

**UNIVERSIDAD NACIONAL DEL CALLAO
ESCUELA DE POSGRADO**

**SECCIÓN DE POSGRADO DE LA FACULTAD DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**“METODOLOGÍA PARA EL CONTROL SPWM
DE UN INVERSOR MONOFÁSICO
DE BAJA FRECUENCIA”**

**TESIS PARA OPTAR EL GRADO ACADÉMICO DE
MAESTRO EN CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA
MENCIÓN: CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN**

AUTOR: RUSSELL CORDOVA RUIZ

CALLAO – PERU

2016



DEDICATORIA

A mis Padres, en memoria; por su constante presencia espiritual, quienes por su temprana partida, nunca pudieron ver mis objetivos alcanzados.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios, por permitir todas las circunstancias que confluyeron en la consecución de esta tesis.

A mis padres que siempre los tendré presente, en especial a mi madre por ser un ejemplo en mi vida, a mis hermanos por estar siempre junto a mí.

Un reconocimiento y agradecimiento muy especial a mi Asesor el M.Sc. Ing. Jacob Astocondor Villar, que con su invaluable apoyo me ha permitido realizar esta tesis.

ÍNDICE

CARÁTULA	
HOJA DE REFERENCIA DE JURADO Y APROBACIÓN	
DEDICATORIA	
AGRADECIMIENTO	
ÍNDICE	1
LISTA DE FIGURAS	4
TABLAS DE CONTENIDO	9
RESUMEN	11
ABSTRACT	13

CAPÍTULO I

I	PLANTEAMIENTO INICIAL DE LA INVESTIGACIÓN	15
1.1.	Identificación del problema	15
1.2.	Formulación del problema	15
1.3.	Objetivos de la investigación	15
	1.3.1 Objetivos generales	15
	1.3.2 Objetivos específicos	15
1.4.	Justificación	16

CAPÍTULO II

II	MARCO TEÓRICO	20
2.1.	Antecedentes del estudio	20

2.2.	Marco Filosófico	23
2.2.1.	Fundamento ontológico	23
2.2.2.	Fundamento epistemológico	29
2.2.3.	Fundamento metodológico	30
2.3.	Bases teóricas	31
2.3.1.	Control del voltaje de salida	41
2.3.2.	Control del voltaje por ancho de pulso	45
2.3.3.	Modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM)	47
2.3.4.	Modulación por ancho de pulso senoidal bipolar (SPWM Bipolar)	52
2.3.5.	Modulación por ancho de pulso senoidal unipolar (SPWM Unipolar)	56
2.4.	Definición de términos básicos	60

CAPÍTULO III

III	VARIABLES E HIPÓTESIS	62
3.1.	Definición de las variables.	62
3.2.	Operacionalización de variables.	62
3.3.	Hipótesis general e hipótesis específicas.	62

CAPÍTULO IV

IV	METODOLOGÍA	64
4.1.	Tipo de investigación	64

4.2.	Diseño de la investigación	64
4.3.	Población y muestra	83
4.4.	Técnicas e Instrumentos de recolección de datos.	83
4.5.	Procedimientos de recolección de datos	83
4.6.	Procesamiento estadístico y análisis de datos	83

CAPÍTULO V

V	RESULTADOS	84
5.1.	Resultados parciales	84
5.1.1.	Resultado de la Simulación PWM bipolar	84
5.1.2.	Resultado de la Simulación PWM unipolar.	86
5.2.	Resultados finales	116

CAPÍTULO VI

VI	DISCUSIÓN DE RESULTADOS	117
6.1.	Contrastación de la hipótesis con los resultados	117
6.2.	Contrastación de resultados con otros estudios similares	117
VII	CONCLUSIONES	120
VIII	RECOMENDACIONES	122
IX	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	124
	ANEXOS	126

LISTA DE FIGURAS

		Pág.
FIGURA N°1.0	SIMULACIÓN DEL INVERSOR SPWM	19
FIGURA N°2.0	SALIDA DEL INVERSOR V_o , I_o	24
FIGURA N°2.1	CIRCUITO OSCILADOR SENO Y SENO INVERTIDO SW_1, SW_2	26
FIGURA N°2.2	CIRCUITO GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.	27
FIGURA N°2.3	ACOPLAMIENTO Y ETAPA DE POTENCIA	29
FIGURA N° 2.3.1	ESTRUCTURA GENERAL DEL CONVERTIDOR DC – AC	32
FIGURA N° 2.4	ESQUEMA DE UN INVERSOR MONOFÁSICO MEDIO PUENTE	34
FIGURA N° 2.5	SECUENCIA DE DISPARO Y TENSIÓN OBTENIDA EN LA CARGA	35
FIGURA N° 2.6	INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO	39
FIGURA N° 2.7	MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO	44
FIGURA N° 2.8	PERFIL ARMÓNICO DE LA MODULACIÓN	45
FIGURA N° 2.9	MODULACIÓN EN ANCHO DE VARIOS PULSOS	47
FIGURA N° 2.10	PERFIL DE ARMÓNICOS PARA MODULACIÓN EN ANCHO DE VARIOS PULSOS	47
FIGURA N° 2.11	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SENOIDAL (SPWM)	49
FIGURA N° 2.12	SEÑALES DE CONTROL Y TENSIONES PARA SPWM.	49

	Pág.	
FIGURA N° 2.12.1	PERFIL ARMÓNICO PARA MODULACIÓN SPWM	50
FIGURA N° 2.13	ESQUEMA DE GENERACIÓN SPWM	51
FIGURA N° 2.13.1	CIRCUITO DE MODULACION SPWM BIPOLAR	53
FIGURA N° 2.14	MODULACIÓN BIPOLAR	54
FIGURA N° 2.15	FORMAS DE ONDA SPWM BIPOLAR	55
FIGURA N° 2.16	SERIE DE FOURIER DE LA SALIDA SPWM BIPOLAR	55
FIGURA N° 2.17	CIRCUITO BÁSICO DE MODULACIÓN UNIPOLAR	57
FIGURA N° 2.17.1	CIRCUITO BÁSICO DE MODULACIÓN UNIPOLAR	58
FIGURA N° 2.17.2	FORMAS DE ONDA SPWM UNIPOLAR	58
FIGURA N° 2.18	SERIE DE FOURIER DE LA SALIDA SPWM UNIPOLAR	59
FIGURA N° 4.1	ASPECTO DE UNA SEÑAL PWM CON REFERENCIA SENOIDAL	66
FIGURA N° 4.2	ESQUEMA GENERAL DE CONTROL.	70
FIGURA N° 4.3	CONTROL EN MODO TENSIÓN	71
FIGURA N° 4.4	CONTROL DE DOBLE LAZO. LAZO INTERNO DE CORRIENTE Y LAZO EXTERNO DE TENSIÓN.	71
FIGURA N° 4.5	ESQUEMA DE PRINCIPIO DEL CONTROL PWM DE UNA RAMA ONDULADORA.	73
FIGURA N°4.6	SEÑALES PWM (SUPERIOR) Y TENSIÓN DE SALIDA (INFERIOR) DE LA RAMA INVERSORA.	74

		Pág.
FIGURA N°4.7	MAGNITUDES DE SALIDA BIPOLAR (IZQUIERDA) Y UNIPOLAR (DERECHA)	76
FIGURA N°4.8	INVERSOR EN PUENTE COMPLETO MODULADO SPWM	80
FIGURA N° 5.1	MODELO DE SIMULACIÓN PARA LA MODULACIÓN SPWM BIPOLAR	84
FIGURA N° 5.2	RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM BIPOLAR	85
FIGURA N° 5.3	MODELO DE SIMULACIÓN PARA LA MODULACIÓN SPWM UNIPOLAR	86
FIGURA N°5.4	RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR	87
FIGURA N°5.5	DIAGRAMA CIRCUITAL PARA LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR	89
FIGURA N°5.6	SEÑAL PORTADORA Y MODULADORAS	89
FIGURA N° 5.7	FORMAS DE ONDA PWM UNIPOLAR, SEÑAL DE DISPARO Y VOLTAJE DE SALIDA	90
FIGURA N° 5.8	ESPECTRO DE FRECUENCIA (FFT) DE LA TENSION DE SALIDA.	91
FIGURA N°5.9	DIAGRAMA CIRCUITAL PARA LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR	91
FIGURA N°5.10	RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR	92
FIGURA N° 5.11	CIRCUITO DE CONTROL CON MICROCONTROLADOR ATMEGA8	93
FIGURA N° 5.12	CIRCUITO DE AISLAMIENTO	94

		Pág.
FIGURA N° 5.13	CIRCUITO DE POTENCIA	95
FIGURA N° 5.14	CIRCUITO FILTRO	95
FIGURA N° 5.15	DIAGRAMA CIRCUITAL INVERSOR SPW CON MICROCONTROLADOR ATMEGA8.	96
FIGURA N° 5.16	DIAGRAMA DE FLUJO SPWM UNIPOLAR	97
FIGURA N° 5.17	DIAGRAMA DE FLUJO SPWM BIPOLAR	101
FIGURA N° 5.18	FORMA DE ONDA EN LA SALIDA DEL MICRO CONTROLADOR	105
FIGURA N° 5.19	FORMAS DE ONDA EN LA CARGA	105
FIGURA N° 5.20	FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SPWM UNIPOLAR SIN FILTRO,(SUMANDO LAS DOS SEÑALES ANTERIORES)	106
FIGURA N° 5.21	FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SPWM UNIPOLAR CON FILTRO	106
FIGURA N° 5.22	SIMULACIÓN - MATLAB SIMULINK SPWM UNIPOLAR	107
FIGURA N° 5.23	VOLTAJE DE SALIDA SPWM UNIPOLAR SIN FILTRO	107
FIGURA N° 5.24	VOLTAJE Y CORRIENTE CON FILTRO (SPWM UNIPOLAR)	107
FIGURA N° 5.25	FFT DE VOLTAJE SIN FILTRO (SPWM UNIPOLAR)	108
FIGURA N° 5.26	FFT DE VOLTAJE CON FILTRO (SPWM UNIPOLAR)	108
FIGURA N° 5.27	FFT DE CORRIENTE (SPWM UNIPOLAR)	108
FIGURA N° 5.28	SIN FILTRO (SPWM UNIPOLAR)	109
FIGURA N° 5.29	CON FILTRO (SPWM UNIPOLAR)	109

		Pág.
FIGURA N° 5.30	FORMA DE ONDA EN LA SALIDA DEL MICRO CONTROLADOR	110
FIGURA N° 5.31	FORMA DE ONDA EN LA CARGA SIN FILTRO (SPWM BIPOLAR)	110
FIGURA N° 5.32	FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SIN FILTRO, SUMANDO LAS DOS SEÑALES ANTERIORES (SPWM BIPOLAR)	111
FIGURA N° 5.33	FORMA DE ONDA CON FILTRO (SPWM BIPOLAR)	111
FIGURA N° 5.34	FFT EN MATLAB SIMULINK (SPWM BIPOLAR)	112
FIGURA N° 5.35	VOLTAJE SIN FILTRO (SPWM BIPOLAR)	112
FIGURA N° 5.36	CORRIENTE Y VOLTAJE CON FILTRO (SPWM BIPOLAR)	112
FIGURA N° 5.37	FFT VOLTAJE SIN FILTRO (SPWM BIPOLAR)	113
FIGURA N° 5.38	FFT VOLTAJE CON FILTRO (SPWM BIPOLAR)	113
FIGURA N° 5.39	FFT CORRIENTE (SPWM BIPOLAR)	113
FIGURA N° 5.40	SEÑAL DE SALIDA SPWM BIPOLAR	114

TABLA DE CONTENIDOS

		Pág.
TABLA N° 01	POSIBLES VALORES DE CONDUCCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA EN LA MODULACIÓN BIPOLAR	54
TABLA N° 02	COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA SPWM BIPOLAR	56
TABLA N° 03	POSIBLES VALORES DE CONDUCCIÓN EN MODULACIÓN UNIPOLAR	57
TABLA N°04	COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA SPWM UNIPOLAR	59

ANEXOS

		Pág.
ANEXO A	MATRIZ DE CONSISTENCIA	127
ANEXO B	DIAGRAMA CIRCUITAL DEL CONTROL POR MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SENOIDAL UNIPOLAR (SPWM UNIPOLAR) DEL INVERSOR MODELO.	128
ANEXO C	SINTESIS DE LA TENSIÓN DE SALIDA	129
ANEXO D	ZONA LINEAL. MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL BIPOLAR	130
ANEXO E	ZONA SOBREMÓDULACIÓN. MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL BIPOLAR	131
ANEXO F	SIMULACIÓN INVERSOR BIPOLAR	132
	SIMULACIÓN INVERSOR UNIPOLAR	138

RESUMEN

La presente Tesis de Maestría, trata sobre la Metodología para el control SPWM de un inversor monofásico de baja frecuencia, utilizando la Técnica de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM). Esta técnica, hace que el control de la tensión de salida, se efectúe mediante la variación del ancho de varios pulsos por semiperiodo, con una separación variable entre los pulsos.

La metodología utilizada consiste en una investigación bibliográfica de las topologías de inversores más simples, seguida por una investigación de la teoría de dispositivos semiconductores de potencia y el método adecuado de control. El diseño se realizó con un controlador analógico PWM, tomando en cuenta la disponibilidad de componentes en el mercado, así como sus respectivos modelos de PSIM, PROTEUS que son esenciales para sustentar el diseño. De no existir algún modelo en Simulink, se buscó un equivalente en bloques, para realizar la simulación.

Las Simulaciones realizadas mediante PSIM, PROTEUS han demostrado que el sistema de control es válido y cumple con las condiciones de diseño impuestas, se realizaron pruebas con cargas resistivas, inductivas y capacitivas y para los casos en que el voltaje de entrada disminuyó con respecto al tiempo y en el caso en que se hizo cambios en la carga.

Finalmente se llegó a la conclusión de que el circuito es realizable y estable ante cambios en la fuente y carga, asimismo, para cargas resistivas inductivas y capacitivas.

Luego, se presenta las conclusiones a partir de los resultados obtenidos.

Finalmente se presentan las recomendaciones para trabajos futuros.

En los anexos se presentan la Matriz de Consistencia y los programas de simulación, utilizados en el presente trabajo.

ABSTRACT

This master's thesis deals with the Methodology for SPWM single phase inverter control low frequency technique using Pulse Width Modulation Sinusoidal (SPWM). It is technical, makes controlling of the output voltage, is effected by varying the width of several pulses for each half, with a variable spacing between the pulses.

The methodology consists of a literature search of simpler topologies investors, followed by an investigation of the theory of power semiconductor devices and appropriate method of control. The design was done with an analog PWM controller, taking into account the availability of components on the market and their respective models PSIM, PROTEUS that are essential to support the design. In the absence of any model in Simulink, an equivalent is sought in blocks, to perform the simulation.

Simulations using PSIM, PROTEUS have shown that the control system is valid and complies with the design conditions imposed, tests were performed with resistive, inductive and capacitive loads and for cases where the voltage entry decreased with respect to time and in case it was made changes in load.

He finally concluded that the circuit is also achievable and stable to changes in the source and load for resistive inductive and capacitive loads.

Then presents the conclusions from the results.

Finally recommendations for future work are presented.

The annexes present the Matrix Consistency and simulation programs used in this work.

CAPÍTULO I

I PLANTEAMIENTO DE LA INVESTIGACIÓN

1.1. Identificación del problema

Específicamente el trabajo de investigación se centra sobre la metodología para el control de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), de un inversor monofásico de baja frecuencia.

1.2. Formulación del problema

Ante las exigencias requeridas, en el control por ancho de pulso senoidal (SPWM) de un inversor de baja frecuencia, es que se formula el problema en forma de pregunta:

¿Cómo la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) permitirá el control eficiente del inversor monofásico de baja frecuencia?

1.3. Objetivos de la investigación

1.3.1. Objetivos generales

El objetivo general del presente trabajo, es el desarrollo de la metodología para el control de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), de un inversor monofásico de baja frecuencia, de fabricación adecuada, relacionada a la aplicación y diseño moderno.

1.3.2. Objetivos específicos

Los objetivos específicos del presente trabajo fueron los siguientes:

- a. Se Identificó las estructuras de inversores más utilizadas en la actualidad, de acuerdo a : diagrama de bloques, nivel tecnológico. Basados en la estructura escogida y en los voltajes VDC /

AC, definición de las especificaciones del inversor , en cuanto a eficiencia, regulación de voltaje y soporte de picos de carga.

- b. Se diseñó el inversor, de acuerdo a las especificaciones definidas y a la metodología modelo del inversor con las especificaciones técnicas. .
- c. Se simuló el circuito, para diferentes valores de referencia, para optimizar el funcionamiento del inversor.

1.4. Justificación

Se justificó el desarrollo de la presente tesis, debido a que la Universidad Nacional del Callao, específicamente la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, no cuenta con estos tipos de trabajo, sobre inversores con modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM).

Además se justifica, la presente tesis, por la aplicación que tienen los inversores en los siguientes campos:

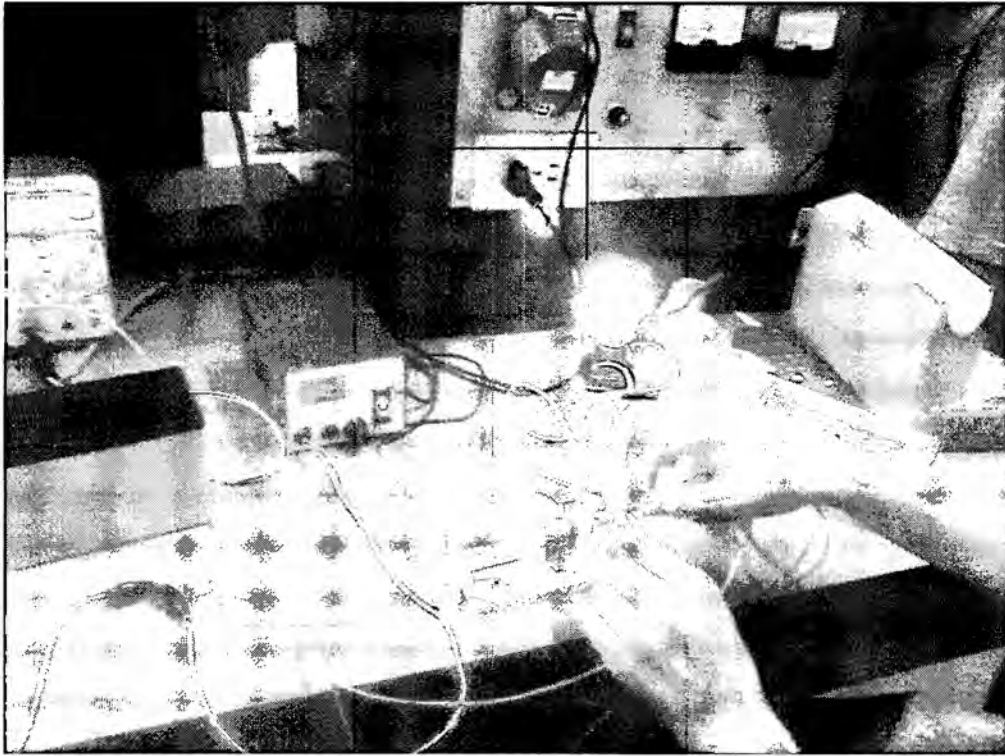
- **Control de motores eléctricos:** La utilización de inversores electrónicos permite controlar parámetros tales como, la posición, velocidad o par suministrado por un motor utilizado, en la actualidad en los sistemas de aire acondicionado. Esta técnica denominada comercialmente como "Inverter", sustituye el antiguo control, encendido/apagado, por una regulación de velocidad, que permite ahorrar energía. Asimismo se ha utilizado ampliamente en tracción ferroviaria, principalmente en vehículos, aptos para

corriente continua, durante las décadas de los años setenta y ochenta ya que permite ajustar el consumo de energía, a las necesidades reales del motor de tracción, en contraposición con el consumo, que tenían los vehículos controlados por resistencias de arranque y frenado.

- **Calentamiento por inducción:** Consiste en el calentamiento de un material conductor a través del campo generado por un inductor. La alimentación del inductor se realiza en alta frecuencia, generalmente en el rango de los KHz, de manera que se hacen necesarios inversores electrónicos de potencia. La aplicación más común se encuentra en las cocinas de inducción actuales.
- **Otra aplicación donde se utiliza el inversor,** es en fuentes de alimentación ininterrumpida (SAI). En este caso se requiere, que a partir de energía continua, previamente almacenada en baterías, se obtenga corriente alterna de frecuencia fija, (en la mayoría de los casos de 60Hz), para la alimentación de centros de consumo,, donde no se puede permitir una pérdida de suministro (quirófanos, unidades de cuidados intensivos, etc.).
- **Generación fotovoltaica,** genera la tensión alterna de 50Hz a partir de una tensión continua, producida por una serie de paneles fotovoltaicos.
- **Las técnicas convencionales** empleadas en inversores, generalmente se obtiene a la salida una tensión alterna cuya forma

de onda es cuadrada, esta generan armónicos cercanos a la fundamental, lo cual hace que los filtros utilizados para eliminarlos sean complejos y poco económicos, es por esta razón que aparecen técnicas como la que se utiliza en este trabajo de tesis y es el control de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) para que las primeras armónicas se vean desplazadas a frecuencias más altas, lo cual hace que los filtros empleados para la eliminación de las armónicas contaminantes sean de diseño más simple y más económicas.

FIGURA N°1.0: SIMULACIÓN DEL INVERSOR SPWM



Referencia: Autoría Propia

COMENTARIO: Se observa una aplicación del método con el control de potencia de un foco.

CAPITULO II

MARCO TEÓRICO

2.1. Antecedentes del estudio

En la presente Tesis se presentaron, algunos aportes e investigaciones desarrolladas en el campo del control; relacionados al Inversor monofásico con técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) realizados por:

- Lara Moscoso Rene, Reina Rojas Annel, Chootong Ching Norman, titulado "Diseño y Construcción de un Inversor Monofásico Tipo Puente con Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM) de dos Niveles". El trabajo consiste en utilizar el microcontrolador 87C52 de Intel, que envía las señales de control y que controlan el funcionamiento de los transistores de potencia (BJTs). Se ha construido un módulo funcional cuya aplicación permite efectuar, las pruebas de las señales digitales, generadas con distintas cargas, la comprobación de la variación de voltaje (índice de modulación) y variación de la frecuencia. En primer lugar se plantean las bases teóricas para la mejor comprensión del inversor implementado, así como su aplicación y utilidad. Luego se analizan los semiconductores seleccionados, los transistores bipolares (BJT) de potencia; se describe luego la modulación senoidal de ancho de pulso, como el método más efectivo, acompañada de una

explicación de las otras técnicas de control utilizadas. El siguiente paso es el diseño del módulo de potencia, el uso de protecciones, fuentes de alimentación y diseño de los controladores de la base de los transistores bipolares. Con estos antecedentes se deduce un algoritmo que permite, generar las señales necesarias para sintetizar una onda senoidal de amplitud y frecuencia deseada, mediante un módulo microprocesador, el mismo que facilita la manipulación del equipo, de parte del usuario, mediante un circuito digital, que a su vez muestra las condiciones actuales de operación.

- Tesis Doctoral cuyo autor es Linda Hassaine de la Universidad Carlos III de Madrid España, titulado: "Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores. Aplicación a Sistemas fotovoltaicos conectados a la red ", en esta tesis doctoral en el capítulo III, se describen las bases previas al control propuesto, el funcionamiento de los inversores conectados a la red, el modo de conmutación del inversor y la teoría de las estrategias de control aplicando el control SPWM. En el capítulo V, se presenta la implementación digital en FPGA del control propuesto, de las técnicas de control SPWM y del regulador proporcional integral PI. En el capítulo VI, se presentan los resultados de las Simulaciones. Para llevar a cabo la simulación del sistema completo, se ha utilizado el programa Mathcad, así como

para el desarrollo de la estrategia de control propuesta y el cálculo de los reguladores de corriente y tensión.

- Luna Mejía Gabriel, Moctezuma Jiménez Gregorio, son autores de "Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA (a) Inversor Monofásico". En este artículo se presenta un Diseño Didáctico de un Inversor Monofásico Unipolar con Modulación de Ancho de Pulso senoidal SPWM (Inversor CD- CA).El objetivo principal de este Inversor, es que el estudiante de Ingeniería pueda implementarlo y analizarlo con los conocimientos básicos de Electrónica, tales como, configuraciones de Amplificadores operacionales (OPAMP'S), BJT's, circuitos lógicos, generadores de funciones y principios básicos de los dispositivos semiconductores. El inversor se construyó por bloques: así tenemos, Generación de señales portadora y moduladora, comparación PWM, generación de tiempo muerto, etapa de acoplamiento y circuitos de potencia. En el artículo se detalla cada etapa y se presentan pruebas experimentales del circuito implementado.

- Jacobi Diego, Pfarher Iván, son autores de "Control de Potencia Monofásico por SPWM", de la Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Paraná Argentina, en este trabajo la aplicación en electrónica, de potencia, se basa en el control de potencia de la onda senoidal monofásica, por medio de la técnica SPWM, de tal forma, que el ancho de pulso de la modulación PWM, esté

relacionado con la función senoidal. Esta técnica hace que la distorsión armónica, se desplace a mayor frecuencia y por consiguiente, el diseño de los filtros se verán simplificados.

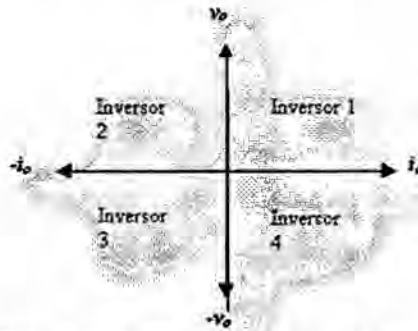
2.2. Marco Filosófico

2.2.1. Fundamento ontológico

Los inversores están compuestos por una serie de dispositivos electrónicos de estado sólido, que controlados de forma adecuada, permiten, a partir de corriente continua aplicado a la entrada, obtener corriente alterna a la salida, voltaje de amplitud variable, así como, frecuencia deseada y adaptarlas a las necesidades de una aplicación.

Los inversores controlados, son en realidad convertidores de cuatro cuadrantes, es decir, el flujo de potencia instantánea ($P_o = V_o I_o$) durante dos intervalos no continuos de los cuatro posibles, viaja del lado de CC al lado de CA correspondiéndole un modo de operación de inversor. Sin embargo, durante los dos intervalos restantes no continuos, la potencia instantánea fluye del lado de CA al lado de CC, lo cual corresponde a un modo de operación de rectificador. Las variables empleadas para detectar dicho comportamiento son las correspondientes a la salida del inversor V_o e I_o , como se aprecia en la siguiente gráfica: (ver Figura N° 2)

FIGURA N°2.0: SALIDA DEL INVERSOR V_o , i_o



Fuente: Electrónica de Potencia: Componentes topologías y equipos.
S. Martínez – J. Gualda. Edit. Thomson Madrid. España – 2006.

El inversor, contiene como diagrama de bloques: Un circuito oscilador, una etapa inversora, un comparador, un restador, un circuito de acoplamiento y como última etapa, la etapa de potencia.

El oscilador es un amplificador realimentado positivamente para provocar la inestabilidad y, por lo tanto, la oscilación. La condición para que oscile es: $R_2 \geq 2 R_1$.

Si $R_2 < 2 R_1$ no oscila. Si $R_2 = 2 R_1$ exactamente, oscila senoidalmente. Cuanto mayor sea R_2 que $2 R_1$ más se deforma la señal, puesto que la inestabilidad se incrementa, la amplitud de la oscilación crece y el operacional se satura. Lo ideal sería obtener la condición $R_2 = 2 R_1$, pero debido a la tolerancia de las resistencias esta condición es prácticamente imposible de obtener. En la práctica se pone $R_2 > 2 R_1$ asegurándose que se verifique esta condición a pesar de las tolerancias de las resistencias y luego se añade en la realimentación negativa un limitador de voltaje para que el operacional no se sature. El limitador de voltaje se consigue

simplemente con dos diodos en antiparalelo, D₁ (1N914) y D₂ (1N914) de manera que la tensión de salida durante los semiciclos positivos queda limitada por la tensión de ON del diodo en directa, y durante los semiciclos negativos la tensión de salida queda limitada a la tensión de ON del diodo en inversa. De esta forma se aseguran la oscilación de salida y se limita su amplitud a $\pm 0.7V$ aproximadamente.

La frecuencia de la oscilación se determina con la realimentación positiva, y su valor es: $f_m = 1 / 2 \pi RC$, $\pi = 3.1416$

Puesto que deseamos un oscilador a 50 Hz, escribimos la ecuación anterior para despejar el valor de R: así, $R = 1 / 2 \pi 50C = 78.54 / C$.

Ahora hay que encontrar la combinación de R y C que nos de el valor deseado, lo más fácil es fijar el valor del condensador a uno que tengamos y luego determinamos la resistencia, ya que es más fácil obtener valores de resistencias.

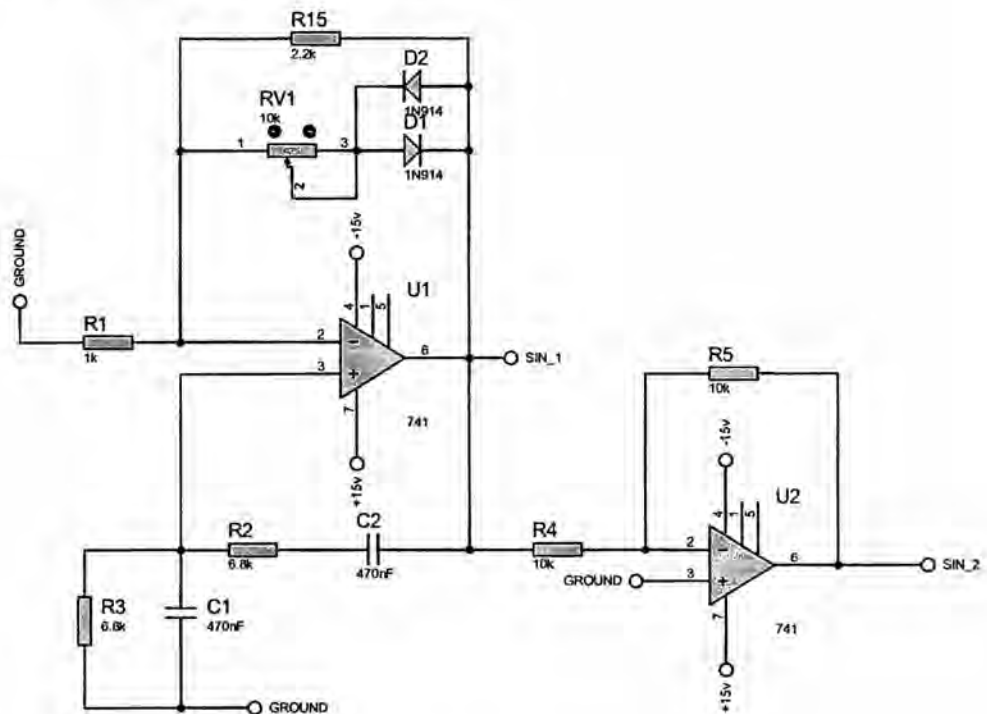
Por ejemplo, fijamos el condensador a $C = 470nF$; la resistencia será igual $R = 67772.5 \Omega$, se puede conseguir con una $R = 6.8K\Omega$. Con estos valores se consigue una $f = 49.8Hz$ aprox. $50Hz$. que es el propuesto.

Para obtener la señal senoidal desfasada 180° , se utiliza un operacional en configuración inversora y con ganancia unidad. En este caso se utilizan dos resistencias de $10K\Omega$ para conseguir la

ganancia unitaria, los diodos son de propósitos generales, porque no hay restricciones severas de voltaje, corriente o frecuencia.

Para la alimentación de los operacionales se uso $\pm 15V$. y así se obtuvo señales pequeñas en la salida, luego se usaron circuitos integrados optacopladores, también con tensiones de 5V.

