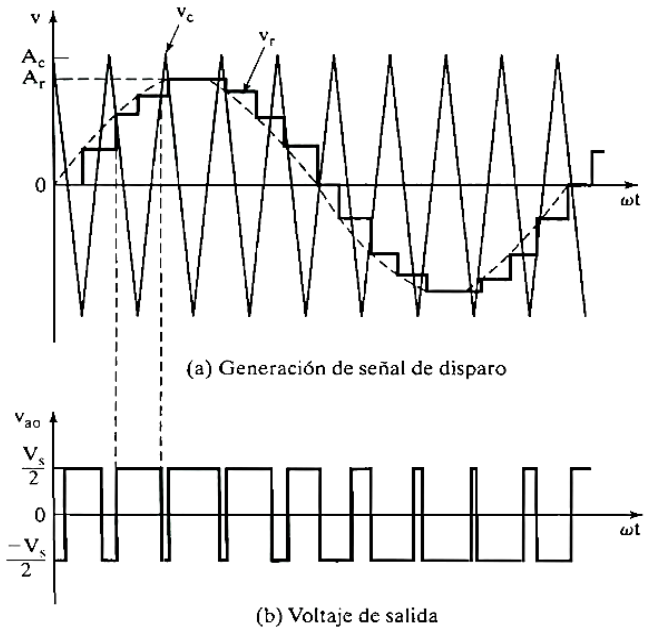


Figura 3.15 Modulación por pasos

3.5.4 Modulación por inyección de armónica

La señal moduladora se genera inyectando, a la onda sinusoidal, armónicas seleccionadas. Da como resultado una forma de onda con una cresta plana, y reduce la cantidad de sobremodulación. Produce una amplitud mayor de la fundamental y baja distorsión del voltaje de salida. La señal moduladora con inyecciones de tercera y novena armónicas se ve en la figura 3.16. Se debe notar que la inyección de las 3n-ésimas armónicas no afecta la calidad del voltaje de salida, porque la salida de un inversor trifásico no contiene armónicas triples.

3.5.5 Modulación delta

En la modulación delta se deja oscilar una onda triangular dentro de una ventana definida ΔV, arriba y abajo de la onda sinusoide de referencia v_r. La función de conmutación del inversor, que es idéntica al voltaje de salida v_0, se genera desde los vértices de la onda triangular v_c como se ve en la figura 3.17. También se llama *modulación por histéresis.* Si cambia la frecuencia de la onda moduladora, manteniendo

constante la pendiente de la onda triangular, cambia la cantidad de pulsos y de anchos de pulso de la onda modulada.

3.6 Modulación en inversores de voltaje trifásicos

Se puede considerar que un inversor trifásico es tres inversores monofásicos, y que la salida de cada inversor monofásico está desplazada 120°. Las técnicas de control de voltaje, anteriormente descritas, son aplicables a los inversores trifásicos. Sin embargo, las técnicas que se usan con más frecuencia para los inversores trifásicos son las siguientes:

- PWM sinusoidal.
- PWM a 60°.
- PWM con tercera armónica.

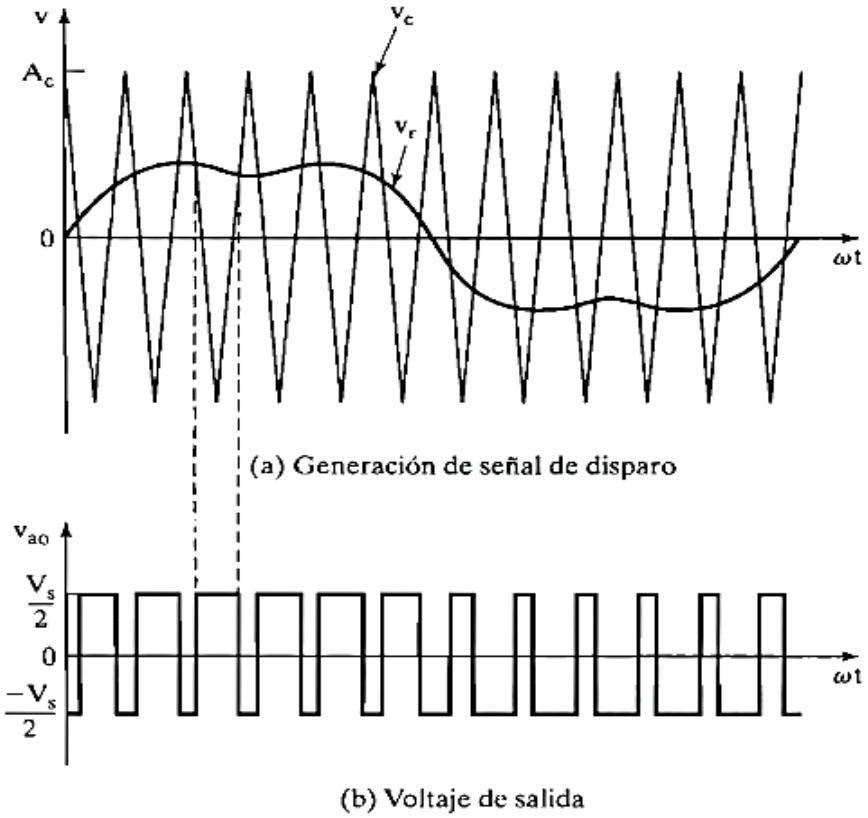


Figura 3.16 Modulación por inyección de armónica seleccionada

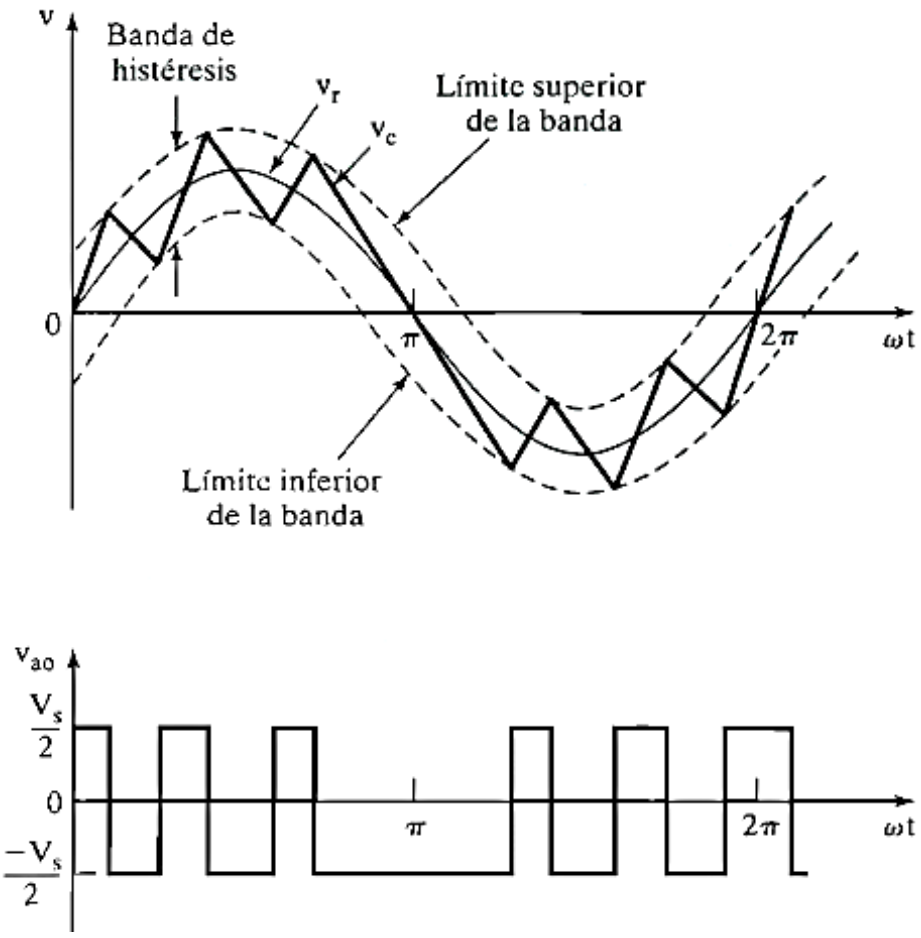


Figura 3.17 Modulación delta

3.6.1 PWM sinusoidal

La generación de disparo de compuerta con PWM se ven en la figura 3.18a. Hay tres ondas sinusoidales de referencia, v_{ra}, v_{rb} y v_{rc} separadas 120° entre sí. Se compara una onda portadora con la señal de referencia que corresponde a una fase, para generar las señales de compuerta para esa fase. Al comparar la señal portadora v_{cr} con las fases de referencia v_{ra}, v_{rb} y v_{rc} se producen g_1 , g_3 y g_5, respectivamente, como se ve en la figura 3.18b. El voltaje de salida que se ve en la figura 3.18c se genera eliminando la condición que dos dispositivos de conmutación en el mismo ramal no puedan conducir al mismo tiempo.

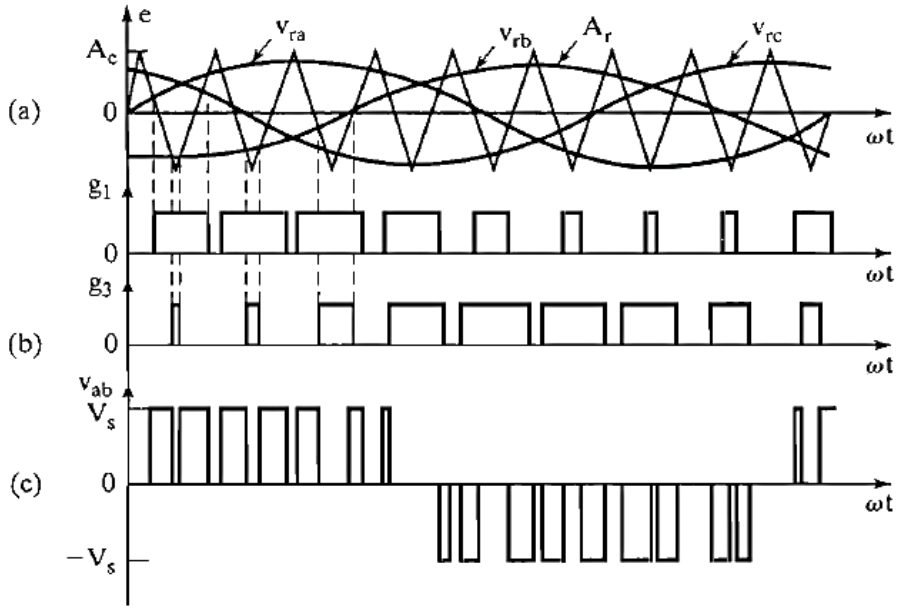


Figura 3.18 Modulación por ancho de pulso sinusoidal para inversor trifásico.

3.6.2 PWM de 60°

La PWM a 60° es parecida a la PWM modificada de la figura 3.12. El concepto de la PWM a 60° es "aplanar" la onda desde 60° hasta 120°, y desde 240° hasta 300°. Los dispositivos de potencia se mantienen encendidos durante un tercio del ciclo (a pleno voltaje) y tienen menores pérdidas de conmutación. Todas las armónicas triples (3ª, 9ª,21ª, 27ª, etc.) están ausentes en los voltajes trifásicos. La forma de onda de salida se puede aproximar con la fundamental y los primeros términos, como se muestra en la figura 3.19.

3.6.3 PWM con tercera armónica

La PWM con tercera armónica es parecida al método de inyección de armónica seleccionada que se muestra en la figura 3.16, y se implementa de la misma forma que la PWM sinusoidal. La diferencia es que la forma de onda de CA de referencia no es sinusoidal, sino consiste en una componente fundamental y una componente de tercera armónica, como se ve en la figura 3.20.

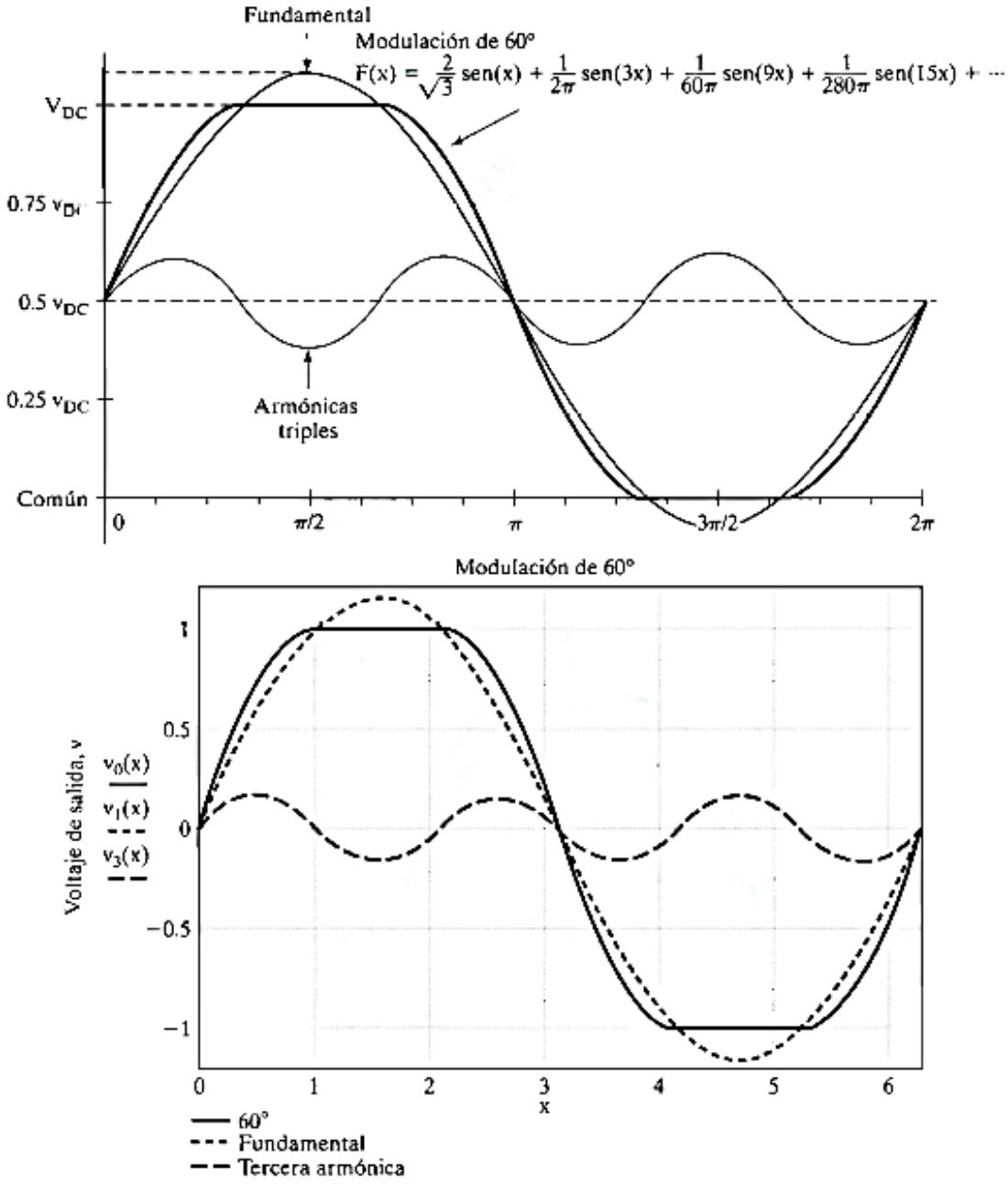


Figura 3.19 Forma de onda de salida para PWM a 60°

La presencia de exactamente la misma componente de tercera armónica en cada fase da como resultado una anulación efectiva de la componente de tercera armónica en la terminal neutral, y todos los voltajes de fase de línea a neutro son sinusoidales, de esta manera la PWM con tercera armónica permite una mejor utilización del voltaje de alimentación de CD, que la PWM sinusoidal, [17].

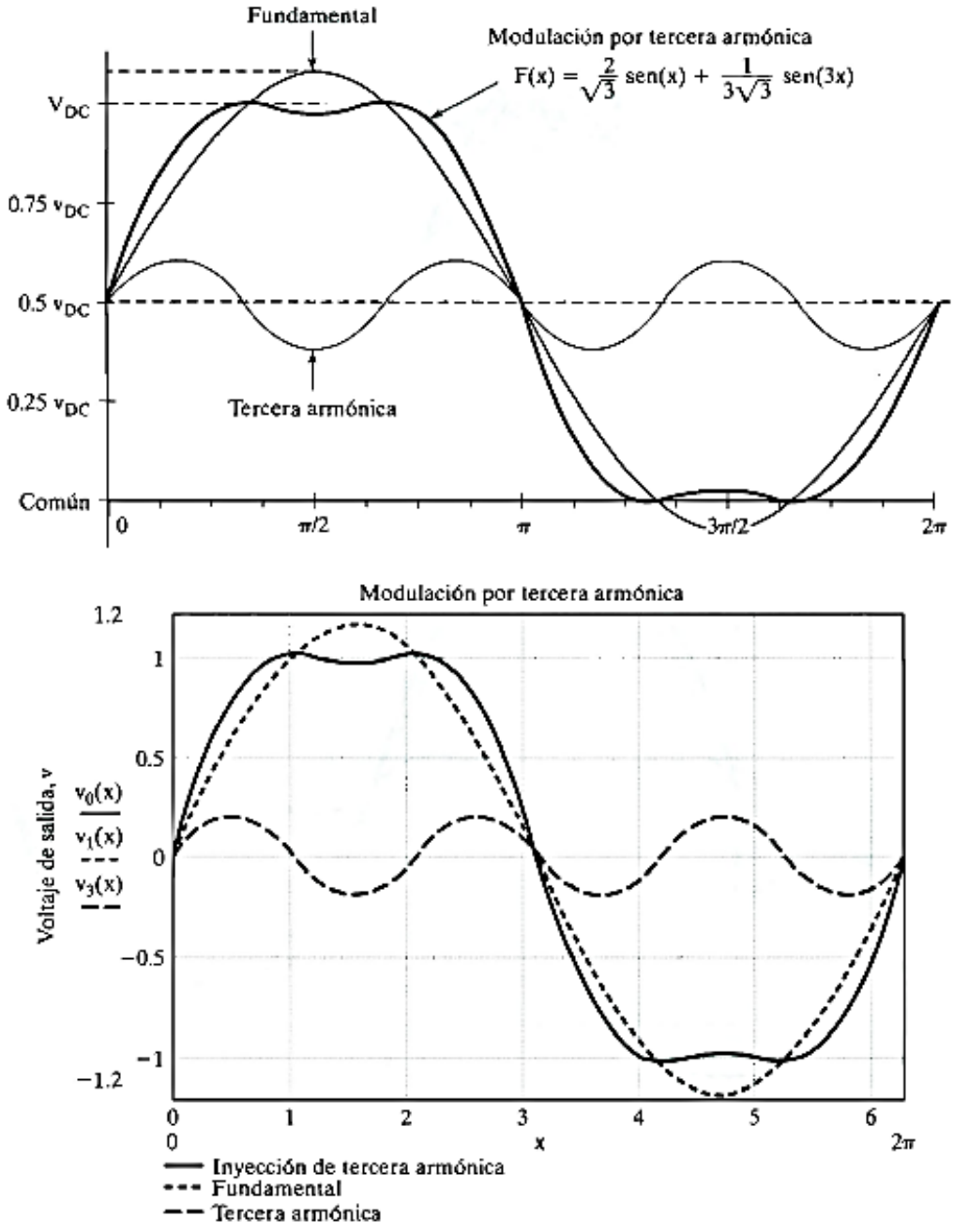


Figura 3.20 Forma de onda de salida para PWM con tercera armónica

3.7 Filtros para inversores

La determinación de las capacidades de voltaje y corriente de los dispositivos de potencia en circuitos inversores depende de las clases de inversores, de la carga y de los métodos de control de voltaje y corriente. El diseño requiere:

- Deducir ecuaciones de la corriente instantánea de carga.
- Graficar las formas de onda de corriente para cada dispositivo y componente.

Una vez conocida la forma de onda de corriente, se pueden determinar las capacidades de los dispositivos de potencia. La evaluación de las capacidades de voltaje requiere establecer los voltajes inversos de cada dispositivo.

Para reducir las armónicas en la salida, son necesarios filtros de salida. La figura 3.21 muestra los filtros de salida que más se usan. Un filtro C es muy sencillo, pero consume más potencia reactiva (ver figura 3.21a). Un filtro LC sintonizado, como el de la figura 3.21b, puede eliminar sólo una frecuencia. Un filtro CLC bien diseñado, como el de la figura 3.21c, es más efectivo para reducir las armónicas de banda ancha y consume menos potencia reactiva.

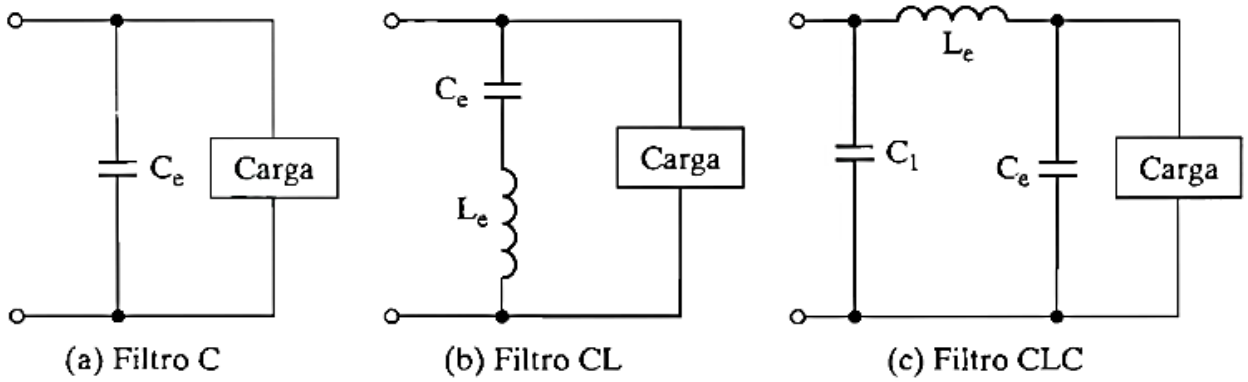


Figura 3.21 Filtros de salida para inversores

CAPÍTULO 4

CAPÍTULO 4
METODOLOGÍA IMPLEMENTADA Y RESULTADOS

4.1 Electrónica de potencia de los inversores

Los inversores son desarrollados rápidamente con conocimientos de circuitos de conmutación de potencia utilizados en aplicaciones industriales en comparación con otros distintos circuitos de potencia. La topología de los inversores fue creada en el siglo pasado y desde entonces los inversores son usados en muchas aplicaciones de electrónica de potencia, sistemas de energía renovable, control de velocidad de motores, etc. Es por ello que el desarrollo de la manufactura de semiconductores ha permitido el desarrollo de aparatos de electrónica de potencia que operen en frecuencias de conmutación alta, desde unos kHz hasta unos cuantos MHz, [17].

Entre los dispositivos de conmutación utilizados en inversores destacan los transistores de potencia, los cuales poseen características controladas de encendido y apagado, estos a su vez se operan en la región de saturación, y producen una pequeña caída de voltaje en el estado de encendido. La velocidad de conmutación de los transistores modernos es mucho mayor que la de los tiristores (p.e. SCR’s, triacs, GTO’s) y se emplean frecuentemente en convertidores CD-CD y CD-CA, con diodos conectados en paralelo inverso para proporcionar flujo bidireccional de corriente. Sin embargo, sus especificaciones nominales de voltaje y corriente son menores que las de los tiristores, y normalmente los transistores se emplean en aplicaciones de baja a mediana potencia. Los transistores de potencia se clasifican en las siguientes categorías de forma general, [12]:

- Transistores bipolares de unión (BJT).
- Transistores de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET).
- Transistores de inducción estática (SIT).
- Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT).
- COOLMOS.

Se consideran a los BJT, MOSFET, SIT, IGBT o COOLMOS como interruptores ideales para explicar las técnicas de conversión de potencia. Un transistor opera como un interruptor. Por otra parte, la elección entre un BJT y un MOSFET en los circuitos convertidores no es obvia, depende de la aplicación que se le dé, sus especificaciones (voltaje y corriente nominales), el entorno donde se utilice y para lo que se requiera construir. Se debe tener presente que los transistores comerciales difieren de los dispositivos ideales; ya que tienen ciertas limitaciones, y se restringen a algunas aplicaciones.