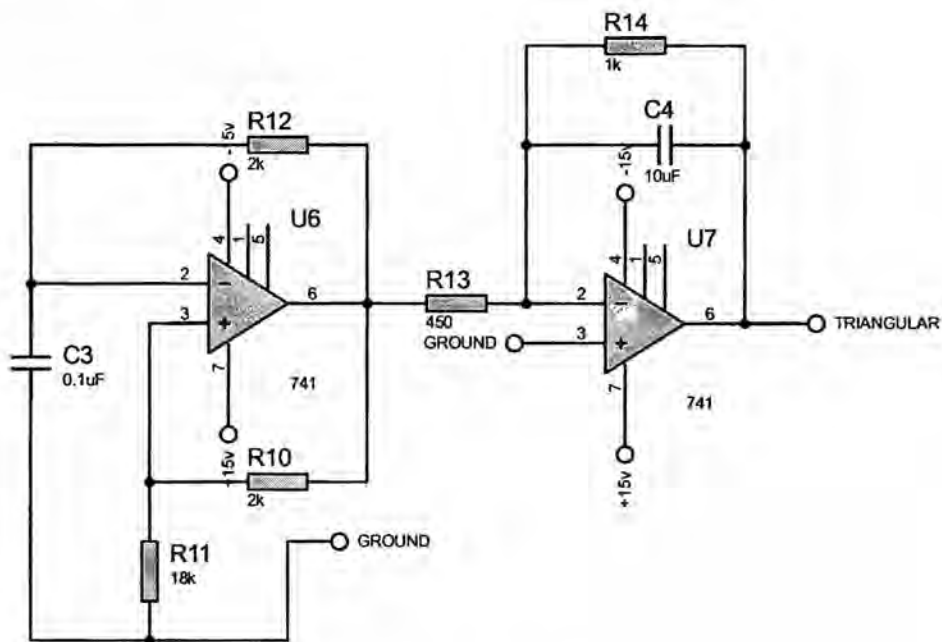
FIGURA N° 2.1: CIRCUITO OSCILADOR SENO Y SENO INVERTIDO SW_1, SW_2



Referencia: Autoría Propia

La onda triangular alterna generada fue de 1Khz. y con un valor de voltaje de 0.8V.

FIGURA N° 2.2: CIRCUITO GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR.



Referencia: Autoria Propia

El circuito comparador se implementó con dos operacionales. Seguidamente se obtuvo la señal PWM, que fue la que controlan el cierre y apertura de los interruptores de potencia, esta señal se obtuvo restando dos señales Seno 1 y Seno 2, el circuito restador se implementó con un operacional, es necesario que los componentes externos, las resistencias tengan el mismo valor para que no amplifiquen ninguna señal y así obtener la señal diferencia, $\text{Seno}2 - \text{Seno}1$.

El siguiente paso es implementar el acoplamiento galvánico, para acoplar la señal de control PWM con el circuito de potencia,

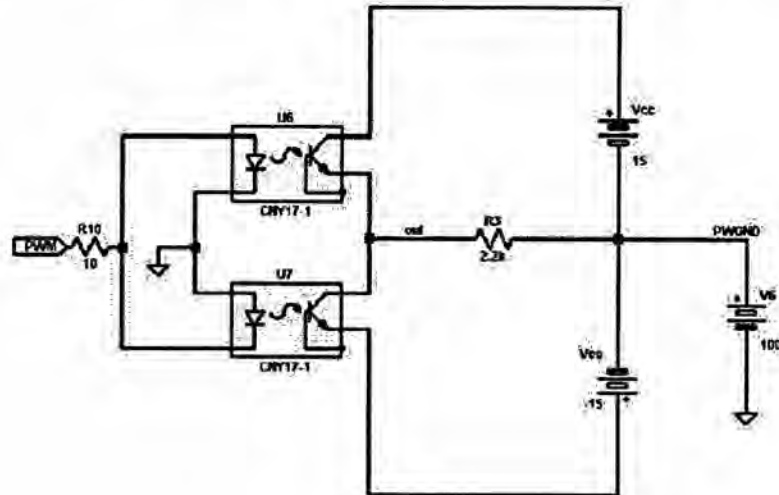
formado por los interruptores realizados con dispositivos electrónicos de potencia y las fuentes de potencia V_{cc}^+ y V_{cc}^- . Se usaron dos optoacopladores, con salida BJT (para efectos de la simulación), luego se utilizó un amplificador clase D.

El circuito de potencia, a partir de una fuente de corriente constante CC, se generó un voltaje senoidal, a partir de la conmutación de los cuatro interruptores en el puente monofásico. Para ello se controlan cuatro Mosfet's de potencia ultrarrápidos (IRG4PC50U, $BDSS=600v$, $IDS= 30 A$) o también puede utilizarse IGBT's, los cuales tienen la capacidad de conmutación rápida, aparte de soportar altos rangos de voltajes.

Los circuitos mencionados anteriormente se encuentran en el anexo B (circuito final).

Para simular el efecto de tierras independientes, se añade una fuente de tensión entre la tierra del circuito de control, que es la tierra que utiliza la simulación, y el nodo que llamaremos PWGND. Esta tensión permite simular el aislamiento galvánico proporcionado por los optoacopladores, y puede dársele el valor que desee. Cuando se quiera obtener señales del circuito de potencia, deberán estar referidas a PWGND, y no a la tierra del circuito de control.

FIGURA N° 2.3: ACOPLAMIENTO Y ETAPA DE POTENCIA



Referencia: Autoría Propia

2.2.2. Fundamento metodológico

El primer paso fue realizar una investigación más detallada de los inversores de potencia y sus diversas topologías, buscando diferentes tipos de soluciones, para la conversión de la energía planteada. Se planteó una conversión por etapas, simulando las topologías más adecuadas según las especificaciones deseadas, del inversor DC/AC. La simulación se llevó a cabo con el software de simulación Matlab/Simulink, así también con el software Psim y Proteus.

Para el inversor DC/AC, el control se planteó mediante componentes analógicos, para obtener una mayor flexibilidad, y el

disparo de los Mosfet's se implementó mediante drivers con la técnica bootstrap.

Se llevó a cabo el cálculo y el diseño a partir de los resultados obtenidos en las Simulaciones pertinentes, para la obtención de los componentes, y la validación de los mismos.

2.2.3. Fundamento epistemológico

Nuestra sociedad industrial, paso por diferentes etapas. En el siglo XIX, se produjo la Revolución Industrial, impulsada por la máquina de vapor. La introducción de las maquinas eléctricas, caracterizó la primera mitad del siglo XX. Con la invención del transistor en el año 1948, se inició la "Primera Revolución Electrónica", se produjo el fenómeno "globalización".

Con la invención del tiristor en 1956 caracterizo, la "Segunda Revolución Electrónica" que culmina con la madurez de la Electrónica de Potencia en los albores del siglo XXI.

La aparición de nuevas estructuras y funcionalidades de los Inversores Estáticos ha ido ligada con la evolución de la Electrónica de Potencia.

El desarrollo de los componentes electrónicos, unida a la evolución de los inversores estáticos y del control, ha evolucionado rápidamente, en la última década del siglo XX.

2.3. Bases teóricas

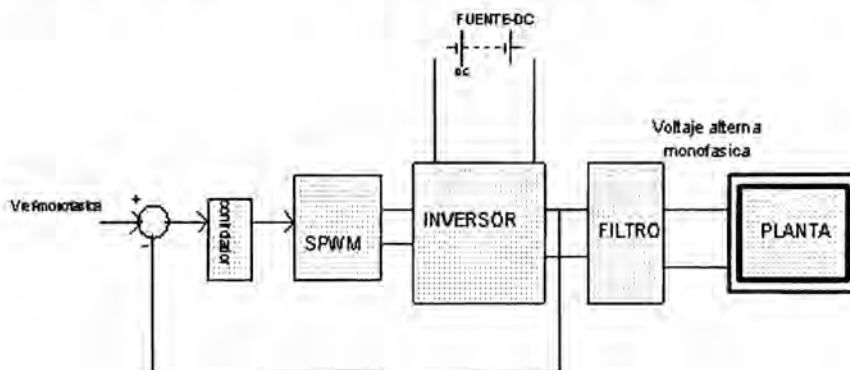
La función de los inversores es cambiar un voltaje de entrada de corriente continua (D.C) a un voltaje de salida de corriente alterna (A.C) simétrico, con amplitud y frecuencia deseada. Si se modifica el voltaje de entrada, manteniendo fija la ganancia, es posible obtener un voltaje variable a la salida. Por otro lado, si se mantiene constante la entrada y se varía la ganancia se puede obtener a la salida un voltaje variable. Esto se hace controlando la modulación del ancho del pulso, dentro del inversor. Las formas de ondas de los inversores, no son exactamente senoidales, siendo necesarias formas de ondas con muy baja distorsión armónica; para aplicaciones de potencia. El control del voltaje de salida se realiza, mediante algunas técnicas, entre las que se destaca la modulación por anchura de pulsos PWM (Pulse Width Modulation).

Unas de las aplicaciones más importantes de los inversores son las siguientes:

1. Fuentes de alimentación de emergencia.
2. Fuentes de alimentación ininterrumpida (U.P.S) o (SAI).
3. Variadores de velocidad para motores de corriente alterna (A.C).
4. Calentamiento por inducción.
5. Líneas de transmisión D.C (extremo receptor).
6. Dispositivos FACTS (Sistemas flexibles en corriente alterna)

Un convertidor DC – AC, está formado por un inversor, un sistema de control, un filtro de salida y una fuente de alimentación, la estructura general se muestra en la figura 2.3.1.

FIGURA N° 2.3.1: ESTRUCTURA GENERAL DEL CONVERTIDOR DC – AC



Referencia: Autoría Propia

El circuito de control, es el encargado de suministrar los pulsos de encendido y apagado de los dispositivos que lo conforman, para que de esta manera se obtenga la forma de onda deseada en la carga. Otra función del circuito de control es la de monitorear el estado, a la salida del inversor, en cuanto a sobrecargas o cortocircuitos en la carga o dentro de él, de tal manera que prohíba la conducción de los dispositivos de potencia, cuando esto se presente.

La fuente de alimentación DC, suministra la tensión continua a la entrada del inversor, y dependiendo del tipo de control, que se esté realizando, para obtener la onda en la carga, puede estar conformada por una o varias etapas que a su vez pueden ser o no manejadas por el circuito de control.

Son muchos los puntos de vista, en los cuales se pueden clasificar los inversores, una posible clasificación es, según el tipo de semiconductor, con que se implementen los interruptores: tiristores o transistores. Los primeros se pueden subdividir a su vez en inversores de bloqueo natural o forzado (con fuente inversa de tensión o de corriente); los segundos es posible a su vez subdividirlos en auto excitados o con excitación independiente. Es posible establecer otra clasificación en función de las características de salida, configuraciones monofásico en medio puente o puente completo y puente completo trifásico o en sus características de entrada: inversor alimentado en tensión o en corriente, según de que tipo sea la fuente primaria de entrada. Para el caso de los inversores con transistores, se puede establecer otra clasificación, basándose en el método de excitación de la base de los transistores que configuran la topología de potencia de esta forma tenemos los inversores de onda cuadrada, P.W.M (Pulse Width Modulation) de alta frecuencia, con control de desplazamiento de fase, etc. [2]

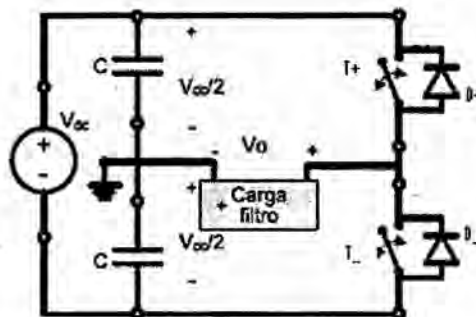
Principio de Operación de los inversores:

Inversor Monofásico de Medio puente

Para su principio de operación, se considera una sola rama es decir inversor monofásico en configuración de medio puente ver figura 2.4. Los condensadores deben de tener el valor adecuado para que la tensión pueda ser considerada constante. Los diodos en antiparalelo se colocan para permitir el paso de corriente en sentido contrario, ya que la carga no

siempre va a ser resistiva, por lo que existirá un desfase entre la tensión y la corriente. De esta forma, cuando T esté saturado, la corriente circulará por el mismo o a través de su diodo en antiparalelo, según sea el sentido de la corriente. Por otro lado, la corriente se divide en valores iguales por los dos condensadores de filtro; podemos considerar que ambos condensadores están conectados en paralelo y en serie con la carga; por tanto, en régimen permanente, no existe componente de continua en la corriente que circula por la carga, con lo que se evitan los problemas de corriente continua en los devanados de un motor, saturación de los transformadores (si se utiliza transformador).

FIGURA N° 2.4: ESQUEMA DE UN INVERSOR MONOFÁSICO MEDIO PUENTE

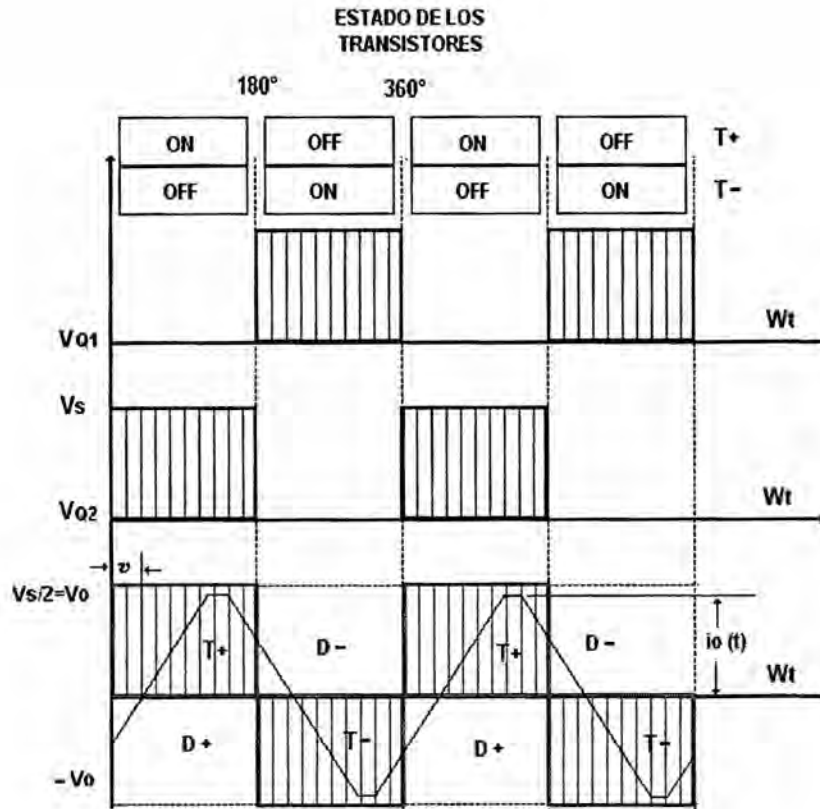


Referencia: Autoría Propia

Los transistores usados permiten tanto el encendido como el apagado por el terminal de control (base). Por simplicidad se asume que cada transistor conduce durante el tiempo que exista el pulso en la base y permanece apagado cuando desaparece. La secuencia de disparo y la tensión obtenida en la carga son mostradas en la figura 2.5, donde la frecuencia angular de salida está dada por la ecuación (2.1):

$$\omega = 2\pi / T \quad (2.1)$$

FIGURA N° 2.5: SECUENCIA DE DISPARO Y TENSIÓN OBTENIDA EN LA CARGA



Referencia: Autoría Propia

En el intervalo $0 < t < T/2$ conduce $T+$ y la carga es sometida a la tensión $V_s/2$. En $t = T/2$, $T+$ es apagado y el $T-$ encendido. En el intervalo $T/2 < t < T$ conduce $T-$ y la carga es sometida a la tensión $-V_s/2$. Por tanto la forma de onda en la carga es una tensión alterna rectangular de frecuencia $1/T$. Variando el periodo T se puede controlar la frecuencia de salida del inversor. Si la carga es resistiva pura, el circuito con solamente los transistores es necesario; pero

la carga puede ser inductiva o capacitiva; o siendo más exactos, una carga resistiva contiene algo de capacitancia o de inductancia. Entonces para cualquier tipo de carga, la corriente no tiene que invertirse necesariamente en el mismo instante que el voltaje. Los diodos $D + D -$ y de corriente circulatoria, conectados en antiparalelo con cada interruptor, permiten la operación con cualquier tipo de carga. Una desventaja de éste circuito es que necesita alimentación continua de tres hilos, por lo que se utiliza mejor una configuración del tipo puente. El inversor tipo puente monofásico es utilizado cuando se desea obtener A.C. Monofásica en la carga a partir de una fuente de tensión continua única. [1]

La tensión eficaz (V_{rms}) de salida del inversor Medio puente está dada por la Ecuación (2.2):

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{v_s}{4} dt \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

Parámetros de calidad

En la conversión DC/AC se utilizan los parámetros de eficiencia, a efectos de elegir el inversor, para una aplicación determinada.

El inversor ideal debería entregar una onda de tensión senoidal, es decir sin contenido armónico, como lo es la tensión de red. Por tanto, mejor prestación y rendimiento tendrá aquel inversor cuya salida tenga menor cantidad de armónicos.

Los parámetros de eficiencia, muestran cómo se comporta cada circuito y se definen de la siguiente manera:

Factor armónico de cada componente o de la enésima potencia HF_n

Representa la contribución de una armónica de orden n , cuyo valor eficaz es V_n , respecto a la fundamental V_1

$$HF_n = V_n / V_1 \quad (2.3)$$

V_n es el valor *rms* de la enésima armónica.

V_1 es el valor *rms* de la componente fundamental.

Distorsión armónica total (THD) DAT

Es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental.

Toma en cuenta el valor eficaz de todas las armónicas presentes, respecto de la fundamental.

$$THD = \frac{1}{V} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

Si la tensión de salida tiene un valor eficaz total V y la fundamental es V_1 , el valor eficaz resultante de todas las armónicas presentes se puede calcular fácilmente como:

$$V_n = (V^2 - V_1^2)^{1/2}$$

Factor de distorsión (DF)

Proporciona el contenido armónico total de la señal pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda triangular después de que los armónicos de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2).

Por lo tanto, DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas y se define como:

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

Este factor puede calcularse para una armónica individual de orden n como:

$$DF_n = V_n / V_1.n^2 \quad (2.6)$$

Armónica de menor orden (LOH):

Es la armónica cuya frecuencia, es la más cercana a la fundamental y su amplitud es mayor o igual al 3% de la amplitud de la fundamental.

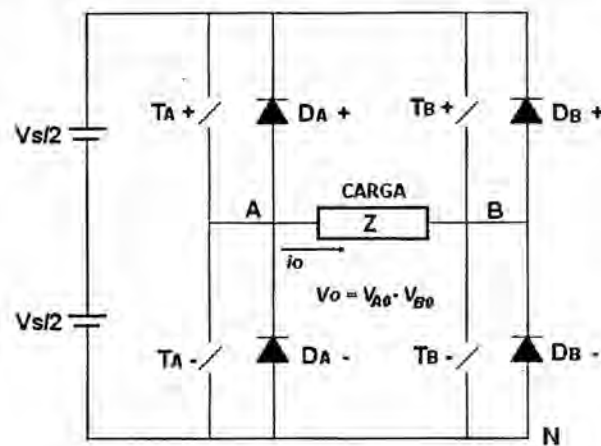
Este parámetro, toma importancia en los inversores comerciales, para conocer a partir de que armónica, comienza la existencia de estas.

Inversor monofásico en puente completo

En la figura 2.6 se muestra un inversor monofásico en configuración de puente completo, esta configuración se utiliza con potencias mayores que las de un inversor monofásico de medio puente. Para la misma tensión de entrada, la tensión máxima de salida que se

puede obtener, es el doble que en el caso del medio puente; por tanto, para una misma potencia, la corriente por cada interruptor es la mitad. Si se trabaja con altas potencias de salida, dado que la corriente a manejar es menor, esto significa una notable ventaja, ya que se podrá poner menos interruptores en paralelo. [2]

FIGURA N° 2.6: INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO



Referencia: Autoría Propia

Para esta topología, podemos distinguir dos esquemas básicos de funcionamiento: bipolar o unipolar; por estos términos, se entenderá como varía la tensión aplicada al conjunto rectificador-carga: para el caso bipolar, la tensión oscilará entre el valor máximo de la tensión de entrada y el mismo valor negativo ($+V_s$, $-V_s$), a la frecuencia de conmutación.

Para conseguir que la forma de onda varíe entre $+V_s$ y $-V_s$ es preciso que los Interruptores del puente conmuten de forma cruzada, es decir, que T_A+ y T_B- estén saturados al mismo tiempo, y de igual forma para los otros dos interruptores.

De esta forma, el control de los interruptores se realiza de la misma forma que en el caso de un medio puente; la única diferencia es que es preciso enviar la señal de mando a dos interruptores. La forma de onda obtenida en el conjunto filtro + carga es exactamente la misma que para el caso del medio puente, salvo en la amplitud: para el caso del puente completo, ésta es doble; por tanto, el análisis de los armónicos que aparecen en la tensión de salida, es exactamente el mismo.

Para el caso unipolar, en cada ciclo de conmutación, la tensión variará entre el valor $+V_s$ y 0 o bien entre $-V_s$ y 0, dependiendo, en que semiciclo de la onda moduladora nos encontremos.

En este caso, los interruptores de las ramas no conmutan en el mismo instante de tiempo como en el caso anterior. La forma de controlar ambas ramas es independiente, realizando para el control dos comparaciones distintas: por un lado, para controlar una de las ramas se sigue la misma filosofía anterior:

$$V_{sen} > V_{tri} : T_A + ON ; V_{AN} = V_s$$

Y además:

$$V_{sen} < V_{tri} : T_A - ON ; V_{AN} = V_s$$

Para la otra rama, se emplea la siguiente comparación:

$$-V_{sen} > V_{tri} : T_{B-} - ON ; V_{AN} = V_s$$

Y para el interruptor T_{B-} se obtiene:

$$-V_{sen} < V_{tri} : T_{B-} - ON ; V_{AN} = V_s$$

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$$

Debido a la presencia de los diodos en antiparalelo con los interruptores, las tensiones deducidas en las ecuaciones anteriores son independientes del sentido de la corriente.

Las combinaciones anteriormente establecidas suministran la siguiente secuencia para los interruptores:

$$T_A +, T_B -ON : V_{AN} = +V_S ; V_{BN} = 0 ; V_O = V_S$$

$$T_A -, T_B + ON : V_{AN} = 0 ; V_{BN} = +V_S ; V_O = -V_S$$

$$T_A +, T_B + ON : V_{AN} = +V_S ; V_{BN} = +V_S ; V_O = 0$$

$$T_A -, T_B -ON : V_{AN} = 0 ; V_{BN} = 0 ; V_O = 0$$

Una de las ventajas que supone la utilización del esquema unipolar es que la frecuencia de los armónicos es doble con respecto al caso bipolar; además, la excursión de la tensión en la carga se reduce a la mitad, como se deduce de las fórmulas presentadas anteriormente. [2]

2.3.1. Control del voltaje de salida

En muchas aplicaciones industriales se hace necesario controlar el voltaje de salida de los inversores:

- Para hacer frente a las variaciones de entrada de D.C.
- Para la regulación de la tensión de los inversores.
- Para los requisitos de control constante de la tensión de salida y frecuencia.

Si se quiere mejorar aún más el contenido de armónicos en la salida de un inversor, es necesario utilizar lo que se conoce como

modulación de anchura de pulsos P.W.M ("Pulse Width Modulation"). La idea básica es comparar una tensión de referencia senoidal de baja frecuencia, (que sea imagen de la tensión de salida buscada), con una señal triangular simétrica de alta frecuencia cuya frecuencia determine la frecuencia de conmutación. La frecuencia de la onda triangular (llamada portadora) debe ser, como mínimo 20 veces superior a la máxima frecuencia, de la onda de referencia, para que se obtenga una reproducción aceptable, de la forma de onda sobre una carga, después de efectuado el filtraje.

La señal resultante de dicha comparación nos generará la lógica para abrir y cerrar, los semiconductores de potencia. Las técnicas más utilizadas son:

- Modulación de un solo ancho de pulso
- Modulación de varios anchos de pulso
- Modulación senoidal del ancho de pulso
- Modulación senoidal modificada del ancho de pulso
- Control por desplazamiento de fase.

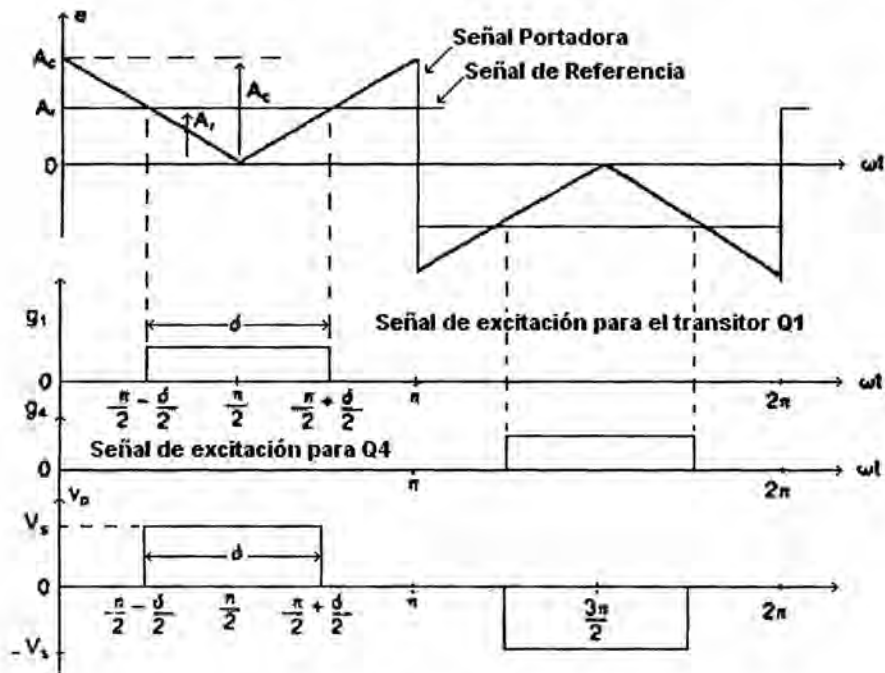
2.3.1.1. Control del voltaje por modulación de un solo ancho de pulso.

En el control por modulación de un solo ancho de pulso, existe un solo pulso por cada medio ciclo, el ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor. La figura 2.7, muestra la generación de las señales de excitación y el voltaje de salida para los inversores monofásicos en puente completo.

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud, A_r , con una onda portadora triangular de amplitud A , la frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si se varía A_r desde 0 a A , el ancho de pulso δ , puede modificarse desde 0 a 180° . La relación A_r , con A_c , es la variable de control y se define como el índice de modulación de la amplitud, o simplemente índice de modulación.

$$M = A_c / A_r \quad (2.7)$$

FIGURA N° 2.7: MODULACIÓN DE UN SOLO ANCHO DE PULSO



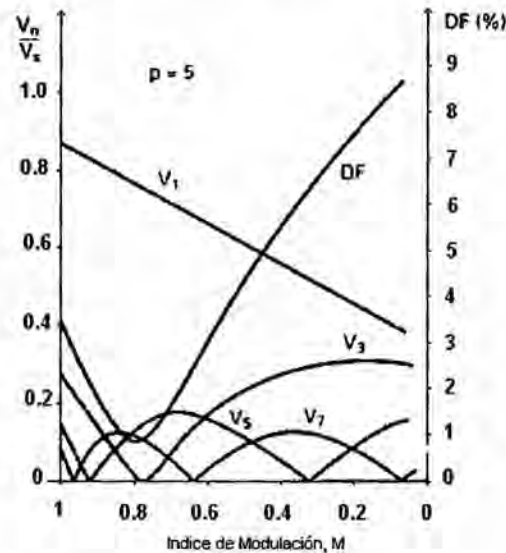
Referencia: Autoría Propia

La tensión de salida se puede determinar a partir de la ecuación (2.8):

$$V_0 = \left(\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right)^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2.8)$$

La figura 2.8 muestra el perfil de armónicos con la variación del índice de modulación, M . El armónico dominante es el tercero, y el factor de distorsión aumenta en forma significativa a un bajo voltaje de salida.

FIGURA 2.8: PERFIL ARMÓNICO DE LA MODULACIÓN



Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012.

2.3.2. Control del voltaje por modulación de varios anchos de pulso

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de tensión de salida puede reducirse el contenido armónico. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los transistores aparece en la figura 2.9a, mediante la comparación de la señal de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, f_c , determina el número de pulsos por cada ciclo p . El índice de modulación controla el voltaje de salida. Este tipo de modulación también se conoce como modulación uniforme de ancho de pulso (U.P.W.M). El número de pulsos por medio ciclo se determina a partir de la ecuación (2.9):

$$p = f_c / 2f_o = mf / 2 \quad (2.9)$$

Donde $mf = fc/fo$ y se define como la relación de modulación de frecuencia. La variación del índice de modulación M desde 0 hasta 1 varía el ancho de pulso desde 0 hasta p/π , y el ancho del voltaje de salida, desde 0 hasta V_n . La tensión de salida para los inversores monofásicos en puente aparece en la figura 2.9b para U.P.W.M.

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje de salida se puede determinar a partir de la ecuación (2.10):

$$V_0 = \left(\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right)^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.10)$$

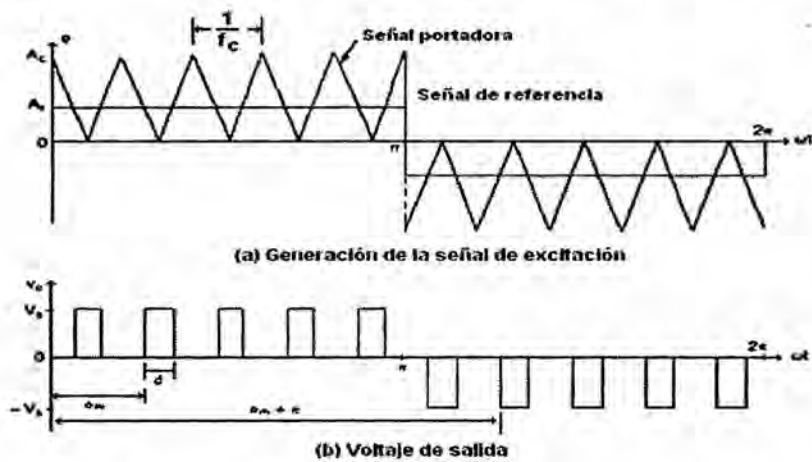
La forma general de la serie de Fourier para el voltaje instantáneo de salida es:

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} B_n \text{sen} \omega t \quad (2.11)$$

El coeficiente B_n de la ecuación (2.11), puede determinarse considerando un par de pulsos, de tal forma, que el pulso positivo de duración δ se inicie en $\omega t = a$, y el negativo del mismo ancho se inicie en $\omega t = \pi + a$. Esto se muestra en la figura 2.10b.

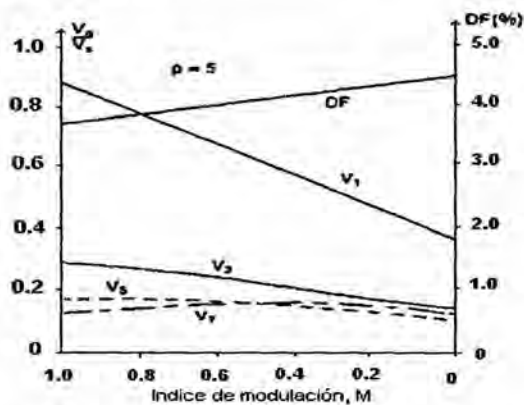
Se pueden combinar los efectos de todos los pulsos para obtener el voltaje efectivo de salida. En la figura 2.10, se indica como es el perfil de armónicos para la modulación de ancho de pulso múltiple.

FIGURA N° 2.9: MODULACIÓN EN ANCHO DE VARIOS PULSOS



Referencia: Autoría Propia

FIGURA N° 2.10: PERFIL DE ARMÓNICOS PARA MODULACIÓN EN ANCHO DE VARIOS PULSOS



Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012.

2.3.3. Modulación ancho de pulso senoidal (SPWM)

En vez de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como es el caso de la modulación múltiple, el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el

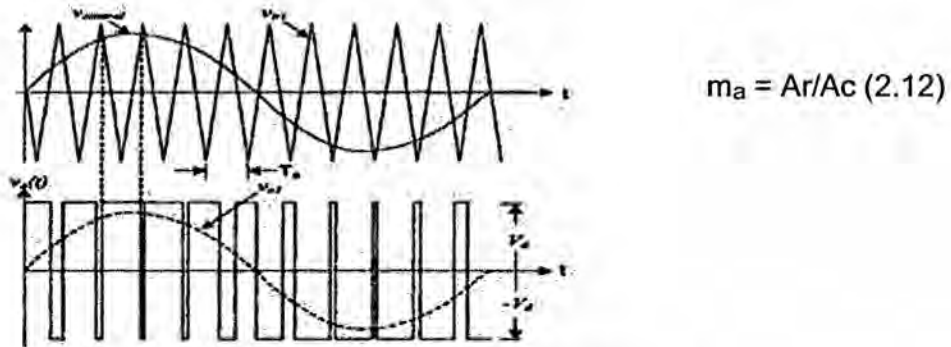
centro del mismo pulso. El factor de distorsión y los armónicos de menor orden se reducen en forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestra en la figura 2.12, se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia f_c . Este tipo de modulación se utiliza por lo general en aplicaciones industriales; se abrevia S.P.W.M. La frecuencia de la señal de referencia, f_r determina la frecuencia de salida del inversor, f_o , y su amplitud pico, A_r , controla el índice de modulación, M , y en consecuencia, la tensión de salida rms .