Los inversores de voltaje como se ha venido definiendo se utilizan para convertir una fuente de alimentación de CD en aplicaciones de alimentación de CA. Se utilizan generalmente en las siguientes aplicaciones:

- Tensión Variable/alimentación de CA de frecuencia variable en control de velocidad ajustable (ASD), los dispositivos tales como unidades de motor de inducción, unidades de máquinas síncronas, y así sucesivamente.
- Fuentes constantes reguladoras de voltaje de CA, tales como sistemas de alimentación ininterrumpida (UPS’s).
- Compensadores estáticos de VAR’s (potencia reactiva).
- Filtros serie y paralelo pasivo/activo.
- Sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS’s).
- Compensaciones de tensión.

Los sistemas de control de velocidad ajustable para motores de inducción industriales requieren fuentes de alimentación de CD-CA con frecuencia variable, por lo general de 0 Hz a 400 Hz, en fracciones de caballos de fuerza (HP) hasta cientos de HP.

Por otro lado es de suma importancia definir la clasificación de los inversores propuestos en este trabajo, esto conlleva sin duda a afirmar que parten del circuito básico, conocido como inversor de voltaje monofásico en medio puente. La técnica de conmutación utilizada es la generación de una señal con una forma cuadrada. Mientras

que en la etapa de potencia se implementan transistores bipolares de potencia, mejor conocidos como BJT.

Las características principales de éste circuito son: simplicidad, elevación de voltaje, conexión de un transformador con derivación central en el devanado secundario (que para éste caso se ocupó como devanado primario) y la fuente de CD de dos hilos.

4.2 ARDUINO en inversores de voltaje

Se necesita una forma básica y sencilla de producir una señal digital para poder compararla con la señal análoga, ambas de onda cuadrada, por ello la necesidad de hacer uso de la tecnología proporcionada por la tarjeta ARDUINO, resultando ser de gran utilidad y fácil manipulación, ya que ARDUINO es una plataforma de electrónica abierta para la creación de prototipos basada en software y hardware flexibles. Fue creada para poder formar objetos, prototipos y entornos interactivos entre el usuario y la máquina.

La plataforma ARDUINO tiene la capacidad de adquirir información a través de sus pines de entrada (sensores) y puede afectar aquello que le rodea, controlando para nuestro caso la señal de entrada de nuestro inversor de voltaje digital y su display de salida (ver figura 4.1). La programación de ARDUINO se basa en Wiring (fuente de programación abierta para microcontroladores) y se desarrolla en Proccessing (lenguaje de programación, con entorno de desarrollo disponible en internet y con gran comunidad de programadores), resultando ser la mejor opción y fungiendo como la tecnología digital apropiada e implementada en nuestro inversor digital. Otra de las ventajas que ofrece ARDUINO es que su software puede ser descargado de forma gratuita.

En lo que respecta a la placa utilizada hay dos opciones, la primera era hacerla manualmente y la segunda adquirirla de fábrica (opción elegida debido al objeto y contexto de estudio). La tabla 4.1 muestra las especificaciones técnicas de operación de la tarjeta ARDUINO UNO.

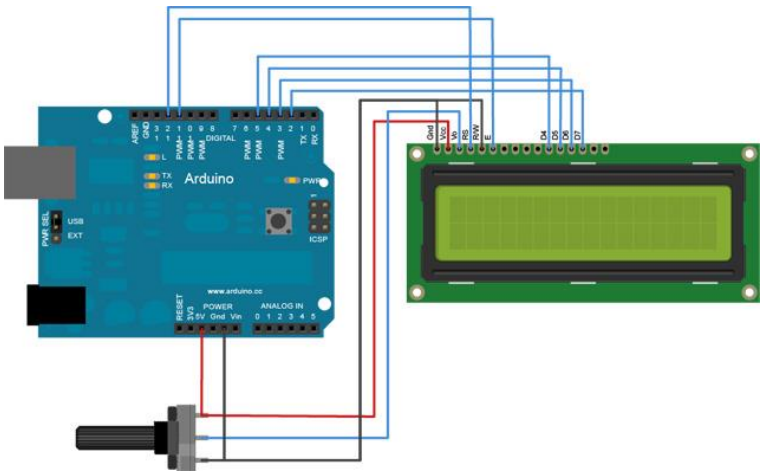


Figura 4.1 Tarjeta ARDUINO con display

Entrando en materia sobre este capítulo podemos ver las especificaciones descriptivas que contiene el sistema inversor armado a continuación:

Batería o fuente de alimentación. Se definió que fuera una fuente de 12 Vcd de salida para alimentar los circuitos inversores, con una capacidad de amperaje aceptable para este tipo de prototipo experimental y considerando la corriente nominal de los elementos electrónicos.

BJT. Aplicaciones de conmutación de alta eficiencia:

- Uso general.
- Inversores.
- Convertidores de CD a CD.
- Amplificadores de audio.

Otras aplicaciones de los transistores bipolares de unión (BJT) se pueden encontrar en amplificación de señales analógicas, tratamiento de señales digitales,

como conmutador de alta velocidad de potencia y en circuitos con componentes discretos e integrados. Un transistor bipolar se forma agregando una segunda región p o n a un diodo de unión pn. Con dos regiones n y una p, se forman dos uniones, teniéndose así un transistor NPN, las terminales que conforman este elemento electrónico son *colector, emisor* y *base.* Un transistor bipolar tiene dos uniones: la unión colector-base (CBJ) y la unión base-emisor (BEJ), ver APÉNDICE B. En estos transistores la capa n del lado del emisor es ancha, la base p es angosta, y la capa n del lado del colector es angosta y con un fuerte dopado. Brindan tiempos de conmutación rápida y un muy bajo voltaje de saturación entre el colector y emisor lo cual se ve reflejado en la reducción de pérdidas de conmutación y conducción, por lo tanto resultan ser adecuados para aplicaciones que requieren electrónica de potencia y una alta eficiencia.

En la tabla 4.2 se muestran las características técnicas de fabricación del transistor bipolar de potencia 2N3055.

Tabla 4.1 Especificaciones de la tarjeta ARDUINO UNO

Microcontrolador	ATmega328
Voltaje de operación	5 V
Voltaje de entrada (recomendado)	7-12 V
Voltaje de entrada (limite)	6-20 V
Pines digitales I/O	14 (de los cuales 6 son para la salida del PWM)
Pines de entrada análogos	6
Corriente de CD por pin I/O	40 mA
Memoria Flash	32 kB (ATmega328) de los cuales 0.5 kB son utilizados por el cargador de arranque
SRAM (Memoria estática)	2 kB (ATmega328)
Velocidad del reloj	16 MHz

Tabla 4.2 Valores máximos absolutos del transistor 2N3055[1]

Símbolo	Parámetro	Valor	Unidad
V_{CBO}	Voltaje de colector-base (I_E = 0)	100	V
V_{CER}	Voltaje de colector-emisor (R_{BE} = 100 Ω)	70	V
V_{CEO}	Voltaje de colector-emisor (I_B = 0)	60	V
V_{EBO}	Voltaje de emisor-base (I_C = 0)	7	V
I_C	Corriente de colector	15	A
I_B	Corriente de base	7	A
P_{TOT}	Disipación total en T_C ≤ 25 °C	115	W
T_{stg}	Temperatura de almacenamiento	De -65 a 200	°C
T_J	Temperatura máxima de operación de unión	200	°C

4.3 Inversores de voltaje con NE555 y con ARDUINO UNO

Los circuitos inversores que se presentan a continuación se basan en el principio de la conmutación con onda cuadrada. Es importante mencionar que se construyeron dos partes para la generación de la onda cuadrada, la primera de forma analógica usando el temporizador LM555 (NE555) y la segunda de forma digital usando la tarjeta ARDUINO UNO (Atmega328) así como un LCD para proporcionar al usuario una interfaz sencilla de uso. Se presentarán las formas de onda para cada caso, voltajes de entrada y de salida obtenidos de forma experimental, las ecuaciones del cálculo de la frecuencia para el caso análogo; y en el caso digital, el algoritmo implementado en la tarjeta ARDUINO UNO.

4.3.1 Implementación usando el integrado LM555

A continuación se explicarán los detalles de la implementación del inversor usando un circuito temporizador y una etapa de amplificación que contiene transistores BJT (Bipolar Junction Transistor, transistor de unión bipolar).

[1] Valores tomados de http://www.mouser.com/ds/2/389/CD00000895-490764.pdf, consultado en Mayo de 2015.

4.3.1.1 Características del LM555

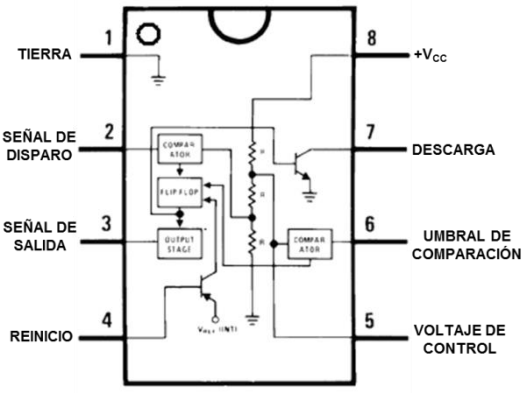
El circuito integrado LM555 tiene las siguientes características [hoja de datos][2]:

- Temporizado en microsegundos hasta horas.
- Opera en modo astable y monoestable.
- Ciclo de trabajo ajustable.
- Corriente de salida máxima 200 mA.
- Salida compatible con TTL.
- Salida normalmente encendida o normalmente apagada.

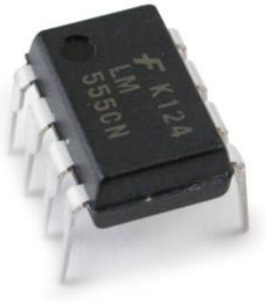
En este caso, este circuito integrado temporizador tiene las características necesarias para implementar la onda cuadrada que se requiere para la conmutación. El esquemático del LM555 se muestra en la figura 4.2a y en la figura 4.2b su empaquetado PDIP. En la figura 4.3 se muestra el LM555 en configuración astable, se pueden apreciar las resistencias y capacitores que hacen posible su funcionamiento.

En esta configuración se conectan los pines 2 y 6, esto permitirá que se realice un auto-disparo y se pueda crear la onda cuadrada. El capacitor externo se carga por medio de $Ra + Rb$ y se descarga por medio de Rb.

Este modo de operación permite que el capacitor se descargue entre 1/3 Vcd y 2/3 Vcd independientemente de la fuente de voltaje, ya que el disparo es automático.



(a)



(b)

Figura 4.2 El circuito integrado LM555

[2] Disponible en línea: http://www.basicanalogcircuits.com/Session_4_files/LM555.pdf, consultada en Mayo de 2015.

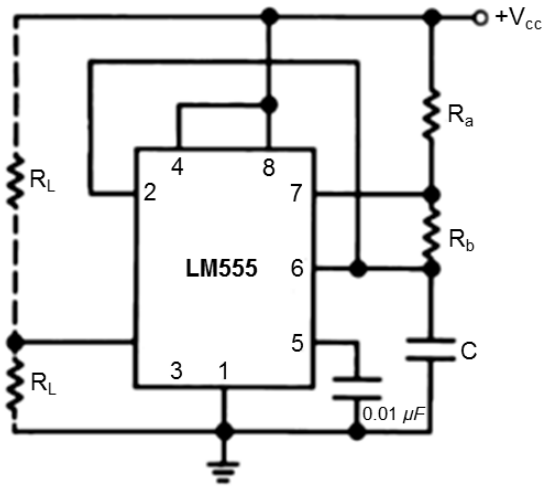


Figura 4.3 Configuración astable del LM555

4.3.1.2 Ecuaciones para la descripción de la onda cuadrada ideal y real

Las siguientes ecuaciones describen el funcionamiento del oscilador astable:

- El tiempo de carga (salida alta) está dado por:

$$t_1 = 0.693(Ra + Rb)C \tag{4.1}$$

- El tiempo de descarga (salida baja) es:

$$t_2 = 0.693(Rb)C \tag{4.2}$$

- El periodo total es:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693(Ra + 2Rb)C \tag{4.3}$$

- La frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(Ra + 2Rb)C} \tag{4.4}$$

- El ciclo de trabajo:

$$D = \frac{Rb}{Ra + 2Rb} \tag{4.5}$$

En la figura 4.3 se muestra una implementación de la configuración astable del LM555, los valores máximos y mínimos que puede tomar, están dados por Rb que es una resistencia variable entre 0 Ω y 150 kΩ, y C = 0.1 μF. Por lo que los valores ideales de las ecuaciones de diseño son:

- Para los mínimos, cuando Rb = 0 Ω:

$$t_1 = 0.693(10k\Omega + 0\Omega)0.1\mu F = 693\mu s \quad (4.6)$$

$$t_2 = 0.693(0\Omega)0.1\mu F = 0\mu s \quad (4.7)$$

$$T = 693\mu S + 0\mu S = 693\mu s \quad (4.8)$$

$$f = \frac{1.44}{(10k\Omega + 0\Omega)0.1\mu F} = 1.44kHz \quad (4.9)$$

$$D = \frac{0\Omega}{10k\Omega + 0\Omega} = 0 \quad (4.10)$$

- Para los máximos cuando Rb = 150 kΩ:

$$t_1 = 0.693(10k\Omega + 150k\Omega)0.1\mu F = 11.088ms \quad (4.11)$$

$$t_2 = 0.693(150k\Omega)0.1\mu F = 10.395ms \quad (4.12)$$

$$T = 11.088ms + 10.395ms = 21.483ms \quad (4.13)$$

$$f = \frac{1.44}{(10k\Omega + (2 \cdot 150k\Omega))0.1\mu F} = 46.451Hz \quad (4.14)$$

$$D = \frac{150k\Omega}{10k\Omega + (2 \cdot 150k\Omega)} = 0.483 \quad (4.15)$$

- Los valores teóricos calculados para f = 60 Hz son, con C = 0.1 μF:

$$t_1 = 0.693(10k\Omega + 115k\Omega)0.1\mu F = 8.662ms \quad (4.16)$$

$$t_2 = 0.693(115k\Omega)0.1\mu F = 7.969ms \quad (4.17)$$

$$T = 8.662ms + 7.969ms = 16.631ms \quad (4.18)$$

$$f = \frac{1.44}{(10k\Omega + (2 \cdot 115k\Omega))0.1\mu F} = 60Hz \quad (4.19)$$

$$D = \frac{115k\Omega}{10k\Omega + (2 \cdot 115k\Omega)} = 0.479 \quad (4.20)$$

- Los valores reales son:

$$Ra_r = 115.26k\Omega \quad (4.21)$$

$$Rb_r = 10k\Omega \quad (4.22)$$

$$C_r = 0.114\mu F \quad (4.23)$$

$$t_{1r} = 8.218ms \quad (4.24)$$

$$t_{2r} = 7.8779ms \quad (4.25)$$

$$T_r = 16.095ms \quad (4.26)$$

$$f_r = 62.16Hz \quad (4.27)$$

$$D_r = 0.5107 \quad (4.28)$$

Entonces se puede calcular el error que existe entre los valores teóricos y reales:

$$e_{Ra} = |Ra - Ra_r| = |115k\Omega - 115.26k\Omega| = 260\Omega \quad (4.29)$$

$$e_{Rb} = |Rb - Rb_r| = |10k\Omega - 9.91k\Omega| = 90\Omega \quad (4.30)$$

$$e_C = |C - C_r| = |0.1\mu F - 0.114\mu F| = 14.6nF \quad (4.31)$$

$$e_{t_1} = |t_1 - t_{1r}| = |8.662ms - 8.218ms| = 447\mu s \quad (4.32)$$

$$e_{2r} = |t_2 - t_{2r}| = |7.969ms - 7.877ms| = 92\mu s \quad (4.33)$$

$$e_T = |T - T_r| = |16.631ms - 16.095ms| = 536\mu s \quad (4.34)$$

$$e_f = |f - f_r| = |60Hz - 62.16Hz| = 2.16Hz \quad (4.35)$$

$$e_D = |D - D_r| - |0.479 - 0.5107| = 0.0317 \quad (4.36)$$

4.3.1.3 Implementación del Circuito Astable en el Inversor

El circuito que se implementó es el que se muestra en la figura 4.4, además también se pueden apreciar los transistores que permiten la conmutación y el transformador reductor con una relación de 10 a 1 aproximadamente, utilizado como elevador.

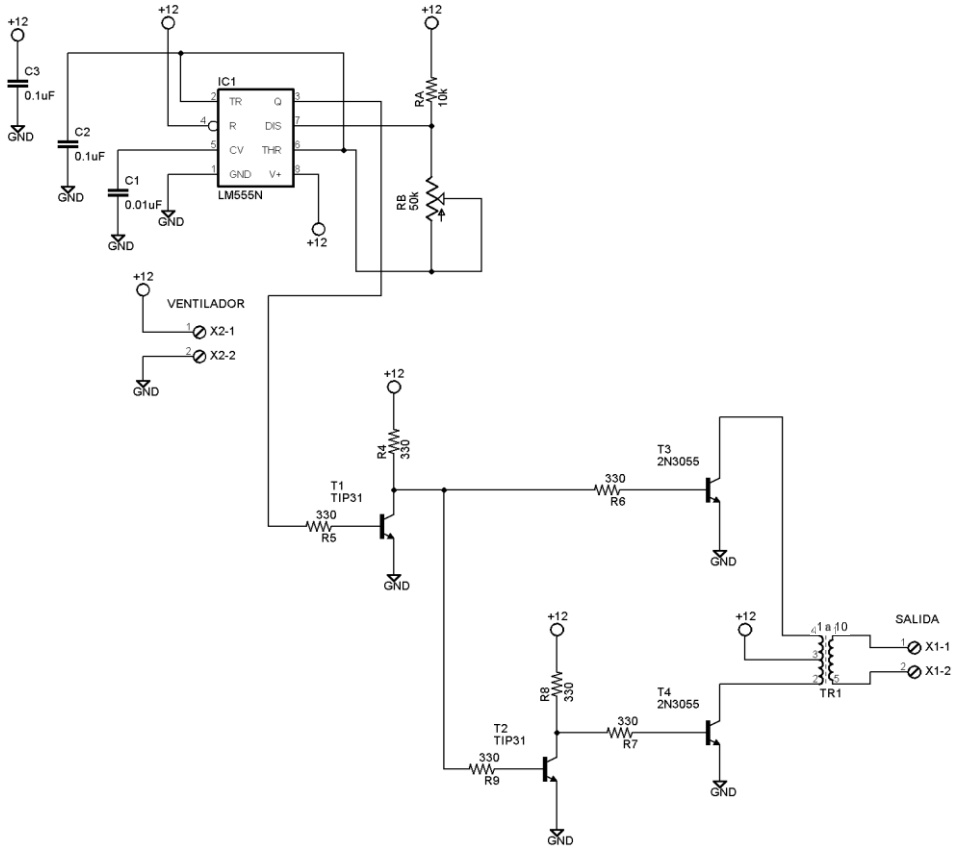


Figura 4.4 Configuración astable del LM555 con su etapa amplificadora[3]

Los voltajes que se manejan antes del transformador son de 12 Vcd. Es por ello que la forma de onda medida en el punto Q (pin 3) del LM555 tiene el siguiente aspecto (figura 4.5):

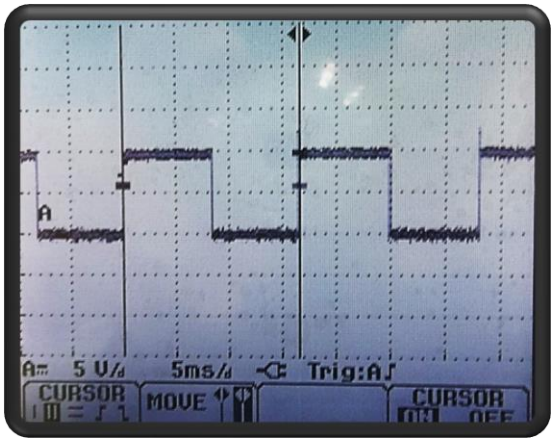


Figura 4.5 Forma de onda medida en el pin 3 del LM555

[3] Figura hecha en el programa CadSoft EAGLE, http://www.cadsoftusa.com/.

La formas de onda medidas en los colectores de los transistores 3 (CT3, 11.82 Vcd) y 4 (CT4, 11.7 Vcd) con carga resistiva, se muestran en la figura 4.6:

Idealmente, el voltaje de base aplicado en los transistores T3 y T4 se puede explicar con la figura 4.7. Típicamente la caída de voltaje para las bases de los transistores de silicio es de 0.7 volts. Los transistores están configurados en modo corte saturación, lo que permite reflejar la onda cuadrada aplicada en la base. Esta conexión está hecha también con el transformador con derivación central.

El transformador con derivación central actúa como dos bobinas (secundario) conectadas en los colectores de los transistores, mismas que inducen el voltaje hacia el primario con relación 10 a 1, lo que significa que al conectarse el secundario en los colectores de T3 y T4 se amplificará el voltaje logrando un voltaje 10 veces superior a los 12 V aplicados por la fuente de corriente directa.

Los transistores T3 y T4 deben funcionar de forma alternada, esto es, mientras T3 está en saturación (activado), T4 debe estar en corte (apagado). Esto se logra por medio de T1 y T2. Se recibe el pulso generado por el LM555 y se pasa por otro transistor en modo corte saturación T1 y este pulso se aplica a T3, nuevamente en T2 el pulso está invertido aplicándose a T4. Esto permite que la conmutación genere un voltaje 10 veces mayor (sin carga) en el primario del transformador.

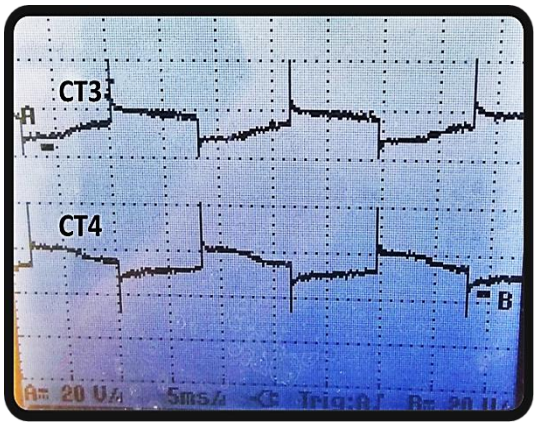


Figura 4.6 Formas de onda para los colectores de los transistores de potencia 2N3055

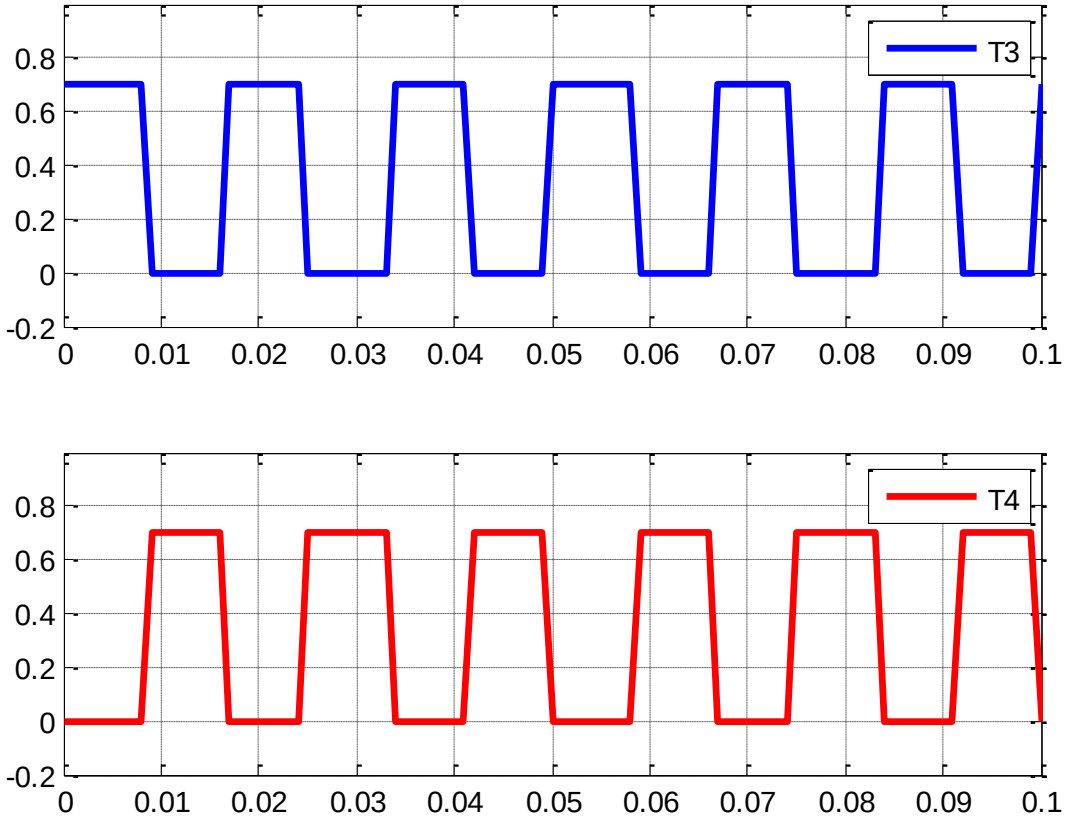


Figura 4.7 Funcionamiento de las bases de los transistores T3 y T4

Se conectó una carga resistiva de 313 Ω a la salida del circuito, esto permitió generar las siguientes formas de onda, con un voltaje de salida máximo de 86.4 Vca. Esto se muestra en las figura 4.8.