El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. $T A -$, conducirá cuando A deje de hacerlo y $T + B T -$ cuando $B T +$ no conduzca, de esta forma para determinar la tensión de la carga será $V_a b - V$, esto se muestra en la figura 2.12. Las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular bidireccional tal y como se muestra en la figura 2.12.

El voltaje rms de salida puede controlarse, si se varía el índice de modulación m_a .

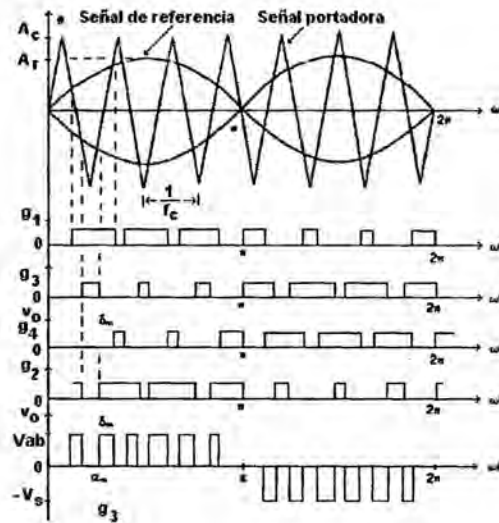
Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si δm es el ancho de pulso de orden, la ecuación (2.12) se puede extender para el voltaje rms de salida [2].

FIGURA N° 2.11: MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SENOIDAL (SPWM)



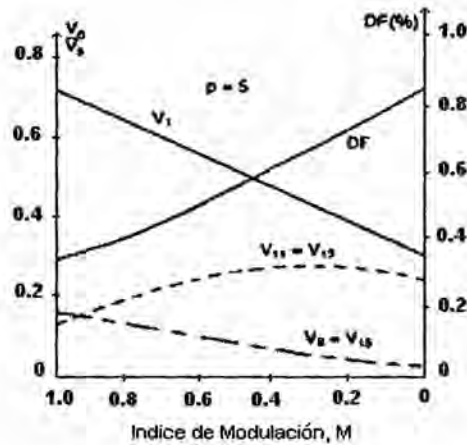
Referencia: Autoría Propia

FIGURA N° 2.12: SEÑALES DE CONTROL Y TENSIONES PARA SPWM.



Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012.

FIGURA N° 2.12.1: PERFIL ARMÓNICO PARA MODULACIÓN SPWM



Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega México 2012.

$$V_0 = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\partial_m}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

Un método de controlar el voltaje dentro del inversor involucra el uso de las técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM). Con esta técnica el voltaje de salida del inversor es controlado por la variación de la duración de los pulsos de voltaje de salida.

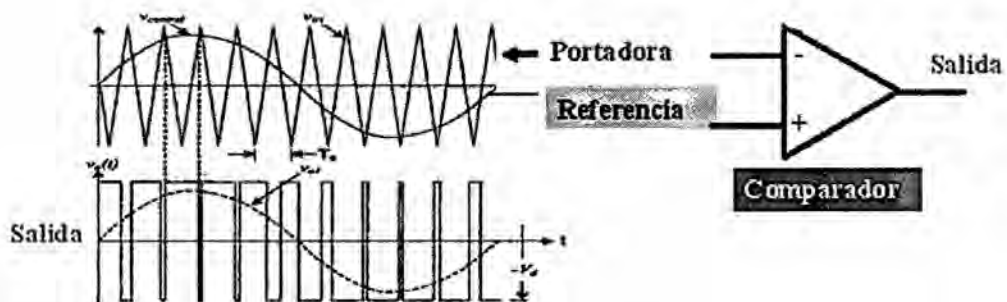
La técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), se basa en emplear una modulación múltiple (varios pulsos de disparo en cada medio ciclo de voltaje de salida), el ancho de cada pulso varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso.

Como se muestra en la Figura 2.13, para generar las señales de control de los interruptores de forma que se consigan formas de onda de este tipo son necesarias dos señales:

Una señal de referencia: es la forma de onda que se pretende, conseguir a la salida, (en este caso es una señal sinusoidal de baja frecuencia, 60HZ).

Una señal portadora: es la que establece la frecuencia de conmutación, (generalmente se utiliza una señal triangular de alta frecuencia).

FIGURA N° 2.13: ESQUEMA DE GENERACIÓN SPWM



Referencia: Autoría Propia

La modulación de ancho de pulso (PWM), traslada las armónicas en la onda de voltaje de salida, al rango de las altas frecuencias, alrededor de la frecuencia de conmutación f_{tri} y sus múltiplos como m_f , $2m_f$, $3m_f$ y más, donde el índice de modulación en frecuencia es $m_f = f_{tri}/f_{sin}$. En cuanto a su selección, es más fácil filtrar armónicos de alta frecuencia, cuanto mayor sea m_f , más pequeño será el filtro necesario a la salida del inversor. En la práctica, el máximo valor de m_f está determinado por la

máxima frecuencia de conmutación, que permita pequeñas pérdidas de potencia.

Para pequeños valores, del índice de modulación en frecuencia ($m_f < 21$), la señal triangular y la señal de control deben estar sincronizadas, para evitar sub-armónicos de la frecuencia fundamental. Cuando m_f se hace grande, los sub-armónicos son reducidos mejorando este aspecto. Si m_f es impar, se demuestra mediante la serie de Fourier, que en la tensión de salida aparecen únicamente armónicos de orden impar. Si m_f es par, aparecen armónicos pares e impares, junto con un nivel de continua.

El circuito de control, debe adecuarse a la topología seleccionada, no solo para el correcto funcionamiento del inversor, sino también para cumplir con las características y condiciones particulares, que exija la aplicación.

Existen dos versiones de la técnica de la modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM): a) SPWM bipolar; y b) SPWM unipolar.

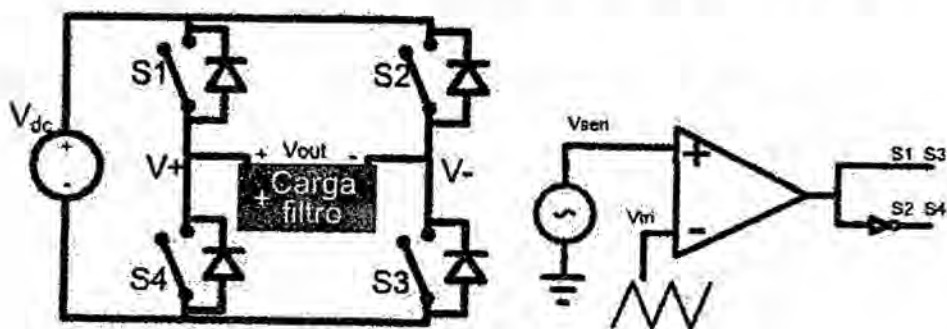
2.3.4. Modulación por ancho de pulso senoidal bipolar (SPWM Bipolar).

En la modulación bipolar se genera el disparo de los cuatro interruptores, (Figura 2.13.1) por la comparación de la tensión de referencia (señal Senoidal), con una señal triangular como se observa en la Figura N° 2.13.1(b). La tensión de salida oscila continuamente entre su valor positivo ($+V_{dc}$) y su valor negativo ($-V_{dc}$) por lo que solo hay dos

combinaciones posibles de los interruptores como se muestra en la tabla N° 01, cumpliéndose que $S1 = S3$ y $S2 = S4$, además de que $S4 = \overline{S1}$ y $S3 = \overline{S2}$

La Figura N° 2.13.1 (b) presenta un ejemplo de las señales que intervienen en la modulación bipolar (figura N° 2.14a) y la tensión que se aplicaría a la carga, y la Figura N° 2.14 b. Como se puede observar en la figura 2.14 b se presenta el armónico fundamental (orden 1) y grupos de armónico a f_{tri} (de orden m) alrededores y a múltiplos. Lo principal de esta modulación, es que los primeros armónicos aparecen a la frecuencia de conmutación y es una desventaja, respecto a la que presenta la modulación unipolar que se explicará luego.

FIGURA N° 2.13.1: CIRCUITO DE MODULACION SPWM BIPOLAR.



(a) Puente H (Posicionamiento de interruptores). (b) Circuito básico de modulación bipolar.

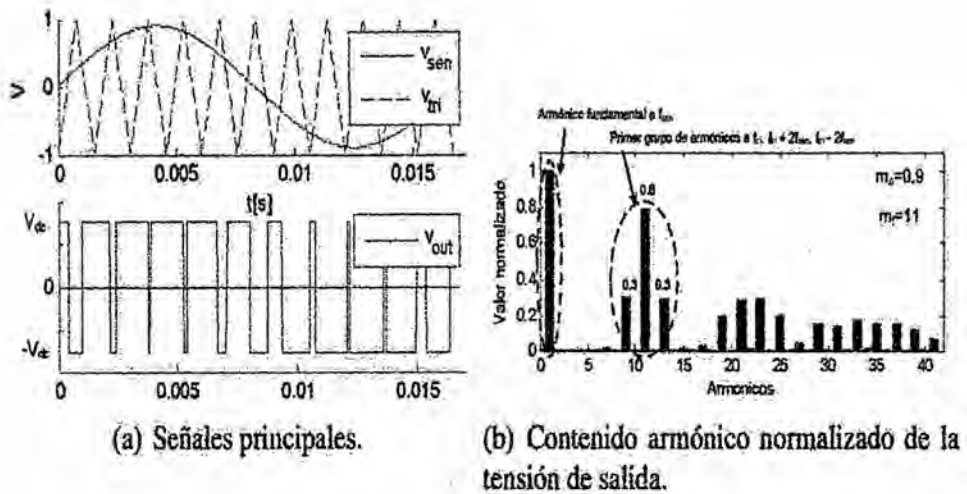
Referencia: Autoría Propia

TABLA N° 01 POSIBLES VALORES DE CONDUCCIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA EN LA MODULACIÓN BIPOLAR

S1	S2	S3	S4	V+	V-	V _{out}
1	0	1	0	V _{dc}	0	V _{dc}
0	1	0	1	0	V _{dc}	-V _{dc}

Referencia: Autoría Propia

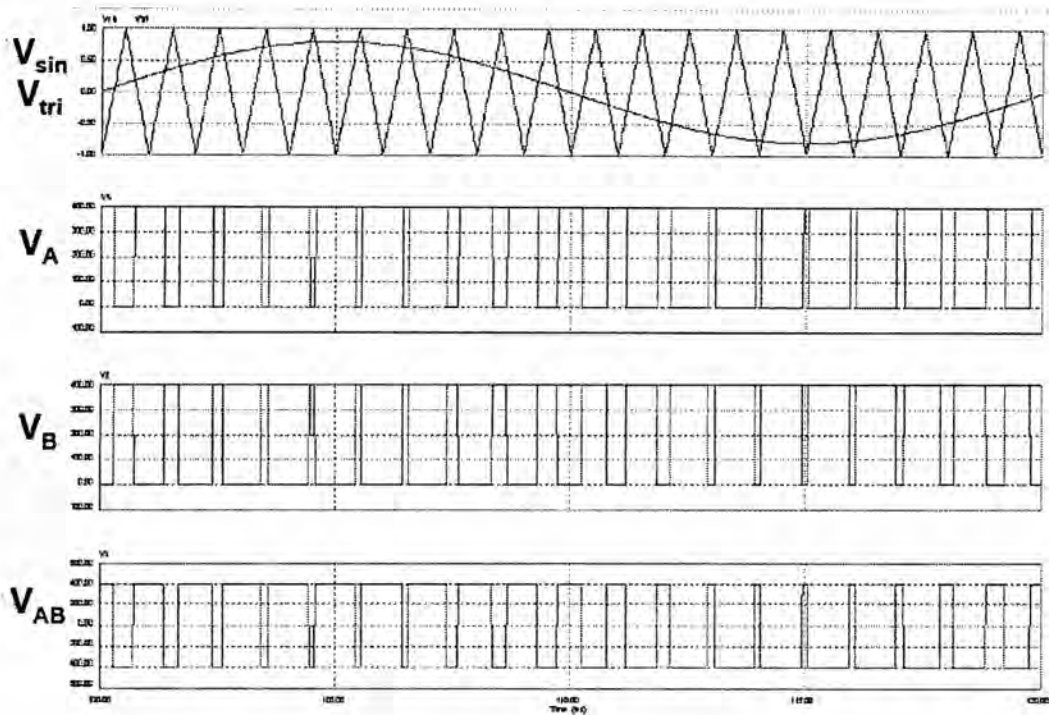
FIGURA N° 2.14 MODULACIÓN BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia

FIGURA N° 2.15: FORMAS DE ONDA SPWM BIPOLAR

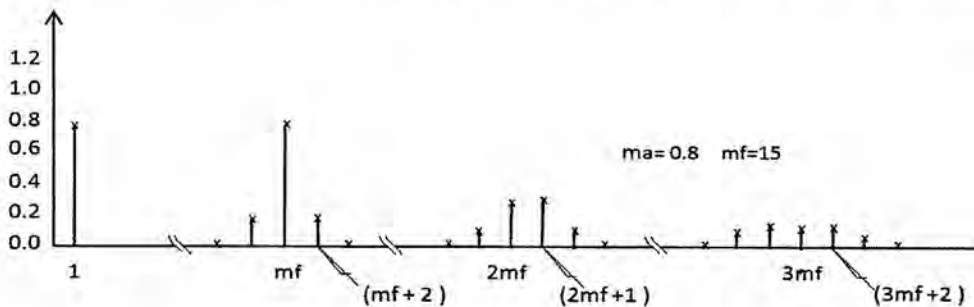
(SIMULACIÓN PSIM)



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

La serie de Fourier de la salida de la modulación PWM Bipolar es la mostrada en la Figura N° 2.16.

FIGURA N° 2.16: SERIE DE FOURIER DE LA SALIDA SPWM BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia

La forma de onda triangular está sincronizada con la de referencia, y se suele elegir una m_f que sea un entero impar. De esta forma, la salida del PWM muestra una simetría impar.

En la Tabla N°02, se muestran los coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{DC} para modulación SPWM bipolar. Las amplitudes de los términos de las serie de Fourier dependen de las ondas moduladora y portadora.

TABLA N°02: COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA SPWM BIPOLAR

ma	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
n=1	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
n=mf	1,27	1,24	1,20	1,15	1,08	1,01	0,92	0,82	0,71	0,60
n=mf±2	0,00	0,02	0,03	0,06	0,09	0,13	0,17	0,22	0,27	0,32

Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012

2.3.5. Modulación por ancho de pulso senoidal unipolar (SPWM Unipolar).

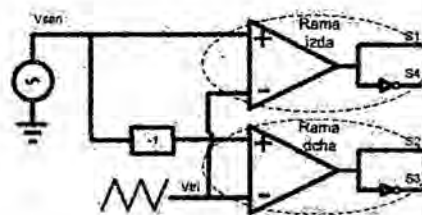
Mientras que en la modulación bipolar el control de los cuatro interruptores dependía de una sola señal de control, en la modulación unipolar se controla por separado cada rama del puente: La rama izquierda S1 y S4 y la rama derecha S2 y S3 como se observa en la Figura N° 2.17. Ambas ramas comparten señal portadora, pero a una rama se le aplica la señal de control con un cierto desfase respecto a la otra. Se puede demostrar que si este desfase es de 180° se anulan los

armónicos en las cercanías de f_{tri} y los múltiplos impares de la misma, es decir, los armónicos de orden cercano a m_f , $3m_f$, $5m_f$...

La tabla N°03 muestra el conjunto de valores que pueden tomar los interruptores en la modulación unipolar.

La modulación unipolar consigue que para semiciclos positivos, la tensión de salida conmute entre $+V_{dc}$ y 0 mientras que para los semiciclos negativos lo haga entre $-V_{dc}$ y 0 como se observa en la figura. Sin embargo, la característica que lo hace superior a la modulación bipolar es el contenido armónico de la tensión de salida, como se observa en la Figura N° 2.17.1b, los primeros armónicos aparecen a dos veces la frecuencia de conmutación, por lo que será más "fácil" su filtrado.

FIGURA 2.17 CIRCUITO BÁSICO DE MODULACIÓN UNIPOLAR



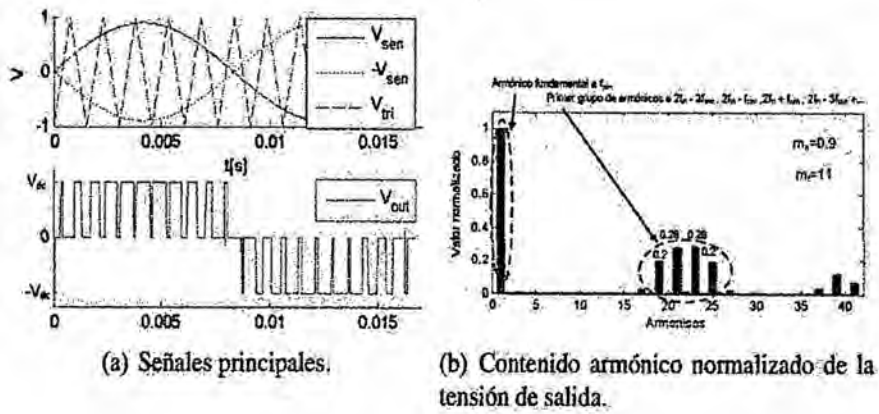
Referencia: Autoría Propia

TABLA N° 03: POSIBLES VALORES DE CONDUCCIÓN EN MODULACIÓN UNIPOLAR

S1	S2	S3	S4	V+	V-	V _{out}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0
0	0	1	1	0	0	0

Referencia: Autoría Propia

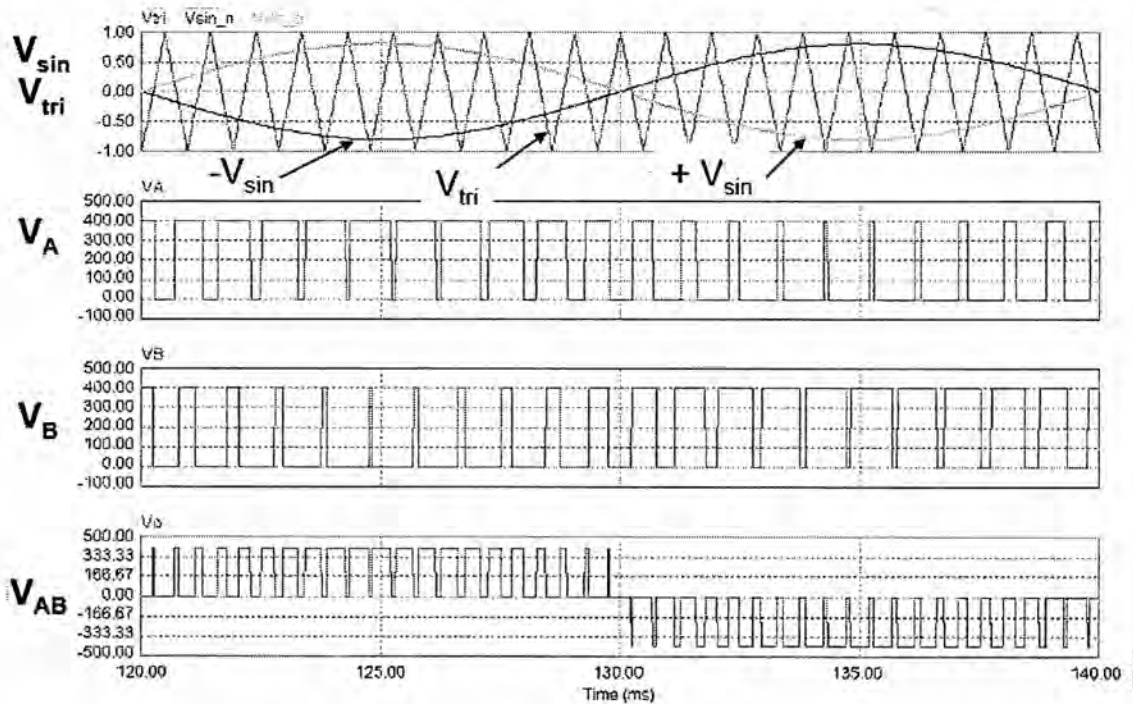
FIGURA N° 2.17.1 CIRCUITO BÁSICO DE MODULACIÓN UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia

FIGURA N° 2.17.2: FORMAS DE ONDA SPWM UNIPOLAR

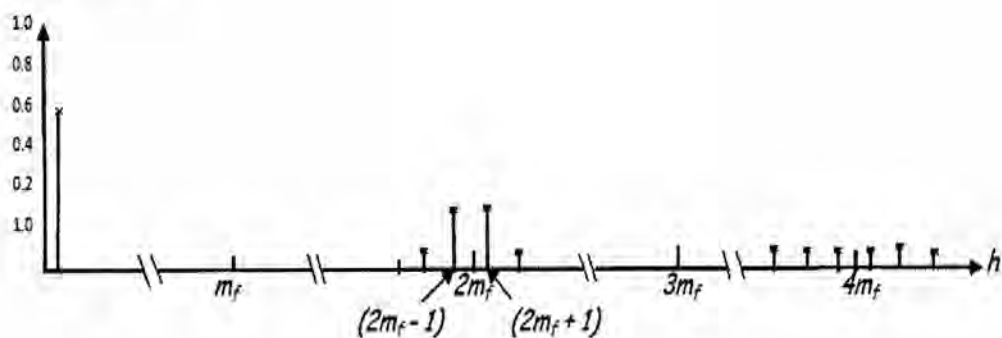
(SIMULACIÓN PSIM)



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

La serie de Fourier de la salida de la modulación PWM Unipolar es la mostrada en la Figura N° 2.18.

FIGURA N° 2.18: SERIE DE FOURIER DE LA SALIDA SPWM UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia

Si se elige una m_f que sea un entero par, se eliminan los armónicos impares múltiplos de m_f .

En la Tabla N°04, se muestran los coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{DC} para modulación SPWM unipolar:

TABLA N°04: COEFICIENTES DE FOURIER NORMALIZADOS PARA SPWM UNIPOLAR

ma	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
n=1	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
n=2mf±1	0,10	0,19	0,27	0,33	0,36	0,37	0,35	0,31	0,25	0,18
n=2mf±3	0,00	0,00	0,01	0,02	0,04	0,07	0,10	0,14	0,18	0,21

Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Basicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012

La principal ventaja que presenta la modulación por ancho de pulso unipolar, (SPWM unipolar) frente al bipolar, es que se reduce el número de armónicos.

Concretamente los armónicos de menor frecuencia, están localizados alrededor del doble de la frecuencia de conmutación. Otra ventaja es que ingresa en menor medida los componentes posteriores de filtrado, al conmutar la salida entre 0 y +/-VDC, en lugar de entre +VDC y -VDC [3]. Su desventaja es que circuito modulador es más complejo, a comparación de la sencillez de modulador bipolar.

2.4. Definición de términos básicos.

Metodología: hace referencia al camino o al conjunto de procedimientos racionales utilizados para alcanzar el objetivo o la gama de objetivos que rige una investigación científica, una exposición doctrinal o tareas que requieran habilidades, conocimientos o cuidados específicos. Con frecuencia puede definirse la metodología como el estudio o elección de un método pertinente o adecuadamente aplicable a determinado objeto.

SPWM: Modulación por ancho de pulso senoidal.

Algoritmo: Conjunto definido de reglas o procesos para la solución de un problema en un Número finito de pasos.

Modulación. Se denomina modulación al proceso de colocar la información contenida en una señal, generalmente de baja frecuencia, sobre una señal de alta frecuencia.

PWM: Modulación por ancho de pulso.

CD: Corriente directa.

AC: Corriente Alterna.

Kw: Kilovatios.

IGBT: Transistor de puerta aislada.

MOSFET'S: Transistor de Metal Oxido Semiconductor.

Vref: Voltaje de referencia.

Fref: Frecuencia de referencia.

Vtri: Voltaje de la señal triangular.

Abreviaturas:

DC: Direct Current (Corriente Directa)

AC: Alternative Current (Corriente Alterna)

MATLAB: Abreviatura de *MATrix LABoratory*, "laboratorio de matrices"

Vref: Voltaje de referencia.

Fref : Frecuencia de referencia

Vtri: Voltaje de la señal Triangular.

Ftri: Frecuencia de la señal triangular.

FFT: Transformada Finita de Fourier

CAPITULO III

VARIABLES E HIPOTESIS

3.1 Definición de las variables

La relación entre las variables de investigación es mediante ecuaciones matemáticas.

La planta a investigar es un inversor SPWM. De acuerdo con el diagrama de bloques de la planta, las variables que actúan sobre el sistema son:

Variables independientes (variables de entrada):

La tensión continua, de entrada, la modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM).

Variables dependientes (variables de salida):

La tensión alterna, de salida con calidad, apoyo de las empresas que construyen inversores.

3.2 Operacionalización de variables

En función a las variables dependientes e independientes, al operacionalizar se determinan los indicadores de cada variable.

De acuerdo con la representación esquemática del sistema, el inversor, es la planta a controlar, por lo que las variables independientes son las tensiones de entrada, las cuales no dependen de la planta

3.3. Hipótesis general e hipótesis específicas

En función del planteamiento del problema, de las interrogantes planteadas, de los antecedentes técnicos, así como del objetivo general y

específicos, que percibe el siguiente trabajo, es que se plantea la siguiente hipótesis:

Hipótesis general

Para el diseño de la investigación se plantea una solución al problema con técnicas de control avanzado. Se diseñó el controlador de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), que mejora la señal alterna de salida.

Hipótesis específica

"La técnica de control, dentro de las posibilidades que existen, para solucionar el problema propuesto en el proyecto, por el método de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), mejoró la salida de tensión alterna, del inversor"

CAPITULO IV

METODOLOGÍA

La metodología empleada fue la siguiente:

- ✓ Primero se inició con la investigación y desarrollo de los diferentes tipos de modulaciones de ancho de pulso.
- ✓ Se investigó el comportamiento de la planta bajo el método de la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM).
- ✓ Se diseñó y simuló la técnica de control por modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM), para el control de Inversor, utilizando circuitos analógicos y circuito digital.
- ✓ Se hicieron Simulaciones en cada etapa.
- ✓ Se realizó las conclusiones en base a los resultados obtenidos.
- ✓ Se hizo algunas recomendaciones para trabajos futuros.

4.1. Tipo de investigación

Ya que se ha planteado la hipótesis a probar y se ha identificado las variables que actúan sobre el sistema; el proceso de investigación es de tipo transversal y aplicada.

4.2. Diseño de la investigación

Para el diseño de la investigación, se aplicaron las técnicas de control avanzado. Se diseñó el controlador de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), que mejoró la tensión de salida alterna.

4.2.1. Especificaciones de la planta

Planta: Inversor monofásico de baja frecuencia

Método de control: Técnica de modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM): SPWM unipolar, SPWM bipolar.

Tensión de entrada: VDC THD: 5%

Tensión de Salida: AC. Δ frecuencia: ± 10 Hz

Frecuencia de Salida: 60 Hz.

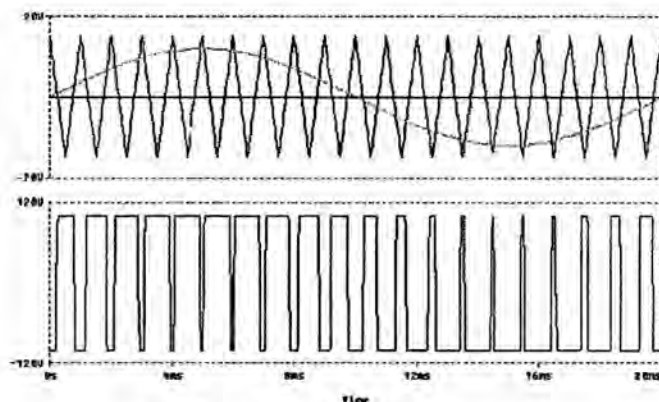
Factor de potencia: 0.8

4.2.2. Descripción del Sistema

Se utilizó el modelo inversor con modulación de ancho de pulso senoidal unipolar (SPWM unipolar) y bipolar (SPWM bipolar).

Para nuestro caso se utilizó la técnica de Modulación Senoidal de Ancho de Pulso, (SPWM), para generar pulsos de frecuencia determinada, donde se compara una señal triangular (Portadora) de frecuencia fija con una señal senoidal (Referencia o moduladora), de frecuencia menor, que la señal triangular (Portadora), la tensión obtenida, una vez filtrada la onda modulada, fue senoidal, con mayor o menor contenido de armónicos de alta frecuencia, en la Figura N°4.1, se puede observar un ejemplo de una onda PWM con referencia senoidal.

FIGURA N° 4.1 ASPECTO DE UNA SEÑAL PWM CON REFERENCIA SENOIDAL



Referencia: Autoría Propia

Para obtener una forma de onda senoidal basta con aplicar la forma de onda resultante (de la comparación de una onda triangular con una senoidal) y filtrarla adecuadamente. En los inversores de potencia, se aprovecha la señal resultante de dicha comparación para excitar los transistores que forman la topología del circuito de potencia, así los instantes en que esta señal está en estado alto, el interruptor $T+$ está saturado, y cuando esta es negativa, es $T-$ el que está saturado. Se obtuvo una tensión como el indicado en las figuras anteriores a partir de la tensión continua de entrada:

$$V_{sen} > V_{tri} \text{ ----- } T+\text{saturado} \text{ ----- } V_s = V_e/2$$

$$V_{sen} < V_{tri} \text{ ----- } T-\text{saturado} \text{ ----- } V_s = -V_e/2$$

Los interruptores de una misma rama, nunca estaban simultáneamente en estado de saturación.

Con el objeto de realizar un estudio de la manera más global posible, se normalizaron los valores de las frecuencias y de las

amplitudes de las señales que intervienen. Se define la modulación de amplitud como la relación de amplitudes de la señal senoidal (moduladora) y de la triangular (portadora) ecuación (4.1):

$$m_a = V_{sen} / V_{tri} \quad (4.1)$$

Además, se define la modulación de frecuencia como la relación entre las frecuencias de la señal triangular y la señal senoidal ecuación (4.2):

$$m_f = f_{tri} / f_{sen} \quad (4.2)$$

Con estos parámetros, se pueden establecer algunas reglas acerca de la tensión de salida, sus armónicos, etc.

1. La amplitud del armónico fundamental de la tensión de salida es m_a veces la mitad de la tensión de entrada. Si se supone que la frecuencia de la señal triangular es lo suficientemente mayor que la frecuencia de la senoidal (m_f elevado), se puede considerar sin error apreciable que la tensión de salida modulada es constante en cada ciclo, siendo su valor en estado alto $V_e/2$ y cuando está en estado bajo $-V_e/2$; en estas condiciones, se puede establecer el valor medio de la tensión de salida:

$$V_s = V_e/2 (T_{on}/T - T_{off}/T) = V_e/2((T_{on}-T_{off})/T) \quad (4.3)$$

Así se demuestra, para un ciclo, que:

$$(T_{on}-T_{off})/T = V_{sen}/V_{tri} = m_a \quad (4.4)$$

Por lo tanto, si se asume que la amplitud de la onda portadora es constante e inferior a la amplitud de la onda referencia (es decir $m_a < 1$), el único término variable de un ciclo a otro es la amplitud de la onda moduladora, la cual sigue una ley senoidal, con lo que se puede

reescribir la fórmula inicial de manera que el valor del primer armónico de la tensión de salida toma como valor, ecuación (4.5)

$$V_{an1} = (V_{sen}/V_{tri})\text{sen}(wt) V_e/2 \text{ --- } m_a\text{sen}(wt)V_e/2 \quad (4.5)$$

Siendo w la pulsación de la onda senoidal de referencia, con lo cual se puede decir que la amplitud del primer armónico de salida es m_a veces la mitad de la amplitud de la tensión de entrada.

2. Los armónicos de la tensión de salida aparecen como bandas laterales de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos; este aspecto es válido para valores de $m_r > 9$, lo cual se puede tomar como cierto siempre, salvo en casos excepcionales de muy elevada potencia. Para el caso general, puede decirse que la amplitud de los distintos armónicos es prácticamente independiente del parámetro m_r , y éste sólo define la frecuencia a la que aparecen, de manera que puede expresarse la frecuencia de los distintos armónicos por la ecuación (4.6):

$$f_s = (jmf \pm k)f \quad (4.6)$$

Siendo f_s la frecuencia del armónico de orden s correspondiente a la banda lateral k para j veces el índice de modulación.

Para valores impares de j , sólo existen armónicos para valores pares del parámetro k ; para valores pares de j , sólo existen armónicos para valores impares de k .

En la tabla N° 01 se recogen las amplitudes normalizadas de los distintos armónicos $(V_s)_h / (V_e/2)$, en función del índice de modulación m_f . Sólo están representados aquellos que tienen un valor significativo hasta $j=4$.

3. El parámetro m_f , debe de ser un entero impar: de esta manera, se obtiene una simetría impar además de una simetría de media onda; por tanto, en la tensión de salida sólo existirán armónicos de orden impar y desaparecen los armónicos de orden par. En el desarrollo en serie de Fourier, sólo existirán los términos en seno [2,3].

Recomendaciones para los valores de m_a y m_f

Para seleccionar el valor de los parámetros normalizados m_a , f_m , tomando en cuenta los criterios expuestos anteriormente y atendiendo a la etapa de filtrado que es necesario añadir, interesa trabajar con valores de f_m lo más altos posible, de esta manera los armónicos aparecen a frecuencias elevadas, lo cual facilita el filtrado de las mismas; sin embargo, no se debe dejar de lado que las pérdidas en la conmutación aumentan al elevar la frecuencia; si se tiene en cuenta que es necesario funcionar fuera del rango audible, la frecuencia se elige o bien por encima de 20 Khz o por debajo de 6 Khz (para casos de muy elevada potencia), con el objeto de evitar las frecuencias en dicho margen. Como se puede observar, existe un compromiso en la elección de este parámetro; la mayoría de los autores fijan el valor de 21 como frontera, para que el valor de este parámetro pueda considerarse elevado o bajo.

Se pueden suministrar recomendaciones según el valor de este parámetro (asumiendo $m_a < 1$), tomando el criterio anterior.

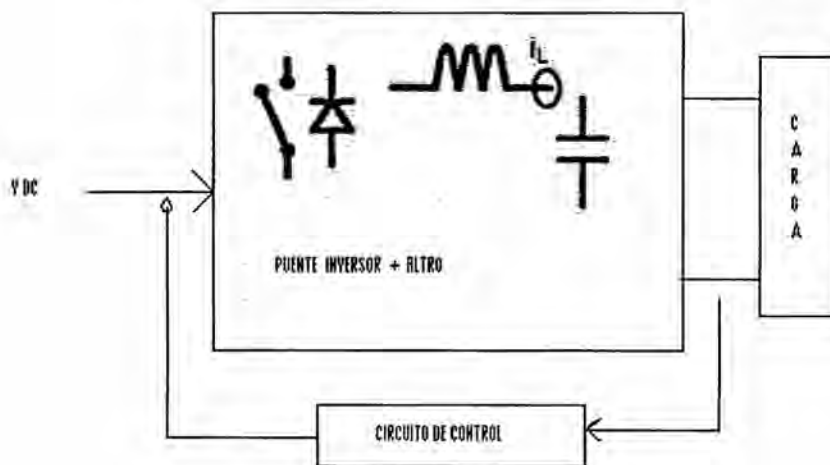
METODOLOGIA DE CONTROL

El control de una planta o proceso, consiste en medir la magnitud que se quiere controlar y actuar sobre los parámetros modificables para conseguir que la magnitud a controlar se ajuste al valor deseado.

Puede considerarse al inversor una planta, con una señal de entrada que será el ciclo de trabajo D (*duty cycle*), de los interruptores y una salida de tensión V_o , como se muestra en la Figura N° 4.2

Para el control de la tensión de salida, según las variables que se controlan se puede tener un lazo simple de control de tensión (ver Figura N° 4.3), o un doble lazo (con lazo interno de control de corriente y lazo externo de control de tensión). (ver Figura N° 4.4)

FIGURA N° 4.2: ESQUEMA GENERAL DE CONTROL.



Referencia: Autoría Propia

Control de tensión.

La figura N° 4.3 representa el control en modo tensión de un inversor. Se mide la tensión de salida V_s aplicada a la carga y se compara con la referencia. El error de esta comparación, se aplica a un regulador que será diseñado según las especificaciones que se deseen en la tensión de salida. El control final de cada uno de los interruptores se realizará mediante la modulación de la señal que genera el regulador. El divisor de tensión a la salida del inversor representa cualquier dispositivo de medida y adaptación de niveles de tensión, el más sencillo es un divisor resistivo, sin embargo, se emplean transductores que proporcionen aislamiento galvánico.

FIGURA N° 4.3 CONTROL EN MODO TENSIÓN



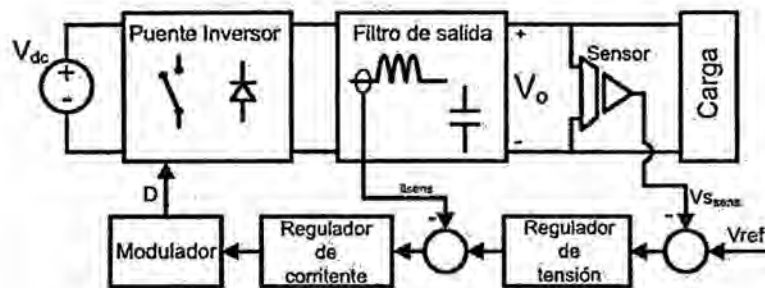
Referencia: Autoría Propia

Control de doble lazo

La Figura N° 4.4 representa un control de doble lazo. Un lazo interno de corriente (controla la corriente que circula por la bobina) y de un lazo externo de tensión. La referencia de corriente se genera con el lazo externo de tensión. Para garantizar la estabilidad del sistema, se debe tener en cuenta que el regulador interno de corriente debe ser más rápido

que el externo de tensión.

FIGURA N° 4.4: CONTROL DE DOBLE LAZO. LAZO INTERNO DE CORRIENTE Y LAZO EXTERNO DE TENSIÓN.



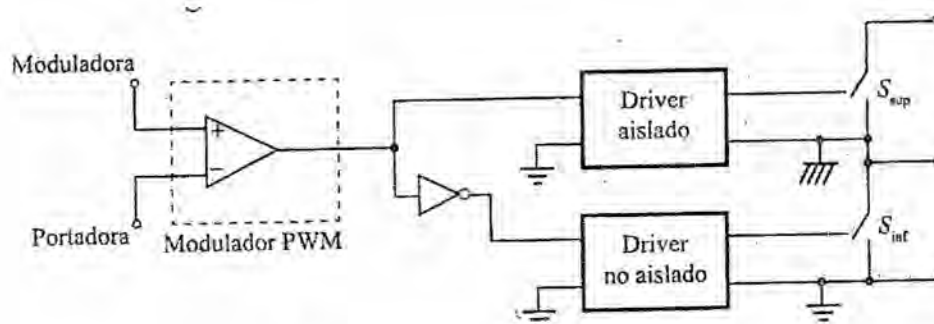
Referencia: Autoría Propia

La ventaja de este control es que a la vez que se controla la tensión de salida, también se mide y controla la corriente, obteniéndose así una protección contra cortocircuitos. Es más modular, flexible y tolerante ante la variación de parámetros de la planta.

Generación del Control por Modulación por Ancho de Pulso (PWM) para Inversores

a. El control por modulación por ancho de pulso (PWM), aplicado a los inversores se puede realizar mediante un modulador por coincidencia, que genere las señales correctas para el control complementario de los dos interruptores (típicamente transistores) de una rama inversora, de acuerdo al esquema de principio mostrado en la Figura N° 4.5

FIGURA N° 4.5 ESQUEMA DE PRINCIPIO DEL CONTROL PWM DE UNA RAMA ONDULADORA.



Referencia: Autoría Propia

El funcionamiento del control PWM mostrado en la Figura N° 4.5 es:

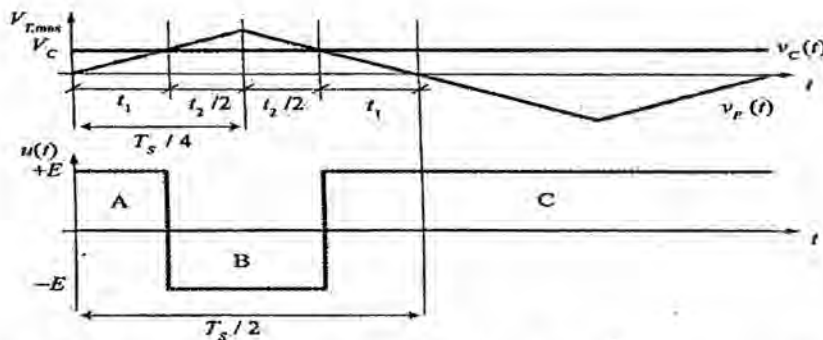
- El cierre del transistor de S_{sup} y la apertura del transistor de S_{inf} , si la tensión de la moduladora es más positiva que la tensión de la portadora.
- La apertura del transistor de S_{sup} y el cierre del transistor de S_{inf} si la tensión de la moduladora es más negativa que la tensión de la portadora.

Lo que se trató de conseguir en el inversor del presente trabajo, fue obtener una salida de espectro, próximo al sinusoidal, la señal de control o moduladora sinusoidal, $v_M(t)$, es una tensión sinusoidal de amplitud $V_{M,max}$ y frecuencia f_M , típicamente la frecuencia de red. La señal portadora es una tensión triangular, $v_p(t)$, de valor de pico $V_{p,max}$ y frecuencia f_p . Esta frecuencia, debido al comparador del modulador por coincidencia, fija la frecuencia de conmutación, dado que $f_s = 1/T_s = f_p$.

De acuerdo con el esquema de control de la Figura N°4.5, se controla una rama inversora de un inversor en medio puente que aplica a la carga una

tensión de valor máximo E, y que a lo largo de un período, T_s de portadora la tensión moduladora de control, es esencialmente constante y de un valor igual a V_c . La Figura N°4.6, muestra estas señales y la tensión de salida del inversor, $\mu(t)$, a lo largo del período de conmutación considerado.

FIGURA N°4.6 SEÑALES PWM (SUPERIOR) Y TENSIÓN DE SALIDA (INFERIOR) DE LA RAMA INVERSORA.



Fuente: Electrónica de Potencia, Principios Fundamentos y Estructuras Básicas. E. Ballester-R. Pique Edit. Alfaomega Mexico 2012

El valor promediado de la tensión de salida vendrá dado por:

$$\langle u(T_s) \rangle = \frac{(\text{Área A}) - (\text{Área B}) + (\text{Área C})}{T_s} = \frac{E}{T_s} [t_1 - t_2 + (t_1 + T_s/2)] \quad (4.7)$$

La semejanza de triángulos existentes, entre las señales moduladora y portadora se obtiene:

$$\frac{V_M}{t_1} \equiv \frac{V_{p,\max}}{T_s/4} \Rightarrow t_1 = \frac{T_s V_M}{4V_{p,\max}} \quad (4.8)$$

Y como:

$$t_2 = \frac{T_s}{2} - 2t_1 \quad (4.9)$$

De la sustitución de (4.8) y (4.9) en (4.7) obtenemos el siguiente resultado fundamental.

$$\langle u(T_s) \rangle = \frac{V_M}{V_{P,\max}} E \quad (4.10)$$

Este resultado es independiente de la estructura inversora considerada, dado que la tensión de salida $u(t)$ mostrada en la Figura N°4.6, puede ser originada por una única rama en un inversor en medio puente, o por dos ramas de una estructura en puente complemento.

Si la tensión moduladora es sinusoidal, $v_M(t) = V_{M,\max} \sin(2\pi f_M t)$, la aplicación de (4.10) a un período $T_M = 1/f_M$ de la onda moduladora resulta ser:

$$\langle u(t) \rangle_{T_M} = \frac{v_M(t)}{V_{P,\max}} E = \frac{V_{M,\max}}{V_{P,\max}} E \sin(2\pi f_M t) \quad (4.11)$$

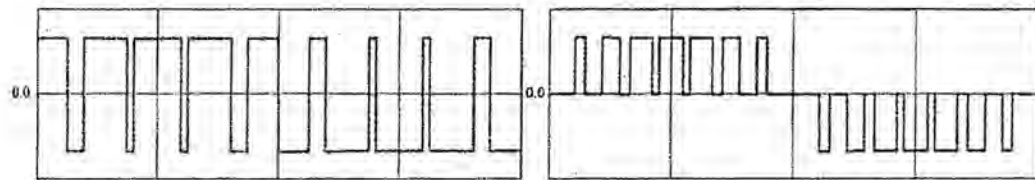
Expresión que indica que, en promedio, y a lo largo de T_M , el valor de pico de los componentes armónicos de $u(t)$ es proporcional a $\frac{V_{M,\max}}{V_{P,\max}}$, este cociente, que se denomina índice de modulación de amplitud, fija, directamente, el valor de pico del armónico fundamental de la tensión de salida.

b. Metodología de conmutación mediante modulación de ancho de pulsos
La ecuación (4.10) es aplicable tanto a estructuras en medio puente, como a estructuras en puente completo. Tenemos dos posibilidades de conmutación de los inversores monofásicos en función que:

- En cada semiperíodo se aplique a la carga una magnitud bipolar de niveles $+E$ y $-E$, hecho factible tanto en los inversores en medio puente como en los inversores en puente completo. En este caso se dice que el sistema funciona con una estrategia de conmutación bipolar.
- En cada semiperíodo se aplique a la carga una magnitud bipolar de niveles, 0 y $+E$ o 0 y $-E$, factible únicamente en los inversores en puente completo. En este caso, se dice que el sistema funciona con una estrategia de conmutación unipolar.

La Figura N°4.7, presenta las tensiones de salida bajo conmutación bipolar y bajo conmutación unipolar.

FIGURA N°4.7 MAGNITUDES DE SALIDA BIPOLAR (IZQUIERDA) Y UNIPOLAR (DERECHA)



Referencia: Autoría Propia

c. Modulación sinusoidal sincrónica

Existen muchas posibilidades de realizar un control PWM sinusoidal triangular de una rama inversora. En el proceso se utilizaron, dos señales de control: la moduladora sinusoidal, $v_M(t)$, necesaria para que la salida del inversor consiga una aproximación a la ley de control, de amplitud $V_{M,max}$ y frecuencia f_M , y la portadora triangular, $v_p(t)$, necesaria para que la salida del inversor, consiga una aproximación a la ley de control, de amplitud $V_{p,max}$ y frecuencia f_p .

El análisis de Fourier de la magnitud resultante demostró, que el contenido armónico depende, esencialmente, de dos factores:

- La relación entre las amplitudes de la moduladora y de la portadora. Se denomina índice de modulación de amplitud:

$$m_a = \frac{V_{M,max}}{V_{p,max}} \quad (4.12)$$

Si $m_a \leq 1$ se dice que el sistema está modulado o que funciona en régimen de modulación lineal. Si $m_a \geq 1$ se dice que el sistema está sobremodulado.

- La relación entre las frecuencias de la moduladora y de la portadora. Se denomina índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{f_p}{f_M} \quad (4.13)$$

Si $m_f < 21$ se dice que el sistema está poco modulado,

si $m_f > 21$ se dice que el sistema está muy modulado.

Se observa que el contenido armónico varía en función que m_f sea entero o no lo sea, siendo dicho contenido armónico menor si m_f es entero,

Inversores Monofásicos con Conmutación SPWM bipolar

Esta estrategia de conmutación en la que se obtiene dos niveles en la tensión de salida del inversor, es aplicable tanto a las estructuras en medio puente como a las estructuras en puente completo, con la única diferencia que, asumiendo idéntica tensión E de batería, en la entrada del inversor, la amplitud de la salida en el primer caso, $E/2$, es la mitad que el segundo, E .

El inversor de tensión en medio puente, esquematizado en la Figura N° 2.4 (ver página N°34), y controlado mediante una modulación por ancho de pulso senoidal (SSPWM) caracterizada por m_a y m_f .

a) Modulación Lineal

En esta estructura, y de acuerdo con (4.10), para una tensión $E/2$ impuesta por la estructura, y suponiendo que $m_a \leq 1$ Figura N° 4.6 (ver página 74), se halló que:

$$u(t) = u_{AO} \Rightarrow \bar{u}(t) = \langle u(t) \rangle_{T_M} = m_a \frac{E}{2} \sin(\omega_M t), \omega_M = 2\pi f_M \quad (4.14)$$

La expresión de la tensión referenciada al punto N:

$$u_{AN}(t) = u_{ON}(t) + u_{AO}(t) \Rightarrow \bar{u}_{AN}(t) = \frac{E}{2} + \bar{u}(t) = \frac{E}{2} (m_a \sin(\omega_M t) + 1) \quad (4.15)$$

Como (4.14) es una expresión promediada, vemos que el valor de pico del primer armónico, de la tensión de salida, coincide con el valor de pico de este promedio (particularmente cierto, en la práctica, para $m_f > 6$), es decir:

$$U_{1,\max} = U_1 = m_a \frac{E}{2}, m_a \leq 1 \quad (4.16)$$

En la conmutación bipolar, el contenido armónico es óptimo bajo dos condiciones:

- m_f es entero impar. En estas condiciones la magnitud de salida presenta simetría impar, presentando únicamente armónicos impares en múltiplos de la frecuencia de portadora. En caso de m_f par, se perdería esa condición de simetría y aparecerían armónicos pares e impares.
- La modulación sinusoidal es sincrónica de pendientes opuestas, en los pasos por cero de la moduladora con esta creciente (decreciente), la portadora pasa por cero decreciendo (creciendo). Si las pendientes no son opuestas, aumenta en contenido armónico cerca de la componente fundamental. Es importante para valores de $m_f \leq 9$, perdiendo importancia conforme este índice crece. En estas condiciones, y respetando un índice de modulación en frecuencia impar, se consigue una simetría perfecta, dado que cuando la moduladora presenta un máximo (mínimo) la portadora presenta un mínimo (máximo) consiguiendo una mejor respuesta armónica.

En la Figura N° 2.14, (ver página N° 56) se muestra las formas de onda típicas en estas condiciones: moduladora, portadora, tensión de salida y armónico fundamental de la tensión de salida, se muestra también el espectro de magnitud genérico de la conmutación bipolar bajo modulación lineal, mientras que la Tabla N° 02 (ver página N° 54), se muestra el detalle de su contenido armónico normalizado indicando la amplitud relativa de cada componente espectral en relación a la del fundamental. Nótese Figura N° 2.16 (ver página N°55) que en estas condiciones, el espectro de la tensión bipolar de salida se caracteriza, en el caso de m_f impar y modulación sincrónica de pendientes opuestas por:

- La aparición de una componente fundamental a la frecuencia f_M y paquetes de armónicos centrados a las frecuencias $f_p, 2f_p, 3f_p, \dots, kf_p$
- Como la señal portadora es triangular, únicamente presenta armónicos impares, lo que implica que únicamente aparecen armónicos de portadora de orden impar, estando el primer componente de portadora a la frecuencia f_p .
- Las bandas laterales de los paquetes de armónicos están distanciadas $2f_M$ en relación a los componentes de portadora y sus múltiplos, de acuerdo a la Tabla N°02 (ver página N°56).

Así, es conveniente utilizar un índice m_f tan alto como sea posible, dependiendo de los semiconductores utilizados. Aunque ello no comprometa una reducción apreciable de la DAT_v de tensión, que es elevada, sí que se notan los efectos en el rizado de la corriente de salida, dado que este parámetro es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación, lo que compromete una disminución apreciable de la DAT_i en la corriente de carga.

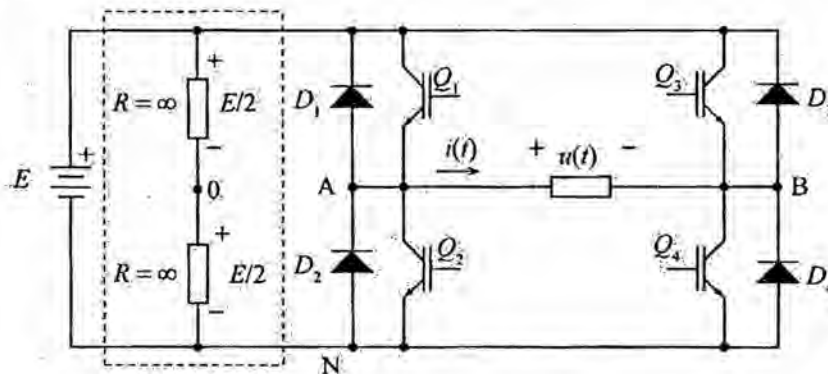
Inversores Monofásicos con Conmutación SPWM unipolar

Como se ha visto anteriormente, el inversor en puente completo admite una tensión de salida unipolar, que a lo largo de un periodo de la onda moduladora presenta los niveles $+E$, 0 y $-E$, no permitido en el caso del inversor en medio puente. Veamos cómo se obtienen tensiones unipolares en esta estructura.

a) Modulación Lineal

Considérese el inversor monofásico alimentado en la tensión con estructura en puente completo indicado en la Figura N° 4.8, en la que se agregó una red resistiva ficticia (recuadro de traza discontinua) con la finalidad de realizar un análisis similar al desarrollado en el inversor monofásico con conmutación SPWM Bipolar (pág. 77) y para hacer notar la similitud entre la estructura en puente completo y la de medio puente.

FIGURA N°4.8 INVERSOR EN PUENTE COMPLETO MODULADO SPWM



Referencia: Autoría Propia

En esta estructura se utilizan dos ramas inversoras de tensión que, supondremos, están controladas de idéntica forma que la rama inversora del medio puente, de acuerdo con el análisis realizado anteriormente, (inversores monofásicos con conmutación SPWM bipolar), la expresión (4.14). Por ello se controlan de la siguiente forma:

- Rama I ($Q_1 - D_1$ y $Q_2 - D_2$). Control complementario de los transistores, a partir de una portadora triangular, $v_p(t)$ de frecuencia f_p y amplitud $V_{p,\max}$, y una moduladora sinusoidal definida por $v_M(t) = v_{M,\max} \sin(\omega_M t)$
- Rama II ($Q_3 - D_3$ y $Q_4 - D_4$). Control complementario de los transistores, a partir de una portadora triangular, $v_p(t)$ de frecuencia f_p y amplitud $V_{p,\max}$, y una moduladora sinusoidal definida por $v_M(t) = v_{M,\max} \sin(\omega_M t - \varphi)$

Cada rama inversora se controla con una señal moduladora de idénticas amplitud y frecuencia, con la finalidad de obtener magnitudes de alterna en la carga, lo que significa que ambos controles tienen idénticos índices m_a y m_f .

De esta manera, en relación al punto ficticio 0 del esquema de la Figura N° 4.8 cada rama inversora presenta un comportamiento idéntico al caso del inversor de medio puente, de acuerdo con (4.14), para el valor promedio de la tensión, en la carga, asumiendo $m_a \leq 1$, se tiene:

$$\bar{u}(t) = \bar{u}_{AN} - \bar{u}_{BN}(t) = \frac{E}{2}(m_a \sin(\omega_M t) + 1) - \frac{E}{2}(m_a \sin(\omega_M t - \varphi) + 1) \quad (4.17)$$

Desarrollando:

$$\begin{aligned} \bar{u}(t) &= m_a \frac{E}{2} (\sin(\omega_M t) - \sin(\omega_M t - \varphi)) = m_a \frac{E}{2} \left(2 \cos \frac{2\omega_M t - \varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2} \right) \\ &= m_a E \sin \frac{\varphi}{2} \left(\sin \left(\frac{2\omega_M t - \varphi - \varphi}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

De donde resulta finalmente que:

$$\bar{u}(t) = \langle u(t) \rangle_{T_M} = m_a E \sin \frac{\varphi}{2} \left[\sin \left(\omega_M t - \frac{\varphi}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (4.19)$$

Expresión que indica que el primer armónico de la tensión de salida presenta un valor de pico dado por:

$$U_{1,\max} = U_1 = m_a E \sin \frac{\varphi}{2} \quad (4.20)$$

En caso de dos moduladoras complementarias, es decir con $\varphi = \pi$ rad (180°), (4.19) presenta un máximo dado por $U_1 = m_a E$. Esta es la opción generalmente utilizada.

Bajo la conmutación unipolar, el contenido armónico es óptimo bajo dos condiciones:

- m_r es entero par.
- La modulación sinusoidal es sincrónica. Si las moduladoras están desfasadas 180° (opción elegida habitualmente), se garantiza que ambas sean sincrónicas y una de ellas de pendientes opuestas con la portadora.

La Figura N° 2.17.1 (ver página 58) muestra las formas de onda típicas en estas condiciones: moduladoras, portadora, tensión de salida y armónico fundamental de la tensión de salida. El caso mostrado corresponde a moduladoras en oposición de fase, que es el típicamente utilizado ya que simplifica la electrónica de control.

La Figura N° 2.18 (ver página 59), muestra el espectro genérico de la tensión de salida unipolar en las condiciones descritas anteriormente.

En estas condiciones el espectro de la tensión unipolar de salida se caracteriza, en el caso de m_r par y modulación sincrónica, por:

- La de una componente fundamental a la frecuencia f_M y amplitud $U_1 = m_a E$, y paquetes de armónicos a las frecuencias $2f_p, 4f_p, \dots, 2kf_p$.
- No existen componentes triangulares de portadora, al estar las dos moduladoras en oposición de fase, estando el primer componente de portadora a la frecuencia $2f_p$.

- Las bandas laterales de los paquetes de armónicos están distanciadas $2f_M$ en relación a los componentes de portadora, múltiplos de $2f_p$. El contenido armónico de la onda modulada unipolar se corresponde con el indicado en la tabla 1, sin más que omitiendo los valores múltiplos impares de m_r y teniendo en cuenta que, en este caso, están normalizados a E (Figura N°4.8) y no a $E/2$.

Como las componentes armónicas están más distanciadas de la componente fundamental, y no existen picos de triangular en las frecuencias $2kf_p$, la DAT es menor que en el caso de conmutación bipolar, presentando, además, un menor rizado y, por lo tanto, distorsión, en la forma de onda de corriente en la carga.

4.3. Población y muestra

Se presenta en pequeña, media y macro empresas, que utilicen o requieran equipos inversores monofásicos.

4.4. Técnicas e instrumentos de recolección de datos

Se utiliza la información de entidades competentes en el área de la investigación a nivel nacional e internacional.

4.5. Procedimientos de recolección de datos

No corresponde al presente trabajo.

4.6. Procesamiento estadístico y análisis de datos

No corresponde utilizar procesamiento y análisis de datos

CAPITULO V

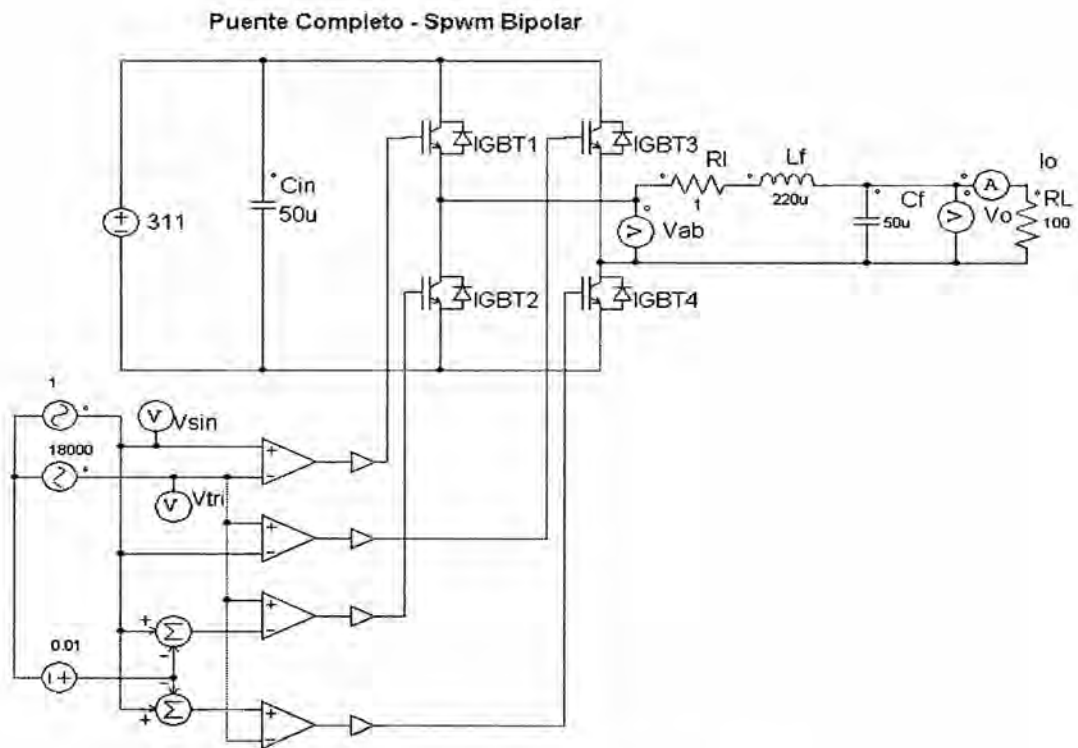
RESULTADOS

5.1. Resultados parciales

5.1.1. Resultado de la Simulación PWM bipolar

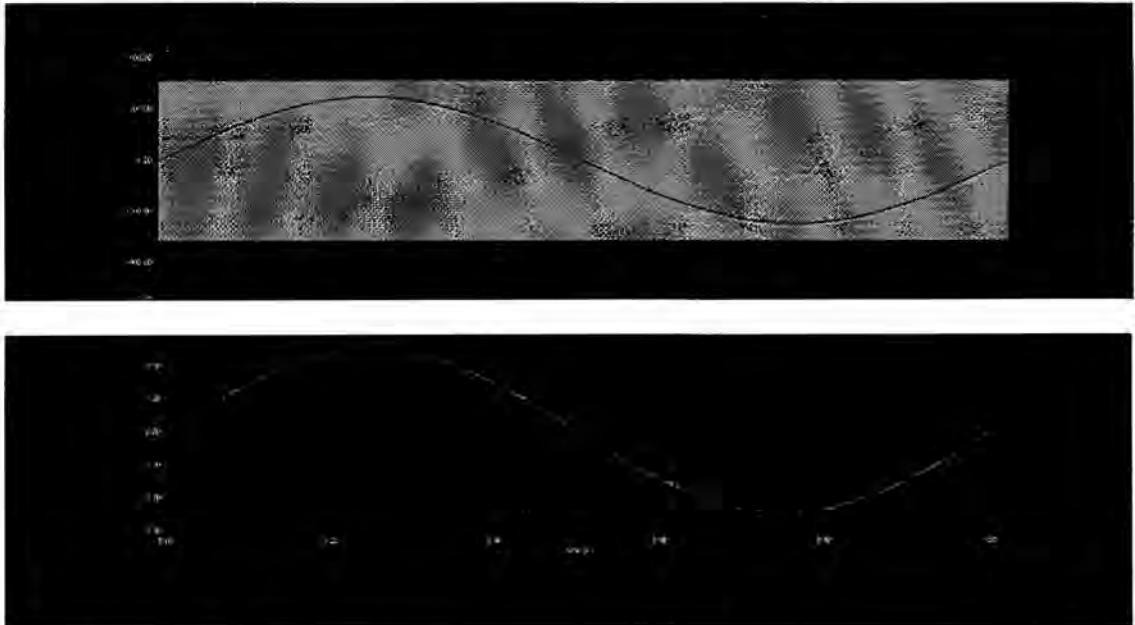
La simulación bipolar se realizó con el siguiente esquemático, únicamente son necesarias dos señales, una moduladora senoidal y una portadora triangular:

FIGURA N° 5.1: MODELO DE SIMULACIÓN PARA LA MODULACIÓN SPWM BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N° 5.2: RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

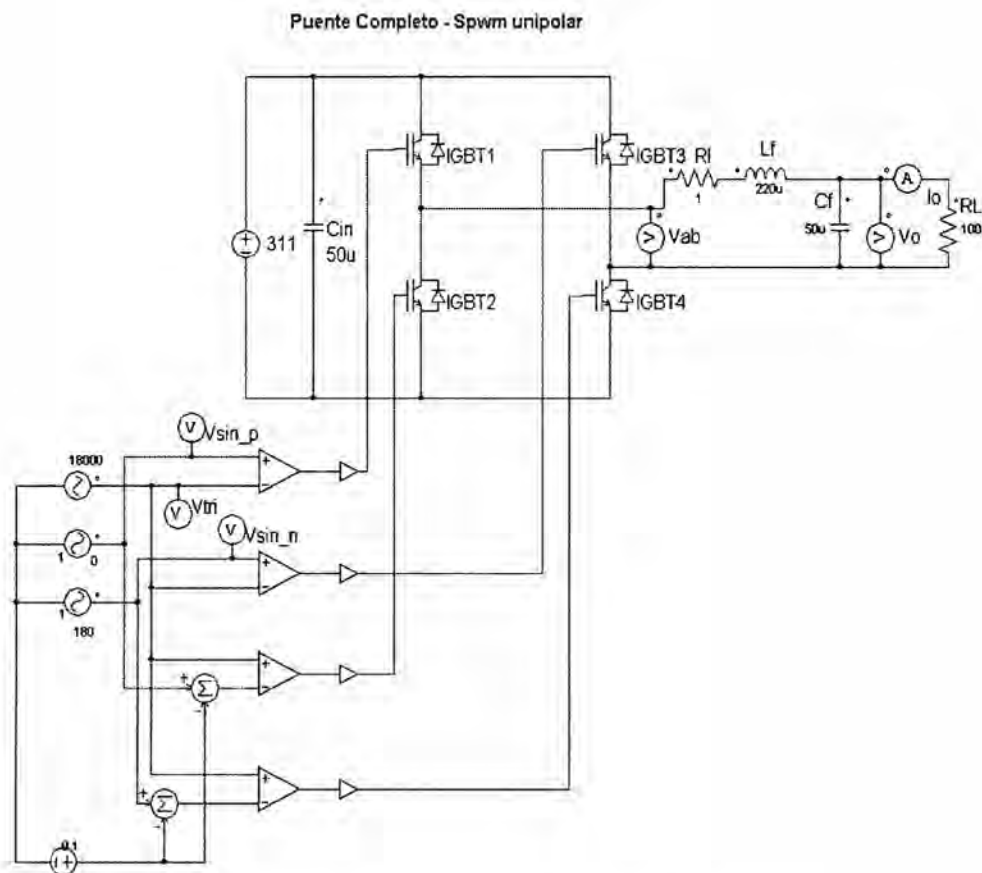
Como se muestra en la Figura N° 5.2, la salida del puente inversor con modulación SPWM bipolar presenta conmutaciones entre +VDC y -VDC, que pueden atenuar los componentes armónicos del filtrado posterior. Al pasar por el filtro LC, se atenúan todos los armónicos de alta frecuencia excepto la componente fundamental del primer armónico que pasa limpia e igualmente, la corriente presenta una forma senoidal pura y está en fase con la tensión del primer armónico bajo carga resistiva pura.