Figura 4.8 Forma de onda de salida del circuito inversor analógico con carga resistiva de 313 Ω

El contenido armónico del inversor de voltaje usando el integrado LM555 se muestra en la figura 4.9 donde se aprecia que la componente de CD es nula, ofreciendo seguridad en el sistema inversor.

Es notable la variación de la frecuencia de este sistema (61.87 Hz) con respecto a la fundamental utilizada en nuestro país (60 Hz), esto debido a la naturalidad del inversor de voltaje construido por elementos comercialmente adquiribles.

La potencia de salida de este inversor es calculada mediante la siguiente ecuación:

$$P = V \cdot I \tag{4.37}$$

Por lo tanto teniendo un voltaje de 86.4 V y una corriente de 0.3 A de salida se tiene el siguiente valor de potencia de salida para este inversor de voltaje:

$$P = 86.4V \cdot 0.3A = 25.92W \tag{4.38}$$

4.4 Implementación usando el integrado Atmega328 con ARDUINO

Los siguientes párrafos están destinados a explicar la implementación del circuito inversor usando la plataforma ARDUINO, que es un lenguaje de programación para microcontroladores que actualmente está siendo usado para la creación de proyectos y prototipos.

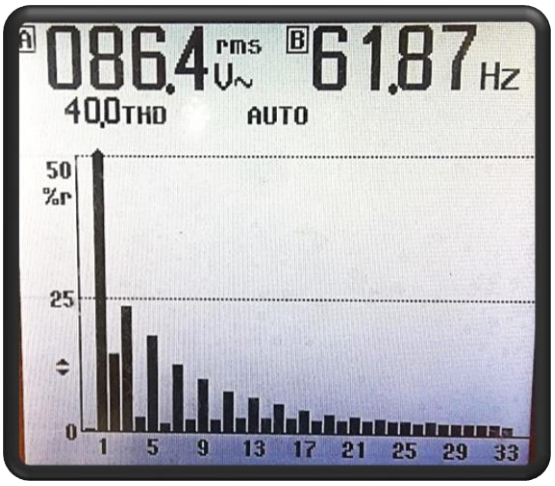


Figura 4.9 Contenido armónico del inversor de voltaje utilizando el integrado LM555

4.4.1 Características de la plataforma ARDUINO

Según la página oficial [2] de ARDUINO, la plataforma es:

- Una plataforma de hardware abierto basado en una forma de uso fácil de hardware y software para realizar proyectos.
- Es posible realizar proyectos usando microcontroladores y microprocesadores teniendo tarjetas con microcontroladores de 8 bits, hasta microcomputadoras con microprocesadores de 32 bits.
- Se pueden leer señales análogas y digitales, así como energizar determinados pines de un microcontrolador.
- Cada microcontrolador es programado vía USB/Serial existiendo también comunicación con la computadora.
- La frecuencia del reloj de los microcontroladores es de 16 MHz.
- Cuenta con *shields* que permiten conectar a los microcontroladores vía Ethernet, GSM, WiFi, leer memorias SD, controlar LCD’s de tipo *touch* y sencillos.
- Disponible para los sistemas operativos Linux, MacOSX y Windows.
- Salida TTL para la mayoría de las tarjetas con corriente de salida de 40 mA.

Existe una gama amplia de tarjetas con microcontroladores de 8 bits, para el caso se eligió la tarjeta ARDUINO UNO, debido a que es una tarjeta que tiene:

- 14 pines de entrada/salida de los cuales 6 pueden ser usados como salidas PWM.
- 6 entradas análogas.
- Conexión USB/Serial.
- Funcionamiento a 12 Vcd y 5 Vcd.

Esto permite que además de poder generar una salida de onda cuadrada tal y como lo puede hacer el LM555 puede manejar un LCD de 16 columnas por 2 filas, proporcionando una interfaz sencilla al usuario, para manejar el inversor. En la figura 4.10a se muestra la Tarjeta ARDUINO UNO y en la figura 4.10b el LCD de 16x2.

4.4.2 Algoritmo implementado en la Tarjeta ARDUINO UNO

Para poder generar una forma de onda similar a la del LM555 en configuración astable, se requiere implementar el siguiente algoritmo en la tarjeta ARDUINO UNO:

Algoritmo 1. Creación de una onda cuadrada con ARDUINO UNO
Entradas: Frecuencia de oscilación
Salidas: Señal cuadrada en el pin 10, interfaz de usuario en el LCD.
1. Inicialización de los pines del LCD.
2. Inicialización del pin 10 como salida.
3. Escritura de mensajes para el usuario.
4. **Mientras** (1)
5. Activar el pin 10 con un tiempo T_{a1}.
6. Desactivar el pin 10 con un tiempo T_{a2}.

(a) Tarjeta ARDUINO UNO

(b) LCD de 16 columnas por 2 filas

Figura 4.10 ARDUINO UNO y LCD

7. **Fin Mientras**

En el apéndice A se muestra el algoritmo y el código fuente implementado en el microcontrolador Atmega328 a través de ARDUINO.

En el caso del algoritmo 1, los tiempos de encendido T_{a1} y apagado T_{a2}, T_a, la Frecuencia f_a y el ciclo de trabajo D_a son de:

$$T_{a1} = 8333\mu s \quad (4.39)$$

$$T_{a2} = 8333\mu s \quad (4.40)$$

$$T_a = T_{a1} + T_{a2} = 16666\mu s \quad (4.41)$$

$$f_a = 60Hz \quad (4.42)$$

$$D_a = 0.5 \quad (4.43)$$

Los tiempos T_{a1r} y T_{a2r}, T_{ar}, la frecuencia real f_{ar} y el ciclo de trabajo D_{ar} reales son de:

$$T_{a1r} = 8270\mu s \quad (4.44)$$

$$T_{a2r} = 8270\mu s \quad (4.45)$$

$$T_{ar} = T_{a1r} + T_{a2r} = 16540\mu s \quad (4.46)$$

$$f_{ar} = 60Hz \quad (4.47)$$

$$D_{ar} = 0.5 \quad (4.48)$$

Por lo que los errores calculados entre los parámetros reales y teóricos son:

$$e_{a1} = |t_{a1} - t_{a1r}| = |8333\mu s - 8270\mu s| = 63\mu s \quad (4.49)$$

$$e_{a2} = |t_{a2} - t_{a2r}| = |8333\mu s - 8270\mu s| = 63\mu s \quad (4.50)$$

$$e_{Ta} = |T_a - T_{ar}| = |16666\mu s - 16540\mu s| = 126\mu s \quad (4.51)$$

$$e_{fa} = |f_a - f_{ar}| = |60Hz - 60Hz| = 0Hz \quad (4.52)$$

$$e_{Da} = \left|D_a - D_{ar}\right| - \left|0.5 - 0.5\right| = 0 \qquad (4.53)$$

Esto permite saber que el tiempo aproximado de latencia del microcontrolador es de 63 µs con respecto a la generación de una onda cuadrada y manejo de LCD.

4.4.3 Integración del microcontrolador Atmega328 en el inversor de voltaje digital

La integración de la tarjeta ARDUINO con el microcontrolador Atmega328 en el inversor de voltaje se puede apreciar en la figura 4.11.

Los elementos activos como el transistor T1, T2, T3 y T4 permanecen iguales así como el transformador de relación con derivación central.

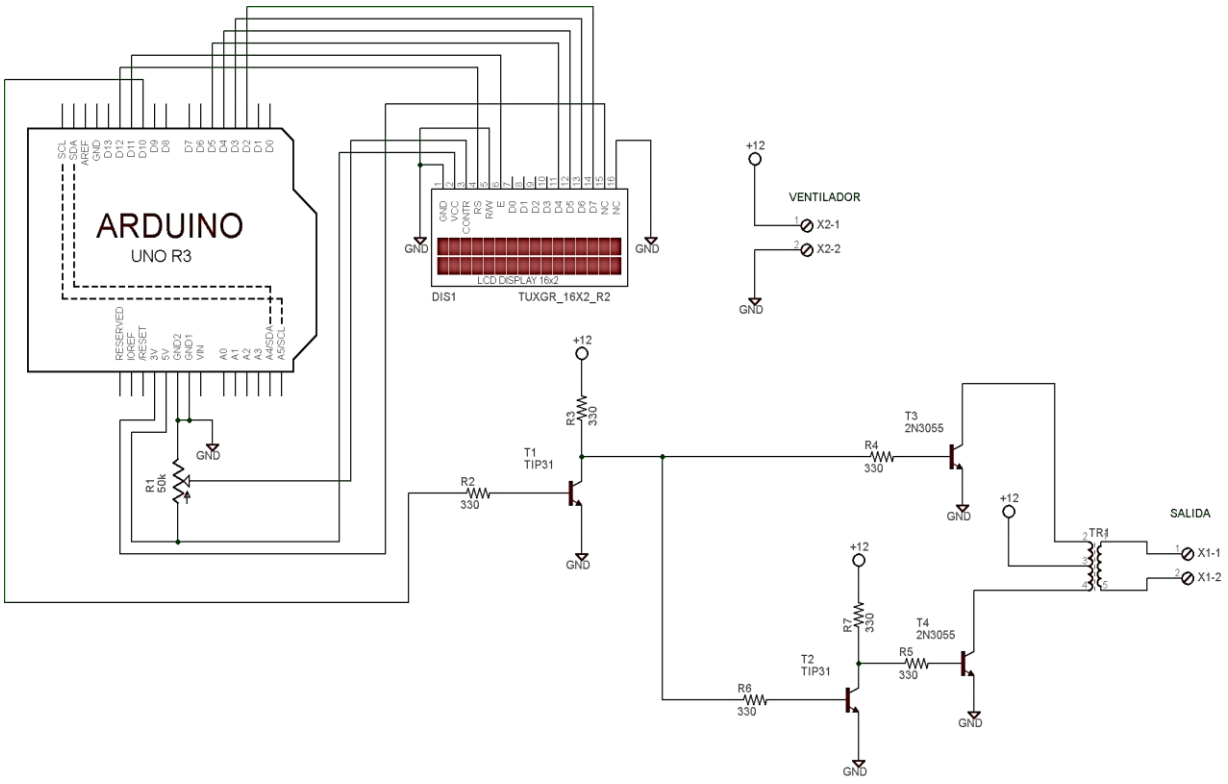


Figura 4.11 Circuito inversor utilizando ARDUINO[4]

[4] Figura hecha en el programa CadSoft EAGLE, http://www.cadsoftusa.com/.

La carga del circuito es la misma que la mostrada en la figura 5. Los voltajes manejados son de 12 Vcd para la alimentación del circuito y 5 Vcd de salida del pin 10 de ARDUINO UNO, por lo que su señal de salida se muestra en la figura 4.12:

Para el caso de la señal medida en los colectores de los transistores 3 (CT3, 10.98 Vcd) y 4 (CT4, 11.94 Vcd) con carga resistiva, se muestran en la figura 4.13.

La señal de salida colocando una carga resistiva de 313 Ω como en la figura 4.8 se muestra en la figura 4.14 con un voltaje de 85 Vca.

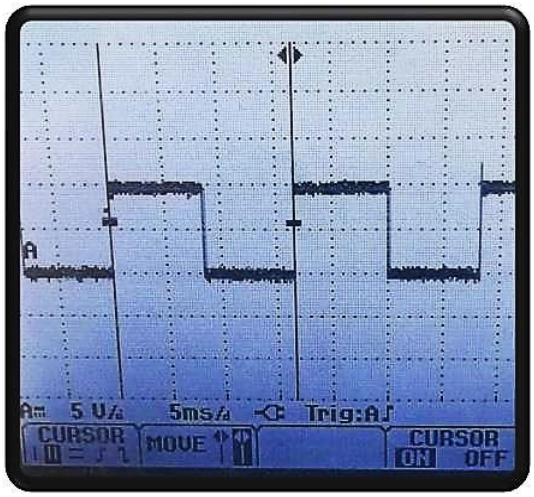


Figura 4.12 Forma de onda medida en el pin 10 de ARDUINO

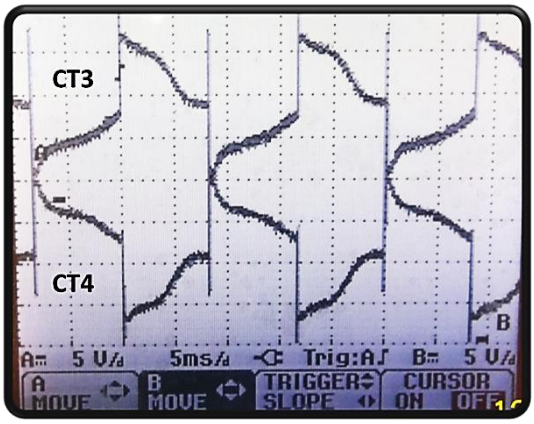


Figura 4.13 Señales medidas para los colectores de T3 y T4

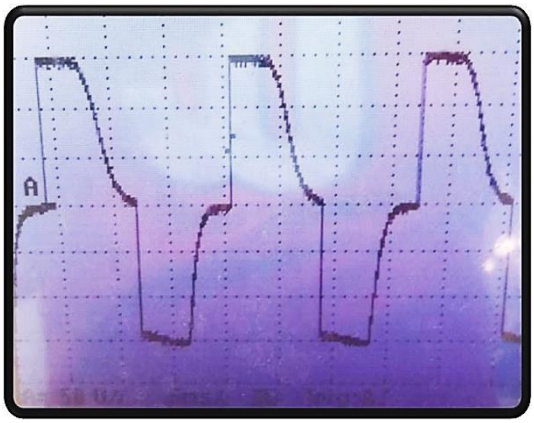


Figura 4.14 Señal de salida del inversor digital con una carga resistiva de 313 Ω

Las componentes armónicas del inversor de voltaje, mediante el uso de ARDUINO UNO, se muestran en la figura 4.15 en la cual al igual que en la figura 4.10 la componente de CD no existe en el sistema inversor.

Podemos apreciar en esta imagen el valor de la frecuencia (60.02 Hz) es más exacto respecto al inversor de voltaje analógico visto en la figura 4.10.

Las conmutación de los transistores se realiza de la misma forma que en el caso de la implementación del LM555 como astable, ya que lo que hace ARDUINO UNO es replicar la forma de onda que genera el astable pero usando tecnología digital y con un grado de precisión mayor.

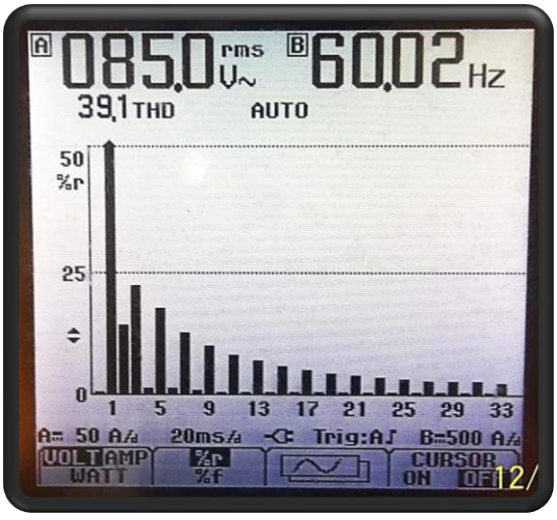


Figura 4.15 Contenido armónico del inversor de voltaje utilizando ARDUINO UNO

Para el cálculo de potencia de salida de dicho inversor de voltaje se emplea la ecuación 4.37, con un voltaje de 85 V y una corriente de 0.3 A:

$$P = 85V \cdot 0.3A = 25.5W \tag{4.54}$$

4.5 Comparación entre inversores de voltaje analógico y digital

En el siguiente apartado se muestra una comparación analítica, con respecto al desempeño, costos y detalles de implementación de acuerdo a cada tecnología utilizada en estos inversores de voltaje.

4.5.1 Análisis en términos de frecuencia

En la tabla 4.3 se muestra la comparación entre los circuitos astable y ARDUINO UNO tomando en cuenta su cercanía con los valores reales de los tiempos en alto y bajo (t_1 y t_2), periodo (T), frecuencia (f) y ciclo de trabajo (D). El error se calcula tomando la diferencia absoluta de un valor teórico (ideal) con respecto al real que entrega cada circuito inversor.

Comparando las dos últimas columnas de la tabla 4.3 se puede observar que los errores más grandes se originan por la implementación del integrado LM555 en este tipo de inversor de voltaje.

Tabla 4.3 Tabla comparativa en términos de frecuencia

Variable	Valor teórico	LM555	ARDUINO UNO	Error absoluto LM555	Error absoluto ARDUINO UNO
t_1	8.333 ms	8.218 ms	8.270 ms	0.115 ms	0.063 ms
t_2	8.333 ms	7.8779 ms	8.270 ms	0.4551 ms	0.063 ms
T	16.6666 ms	16.095 ms	16.540 ms	0.5716 ms	0.1266 ms
f	60 Hz	62.16 Hz	60 Hz	2.16 Hz	0 Hz
D	0.5	0.5107	0.5	0.0107	0

4.5.2 Análisis de costos

En las tablas 4.4 y 4.5 se muestran los costos de cada inversor de voltaje (analógico y digital), con la finalidad de realizar una comparativa cuantitativa sobre el costo en peso mexicano.

4.5.3 Análisis general

A continuación se mostrará un análisis deductivo tomando en cuenta la información característica de cada inversor, los resultados se presentan en la tabla 4.6, donde se coloca una serie de cualidades deseables y apropiadas en un inversor de voltaje.

Tabla 4.4 Inversor de voltaje con circuito astable[5]

Número de parte	Descripción	Cantidad	Costo unitario (Pesos mexicanos)	Subtotal
CC-.1/50B	Capacitor cerámico 0.1uF	2	$0.862	$1.724
CC-.01/50B	Capacitor cerámico 0.01uF	1	$0.862	$0.862
RC-10K/1/4	Resistencia de 10K	1	$0.862	$0.862
RC-100K/1/4	Resistencia de 100K	1	$0.862	$0.862
RC-330E/1/4	Resistencia de 330	4	$0.862	$3.448
POTM3S-50K	Potenciómetro rotativo logarítmico de 50 K	1	$25.00	$25.00
TIP41C	Transistor Bipolar NPN 6A, 3MHz	1	$9.483	$9.483
2N3055	Transistor Bipolar NPN 15A, 800 kHz	2	$44.828	$89.656
TRANS-12/3000	Transformador reductor 120-12 V	1	$59.483	$59.483
CABLE-22-RGB-4H	Cable para conexiones	2 m	$16.787	$33.574
VN4-012P	Ventilador de enfriamiento	1	$72.414	$72.414
DISIPA-TO300	Disipador Para TO-220 40LX38AX13MM	2	$16.379	$32.758
PROTO-BOARD	Tablilla de conexión 1 Bloque 2 Tiras deslizables	2	$100.00	$200.00
FUENTE DE PODER[6]	Fuente de voltaje conmutada 200 W	1	$100.00	$100.00
NE555P	CI Timer	1	$4.31	$4.31
			Total	$634.436

[5] Los precios están tomados de la tienda virtual de AG Electrónica (www.agelectronica.com) consultada en Marzo de 2015.
[6] Proveedor externo.

Tabla 4.5 Inversor de voltaje con ARDUINO UNO[7]

Número de parte	Descripción	Cantidad	Costo unitario (Pesos mexicanos)	Subtotal
CC-.1/50B	Capacitor cerámico 0.1uF	2	$0.862	$1.724
CC-.01/50B	Capacitor cerámico 0.01uF	1	$0.862	$0.862
RC-10K/1/4	Resistencia de 10K	1	$0.862	$0.862
RC-100K/1/4	Resistencia de 100K	1	$0.862	$0.862
RC-330E/1/4	Resistencia de 330	4	$0.862	$3.448
POTM3S-50K	Potenciómetro rotativo logarítmico de 50 K	1	$25.00	$25.00
TIP41C	Transistor Bipolar NPN 6A, 3MHz	1	$9.483	$9.483
2N3055	Transistor Bipolar NPN 15A, 800 kHz	2	$44.828	$89.656
TRANS-12/3000	Transformador reductor 120-12 V	1	$59.483	$59.483
CABLE-22-RGB-4H	Cable para conexiones	2 m	$16.787	$33.574
VN4-012P	Ventilador de enfriamiento	1	$72.414	$72.414
DISIPA-TO300	Disipador Para TO-220 40LX38AX13MM	2	$16.379	$32.758
PROTO-BOARD	Tablilla de conexión 1 Bloque 2 Tiras deslizables	2	$100.00	$200.00
FUENTE DE PODER[8]	Fuente de voltaje conmutada 200 W	1	$100.00	$100.00
JHD-161ASTNLED	LCD 16X1 STN CON BACKLIGHT	1	$118.966	$118.966
ARDUINO UNO REV3	A000066	1	$393.966	$393.966
			Total	$1143.058

Tabla 4.6 Tabla comparativa del análisis general de los inversores de voltaje

Característica	Inversor de voltaje con LM555	Inversor de voltaje con ARDUINO UNO
Exactitud en frecuencia (60 Hz)	Menor	Mayor
Facilidad de ajuste de parámetros	Menor	Mayor
Sensibilidad a la temperatura	Mayor	Menor
Precio	$634.436	$1143.058
Calidad de la señal de salida	Aceptable	Aceptable
Fácil implementación	Si	Si
Componentes comerciales	Si	Si
Contenido armónico	Mayor	Menor
Voltaje de salida	86.4 V	85 V
Corriente se salida	0.3 A	0.3 A
Potencia de salida	25.92 W	25.5 W
Componente de CD	No existe	No existe

[7] Los precios están tomados de la tienda virtual de AG Electrónica (www.agelectronica.com) consultada en Marzo de 2015.
[8] Proveedor externo.

Como se muestra en la tabla 4.6 este análisis se realizó con la finalidad de ejercer un juicio para decidir que inversor es viable y que sea un recurso para futuras implementaciones en sistemas que requieran estos circuitos.

No cabe duda que el inversor construido con el circuito astable (ver apéndice C) presenta mayor potencia de salida, es fácil de implementar y de menor precio, sin embargo presenta mayor contenido armónico, menor facilidad de ajuste de parámetros y es sensible a cambios de temperatura, por estas razones se considera que no es viable para ser implementado en otros sistemas eléctricos-electrónicos.

En el caso del inversor de voltaje construido con la tecnología de ARDUINO UNO mostrado en el apéndice C, nos encontramos con que es ligeramente de menor potencia que el anterior y su precio es mayor, sin embargo presenta menor contenido armónico, mayor facilidad de ajuste de parámetros, exactitud en la frecuencia, su sensibilidad a la temperatura es mucho menor debido a que se usa un microcontrolador.

CAPÍTULO 5

CAPÍTULO 5
CONCLUSIONES

Con el presente trabajo se logró llevar a cabo satisfactoriamente la comparación de los inversores de voltaje analógico y digital, y con ello detectar diferencias, en las cuales destacan la forma de onda de voltaje, amplitud de voltaje, valores RMS, THD y frecuencia.

Para el caso del inversor analógico construido con el integrado LM555 se logró un circuito que presenta mayor contenido armónico siendo esta una limitante de la calidad de energía en cuanto a implementación, comparado con el circuito digital construido con ARDUINO, ambos inversores utilizaron transistores bipolares de potencia BJT, es importante señalar que se utilizaron éste tipo de elementos electrónicos porque a diferencia de otros transistores que presentan problemas de descarga electrostática y además de requerir un cuidado especial en su manipulación como es el caso de los MOSFET, los BJT no requieren de tantos de esos cuidados y son más económicos.