Se aplicó una tensión continua a la entrada de 311Vdc. Obteniéndose a la salida una tensión de aproximadamente de 310 Vac. Se debe de precisar, que están considerándose, ideales los interruptores para efectos de la simulación.

5.1.2. Resultado de la Simulación PWM unipolar

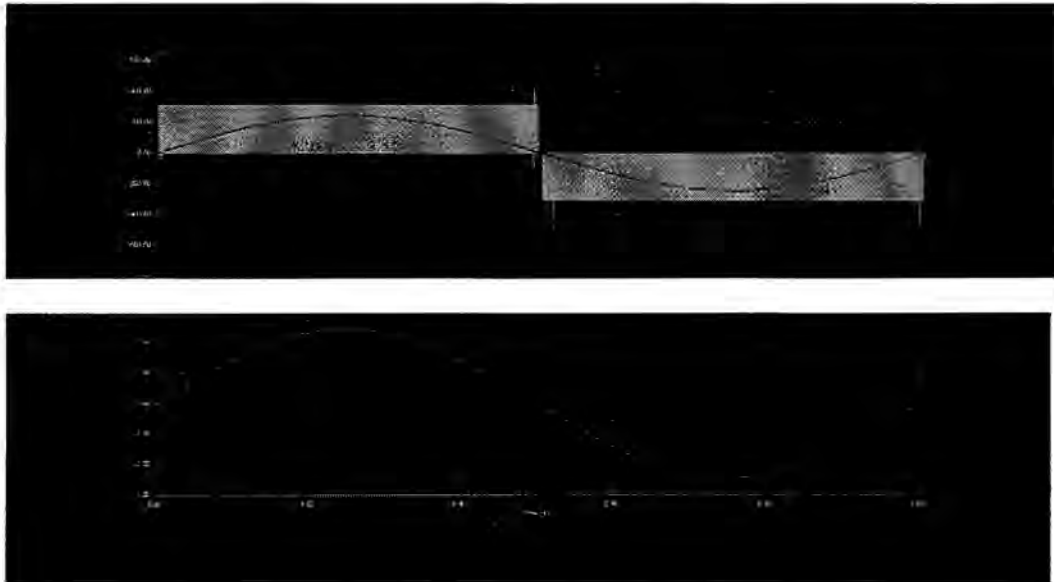
La simulación unipolar se realizó con el siguiente esquemático fueron necesarias tres señales; dos moduladoras senoidales, una desfasada 180° respecto a la otra, y una portadora triangular:

FIGURA N° 5.3: MODELO DE SIMULACIÓN PARA LA MODULACIÓN SPWM UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N° 5.4: RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

Como se muestra en la Figura N° 5.4, la salida del puente inversor con modulación SPWM unipolar, presenta conmutaciones entre +VDC y 0V, y entre -VDC y 0V, lo que supone una mejora, con respecto a la modulación bipolar. Como en el caso anterior, el filtro LC atenúa todos los armónicos de alta frecuencia excepto la componente fundamental del primer armónico. La corriente de salida del filtro presenta una forma senoidal pura y está en fase con la tensión del primer armónico, bajo carga resistiva pura.

Con el siguiente circuito materia de presente trabajo de investigación, se hizo la simulación con el software electrónico PSIM:

Al inversor en puente completo se le alimenta con una batería de valor $E = 300V$, y alimenta una carga R-L serie $R = 2 \text{ Ohms}$ y $L = 64mH$ que requiere una tensión $U_1 = 120 \text{ V}$ de pico a una Frecuencia $f_1 = 50Hz$. El sistema utilizó un esquema de modulación SPWM unipolar. Se usó una frecuencia de la señal portadora de 600 Hz .

Utilizando el Software PSIM se visualizó y determinó la amplitud y la frecuencia de los armónicos de mayor importancia.

Teóricamente los factores de amplitud y frecuencia son, respectivamente:

$$m_a = \frac{120}{300} = 0.4 , m_f = \frac{600}{50} = 12$$

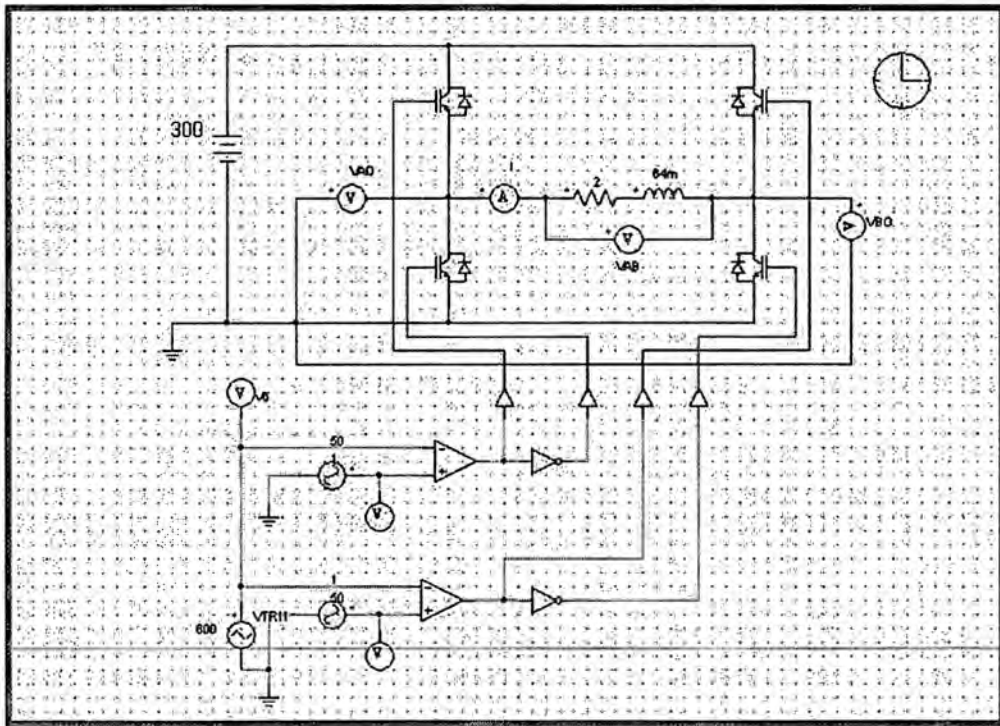
El primer armónico está centrado a la frecuencia $2f_p$, es decir, en los 1200 Hz . en este paquete los de mayor amplitud son los de frecuencia 1150 y 1250 .

La amplitud de estos armónicos, se calcularon teóricamente, siendo:

$$V_{2mf} = 0.326E = 0.326 \times 300 = 97.8 \text{ V}$$

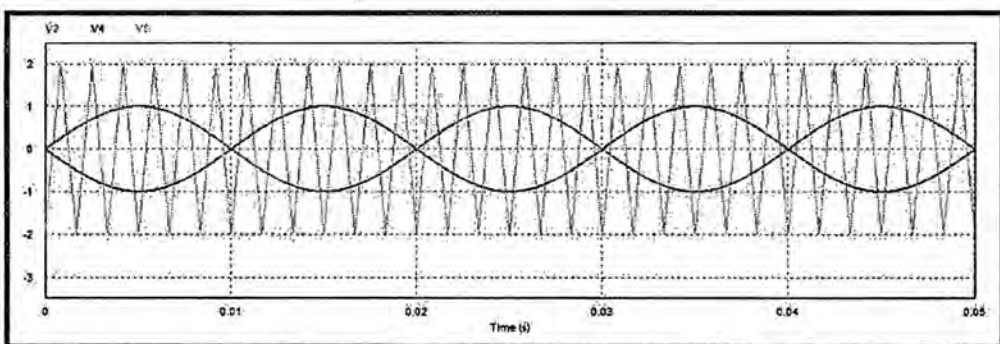
Esquema de simulación con PSIM:

FIGURA N°5.5: DIAGRAMA CIRCUITAL PARA LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR



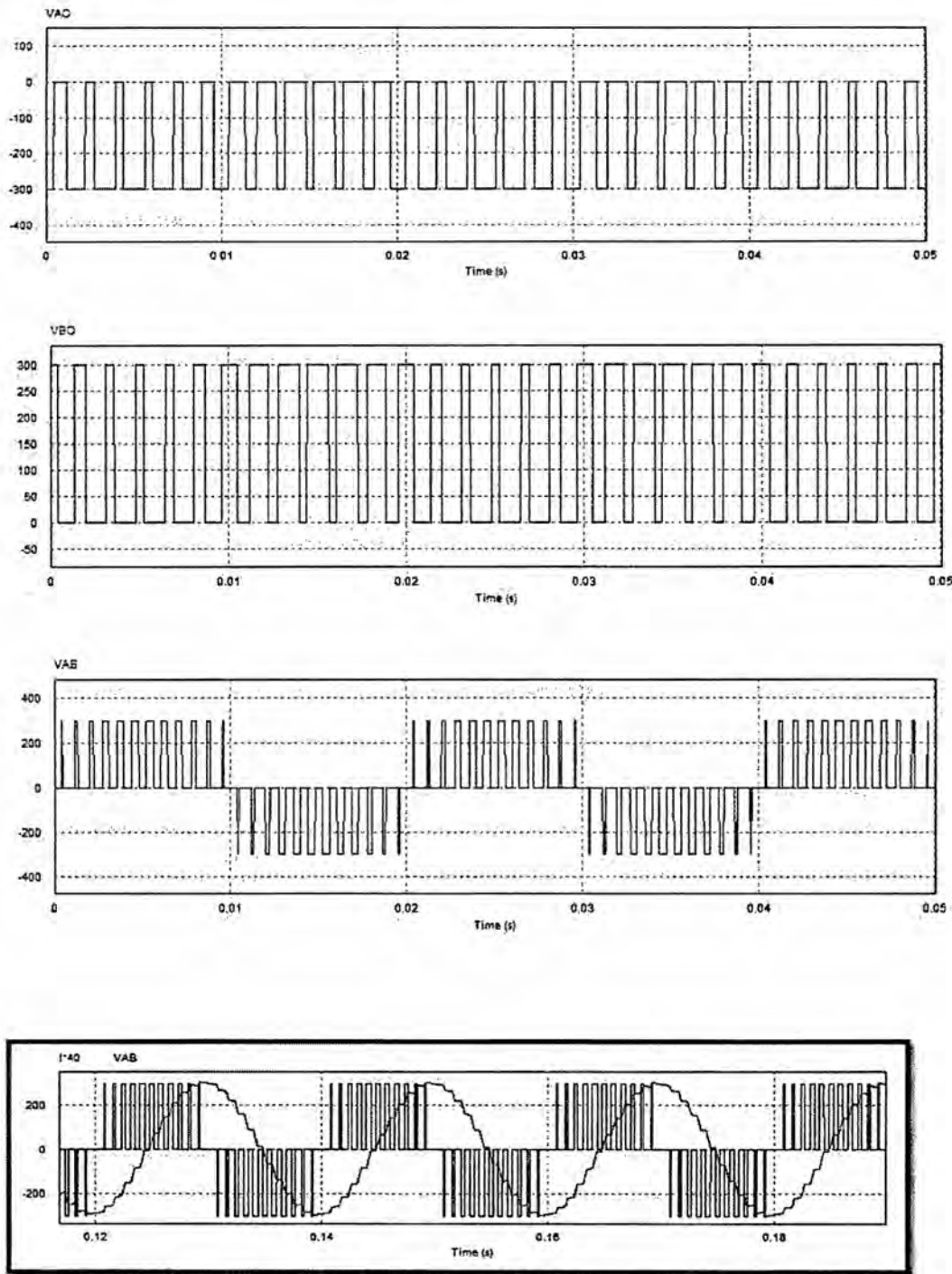
Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N°5.6: SEÑAL PORTADORA Y MODULADORAS



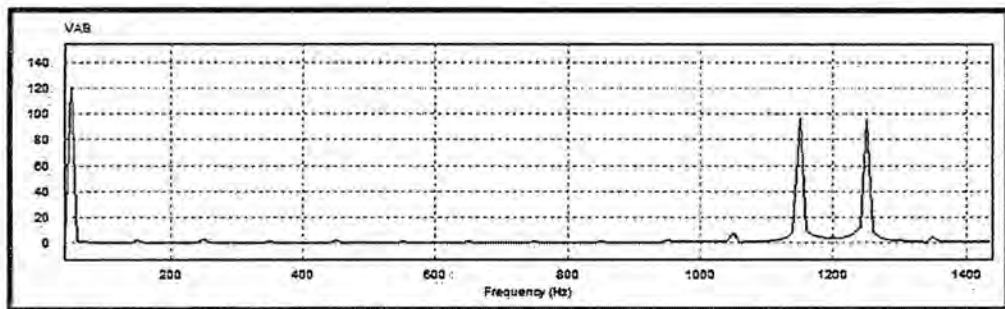
Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N° 5.7 FORMAS DE ONDA PWM UNIPOLAR, SEÑAL DE DISPARO Y VOLTAJE DE SALIDA



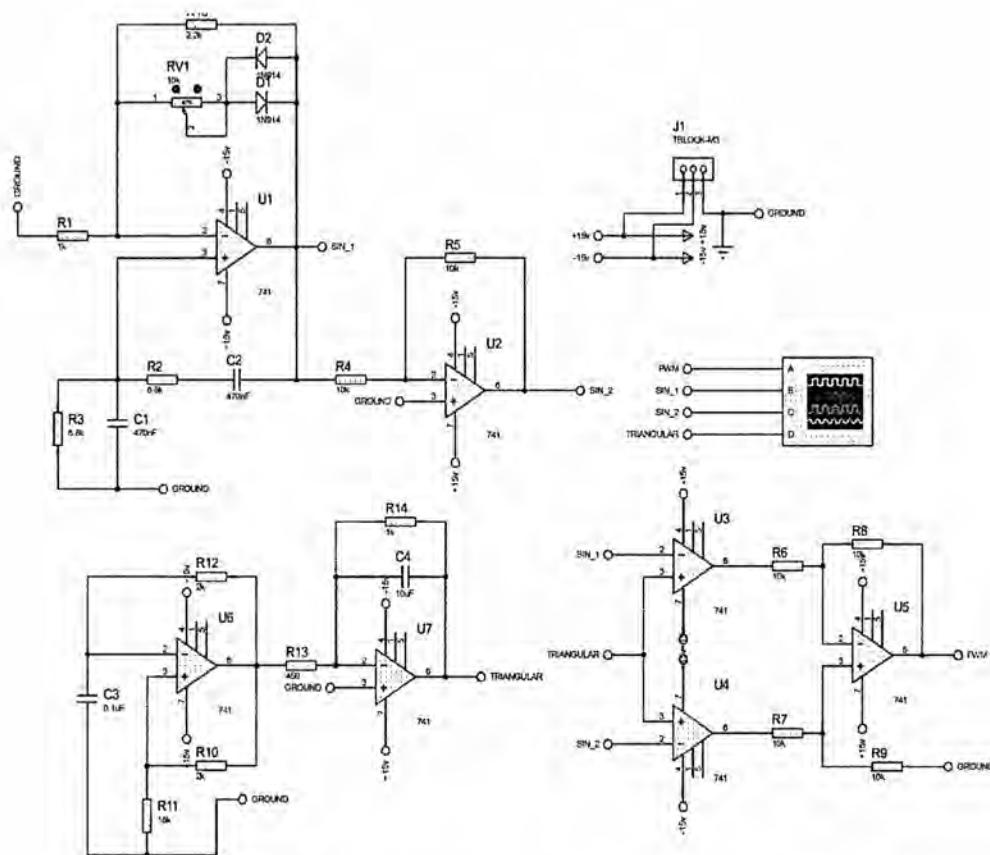
Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N° 5.8 ESPECTRO DE FRECUENCIA (FFT) DE LA TENSION DE SALIDA.

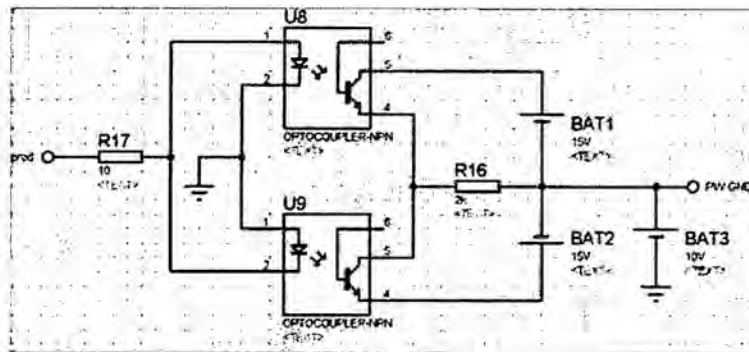


Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

FIGURA N°5.9: DIAGRAMA CIRCUITAL PARA LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR



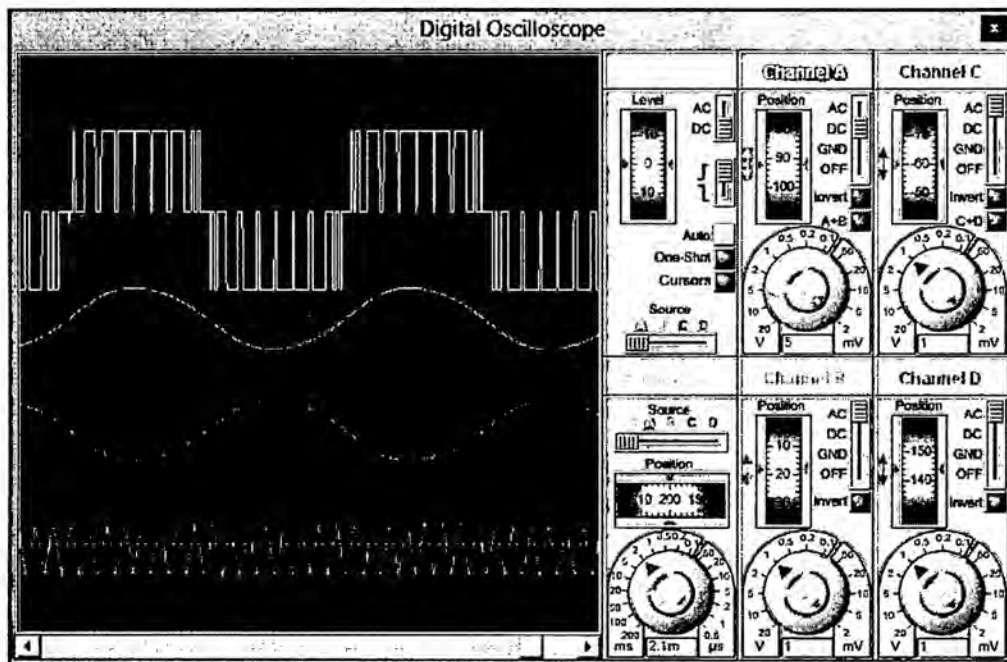
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

Donde se obtuvieron las siguientes formas de onda (ver Fig. N° 5.10)

FIGURA N°5.10: RESPUESTA DE LA SIMULACIÓN SPWM UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

Se puede observar la señal modulada por ancho de pulso senoidal unipolar, (SPWM unipolar), (traza color amarillo), así como la señal

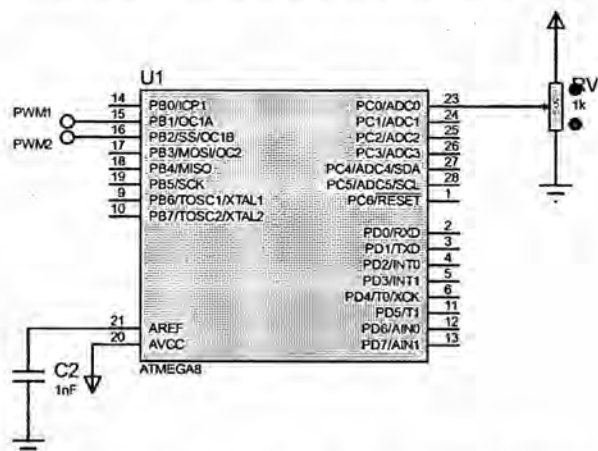
senoidal (modulante), (traza color azul), también la señal seno desfasada (traza color rosado) y la onda triangular (portadora).(traza de color verde). Se realizó la simulación en Proteus con un micro controlador ATMEGA8, se utilizó para generar modulación por ancho de pulso senoidal unipolar (SPWM unipolar), y modulación por ancho de pulso senoidal bipolar (SPWM Bipolar), en forma digital; asimismo se utilizó Matlab-Simulink para hallar y visualizar el voltaje y corriente de salida, sin filtro y con filtro respectivamente, en ambos casos se utilizó la misma señal de entrada.

HARDWARE: SIMULACIÓN E IMPLEMENTACION (DISEÑO DEL CIRCUITO)

A. CIRCUITO DE CONTROL Y AISLAMIENTO

El circuito de control se implementó con un micro controlador ATMEGA8. El programa se realizó para que la señal sinusoidal de salida sea de 50 Hz.

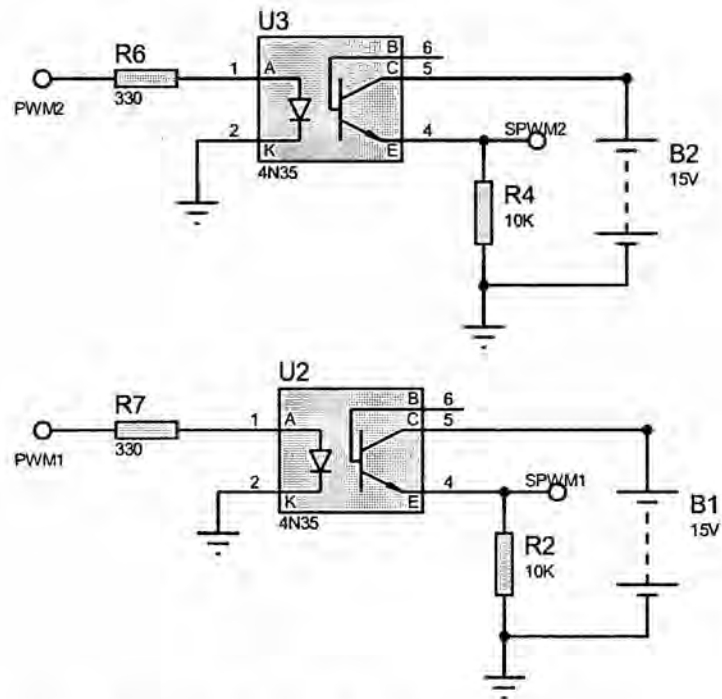
FIGURA N° 5.11 CIRCUITO DE CONTROL CON MICROCONTROLADOR ATMEGA8



Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

Se utilizaron dos optoacopladores 4N35, dos fuentes DC adicionales de 15V, con tierras separadas, para obtener dos señales de control independientes (SPWM1,SPWM2).

FIGURA N° 5.12 CIRCUITO DE AISLAMIENTO



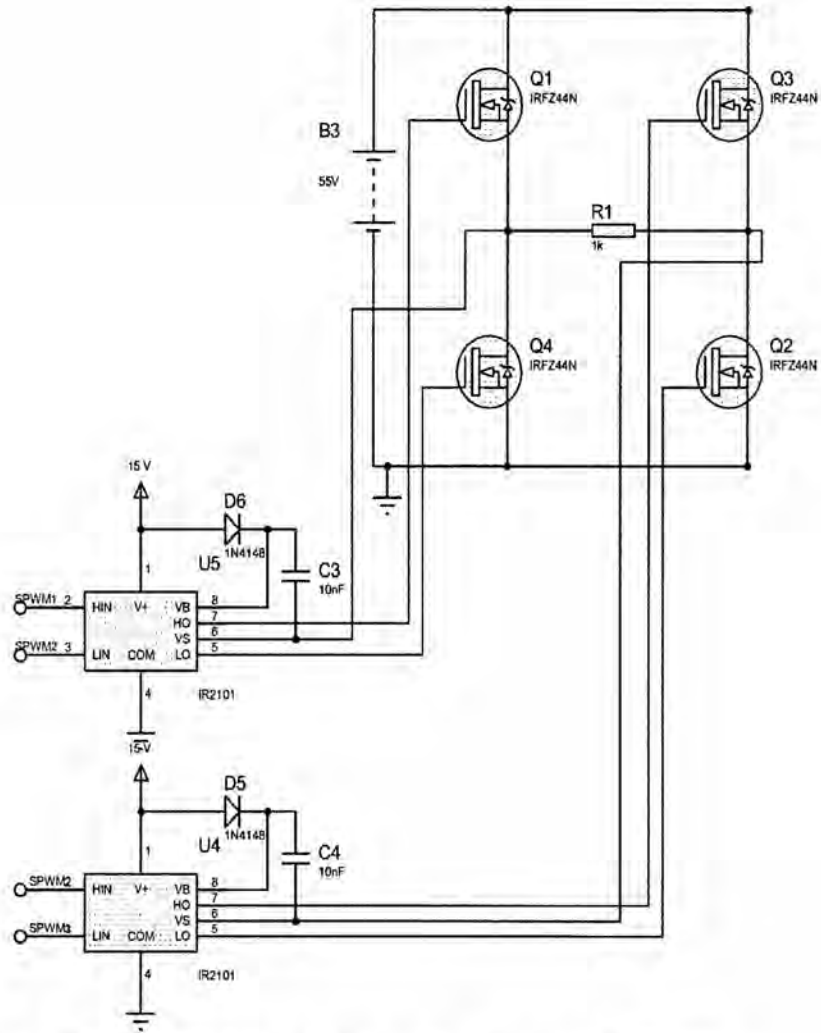
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

B. CIRCUITO DE POTENCIA

Se utilizan transistores MOSFET como dispositivos conmutadores de alta potencia, en este caso en un sistema de conversión DC/AC tipo puente completo.

Se ha acoplado dos driver IR2101, para el control de los transistores.

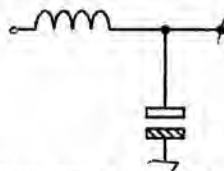
FIGURA N° 5.13 CIRCUITO DE POTENCIA



Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

C. FILTRO

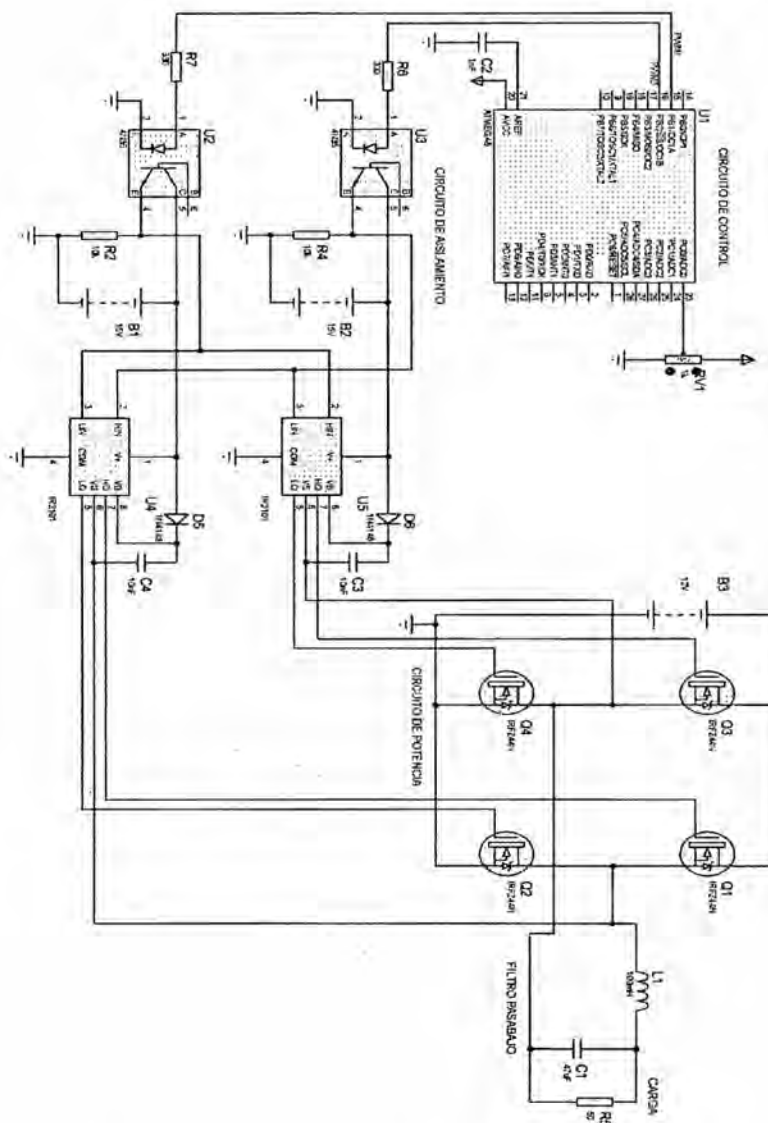
FIGURA N° 5.14 CIRCUITO FILTRO



Referencia: Autoría Propia

Se usó el filtro pasa bajos Figura N° 5.14, con frecuencia de corte a 50 Hz. Para que elimine las componentes armónicas que se presentan en las bandas laterales a la frecuencia de la onda portadora.

FIGURA N° 5.15 DIAGRAMA CIRCUITAL INVERSOR SPW CON MICROCONTROLADOR ATMEGA8.

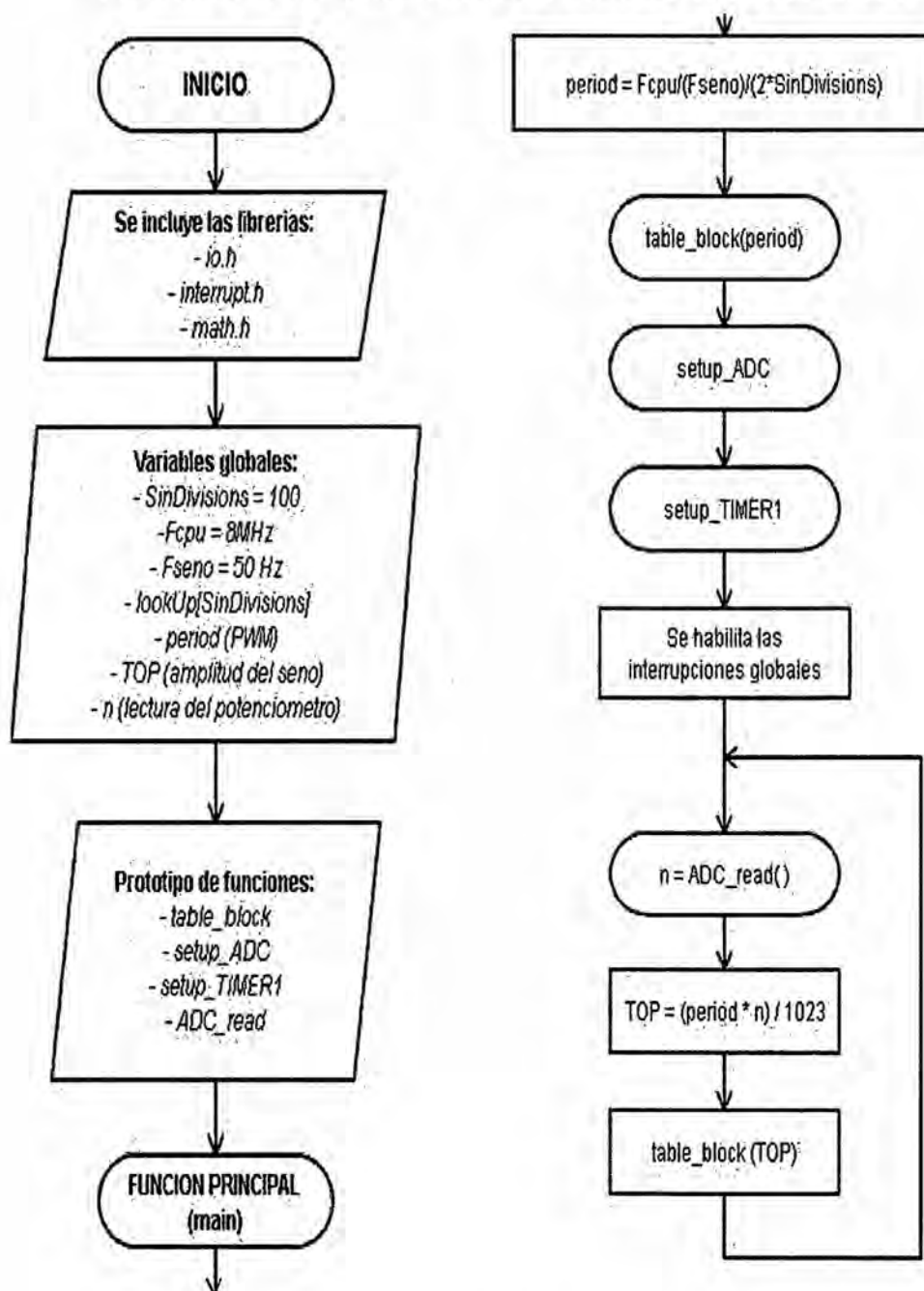


Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

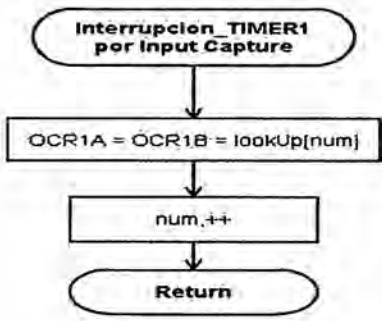
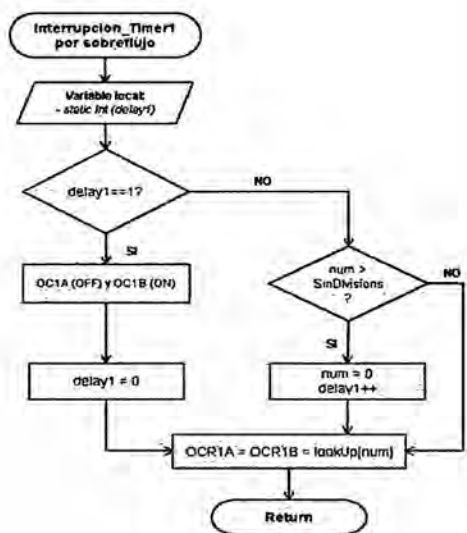
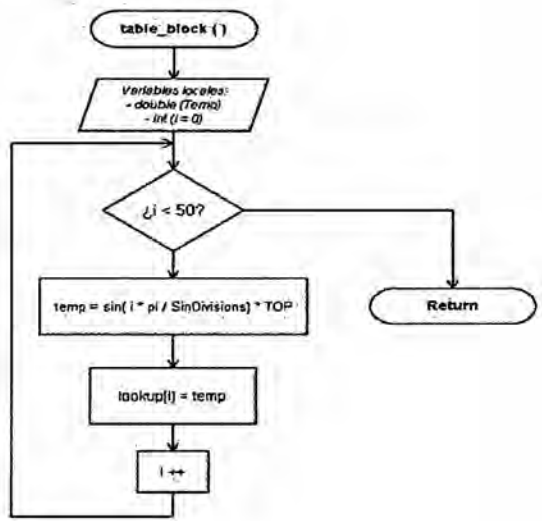
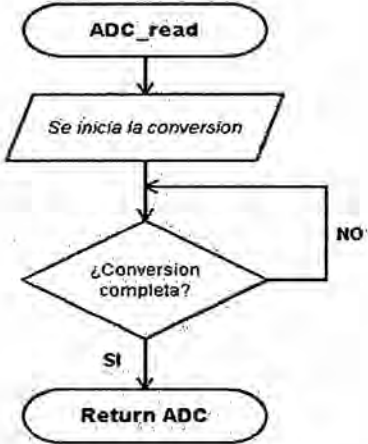
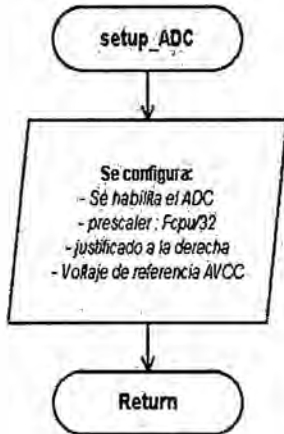
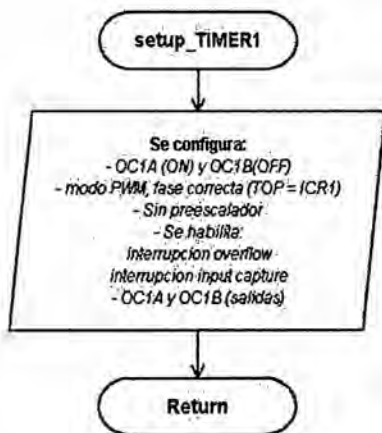
SOFTWARE DEL DESARROLLO DEL PROYECTO

A. DIAGRAMA DE FLUJO DEL SPWM UNIPOLAR CON ATMEGA8 Y ALGORITMO.

FIGURA N° 5.16 DIAGRAMA DE FLUJO SPWM UNIPOLAR



Referencia: Autoría Propia



Referencia: Autoría Propia

ALGORITMO:

```
/*
 * control_spwm_con_atmega8.c
 *
 * Created: 04/06/2016 09:04:11 a.m.
 * Author: Russell Cordova Ruiz
 */

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <math.h>

#define SinDivisions (20)// Sub divisions of sinusoidal wave.

static int microMHz = 8; // Micro clock frequency
static int freq = 50; // Sinusoidal frequency
static long int period; // Period of PWM in clock cycles.
static unsigned int lookUp[SinDivisions];
static char theTCCR1A = 0b1000010; //variable for TCCR1A

void table_block(int TOP1);
void setup_ADC(void);
void setup_TIMER(void);
unsigned int adc_read(void);
int TOP,n;

volatile int num;

int main(void)
{
    period = microMHz*1e6/freq/SinDivisions;// Period of PWM in clock
cycles

    // Register initilisation, see datasheet for more detail.
    setup_ADC();
    setup_TIMER();

    sei(); // Enable global interrupts.

    while(1)
    {
        n = adc_read();
        TOP = (period*n)/1023;
        table_block(TOP);
    }
}
```

```

void setup_TIMER(void)
{
    TCCR1A = theTCCR1A; // 0b1000010;
    /*10 clear on match, set at BOTTOM for compA.
    00 compB disconnected initially, toggled later to clear on
match, set at BOTTOM.
    00
    10 WGM1 1:0 for waveform 15.
    */
    TCCR1B = 0b00011001;
    /*000
    11 WGM1 3:2 for waveform 15.
    001 no prescale on the counter / 000 the counter is
stopped.
    */
    TIMSK = 0b0000100;
    /*000000
    1 TOV1 Flag interrupt enable.
    */
    ICR1 = period; /* Period for 16MHz crystal, for a
switching frequency of 100KHz for 200 subdivisions per 50Hz sin wave
cycle. */

    DDRB = 0b0000110; // Set PB1 and PB2 as outputs.
}

void setup_ADC(void)
{
    ADCSRA |= (1<<ADEN|1<<ADPS2|0<<ADPS1|1<<ADPS0); // ACTIVAMOS EL
ADC , PRESCALER DE f_OSC/32
    ADMUX |= (1<<REFS0|0<<ADLAR); // VOLTAJE DE REFERENCIA
    AVCC
}

unsigned int adc_read(void)
{
    ADCSRA|=(1<<ADSC);
    while(ADCSRA&(1<<ADSC));
    return ADC;
}

void table_block(int TOP1)
{
    double temp; //Double variable for <math,h> functions.

    for(int i = 0; i < SinDivisions/2; i++)
    { // Generating the look up table.
        temp = sin((i+0.5)*2*M_PI/SinDivisions)*TOP1;
        lookUp[i] = (int)(temp); // Round to integer.
    }
}

```

```

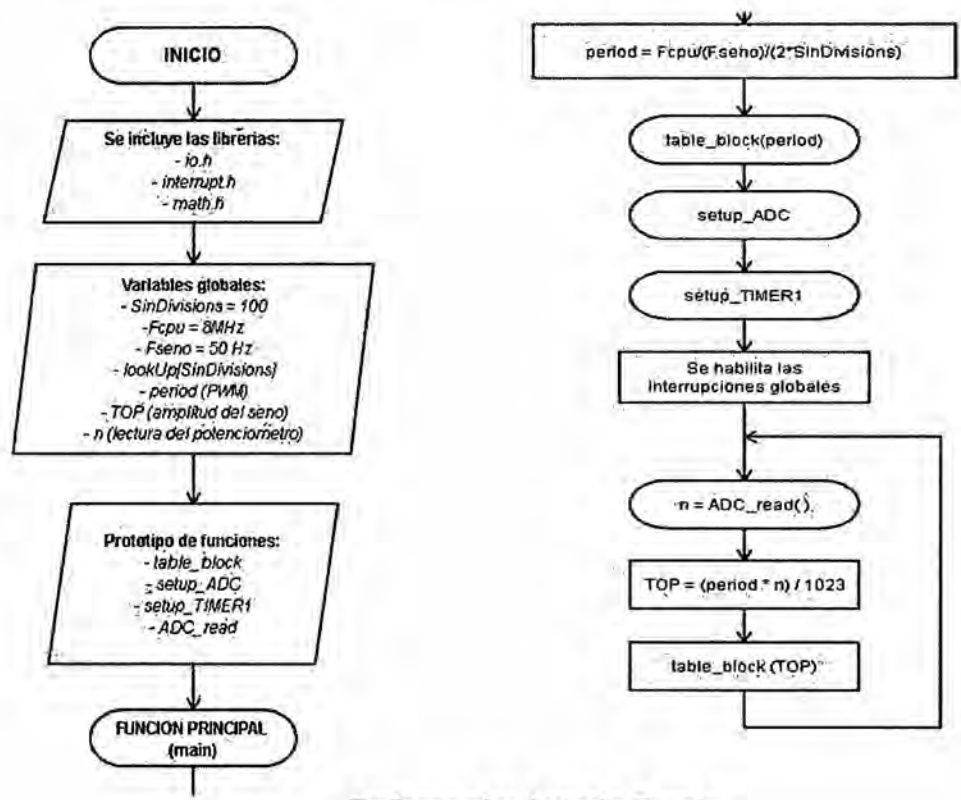
ISR(TIMER1_OVF_vect)
{
    static int delay1;

    if(delay1 == 1){//delay by one period because the high time
loaded into OCR1A:B values are buffered but can be disconnected
immediately by TCCR1A.
        theTCCR1A ^= 0b10100000;// Toggle connect and disconnect
of compare output A and B.// TCCR1A = 0b10000010;
        TCCR1A = theTCCR1A;
        delay1 = 0;           // Reset delay1
    }else if(num >= SinDivisions/2){
        num = 0;             // Reset num
        delay1++;
    }
    // change )duty-cycle every period.
    OCR1A = OCR1B = lookUp[num];
    num++;
}

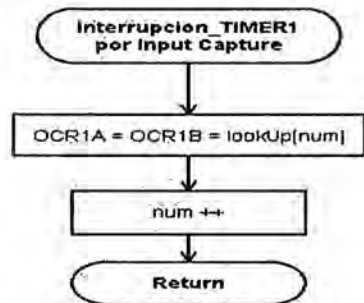
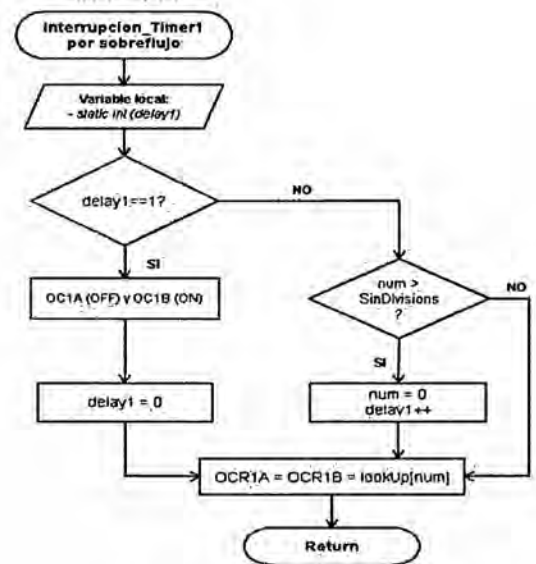
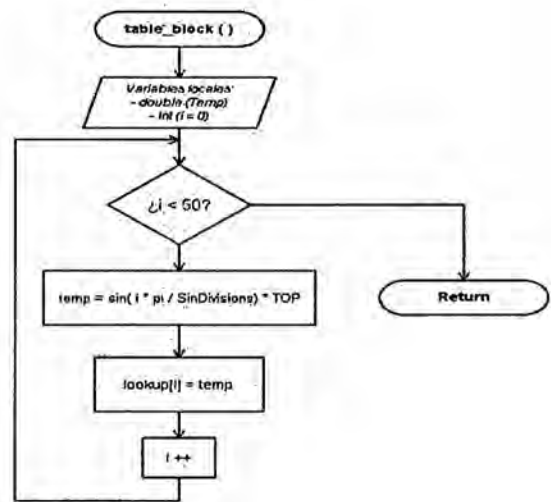
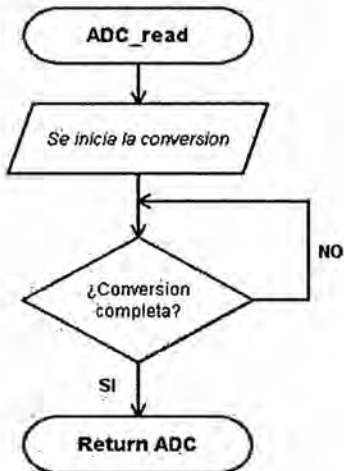
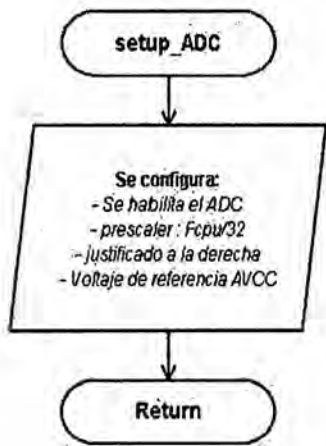
```

DIAGRAMA DE FLUJO DEL SPWM BIPOLAR EN ATMEGA8 Y ALGORITMO

FIGURA N° 5.17 DIAGRAMA DE FLUJO SPWM BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia



Referencia: Autoría Propia

ALGORITMO:

```
/*
 * control_spwm_con_atmega8.c
 *
 * Created: 04/06/2016 09:04:11 a.m.
 * Author: Russell Cordova Ruiz
 */

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <math.h>

#define SinDivisions (20)// Sub divisions of sinusoidal wave.

static int microMHz = 8; // Micro clock frequency
static int freq = 50; // Sinusoidal frequency
static long int period; // Period of PWM in clock cycles.
static unsigned int lookUp[SinDivisions];
static char theTCCR1A = 0b10110010; //variable for TCCR1A

void table_block(int TOP1);
void setup_ADC(void);
void setup_TIMER(void);
unsigned int adc_read(void);
int TOP,n;

volatile int num;

int main(void)
{
    period = microMHz*1e6/freq/SinDivisions;// Period of PWM in clock
cycles

    // Register initilisation, see datasheet for more detail.
    setup_ADC();
    setup_TIMER();

    sei(); // Enable global interrupts.

    while(1)
    {
        n = adc_read();
        TOP = (period*n)/1023;
        table_block(TOP);
    }
}
```

```

void setup_TIMER(void)
{
    TCCR1A = theTCCR1A; // 0b10110010;
    /*10 clear on match, set at BOTTOM for compA.
    11 set on match, set at BOTTOM for compB.
    00
    10 WGM1 1:0 for waveform 15.
    */
    TCCR1B = 0b00011001;
    /*000
    11 WGM1 3:2 for waveform 15.
    001 no prescale on the counter / 000 the counter is stopped.
    */
    TIMSK = 0b00000100;
    /*0000000
    1 TOV1 Flag interrupt enable.
    */
    ICR1 = period; /* Period for 16MHz crystal, for a switching
frequency of 100KHz for 200 subdivisions per 50Hz sin wave cycle. */

    DDRB = 0b00000110; // Set PB1 and PB2 as outputs.
}

void setup_ADC(void)
{
    ADCSRA |= (1<<ADEN|1<<ADPS2|0<<ADPS1|1<<ADPS0); // ACTIVAMOS EL
ADC , PRESCALER DE f_OSC/32
    ADMUX |= (1<<REFS0|0<<ADLAR); // VOLTAJE DE REFERENCIA AVCC
}

unsigned int adc_read(void)
{
    ADCSRA|=(1<<ADSC);
    while(ADCSRA&(1<<ADSC));
    return ADC;
}

void table_block(int TOP1)
{
    double temp; //Double variable for <math.h> functions.

    for(int i = 0; i < SinDivisions/2; i++)
    { // Generating the look up table.
        temp = sin((i+0.5)*2*M_PI/SinDivisions)*TOP1;
        lookUp[i] = (int)(temp); // Round to integer.
    }
}

ISR(TIMER1_OVF_vect)
{
    if(num >= SinDivisions/2){
        num = 0; // Reset num
    }
    // change )duty-cycle every period.
    OCR1A = OCR1B = lookUp[num];
    num++;
}

```

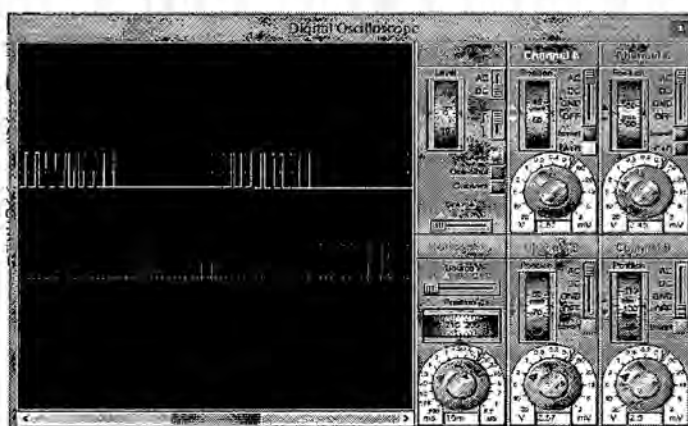
SIMULACIONES DEL INVERSOR

A. SIMULACIONES PARA SPWM UNIPOLAR

1. FORMA VIRTUAL

FIGURA N° 5.18 FORMA DE ONDA EN LA SALIDA DEL MICRO CONTROLADOR

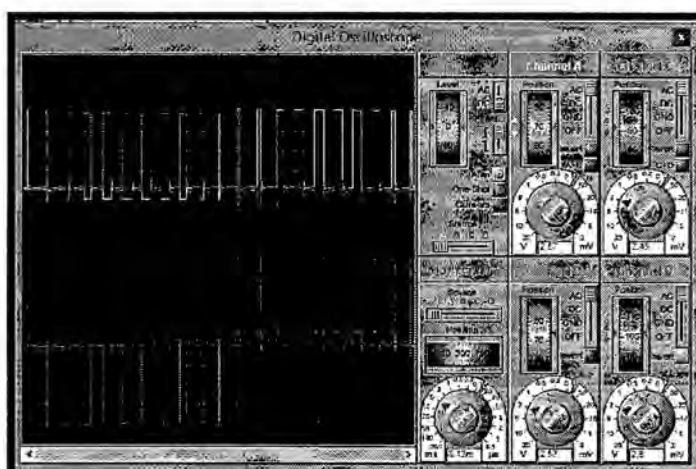
Señal de color amarillo: PWM1; Señal de color rosado: PWM2



Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

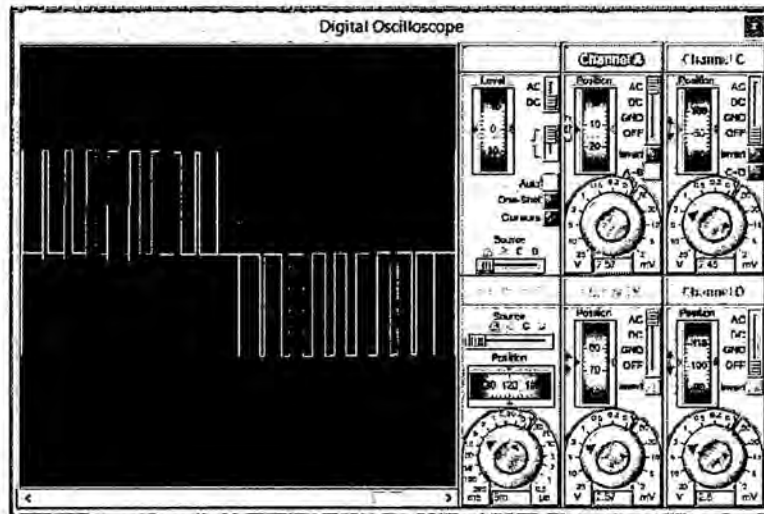
FIGURA N° 5.19 FORMAS DE ONDA EN LA CARGA

En la parte superior: formas de onda en la carga (en ambos extremos respecto a tierra); En la parte inferior: invertida



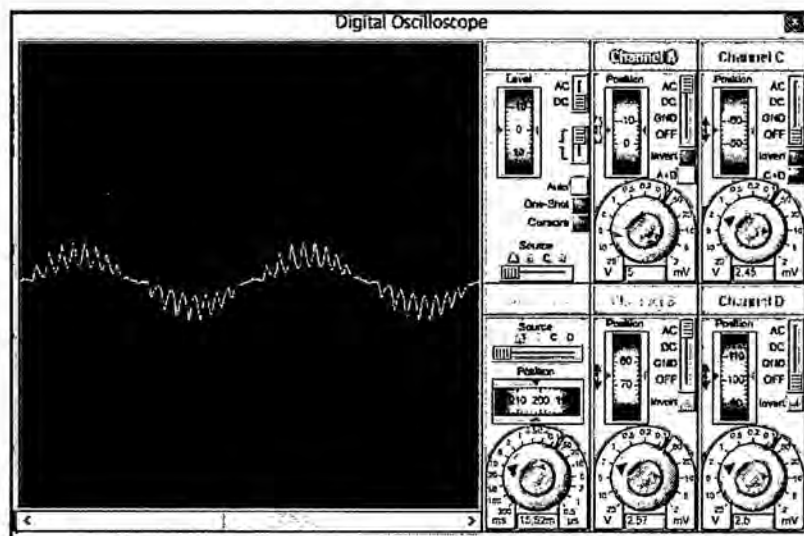
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.20 FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SPWM UNIPOLAR SIN FILTRO, (SUMANDO LAS DOS SEÑALES ANTERIORES)



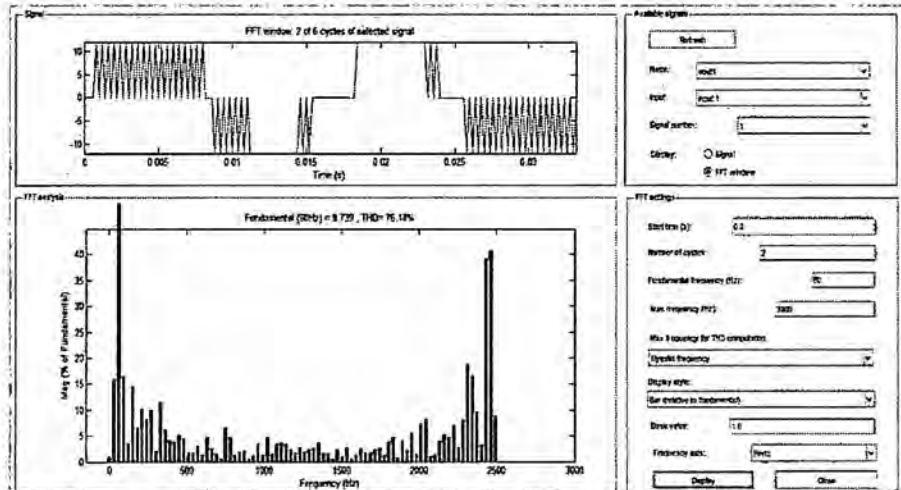
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.21 FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SPWM UNIPOLAR CON FILTRO



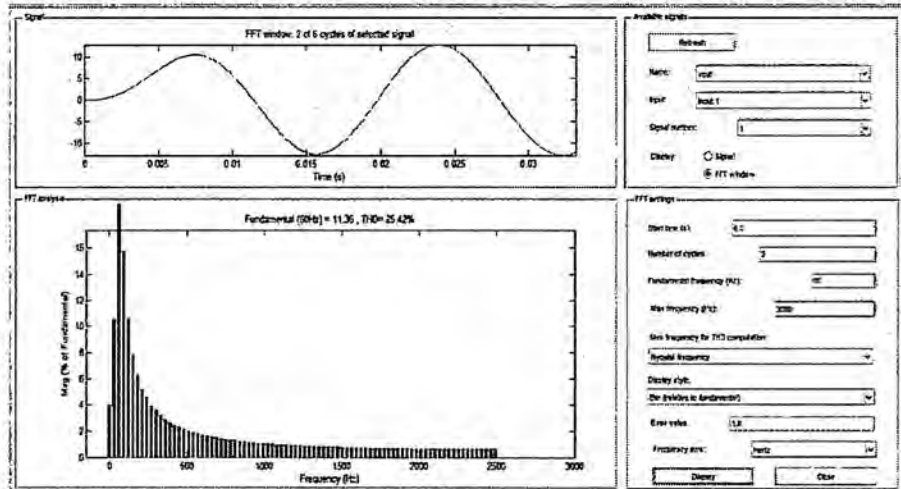
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.25 FFT DE VOLTAJE SIN FILTRO (SPWM UNIPOLAR)



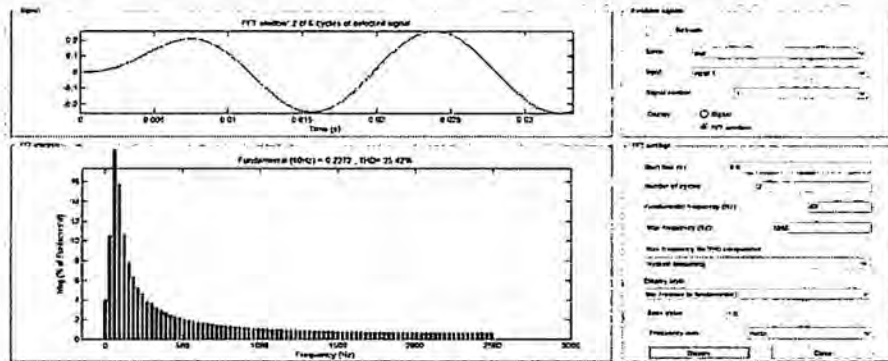
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

FIGURA N° 5.26 FFT DE VOLTAJE CON FILTRO (SPWM UNIPOLAR)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

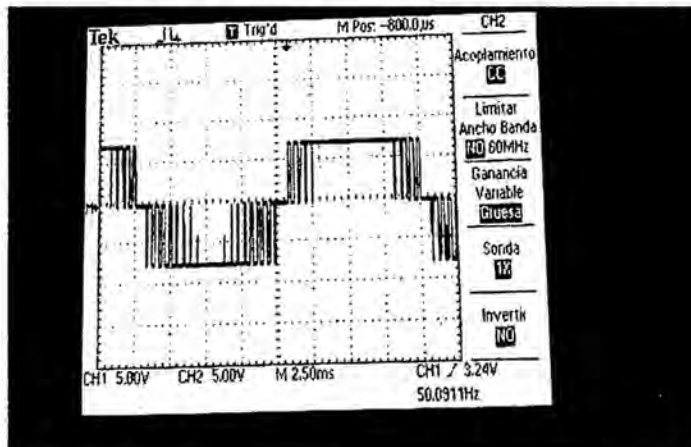
FIGURA N° 5.27 FFT DE CORRIENTE (SPWM UNIPOLAR)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

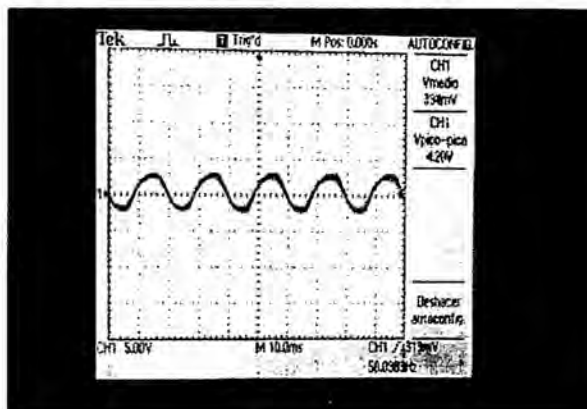
RESULTADOS

FIGURA N° 5.28 SIN FILTRO (SPWM UNIPOLAR)



Referencia: Autoría Propia (Visualización en el Osciloscopio)

FIGURA N° 5.29 CON FILTRO (SPWM UNIPOLAR)



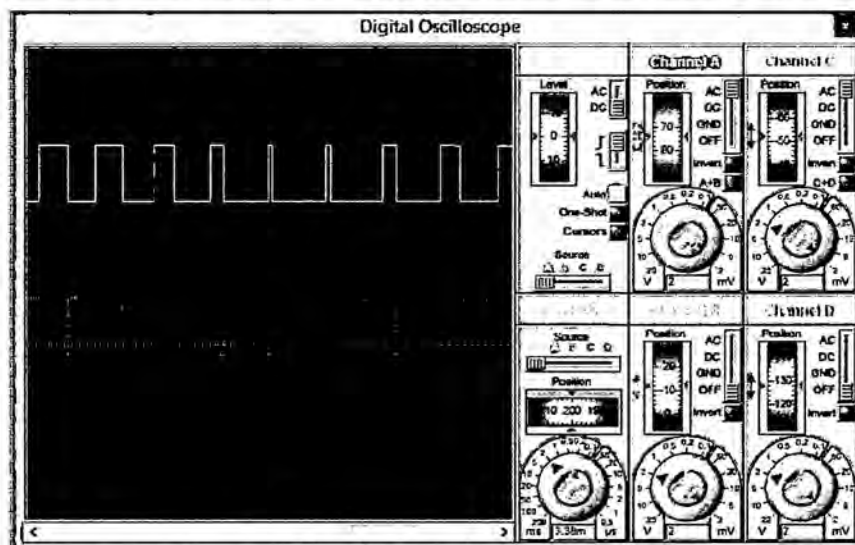
Referencia: Autoría Propia (Visualización en el Osciloscopio)

SIMULACIONES PARA SPWM BIPOLAR

1. FORMA VIRTUAL

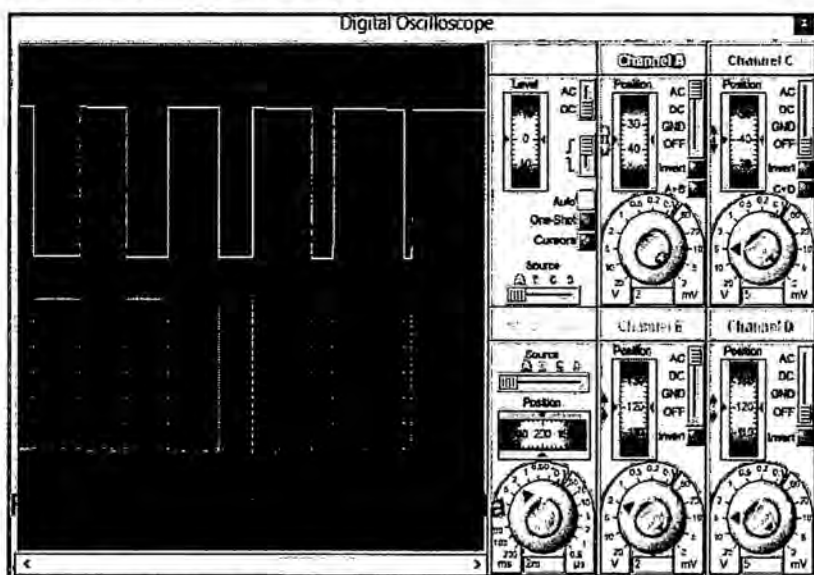
FIGURA N° 5.30 FORMA DE ONDA EN LA SALIDA DEL MICRO CONTROLADOR

Señal de color amarillo: PWM1; Señal de color rosado : PWM2



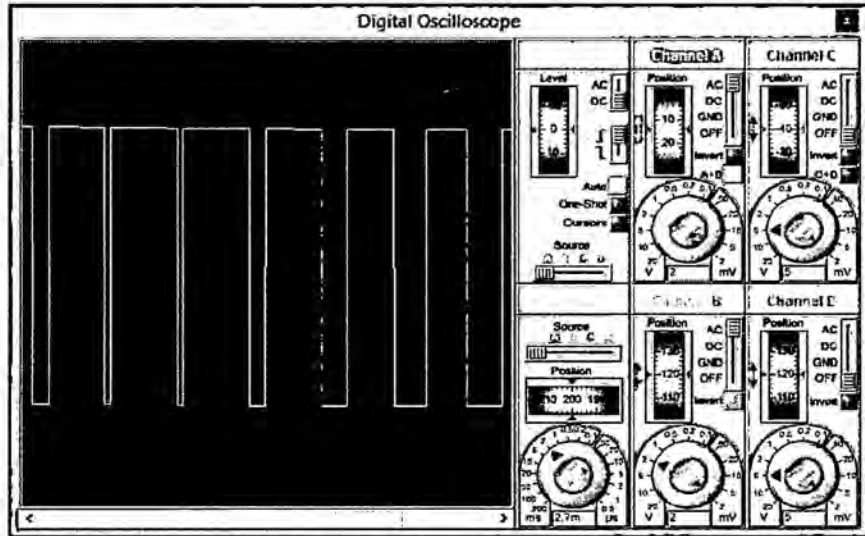
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.31 FORMA DE ONDA EN LA CARGA SIN FILTRO (SPWM BIPOLAR)