La base de estos resultados se logró partiendo de las mediciones obtenidas por la construcción física de los circuitos inversores y la puesta en operación del prototipo, dando origen a una credibilidad que sirva para posteriores aportaciones de investigación dentro del campo de la electrónica de potencia.

Por otra parte resultó de gran interés la parte teórica de cada componente electrónico, desde hacer uso de cada hoja de datos hasta su correcto funcionamiento, y de esta manera no caer en el error de propiciar daños a dichos elementos. El circuito inversor digital construido con ARDUINO resultó ser más exacto y de mayor facilidad de manipulación por parte del usuario hacia la computadora en la cual se programó el código que controla al microcontrolador de ARDUINO.

Las mediciones fueron primordiales para realizar el estudio comparativo y de esta manera obtener datos reales de voltaje, potencia, THD, componente de CD y de frecuencia. A su vez se realizó el estudio económico de cada componente que

conforma cada circuito inversor, dato extremadamente importante para su posible comercialización.

Cabe señalar que el inversor digital tiene un costo mayor al inversor analógico, pero resulta ser la mejor opción debido a su mayor exactitud, menor incremento de temperatura y menor contenido armónico, debido a la sensibilidad con que se logró fijar el valor de la frecuencia del sistema, siendo esta última una gran variable a considerar en sistemas eléctricos. Además de tener otra presentación para el usuario debido a sus componentes de los cuales destaca el display (indicador), con información del fabricante hacia el usuario, teniendo éste último la posibilidad de ser reprogramado.

El uso de la programación en la plataforma ARDUINO resulta amigable para profesionistas inexpertos, siendo a su vez una herramienta de mucha utilidad hoy en día. Las únicas complicaciones en cuanto a la adquisición de materiales dentro del mercado electrónico fueron de alguna manera económicas, principalmente por la tarjeta ARDUINO, el display, la fuente y los protoboards.

En la parte de la medición se lograron obtener datos de distintos equipos, dentro de los que destaca uno de mayor precisión, exactitud y prestigio para garantizar confianza en las mediciones, las cuales se muestran en el capítulo 4, donde se puede apreciar los datos más relevantes y determinantes para la selección correcta.

Es de interés destacar que los circuitos inversores elaborados en este trabajo mostrados en el capítulo cuatro no se les adaptó ningún tipo filtro que mejorara la forma de onda de la señal de salida en cuanto a contenido armónico, fue una construcción básica en el sentido de fácil adquisición de elementos electrónicos y eléctricos, no por ello esto impidió un buen funcionamiento de los inversores hacia las diferentes cargas que fueron conectadas (eliminador de corriente, lámpara incandescente o foco de led’s), esto quiere decir que los inversores aquí construidos lograron que operara correctamente un eliminador de corriente y a su vez éste último cargar un dispositivo de comunicación, encender una lámpara incandescente o un foco de baja potencia, he aquí un dato sobresaliente: la forma de onda de voltaje de salida con todas sus características a favor y en contra, no influyeron a que las cargas anteriormente mencionadas no funcionaran.

Los criterios de diseño de los inversores de voltaje empleados en este trabajo se dividen en tres partes, que son las siguientes:

- Oscilación: En ésta etapa se inyecta una señal cuadrada, para lograr esto, se hace uso del circuito integrado LM555 en el inversor analógico; mientras que para el inversor digital se hace por medio del microcontrolador de ARDUINO.
- Frecuencia controlada: es debida a la sensibilidad de valores resistivos y capacitivos para el inversor de voltaje analógico, y el microcontrolador en la tarjeta ARDUINO UNO en el caso del inversor de voltaje digital.
- Amplitud de salida: de acuerdo al tipo de tecnología implementada en cada inversor dependió la forma de onda de voltaje de salida, su magnitud, amplitud, y su calidad de energía, para el caso de la frecuencia de salida se tomó la proximidad que existe con la frecuencia de nuestro Sistema Eléctrico Nacional (60 Hz).

Con este tipo de trabajo se concluye y se aporta una valoración con datos reales que sirven para comprender conceptos de calidad de la energía, electrónica de potencia y circuitos eléctricos.

5.1 Trabajo futuro

Se pretende llevar a cabo otra comparación análogo-digital de inversores monofásicos en puente completo y de inversores trifásicos en medio puente o en puente completo elevadores, con la diferencia de poderlos proyectar en el sentido de fabricación y venta dentro de los sistemas eléctricos de potencia, donde exista una aplicación comercial industrial por ejemplo en sistemas de GEEMTA. Además de poder manipular las diferentes técnicas de conmutación, en la que destaque la mejor opción sobre la utilización de las formas de onda de entrada y por consiguiente obtener una forma de onda de salida lo más aceptable que se pueda (lo más sinusoidal posible), con el menor contenido armónico, además de utilizar elementos electrónicos con más alto rendimiento de trabajo, esto se refiere a la potencia de salida, funcionamiento óptimo, fácil adquisición y con mayor velocidad de conmutación, siendo los transistores punto

clave en la topología de inversores monofásicos y trifásicos, ambos ya sean en medio puente o en puente completo, realizar esta comparación también sería de gran utilidad y de impacto económico apreciable para el comprador o usuario y para el fabricante-vendedor. Por otra parte a su vez recae la idea de construir inversores de fuente de corriente, compararlos entre sí, y contra los inversores de voltaje. Establecer la tecnología de ARDUINO como una tendencia de fácil adquisición de datos y lograr una familiarización entre el hardware y software.

REFERENCIAS

REFERENCIAS

[1] Adame Gómez, Marco A, Candia García, Filiberto, Galindo López, Víctor. “Interconexión de Sistemas de GEEMTA de Hasta 5 kW a la Red de CFE”. Universidad Nacional Autónoma de México, Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán, Secretaría de Desarrollo Institucional y Estudios Profesionales, Licenciatura en Tecnología, Junio de 2012.

[2] ARDUINO - HOME. Página oficial. Consultado en Abril de 2014. Disponible en línea: http://www.arduino.cc/

[3] Bárcenas Bárcenas, Ernesto. “Análisis y desarrollo de un inversor multinivel”. Tesis para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica, Cuernavaca, Morelos. Diciembre 2002.

[4] Bedoya Guapacha, Jovanny. Tesis o trabajo de investigación presentado como requisito parcial para optar al título de: Maestría en Ingeniería Eléctrica. Facultad de Ingenierías. “Metodologías para el aprendizaje de convertidores AC-DC”. Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Febrero de 2013.

[5] Brown, Matthew, Godman, Henry, Martínez, John, Paiton, Dylan, Paiz, Matthew. “An Intelligent DC-DC/AC Converter”. 12 de Mayo de 2010. Consultado el 12 de Diciembre de 2013. Disponible en línea: http://www.ee.nmt.edu/~erives/382_10/FR_NotPl.pdf

[6] Caballero, Jonathan. (s/f). “Corriente continua y corriente alterna”. ELECTROSECTOR. Consultado el 30 de Noviembre de 2013. Disponible en línea: http://www.electrosector.com/wp-content/ftp/descargas/basico.pdf

[7] Caceres, R.O.; Barbi, I., "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.14, no.1, pp.134,141, Jan 1999.

[8] Candía y Galindo, Comparativa cuantitativa de sistemas de GEEMTA, 2012.

[9] CFE, Dirección de Operación, “Procedimiento de atención a las solicitudes de interconexión para fuente de energía renovable o sistema de cogeneración en mediana o pequeña escala a la red del servicio público de energía eléctrica.

[10] CRE, Secretaría Ejecutiva, “REGLAS GENERALES DE INTERCONEXIÓN AL SISTEMA ELÉCTRICO NACIONAL”.

[11] E. Koutroulis, F. Blaabjerg. “Methods for the Optimal Design of Grid Connected PV Inverters”. International Journal Of Renewable Energy Research, IJRER, Vol.1, No.2, pp.54-64, 2011.

[12] H. Rashid, Muhammad. “Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones”, 3ª Ed. Prentice Hall, México, 2004.

[13] Hwang, J.-W.G.; Winkelnkemper, M.; Lehn, P.W., "Control of AC-DC-AC Converters with Minimized DC Link Capacitance under Grid Distortion," Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on , vol.2, no., pp.1217,1222, 9-13 July 2006.

[14] Kawamoto, D.; Sekiya, H.; Koizumi, H.; Sasase, Iwao; Mori, S., "Design of phase-controlled class E inverter with asymmetric circuit configuration," Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on , vol.51, no.10, pp.523,528, October 2004.

[15] Krein, P.T.; Geng, X.; Balog, R., "High-frequency link inverter based on multiple-carrier PWM," Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, vol.2, no., pp.997, 1003 vol.2, 2002.

[16] Luna Mejía, Gabriel, Moctezuma Jiménez, Gregorio, Mendoza Delgado Abraham y Campos Delgado, Daniel U. Member, IEEE, “Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA” (a): Inversor Monofásico.

[17] Luo Fang, Lin and Hong, Ye.” Advanced DC/AC Inverters: Aplications in Renewable Energy”, 1ª Ed. CRC Press. Taylor y Francis Group, USA, 2013.

[18] Malesani, L.; Rossetto, L.; Tenti, P.; Tomasin, P., "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.31, no.2, pp.287,292, March/April 1995.

[19] Rivero Aguilera, Francisco. “Diseño e Implementación de un convertidor AC-DC con corrección de Factor de Potencia y THD para equipos de Iluminación con tecnología LED” Noviembre del 2012, Universidad Técnica Federico Santa María, Departamento de Electrónica.

[20] Sánchez Cortés, Miguel A. “Calidad de la Energía Eléctrica”. Instituto Tecnológico de Puebla. DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA. México. Febrero de 2009.

[21] Sanchis, P.; Ursaea, A.; Gubia, E.; Marroyo, L., "Boost DC-AC inverter: a new control strategy," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.20, no.2, pp.343,353, March 2005.

[22] T. M, Heinrich y R. M. Oates, Donald G. Fink/H. Wayne Beaty, MANUAL DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, Tomo II, 13ª ed., Mc Graw Hill, México, 2012.

[23] Téllez Ramírez, Eugenio. (s/f). “PROGRAMA DE AHORRO DE ENERGÍA: DISTORSIÓN ARMÓNICA”. Consultado el 19 de Septiembre de 2013. Disponible en línea.
http://www.watergymex.org/contenidos/rtecnicos/Optimizando%20la%20Operacion%20y%20el%20Mantenimiento/Distorsion%20Armonica.pdf