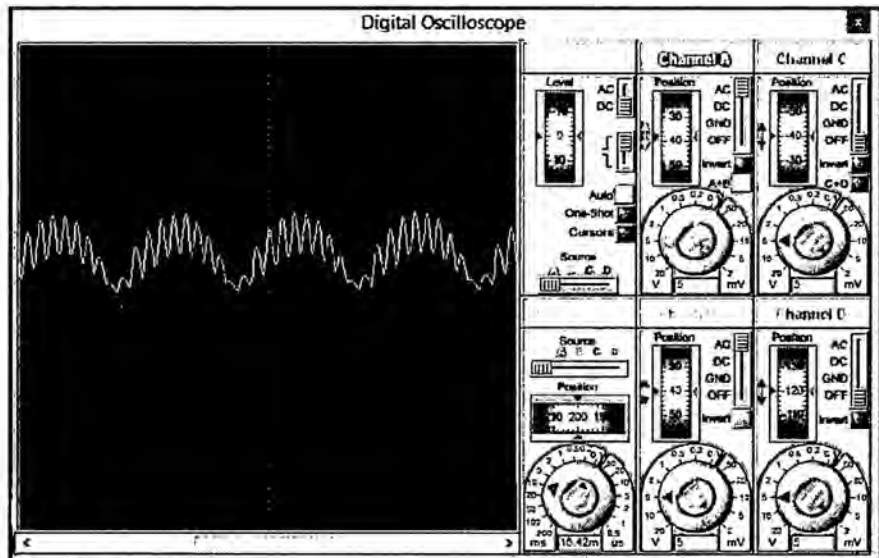
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.32 FORMA DE ONDA DE LA SEÑAL DE SALIDA SIN FILTRO, SUMANDO LAS DOS SEÑALES ANTERIORES (SPWM BIPOLAR)



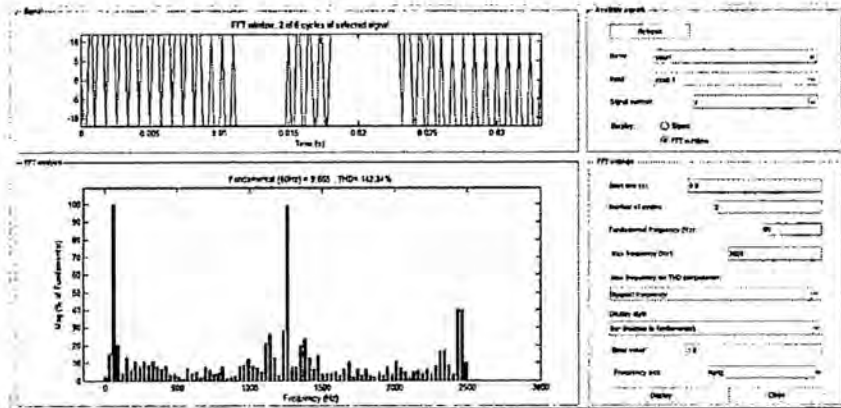
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

FIGURA N° 5.33 FORMA DE ONDA CON FILTRO (SPWM BIPOLAR)



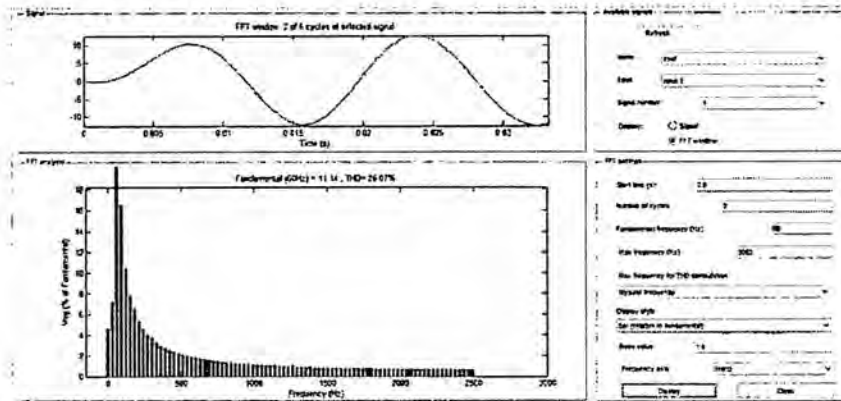
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

FIGURA N° 5.37 FFT VOLTAJE SIN FILTRO (SPWM BIPOLAR)



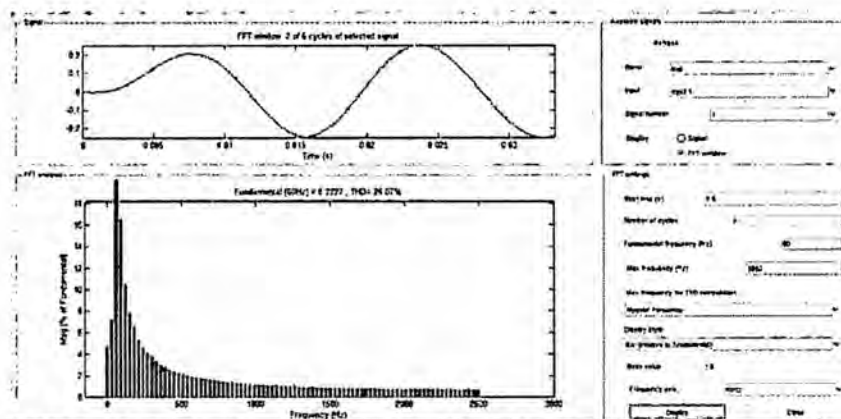
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

FIGURA N° 5.38 FFT VOLTAJE CON FILTRO (SPWM BIPOLAR)



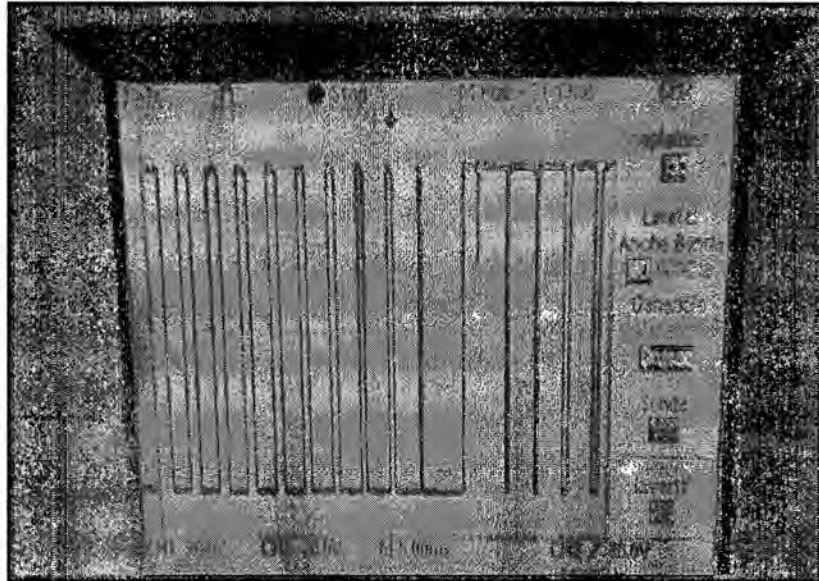
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

FIGURA N° 5.39 FFT CORRIENTE (SPWM BIPOLAR)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

FIGURA N° 5.40 SEÑAL DE SALIDA SPWM BIPOLAR



Referencia: Autoría Propia (Visualización en el Osciloscopio)

CONTRASTACION DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

A. SPWM UNIPOLAR

1. DATOS TEÓRICOS

$$V_s = 12V$$

$$f_M = 50Hz$$

$$V_{0(rms)} = 12V$$

$$V_{01(rms)} = \frac{4 \times 12V}{\pi \times \sqrt{2}} = 10.8V$$

$$V_{01} = m_a V_{cc} \rightarrow m_a = 0.9$$

$$f_M = 50Hz = f_1$$

2. DATOS SIMULACIÓN

$$V_S = 12V$$

$$f_M = 50Hz$$

$$V_{0(rms)} = 12V$$

$$f_M = 50Hz = f_1$$

B. SPWM BIPOLAR

1. DATOS TEÓRICOS

$$V_S = 12V$$

$$f_M = 50Hz$$

$$V_{0(rms)} = 12V$$

$$V_{01(rms)} = \frac{4 \times 12V}{\pi \times \sqrt{2}} = 10.8$$

$$V_{01} = m_a V_{cc} \rightarrow m_a = 0.9$$

$$f_M = 50Hz = f_1$$

2. DATOS SIMULACIÓN

$$V_S = 12V$$

$$V_0 = 12V \rightarrow V_{01} = 10.8V$$

$$F(Hz) = 49.5$$

5.2 RESULTADOS FINALES

La presente tesis muestra de manera detallada la Metodología para el control por modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), de un inversor monofásico de baja frecuencia. La alta eficiencia que esta técnica tiene sobre otras, lo hace un práctico dispositivo, para la realización de prácticas y aplicaciones, como el control de motores de corriente alterna (AC), controles de iluminación, etc. En el diseño final, los parámetros del inversor: índice de modulación (m) y frecuencia de salida (f_0), pueden ser ajustados por medio de potenciómetros.

En la conmutación de voltaje bipolar, para modulación normal ($m_a < 1$) tenemos los valores eficaces de la componente fundamental y de todos sus armónicos a continuación: En condición de sobre modulación, ($m_a > 1$) tenemos que la magnitud de la componente fundamental se obtiene dentro del siguiente intervalo.

En la conmutación de voltaje unipolar, las ventajas de este esquema, son el doblado efectivo de la frecuencia de interrupción tan distante como los armónicos de salida sean afectados y la reducción de los altos de salida a V_{cd} comparado a los dos V_{cd} . La ventaja del doblado efectivo a la frecuencia de interrupción se aprecia en el espectro armónico de la forma de onda del voltaje a la salida.

Se pudo observar, en las diferentes Simulaciones realizadas en el circuito modelo, como en el realizado con el microcontrolador ATMEGA8.

CAPITULO VI

DISCUSIÓN DE RESULTADOS

6.1. Contrastación de hipótesis con los resultados

De los resultados indicados en el subcapítulo 5.1, se puede observar que la Técnica de Control por Modulación por ancho de pulso senoidal, es el adecuado para esta aplicación.

Esta técnica de control, requiere de dos señales, una senoidal y otra onda triangular. Las Simulaciones realizadas en el Capítulo V han demostrado que el modelo obtenido en el Capítulo III es válido y cumple con las exigencias de un modelo con propósitos de control. Las Simulaciones también han demostrado que la metodología para el control SPWM para el inversor monofásico de baja frecuencia, cumple con las condiciones de diseño impuestas previamente:

En tal sentido, se ha cumplido con la hipótesis planteada en el trabajo, el cual paso a anotar:

“La técnica de control, como el SPWM, mejoró la salida de tensión alterna, del inversor”

6.2 Contrastación de resultados con otros estudios similares

- El trabajo Luna Mejía Gabriel, Moctezuma Jimenez Gregorio, son autores de “Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA (a) Inversor Monofásico”. En este artículo se presenta un Diseño Didáctico de

un Inversor Monofásico Unipolar con Modulación de Ancho de Pulso senoidal SPWM (Inversor CD- CA).El objetivo principal de este Inversor, es que el estudiante de Ingeniería pueda implementarlo y analizarlo con los conocimientos básicos de Electrónica, tales como, configuraciones de Amplificadores operacionales (OPAMP'S), BJT's, circuitos lógicos, generadores de funciones y principios básicos de los dispositivos semiconductores. El inversor se construyó por bloques: así tenemos, Generación de señales portadora y moduladora, comparación PWM, generación de tiempo muerto, etapa de acoplamiento y circuitos de potencia. En el artículo se detalla cada etapa y se presentan pruebas experimentales del circuito implementado.

En la presente tesis se ha utilizado dos circuitos para realizar la simulación, una de ellos con modulación bipolar y otra con modulación unipolar, lo cual no sucede en el trabajo de la referencia.

- Lara Moscoso Rene, Reina Rojas Annel, Chootong Ching Norman, titulado "Diseño y Construcción de un Inversor Monofásico Tipo Puente con Modulación de Ancho de Pulso Senoidal (SPWM) de dos Niveles", el trabajo consiste en utilizar el microcontrolador 87C52 de Intel, que envía las señales de control y que controlan el funcionamiento de los transistores de potencia (BJTs). Se ha construido un módulo funcional cuya aplicación permite efectuar,

las pruebas de las señales digitales, generadas con distintas cargas, la comprobación de la variación de voltaje (índice de modulación) y variación de la frecuencia.

- **En la presente tesis se ha utilizado un sistema de control con dispositivo discretos, se aplicado el criterio de modularidad, permitió el desarrollo de bloques estructurales que puedan emplearse de forma independiente o interconectarse para lograr el funcionamiento del inversos monofásico.**
- **En la presente tesis, se ha utilizado también, el microcontrolador ATMEGA8, que genera las señales de control y controlan el funcionamiento de los transistores, diseñado como modulo funcional, que permitió visualizar las señales digitales generadas.**

CONCLUSIONES

- a. Es posible ajustar la tensión de salida, mediante la regulación interna en el propio inversor, esto es mediante la Modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) y más concretamente ajustando al índice de modulación en amplitud (cambiando la amplitud de la onda portadora triangular).
- b. De forma análoga se puede ajustar la frecuencia de salida del inversor dentro de unos límites definidos por construcción, cambiando la frecuencia de la onda de referencia senoidal bajo la misma condición anterior y considerando el dimensionado del filtro de salida.
- c. Respecto al diseño y puesta en marcha de la fuente, es preciso destacar la fuerte dependencia de la señal de salida, respecto al diseño del filtro. Un condensador demasiado pequeño genera un rizado muy acusado en la señal y una bobina de alta inductancia, reduce la amplitud de salida debido a su mayor impedancia. Se busca un compromiso en el que la bobina sea tal, que su impedancia a la frecuencia de trabajo sea reducida, pero que no presente grandes pérdidas, debido al calentamiento en la conmutación.
- d. Se puede concluir que se lograron los objetivos planteados para el desarrollo de la presente tesis. De esta forma los resultados experimentales obtenidos mostraron un buen funcionamiento del conjunto.

e. Se propone el inversor controlado por modulación de ancho de pulso senoidal unipolar, por su bajo contenido armónico, en esta estrategia utilizada se requiere de un hardware no tan complejo, ya que se usaron dispositivos discretos, donde se aplicó el criterio de modularidad así mismo se usó el microcontrolador ATMEGA8 como un módulo funcional.

RECOMENDACIONES

Algunas de las áreas que necesitan investigarse, se mencionan a continuación:

- a. El proceso diseñado puede ser usado para implementarlo en tiempo real en hardware y software para las áreas de control en las diferentes asignaturas, sean de Control Clásico, Moderno o Inteligente donde particularmente se demostraría el uso de la técnica de control en estudio, así como también otras técnicas de control en las áreas de inteligencia artificial.
- b. Diseño de un modulador que trabaje expuesto a cambios dinámicos desconocidos (disturbios) y que exijan al modulador afrontar con éxito el problema de seguimiento de la tensión de salida, de forma de onda senoidal, ante la presencia de dichos disturbios. En este caso se podrían diseñar controladores adaptivos.
- c. Cuando operan los inversores, bajo condiciones de carga no lineal, existen diversas alternativas para controlar sistemas no lineales, entre ellas se haría uso de los controladores que utilizan lógica difusa, redes neuronales y algoritmos genéticos, cada uno de ellos con características particulares de control.

- d. Para poder tener un buen desempeño en el control de un inversor y reducir significativamente los costos, se recomienda seleccionar la estructura de la red neuronal de forma adecuada.
- e. Se pueden plantear un diseño más robusto, en cuanto a perturbaciones en la salida. Esto se puede conseguir mediante la generación digital de las señales de disparo, de los interruptores de potencia del puente inversor, a través de un PIC, un dsPIC, o una FPGA o un microcontrolador como el ATMEGA8 utilizado.

REFERENCIALES BIBLIOGRAFICAS

- [1] CASANELLAS, F. **“Circuit makes simple high-voltage inverter”**, Desing Ideas.EDN.com, Mayo 27, 2004.
- [2] CHRISTIANSEN, F. **“Eletronics Engineers' Handbook”**, Segunda edición, McGraw-Hill, USA, 1982.
- [3] ERICKSON,R., MAKSIMOVIC, D. **“Fundamentals of Power Electronics”**, Segunda edición, Kluwer Academic Plublishers, USA, 200396.
- [4] GIBILISCO, S. **“Manual portátil de electrónica”**, Primera edición, McGraw-Hill, México, 2001.
- [5] HORENSTEIN, M. **“Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos”**, Segunda edición, Prentice-Hall, Mexico, 1997..
- [6] KUKARANTNA, N. **“Inverter offers design flexibility”**, Desing Ideas. EDN.com, Junio 5, 2000.

- [7] **“Texas A&M University Fuel Cell Inverter- 10 kW Design & Cost Analysis”**, 2001 Future Energy Challenge. Texas A&M University, College Station, Texas August 27, 2001.
- [8] PART ENANDER, EVA AND ANDERS SJOBERG. **The Matlab 5 Handbook**. Addison Wesley, 1999.
- [9] HART D. **Electrónica de Potencia**. Primera Edición. Editorial Prentice Hall. Madrid, España 2001.
- [10] RASHID S. **Electrónica de Potencia Circuito, Dispositivos y Aplicaciones**. Tercera Edición. Editorial Pearson Educación. México. México 2004.
- [11] BENAVENT J. **Electrónica de Potencia Teoría y Aplicaciones** Primera Edición. Editorial Alfaomega. Madrid, España 1987
- [12] **Proteus Desing Suite Version 8**
<<http://www.labcenter.com/index.cfm>>

ANEXO

ANEXO A

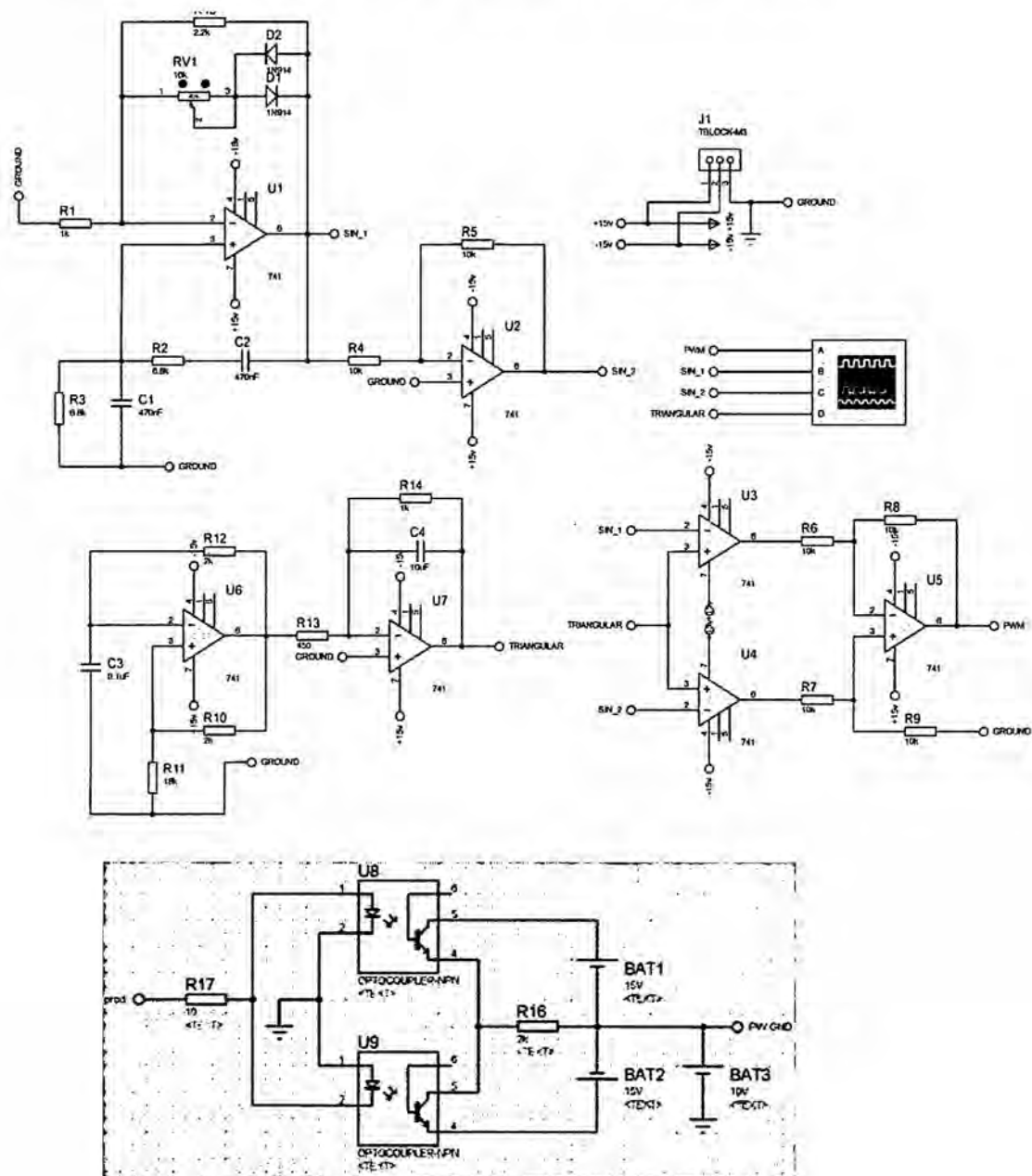
Matriz de Consistencia

Título: "METODOLOGIA PARA EL CONTROL SPWM DE UN INVERSOR MONOFASICO DE BAJA FRECUENCIA"

PROBLEMA	OBJETIVOS	HIPOTESIS	VARIABLES	MÉTODOS
<p>Problema General Específicamente el trabajo de investigación se centra sobre la metodología para el control de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM), de un inversor monofásico de baja frecuencia. Ante las exigencias requeridas, en el control por ancho de pulso senoidal (SPWM) de un inversor de baja frecuencia, es que se formula el problema en forma de pregunta: ¿Cómo la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) permitirá el control eficiente del inversor monofásico de baja frecuencia?</p>	<p>Objetivo general Control SPWM de un inversor Monofásico de baja frecuencia de fabricación sencilla y diseño moderno. Objetivo específico Analizar las estructuras de inversores más utilizadas en la actualidad, de acuerdo a diagramas de bloques, nivel tecnológico y costo de fabricación. Basados en la estructura escogida y en los voltajes 12V DC/220VAC. Definición de las especificaciones del inversor en cuanto a eficiencia, regulación de voltaje y soporte de picos de carga. Diseñar el inversor de acuerdo a especificaciones definidas. Simular el circuito, rediseñar y nuevamente simular hasta lograr los valores especificados.</p>	<p>En función de la interrogante planteada en el problema, así como de los objetivos general y específico es que se plantea la siguiente hipótesis: "La técnicas, de control como el SPWM, mejorara la tensión de salida alterna del inversor de baja frecuencia"</p>	<p>VARIABLES dependientes: Tensión continua, de entrada Modulación SPWM VARIABLES independientes: Tensión alterna, de salida</p>	<p>General La metodología consiste en el diseño del inversor y su simulación para la validación correspondiente. Específicos</p> <ul style="list-style-type: none"> ❖ Analizar estructuras ya desarrolladas de inversores monofásicos de baja frecuencia, con métodos de control SPWM ❖ Diseñar y simular el inversor aplicando la técnica de modulación por ancho de pulso senoidal. ❖ Efectuar conclusiones en base a los resultados y efectuar algunas recomendaciones para trabajos futuros.

ANEXO B

Diagrama circuital del control por modulación de ancho de pulso senoidal unipolar (SPWM unipolar) del inversor modelo.



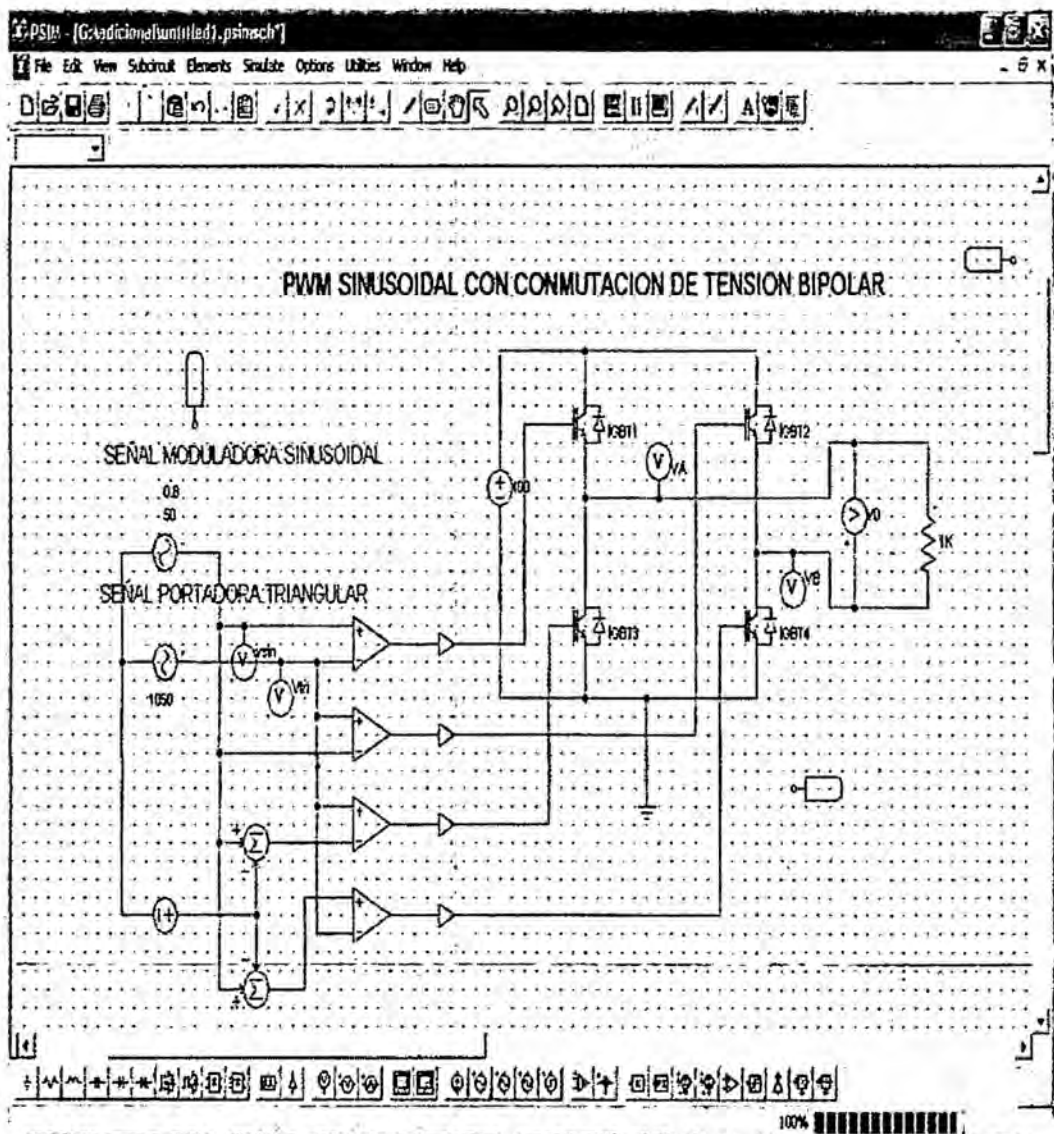
Referencia: Autoría Propia (Simulación Proteus)

ANEXO C

SÍNTESIS DE LA TENSIÓN DE SALIDA

SIMULACIÓN: PWM SINUSOIDAL CON CONMUTACIÓN DE LA TENSIÓN BIPOLAR

CIRCUITO SIMULADO EN PSIM

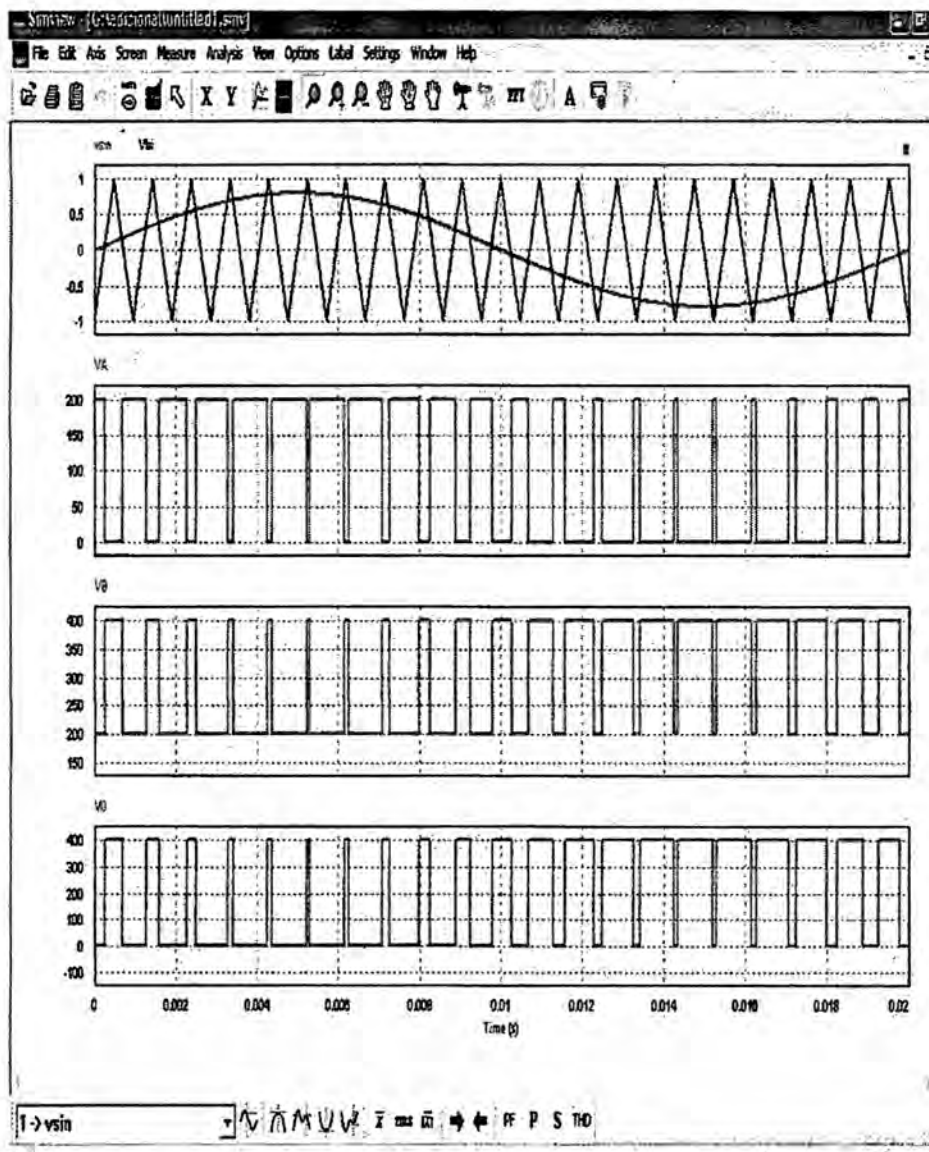


Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

ANEXO D

ZONA LINEAL MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL BIPOLAR

Ejemplo: $v_{cc} = 400v$ $m_a = 0.8$ $m_f = 21$ $f_{sin} = 50hz$ $f_{tri} = 1050hz$