APÉNDICE A

APÉNDICE A

DIAGRAMA DE FLUJO PARA EL ALGORITMO Y CÓDIGO FUENTE DE ARDUINO EN EL MICROCONTROLADOR ATMEGA328

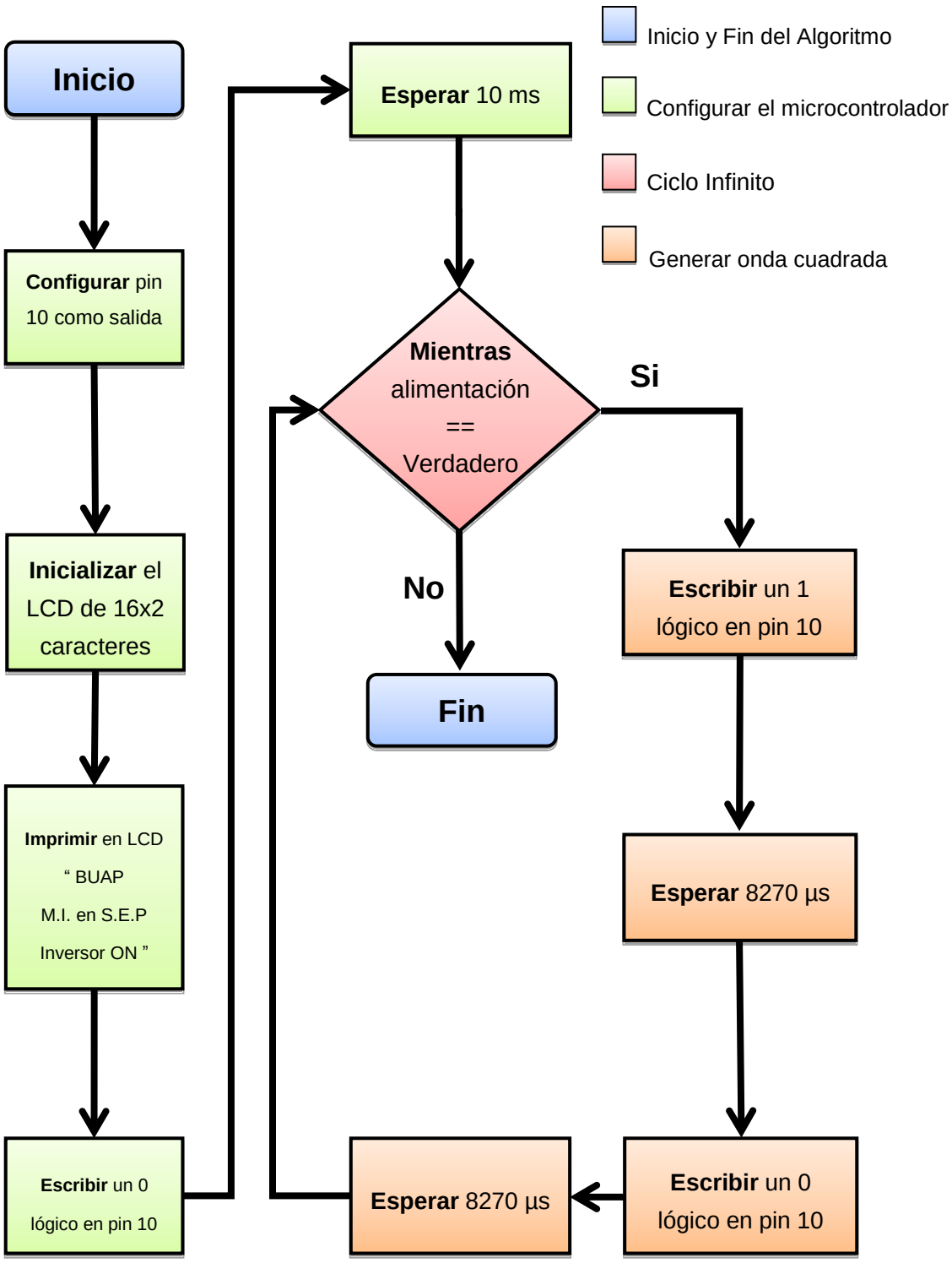


Figura A.1 Diagrama de flujo para el algoritmo en ARDUINO

Código Fuente de ARDUINO

```
// programa para generar ondas cuadradas
#include <LiquidCrystal.h>

// inicializar la biblioteca para indicarle los numeros de los pines
LiquidCrystal lcd(12, 11, 5, 4, 3, 2);

// pines
int led = 13, a=10;

// funcion para configurar el microcontrolador
void setup(){

  // inicializar el puerto serie a 9600 baudios
  Serial.begin(9600);

  // pines de entrada/salida
  pinMode(led, OUTPUT);
  pinMode(a, OUTPUT);

  // numero de filas y columnas del LCD
  lcd.begin(16, 2);

  // Imprimir mensajes
  lcd.setCursor(3,0); lcd.print(">> BUAP <<"); delay(2000);
  lcd.setCursor(1,1); lcd.print(" M.I en S.E.P "); delay(2000);
  lcd.setCursor(0,0); lcd.print("--> Inversor ON<--"); delay(500);

  // apagar transistores
  digitalWrite(a, 0); delay(10);
}
// ciclo infinito
void loop(){
  // experimental
  digitalWrite(a, 1); delayMicroseconds(8260);
  // pulso bajo
  digitalWrite(a, 0); delayMicroseconds(8260);
}
```

APÉNDICE B

APÉNDICE B

TRANSISTORES NPN

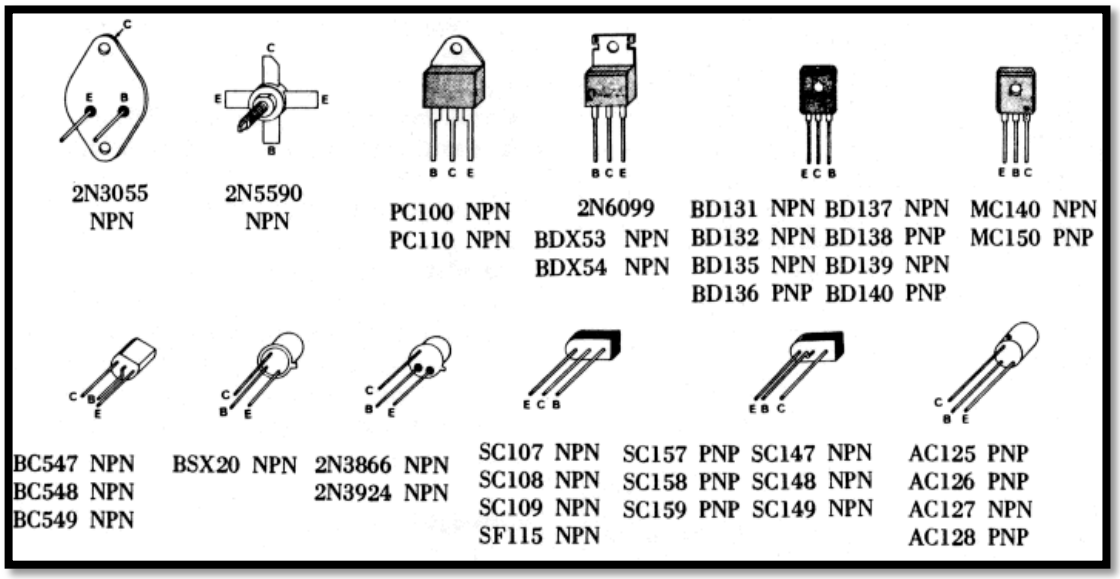


Figura B.1 Diferentes encapsulados y distribución de pines de transistores NPN[9]

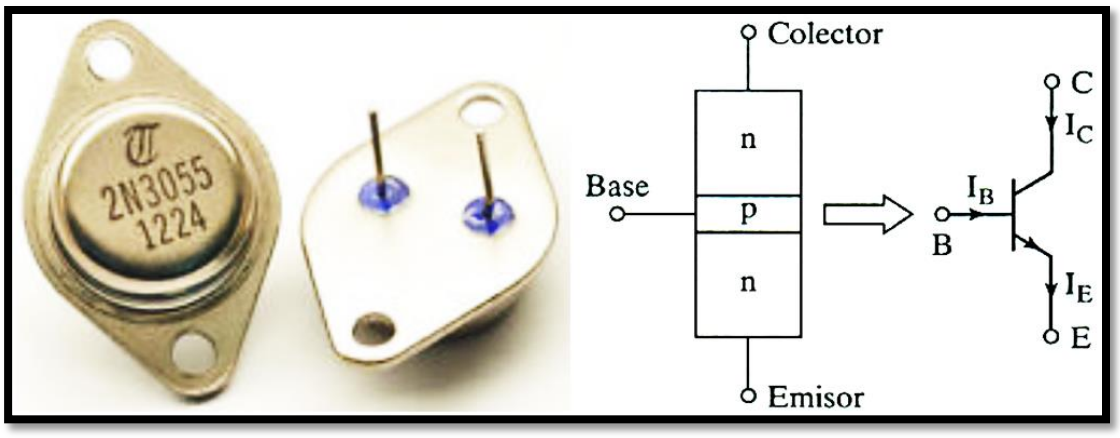


Figura B.2 Transistor Bipolar NPN 2N3055, sus regiones y configuración

[9] Figura tomada de http://electronica.ugr.es/~amroldan/asignaturas/curso03-04/cce/practicas/encapsulados/encapsulados/tr_muestra2.gif, consultado en Mayo de 2015.

APÉNDICE C

APÉNDICE C

INVERSORES DE VOLTAJE, PRUEBAS Y RESULTADOS

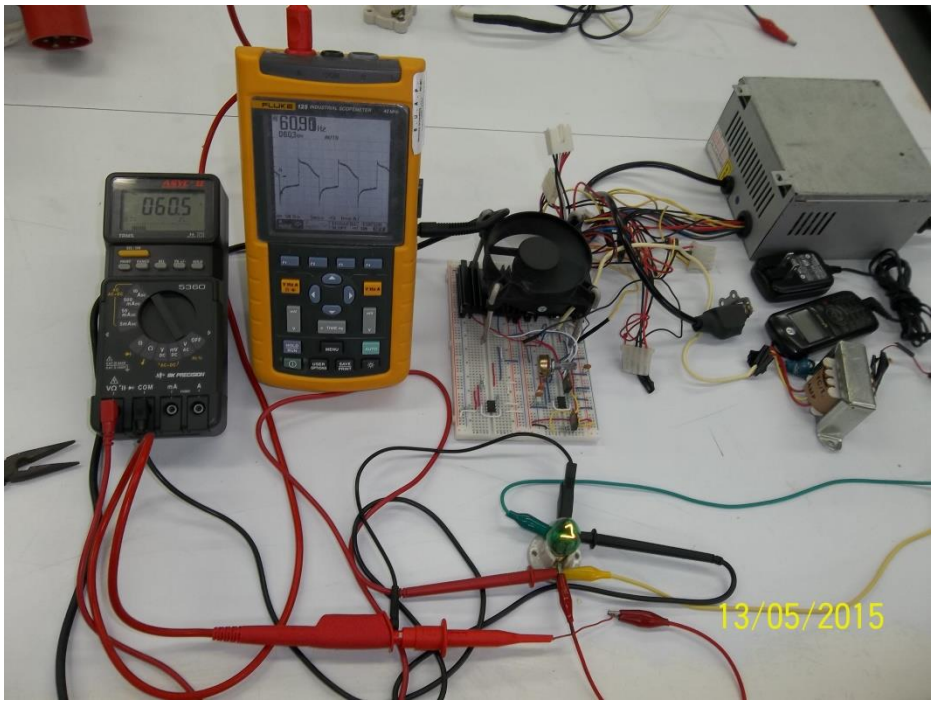


Figura C.1 Circuito inversor de voltaje analógico con carga resistiva de 313 Ω

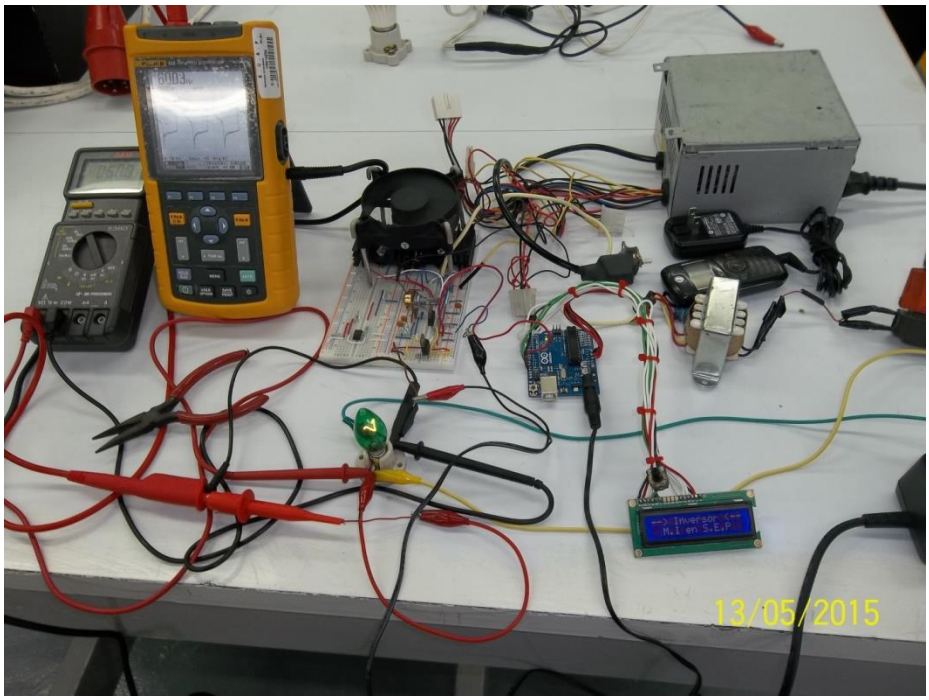


Figura C.2 Circuito inversor de voltaje digital con carga resistiva de 313 Ω

Figura C.3 Circuito inversor de voltaje analógico con foco LED

Figura C.4 Circuito inversor de voltaje digital con foco LED