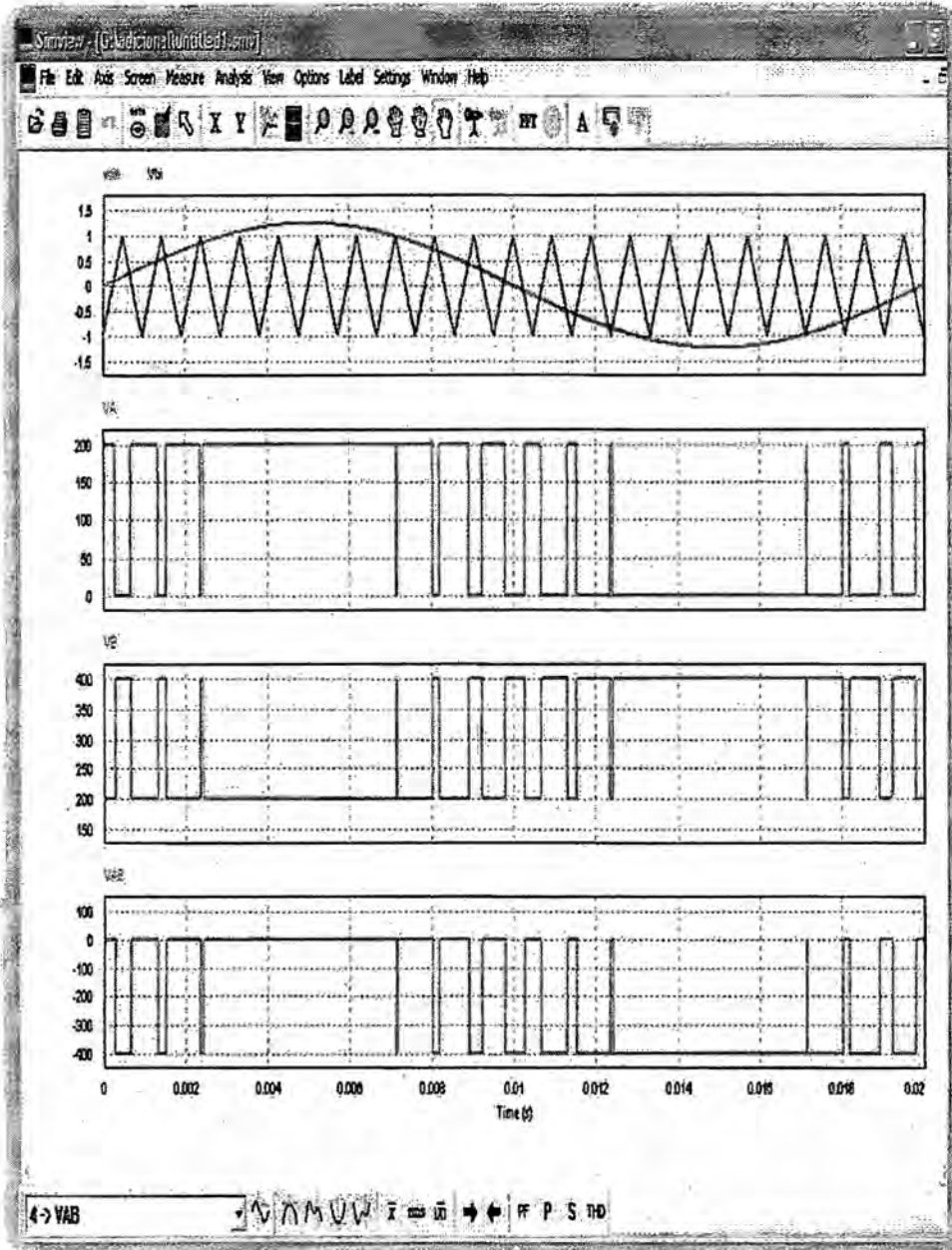


Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

ANEXO E

ZONA SOBREMODULACIÓN. MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL BIPOLAR

Ejemplo: $v_{cc} = 400v$ $m_a = 1.25$ $m_f = 21$ $f_{stn} = 50hz$ $f_{tri} = 1050hz$

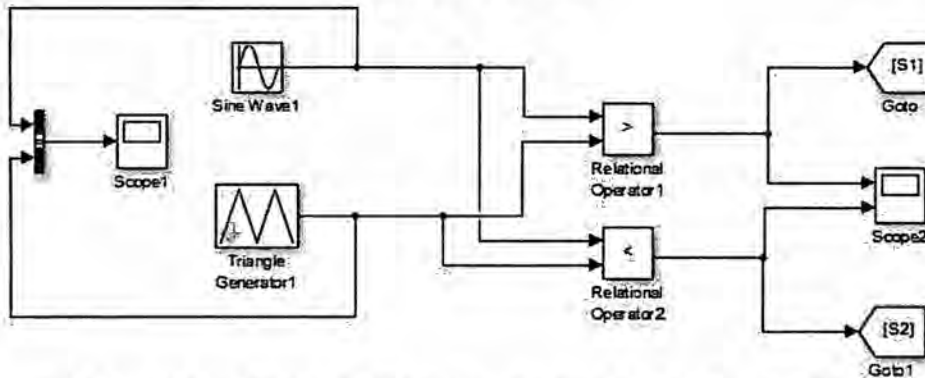


Referencia: Autoría Propia (Simulación PSIM)

ANEXO F

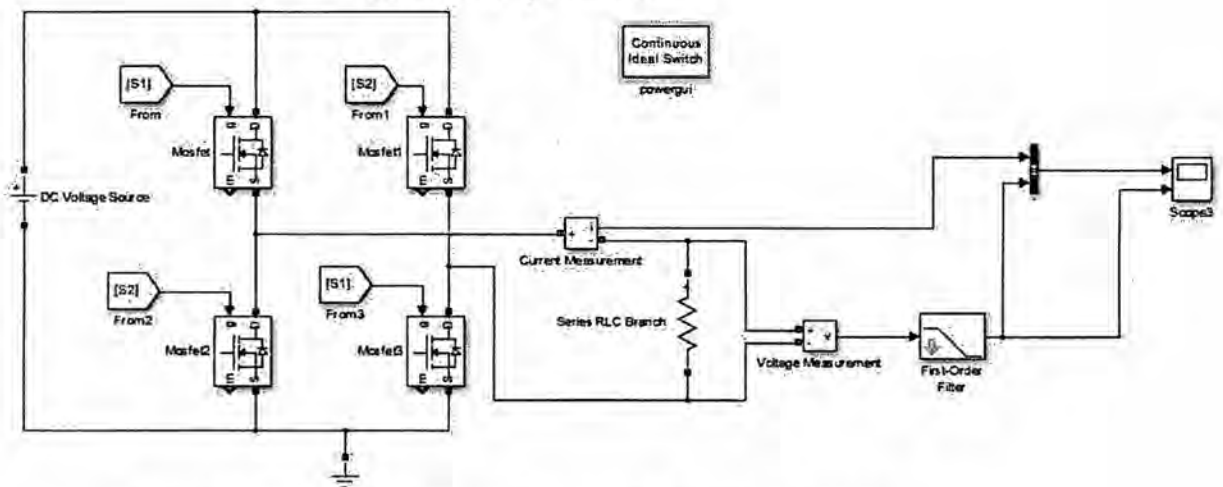
SIMULACIÓN INVERSOR BIPOLAR

Circuito de control




Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Circuito de potencia



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

CONFIGURACIÓN DE LOS BLOQUES DE CONTROL Y POTENCIA BLOQUE (SEÑAL SINUSOIDAL Y TRIANGULAR)



Parameters

Sine type:

Time (t):

Amplitude:

Bias:

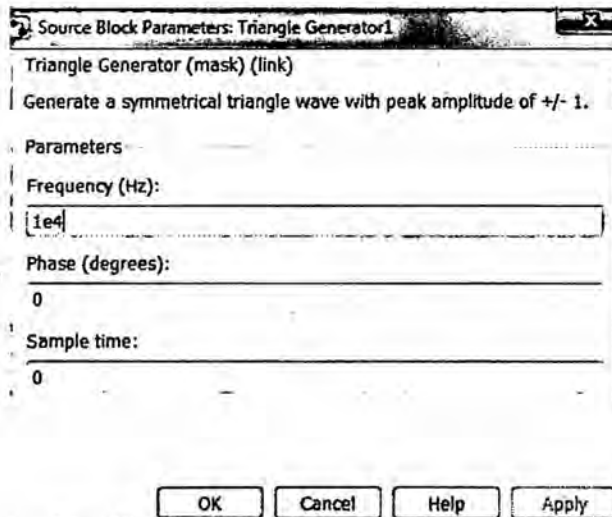
Frequency (rad/sec):

Phase (rad):

Sample time:

Interpret vector parameters as 1-D

Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)



Source Block Parameters: Triangle Generator1

Triangle Generator (mask) (link)

Generate a symmetrical triangle wave with peak amplitude of +/- 1.

Parameters

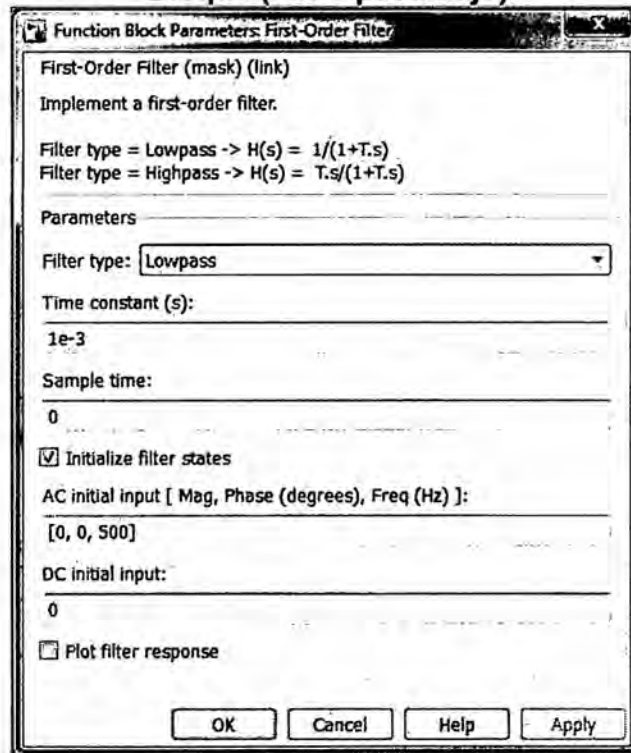
Frequency (Hz):

Phase (degrees):

Sample time:

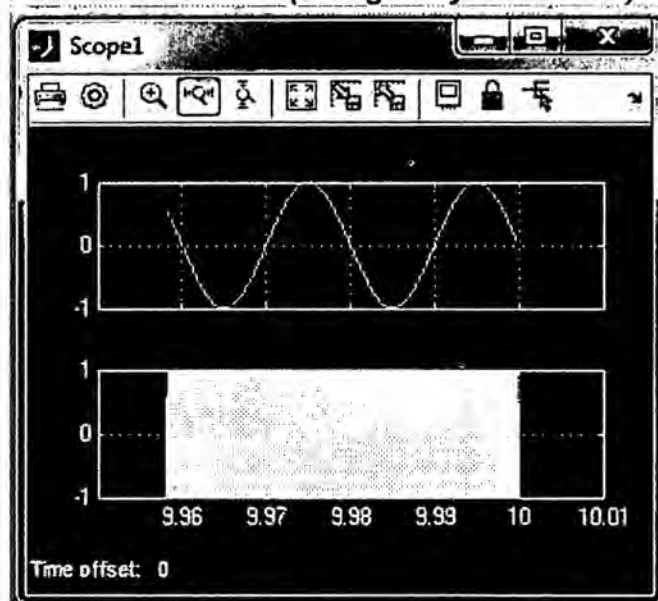
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Bloque (Filtro pasa-bajo)



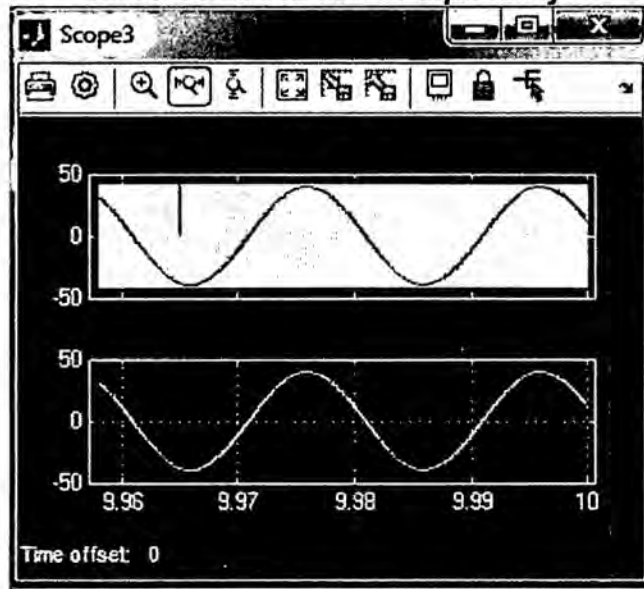
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Formas de onda a diferentes valores de m_a ; $m_a = 1$
Onda de control (triangular y sinusoidal)



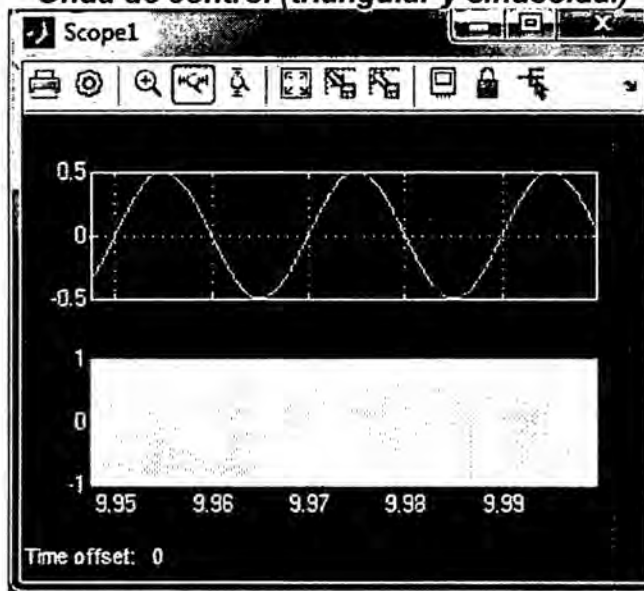
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Onda de salida del filtro pasabajo



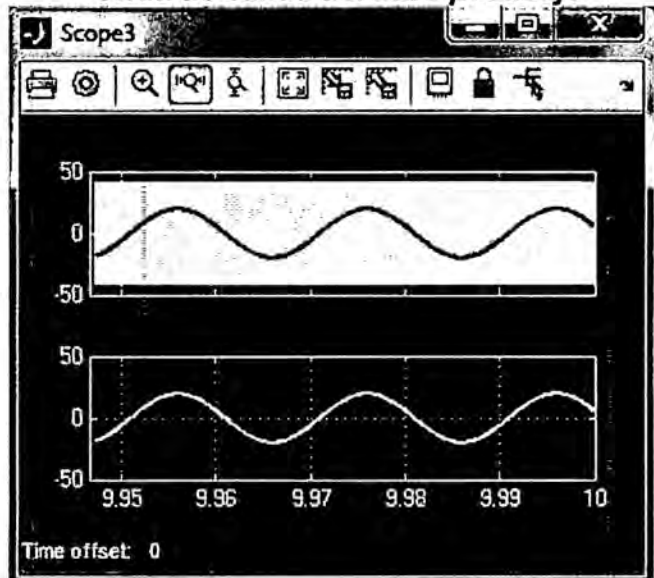
$$m_a = 0.5$$

Onda de control (triangular y sinusoidal)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

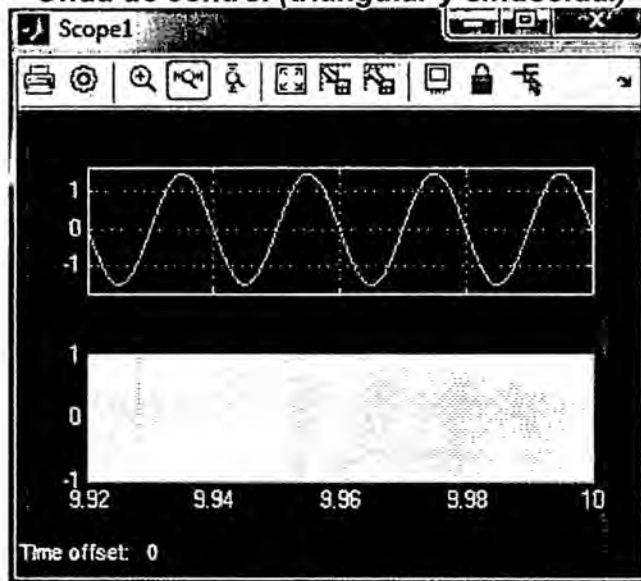
Onda de salida del filtro pasabajo



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

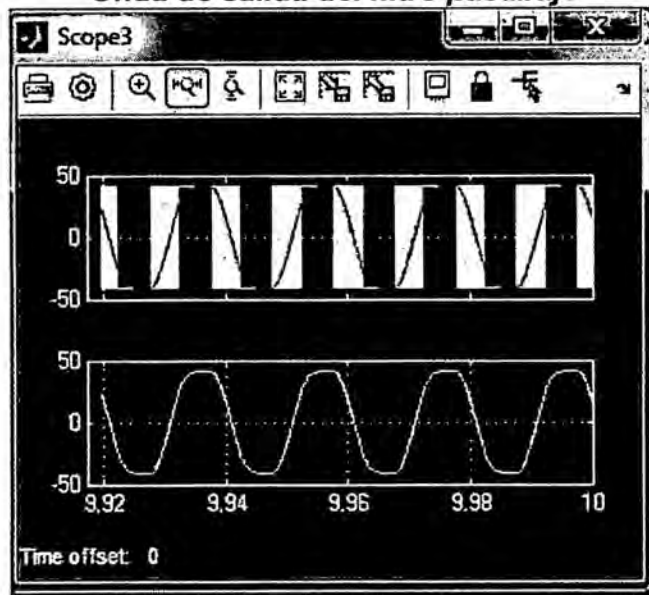
$$m_a = 1.5$$

Onda de control (triangular y sinusoidal)



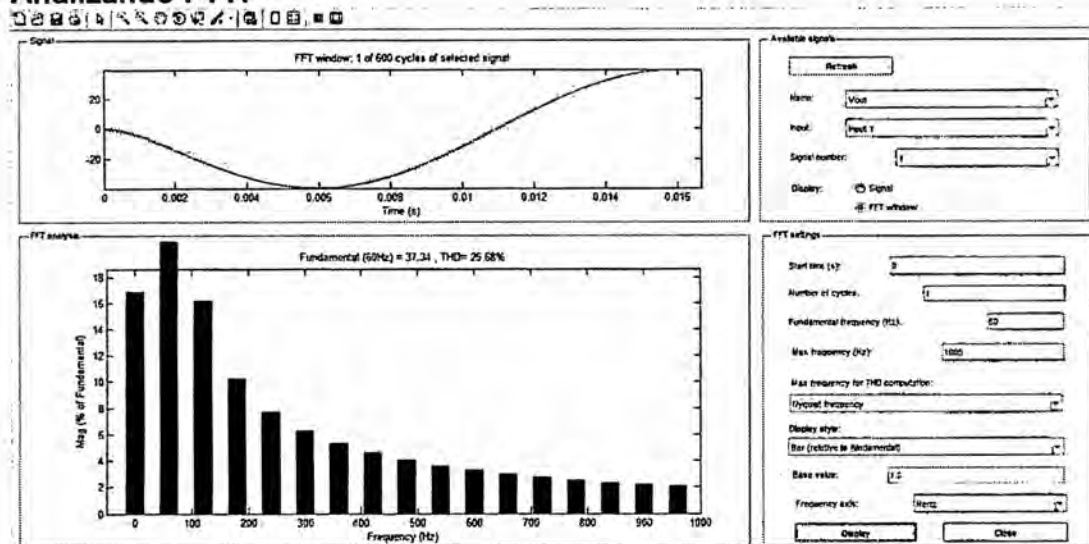
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Onda de salida del filtro pasabajo

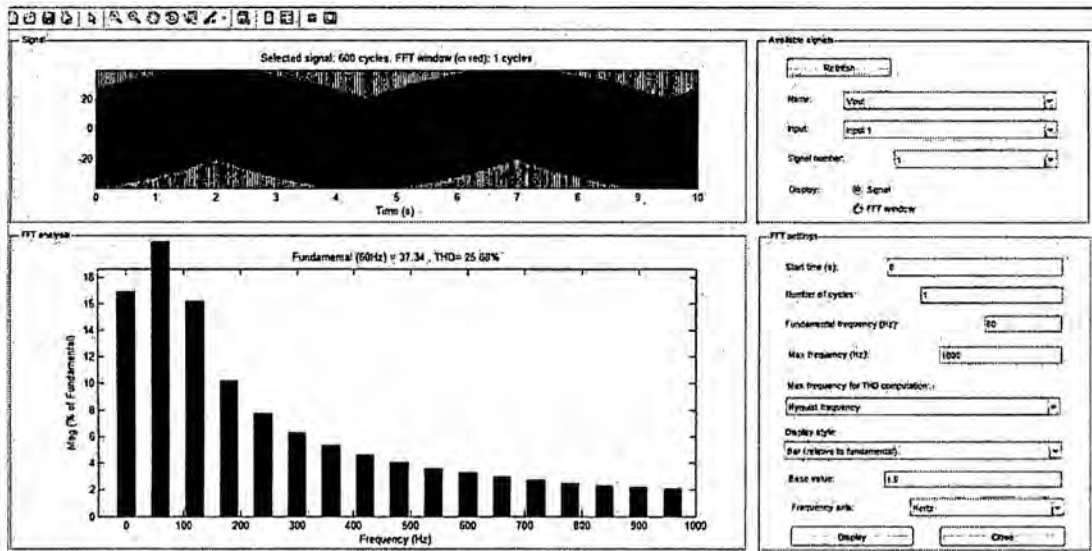


Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Analizando FFT:



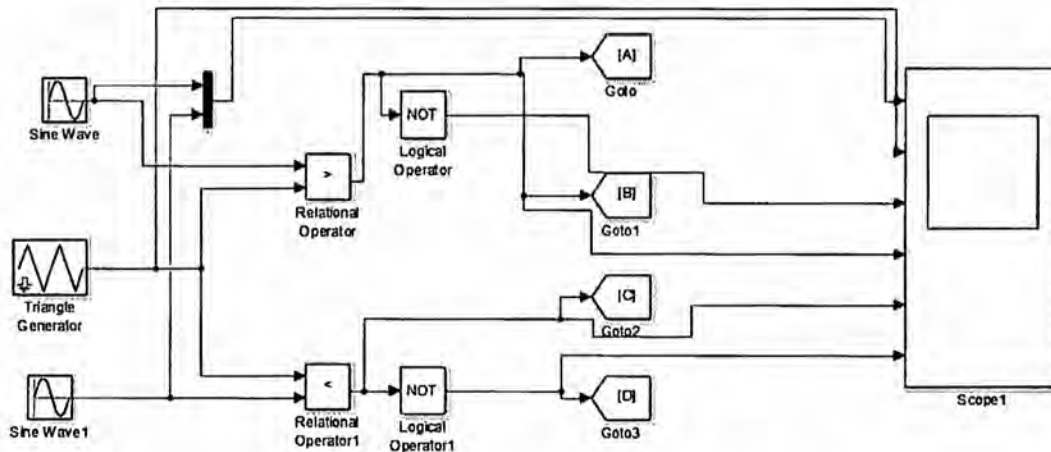
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

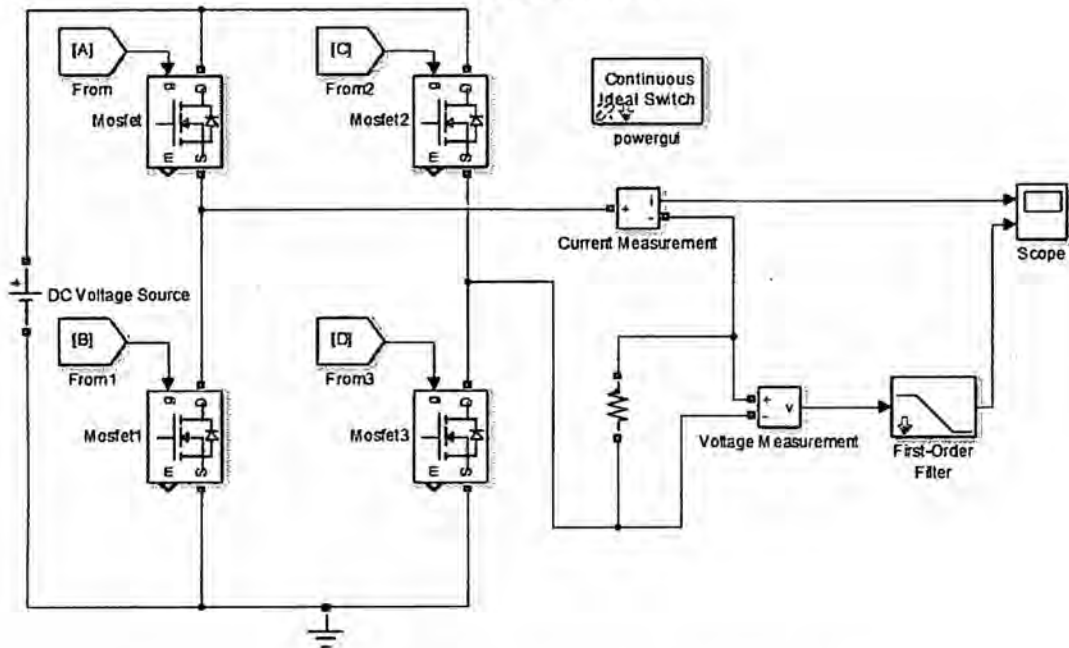
SIMULACIÓN INVERSOR UNIPOLAR

Circuito de control



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

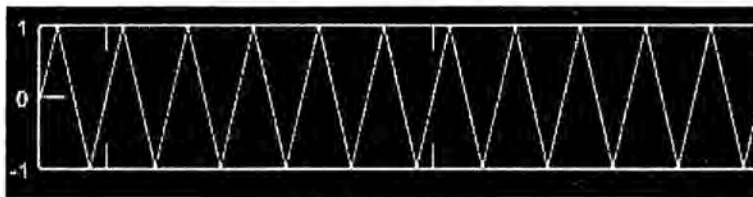
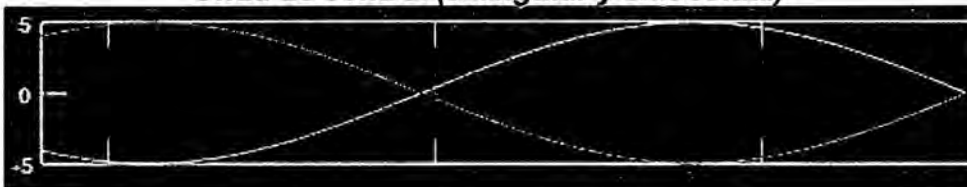
Circuito de potencia



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Configuración de los bloques de control y potencia
Usaremos los mismos parámetros para la *Onda de control (triangular y sinusoidal)*

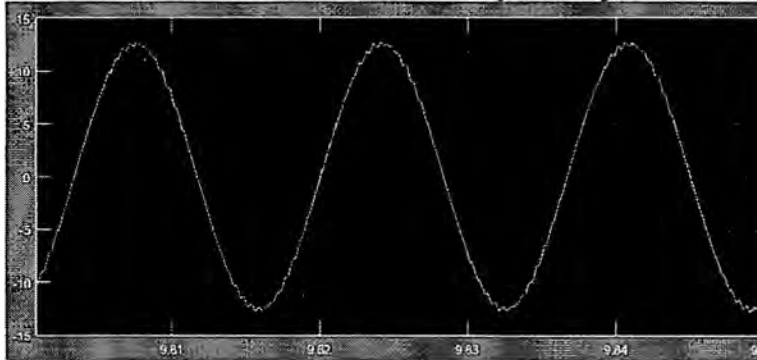
Onda de control (triangular y sinusoidal)



Para $m=1$

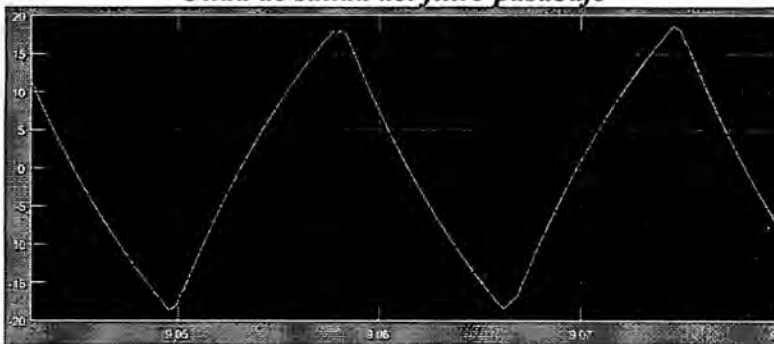
Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Onda de salida del filtro pasabajo



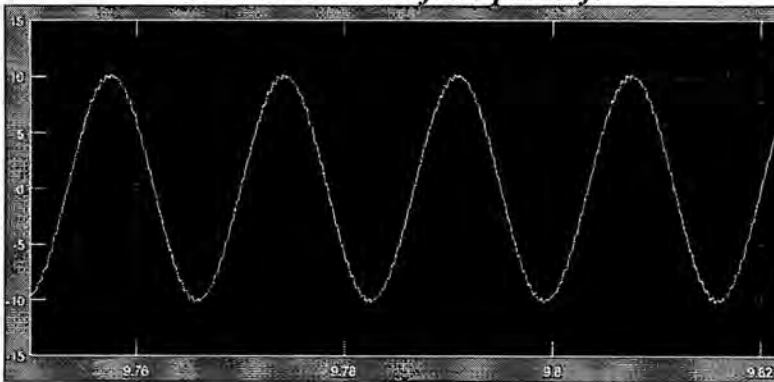
Para $m > 1$

Onda de salida del filtro pasabajo



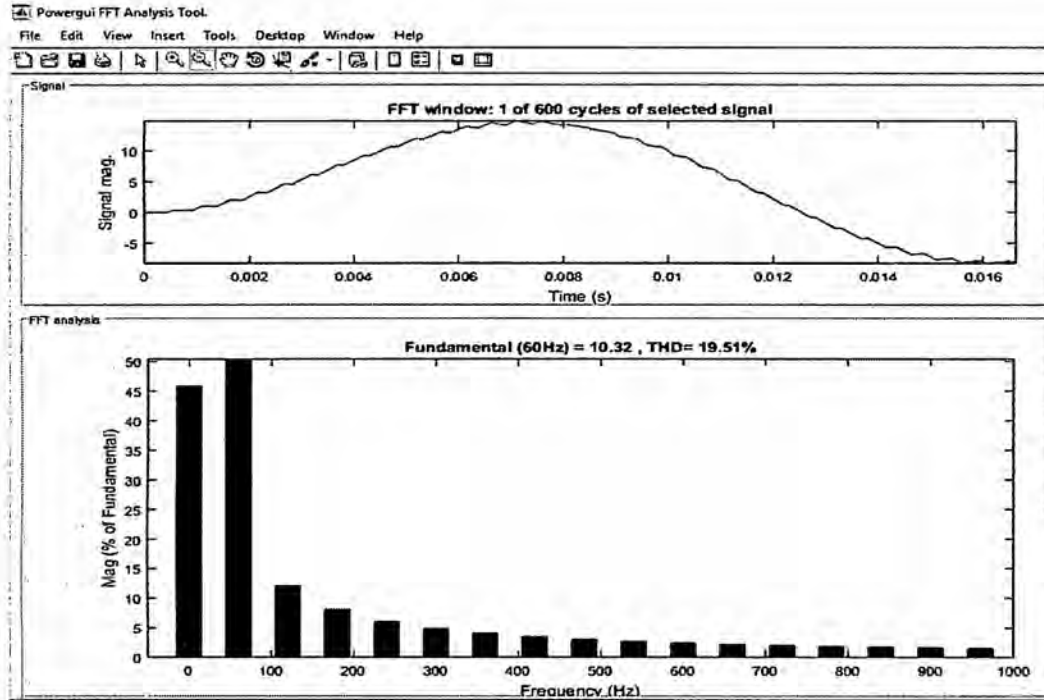
Para $m < 1$

Onda de salida del filtro pasabajo



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)

Analizaando FTT:



Referencia: Autoría Propia (Simulación Matlab/Simulink)